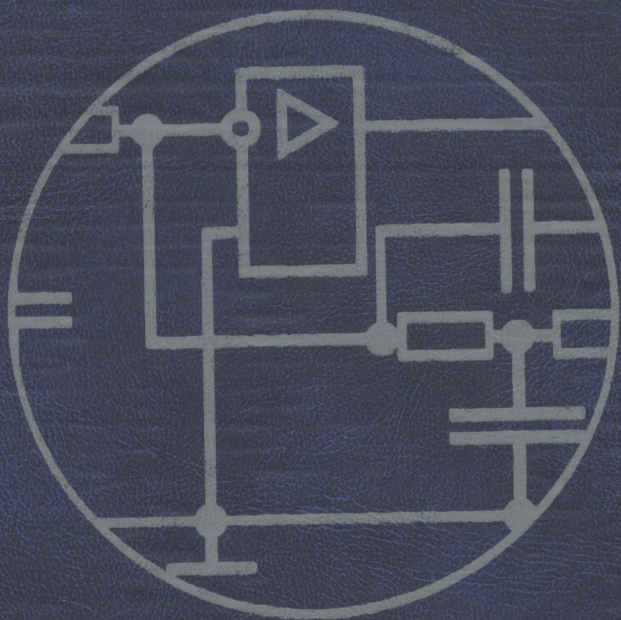


В.І.СЕНЬКО · М.В.ПАНАСЕНКО · Є.В.СЕНЬКО
М.М.ЮРЧЕНКО · Л.І.СЕНЬКО
В.В.ЯСІНСЬКИЙ

ЕЛЕКТРОНІКА І МІКРОСХЕМОТЕХНІКА



2
ТОМ

621.38(075)
E 50

В.І.Сенько, М.В.Панасенко, Є.В.Сенько,
М.М.Юрченко, Л.І.Сенько, В.В.Ясінський

ЕЛЕКТРОНІКА І МІКРОСХЕМОТЕХНІКА

У 4-х томах

•
Том 2

АНАЛОГОВІ ТА ІМПУЛЬСНІ ПРИСТРОЇ

Під редакцією
доктора технічних наук,
професора В.І.Сенька

•
*Затверджено Міністерством освіти і науки України
як підручник для студентів вищих навчальних закладів освіти,
що навчаються за напрямками «Електромеханіка»
та «Електротехніка»*

НТБ ВНТУ



418309

621.38(075) E 50 2002

Електроніка та мікросхемотехніка

Харків
ФОЛІО
2002

Гриф надано Міністерством
освіти і науки України
(Лист від 14 грудня 2001 р. №1/11-4713)

УДК 621.396.6

Електроніка і мікросхемотехніка: Підручник для студентів вищих навчальних закладів, що навчаються за напрямками «Електромеханіка» та «Електротехніка». У 4 т. Т. 2. Аналогові та імпульсні пристрої / В. І. Сенько, М. В. Панасенко, Є. В. Сенько та ін.; Під ред. В. І. Сенька; Худож.-оформлювач О. С. Юхтман. — Харків: Фоліо, 2002. — 510 с. : іл.

ISBN 966-03-1770-0.

У другому томі розглянуто основні властивості аналогових підсилювальних пристроїв, підсилювальні пристрої на біполярних та польових транзисторах, операційні підсилювачі, перетворювачі аналогових сигналів на операційних підсилювачах, генератори гармонічних коливань, пристрої порівняння аналогових сигналів, ключовий режим роботи напівпровідникових приладів і імпульсні пристрої. Всі розділи супроводжуються прикладами розрахунків та контрольними запитаннями.

Табл. 11. Іл. 291. Бібліогр.: 31 назв.

418309

Рецензенти:

д-р техн. наук, проф. *Є. І. Сокіл*
(Національний технічний університет «Харківський полі-
технічний інститут»);

д-р техн. наук, проф. *О. І. Денисов*
(Чернігівський державний технологічний університет)

© В. І. Сенько, М. В. Панасенко,
Є. В. Сенько, М. М. Юрченко,
Л. І. Сенько, В. В. Ясінський, 2002
© О. С. Юхтман, художнє
оформлення, 2002

ISBN 966-03-1770-0

ЛІТ. В. І. Ю
М. ВІННИЦЯ

ПЕРЕДМОВА

Книга «Аналогові та імпульсні електронні пристрої» є другим томом підручника «Електроніка і мікросхемотехніка», призначеного для студентів вищих закладів освіти, що навчаються за напрямками «Електромеханіка» та «Електротехніка». Зміст книги відповідає типовим навчальним програмам підготовки бакалаврів і відповідних спеціальностей підготовки фахівців.

У даній книзі викладення теоретичного матеріалу супроводжується типовими задачами з розв'язаннями. Така побудова книги повинна сприяти більш активному засвоєнню та закріпленню теоретичного навчального матеріалу та прищеплюванню вмінь і навичок розрахунку та аналізу електронних пристроїв. У кінці кожного розділу наведені контрольні запитання.

Авторський колектив при підготовці цієї книги використав багаторічний досвід методичної та викладацької роботи, накопичений ним при читанні курсів «Електронні, мікропроцесорні та перетворювальні пристрої», «Електроніка і мікросхемотехніка», «Перетворювальна техніка» студентам в Національному технічному університеті України «Київський політехнічний інститут», Національному технічному університеті «Харківський політехнічний інститут» і Харківській державній академії залізничного транспорту.

Автори вдячні завідувачам кафедр промислової електроніки Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут» доктору технічних наук, професору Соколу Євгену Івановичу та Чернігівського державного технологічного університету доктору технічних наук, професору Денисову Олександрові Івановичу за уважне рецензування рукопису та рекомендації щодо поліпшення окремих його розділів, які були враховані при доопрацюванні рукопису.

ОСНОВНІ ВЛАСТИВОСТІ АНАЛОГОВИХ ПІДСИЛЮВАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ

1.1. ЗАГАЛЬНІ ВЛАСТИВОСТІ, КЛАСИФІКАЦІЯ ТА ОСНОВНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПІДСИЛЮВАЧА

Електронним підсилювачем називають пристрій, який використовується для підвищення потужності вхідного електричного сигналу. При цьому підсилення малопотужного вхідного сигналу досягається за рахунок енергії зовнішнього джерела живлення значно більшого рівня потужності. Будь-який підсилювач складається з активного підсилювального елемента, джерела живлення та пасивних кіл. Підсилювач можна розглядати як активний чотириполюсник (рис. 1.1), до вхідних затискачів (1, 2) якого приєднується джерело вхідного сигналу у вигляді джерела напруги (рис. 1.1,а) або джерела струму (рис. 1.1,б). Зовнішнє навантаження $R_{\text{н}}$, яке споживає енергію підсиленого сигналу, приєднується до виходу підсилювача (затискачі 3, 4). Джерело вхідного сигналу навантажується вхідним опором підсилювача $R_{\text{вх}}$, на якому виділяється потужність вхідного сигналу. Цей сигнал керує енергією джерела живлення значно більшого рівня потужності. Таким чином, використання активного керуючого елемента (наприклад, транзистора) та більш потужного джерела живлення дає можливість підсилювати потужність вхідного сигналу.

Як правило, один вхідний (2) та один вихідний (4) затискачі еквіпотенціальні, тому що з'єднані із спільною шиною, яка зветься «землею» або корпусом.

Для вхідного кола підсилювача з джерелом напруги (рис. 1.1,а) можна записати

$$U_{\text{вх}} = E_{\text{дж}} \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}} + R_{\text{дж}}} \quad (1.1)$$

З (1.1) випливає, що спад напруги на внутрішньому опорі $R_{\text{дж}}$ джерела вхідного сигналу буде незначним, тобто $U_{\text{вх}} \approx E_{\text{дж}}$, якщо виконується умова $R_{\text{вх}} \gg R_{\text{дж}}$.

Для вхідного кола підсилювача (рис. 1.1,б) маємо

$$I_{\text{вх}} = I_{\text{дж}} \frac{R_{\text{дж}}}{R_{\text{вх}} + R_{\text{дж}}} \quad (1.2)$$

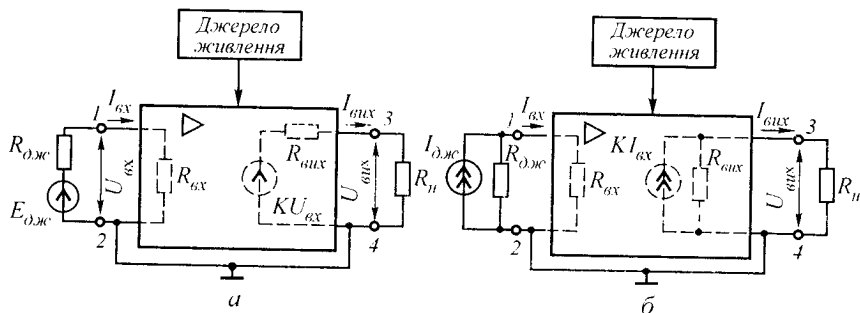


Рис. 1.1

Якщо $R_{дж} \gg R_{вх}$, то весь струм джерела входного сигналу відгалужується у вхідний опір підсилювача. Отже, при великому входному опорі підсилювача керування в навантаженні здійснюється джерелом напруги, а при малому $R_{вх}$ — джерелом струму.

Вихідне коло підсилювача також може бути джерелом напруги $KU_{вх}$ (рис. 1.1,а) або джерелом струму $KI_{вх}$ (рис. 1.1,б) з внутрішнім опором $R_{вих}$. Ці джерела відображають властивості підсилювача, які характеризуються коефіцієнтом передачі (підсилення) K , що в першому випадку є коефіцієнтом підсилення напруги, а в другому — струму.

Всі електронні підсилювачі підвищують потужність. Але в ряді випадків основним показником є підсилення напруги або струму. Тому підсилювачі поділяють на підсилювачі напруги, струму та потужності. Підсилювач напруги забезпечує на навантаженні задане значення вихідної напруги. В такому режимі підсилювач працює, якщо виконуються умови $R_{вх} \gg R_{дж}$ та $R_{н} \gg R_{вих}$, що забезпечує відносно великі зміни напруги на навантаженні при невеликих змінах струму у вхідному та вихідному колах. В режимі підсилення струму необхідно виконання умов $R_{вх} \ll R_{дж}$ та $R_{н} \ll R_{вих}$, щоб у вихідному колі при малих значеннях напруги протікав струм заданого значення. Для підсилювача потужності умови узгодження вхідного кола з джерелом входного сигналу та вихідного кола з навантаженням для передавання максимальної потужності мають вигляд $R_{вх} \approx R_{дж}$ та $R_{н} \approx R_{вих}$.

За характером зміни у часі підсилюваного сигналу розрізняють підсилювачі постійного та змінного струму. Підсилювачі постійного струму працюють при нижній частоті $f_H = 0$. А підсилювачі змінного струму поділяються на підсилювачі низької та високої частоти.

Структура підсилювача визначається смугою частот робочого діапазону. За цією ознакою підсилювачі поділяють на вузькосмугові, для яких характерне відношення $f_B / f_H < 1,1$ (підсилення у

дуже вузькому діапазоні частот), та широкосмугові з f_v / f_n , яке досягає 100 і більше.

Залежно від форми підсилюваних сигналів розрізняють підсилювачі гармонічних (синусоїдних) та імпульсних сигналів. Оскільки імпульсні сигнали, наприклад, прямокутної форми, містять в собі широкий спектр частот, імпульсні підсилювачі належать до класу широкосмугових. Якщо підсилення одного каскаду недостатньо, то як навантаження R_n використовується вхідне коло другого підсилювального каскаду, вихід якого приєднується до входу третього каскаду і т. д. Підсилювач, що має кілька ступенів підсилення, називають багатокаскадним. Так, за структурою розрізняють однокаскадні та багатокаскадні підсилювачі, а за способом зв'язку між каскадами — підсилювачі з ємнісним, трансформаторним та гальванічним зв'язком.

Трансформаторний зв'язок використовується лише у прикінцевих каскадах підсилення потужності для узгодження підсилювача з навантаженням.

За типом навантаження підсилювачі можна розділити на резистивні (аперіодичні) та резонансні (вибіркові).

Дедалі більше у підсилювальній техніці використовують операційні підсилювачі в інтегральному виконанні, які одночасно задовольняють багатьом названим вище умовам. Такі підсилювачі здебільшого підсилюють напругу і використовуються для підсилення сигналів як постійного, так і змінного струму в широкому діапазоні частот.

Роботу кожного підсилювача можна характеризувати різними експлуатаційними, кількісними та якісними показниками (вихідними параметрами).

Коефіцієнт підсилення. Коефіцієнтом підсилення називається відношення вихідної величини (напруги, струму, потужності), яка характеризує рівень сигналу, до вхідної (напруги, струму, потужності). Чисельно він показує, наскільки сигнал на виході більший, ніж на вході.

Якщо розглядати підсилювач як чотириполюсник, який має комплексний коефіцієнт підсилення, то можна записати

$$\underline{K} = \frac{\dot{A}_{\text{вих}}}{A_{\text{вх}}} = \frac{A_{\text{вих}}}{A_{\text{вх}}} \frac{e^{j\varphi_{\text{вих}}}}{e^{j\varphi_{\text{вх}}}} = \frac{A_{\text{вих}}}{A_{\text{вх}}} e^{j(\varphi_{\text{вих}} - \varphi_{\text{вх}})} = Ke^{j\varphi}, \quad (1.3)$$

де $K = \frac{A_{\text{вих}}}{A_{\text{вх}}}$ — модуль коефіцієнта підсилення; $\varphi = \varphi_{\text{вих}} - \varphi_{\text{вх}}$ — фазовий зсув між вхідною та вихідною напругами або між вхідним та вихідним струмами.

Згідно з призначенням підсилювача розрізняють коефіцієнти підсилення за напругою \underline{K}_U , за струмом \underline{K}_I і за потужністю K_P :

$$\underline{K}_U = \frac{\dot{U}_{\text{вих}}}{\dot{U}_{\text{вх}}}; \quad \underline{K}_I = \frac{\dot{I}_{\text{вих}}}{\dot{I}_{\text{вх}}}; \quad K_P = \frac{P_{\text{вих}}}{P_{\text{вх}}}. \quad (1.4)$$

Загальний коефіцієнт багатокаскадного підсилювача дорівнює добутку коефіцієнтів підсилення окремих каскадів

$$\underline{K} = \underline{K}_1 \cdot \underline{K}_2 \cdot \dots \cdot \underline{K}_n = \prod_{i=1}^n \underline{K}_i. \quad (1.5)$$

Часто коефіцієнт підсилення виражають не у відносних, а в логарифмічних одиницях, тобто використовують не саме відносне число K , а його логарифм. Доцільність такого підходу обумовлена тим, що органи почуття людини сприймають зростання сили зовнішніх подразників не за законом прямої пропорційності, а значно повільніше.

Ріст суб'єктивного сприйняття, як виявилось, відбувається приблизно пропорційно сигналу, що фактично сприймається як

$$\frac{S}{S_0} = A \lg \left(\frac{U}{U_0} \right), \quad (1.6)$$

де S — суб'єктивне сприйняття підсиленого сигналу; S_0 — те саме початкового сигналу; U — фактична амплітуда підсиленого сигналу; U_0 — те саме початкового сигналу; A — коефіцієнт пропорційності.

Таким чином, якщо, наприклад, сила звуку збільшується в 100 разів, то суб'єктивне сприйняття збільшується приблизно в 2 рази ($\lg 100 = 2$).

Зараз прийняті два види логарифмічних одиниць: децибели та непері.

Коефіцієнт підсилення за потужністю в децибелах визначається формулою

$$K_{P(\text{дБ})} = 10 \lg \left(\frac{P_{\text{вих}}}{P_{\text{вх}}} \right) = 10 \lg K_P, \quad (1.7)$$

звідки

$$K_P = 10^{0,1 K_{P(\text{дБ})}}. \quad (1.8)$$

При $K_{P(\text{дБ})} = 1$ дБ маємо $K_P = 10^{0,1} \approx 1,26$, тобто при коефіцієнті підсилення $K_{P(\text{дБ})} = 1$ дБ потужність підсилюється в 1,26 разів.

Враховуючи, що потужність P пропорційна U^2 або I^2 , коефіцієнти підсилення за напругою (струмом) визначаються формулою

$$K_{\text{дБ}} = 20 \lg K = 20 \lg(U_{\text{вих}} / U_{\text{вх}}). \quad (1.9)$$

Яким буде коефіцієнт підсилення K у відносних одиницях, якщо в децибелах він дорівнює одиниці? Поклавши в (1.9) $K_{\text{дБ}} = 1$, одержимо $1 = 20 \lg K$; $\lg K = 1/20 = 0,05$, звідки $K = 10^{0,05} = 1,12$.

Отже, якщо коефіцієнт підсилення дорівнює одному децибелу, то напруга на виході більша, ніж на вході, в 1,12 разів.

З (1.9) виходить також, що у загальному випадку $\lg K = K_{\text{дБ}} / 20 = 0,05 K_{\text{дБ}}$, звідки

$$K = 10^{0,05 K_{\text{дБ}}}. \quad (1.10)$$

Коефіцієнт підсилення за потужністю в неперах визначається за формулою

$$K_{P(\text{Нп})} = 0,5 \ln K_P, \quad (1.11)$$

звідки

$$K_P = e^{2K_{P(\text{Нп})}}. \quad (1.12)$$

Якщо $K_{P(\text{Нп})} = 1$ Нп, то $K_P = e^2 \approx 7,4$, тобто при коефіцієнті підсилення $K_{P(\text{Нп})} = 1$ Нп потужність підсилюється у 7,4 рази.

Коефіцієнт підсилення за напругою (струмом) в неперах визначається за формулою

$$K_{\text{Нп}} = \ln K, \quad (1.13)$$

звідки

$$K = \exp K_{\text{Нп}}, \quad (1.14)$$

де $\exp(e)$ — основа натуральних логарифмів ($e \approx 2,72$).

Якщо $K_{\text{Нп}} = 1$, то $K = e \approx 2,72$. Отже, коефіцієнт підсилення $K_{\text{Нп}} = 1$ Нп відповідає підсиленню напруги (струму) в 2,72 рази.

Використання логарифмічних одиниць зручно ще й через те, що при цьому загальний коефіцієнт підсилення багатокаскадного підсилювача дорівнює

$$K_{\text{дБ}} = K_{1\text{дБ}} + K_{2\text{дБ}} + \dots + K_{n\text{дБ}} = \sum_{i=1}^n K_{i\text{дБ}}. \quad (1.15)$$

Коефіцієнти підсилення одного й того ж підсилювача в децибелах і неперах зв'язані між собою співвідношенням

$$\frac{K_{\text{дБ}}}{K_{\text{Нп}}} = \frac{20 \lg K}{\ln K} = \frac{20 \lg K}{2,3 \lg K} \approx 8,7, \quad (1.16)$$

очевидно

$$\frac{K_{\text{НП}}}{K_{\text{дБ}}} = \frac{1}{8,7} = 0,115. \quad (1.17)$$

Основним якісним показником підсилювача є точність відтворення форми сигналу, що підсилюється. В ідеальному підсилювачі крива зміни напруги на виході повинна точно повторювати форму кривої зміни напруги на вході. При цьому допускається деякий зсув в часі Δt між вхідною ($u_{\text{вх}}$) та вихідною ($u_{\text{вих}}$) напругами, який дорівнює часу проходження сигналу через підсилювач. Умова неспотвореного підсилення може бути записана у вигляді

$$u_{\text{вих}}(t) = Ku_{\text{вх}}(t - \Delta t). \quad (1.18)$$

Відхилення форми вихідного сигналу від форми вхідного сигналу називають спотвореннями. Спотворення бувають лінійними та нелінійними. Обидва види спотворень змінюють форму вихідного сигналу, але причини їх появи та методи компенсації різні.

Нелінійні спотворення. Нелінійні спотворення виявляються в тому, що при підсилюванні сигналу синусоїдної форми вихідний сигнал не є чисто синусоїдним. У вихідному сигналі крім основної гармоніки, яка має частоту вхідного сигналу, з'являється ряд вищих гармонік. У сигналі складної форми змінюється спектральний склад. Нелінійні спотворення виникають через наявність у підсилювачі елементів з нелінійними ВАХ. Цей тип спотворень обумовлений наявністю нелінійних ділянок характеристик (вхідних та вихідних) транзисторів, а також нелінійністю кривих намагнічування осердь трансформаторів зв'язку і т. д.

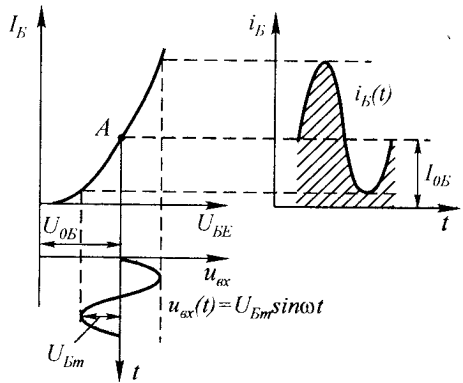


Рис. 1.2

Приклад виникнення нелінійних спотворень при роботі транзистора з СЕ на нелінійній ділянці вхідної характеристики показаний на рис. 1.2. З графіка видно, що при подачі на базу напруги синусоїдної форми вхідний струм бази відрізняється від синусоїди (крива несиметрична відносно рівня $I_{0Б}$).

Виникнення нелінійних спотворень можна показати аналітично, записавши для спрощення $I_B = f(U_{BE})$ квадратичною залежністю

$$i_B = \alpha U_{BE}^2 = \alpha (U_{0BE} + u_{вх})^2,$$

де U_{0BE} — напруга зміщення на базі транзистора; $u_{вх}$ — миттєве значення напруги вхідного сигналу. Тоді

$$\begin{aligned} i_B &= \alpha (U_{0BE} + U_{Bm} \sin \omega t)^2 = \\ &= \alpha U_{0BE}^2 + 2\alpha U_{0BE} U_{Bm} \sin \omega t + \alpha U_{Bm}^2 \sin^2 \omega t. \end{aligned}$$

Позначивши $\alpha U_{0BE}^2 = I_{0B}$ (струм спокою бази), $2\alpha U_{0BE} U_{Bm} \sin \omega t = I_{B1m} \sin \omega t$ (перша гармоніка струму бази), розклавши третю складову $\alpha U_{Bm}^2 \sin^2 \omega t = \frac{\alpha U_{Bm}^2}{2} - \frac{\alpha U_{Bm}^2}{2} \cos 2\omega t$ та позначивши $\frac{\alpha U_{Bm}^2}{2} = \Delta I_{0B}$ (приріст струму спокою бази), $\frac{\alpha U_{Bm}^2}{2} \cos 2\omega t = I_{B2m} \cos 2\omega t$ (друга гармоніка струму бази), можна записати

$$i_B = I_{0B} + \Delta I_{0B} + I_{B1m} \sin \omega t - I_{B2m} \cos \omega t. \quad (1.19)$$

З (1.19) видно, що при апроксимації вхідної характеристики квадратичною залежністю на виході підсилювача з'являється додаткова складова сигналу з подвійною частотою вхідного сигналу.

При наявності нелінійних спотворень напруга або струм першої гармоніки є корисним підсиленням сигналом. Усі вищі гармоніки, починаючи з другої, є наслідком нелінійних спотворень. Рівень нелінійних спотворень чисельно оцінюється коефіцієнтом гармонік K_Γ , пропорційним потужності, яка розвивається вищими гармоніками. Якщо навантаженням підсилювача є чисто активний опір, то

$$K_\Gamma = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} P_n / P_1} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 / I_1^2} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2 / U_1^2}, \quad (1.20)$$

де P_1 , I_1 , U_1 — потужність, струм та напруга першої гармоніки, n — номер гармоніки.

При оцінці нелінійних спотворень у більшості випадків враховують тільки другу та третю гармоніки, тому що більш високі гармоніки вихідного сигналу звичайно мають малу потужність. В ба-

гатокаскадних підсилювачах загальний коефіцієнт нелінійних спотворень

$$K_{\Gamma} = K_{\Gamma 1} + K_{\Gamma 2} + K_{\Gamma 3} + \dots + K_{\Gamma m} = \sum_{i=1}^m K_{\Gamma i}. \quad (1.21)$$

Нелінійні спотворення пов'язані лише з амплітудою вхідного сигналу і не пов'язані з його частотою. В багатокаскадних підсилювачах найбільші нелінійні спотворення звичайно виникають в прикінцевих каскадах, на вхід яких надходять сигнали з великою амплітудою. Чим більша потужність, яку видає підсилювач, тим вищий коефіцієнт нелінійних спотворень. Про наявність нелінійних спотворень при підсиленні сигналу будь-якої форми та відомій амплітуді можна судити за ступенем відхилення *амплітудної характеристики підсилювача* — залежності $U_{\text{вих}} = f(U_{\text{вх}})$ на деякій сталій частоті — від прямої лінії (рис. 1.3). Амплітудна характеристика не придатна для кількісної оцінки і дозволяє лише приблизно визначити межі лінійності підсилення. В робочому діапазоні амплітуд вхідного сигналу $U_{\text{вх min}} - U_{\text{вх max}}$ амплітудна характеристика прямолінійна (відрізок ab), а кут її нахилу задається коефіцієнтом підсилення на даній частоті.

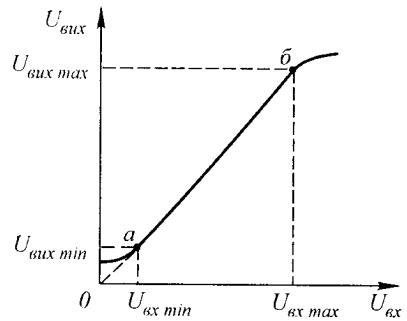


Рис. 1.3

Якщо вхідна напруга не перевищує значення $U_{\text{вх min}}$, то напруга на виході підсилювача $U_{\text{вих min}}$

визначається напругою його власних шумів, які глушать корисний вхідний сигнал. Шуми підсилювача залежать, в основному, від шумів його активних та пасивних елементів. Їх причиною є пульсації напруги джерела живлення, теплові процеси, а також неоднорідність структури матеріалу елементів і нестабільність електричних процесів у часі.

При великих вхідних напругах ($U_{\text{вх}} > U_{\text{вх max}}$) пропорційність між $U_{\text{вих}}$ та $U_{\text{вх}}$ порушується, оскільки немає пропорційної залежності між вхідним та вихідним струмами активного елемента підсилення — транзистора (див. рис. 1.2). Таким чином, можливість підсилювати максимальну та мінімальну напруги за умови, що кожному миттєвому значенню вхідної напруги відповідає пропорційне значення вихідної напруги (відрізок ab на рис. 1.3), відображає один з важливих показників підсилювача, який називається

динамічним діапазоном. Кількісно динамічний діапазон оцінюється як

$$D = \frac{U_{\text{вх max}}}{U_{\text{вх min}}}, \quad (1.22)$$

де $U_{\text{вх max}}$ і $U_{\text{вх min}}$ — вхідні напруги, при яких спотворення підсилюваного сигналу і його розрізнення на фоні шумів лежать в допустимих межах.

Лінійні спотворення обумовлені в основному залежністю від частоти коефіцієнта передачі струму $h_{21 \text{ E}}$ (або $h_{21 \text{ Б}}$) та реактивних опорів ємностей та індуктивностей, які є в схемі підсилювача. Рівень лінійних спотворень не залежить від амплітуди сигналу, що підсилюється, а залежить тільки від його частоти. Якщо на вхід підсилювача, коефіцієнт підсилення якого без урахування реактивних елементів дорівнює K_0 , подати сигнал $U_{\text{вх m}} \cos \omega t$, то амплітуда вихідного сигналу не буде дорівнювати очікуваній величині $K_0 U_{\text{вх m}}$. Крім того, вихідний сигнал зсувається по фазі відносно вхідного. В реальному підсилювачі вихідна напруга дорівнює

$$U_{\text{вих m}} = K U_{\text{вх m}} \cos(\omega t + \varphi),$$

де K — коефіцієнт підсилення з урахуванням реактивних елементів; φ — кут зсуву фаз між вихідним та вхідним сигналами.

Сигнали з складним спектральним складом та складові різних частот будуть підсилюватись неоднаково. Різними будуть і кути зсуву фаз. Неоднакове підсилення складових різних частот та різні їх фазові зсуви на виході підсилювача називають частотними та фазовими спотвореннями.

У відповідності до (1.3) можна побудувати *амплітудно-фазову характеристику* підсилювача. На практиці прийнято окремо розглядати залежності модуля і аргументу коефіцієнта підсилення від частоти. При підсиленні гармонічних коливань основними характеристиками підсилювача є **амплітудно-частотна (АЧХ) та фазо-частотна (ФЧХ) характеристики**. АЧХ являє собою графік залежності модуля коефіцієнта підсилення K від частоти $[K = F(f)]$. За нею оцінюються *частотні спотворення* підсилювача. Причини виникнення частотних спотворень розглянемо на прикладі пристрою, АЧХ якого наведена на рис. 1.4,а. Припустимо, що на вході підсилювального пристрою діє сигнал, рівний сумі двох гармонік однакової амплітуди, причому $\omega_2 = 2\omega_1$ (рис. 1.4,б). Згідно з наведеною АЧХ (рис. 1.4,а) $K_U(\omega_1) = 2K_U(\omega_2)$. Тоді напруга на виході підсилювача має вигляд, наведений на рис. 1.4,в. Порівняння сумарного вхідного $U_{\text{вх } \Sigma}$ та вихідного $U_{\text{вих } \Sigma}$ сигналів показує, що вони суттєво різні.

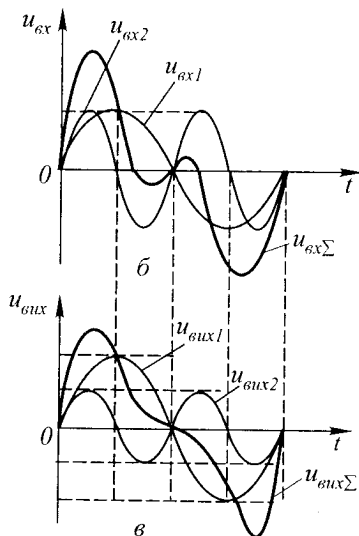
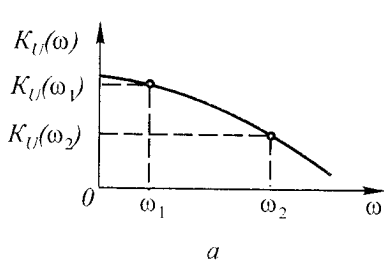


Рис. 1.4

З наведених міркувань видно, що ідеальною (з точки зору відсутності частотних спотворень) є АЧХ, у якій для усіх частот, що підсилюються, виконується співвідношення $K_U(\omega) = \text{const}$ [$K_U(f) = \text{const}$], тобто АЧХ є горизонтальною прямою (пунктирна лінія на рис. 1.5). АЧХ реальних підсилювачів мають загин в області верхніх та нижніх частот.

Частотні спотворення, які вносить підсилювач на частоті f , враховує коефіцієнт частотних спотворень M , що дорівнює відношенню модулів коефіцієнтів підсилення на середній K_0 і даній робочій частоті,

$$M = K_0 / K_f.$$

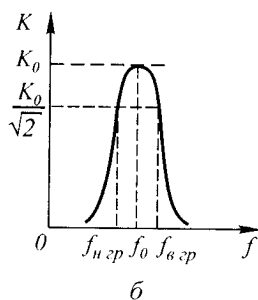
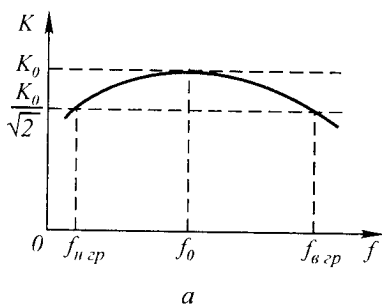


Рис. 1.5

Для багатокаскадного підсилювача

$$M = M_1 \cdot M_2 \cdot \dots \cdot M_n = \prod_{i=1}^n M_i . \quad (1.23)$$

Величину частотних спотворень інколи оцінюють за відхиленням підсилення від величини K_0 , яке виражене в децибелах

$$\Delta K [\text{дБ}] = K [\text{дБ}] - K_0 [\text{дБ}] .$$

Як правило, коефіцієнт частотних спотворень знаходять на граничних частотах $f_{\text{вгр}}$ та $f_{\text{нгр}}$ умовної смуги пропускання підсилювача, яка являє собою діапазон частот $\Delta f = f_{\text{вгр}} - f_{\text{нгр}}$, в межах якого зміна модуля коефіцієнта підсилення не перевищує заданої величини $M_{\text{н}} = K_0 / K_{\text{н}}$; $M_{\text{в}} = K_0 / K_{\text{в}}$.

У різних типів підсилювачів величини $M_{\text{н}}$ та $M_{\text{в}}$ можуть бути як більше, так і менше одиниці, тому що коефіцієнт підсилення на деяких частотах може бути або вище, або нижче коефіцієнта підсилення на середніх частотах. Так само і АЧХ матиме ділянки підняття або зменшення.

В результаті досліджень сприйняття частотних спотворень звукових сигналів слуховими органами людини встановлено, що якщо значення коефіцієнта частотних спотворень M знаходиться в межах $0,7 - 1,4$ (це відповідає змінюванню даного значення на ± 3 дБ), то частотні спотворення практично не відчуються.

По АЧХ можна визначити граничні частоти підсилювача. Граничними частотами $f_{\text{гр}}$ (або $\omega_{\text{гр}}$) називають ті частоти, на яких коефіцієнт підсилення відрізняється від коефіцієнта підсилення на середній частоті на задану величину. Граничними частотами прийнято вважати ті верхні ($f_{\text{вгр}}$) та нижні ($f_{\text{нгр}}$) частоти, на яких коефіцієнт підсилення зменшується до рівня $0,707$ за напругою ($M = 1/\sqrt{2}$) і до рівня $0,5$ за потужністю, тобто в обох випадках зменшується на 3 дБ.

Фазові спотворення не впливають на спектральний склад та співвідношення амплітуд гармонічних складових складного сигналу, а викликають зміну його форми в результаті різних фазових зсувів, які виникають у окремих складових сигналу після проходження через підсилювач, тобто через нерівномірність ФЧХ підсилювального пристрою (рис. 1.6,а). Умовою ідеальності ФЧХ є умова незалежності фази від частоти сигналу, що підсилюється (штрихова лінія на рис. 1.6,а), яка відповідно описується лінійною залежністю виду $f(\omega) = \text{const}$.

Проте умову незалежності фази від частоти на практиці важко забезпечити і ФЧХ має вигляд суцільної лінії на рис. 1.6,а. Розглянемо на прикладі природу виникнення фазових спотворень в під-

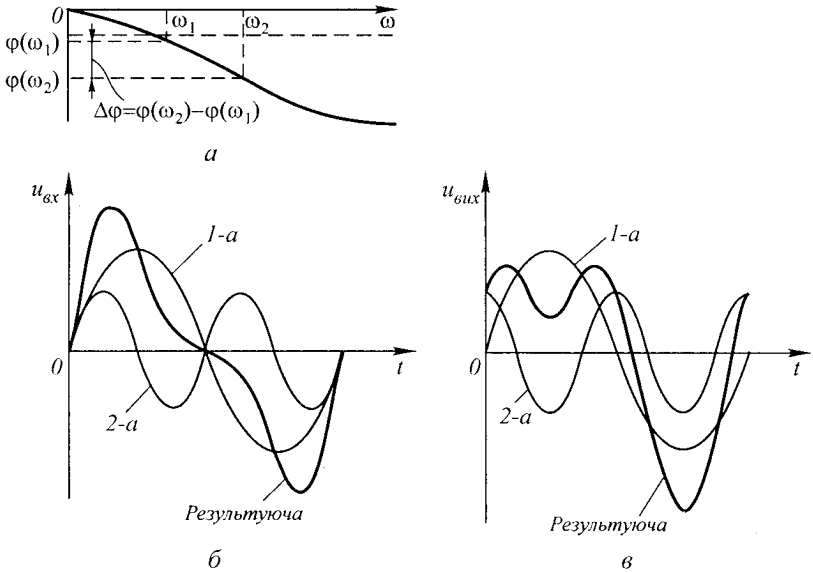


Рис. 1.6

силювальному каскаді. Припустимо, що на вході підсилювального пристрою, так само, як і у випадку амплітудних спотворень сигналу, діє сигнал, рівний сумі двох гармонік, причому частоти цих сигналів відрізняються у 2 рази, тобто $\omega_2 = 2\omega_1$ (див. рис. 1.6, б). Припустимо також, що фазовий зсув $\Delta\varphi(\omega)$, який вносить підсилювальний пристрій між частотами ω_1 та ω_2 , дорівнює $\pi/2$. Вигляд вихідного сигналу підсилювального пристрою при зроблених припущеннях показаний на рис. 1.6, в. Очевидно, що (як і у попередньому випадку) форми вхідного та вихідного сигналів суттєво різні.

Слід зазначити, що оскільки на практиці у підсилювальному пристрої використовуються тільки мінімально фазові ланки, між його АЧХ та ФЧХ існує однозначний взаємозв'язок. Тому розглянуті приклади є ідеалізованими і в реальному пристрої відокремити частотні спотворення від фазових неможливо: великим частотним спотворенням відповідають великі фазові спотворення, і навпаки.

Вхідний та вихідний опори — найважливіші параметри підсилювальних пристроїв. Їх значення потрібно враховувати при узгодженні підсилювального пристрою як із джерелом вхідного сигналу (датчиком), так і з навантаженням. У загальному вигляді значення вхідного та вихідного опорів має комплексний характер і є функцією частоти. Остання залежність особливо важлива у випадку дії на вході підсилювального пристрою неперіодичного сигналу.

Вхідний та вихідний опори визначаються виразами

$$Z_{\text{вх}}(\omega) = U_{\text{вх}}(\omega) / I_{\text{вх}}(\omega) \quad \text{при } R_{\text{н}} = \text{const}; \quad (1.24)$$

$$Z_{\text{вих}}(\omega) = [U_{\text{вих х}}(\omega) - U_{\text{вих}}(\omega)] / I_{\text{вих}}(\omega). \quad (1.25)$$

Часто на практиці цікавляться тільки активними складовими вхідного та вихідного опорів. В цьому випадку для них справедливі наступні вирази:

$$R_{\text{вх}} = (U_{\text{вх}} / I_{\text{вх}}) \quad \text{при } R_{\text{н}} = \text{const};$$

$$R_{\text{вих}} = (U_{\text{вих х}} - U_{\text{вих}}) / I_{\text{вих}} = U_{\text{вих х}} / I_{\text{вих к}},$$

де $U_{\text{вих х}}$ — напруга холостого ходу на виході підсилювача ($R_{\text{н}} = \infty$); $I_{\text{вих к}}$ — струм короткого замикання ($R_{\text{н}} = 0$).

Вихідна потужність підсилювача — це та частина потужності, яка може бути виділена в навантажувальному пристрої. У випадку активного навантаження вона дорівнює

$$P_{\text{вих}} = I_{\text{вих}}^2 R_{\text{н}} = U_{\text{вих}}^2 G_{\text{н}},$$

де $G_{\text{н}} = 1 / R_{\text{н}}$ — провідність навантажувального пристрою.

Коефіцієнт корисної дії

$$\eta = P_{\text{вих}} / P_{\text{заг}},$$

де $P_{\text{заг}}$ — потужність, що споживається всіма колами підсилювача від усіх джерел живлення; $P_{\text{вих}}$ — корисна вихідна потужність підсилювача.

Перехідні характеристики являють собою залежність миттєвого значення вихідної напруги або струму від перепаду значень відповідного електричного параметра з нульовою тривалістю фронту на вході підсилювального пристрою. Ці характеристики використовують для визначення динамічних властивостей пристрою.

Типовий вигляд перехідної характеристики підсилювача наведений на рис. 1.7. Чисельно за даною характеристикою підсилювача визначають два параметри: тривалість фронту $t_{\text{ф}}$ та перерегулювання вихідної напруги $\Delta U_{\text{вих}}$. Обидва параметри визначаються відносно нового усталеного значення вихідної напруги $U_{\text{вих уст}}$.

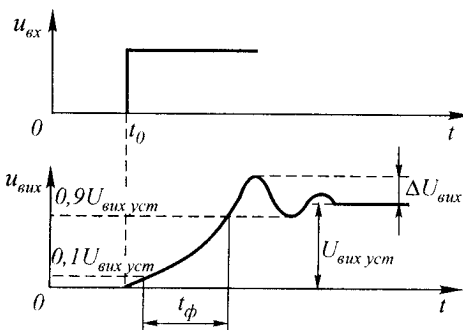


Рис. 1.7

Типові функціональні каскади напівпровідникового підсилювача. Для одержання великих коефіцієнтів підсилення необхідно каскадне вмикання декількох підсилювачів, які забезпечують послідовне підсилення сигналу до потрібного значення. Каскадну схему підсилювача можна зобразити у вигляді трьох функціонально різних каскадів підсилення (рис. 1.8): попередній підсилювач (ПрП), проміжний підсилювач (ПмП) та вихідний підсилювач (ВП).

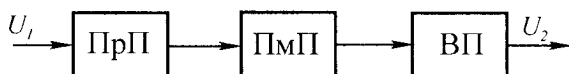


Рис. 1.8

Попередній підсилювач забезпечує безпосередній зв'язок джерела сигналу та підсилювального пристрою. Через те дуже важливою стає вимога, якій він повинен відповідати, — мінімальне ослаблення вхідного сигналу. Для цього ПрП повинен мати великий вхідний опір $R_{вх}$. Цей опір повинен бути суттєво більше опору $R_{д}$ джерела сигналу, тобто $R_{вх} \gg R_{д}$. В цьому випадку зміна вхідної напруги підсилювача буде наближатися до ЕРС джерела в його вхідному колі. Основна вимога, яка висувається до ПрП, — забезпечення найбільшого підсилення вхідного сигналу за мінімальних його спотворень.

Проміжний підсилювач виконує роль буферного каскаду між попереднім та вихідним підсилювачами. Основна його задача — узгодження виходу ПрП з входом ВП.

Вихідний підсилювач призначений для одержання на виході підсилювального пристрою потужності, яка забезпечує працездатність навантажувального пристрою, що виконує визначені функції. Тому на відміну від ПрП та ПмП, вихідна потужність яких порівняно невелика, основним параметром ВП є ККД.

Транзисторні підсилювачі потужності, які застосовуються на практиці, класифікують на одно- та двотактні. Однотактні підсилювачі потужності використовують для роботи з навантажувальними пристроями, потужність яких складає одиниці ват. При великих значеннях потужності навантажувальних пристроїв застосовують двотактні ВП.

Нааявність трьох різнотипних функціональних каскадів — попереднього, проміжного та вихідного — не є обов'язковим. Відомі такі електронні підсилювачі, в яких попередній та проміжний підсилювачі не мають явно виявлених відзначних ознак і поєднані в одному підсилювальному каскаді. Те ж саме відноситься до проміжного та вихідного підсилювачів, які також можна об'єднати. Нарешті, можливі схеми підсилювальних пристроїв з декількома підсилювачами одного типу і т.д.

1.2. ЧАСТОТНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПІДСИЛЮВАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ

Елементи, які використовуються для побудови підсилювальних пристроїв, мають нелінійні характеристики, до того ж їх параметри залежать як від часу, так і від зовнішніх умов експлуатації. Тому точний математичний опис підсилювальних пристроїв досить громіздкий і базується на використанні систем нелінійних диференціальних рівнянь, параметри яких залежать від часу та різних зовнішніх збурних діянь.

Проте у більшості практичних випадків цими залежностями можна знехтувати і з точки зору математичного опису розглядати підсилювальний пристрій як безперервну лінійну стаціонарну систему з зосередженими параметрами та детермінованим законом керування.

Безперервною називається система, в якій всі сигнали її пристроїв та об'єктів регулювання є безперервними функціями часу; лінійною — система, для якої справедливий принцип накладання (суперпозиції); стаціонарною — система, параметри та характеристики якої не залежать від часу. Детермінованим зветься закон керування, який припускає однозначний зв'язок між вхідною дією та відповідним значенням вихідного параметру.

Тоді для математичного опису підсилювального пристрою можна скористатися системою диференціальних рівнянь із сталими коефіцієнтами. В зв'язку з тим, що нас, як правило, цікавить реакція підсилювального пристрою на деяку вхідну дію, задана система диференціальних рівнянь може бути зведена до одного рівняння високого порядку вигляду

$$\begin{aligned} & a_n \frac{d^n}{dt^n} u_{\text{вих}} + a_{n-1} \frac{d^{n-1}}{dt^{n-1}} u_{\text{вих}} + \dots + a_0 u_{\text{вих}} = \\ & = b_m \frac{d^m}{dt^m} u_{\text{вх1}} + b_{m-1} \frac{d^{m-1}}{dt^{m-1}} u_{\text{вх1}} + \dots + b_0 u_{\text{вх1}} + \\ & + c_l \frac{d^l}{dt^l} u_{\text{вх2}} - c_{l-1} \frac{d^{l-1}}{dt^{l-1}} u_{\text{вх2}} + \dots + c_0 u_{\text{вх2}}, \end{aligned} \quad (1.26)$$

де $u_{\text{вх1}}$ та $u_{\text{вх2}}$ — миттєві значення вхідних діянь, прикладених до різних входів підсилювального пристрою; a_i , b_i , c_i — сталі коефіцієнти, які містять в собі суми та добутки параметрів підсилювального пристрою (наприклад, R , L , C).

Рівняння (1.26) можна зобразити в операторному вигляді, якщо позначити $d^i/dt^i = p^i$,

$$\begin{aligned}
& (a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_0) u_{\text{вих}} = \\
& = (b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_0) u_{\text{вх1}} = \\
& = (c_l p^l + c_{l-1} p^{l-1} + \dots + c_0) u_{\text{вх2}}.
\end{aligned} \tag{1.27}$$

Рівняння (1.27) дозволяє одержати передавальну функцію підсилювального пристрою за обраною вхідною дією

$$W_1(p) = \frac{u_{\text{вих}}}{u_{\text{вх1}}} = \frac{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_0}{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_0}. \tag{1.28}$$

При одержанні $W_1(p)$ припускається, що $u_{\text{вх2}} = 0$. Таке припущення справедливе, тому що ми припустили, що наш підсилювальний пристрій є лінійною системою, для якої справедливий принцип суперпозиції, тобто реакція на суму діянь дорівнює сумі реакцій на кожне окремо взяте діяння.

Передавальна функція за вхідним діянням $u_{\text{вх2}}$ має вигляд

$$W_2(p) = \frac{u_{\text{вих}}}{u_{\text{вх2}}} = \frac{c_l p^l + c_{l-1} p^{l-1} + \dots + c_0}{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_0}. \tag{1.29}$$

Використовуючи передавальні функції (1.28) та (1.29), рівняння (1.26) можна зобразити у вигляді

$$u_{\text{вих}} = W_1(p) u_{\text{вх1}} + W_2(p) u_{\text{вх2}}. \tag{1.30}$$

Одержані передавальні функції називаються передавальними функціями в операторній формі запису.

В зв'язку з тим, що поліном будь-якого ступеня завжди може бути зображений у вигляді добутку простих множників виду $\alpha s^2 + \beta s + \gamma$ (будь-який з коефіцієнтів α, β, γ у загальному випадку може дорівнювати нулю), передавальна функція підсилювального пристрою матиме вигляд

$$\frac{\alpha_1 s^2 + \beta_1 s + \gamma_1}{\alpha_2 s^2 + \beta_2 s + \gamma_2} = \frac{N_1(s)}{N_2(s)}. \tag{1.31}$$

Таким чином, опис будь-якого підсилювального пристрою може бути зведений до

$$W(p) = \frac{\prod_{i=1}^k N_i(p)}{\prod_{v=1}^f N_v(p)} = \prod_{q=1}^d N_q(p). \tag{1.32}$$

Індекси k , f та d виразу (1.32) зв'язані з індексами m та n заданого диференціального рівняння підсилювального пристрою співвідношеннями: $k \leq m$; $d \leq f \leq n$.

З виразу (1.32) випливає, що передавальну функцію будь-якого вигляду можна подати як добуток декількох елементарних передавальних функцій, до того ж набір цих функцій згідно з (1.31) буде обмеженим, тобто функція має стандартний вигляд. Якщо тепер кожній елементарній функції поставити у відповідність типову ланку, то будь-який підсилювальний пристрій може бути зображений у вигляді каскадного вмикання декількох типових ланок.

Передавальна функція підсилювального пристрою дозволяє легко визначити його амплітудно-фазову характеристику. Остання отримується шляхом заміни у виразах (1.28) та (1.29) оператора p на $j\omega$, де $j = \sqrt{-1}$, а ω — кутова частота

$$W(p)|_{p=j\omega} = W(j\omega) = P(\omega) + jQ(\omega), \quad (1.33)$$

де $P(\omega)$ та $Q(\omega)$ — відповідно дійсна та уявна частини передавальної функції, тобто $P(\omega) = \operatorname{Re}[W(j\omega)]$, $Q(\omega) = \operatorname{Im}[W(j\omega)]$.

Звичайно амплітудно-фазову характеристику, побудовану в координатах P та jQ називають годографом системи (рис. 1.9). За виглядом годографа можна робити висновок про основні властивості системи.

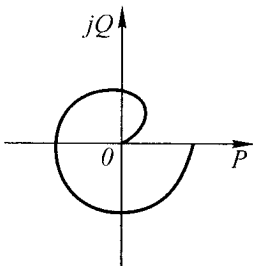


Рис. 1.9

Проте на практиці більшого поширення набули логарифмічні АЧХ та ФЧХ, побудовані у вигляді самостійних залежностей. Логарифмічною амплітудно-частотною характеристикою (ЛАЧХ) називається залежність вигляду

$$K(\omega) = 20 \lg |W(j\omega)| = 20 \lg \sqrt{P^2(\omega) + Q^2(\omega)}. \quad (1.34)$$

Фазо-частотною характеристикою зветься залежність

$$\varphi(\omega) = \arg |W(j\omega)| = \operatorname{arctg}[Q(\omega)/P(\omega)]. \quad (1.35)$$

Остання рівність справедлива у випадку, якщо $\arg |W(j\omega)| \leq \pi/2$.

Нагадаємо, що для функцій комплексних змінних справедливі вирази

$$K(\omega) = 20 \lg |W(j\omega)| = 20 \left[\sum_{i=1}^k \lg |N_i(j\omega)| - \sum_{v=1}^f \lg |N_v(j\omega)| \right]; \quad (1.36)$$

$$\arg |W(j\omega)| = \sum_{i=1}^k \operatorname{arctg} N_i(j\omega) - \sum_{v=1}^f \operatorname{arctg} N_v(j\omega). \quad (1.37)$$

Отже, тому що передавальна функція підсилювального пристрою може бути подана у вигляді добутку елементарних співмножників, ЛАЧХ та ФЧХ будь-якого підсилювального пристрою можуть бути побудовані через ЛАЧХ та ФЧХ елементарних ланок їх алгебраїчним підсумовуванням.

Це відкриває широкі можливості для синтезу підсилювальних пристроїв за виглядом частотних характеристик. При цьому на практиці при побудові ЛАЧХ звичайно користуються асимптотичними характеристиками, які зображують відрізки прямих ліній з нахилом $n \cdot 20$ дБ/дек, де n — будь-яке ціле число.

Приклад 1.1. Побудувати ЛАЧХ та ФЧХ підсилювального пристрою, поданого на рис. 1.10.

Розв'язання.

Схема рис. 1.10 складається з аперіодичної RC-ланки, на виході якої ввімкнений безінерційний підсилювач з коефіцієнтом передачі K_0 . Визначимо передавальну функцію, частотну та фазову характеристики наведеного кола. Для цього запишемо систему рівнянь, які характеризують поведінку даної схеми

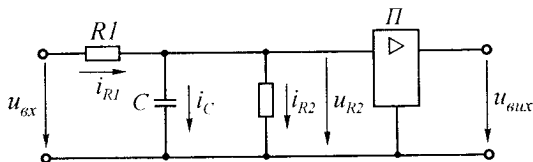


Рис. 1.10

$$u_{\text{вх}} = i_{R1} R_1 + u_c; \quad u_c = (1/C) \int i_c dt;$$

$$u_{R2} = i_{R2} R_2; \quad u_{\text{вих}} = K_0 u_{R2}.$$

Тоді за першим законом Кірхгофа $i_{R1} = i_c + i_{R2}$, або

$$i_{R1} = C(du_{R2}/dt) + u_{R2}/R_2 = (C/K_0)(du_{\text{вих}}/dt) + u_{\text{вих}}/(R_2 K_0).$$

Підставивши одержаний вираз для струму у вираз для вхідної напруги, одержимо

$$u_{\text{вх}} = (R_1/K_0)[C(du_{\text{вих}}/dt) + u_{\text{вих}}/R_2] + u_{\text{вих}}/K_0.$$

Використовуючи (1.28), одержимо передавальну функцію схеми

$$W(p) = \frac{U_{\text{вих}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{K_0 R_2}{R_1 + R_2} \left/ \left(\frac{R_1 R_2 C}{R_1 + R_2} p + 1 \right) \right.,$$

або

$$W(p) = K / (Tp + 1),$$

де $K = K_0 R_2 / (R_1 + R_2)$ — коефіцієнт передачі кола; $T = R_1 R_2 C / (R_1 + R_2)$ — стала часу кола.

Для одержання частотних характеристик виконаємо заміну $p = j\omega$

$$\begin{aligned} W(j\omega) &= \frac{K}{Tj\omega + 1} = \frac{K(1 - jT\omega)}{1 + (T\omega)^2} = \\ &= \frac{K}{1 + (T\omega)^2} - j \frac{KT\omega}{1 + (T\omega)^2} = P(\omega) + jQ(\omega), \end{aligned}$$

або

$$P(\omega) = K / [1 + (T\omega)^2];$$

$$Q(\omega) = KT\omega / [1 + (T\omega)^2].$$

Визначимо модуль та фазу одержаної частотної характеристики

$$|W(j\omega)| = \sqrt{\frac{K^2}{[1 + (T\omega)^2]^2} + \frac{(KT\omega)^2}{[1 + (T\omega)^2]^2}} = \frac{K}{\sqrt{1 + (T\omega)^2}};$$

$$K(\omega) = 20 \lg |W(j\omega)| = 20 \lg K - 20 \lg \sqrt{1 + (T\omega)^2};$$

$$\varphi(\omega) = \arctg(-T\omega) = -\arctg(T\omega).$$

Одержані вирази дозволяють побудувати ЛАЧХ та ФЧХ схеми.

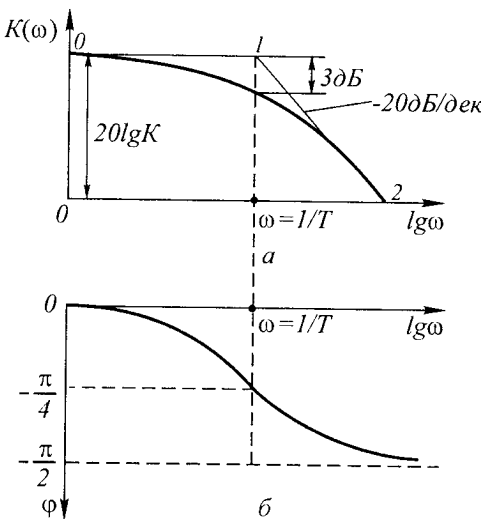


Рис. 1.11

На практиці звичайно не користуються безпосередньо одержаними виразами для амплітудної характеристики, а будують, як уже зазначалось раніше, асимптотичні характеристики, тобто застосовують кусково-лінійну апроксимацію.

При спрощеній побудові ЛАЧХ вводять наступні припущення: якщо $\omega T < 1$, то $\omega^2 T^2 \ll 1$ і цим членом можна знехтувати; якщо $\omega T > 1$, то нехтують одиницею, тому що вона значно менше члена $\omega^2 T^2$. Відповідно в діапазоні частот, де $\omega < 1/T$, коефіцієнт підсилення (δB)

$$K(\omega) = 20 \lg K,$$

а у діапазоні частот, де $\omega > 1/T$, $K(\omega) = 20 \lg K - 20 \lg(\omega T)$.

Таким чином, спрощена ЛАЧХ може бути зображена у вигляді двох прямолінійних відрізків асимптот (0—1) та (1—2) (рис. 1.11,а). Частота $\omega = 1/T$, при якій відбувається зміна нахилу асимптотичної характеристики, називається частотою спряжиння або спряженою частотою.

На рис.1.11,а наведені реальна та асимптотична логарифмічна амплітудно-частотна характеристики схеми.

Нахил асимптоти характеристики $K(\omega)$ звичайно визначається зміною значення $K(\omega)$ при збільшенні частоти в 10 разів, тобто на декаду. Отже, він показує на скільки децибел зміниться $K(\omega)$ при зміні частоти в 10 разів. Для нашого випадку він складає -20 дБ/дек

$$|K(\omega)| - |K(10\omega)| = -20 \lg 10 = -20 \text{ дБ}.$$

При виконанні умови $\omega T = 1$

$$K(\omega) = 20 \lg K - 20 \lg \sqrt{2} = 20 \lg K - 3 \text{ дБ}.$$

Аналіз одержаних виразів показує, що розходження між реальною та асимптотичною характеристиками найбільше при частоті $\omega = 1/T$ і складає 3 дБ .

Для побудови ФЧХ (рис. 1.11,б) визначимо її характерні точки:

для $\omega = 0$ $T\omega = 0$ і $\varphi = \arctg(0) = 0$;

якщо $\omega \rightarrow \infty$, то $\varphi = -\arctg(\infty) = -\pi/2$;

якщо $\omega = 1/T$, то $\varphi = -\arctg(1) = -\pi/4$.

Як видно з наведених обчислень, на частоті $\omega = 1/T$ зміна фази в колі досягає 45° , тобто половини свого максимального значення.

Приклад 1.2. Побудувати ЛАЧХ та ФЧХ для підсилювального пристрою, поданого на рис. 1.12.

Р о з в' я з а н н я. Схема являє собою комбінацію пропорційної (R_1 та R_2) та диференційної (C та R_2) ланок, на виході якої ввімкнений безінерційний підсилювач з коефіцієнтом передачі K_0 . Запишемо систему диференціальних рівнянь, які характеризують поведінку кола.

За першим законом Кірхгофа маємо:

$$i_{R_2} = i_{R_1} + i_c, \text{ або } u_{\text{вих}}/(R_2 K_0) = (u_{\text{вх}} - u_{\text{вих}})/K_0/R_1 + Cd(u_{\text{вх}} - u_{\text{вих}})/K_0/dt.$$

Використовуючи (1.28), одержимо передавальну функцію схеми

$$W(p) = U_{\text{вих}}(p)/U_{\text{вх}}(p) = K(T_1 p + 1)/(T_2 p + 1),$$

де $K = K_0 R_2 / (R_1 + R_2)$ — коефіцієнт передачі кола;

$T_1 = R_1 C$ та $T_2 = R_1 R_2 C / (R_1 + R_2)$ — сталі часу RC-кола.

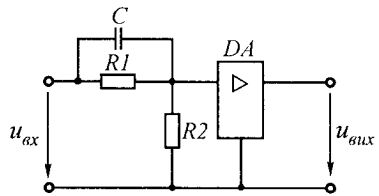


Рис. 1.12

Для визначення ЛАЧХ та ФЧХ скористаємося (1.32) та (1.36). Тоді одержану передавальну функцію можна зобразити добутком двох функцій

$$W(p) = \frac{K}{(T_2 p + 1)} (T_1 p + 1) = W_1(p) W_2(p),$$

ЛАЧХ та ФЧХ для першої ланки були одержані в попередньому прикладі.

Розглянемо характеристики другої ланки

$$W_2(j\omega) = (jT_1\omega + 1);$$

$$|W_2(j\omega)| = \sqrt{P^2(\omega) + Q^2(\omega)} = \sqrt{1 + (T_1\omega)^2};$$

$$\varphi(\omega) = \arctg Q(\omega)/P(\omega) = \arctg(T_1\omega).$$

Знаходимо характерні точки

$$\omega T_1 \ll 1, \quad K(\omega) = 20 \lg \sqrt{1 + (T_1\omega)^2} = 20 \lg(1) = 0;$$

$$\omega T_1 \gg 1, \quad K(\omega) = 20 \lg(\omega T_1);$$

$$\omega T_1 = 1, \quad K(\omega) = 3 \text{ дБ};$$

$$\omega = 0, \quad \varphi(\omega) = 0;$$

$$\omega = \infty, \quad \varphi(\omega) = \pi/2;$$

$$\omega = 1/T_1, \quad \varphi(\omega) = \pi/4.$$

На рис. 1.13 наведені відповідні даному випадку асимптотичні ЛАЧХ та ФЧХ.

Дана ланка має назву форсуючої або реальної диференційної ланки першого порядку.

Використовуючи (1.36) та (1.37), побудуємо сумарні ЛАЧХ та ФЧХ для схеми рис. 1.12. При цьому будемо вважати, що $T_2 < T_1$. Це припущення впливає з одержаних вище виразів для сталих часу T_1 та T_2 .

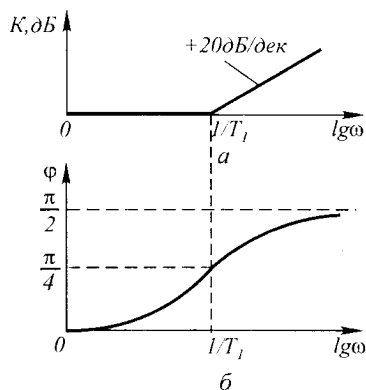


Рис. 1.13

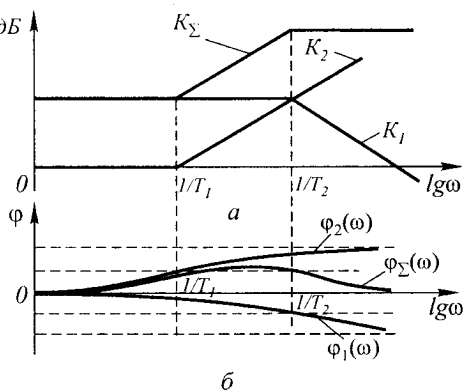


Рис. 1.14

Побудовані таким чином ЛАЧХ та ФЧХ наведені на рис. 1.14.

Використовуючи викладену методику, можна легко побудувати ЛАЧХ та ФЧХ підсилювального пристрою довільної складності.

В загальному випадку методика побудови виглядає таким чином:

а) записують рівняння, які пов'язують зміни напруг та струмів на елементах розглядуваної схеми (рівняння стану);

б) на основі одержаних рівнянь записують диференціальне рівняння високого порядку, яке пов'язує зміну сигналу на вході та виході пристрою. Порядок цього рівняння дорівнює числу реактивних елементів, присутніх в схемі;

в) переходять до операторної форми запису одержаного рівняння та записують передавальну функцію відносно вхідної напруги;

г) одержану передавальну функцію розбивають на множники, які відповідають передавальним функціям елементарних ланок;

д) будують частотні характеристики елементарних ланок та їх підсумовуванням знаходять ЛАЧХ та ФЧХ пристрою.

На практиці підсумовування ЛАЧХ та ФЧХ може бути вирішене простіше: безпосередньо на схемі пристрою виділяють окремі типові блоки та будують їх характеристики, які потім підсумовують.

Розглянутий підхід до одержання математичної моделі підсилювального пристрою дозволяє вирішити і зворотню задачу, тобто за виглядом ЛАЧХ та ФЧХ побудувати структурну схему підсилювального пристрою. Реальні технічні характеристики підсилювального пристрою завжди однозначно пов'язані з виглядом його частотної характеристики, що відкриває широкі можливості для синтезу підсилювальних пристроїв із заданими властивостями.

Алгоритм синтезу в загальному випадку може бути зображений у вигляді:

а) за заданими властивостями підсилювального пристрою будують його ЛАЧХ;

б) уявляють одержану ЛАЧХ як суму характеристик елементарних ланок;

в) ставлять у відповідність кожній визначеній елементарній характеристиці реальне коло або електронний вузол та визначають їх основні параметри;

г) об'єднуючи послідовно знайдені кола та електронні вузли, одержують повну схему електронного пристрою.

Слід зазначити, що розглянута методика справедлива для пристроїв з односпрямованою передачею сигналу, тобто для пристроїв, в яких зміна параметрів наступних ланок не повинна впливати на параметри попередніх ланок.

На основі зробленого зауваження можна сформулювати дві вимоги, які регламентують практичне застосування наведеної методики:

1. Якщо в структуру підсилювального пристрою входять декілька ланок, які формують у одному частотному діапазоні різні нахили його підсумованої ЛАЧХ, то між цими ланками необхідно включати блоки, які забезпечують односпрямованість передачі сигналу. В транзисторних підсилювачах роль таких блоків, як правило, виконують каскади на напівпровідникових приладах.

2. Безпосереднє каскадне з'єднання декількох ланок, що формують різні ділянки нахилу підсумованої ЛАЧХ підсилювального пристрою, допустиме лише у випадку, якщо їх сталі часу істотно різняться. На практиці це значить, що нахили ЛАЧХ, які формуються безпосередньо послідовно з'єднаними ланками, не повинні підсумовуватися.

Приклад 1.3. Спроекувати підсилювач низької частоти із смугою пропускання від 100 Гц до 5 кГц та коефіцієнтом підсилення 100 . Спад частотної характеристики поза смугою пропускання $\pm 20 \text{ дБ/дек}$.

Розв'язання. 1. Згідно із завданням ЛАЧХ проєктованого підсилювального пристрою повинна мати вигляд, показаний на рис. 1.15:

$$\omega_n = 2\pi f_n = 200\pi;$$

$$\omega_b = 2\pi f_b = 10000\pi;$$

$$20 \lg K_0 = 40 \text{ дБ}.$$

2. Одержана ЛАЧХ може бути розбита на декілька елементарних ланок, амплітудно-частотні характеристики яких показані на рис. 1.16:

$$W_1(p) = K_0 = 40 \text{ дБ};$$

$$W_2(p) = T_1 p / (T_1 p + 1);$$

$$W_3(p) = 1 / (T_2 p + 1).$$

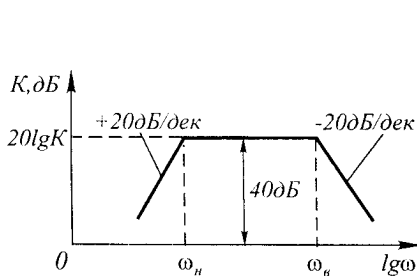


Рис. 1.15

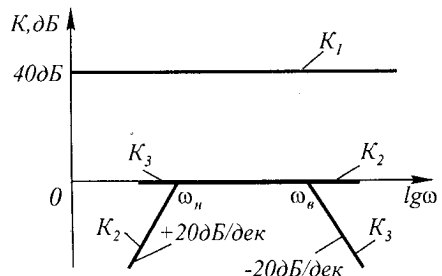


Рис. 1.16

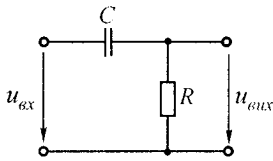


Рис. 1.17

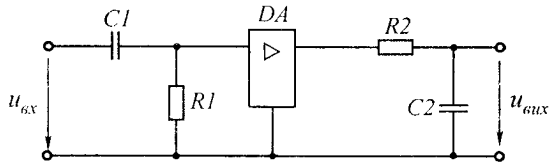


Рис. 1.18

3. Фізичною реалізацією $W_1(j\omega)$ є ідеальна підсилювальна ланка з коефіцієнтом передачі $K_0 = 100$. Фізичною реалізацією $W_2(j\omega)$ є ланка, показана на рис. 1.17. Це окремий випадок ланки, розглянутої в прикладі 1.2 ($R_1 = \infty$). Фізичною реалізацією $W_3(j\omega)$ є ланка, розглянута в прикладі 1.1.

4. З урахуванням умов, наведених раніше, повна схема проектованого підсилювального пристрою має вигляд, показаний на рис. 1.18.

В табл. 1.1 наведені елементарні RC -ланки, які найчастіше використовуються, та відповідні їм передавальні функції та ЛАЧХ.

1.3. ЗВОРТНИЙ ЗВ'ЯЗОК У ПІДСИЛЮВАЧАХ

Зворотним зв'язком (ЗЗ) у підсилювачах називають явище передачі сигналу з вихідного кола у вхідне. Кола, по яких подається сигнал зворотного зв'язку, називають колами зворотного зв'язку. Структурна схема підсилювача із зворотним зв'язком наведена на рис. 1.19. В ньому вихідний сигнал підсилювача (у вигляді напруги $u_{\text{вих}}$ або струму $i_{\text{вих}}$) через коло зворотного зв'язку β частково або повністю подається до схеми порівняння. В ній відбувається віднімання (або додавання) вхідного сигналу $u_{\text{вх}}$ або $i_{\text{вх}}$ та сигналу ЗЗ $u_{\text{ЗЗ}}$ або $i_{\text{ЗЗ}}$. В результаті цього на вхід підсилювача надходить сигнал, який дорівнює різниці або сумі вхідного сигналу та сигналу зворотного зв'язку.

В залежності від цього відповідно розрізняють негативний та позитивний зворотні зв'язки.

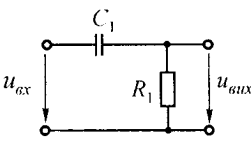
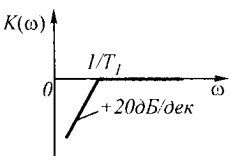
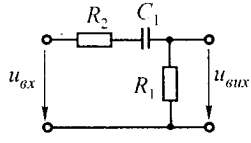
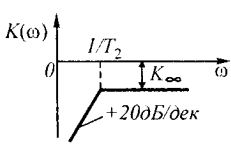
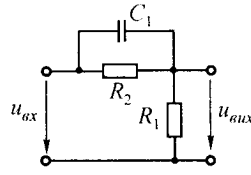
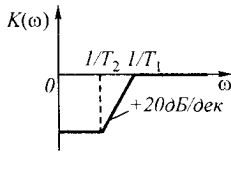
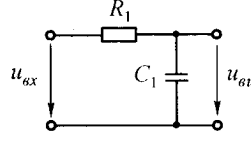
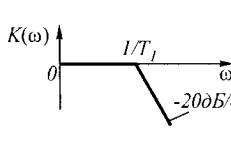
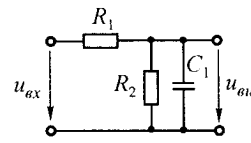
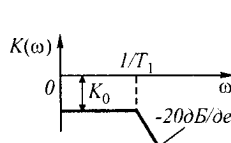
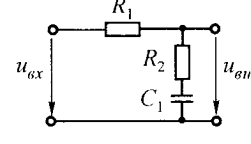
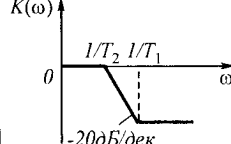
Замкнений контур, утворений приєднанням до підсилювача кола зворотного зв'язку, називають петлею зворотного зв'язку.

Місцевим зворотним зв'язком (місцевою петлею зворотного зв'язку) прийнято називати ЗЗ, який охоплює окремі каскади або частини підсилювача, а спільним зворотним зв'язком – такий ЗЗ, який охоплює весь підсилювач.

Усі види зворотного зв'язку дуже змінюють властивості підсилювального пристрою, тому вони широко використовуються для керованої зміни його параметрів.

Зворотний зв'язок називається негативним, якщо фази вхідного сигналу підсилювача і сигналу зворотного зв'язку відрізняються

Реальні кола і відповідні їм $W(p)$ і ЛАЧХ

Ланка	$W(p)$	Зв'язок сталої часу з параметрами	ЛАЧХ
	$\frac{T_1 p}{T_1 p + 1}$	$T_1 = R_1 C_1$	
	$\frac{T_1 p}{T_2 p + 1}$	$T_1 = R_1 C_1$ $T_2 = (R_1 + R_2) C_1$ $K_\infty = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$	
	$K_0 \frac{T_1 p}{T_2 p + 1}$	$K_0 = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ $T_1 = R_2 C_1$ $T_2 = \frac{R_1 R_2 C_1}{R_1 + R_2}$	
	$\frac{1}{T_1 p + 1}$	$T_1 = R_1 C_1$	
	$\frac{K_0}{T_1 p + 1}$	$K_0 = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ $T_1 = \frac{R_1 R_2 C_1}{R_1 + R_2}$	
	$\frac{T_1 p + 1}{T_2 p + 1}$	$T_1 = R_2 C_1$ $T_2 = (R_1 + R_2) C_1$ $K_\infty = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$	

на кут π . В цьому випадку для структурної схеми підсилювача із зворотним зв'язком (рис. 1.19) можна записати

$$u_{\text{вих}} = K_0 u_{\text{вх сум}};$$

$$u_{\text{вх сум}} = u_{\text{вх0}} - u_{\text{зз}} = u_{\text{вх0}} - \beta u_{\text{вих}},$$

де β — коефіцієнт передачі кола зворотного зв'язку.

Тоді

$$K_{\text{НЗЗ}} = u_{\text{вих}} / u_{\text{вх0}} = K_0 / (1 + \beta K_0). \quad (1.38)$$

Введення негативного зворотного зв'язку зменшує коефіцієнт підсилення підсилювача. Це виявляється в зменшенні нахилу його передавальної характеристики (рис. 1.20).

Зворотний зв'язок називається позитивним, якщо фаза вхідного сигналу підсилювача і сигналу зворотного зв'язку збігаються. В цьому випадку для структурної схеми (рис. 1.19) можна записати

$$u_{\text{вх сум}} = u_{\text{вх0}} + \beta u_{\text{вих}}.$$

Звідси

$$K_{\text{ПЗЗ}} = u_{\text{вих}} / u_{\text{вх0}} = K_0 / (1 - \beta K_0). \quad (1.39)$$

Одержаний вираз показує, що введення в підсилювач позитивного зворотного зв'язку збільшує коефіцієнт підсилення. Це означає збільшення нахилу передавальної характеристики підсилювача (рис. 1.20). При $\beta = 1 / K_0$ $K_{\text{ПЗЗ}} = \infty$. При подальшому збільшенні β $K_{\text{ПЗЗ}}$ стає негативним, що означає одержання на передавальній характеристиці підсилювача ділянки з від'ємним нахилом. Передавальна характеристика при цьому перестає бути однозначною і коливання на виході підсилювача будуть навіть за відсутності вхідного сигналу, розвиваючись від малих флуктуарних шумових сигналів. Підсилювач самозбуджується, перетворюючись у генератор електричних коливань. Для підсилювача такий режим роботи неприпустимий.

Введення будь-якого зворотного зв'язку приводить до обертання його передавальної характеристики відносно початку координат (див. рис. 1.20).

Залежно від способу одержання сигналу зворотного зв'язку розрізняють зворотний зв'язок за напругою, коли сигнал зворот-

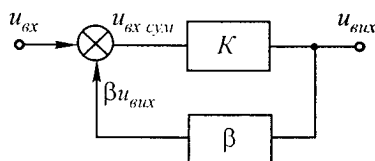


Рис. 1.19

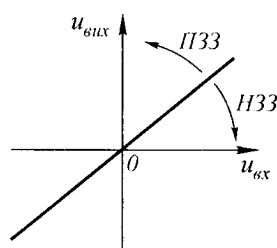


Рис. 1.20

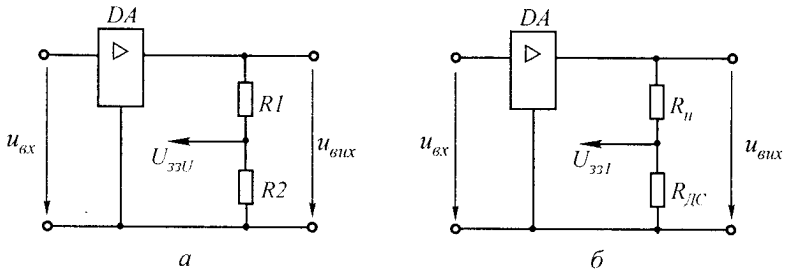


Рис. 1.21

ного зв'язку пропорційний вихідній напрузі підсилювача (рис. 1.21,*а*); зворотний зв'язок за струмом, коли сигнал зворотного зв'язку пропорційний струму вихідного кола (рис. 1.21,*б*, сигнал знімається з датчика струму $R_{ДС}$).

За способом введення у вхідне коло сигналу зворотного зв'язку розрізняють послідовну та паралельну схеми введення зворотного зв'язку.

Для одержання послідовного зворотного зв'язку сигнал з виходу підсилювача вводиться послідовно з джерелом вхідної напруги (рис. 1.22,*а*). В цьому випадку на вході підсилювача виконується алгебраїчне підсумовування напруг

$$u_{вхп} = u_{вх} + u_{33}$$

Для одержання паралельного зворотного зв'язку сигнал з виходу підсилювача вводиться паралельно джерелу вхідної напруги (рис. 1.22,*б*). В цьому випадку на вході підсилювача виконується алгебраїчне підсумовування струмів

$$i_{вхп} = i_{вх} + i_{33}$$

Конкретний знак вхідного сигналу підсилювача залежить від того, який (позитивний чи негативний) зворотний зв'язок вво-

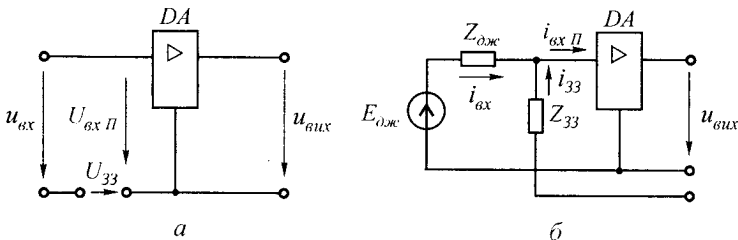


Рис. 1.22

диться в пристрій. Можливі комбіновані способи як зняття, так і введення сигналу зворотного зв'язку. Проте з-за протилежної дії на властивості підсилювального пристрою такі способи на практиці використовуються дуже рідко.

Відповідно до сказаного можна виділити чотири основні типи кіл зворотного зв'язку:

послідовний зворотний зв'язок за вихідною напругою;

послідовний зворотний зв'язок за вихідним струмом;

паралельний зворотний зв'язок за вихідною напругою;

паралельний зворотний зв'язок за вихідним струмом.

Кожний із вказаних типів може здійснювати як позитивний, так і негативний зворотні зв'язки.

У загальному випадку значення коефіцієнта передачі кола зворотного зв'язку може або залежати, або не залежати від частоти сигналу. Відповідно до цього розрізняють частотно-залежний (інерційний) та частотно-незалежний зворотні зв'язки. Застосування частотно-залежних кіл зворотного зв'язку дозволяє змінювати властивості підсилювального пристрою тільки в потрібному діапазоні частот.

Ланкою передачі сигналу зворотного зв'язку можуть бути як лінійні, так і нелінійні елементи. Це дозволяє змінювати властивості підсилювача тільки для заданих значень вхідного сигналу.

Всі перелічені особливості розкривають широкі можливості використання кіл зворотного зв'язку для спрямованої зміни властивостей підсилювального пристрою.

1.4. ВПЛИВ КОЛА ЗВОРОТНОГО ЗВ'ЯЗКУ НА ОСНОВНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПІДСИЛЮВАЛЬНОГО ПРИСТРОЮ

Коефіцієнт підсилення. В реальних підсилювальних пристроях коефіцієнт підсилення (передачі) залежить як від параметрів використаних елементів, так і від умов експлуатації: зміни температури навколишнього середовища, зміни напруги живлення, старіння елементів або їх заміни при ремонті і т.п.

Раніше було показано, що введення негативного зворотного зв'язку (НЗЗ) призводить до зниження коефіцієнта підсилення (див. 1.38), а введення позитивного зворотного зв'язку (ПЗЗ) — збільшує K (див. 1.39). Проаналізуємо, як буде змінюватися відносний коефіцієнт підсилення підсилювача із ЗЗ. Для цього про диференціюємо вираз (1.38), враховуючи, що у загальному випадку змінюється і коефіцієнт зворотного зв'язку β , і коефіцієнт підсилення підсилювача K ,

$$dK_{H33} = \frac{dK(1 + K\beta) - K\beta dK - K^2 d\beta}{(1 + K\beta)^2} = \quad (1.40)$$

$$= \frac{1}{(1 + K\beta)^2} dK - \frac{K^2}{(1 + K\beta)^2} d\beta.$$

Відносну зміну коефіцієнта підсилення одержимо, якщо поділимо обидві частини виразу (1.40) на (1.38),

$$\frac{dK_{H33}}{K_{H33}} = \frac{1}{(1 + K\beta)} \frac{dK}{K} - \frac{K\beta}{(1 + K\beta)} \frac{d\beta}{\beta}. \quad (1.41)$$

Або

$$\delta K_{H33} = \delta K \frac{1}{1 + K\beta} - \delta\beta \frac{K\beta}{1 + K\beta}, \quad (1.42)$$

де δK_{H33} та δK — відносні зміни коефіцієнта підсилення пристроїв з негативним зворотним зв'язком і без нього; $\delta\beta$ — відносна зміна коефіцієнта передачі кола НЗЗ.

Величину $(1 + K\beta)$ називають глибиною зворотного зв'язку.

Таким чином, відносна зміна коефіцієнта підсилення підсилювача, охопленого НЗЗ, яка викликана відносною зміною коефіцієнта підсилення самого підсилювача (див. першу складову виразу (1.42)), зменшується в $(1 + K\beta)$ разів.

Нестабільність коефіцієнта підсилення пристрою з НЗЗ залежить і від нестабільності коефіцієнта передачі самого кола НЗЗ (див. другу складову виразу (1.42)). Знак мінус у виразі (1.42) показує, що збільшення β веде до зниження K_{H33} .

Слід зазначити, що при глибоких НЗЗ, тобто при виконанні умови $K\beta \gg 1$, нестабільність коефіцієнта передачі підсилювача визначається тільки нестабільністю елементів його кола зворотного зв'язку $\delta K_{H33} \approx -\delta\beta$.

За аналогією для відносної зміни коефіцієнта передачі підсилювача з ПЗЗ можна одержати наступний вираз

$$\delta K_{ПЗЗ} = \delta K \frac{1}{1 - K\beta} + \delta\beta \frac{K\beta}{1 - K\beta}. \quad (1.43)$$

Одержаний вираз показує, що відносна зміна коефіцієнта передачі підсилювача з ПЗЗ за інших рівних умов завжди більша, ніж у первинного підсилювача. При цьому знак $\delta K_{ПЗЗ}$ залежить від конкретного значення коефіцієнта передачі кола ПЗЗ.

Приклад 1.4. При зміні напруги живлення від 11 до 12В коефіцієнт підсилення інтегрального підсилювача типу К140УД6 змінюється від $4,5 \cdot 10^3$ до $6 \cdot 10^3$. Для випадку введення лінійного кола НЗЗ з $\beta = 0,01$ визначити значення $K_{\text{НЗЗ}}$ та $\delta K_{\text{НЗЗ}}$.

Розв'язання. 1. Згідно з виразом (1.38) маємо

$$K_{\text{НЗЗ}} = K / (1 + K\beta) = 6 \cdot 10^3 / (1 + 6 \cdot 10^3 \cdot 0,01) = 98,4.$$

2. Відносна зміна коефіцієнта підсилення підсилювача кола НЗЗ дорівнює

$$\delta K = \frac{\Delta K}{K} = \frac{K_{\text{max}} - K_{\text{min}}}{K_{\text{max}}} = \frac{6 \cdot 10^3 - 4,5 \cdot 10^3}{6 \cdot 10^3} = 0,25.$$

3. Тому що коло НЗЗ лінійне, його параметри не залежать від напруги живлення та $\delta\beta = 0$. Тоді згідно з виразом (1.42) одержимо

$$\delta K_{\text{НЗЗ}} = \delta K / (1 + K\beta) = 0,25 / (1 + 6 \cdot 10^3 \cdot 0,01) \approx 4,1 \cdot 10^{-3}.$$

Приклад 1.5. При зменшенні температури навколишнього середовища від $+30$ до -50°C коефіцієнт підсилення інтегрального підсилювача типу К554УД2 знижується з $27 \cdot 10^3$ до $18 \cdot 10^3$. Визначити максимальний коефіцієнт підсилення підсилювача у випадку введення кола лінійного НЗЗ за умов $\delta K_{\text{НЗЗ}} = 0,01$. Температурний коефіцієнт опору резисторів (ТКР) кола НЗЗ однаковий.

Розв'язання. 1. Відносна зміна коефіцієнта підсилення підсилювача без кола НЗЗ дорівнює

$$\delta K = \frac{K_{\text{max}} - K_{\text{min}}}{K_{\text{max}}} = \frac{27 \cdot 10^3 - 18 \cdot 10^3}{27 \cdot 10^3} \approx 0,33.$$

2. При використанні кола НЗЗ за вихідною напругою коефіцієнт $\beta = R_2 / (R_1 + R_2)$ (див. рис. 1.21,а). Тоді

$$\delta\beta = \frac{\Delta\beta}{\beta} = \frac{\beta(T_0) - \beta(T_0 - \Delta T)}{\beta(T_0)}.$$

Тому що ТКР резисторів кола НЗЗ однаковий, маємо

$$\begin{aligned} \Delta\beta &= \frac{R_2(T_0)}{R_1(T_0) + R_2(T_0)} - \frac{R_2(T_0 - \Delta T)}{R_1(T_0 - \Delta T) + R_2(T_0 - \Delta T)} = \\ &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{R_2(1 - \text{ТКР}\Delta T)}{R_1(1 - \text{ТКР}\Delta T) + R_2(1 - \text{ТКР}\Delta T)} = 0. \end{aligned}$$

3. Отже $\delta\beta = 0$ і потрібний коефіцієнт передачі НЗЗ з (1.42) дорівнює

$$\beta = \frac{1}{K} \left(\frac{\delta K}{\delta K_{\text{НЗЗ}}} - 1 \right) = \frac{1}{27 \cdot 10^3} \left(\frac{0,33}{0,01} - 1 \right) = 1,19 \cdot 10^{-3}.$$

4. Коефіцієнт підсилення при знайденому коефіцієнті передачі НЗЗ дорівнює

$$K_{\text{НЗЗ}} = \frac{K}{1 + K\beta} = \frac{27 \cdot 10^3}{1 + 27 \cdot 10^3 \cdot 1,19 \cdot 10^{-3}} = 815.$$

Смуга підсилюваних частот. Введення кола НЗЗ завжди розширює смугу підсилюваних частот підсилювача. Покажемо сказане на прикладі підсилювача, передавальна характеристика якого має вигляд

$$W(p) = K / (T_1 p + 1).$$

Охопимо такий підсилювач частотно-залежним колом НЗЗ з коефіцієнтом передачі β . Тоді передавальна функція підсилювача з НЗЗ буде мати вигляд

$$\begin{aligned} W_{\text{НЗЗ}}(p) &= [K / (T_1 p + 1)] / [1 + K\beta / (T_1 p + 1)] = \\ &= K_{\text{НЗЗ}} / \{ [T_1 / (1 + K\beta)] p + 1 \}. \end{aligned}$$

За визначенням смуга пропускання підсилювача визначається за рівнем зниження його коефіцієнта передачі в $\sqrt{2}$ разів, тобто на 3 дБ. Для заданої передавальної функції цьому спаду відповідає частота $1/T_1$. Після введення НЗЗ ця частота згідно з одержаною передавальною функцією більша в $(1 + K\beta)$ разів, ніж до введення НЗЗ,

$$f_{\text{вНЗЗ}} = f_{\text{в}}(1 + K\beta). \quad (1.44)$$

Логарифмічна амплітудно-частотна характеристика з НЗЗ наведена на рис. 1.23.

Припустимо, що заданий підсилювач охоплений колом НЗЗ, глибина якого $(1 + K\beta) = 10$. Тоді $K_{\text{НЗЗ}} = K/10$, тобто коефіцієнт підсилення зменшився на 20 дБ. При цьому нове значення верхньої частоти смуги пропускання збільшилось у 10 разів ($f_{\text{вНЗЗ}} = 10$). Отже, нова АЧХ може бути одержана зміщенням униз горизонтальної ділянки заданої характеристики на величину $20 \lg(1 + K\beta)$, тобто на 20 дБ. При цьому частота спряжиння (верхня частота смуги пропускання) буде знаходитися на нахиленій ділянці характеристики заданого підсилювача.

Фізично одержане розширення смуги пропускання можна пояснити таким чином. Як було показано раніше, зниження коефіцієнта підсилення підсилювача з колом НЗЗ пов'язане із зменшенням реального значення його вхідної напруги $u_{вх сум} = u_{вх0} - \beta u_{вих}$ (див. рис. 1.19), зменшення власного значення K , викликане збільшенням частоти,

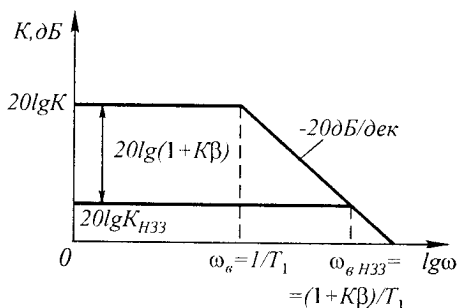


Рис. 1.23

призводить до зменшення вихідної напруги підсилювача. Проте при цьому знижується і абсолютне значення напруги зворотного зв'язку $u_{зз} = K u_{вих}$. Останнє, при сталості вхідної напруги $u_{вх0}$ збільшує реальне значення вхідної напруги підсилювача $u_{вх сум}$ і, отже, збільшує його вхідну напругу. Таким чином, до якоїсь частоти зменшення K супроводжується збільшенням $u_{вх сум}$, що забезпечує сталість як вихідної напруги, так і $K_{НЗЗ}$ підсилювача.

Цей же висновок можна зробити і безпосередньо з виразу $K_{НЗЗ} \approx 1/\beta$. До того часу, поки $K\beta \gg 1$, $K_{НЗЗ} \approx 1/\beta$ і не залежить від абсолютного значення K .

Якщо в прикладі замінити коло НЗЗ на ПЗЗ, то смуга підсилюваних частот підсилювача зменшиться

$$W_{ПЗЗ}(p) = [K/(T_1 p + 1)] / [1 - K\beta/(T_1 p + 1)] = K_{ПЗЗ} / \{ [T_1 / (1 - K\beta)] p + 1 \},$$

або

$$f_{вПЗЗ} = f_{в}(1 - K\beta). \quad (1.45)$$

При цьому частотну характеристику підсилювача з ПЗЗ можна одержати зміщенням угору горизонтальної ділянки заданої характеристики на величину $20 \lg(1 - K\beta)$ дБ. Нове значення верхньої частоти пропускання підсилювача $f_{вПЗЗ}$, визначиться перетином нової горизонтальної ділянки з продовженням асимптоти з нахилом -20 дБ/дек (рис. 1.24).

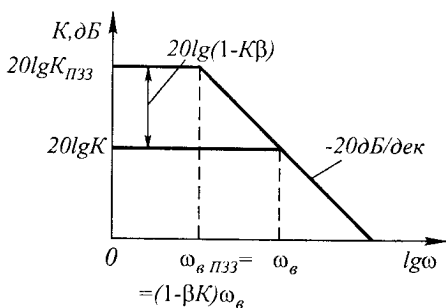


Рис. 1.24

Таким чином, при введенні ПЗЗ смуга пропускання підсилювача звужується у $(1 - K\beta)$ разів.

Приклад 1.6. Передавальна функція інтегрального підсилювача типу К140УД7 має вигляд $W(p) = 30 \cdot 10^3 / (1,59 \cdot 10^{-3} p + 1)$. Визначити глибину НЗЗ та відповідний коефіцієнт підсилення $K_{\text{НЗЗ}}$ за умови $f_{\text{в}} = 10 \text{ кГц}$.

Розв'язання. 1. Значення верхньої частоти смуги пропускання заданого підсилювача дорівнює

$$f_{\text{в}} = \omega_{\text{в}} / 2\pi = 1 / 2\pi T = 1 / (2\pi \cdot 1,59 \cdot 10^{-3}) \approx 100 \text{ Гц}.$$

2. З виразу (1.44) визначаємо

$$\beta = \frac{1}{K} \left(\frac{f_{\text{в НЗЗ}}}{f_{\text{в}}} - 1 \right) = \frac{1}{30 \cdot 10^3} \cdot \left(\frac{10 \cdot 10^3}{100} - 1 \right) = 3,3 \cdot 10^{-3}.$$

3. Коефіцієнт підсилення підсилювача при заданій смузі пропускання згідно з (1.38) дорівнює

$$K_{\text{НЗЗ}} = \frac{K}{1 + K\beta} = \frac{30 \cdot 10^3}{1 + 30 \cdot 10^3 \cdot 3,3 \cdot 10^{-3}} = 300,$$

або $K_{\text{НЗЗ}} = 49,5 \text{ дБ}$. Задане значення $K = 89,5 \text{ дБ}$. Отже, збільшення $f_{\text{в}}$ у 100 разів привело до зниження K у 100 разів, або на 40 дБ.

Нелінійні спотворення. Введення в підсилювальний пристрій кола НЗЗ знижує як коефіцієнт нелінійних спотворень підсилювача, так і вплив на його вихідний сигнал зовнішніх завад.

Якщо припустити, що підсилювач є лінійною системою, можна сказати, що напруга будь-якої гармоніки на його виході незалежно від природи її виникнення складається з власної напруги цієї гармоніки та напруги цієї ж гармоніки, яка пройшла через коло НЗЗ і повторно через підсилювач. Отже, для будь-якої гармоніки сигналу на виході підсилювача можна записати

$$U_{im\text{НЗЗ}} = U_{im} - U_{im\text{НЗЗ}}K\beta,$$

звідки

$$U_{im\text{НЗЗ}} = U_{im} / (1 + K\beta).$$

Отже, будь-який сигнал, який з'явився на виході підсилювача, незалежно від природи його виникнення буде зменшений у $(1 + K\beta)$ разів.

Якщо підставити одержане співвідношення в (1.20), одержимо

$$K_{\Gamma\text{НЗЗ}} = \sqrt{U_{2m}^2 / (1 + K\beta)^2 + U_{3m}^2 / (1 + K\beta)^2 + \dots} / U_{1m},$$

або

$$K_{гНЗЗ} = K_{г}/(1 + K\beta). \quad (1.46)$$

При введенні в підсилювач кола ПЗЗ його нелінійні спотворення зростають

$$K_{гПЗЗ} = K_{г}/(1 - K\beta). \quad (1.47)$$

Зростає також і вплив на вихідний сигнал підсилювача різних зовнішніх завад, таких, як напруга наведення, фон змінного струму і т.д.

Приклад 1.7. Підсилювач низької частоти, виконаний на основі інтегрального підсилювача постійного струму типу КР1407УД2 має $K_{г} = 0,1$. Визначити значення $K_{гНЗЗ}$ за умови, що після введення кола НЗЗ $K_{гНЗЗ} = 100$. Задане значення $K = 50 \cdot 10^3$.

Розв'язання. 1. Глибина НЗЗ підсилювача згідно з (1.38) дорівнює

$$1 + K\beta = K / K_{гНЗЗ} = 50 \cdot 10^3 / 100 = 500.$$

2. Коефіцієнт нелінійних спотворень згідно з (1.46) дорівнює

$$K_{гНЗЗ} = K_{г} / (1 + K\beta) = 0,1 / 500 = 2 \cdot 10^{-4}.$$

Вхідний опір. Зміна вхідного опору підсилювача, охопленого колом зворотного зв'язку, залежить тільки від способу його введення у вхідне коло пристрою і не залежить від того, яким чином цей сигнал одержаний.

Вхідне коло підсилювача, охопленого послідовним НЗЗ, показано на рис. 1.25. Згідно з рисунком для вхідного опору підсилювача можна записати

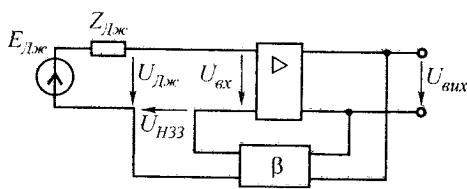


Рис. 1.25

$$\underline{Z}_{вхНЗЗ} = \dot{U}_{лж} / \dot{i}_{вх} = (\dot{U}_{вх} + \dot{U}_{НЗЗ}) / \dot{i}_{вх} = (\dot{U}_{вх} / \dot{i}_{вх}) (1 + \dot{U}_{НЗЗ} / \dot{U}_{вх});$$

$$\dot{U}_{НЗЗ} = \dot{U}_{вх} K\beta;$$

$$\underline{Z}_{вхНЗЗ} = \underline{Z}_{вх} (1 + K\beta), \quad (1.48)$$

де $\underline{Z}_{вх} = \dot{U}_{вх} / \dot{i}_{вх}$ — вхідний опір підсилювача без кола НЗЗ.

Введення в підсилювач послідовного НЗЗ в $(1 + K\beta)$ разів збільшує його вхідний опір. Фізично цей факт можна пояснити таким чином. При введенні послідовного НЗЗ на вході підсилювача діє різни-

ця напруг $\dot{U}_{дж} - \dot{U}_{НЗЗ}$, що при заданих параметрах джерела вхідного сигналу приводить до фактичного зменшення його струму. Дійсно $\dot{I}_{дж} = \dot{I}_{вх} = (\dot{E}_{дж} - \dot{U}_{дж}) / \underline{Z}_{дж}$. При збільшенні $\dot{U}_{НЗЗ}$ значення $\dot{I}_{дж}$ зменшується, що еквівалентно збільшенню вхідного опору підсилювача $\underline{Z}_{вх НЗЗ}$.

Введення ПЗЗ докорінно змінює ситуацію. Напруга позитивного зворотного зв'язку, додаючись до напруги джерела вхідного сигналу, приводить до збільшення вхідного струму, що еквівалентно зменшенню вхідного опору

$$\underline{Z}_{вхПЗЗ} = \underline{Z}_{вх}(1 - K\beta). \quad (1.49)$$

Очевидно, що при значенні $\beta = 1/K$ вхідний опір підсилювача стає нульовим, а при $\beta > 1/K$ — негативним. Фізично це означає, що напруга зворотного зв'язку стає більше безпосередньо вхідної напруги підсилювача і $\dot{U}_{дж}$ (напруга на виводах джерела вхідного сигналу) змінює знак на протилежний. Природно це супроводжується подальшим збільшенням струму $\dot{I}_{вх} = (\dot{E}_{дж} + \dot{U}_{дж}) / \underline{Z}_{дж}$.

Розглянемо, як змінюється вхідний опір підсилювача при введенні кола паралельного НЗЗ. Для цього звернемося до рис. 1.26. Очевидно, що при паралельному НЗЗ у вхідному колі підсилювача відбувається підсумовування струмів джерела вхідного сигналу та зворотного зв'язку

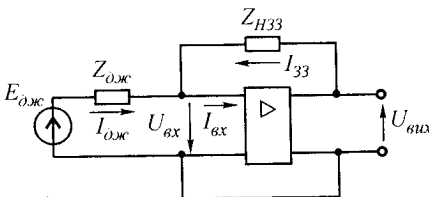


Рис. 1.26

$$\dot{I}_{вх} = \dot{I}_{дж} + \dot{I}_{ЗЗ}.$$

У випадку НЗЗ до резистора кола зворотного зв'язку $\underline{Z}_{НЗЗ}$ прикладена сума напруг $\dot{U}_{вх} + \dot{U}_{вих}$ і струм $\dot{I}_{ЗЗ}$ змінює знак. Отже, для вхідного опору підсилювача можна записати

$$\begin{aligned} \underline{Z}_{вхНЗЗ} &= \dot{U}_{вх} / \dot{I}_{дж}; \\ \dot{I}_{дж} &= \dot{I}_{вх} + \dot{I}_{НЗЗ} = \dot{U}_{вх} / \underline{Z}_{вх} + (\dot{U}_{вх} + \dot{U}_{вих}) / \underline{Z}_{НЗЗ} = \\ &= \dot{U}_{вх} / \underline{Z}_{вх} + \dot{U}_{вх}(1 + K) / \underline{Z}_{НЗЗ} = \dot{U}_{вх} [\underline{Z}_{вх}(1 + K) + \underline{Z}_{НЗЗ}] / \underline{Z}_{вх} \underline{Z}_{НЗЗ}. \end{aligned}$$

Тоді

$$\underline{Z}_{вхНЗЗ} = \underline{Z}_{вх} \underline{Z}_{НЗЗ} / [\underline{Z}_{вх}(1 + K) + \underline{Z}_{НЗЗ}]. \quad (1.50)$$

Отже, введення кола паралельного НЗЗ зменшує вхідний опір підсилювального пристрою. Фізично це можна пояснити тим, що введення паралельного НЗЗ фактично збільшує струм, який відбирається від джерела вхідної напруги за рахунок струму, який тече в колі НЗЗ.

Вхідний опір для аналогічного підсилювача з ПЗЗ

$$\underline{Z}_{\text{вхПЗЗ}} = \underline{Z}_{\text{вх}} \underline{Z}_{\text{ПЗЗ}} / [\underline{Z}_{\text{вх}}(1 - K) + \underline{Z}_{\text{ПЗЗ}}]. \quad (1.51)$$

З виразу (1.51) випливає, що однозначної відповіді на питання, як впливає введення паралельного ПЗЗ на вхідний опір підсилювача, немає. Цей вплив залежить від конкретного співвідношення параметрів підсилювача в колі ПЗЗ. Так при $K=1$ $\underline{Z}_{\text{вхПЗЗ}} = \underline{Z}_{\text{вх}}$. При $\underline{Z}_{\text{вх}}(1 - K) \rightarrow -\underline{Z}_{\text{ПЗЗ}}$ маємо $\underline{Z}_{\text{вхПЗЗ}} \rightarrow \infty$, а при $\underline{Z}_{\text{вх}}(1 - K) < -\underline{Z}_{\text{ПЗЗ}}$ вхідний опір $\underline{Z}_{\text{вхПЗЗ}}$ стає негативним, до того ж збільшення K призводить до зменшення модуля $\underline{Z}_{\text{вхПЗЗ}}$.

На закінчення слід зазначити, що ПЗЗ в підсилювачах, як правило, не використовується, а використовується лише в генераторах електричних сигналів та спеціальних електричних пристроях (наприклад, в деяких типах компараторів).

Приклад 1.8. Інтегральний підсилювач типу К118УН1 охоплений колом паралельного НЗЗ; $K = 250$; $R_{\text{вх}} = 1,5 \cdot 10^3 \text{ Ом}$. Визначити значення $R_{\text{НЗЗ}}$ за умови узгодження підсилювача з джерелом вхідної напруги з вихідною напругою $R_{\text{дж}} = 50 \text{ Ом}$.

Розв'язання. 1. Правильне узгодження вхідного кола підсилювача з джерелом вхідного сигналу передбачає виконання нерівності $R_{\text{вхп}} \gg R_{\text{дж}}$. Припустимо $R_{\text{вхп}} = 10R_{\text{дж}}$.

2. Згідно з (1.50) знайдемо

$$\begin{aligned} R_{\text{НЗЗ}} &= \frac{R_{\text{вхНЗЗ}} R_{\text{вх}} K}{R_{\text{вх}} - R_{\text{вхНЗЗ}}} = \frac{10R_{\text{дж}} R_{\text{вх}} K}{R_{\text{вх}} - 10R_{\text{дж}}} = \\ &= \frac{10 \cdot 50 \cdot 1,5 \cdot 10^3 \cdot 250}{1,5 \cdot 10^3 - 10 \cdot 50} = 187,5 \cdot 10^3 \text{ Ом}. \end{aligned}$$

Приклад 1.9. Для підсилювача з попереднього прикладу знайти значення $R_{\text{ПЗЗ}}$ за умови $R_{\text{вхПЗЗ}} = \infty$.

Розв'язання. Згідно з виразом (1.51) для одержання $R_{\text{вхПЗЗ}} = \infty$ необхідно виконання умови $R_{\text{вх}}(1 - K) + R_{\text{ПЗЗ}} = 0$. Звідки $R_{\text{ПЗЗ}} \approx R_{\text{вх}} K = 1,5 \cdot 10^3 = 375 \text{ кОм}$.

Вихідний опір підсилювального пристрою, охопленого колом зворотного зв'язку, залежить тільки від способу зняття сигналу

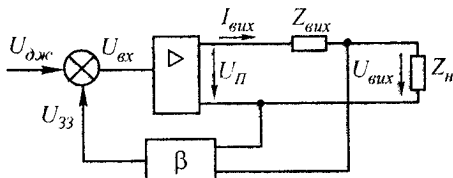


Рис. 1.27

зворотного зв'язку і не залежить від того, яким чином цей сигнал введений в його вхідне коло.

Розглянемо спочатку випадок введення кола НЗЗ за напругою (рис. 1.27).

$$\underline{Z}_{\text{вихНЗЗ}} = \Delta \dot{U}_{\text{вих}} / \Delta \dot{I}_{\text{вих}} ;$$

$$\Delta \dot{U}_{\text{вих}} = \Delta \dot{U}_{\text{п}} - \Delta \dot{I}_{\text{вих}} \underline{Z}_{\text{вих}} ;$$

$$\Delta \dot{U}_{\text{п}} = K \Delta \dot{U}_{\text{вх}} = K(1 - \beta \Delta \dot{U}_{\text{вих}}) ,$$

$$\text{або } \Delta \dot{U}_{\text{вих}} = -\Delta \dot{I}_{\text{вих}} \underline{Z}_{\text{вих}} / (1 + K\beta) .$$

Знак мінус в одержаному виразі говорить про те, що позитивні прирости струму навантаження $\Delta \dot{I}_{\text{вих}}$ викликають протилежні за знаком зміни вихідної напруги підсилювача. Іншими словами, вихідна характеристика підсилювача має спадний характер.

З урахуванням сказаного одержимо

$$\underline{Z}_{\text{вихНЗЗ}} = \Delta \dot{U}_{\text{вих}} / \Delta \dot{I}_{\text{вих}} = \underline{Z}_{\text{вих}} / (1 + K\beta) . \quad (1.52)$$

З (1.52) видно, що при використанні НЗЗ за вихідною напругою, вихідний опір зменшується в $(1 + K\beta)$ разів.

Цей же висновок легко зробити з розглядання самого принципу НЗЗ за напругою.

Будь-який НЗЗ прагне підтримати незмінним значення того параметру, який використовується для одержання сигналу зворотного зв'язку. Тому НЗЗ за вихідною напругою при дії зовнішніх збурень, зокрема, зміни вихідного струму, прагне підтримувати незмінним значення вихідної напруги підсилювача. Це еквівалентно зменшенню його вихідного опору.

Для випадку кола ПЗЗ за вихідною напругою одержимо

$$\underline{Z}_{\text{вих ПЗЗ}} = \underline{Z}_{\text{вих}} / (1 - K\beta) . \quad (1.53)$$

При збільшенні коефіцієнта передачі кола ПЗЗ вихідний опір спочатку збільшується, прагнучи до нескінченності, а при $\beta > 1/K$ змінює знак і стає негативним.

Розглянемо випадок НЗЗ за вихідним струмом (рис. 1.28). Згідно із схемою на рис. 1.28

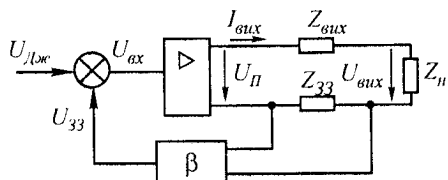


Рис. 1.28

для зміни вхідної напруги підсилювача, викликаній зміною вихідного струму, можна записати наступний вираз

$$\Delta \dot{U}_{\text{вх}} = -\Delta \dot{U}_{\text{НЗЗ}} = -\Delta \dot{I}_{\text{вх}} \underline{Z}_{33} \beta.$$

Виконавши перетворення, аналогічні приведеним вище, одержимо

$$\Delta \dot{I}_{\text{вх}} \underline{Z}_{33} K \beta = \Delta \dot{I}_{\text{вх}} \underline{Z}_{\text{вх}} + \Delta \dot{U}_{\text{вх}}.$$

Звідси

$$\underline{Z}_{\text{вх НЗЗ}} = \left| \frac{\Delta \dot{U}_{\text{вх}}}{\Delta \dot{I}_{\text{вх}}} \right| = \underline{Z}_{33} K \beta + \underline{Z}_{\text{вх}}, \quad (1.54)$$

де $\left| \frac{\Delta \dot{U}_{\text{вх}}}{\Delta \dot{I}_{\text{вх}}} \right| = \left| \dot{U}_{\text{вх х}} - \dot{U}_{\text{вх}} \right|.$

Таким чином, введення кола НЗЗ за вихідним струмом збільшує вихідний опір підсилювача.

Виконавши аналогічні викладки для випадку ПЗЗ, одержимо

$$\underline{Z}_{\text{вх ПЗЗ}} = \underline{Z}_{\text{вх}} - \underline{Z}_{33} K \beta, \quad (1.55)$$

тобто вихідний опір підсилювача, охопленого ПЗЗ за струмом навантаження, зменшується. Як впливає з одержаного виразу, при певному виборі параметрів кола ПЗЗ вихідний опір підсилювача може стати негативним. Це відповідає тому, що вихідна характеристика підсилювача буде мати не спадний, а наростаючий характер. Збільшення вихідного струму буде супроводжуватися збільшенням вихідної напруги.

Приклад 1.10. Інтегральний підсилювач постійного струму типу К140УД6 має вихідний опір $R_{\text{вх}} = 60 \text{ Ом}$. Визначити, як зміниться вихідний опір підсилювача при введенні НЗЗ за вихідним струмом з $\beta = 10^{-2}$; $K = 30 \cdot 10^3$; $R_{33} = 1 \text{ Ом}$.

Розв'язання. Згідно з виразом (1.54) знайдемо

$$R_{\text{вх НЗЗ}} = R_{33} K \beta + R_{\text{вх}} = 1 \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 10^{-2} + 60 = 360 \text{ Ом}.$$

Приклад 1.11. Для підсилювача з попереднього прикладу знайти значення R_{33} для одержання у випадку ПЗЗ за вихідним струмом $R_{\text{вх ПЗЗ}} = 0$.

Розв'язання. Згідно з виразом (1.55) за заданих умов маємо

$$R_{\text{вх}} - R_{33} K \beta = 0.$$

Тоді $R_{33} \beta = R_{\text{вх}} / K = 60 / 30 \cdot 10^3 = 2 \cdot 10^{-3}$. Якщо (як і в попередньому прикладі) обрати $R_{33} = 1 \text{ Ом}$, то $\beta = 2 \cdot 10^{-3}$.

Частотні та фазові спотворення. При визначенні смуги підсилюваних частот на прикладі підсилювача з передавальною функцією вигляду $W(p) = K / (T_1 p + 1)$ було показано, що введення кола НЗЗ фактично зменшує сталу часу підсилювача у глибину НЗЗ разів, тобто $T_{1\text{НЗЗ}} = T_1 / (1 + K\beta)$.

Скориставшись виразом для фазо-частотної характеристики (1.35), в цьому випадку можна записати

$$\varphi(\omega) = \arctg [Q(\omega)/P(\omega)] = -\arctg(\omega T_{1\text{НЗЗ}}).$$

Для малих значень ωT_1 , розкладаючи функцію \arctg в ряд, одержимо

$$\varphi(\omega) = -\omega T_{1\text{НЗЗ}} = -\omega [T_1 / (1 + K\beta)]. \quad (1.55, a)$$

Вираз (1.55, a) показує, що при введенні кола НЗЗ фазовий зсув, який вносить підсилювач, зменшується. При цьому байдуже, який вид НЗЗ використовується.

Слід зазначити, що оскільки введені кола НЗЗ розширюють смугу пропускання підсилювача, то згідно з визначенням коефіцієнта частотних спотворень абсолютне значення частотних спотворень також зменшується.

Введення кола ПЗЗ, звужуючи смугу пропускання підсилювача, призводить до збільшення як частотних, так і фазових спотворень підсилювача.

Приклад 1.12. Визначити, як на робочій частоті $f_p = 1 \text{ кГц}$ зміниться коефіцієнт частотних спотворень підсилювача з прикладу 1.6 при введенні кола НЗЗ. За умови, що ω дорівнює нульовій частоті.

Розв'язання. Використовуючи одержане в прикладі 1.1 співвідношення для ЛАЧХ, знайдемо $K(\omega_p)$

$$\omega_p = 2\pi f_p = 2\pi \cdot 10^3;$$

$$\begin{aligned} K(\omega_p) &= 20 \lg K - 20 \lg \sqrt{1 + (\omega_p T)^2} = \\ &= 20 \lg 3 \cdot 10^4 - 20 \lg \sqrt{1 + (2\pi \cdot 10^3 \cdot 1,59 \cdot 10^{-3})^2} = \\ &= 89,54 - 20,03 = 69,5 \text{ дБ} = 2988,8. \end{aligned}$$

2. Коефіцієнт частотних спотворень підсилювача з НЗЗ

$$M = K(\omega) / K(\omega_p) = 30 \cdot 10^3 / 2988,8 = 10,04.$$

3. Значення $K_{\text{НЗЗ}}(\omega = \omega_p)$ дорівнює

$$K_{\text{НЗЗ}}(\omega_p) = 20 \lg \frac{K}{1 + K\beta} - 20 \lg \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_p T}{1 + K\beta} \right)^2} =$$

$$= 20 \lg \frac{3 \cdot 10^3}{1 + 3 \cdot 10^4 \cdot 3,3 \cdot 10^{-3}} - 20 \lg \sqrt{1 + \left(\frac{2\pi \cdot 10^3 \cdot 1,59 \cdot 10^{-3}}{1 + 3 \cdot 10^4 \cdot 3,3 \cdot 10^{-3}} \right)^2} =$$

$$= 49,542 - 6,043 = 43,499 \text{ дБ} = 298 .$$

4. $M_{\text{НЗЗ}} = 300 / 298 = 1,007 .$

Таким чином, після введення кола НЗЗ частотні спотворення підсилювача зменшилися у 10 разів.

Приклад 1.13. Визначити вхідний опір підсилювача типу К174УН19, в якому для одержання $K_{\text{НЗЗ}} = 0,5\%$ введено коло послідовного НЗЗ за вихідною напругою; $K = 30 \text{ дБ}$; $R_{\text{вх}} = 20 \text{ кОм}$; $K_{\text{г}} = 10\%$.

Р о з в' я з а н н я. 1. Згідно виразу (1.46) для зниження $K_{\text{г}}$ до 0,5% в підсилювач треба ввести коло НЗЗ з β , яке дорівнює

$$\beta = \frac{1}{K} \left(\frac{K_{\text{г}}}{K_{\text{г НЗЗ}}} - 1 \right) = \frac{1}{31,6} \left(\frac{0,1}{0,005} - 1 \right) = 0,6 ;$$

$$K = 30 \text{ дБ} = 31,6 .$$

2. Глибина НЗЗ $(1 + K\beta) = 1 + 31,6 \cdot 0,6 = 20 .$

3. Згідно з виразом (1.48) знайдемо

$$R_{\text{вх НЗЗ}} = R_{\text{вх}} (1 + K\beta) = 20 \cdot 20 = 400 \text{ кОм} .$$

На закінчення можна зробити наступні висновки:

введення кола ЗЗ може змінювати основні параметри підсилювального пристрою як кількісно, так і якісно;

введення кіл НЗЗ та ПЗЗ, як правило, має протилежний вплив на параметри підсилювача;

вибором коефіцієнта передачі кола ПЗЗ можна добитися одержання негативних значень вхідного та вихідного опорів підсилювача;

засоби введення та зняття сигналів ЗЗ можуть впливати на характер впливу зворотного зв'язку на параметри підсилювача.

Додатково слід зазначити, що якщо елементами кола ЗЗ є частотно залежні чотириполюсники, то можна впливати у потрібному напрямку на параметри підсилювача тільки у необхідному діапазоні зміни вхідного сигналу.

Все сказане показує, що введенням різних кіл ЗЗ можна значною мірою змінювати властивості підсилювального пристрою, що відкриває широкі можливості для спрямованого синтезу пристроїв з заданими характеристиками.

1.5. СТІЙКІСТЬ ЛІНІЙНИХ КІЛ ІЗ ЗВОРОТНИМ ЗВ'ЯЗКОМ

Фізична суть поняття «стійка робота активного кола» полягає в тому, що стійке коло після припинення дії зовнішніх збурень повертається у початковий стан. У протилежному випадку будь-яке зовнішнє збурення приводить до розвинення у часі коливальних процесів аж до генерації. Отже у стійкому активному колі перехідні процеси повинні бути згасальними.

Таким чином, виникає два можливих шляхи аналізу стійкості: дослідження перехідного процесу замкненого кола і частотної залежності петлевого коефіцієнту $\check{K}(j\omega)\check{\beta}(j\omega)$ підсилення кола зворотного зв'язку. Перший шлях приводить до так званого алгебраїчного критерію стійкості, другий — до частотного (або геометричного) критерію стійкості. Між ними, зрозуміло, існує глибокий внутрішній зв'язок.

З теорії електричних кіл відомо, що напруга (або струм) на вході та виході довільного лінійного кола зв'язані між собою диференціальним рівнянням (1.26).

Проблема стійкості зводиться до аналізу залежності вихідної напруги від часу при $u_{\text{вх}} = 0$. Дійсно, в цьому випадку аналізуються власні коливання, тобто ті коливання, які принципово можуть існувати в колі. Це, звичайно, не означає, що вони обов'язково виникають в реальних умовах, коли $u_{\text{вх}} \neq 0$.

Якщо в (1.26) приймаємо $u_{\text{вх}} = 0$, то одержуємо однорідне диференціальне рівняння, розв'язанням якого є власні коливання кола

$$a_n \frac{d^n u_{\text{вих}}}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} u_{\text{вих}}}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{du_{\text{вих}}}{dt} + a_0 u_{\text{вих}} = 0. \quad (1.56)$$

Відомо, що розв'язанням цього рівняння є функції виду $e^{p_i t}$, де p_i — корені характеристичного рівняння

$$a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + a_0 = 0. \quad (1.57)$$

Тому загальне розв'язання однорідного рівняння (1.56) є лінійною комбінацією експоненціальних функцій

$$u_{\text{вих}}(t) = \sum_{i=1}^n c_i e^{p_i t}.$$

Корені характеристичного рівняння можуть бути комплексними, дійсними або уявними. Умові стійкості задовольняють тільки дійсні корені або комплексні корені з негативною дійсною частиною. Перші описують аперіодичні зміни напруги, другі — згасаль-

ні коливання. Отже, ці корені відповідають фізичному критерію стійкості — власні коливання кола повинні бути згасальними. Таким чином, для стійкої роботи кола необхідно, щоб корені характеристичного рівняння замкненого кола знаходились у лівій півплощині комплексної змінної p , що, в свою чергу, відповідає негативній дійсній частині усіх коренів характеристичного рівняння.

Тепер розглянемо рівняння (1.26) з іншої позиції. Коливанням у колах можна співвіднести зображення за Лапласом. Запишемо відповідність між оригіналом і зображенням: $u_{\text{вх}}(t) \doteq U_{\text{вх}}(p)$, $u_{\text{вих}}(t) \doteq U_{\text{вих}}(p)$ (нагадаємо, що p — комплексна частота $p = \delta + j\omega$). Обчисливши перетворення Лапласа для обох частин рівняння (1.26), одержимо (1.27), звідки коефіцієнт передачі в операторній формі запису (1.28).

Знаменник дробу (1.28) збігається з характеристиками рівняння (1.57). Тому корені рівняння p_i можна розуміти як полюси операторного коефіцієнта передачі. Тоді критерій стійкості замкненого кола можна сформулювати наступним чином: всі полюси коефіцієнта передачі замкненого кола повинні знаходитися у лівій півплощині комплексної частоти p .

Слід зазначити, що властивість стійкості стосується підсилювального пристрою, який містить в собі коло зворотного зв'язку. Це може бути або внутрішній зв'язок, обумовлений фізичними властивостями і виконанням елементів пристрою, або паразитний зв'язок (ємнісний або індуктивний), обумовлений конструктивними особливостями його виготовлення, або зовнішній зворотний зв'язок, виконаний шляхом введення в пристрій спеціальних кіл. Якщо такий зв'язок відсутній, підсилювальний пристрій є розімкненим і поняття стійкості до нього не застосовується.

Використання такого підходу завжди дозволяє однозначно відповісти на питання стійкості досліджуваного пристрою. Проте на практиці безпосереднє відшукування точних розв'язків рівняння (1.26) є трудомісткою задачею. Тому для вирішення питання стійкості підсилювального пристрою зручніше користуватися деякими непрямыми оцінками, які дозволяють відповісти на поставлене питання без розв'язування диференціальних рівнянь.

Такі оцінки, які звуться критеріями стійкості, можуть бути одержані на основі розгляду амплітудно-фазових характеристик пристрою (1.33). Найбільш відомим з них є критерій стійкості Найквіста, який дозволяє робити висновок про стійкість за виглядом амплітудно-фазових характеристик розімкненого контуру регулювання системи. Він формулюється так.

Якщо розімкнений (мається на увазі коло зовнішнього ЗЗ) підсилювальний пристрій стійкий і його амплітудно-фазова характеристика (годограф) при зміні частоти від 0 до ∞ не охоплює точку

з координатами $(-1; j0)$, то після замикання кола НЗЗ пристрій буде також стійкий.

Проходження годографа через точку з координатами $(-1; j0)$ означає, що підсилювач перебуває на межі стійкості.

На рис. 1.29 наведені приклади амплітудно-фазових характеристик, які задовольняють сформульованій вище умові. Характеристика $W_1(j\omega)$ відповідає абсолютно стійкій системі. Вивести її із стійкого режиму роботи можна тільки збільшенням коефіцієнта підсилення. Характеристика $W_2(j\omega)$ відповідає умовно стійкій системі. В цьому випадку втрата стійкості можлива як при збільшенні, так і при зменшенні коефіцієнта підсилення.

Вважають, що підсилювач володіє запасом стійкості, якщо він задовольняє умовам стійкості при значеннях модуля $|W(j\omega)|$, які відрізняються від 1 не менше, ніж на деяку наперед задану величину $\pm H_m$, що зветься запасом стійкості по модулю, і має фазовий кут, відмінний від π не менш, ніж на величину $\pm \gamma_m$, що зветься запасом стійкості по фазі. Згідно з даним визначенням (для забезпечення заданого запасу стійкості) амплітудно-фазова характеристика підсилювача не повинна потрапляти в область, заштриховану на рис. 1.29.

Раніше, в §1.2, було показано, що при проектуванні підсилювачів зручніше користуватися не амплітудно-фазовими, а їх логарифмічними амплітудними та фазовими характеристиками. Сформульовані вище умови легко можна поширити і на ці характеристики. Логарифмічна амплітудна та фазова частотні характеристики, які відповідають амплітудно-фазовій характеристиці $W_2(j\omega)$ (рис. 1.29), показані на рис. 1.30.

Легко показати, що точка перетину ЛАЧХ з віссю частот відповідає точці перетину годографа $W_2(j\omega)$ з колом одиничного радіу-

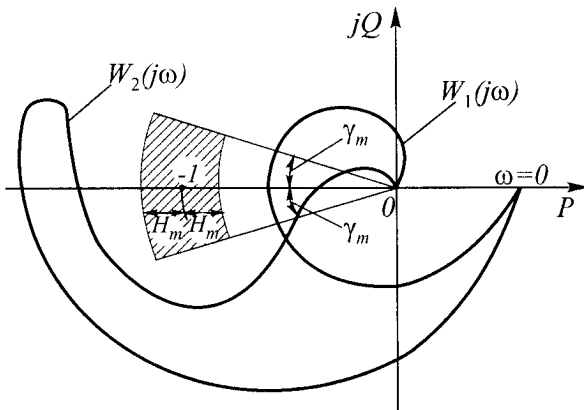


Рис. 1.29

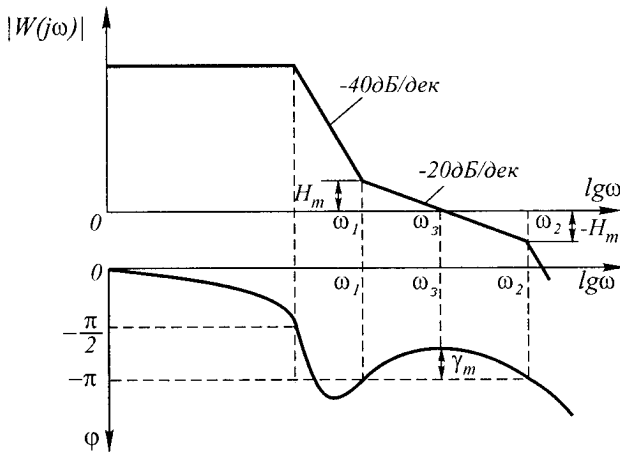


Рис. 1.30

са, тобто відповідає значенню $|W(j\omega)| = 1$. Тоді значення фазового кута $\pi - \varphi(\omega_3)$, яке відповідає частоті ω_3 , є запасом по фазі, і значення $20 \lg K(\omega_1)$ та $20 \lg K(\omega_2)$, відповідні перетину фазової характеристики з рівнем $\varphi = -\pi$, є відповідними запасами по модулю. Для одержання потрібних запасів стійкості по модулю та фазі для логарифмічних характеристик необхідно виконання таких умов:

$$20 \lg K(\omega_1) > +H_m;$$

$$20 \lg K(\omega_2) < -H_m; \quad (1.58)$$

$$\varphi(\omega) > \gamma_m.$$

Отже, при заданих запасах стійкості по модулю та фазі на логарифмічних амплітудній та фазовій характеристиках завжди можна визначити області, в які ці характеристики не повинні потрапляти. Отже питання стійкості вирішується без знаходження точного розв'язування вхідної системи диференціальних рівнянь за допомогою відповідного вибору виду логарифмічних характеристик.

Приклад 1.14. Підсилювальний пристрій описується передавальною функцією вигляду

$$W(p) = \frac{K}{(15,9 \cdot 10^{-3} p + 1)(1,59 \cdot 10^{-3} p + 1)(0,159 \cdot 10^{-3} p + 1)}.$$

Визначити значення K з умовою одержання запасу стійкості по модулю, що дорівнює 10 dB , і відповідний до даного випадку запас стійкості по фазі.

Розв'язання. 1. Визначимо значення частоти ω_0 , за якої сумарний фазовий зсув дорівнює 180° . Для цього випадку, згідно з виразом (1.37), запишемо рівняння

$$\begin{aligned} -180^\circ &= -\arctg \omega_0 T_1 - \arctg \omega_0 T_2 - \arctg \omega_0 T_3 = \\ &= -\arctg(\omega_0 \cdot 15,9 \cdot 10^{-3}) - \arctg(\omega_0 \cdot 1,59 \cdot 10^{-3}) - \\ &\quad -\arctg(\omega_0 \cdot 0,159 \cdot 10^{-3}). \end{aligned}$$

Числове розв'язання цього рівняння дає значення $\omega_0 = 670\pi$.

2. Знайдемо значення K , яке відповідає $\omega_3 = \omega_0$. Для цього, згідно з виразом (1.36), можна записати

$$0 = 20 \lg K - 20 \lg \sqrt{1 + (T_1 \omega_0)^2} - 20 \lg \sqrt{1 + (T_2 \omega_0)^2} - 20 \lg \sqrt{1 + (T_3 \omega_0)^2}$$

або

$$20 \lg K \approx 20 \lg(T_1 \omega_0) + 20 \lg(T_2 \omega_0).$$

Тут було враховано, що $T_1 \omega_0 \gg 1$, $T_2 \omega_0 \gg 1$, $T_3 \omega_0 \ll 1$;

$$20 \lg K = 20 \lg(15,9 \cdot 10^{-3} \cdot 670 \cdot \pi) + 20 \lg(1,59 \cdot 10^{-3} \cdot 670 \cdot \pi) = 41 \text{ дБ}.$$

3. Шукане значення $K_{гр}$ дорівнює $K_{гр} = K - H_m = 41 - 10 = 31 \text{ дБ}$.

4. ЛАЧХ, відповідна розглядуваному випадку, наведена на рис. 1.31.

5. Оскільки частота зрізу ω_3 , для якої $|W(p)| = 1$, лежить на ділянці з нахилом -40 дБ/дек , значення ω_3 можна визначити з виразу

$$H_m = 40 \lg \frac{\omega_0}{\omega_3};$$

$$10 = 40 \lg \frac{670\pi}{\omega_3}.$$

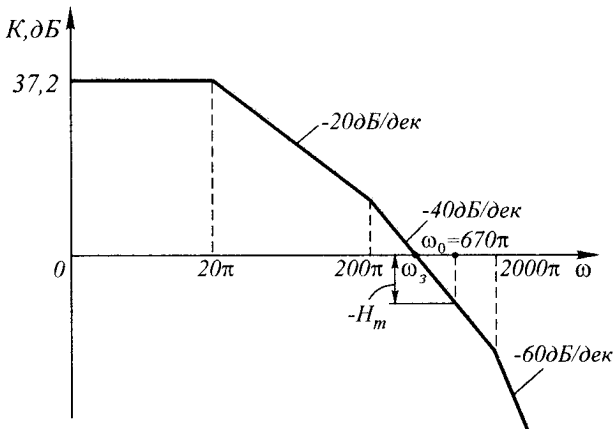


Рис. 1.31

Звідси $\omega_3 = 380\pi$.

Значення $\omega_3 < 2000\pi$, тобто дійсно лежить на асимптоті з нахилом -40 дБ/дек.

6. Запас по фазі відповідно до (1.37) дорівнює

$$\begin{aligned}\gamma_m &= \pi - \varphi(\omega_3) = \pi - \arctg(\omega_3 T_1) - \arctg(\omega_3 T_2) - \arctg(\omega_3 T_3) = \\ &= 180^\circ - \arctg(15,9 \cdot 10^{-3} \cdot 380\pi) - \arctg(1,59 \cdot 10^{-3} \cdot 380\pi) - \\ &- \arctg(0,159 \cdot 10^{-3} \cdot 380\pi) = 180^\circ - 86,98^\circ - 62,22^\circ - 10,75^\circ \approx 20^\circ.\end{aligned}$$

Методика проектування підсилювального пристрою із заданими параметрами з використанням ЛАЧХ:

1. За заданою смугою пропускання знаходять положення горизонтальної асимптоти ЛАЧХ підсилювача.

2. За заданим коефіцієнтом підсилення визначають рівень горизонтальної асимптоти ЛАЧХ.

3. Якщо заданий коефіцієнт заглушення частот, які не входять у смугу пропускання підсилювача, визначають потрібні нахили асимптот, які знаходяться поза смугою пропускання підсилювача.

4. З умови стійкості та вимог до якості перехідних процесів, формують вид ЛАЧХ у діапазоні частоти зрізу, тобто частоти, для якої $K(\omega)$ перетинає вісь частоти.

5. Вибирають елементну базу (операційний підсилювач, напівпровідникові елементи і т.п.) та схемотехнічні рішення, які спрямовані на одержання заданих енергетичних показників підсилювача.

6. Для вибраної елементної бази і схемотехнічних рішень визначають основні параметри підсилювача (вхідний та вихідний опори, коефіцієнти нелінійних та інших спотворень, смугу підсилюваних частот, коефіцієнт підсилення і т.п.).

7. Якщо деякі параметри підсилювача не відповідають заданим, визначають потрібний тип та глибину зворотного зв'язку, необхідну для одержання потрібної якості вихідного параметру пристрою.

8. Відповідно до одержаного значення глибини ЗЗ коректують вигляд частотної характеристики підсилювача і здійснюють корекцію обраної елементної бази і схемотехнічних рішень окремих його вузлів.

9. Визначають відмінність між потрібною для забезпечення заданих властивостей і одержаною частотними характеристиками, а потім знаходять потрібні кола корекції.

Наведена методика є основною при проектуванні підсилювального пристрою за заданими характеристиками.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Що таке електронний підсилювач?
2. В чому полягає принцип використання керованих нелінійних елементів для підсилення електричних сигналів?
3. Які існують структурні схеми підсилювальних пристроїв?
4. Чому в електронному підсилювачі відбувається підсилення потужності?
5. За якими ознаками класифікують підсилювальні пристрої?
6. Які показники характеризують роботу підсилювача?
7. Що таке нормована амплітудно-частотна характеристика?
8. Як визначити підсумований коефіцієнт підсилення підсилюючого пристрою, якщо коефіцієнти окремих каскадів виражені безрозмірними величинами або в децибелах?
9. Чим відрізняються амплітудно-частотні характеристики підсилювачів постійного та змінного струмів?
10. Які спотворення підсиленого сигналу Ви знаєте і в чому причина їх появи?
11. Що таке передавальна функція підсилювального пристрою?
12. Як з передавальної функції одержати годограф підсилювального пристрою?
13. Поясніть, чому ЛАЧХ та ФЧХ підсилювального пристрою можуть бути побудовані підсумовуванням відповідних характеристик типових ланок.
14. Як за схемою підсилювального пристрою одержати його ЛАЧХ та ФЧХ?
15. Що таке зворотний зв'язок у підсилювачі?
16. Які види зворотного зв'язку Ви знаєте?
17. Як впливають різні види кіл зворотного зв'язку на абсолютну та відносну величини коефіцієнта підсилення підсилювача?
18. Як зміниться смуга пропускання підсилювального пристрою при введенні різних кіл зворотного зв'язку?
19. Поясніть, яким чином введення кіл зворотного зв'язку впливає на спотворення вихідного сигналу підсилювача?
20. Вхідний опір якого підсилювача більший: охопленого послідовним колом зворотного зв'язку за вихідною напругою або струмом?
21. Які типи зворотного зв'язку впливають на вихідний опір підсилювального пристрою?
22. Що таке запас стійкості по фазі та амплітуді?

СХЕМОТЕХНІКА ПІДСИЛЮВАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ НА БІПОЛЯРНИХ ТА ПОЛЬОВИХ ТРАНЗИСТОРАХ

При побудові підсилювальних пристроїв найбільшого розповсюдження набули каскади на біполярних та польових транзисторах, які використовують відповідно схеми вмикання транзистора із спільним емітером та спільним витоком. Не так часто використовуються схеми вмикання із спільним колектором та спільним стоком. Схеми вмикання із спільною базою та спільним затвором використовуються тільки у вузькому класі пристроїв, наприклад, у вхідних колах радіоприймальних пристроїв, які працюють у діапазоні ультракоротких хвиль. Тому надалі будемо розглядати тільки специфіку побудови і основні параметри каскадів, що використовують схеми вмикання із спільним емітером і спільним колектором для біполярних та із спільним витоком і спільним стоком для польових транзисторів.

2.1. ПІДСИЛЮВАЛЬНИЙ КАСКАД ЗА СХЕМОЮ ІЗ СПІЛЬНИМ ЕМІТЕРОМ

2.1.1. Біполярний транзистор в динамічному режимі та класи підсилення підсилювальних каскадів

Усе схемотехнічне розмаїття каскадів, які використовують схему вмикання біполярного транзистора із спільним емітером, може бути приведено до однієї схеми, наведеної на рис. 2.1. Навантаження в схемі вмикається двома способами: як навантажувальний елемент використовується безпосередньо резистор R_K (рис. 2.1, *a, б*), ввімкнений в колекторне коло транзистора; використовується додатковий навантажувальний елемент (резистор R_H рис. 2.1, *в*), який вмикається паралельно виводам колектора та емітера транзистора VT .

Резистор R_B є баластним і призначений для лінеаризації вхідної характеристики каскаду. Відомо, що вхідний опір транзистора, особливо в початковій частині його ВАХ, має суттєво неліній-

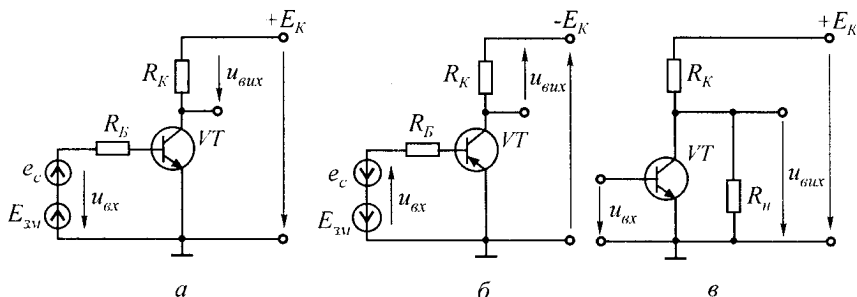


Рис. 2.1

ний характер, тому однакові прирости входної напруги спричиняють різні прирости входного i_B , а, отже, і вихідного i_K струмів

$$i_K = i_B h_{21E} = h_{21E} u_{вх} / R_{вх}, \quad (2.1)$$

де h_{21E} — коефіцієнт передачі струму в схемі із спільним емітером; $R_{вх}$ — входний опір транзистора, значення якого залежить від $u_{вх}$; $u_{вх} = u_c + U_{зм}$ — сумарна входна напруга каскаду; u_c — керуюча (сигнал керування) складова входної напруги; $U_{зм}$ — стала складова входної напруги.

Вихідна напруга для схем рис. 2.1, а, б визначається як

$$u_{вих} = i_K R_K, \quad (2.2)$$

а для схеми рис. 2.1, в

$$u_{вих} = \frac{E_K - i_K R_K}{1 + R_K / R_H}. \quad (2.3)$$

Слід зазначити, що якщо нас цікавить тільки змінна складова вихідного сигналу, для обох випадків можна скористатись виразом (2.2). При цьому для випадку використання додаткового навантажувального резистора у виразі (2.2) замість R_K потрібна підстановка $R'_K = R_K R_H / (R_K + R_H)$.

Якщо вираз (2.1) підставити в (2.2) або (2.3), то стає очевидним, що нестійкість $R_{вх}$ обумовлена зміною входної напруги і, отже, режиму роботи транзистора, призводить до зміни коефіцієнта пропорційності між входною та вихідною напругами каскаду. Передавальна характеристика каскаду за напругою набуває суттєво нелінійного характеру, що ускладнює його практичне використання.

Для лінеаризації передавальної характеристики послідовно з емітерним переходом транзистора вмикають баластний резистор R_B , опір якого обирається з умови $R_B \gg R_{вх}$. При цьому вираз (2.1) набуває вигляду

$$i_K = i_B h_{21E} = h_{21E} u_{BX} / (R_B + R_{BX}) \approx h_{21E} u_{BX} / R_B. \quad (2.4)$$

Слід зазначити, що введення в схему підсилювача резистора R_B зменшує коефіцієнт підсилення каскаду і це зменшення тим більше, чим точніше виконується нерівність $R_B \gg R_{BX}$. Причина цього в тому, що із збільшенням R_B менша частина вхідної напруги прикладається безпосередньо до емітерного переходу транзистора.

У вхідному колі каскаду діє два джерела напруги: u_c — безпосередньо сигнал, який треба підсилити, та U_{3M} — стала напруга, яка забезпечує потрібний режим роботи каскаду за постійним струмом.

В схемах рис. 2.1 зміни колекторного струму транзистора залежать не лише від змін базового струму, а й від змін напруги на колекторі

$$U_{KE} = E_K - I_K R_K, \quad (2.5)$$

яка, в свою чергу, визначається змінами як базового, так і колекторного струмів. Таким чином, одночасно змінюються всі струми і напруги в транзисторі. Такий режим роботи транзистора називають динамічним, а характеристики, що визначають зв'язок між струмами і напругами транзистора при наявності опору навантаження, динамічними характеристиками.

Динамічні характеристики будують на сім'ї статичних характеристик за заданими значеннями напруги джерела живлення колекторного кола E_K та опору навантаження R_K . Для побудови вихідної динамічної характеристики (рис. 2.2) використовують рівняння динамічного режиму (2.5), яке являє собою рівняння прямої, оскільки при змінній величині I_K стоїть сталий коефіцієнт, що дорівнює чисельно R_K . Тому достатньо знайти відрізки, які відсікаються прямою на осях координатної системи (I_K, U_{KE}) .

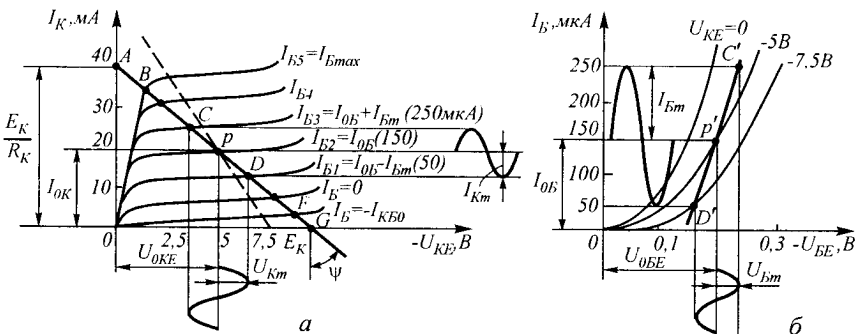


Рис. 2.2

Якщо $I_K = 0$, то $U_{KE} = E_K$ і при $U_{KE} = 0$, $I_K = E_K/R_K$. Відклавши на відповідних осях напругу, що дорівнює E_K , і струм, що дорівнює E_K/R_K , через одержані точки проводять пряму, яку називають лінією навантаження. Вихідна динамічна характеристика є геометричним місцем точок перетину лінії навантаження зі статичними характеристиками. Використовуючи динамічну колекторну характеристику, можна для будь-якого значення колекторного струму знайти відповідні значення напруги на колекторі та струму у вхідному колі I_B . Лінію навантаження можна побудувати також, якщо з точки E_K провести пряму лінію під кутом $\psi = \arctg R_K \frac{m_I}{m_U}$.

Для визначення напруги на базі транзистора U_{BE} (вхідної напруги) будують вхідну динамічну характеристику простим перенесенням точок I_B , U_{KE} з вихідної динамічної характеристики на сім'ю статичних вхідних характеристик (рис. 2.2,б). Значення відповідних базових напруг визначаються абсцисами цих точок (на рис. 2.2,б зображено лише ділянки вхідної $C'D'$ динамічної характеристики).

Точку перетину лінії навантаження зі статичною характеристикою при заданому струмі $I_{B2} = I_{0B}$, що визначається джерелом зміщення $E_{зм}$, називають *робочою точкою*, а її початкове положення на лінії навантаження (за відсутності вхідного змінного сигналу) — *точкою спокою* p . Точка спокою визначає струм спокою вихідного кола I_{0K} та напругу спокою U_{0KE} . При цьому рівняння динамічного режиму має вигляд

$$U_{0KE} = E_K - I_{0K} R_K .$$

Місцезнаходження точки спокою визначається призначенням схеми, в якій використовується транзистор, значенням та формою вхідного сигналу і т.д.

Для схеми рис. 2.1,в загальним опором колекторного навантаження змінному струмові буде опір $R'_K = R_K R_{н} / (R_K + R_{н})$, і динамічну характеристику змінного струму слід провести через точку спокою під $\psi' = \arctg R'_K \frac{m_I}{m_U}$ кутом (пунктирна лінія на рис. 2.2,а).

Режим роботи транзистора, при якому робоча точка не виходить за межі ділянки BF лінії навантаження, називають лінійним, або підсилювальним режимом. При цьому зі зміною вхідного (базового) струму пропорційно змінюється вихідний (колекторний) струм.

Визначимо параметри підсилювача (рис. 2.1,а). Коефіцієнт підсилення каскаду дорівнює відношенню приростів вихідної та вхідної напруг

$$K = \Delta U_{\text{вих}} / \Delta U_{\text{вх}} .$$

Використовуючи h -параметри транзистора і припускаючи, що $h_{12E} = h_{22E} = 0$ (відсутній внутрішній зворотний зв'язок і вихідний опір нескінченний), знайдемо

$$\Delta U_{\text{вих}} = \Delta U_{\text{КЕ}} = h_{21E} \Delta I_{\text{Б}} R_{\text{К}} ;$$

$$\Delta U_{\text{вх}} = \Delta U_{\text{БЕ}} = \Delta I_{\text{Б}} R_{\text{вх}} .$$

Отже,

$$K = h_{21E} R_{\text{К}} / R_{\text{вх}} . \quad (2.6)$$

Одержаний вираз не враховує присутність у вхідному колі каскаду баластного резистора $R_{\text{Б}}$. Цей резистор, як вже зазначалося, утворює з вхідним опором транзистора додатковий подільник напруги, який зменшує підсумковий коефіцієнт підсилення каскаду. З урахуванням цього підсумковий коефіцієнт підсилення каскаду, який представляє собою коефіцієнт підсилення каскаду за постійним струмом K_0 , дорівнює

$$K_0 = K \cdot K_{\text{под}} = h_{21E} R_{\text{К}} / (R_{\text{Б}} + R_{\text{вх}}) , \quad (2.7)$$

де $K_{\text{под}} = R_{\text{вх}} / (R_{\text{Б}} + R_{\text{вх}})$ — коефіцієнт передачі вхідного подільника напруги.

Для вхідного та вихідного опорів каскаду рис. 2.1,а можна записати такі вирази

$$R_{\text{вх}} = R_{\text{Б}} + R_{\text{вхТ}} \approx R_{\text{Б}} ; \quad (2.8)$$

$$R_{\text{вих}} = R_{\text{вихТ}} = 1/h_{22E} , \quad (2.9)$$

де $R_{\text{вхТ}}$, $R_{\text{вихТ}}$ — відповідно вхідний та вихідний опори транзистора.

Якщо зовнішнє навантаження вмикається до виходу підсилювального каскаду, як показано на рис. 2.1,в, то вираз для вихідного опору каскаду зміниться. З урахуванням того, що джерело $E_{\text{К}}$ є ідеалізованим джерелом напруги,

$$R_{\text{вих}} = R_{\text{вихТ}} R_{\text{К}} / (R_{\text{вихТ}} + R_{\text{К}}) \approx R_{\text{К}} . \quad (2.10)$$

Залежно від значення та знаку напруги зміщення $U_{\text{ЗМ}}$ та напруги сигналу u_c в схемі транзисторного каскаду, наведеного на рис. 2.1,а, можливі декілька принципово різних режимів його роботи, що називаються *класами підсилення*.

Клас підсилення А. Режим роботи транзисторного каскаду, при якому струм у вихідному колі транзистора тече протягом всього

періоду зміни напруги вхідного сигналу, називається режимом підсилення класу *A*. Характерною рисою цього режиму є виконання умови $\Delta I_K < I_{0K}$, для забезпечення якого напруга U_{3M} (для схеми рис. 2.1,а) повинна бути позитивною та перевищувати максимальну амплітуду напруги u_c .

Максимальна амплітуда вихідного сигналу в даному режимі може досягати значення близького до $E_K/2$. Для цього необхідно, щоб $U_{0KE} = E_K/2$ або $I_{0K} = E_K/(2R_K)$.

Використовуючи характеристики каскаду, приведені на рис. 2.2, можна легко знайти напругу зміщення U_{3M} та допустимий діапазон зміни вхідного сигналу, який забезпечує одержання максимальної амплітуди вихідного сигналу за умови мінімальних його спотворень. Останнє є характерною рисою класу *A*. Для цього по характеристиці на рис. 2.2,б знаходять струм бази, відповідний початку лінійної ділянки вхідної характеристики транзистора. По вихідним характеристикам транзистора (рис. 2.2,а) або, використовуючи співвідношення (2.1), визначають колекторний струм транзистора та його напругу U_{KE} , відповідну знайденому струму $I_{B \min}$ ($I_{K \min}$ та $U_{KE \max}$). По цих же характеристиках визначають максимальний колекторний струм транзистора, що відповідає межі його активного режиму роботи та режиму насичення (точка *B* перетину навантажувальної лінії з характеристикою I_{Bm} , точніше з характеристикою $U_{KB} = 0$), тобто $I_{K \max}$. Шуканий струм спокою колектора буде дорівнювати напівсумі знайдених значень

$$I_{0K} = (I_{K \max} + I_{K \min})/2, \quad (2.11)$$

а максимальна амплітуда вихідного струму — напіврізниці цих значень

$$\Delta I_{K \max} = (I_{K \max} - I_{K \min})/2. \quad (2.12)$$

За знайденими значеннями I_{0K} та $\Delta I_{K \max}$ для відомого значення h_{21E} знаходять I_{0B} , $\Delta I_{B \max}$, U_{0BE} та $\Delta U_{BE \max}$.

Таким чином, клас підсилення *A* має місце при виборі точки спокою *p* в середній частині навантажувальної характеристики R_K вихідного кола транзистора (рис. 2.2,а). Цей режим характеризується тим, що форма вихідного сигналу $u_{\text{вих}}$ повторює форму вхідного сигналу $u_{\text{вх}}$ за рахунок роботи транзистора в активній області без заходу в область насичення та відсічки. При цьому транзистор, як видно з рисунку, працює в лінійній області, що пояснює мінімальні нелінійні спотворення підсилюваного сигналу. В той же час робота підсилювача в класі *A* характеризується низьким ККД, який теоретично не може перевищувати 0,5, що

пояснюється постійним струмом I_{0K} в колі R_K незалежно від наявності або відсутності вхідного сигналу $u_{вх}$, в результаті чого в транзисторі розсіюється потужність $P_{0K} = I_{0K}U_{0KE}$,

$$P_{н} = \frac{U_{н \max} I_{K \max}}{2} \leq U_{0KE} I_{0K} \approx \frac{E_K I_{0K}}{2} = \frac{P_{сп}}{2},$$

де $P_{сп}$ — потужність, що споживається від джерела живлення.

В зв'язку з цим режим підсилення *A* використовують лише в малопотужних каскадах (попередніх підсилювачах), для яких, як правило, важливий малий коефіцієнт нелінійних спотворень підсилюваного сигналу, а значення ККД не відіграє вирішальної ролі.

Клас підсилення *B*. Режим роботи транзисторного каскаду, при якому струм у вихідному колі транзистора тече тільки протягом півперіоду зміни напруги вхідного сигналу, називається режимом підсилення класу *B*. Даний режим відповідає вибору $U_{зм} = 0$. При цьому $I_{0KE} = I_{K \min} \approx 0$ та $U_{0KE} = E_K - I_{K \min} R_K \approx E_K$ (рис. 2.3).

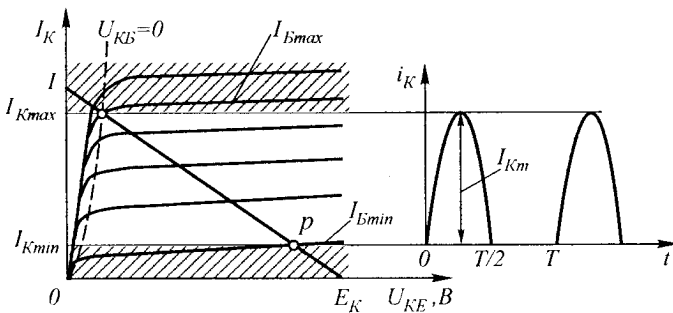


Рис. 2.3

Із сказаного випливає, що потужність, розсіювана в каскаді за умови $u_c = 0$, практично також дорівнює нулю, тому що транзистор знаходиться в режимі відсічки.

Таким чином, клас підсилення *B* має місце при зміщенні точки спокою p на нижню ділянку лінії навантаження R_K , як показано на рис. 2.3. Це обумовлює суттєве поліпшення енергетичних показників каскаду за рахунок значного (в порівнянні з режимом класу *A*) зниження потужності, розсіюваної у транзисторі в режимі спокою. Тому клас *B* кращий для використання в підсилювачах середньої та великої потужності. В цьому режимі значення ККД каскаду можна довести до 0,7 і більше (при потужності, що розсіюється в транзисторі, менше 0,25 від максимуму корисної потужності в навантажувальному пристрої). Разом з тим, в класі *B* відбувається підсилення лише однієї позитивної (негативної) півхвилі

підсилюваного сигналу $u_{\text{вх}}$, і тому вихідний струм $i_{\text{К}}$ має переривчастий характер.

Для підсилення як позитивної, так і негативної півхвилі вхідного сигналу застосовують двотактні підсилювачі, що працюють в класі підсилення B (рис. 2.4,а). Тут при позитивній півхвилі вхідного сигналу відкритий транзистор $VT1$ ($n-p-n$ -типу), а при негативній півхвилі — транзистор $VT2$ ($p-n-p$ -типу). В навантажувальний пристрій з опором $R_{\text{н}}$ надходить підсилений сигнал обох напівперіодів. Як правило, двотактні підсилювачі виготовляють у вигляді ІС, в єдиному кристалі напівпровідника, що дозволяє забезпечувати ідентичність параметрів транзисторів $VT1$ та $VT2$.

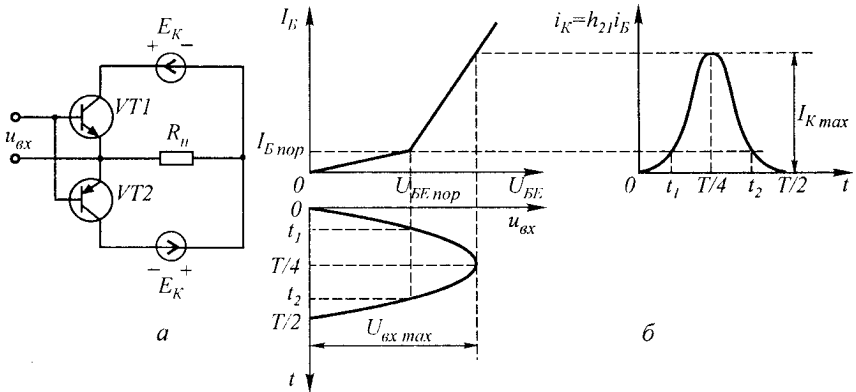


Рис. 2.4

Основним недоліком підсилювачів, працюючих в класі B , є значні нелінійні спотворення вихідної напруги. Припустимо, що на вхід каскаду подана напруга $u_{\text{вх}} = U_m \sin \omega t$ (рис. 2.4,б). Через те, що $U_{\text{ЗМ}} = 0$, струм колектора транзистора буде змінюватися тільки на інтервалі $u_{\text{вх}} > 0$. При цьому з-за суттєвої нелінійності початкової ділянки вхідної характеристики транзистора коефіцієнт пропорційності між вхідною і вихідною напругами не буде залишатися сталим. На інтервалах $0 \dots t_1$ та $t_2 \dots T/2$, де $u_{\text{вх}} < U_{BE \text{ пор}}$, струм колектора транзистора буде змінюватися суттєво повільніше, ніж на інтервалі $t_1 \dots t_2$. Це призведе до появи на виході типових спотворень, які одержали назву «східців». Великі спотворення підсиленого сигналу є причиною того, що клас підсилення B практично не використовується у підсилювачах.

Усунути вказаний недолік підсилювачів класу B можна, якщо ввести в каскад невелику напругу зміщення. Якщо $U_{\text{ЗМ}} = U_{BE \text{ пор}}$, то причина появи «східців» у вихідній напрузі усувається. При цьому у вихідному колі транзистора починає текти деякий струм

спокою $I_{0K} = I_{B\text{пор}} h_{21E}$. Проте, цей струм, як правило, суттєво менший максимального струму колектора ($I_{0K} \approx 5 \dots 10\% I_{K\text{max}}$), що дозволяє забезпечити високий ККД каскаду.

Клас підсилення АВ. Режим роботи транзисторного каскаду, при якому струм у вихідному колі транзистора тече більше половини періоду зміни напруги вхідного сигналу, називається режимом підсилення класу АВ.

Таким чином, в режимі підсилення класу АВ $U_{3м} = U_{BE\text{пор}} > 0$. Такий режим роботи знайшов широке застосування при побудові вихідних каскадів підсилювачів потужності, тому що при високому ККД вони забезпечують одержання невеликих спотворень вихідного сигналу.

На практиці зустрічаються випадки, коли навантаженням транзисторного каскаду є коливальний контур, в якому необхідно забезпечити підтримку незагасаючих коливань, наприклад, вихідні каскади передавальних пристроїв. Для підтримки коливань транзистор повинен забезпечувати подачу в контур енергії, що розсіюється на його активних елементах. При великих добротностях контуру ця енергія може бути суттєво менше енергії власних коливань і для її відновлення досить приєднати зовнішнє джерело живлення на час, менший половини періоду коливань. Реалізувати такий режим роботи можна, якщо на вхід каскаду (рис. 2.1,а) подати напругу зміщення, що задовольняє умові $U_{3м} < 0$.

Клас підсилення С. Режим роботи транзисторного каскаду, при якому струм у вихідному колі транзистора тече на інтервалі, меншому половини періоду зміни напруги вхідного сигналу, називається режимом підсилення класу С.

В режимі класу С транзистор більше половини періоду знаходиться в стані відсічки (точка F на рис. 2.2) і його струм мало відрізняється від нуля. Цей режим відповідає розміщенню точки спокою в області відсічки і знаходить широке застосування в потужних резонансних підсилювачах (наприклад, радіопередавальних пристроях).

У всіх розглянутих вище режимах роботи максимальний вхідний струм, а отже, і вхідна напруга обмежені величинами, які відповідають границі між активним режимом роботи та режимом насичення. В цьому випадку $I_{Bx\text{max}} < (E_K - U_{0KE}) / (R_K h_{21E})$, а $U_{Bx\text{max}}$ може бути визначена з рис. 2.2,б по відомому струму $I_{Bx\text{max}}$, тобто у всіх розглянутих режимах роботи робоча точка на вихідних характеристиках каскаду (рис. 2.2,а) не заходить праворуч точки F та ліворуч точки B .

Загальним для всіх розглянутих режимів роботи є також той факт, що підсилення вхідного сигналу супроводжується втратами потужності в транзисторі підсилювального каскаду. Абсолютна ве-

личина втрат для різних класів підсилення різна, але вони не можуть бути зведені до нуля. Це впливає з того, що сам процес підсилювальності пов'язаний з перерозподілом напруги (потужності) між регулюючим елементом та навантаженням.

На вихідних характеристиках каскаду (рис. 2.2,*a*) існують тільки дві області, для яких можна вважати, що потужність, яка виділяється в транзисторі, теоретично дорівнює нулю. Це точка F , яка відповідає режиму відсічки (коло навантаження практично розірване — вимкнене), та точка B , яка відповідає режиму насичення біполярного транзистора (коло навантаження безпосередньо приєднане до джерела живлення — ввімкнене). В цих областях втрати, що відбуваються в транзисторі, визначаються виключно його власними параметрами і не пов'язані з процесом підсилювання вхідного сигналу.

Клас підсилення D . Режим роботи транзисторного каскаду, при якому в усталеному режимі підсилювальний елемент (біполярний транзистор) може знаходитися тільки в стані ввімкнено (режим насичення біполярного транзистора) або вимкнено (режиму відсічки біполярного транзистора), називається ключовим режимом або режимом підсилення класу D .

Таким чином, струм у вихідному колі підсилювального каскаду, який працює в режимі підсилення класу D , може набувати тільки двох значень: $I_{K \max}$ та $I_{K \min}$. Тому ККД підсилювального каскаду близький до одиниці.

Режим класу D широко використовується в пристроях, основною вимогою до яких є одержання максимального ККД. Як правило, це пристрої з автономним живленням, які розраховані на довгий режим роботи. Для реалізації даного режиму роботи вхідна напруга має набувати значення або менше порогової напруги $U_{BE \text{ пор}}$, або більше $U_{Vx \max}$, що відповідає границі активного режиму роботи та режиму насичення.

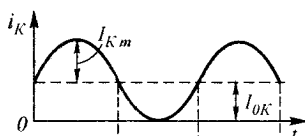
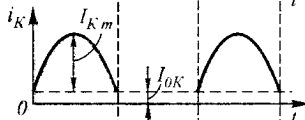
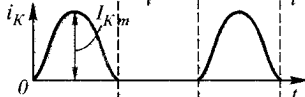
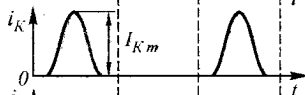

Згідно з даним визначенням, вихідна напруга підсилювача, який працює в режимі класу D , завжди має форму прямокутного імпульсу і підсилювання вхідного сигналу супроводжується зміною того чи іншого параметру цього імпульсу, наприклад, його тривалості, фази і т.п.

Слід зазначити, що, точно кажучи, ККД каскаду, який працює в режимі класу D , тільки теоретично може дорівнювати одиниці. На практиці в таких каскадах завжди присутні три складові втрат, природа яких міститься в неідеальності елементної бази, яка використовується. Це втрати в насиченому стані, втрати в режимі відсічки та втрати на перемикання, обумовлені рухом робочої точки на вихідних характеристиках транзистора з точки F в точку B та назад. Проте, при правильному проектуванні ці втрати завжди менші втрат в інших класах підсилення.

Основні параметри транзисторного каскаду (рис. 2.1) для різних класів підсилення зведені в табл. 2.1.

Таблиця 2.1

Основні параметри підсилювачів різних класів підсилення

Клас підсилення	Напруга зміщення	Струм спокоюю транзистора I_{0K}	Залежність струму від часу	Примітки
A	>0	$I_{0B}h_{21E}$		$I_{K m} < I_{0K}$
AB	>0	$I_{0B}h_{21E}$		$I_{K m} < I_{0K}$ $I_{K m} < E_K/R_K$
B	$=0$	$I_{K поч}$		$I_{K m} \leq E_K/R_K$
C	<0	I_{0K}		$I_{K m} \leq E_K/R_K$
D	≤ 0	I_{0K}		$I_{K m} = E_K/R_K$

Передавальна функція та схема заміщення є основою для розрахунку транзисторного каскаду за заданими технічними характеристиками. Згідно з класифікацією схеми на рис. 2.1, *a, б* є підсилювачами постійного струму. В цьому випадку будь-яка повільна зміна вхідної напруги безпосередньо передається на вихід пристрою. Частотні властивості даної схеми обмежуються тільки власними частотними властивостями транзистора. Раніше було показано, що власні частотні властивості транзистора в основному визначаються часом дифузії неосновних носіїв через область бази τ_α та бар'єрною ємністю його колекторного переходу C_K . З урахуванням цих параметрів передавальна функція каскаду на рис. 2.1, *a, б* приблизно може бути описана виразом вигляду

$$W(p) = K_0 / (Tp + 1), \quad (2.13)$$

де K_0 — коефіцієнт підсилення каскаду за постійним струмом, який визначається з (2.6); $T = \tau_\alpha / (1 - \alpha) + C_K R_K$ — стала часу каскаду.

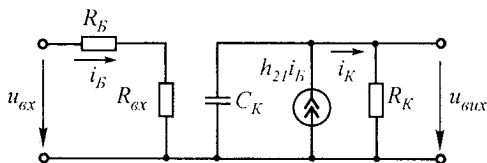


Рис. 2.5

Отже, частотна характеристика каскаду в області високих частот має одну асимптоту з нахилом -20 дБ/дек .

Спрощена схема заміщення каскаду, що відповідає передавальній функції (2.13), наведена на рис. 2.5.

При її складанні не враховувався внутрішній зворотний зв'язок, що існує в транзисторі, та вважалося, що $h_{22E} = 0$. При необхідності внутрішній зворотний зв'язок можна легко врахувати з використанням основних принципів кіл зворотного зв'язку, викладених в розділі 1.

2.1.2. Кола зміщення в підсилювальних каскадах

Режим роботи підсилювального каскаду (див. § 2.1) визначається початковим положенням робочої точки p (точка спокою), яка задається на динамічній характеристиці транзистора (рис. 2.2) сукупністю постійних складових струмів та напруг у вихідному (I_{0K} , U_{0KE}) та вхідному (I_{0B} , U_{0BE}) колах. При відсутності вхідного підсилюваного сигналу такий режим називається режимом за постійним струм. Величини постійних складових струмів та напруг визначаються енергією джерел E_K та E_B . Слід зазначити, що якісна робота електронного підсилювача багато в чому залежить від правильно обраного режиму роботи підсилювального каскаду за постійним струмом.

Побудувавши динамічну характеристику транзистора (див. § 2.1) та задавши відповідне значення постійного струму у вхідному колі I_{0B} , визначають значення струму спокою I_{0K} та напруги спокою U_{0KE} вихідного кола (рис. 2.2,а). По вхідній динамічній характеристиці знаходять напругу зміщення вхідного кола U_{0BE} (рис. 2.2,а), що відповідає заданому струму I_{0B} . Таким чином, визначення положення точки спокою, яке відповідає поставленим вимогам, залежить від величини напруги зміщення у вхідному колі.

Задану величину напруги зміщення забезпечують за допомогою джерела зміщення E_B (рис. 2.6,а). В цій та інших схемах при аналізі кіл зміщення будемо вважати джерело вхідного сигналу умовно закороченим.

Для схеми рис. 2.6,а зв'язок між струмом та напругами у вхідному колі у режимі спокою описується виразом

$$E_B = U_{0BE} + I_{0B} R_B,$$

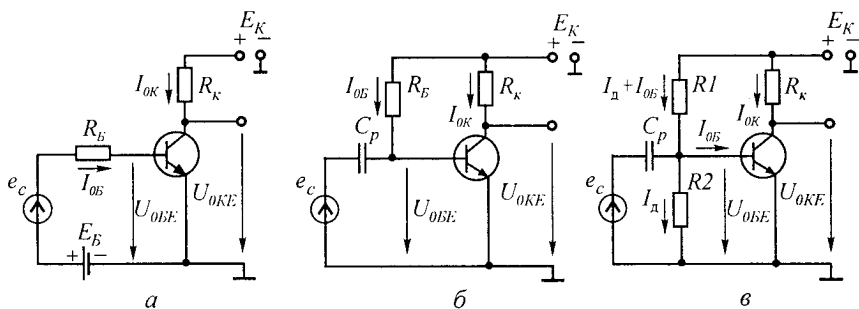


Рис. 2.6

звідси одержимо необхідну величину опору R_3 , яка забезпечує задані параметри зміщення $I_{0Б}$ та $U_{0БЕ}$,

$$R_B = (E_B - U_{0БЕ}) / I_{0Б} .$$

В практичних схемах джерело зміщення E_B використовується рідко, а струм зміщення $I_{0Б}$ та напругу зміщення $U_{0БЕ}$ задають від джерела живлення E_K . При цьому в схему вводять додаткові елементи зміщення (звичайно подільники напруги або гасильні опори), які певною мірою впливають на режим роботи підсилювального каскаду і в стаціонарному режимі підсилення (при наявності вхідного сигналу). При такому зміщенні емітерний перехід вмикається в прямому напрямку, а колекторний — в зворотному.

В схемі рис. 2.6,б зміщення на базу транзистора подається від джерела E_K через резистор R_B , опір якого значно більше опору ділянки база-емітер. Очевидно, що потрібна величина R_B (з урахуванням $E_K \gg U_{0БЕ}$) визначається за формулою

$$R_B = (E_K - U_{0БЕ}) / I_{0Б} \approx E_K / I_{0Б} ,$$

з якої випливає, що початковий струм бази не залежить від параметрів транзистора та їх змін і визначається тільки зовнішніми параметрами. Тому такий метод забезпечення режиму роботи транзистора за постійним струмом називають зміщенням фіксованим струмом бази.

Схему з фіксованим базовим струмом можна використовувати для роботи в діапазоні зміни температур, що не перевищують $10 \dots 20^\circ\text{C}$, тому що вона дуже чутлива до коливань температури.

Більш термостабільною є схема з фіксованою напругою база-емітер (рис. 2.6,в), в якій напруга зміщення подається на базу від загального джерела E_K з подільника з резисторів $R1$ та $R2$.

Опори подільника при заданому початковому струмі бази $I_{0Б}$ визначаються з очевидних співвідношень

$$R_1 = (E_K - U_{0BE}) / (I_d + I_{0B}) \text{ та } R_2 = U_{0BE} / I_d ,$$

де $I_d = (2 \dots 5) I_{0B}$ — струм подільника.

2.1.3. Термостабілізація режимів роботи підсилювальних каскадів

Основні параметри каскаду підсилення за схемою із спільним емітером сильно залежать від зовнішніх збурювальних впливів. До них, у першу чергу, слід віднести зміну температури навколишнього середовища, яка викликає, по-перше, зміну зворотного струму колекторного переходу $I_{КБ0}$, по-друге, зміну напруги емітерного переходу U_{BE} транзистора і, по-третє, зміну його коефіцієнта передачі струму h_{21E} , зміну напруги живлення, зміну опору навантаження і т.п. Всі ці впливи призводять до зміни колекторного струму транзистора і, отже, зміни вихідної напруги підсилювального каскаду. Ці зміни прийнято характеризувати поняттям — дрейф нуля підсилювача.

Дрейфом нуля називається зміна вихідної напруги або струму підсилювача, не пов'язана з впливом вхідного сигналу, а обумовлена зміною режимів роботи його елементів внаслідок впливу різних дестабілізуючих факторів.

Зовнішні збурення, змінюючи струм спокою транзистора I_{0K} , виводять підсилювач із заданого режиму роботи. Вихідні характеристики в схемі з СЕ, зняті при двох значеннях температури навколишнього середовища, показані на рис. 2.7 (штриховими лініями показані характеристики транзистора при більш високій температурі). З рисунку видно, що зміна температури призводить до зміни положення робочої точки (точка p') відносно її початкового положення p , а отже, до зміни режиму роботи транзистора (U'_{0KE} , I'_{0K}). Це особливо небезпечно для режиму класу А, тому що може вивести транзистор в нелінійну область його характеристик, що

викликає збільшення коефіцієнта нелінійних спотворень або взагалі призведе до появи однобічного обмеження вихідного сигналу при заходженні робочої точки в режим насичення або відсічки. Через цю причину при проектуванні транзисторних підсилювачів питання стабілізації точки спокою є одним з головних.

Зміщення статичних характеристик вказує на зміну колекторного (вихідного) струму транзистора I_K , при-

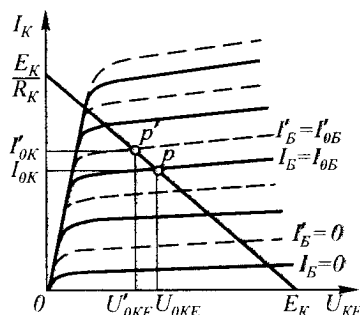


Рис. 2.7

рости якого обумовлені головним чином збільшенням зворотного струму колекторного переходу $I_{КБ0}$ та коефіцієнта передачі за струмом транзистора $h_{21Б}$ (або $h_{21Е}$) із зростанням температури. Крім того, теплове зміщення характеристик транзистора обумовлено також зміною напруги $U_{БЕ}$ на емітерному переході. Через те, що в цьому випадку колекторний струм є функцією трьох змінних $I_K = f(I_{КБ0}, h_{21Б}, U_{БЕ})$, його приріст може бути представлений повним диференціалом

$$dI_K = \frac{\partial I_K}{\partial I_{КБ0}} dI_{КБ0} + \frac{\partial I_K}{\partial h_{21Б}} dh_{21Б} + \frac{\partial I_K}{\partial U_{БЕ}} dU_{БЕ}, \quad (2.14)$$

причому $\Delta U_{БЕ} \approx 2 \dots 2,2 \text{ мВ/град}$, а струм $I_{КБ0}$ подвоюється при зміні температури на $5 \dots 7^\circ \text{С}$ в германієвих і на $8 \dots 10^\circ \text{С}$ в кремнієвих структурах.

Частинні похідні в рівнянні (2.14)

$$S_{I_{КБ0}} = \partial I_K / \partial I_{КБ0}; \quad S_{h_{21Б}} = \partial I_K / \partial h_{21Б}; \quad S_{U_{БЕ}} = \partial I_K / \partial U_{БЕ} \quad (2.15)$$

характеризують швидкість зростання dI_K під впливом дестабілізуючих факторів. З урахуванням рівнянь (2.14) та (2.15) приріст колекторного струму можна приблизно записати у вигляді

$$\Delta I_K \approx S_{I_{КБ0}} \Delta I_{КБ0} + S_{h_{21Б}} \Delta h_{21Б} + S_{U_{БЕ}} \Delta U_{БЕ}. \quad (2.16)$$

Існують три основні методи стабілізації режиму роботи транзисторного каскаду: термокомпенсація, параметрична стабілізація, введення кіл негативного зворотного зв'язку.

Метод термокомпенсації базується на тому, що зовнішніми конструктивними та схемотехнічними рішеннями намагаються виключити вплив на транзисторний каскад небажаних збурень. Так, якщо основним збурювальним впливом є зміна температури навколишнього середовища, то найбільш чутливі до цих впливів каскади підсилювача можуть бути конструктивно виділені в деякий самостійний вузол, в якому примусово (незалежно від зовнішніх умов) підтримується незмінною температура, що і дало назву методу. В цю ж групу методів можна віднести живлення найбільш підданих впливу каскадів стабілізованою напругою або застосуванням елементів із стабільними параметрами і т.п. Спільним для усіх цих методів, як про це вже було сказано, є виключення дії збурень на транзисторний каскад, які викликають недопустимі зміни його параметрів.

Метод параметричної стабілізації базується на використанні в транзисторних каскадах спеціальних елементів, характеристики яких залежать від зовнішніх збурних діянь, причому зміна параметрів

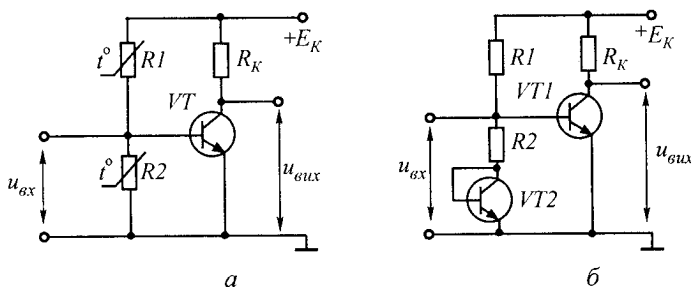


Рис. 2.8

цих елементів повинна компенсувати зміни параметрів транзисторного каскаду. Як приклад на рис. 2.8,а приведена схема транзисторного каскаду, в якій для введення початкового зміщення робочої точки використовується зовнішній подільник на резисторах $R1$ та $R2$. Очевидно, що в даній схемі при збільшенні температури навколишнього середовища буде збільшуватися струм I_{0K} . Це обумовлено зменшенням напруги U_{BE} внаслідок зсуву вхідної характеристики транзистора ліворуч і збільшенням h_{21E} та I_{KB0} . Тому при збільшенні температури зберігання I_{0K} на незмінному рівні потребує зменшення початкового зміщення $U_{зм}$. Для цього необхідно або збільшити опір $R1$, або зменшити опір $R2$. Можлива і одночасна зміна опорів обох резисторів. Якщо параметри зміни опорів погоджені із зміною параметрів транзистора, таке рішення дозволяє одержати добру температурну стабільність каскаду.

У вхідному подільнику можуть бути використані різні елементи — або терморезистори, або інші напівпровідникові прилади. На рис. 2.8,б показано використання емітерного переходу додаткового транзистора $VT2$ в ролі такого елементу. Якщо параметри транзисторів $VT2$ та $VT1$ однакові, то таке рішення дозволяє повністю усунути зміну струму I_{0K} , викликану зміною напруги U_{BE} . Таке рішення знаходить широке застосування при розробці аналогових інтегральних схем.

Спільним для обох розглянутих методів є компенсація тільки одного з дестабілізуючих факторів. Так, рішення, приведене на рис. 2.8,б, не дозволяє компенсувати зміну струму I_{0K} , обумовлену зміною значення h_{21E} , а термостабілізація режиму роботи частини каскадів не усуває збурень, викликаних зміною напруги живлення і т.п. До того ж, при використанні параметричного методу важко підібрати елементи, здатні у широкому діапазоні зміни зовнішніх збурень досить точно стабілізувати параметри транзисторного каскаду, тому розглянуті вище методи застосовуються як додаткові, тобто поряд із введенням в каскад різних кіл зворотного

зв'язку. Як було показано раніше, введення кіл зворотного зв'язку здатне змінити всі параметри підсилювача, причому чим більший початковий коефіцієнт підсилення, тим значніші можуть бути ці зміни.

Метод введення кіл зворотного зв'язку є універсальним методом стабілізації параметрів не тільки одиничного транзисторного каскаду, а й усього підсилювача в цілому. При вірному виборі він здатний компенсувати вплив на підсилювач усіх зовнішніх збурень. Для каскаду, наведеного на рис. 2.1, а, б, практичне застосування знайшло введення паралельного негативного зворотного зв'язку за вихідною напругою і послідовного негативного зворотного зв'язку за струмом навантаження (рис. 2.9, а, б).

На рис. 2.9, а показана схема з негативним зворотним зв'язком за постійною напругою (схема з колекторною температурною стабілізацією). Резистор R_B (зворотного зв'язку) приєднується до колектора транзистора з напругою $U_{KE} = U_{0KE}$, а не до джерела живлення E_K . Фізична суть колекторної стабілізації полягає в

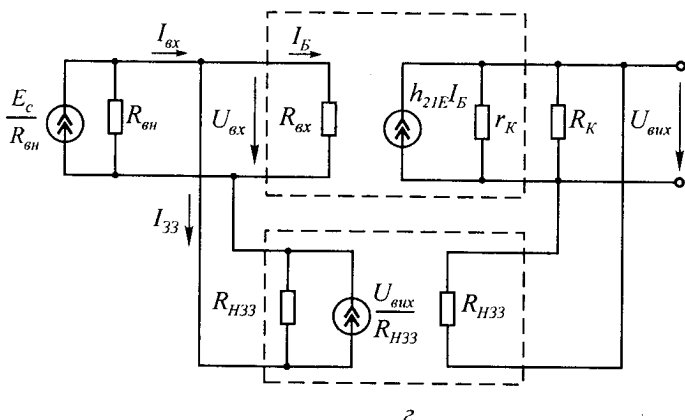
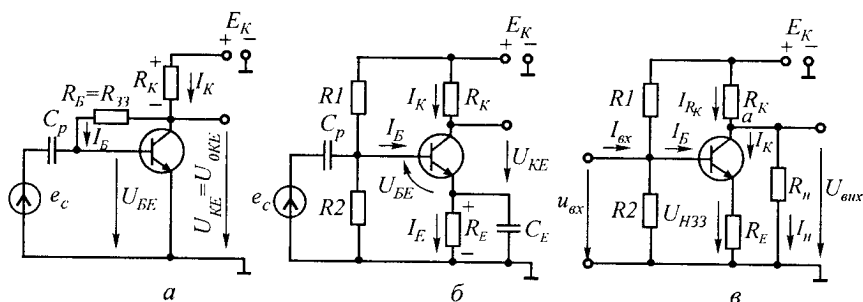


Рис. 2.9

наступному. При збільшенні струму I_K (від значення I_{0K} , рис. 2.7) спад напруги на R_K зростає. При цьому приріст негативного потенціалу на колекторі через резистор R_B надходить на базу транзистора, зміщуючи емітерний перехід у зворотному напрямку. В результаті зменшується струм бази I_B , а отже, струм колектора I_K , який зменшується до свого початкового значення I_{0K} . В результаті U_0 ке та I_{0K} одержують прирости менші, ніж за відсутності негативного зворотного зв'язку.

Особливістю одержання кількісних співвідношень для розглядуваної схеми є те, що при паралельному способі введення сигналу НЗЗ вхідним параметром каскаду є струм. Тому його коефіцієнт передачі має розмірність опору

$$K_{\pi} = U_{\text{вих}} / I_{\text{вх}} = R_{\pi 3},$$

і має назву опору передачі. Розмірним є також і коефіцієнт передачі кола ЗЗ, який вимірюється в сіменсах,

$$\beta = I_{\text{НЗЗ}} / U_{\text{вих}} = g_{\text{НЗЗ}}.$$

З урахуванням сказаного, для каскаду на рис. 2.9,а справедлива схема заміщення на рис. 2.9,г. В ній джерела вхідного сигналу та сигналу НЗЗ показані відповідними джерелами струму $E_c / R_{\text{вн}}$ та $U_{\text{вих}} / R_{\text{НЗЗ}}$. Згідно з цією схемою для $R_{\pi 3}$ та $g_{\text{НЗЗ}}$ можна записати

$$R_{\pi 3} = \frac{U_{\text{вих}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{I_B h_{21E} [r_K R_K / (r_K + R_K)]}{I_B} \approx R_K h_{21E};$$

$$g_{\text{НЗЗ}} = I_{\text{НЗЗ}} / U_{\text{вих}} = (U_{\text{вих}} / R_{\text{НЗЗ}}) (1 / U_{\text{вих}}) = 1 / R_{\text{НЗЗ}}.$$

Очевидно, що незважаючи на те, що величини $R_{\pi 3}$ та $g_{\text{НЗЗ}}$ розмірні, для них справедливий загальний вираз для коефіцієнта передачі підсилювача з колом НЗЗ (1.38). Тоді для коефіцієнта передачі схеми на рис. 2.9,а можна записати

$$R_{\pi \text{НЗЗ}} = R_{\pi 3} / (1 + R_{\pi 3} g_{\text{НЗЗ}}) = h_{21E} R_K / (1 + h_{21E} R_K / R_{\text{НЗЗ}}).$$

При глибоких НЗЗ, тобто при виконанні умови $h_{21E} R_K / R_{\text{НЗЗ}} \gg 1$, одержаний вираз можна спростити

$$R_{\pi \text{НЗЗ}} \approx R_{\text{НЗЗ}}. \quad (2.17)$$

Цей вираз підтверджує зроблений раніше висновок, що при великій глибині НЗЗ параметри пристрою практично не залежать

від власних властивостей підсилювача і повністю визначаються характеристиками кола зворотного зв'язку.

При необхідності за опором передачі каскаду можна легко знайти коефіцієнт підсилення за напругою. Для цього в початковому виразі для R_{π} вхідний струм потрібно замінити струмом еквівалентного генератора вхідного сигналу (див. рис. 2.9,з)

$$R_{\pi} = U_{\text{вих}} / I_{\text{вх}} = U_{\text{вих}} / (E_c / R_{\text{вн}}) = K_{\text{к}} R_{\text{вн}}, \quad (2.18)$$

де $K_{\text{к}} = U_{\text{вих}} / E_c$ — загальний коефіцієнт підсилення каскаду за напругою.

Одержаний вираз показує, що коефіцієнт підсилення конкретного каскаду за напругою не залишається сталим і залежить від параметрів джерела вхідного сигналу. Тому для опису властивостей каскаду зручніше користуватися не коефіцієнтом K_U , а його опором R_{π} .

Використовуючи схему заміщення каскаду (див. рис. 2.9,з), можна легко одержати вираз для його вхідного опору

$$R_{\text{вх НЗЗ}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{R_{\text{вх}} R_{\text{НЗЗ}}}{R_{\text{вх}} + R_{\text{НЗЗ}} + R_{\text{к}} h_{21\text{Е}}}. \quad (2.19)$$

Аналогічний вираз можна одержати, якщо скористатися загальним виразом для вхідного опору підсилювача з колом паралельного НЗЗ (вираз 1.50).

Враховуючи, що згідно із схемою заміщення транзистора, ввімкненого за схемою спільний емітер, власний вхідний опір транзистора $R_{\text{вх}} = h_{11\text{Е}} \approx r_{\text{б}} + r_{\text{е}} (h_{21\text{Е}} + 1) \approx r_{\text{е}} h_{21\text{Е}}$, і вважаючи $R_{\text{к}} h_{21\text{Е}} \gg R_{\text{НЗЗ}}$, що слушно для глибоких НЗЗ, з виразу (2.19) одержимо

$$R_{\text{вх НЗЗ}} \approx r_{\text{е}} (R_{\text{НЗЗ}} / R_{\text{к}}).$$

Використовуючи вираз (1.52) для вихідного опору каскаду, можна записати

$$R_{\text{вих НЗЗ}} = \frac{R_{\text{вих}}}{1 + R_{\text{НЗЗ}} g_{\text{НЗЗ}}} = \frac{R_{\text{вих}}}{1 + h_{21\text{Е}} (R_{\text{к}} / R_{\text{НЗЗ}})}. \quad (2.20)$$

Згідно із схемою заміщення рис. 2.9,з $R_{\text{вих}} = r_{\text{к}} R_{\text{к}} / (r_{\text{к}} + R_{\text{к}}) \approx R_{\text{к}}$. Тоді, вважаючи коло НЗЗ глибоким ($h_{21\text{Е}} R_{\text{к}} / R_{\text{НЗЗ}} \gg 1$), з (2.20) одержимо

$$R_{\text{вих НЗЗ}} \approx R_{\text{НЗЗ}} / h_{21\text{Е}}.$$

Для схеми рис. 2.9,а справедливі рівняння

$$U_{BE} = E_K - R_K (I_K + I_B) - I_B R_B. \quad (2.21)$$

Враховуючи, що $I_B = -I_{KB0} + I_E (1 - h_{21B})$, рівняння (2.21) після розв'язання його відносно I_K набуває вигляду

$$I_K = \frac{h_{21B} (E_K - U_{BE}) + I_{KB0} (R_K + R_B)}{R_K + (1 - h_{21B}) R_B}. \quad (2.22)$$

Після диференціювання рівняння (2.22) для коефіцієнта температурної нестабільності одержимо

$$S_i = \frac{\partial I_K}{\partial I_{KB0}} = \frac{R_K + R_B}{R_K + R_B (1 - h_{21B})} = \frac{1}{1 - h_{21B} R_B / (R_K + R_B)}. \quad (2.23)$$

З виразу (2.23) випливає, що величина S_i тим ближче до одиниці, чим більше значення R_K та чим менше R_B .

Більш ефективною є схема підсилювального каскаду з послідовним негативним зворотним зв'язком за постійним струмом через резистор R_E (схема з емітерною температурною стабілізацією рис. 2.9,б,в), яка зберігає працездатність при зміні температури на 70...100° С. Збільшення з ростом температури струму I_K призводить до збільшення струму $I_E = I_K / h_{21B}$ і спаду напруги на опорі R_E вказаної на рис. 2.9,б полярності. При цьому емітер по відношенню до бази стає більш позитивним і емітерний перехід зміщується у зворотному напрямі. Це викликає зменшення базового струму I_B , в результаті струм колектора I_K також зменшується, намагаючись повернутися до свого первісного значення I_{0K} (рис. 2.7). Для усунення негативного зворотного зв'язку за змінним струмом (у випадку наявності вхідного змінного сигналу) резистор R_E шунтують конденсатором C_E , опір якого на частоті сигналу повинен бути близьким до нуля.

Коефіцієнт передачі каскаду (рис. 2.9,б), охопленого колом НЗЗ, згідно з виразом (1.38), дорівнює

$$K_{кНЗЗ} = K_{к} / (1 + K_{к}\beta).$$

Для схеми рис. 2.9,б β можна визначити наступним чином

$$\beta = \Delta U_{ЗЗ} / \Delta U_{вих} = R_E \Delta I_E / (R_K \Delta I_K).$$

Звичайно через велике значення h_{21E} можна з достатньою точністю вважати, що $\Delta I_E = \Delta I_K$. Тоді вираз для коефіцієнта передачі кола НЗЗ матиме вигляд

$$\beta = R_E / R_K .$$

Для транзисторного каскаду з урахуванням (2.6) одержимо

$$K_{к НЗЗ} = \frac{h_{21E} R_K / R_{вх}}{1 + R_E h_{21E} R_K / (R_K R_{вх})} = h_{21E} R_K / (R_{вх} + R_E h_{21E}) . \quad (2.24)$$

Вхідний опір каскаду згідно з виразом (1.48) дорівнює

$$\begin{aligned} R_{вх НЗЗ} &= R_{вх} (1 + K_{к} \beta) = R_{вх} [1 + h_{21E} R_K R_E / (R_{вх} R_K)] = \\ &= R_{вх} + R_E h_{21E} = h_{11E} + R_E h_{21E} . \end{aligned} \quad (2.25)$$

З (2.25) випливає, що вираз (2.24) аналогічний початковому виразу для коефіцієнта передачі каскаду (2.7).

Використовуючи (2.24) і (2.7), можна записати вираз для коефіцієнта підсилення всього каскаду

$$K_{НЗЗ} = K_{к НЗЗ} K_{под НЗЗ} = h_{21E} R_K / (R_{вх} + R_E h_{21E} + R_B) , \quad (2.26)$$

де $R_B = R_1 \parallel R_2 = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ — еквівалентний опір подільника. Вихідний опір каскаду, згідно з виразом (1.54) дорівнює

$$\begin{aligned} R_{вих НЗЗ} &= R_K + R_E K_{к} = R_K + R_E h_{21E} R_K / R_{вх} = \\ &= R_K (1 + R_E h_{21E} / R_{вх}) . \end{aligned} \quad (2.27)$$

Розглянемо вплив НЗЗ на стабільність струму спокою каскаду рис. 2.9,б. Раніше було показано, що основною причиною нестабільності струму колектора є зміна температури навколишнього середовища, яка викликає зміну напруги емітерного переходу U_{BE} , зворотного струму колектора $I_{КБ0}$ та коефіцієнта передачі струму h_{21E} .

Відповідно до рівняння для транзистора $I_{OK} = h_{21E} I_{OB} + I_{KE0}$ та враховуючи, що $I_{KE0} = (1 + h_{21E}) I_{КБ0}$, повний приріст струму колектора визначимо з виразу

$$\Delta I_{OK} = \Delta h_{21E} I_{OB} + h_{21E} \Delta I_{OB} + (1 + h_{21E}) \Delta I_{КБ0} + \Delta h_{21E} I_{КБ0} . \quad (2.28)$$

Для нашого випадку зміна струму бази

$$\Delta I_{OB} = \frac{\Delta U_{0BE}}{R_E + R_B} - \Delta I_{OK} \frac{R_E}{R_E + R_B} . \quad (2.29)$$

Підставивши (2.28) в (2.29), одержимо

$$\Delta I_{0K} = \frac{h_{21E}}{1 + h_{21E} R_E / (R_E + R_B)} \times \left[\frac{\Delta I_{KB0} (h_{21E} + 1)}{h_{21E}} - \frac{\Delta U_{0BE}}{R_E + R_B} + (I_{0B} + I_{KB0}) \frac{\Delta h_{21E}}{h_{21E}} \right]. \quad (2.30)$$

Позначивши вираз у квадратних дужках як ΔI_T , маємо

$$S_i = \Delta I_{0K} / \Delta I_T = [h_{21E} (R_B + R_E)] / [R_B + (1 + h_{21E}) R_E], \quad (2.31)$$

де S_i — коефіцієнт температурної нестабільності. Він показує у скільки разів приріст колекторного струму більший, ніж приріст теплового некерованого струму ΔI_T , викликаного змінами параметрів транзистора. Як видно з виразу (2.30), приріст колекторного струму викликаний змінами U_{BE} , h_{21E} , I_{KB0} . Проте при застосуванні германієвих транзисторів звичайно вважають, що $\Delta I_T \approx \Delta I_{KB0}$ з-за переважного впливу цього параметру.

Для кремнієвих транзисторів вираз (2.30) може бути поданий у вигляді

$$\Delta I_{0K} = \frac{h_{21E} (R_B + R_E)}{R_B + (1 + h_{21E}) R_E} \left(\frac{\Delta h_{21E}}{h_{21E}} I_{0B} - \frac{\Delta U_{0BE}}{R_B + R_E} \right) = S_i \Delta I_T. \quad (2.32)$$

Знайдемо допустимий діапазон варіації S_i при зміні опорного резистора R_E . Для цього скористаємося правилом Лопітала

$$\lim_{R_E \rightarrow \infty} S_i = \frac{\frac{d}{dR_E} [h_{21E} (R_B + R_E)]}{\frac{d}{dR_E} [R_B + (1 + h_{21E}) R_E]} = \frac{h_{21E}}{1 + h_{21E}} = h_{21B} \approx 1;$$

$$\lim_{R_E \rightarrow 0} S_i = \frac{h_{21E} R_B}{R_B} = h_{21E}.$$

Одержані вирази показують, що мінімальний та максимальний прирости струмів транзистора визначаються виразами

$$\left. \begin{aligned} \Delta I_{0K \min} &= \Delta h_{21E} I_{0B} / h_{21E}, & \text{при } R_E \rightarrow \infty; \\ \Delta I_{0K \max} &= \Delta h_{21E} I_{0B} - h_{21E} \Delta U_{BE} / R_B & \text{при } R_E \rightarrow 0. \end{aligned} \right\} \quad (2.33)$$

З проведеного аналізу можна зробити два практичні висновки: введенням кола НЗЗ нестабільність значення I_{0K} не може бути зменшена нижче величини $\Delta h_{21E} I_{0B} / h_{21E}$;

знаючи початкову та необхідну нестабільність струму спокою транзистора ΔI_{0K} і використовуючи (2.32), завжди можна знайти необхідну глибину НЗЗ (величину R_E), необхідну для забезпечення потрібних параметрів підсилювального каскаду.

В реальних схемах S_i звичайно лежить у діапазоні 2 ... 5. Тоді, вважаючи в (2.32) $h_{21E} \gg 1$ та $h_{21E} \gg S_i$, можна одержати просте розрахункове співвідношення

$$R_B = R_E (S_i - 1). \quad (2.34)$$

Знаючи потрібні R_B та $E_{зм} = E_K R_2 / (R_1 + R_2)$, від розрахункової схеми рис. 2.1,а,б можна легко повернутися до вихідної схеми.

Слід зазначити, що вираз (2.33) фактично визначає мінімальне та максимальне значення дрейфу нуля каскаду рис. 2.9,в.

Підсумовуючи викладене, можна зробити наступні висновки: зміщення транзисторних каскадів забезпечується або шляхом завдання струму бази за допомогою великого опору, ввімкненого в коло живлення (R_B на рис. 2.6,б, 2.9,а), або шляхом завдання потенціалу бази за допомогою подільника напруги ($R1, R2$ на рис. 2.6,в) та одержання потрібного струму за рахунок вмикання в коло емітера опору R_E (рис. 2.9,б,в). В першому випадку температура стабільність погана через те, що на струм колектора виявляє вплив зміна h_{21E} та $I_{KБ0}$. У другому температурна стабільність значно краща, але для одержання кращих результатів (з точки зору температурної стабільності) слід зменшувати опори $R1, R2$ та збільшувати R_E .

В багатокаскадних підсилювачах дуже добрі результати по стабілізації робочих точок каскадів одержують при використанні загального негативного зворотного зв'язку за постійним струмом, який охоплює весь підсилювач. При цьому місцеві зворотні зв'язки, аналогічні розглянутим, застосовувати недоцільно, тому що вони завжди зменшують коефіцієнти підсилення окремих каскадів та знижують ефективність загального ЗЗ.

Суттєвим недоліком розглянутого вище способу стабілізації параметрів транзисторного каскаду (рис. 2.9,а,б) є зменшення його коефіцієнта підсилення. При заданому підсиленні це призводить до суттєвого ускладнення схеми підсилювача.

Розглянемо схемотехнічні заходи, які у ряді випадків дозволяють компенсувати цей недолік. Для цього ще раз повернемося до самої постановки задачі стабілізації режиму спокою підсилювального каскаду. Кола стабілізації режиму спокою призначені забез-

печувати довгострокову стабільність струму $I_{0К}$ або напруги $U_{0КЕ}$, тобто вони повинні компенсувати тільки повільні зміни цих параметрів. Природньо, що процес зміни температури навколишнього середовища не може відбуватися швидко. При цьому не потребується стабілізація струму, зміна якого є наслідком дії на вході досить швидких відхилень корисного вхідного сигналу. Отже, коло НЗЗ повинно бути замкненим за постійним струмом та повільно змінюваним сигналом і розімкнене за його змінною складовою. Цього можна досягти, якщо коефіцієнт передачі кола НЗЗ β зробити частотно-залежним. Коло НЗЗ повинно пропускати тільки повільно змінювані сигнали і не пропускати високочастотні, тобто із збільшенням частоти сигналу коефіцієнт β повинен зменшуватися. Цією властивістю володіє аперіодична ланка з передавальною функцією виду

$$\beta(p) = \beta_0 / (Tp + 1).$$

Очевидно, що при $\omega = 0$ $\beta = \beta_0$, а при $\omega \rightarrow \infty$ $|\beta| \rightarrow 0$. Якщо підставити наведене вище значення β у вираз для коефіцієнта передачі підсилювача з колом НЗЗ, одержимо передавальну функцію підсилювального каскаду

$$W(p) = \frac{K}{1 + K\beta_0 / (Tp + 1)} = \frac{K}{1 + K\beta_0} \cdot \frac{Tp + 1}{[Tp / (1 + K\beta_0)] + 1}.$$

Даній передавальній функції відповідає ЛАЧХ, наведена на рис. 2.10.

Схемна реалізація даного технічного рішення для транзисторних каскадів з послідовним НЗЗ за струмом та паралельним НЗЗ за напругою наведені на рис. 2.9,б та 2.11.

В схемі рис. 2.9,б із збільшенням частоти підсумковий опір паралельно ввімкнених R_E та C_E зменшується. При постійному струмі колектора це призводить до зменшення зворотного зв'язку і, отже, збільшення коефіцієнта підсилення каскаду.

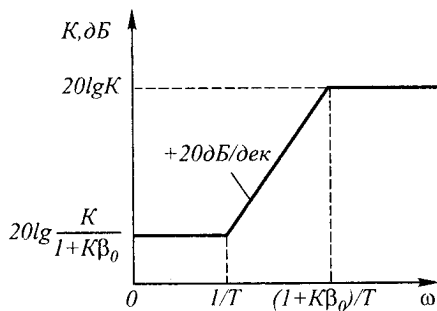


Рис. 2.10

В схемі рис. 2.11 із збільшенням частоти коефіцієнт передачі подільника, утвореного резистором R_{33} та конденсатором C_{33} , зменшується. Це призводить до спаду частини напруги, яка передається з колектор-

ного кола транзистора в його базове коло, що, в свою чергу, призводить до зменшення коефіцієнта передачі кола НЗЗ та збільшення власного підсилення каскаду. Частотна характеристика такого каскаду аналогічна розглянутій раніше (див. рис. 2.10).

Через те, що із збільшенням частоти сигналу опір конденсатора C_{33} зменшується, для запобігання шунтування цим конденсатором вхідного кола підсилювача (це призвело б до спаду коефіцієнта підсилення каскаду) в нього введений додатковий резистор R_{233} .

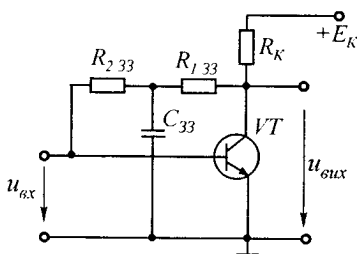


Рис. 2.11

Розглянуті раніше підсилювачі можуть підсилювати вхідні сигнали як постійного, так і змінного струму. Якщо треба підсилювати тільки сигнал змінного струму, то в схему підсилювача треба вводити розділові конденсатори. На рис. 2.12,а наведена схема підсилювача змінної напруги за схемою з СЕ з урахуванням кіл зміщення та термостабілізації. Підсилювач, в якому навантаження є чисто активний опір (резистор), називають аперіодичним. До аперіодичних належать також підсилювачі, які в ролі навантаження крім активного опору містять реактивні елементи, що вмикаються в схему для коригування АЧХ.

Вхідна змінна напруга $U_{вх}$, яка визначається джерелом вхідного сигналу з діючим значенням ЕРС E_c та внутрішнім опором $R_{вн}$, підводиться до входу підсилювача через розділовий конденсатор вхідного кола C_{p1} . Цей конденсатор перешкоджає передачі сталої складової напруги вхідного сигналу на вхід підсилювача,

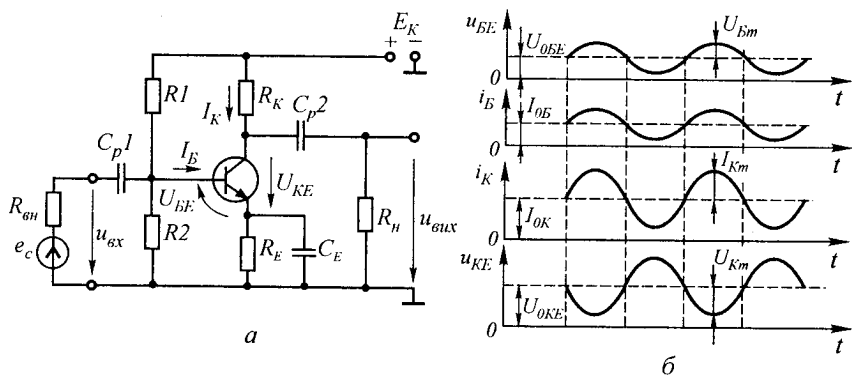


Рис. 2.12

яка може викликати порушення режиму роботи підсилювача. Підсилена змінна напруга з колектора транзистора надходить до навантаження R_H через розділовий конденсатор C_p2 , який передбачений для розділення вихідного кола підсилювача від зовнішнього навантаження R_H (частіше за все вхідного опору наступного каскаду підсилення) по сталій складовій колекторного струму I_{0K} . Величини ємностей C_p1 та C_p2 обирають таким чином, щоб їх опір на частотах підсилюваного сигналу був багато меншим вхідного опору підсилювального каскаду та опору навантаження відповідно. Призначення інших елементів схеми було викладено раніше.

Проаналізуємо роботу підсилювального каскаду в області середніх частот, вважаючи, що на цих частотах опори розділових конденсаторів незначні. В цьому випадку опір навантаження змінної складовій колекторного струму I_K визначається рівністю (для змінної складової колекторного струму транзистора джерело живлення E_K володіє нульовим опором, тобто для змінної складової струму він закорочений)

$$R'_K = R_K R_H / (R_K + R_H), \quad (2.35)$$

а
$$U_{вх} = U_{БЕ}.$$

На рис. 2.12,б наведені часові діаграми струмів та напруг транзистора в усталеному режимі підсилення для синусоїдного вхідного сигналу $u_{вх} = u_{БЕ} = U_{Бм} \sin \omega t$. Якщо на вхід підсилювача надходить позитивна півхвиля вхідного сигналу, то емітерний перехід транзистора зміщується в прямому напрямку, що викликає збільшення базового, а отже, і колекторного струмів. При цьому спад напруги на опорі R'_K за рахунок колекторного струму i_K , що збільшується, теж збільшується, а напруга на колекторі $u_{КЕ}$ по абсолютній величині зменшується. При надходженні негативної півхвилі вхідного сигналу картина змінюється на протилежну. З цього випливає, що підсилювальний каскад за схемою з СЕ поряд з підсиленням вхідного сигналу змінює його фазу на 180° (вхідний та вихідний сигнали знаходяться у протифазі).

Динамічні (реальні) параметри підсилювального каскаду можна розрахувати графічно або аналітично. Оскільки обидва методи значно доповнюють один одного, звичайно застосовують комплексний графоаналітичний метод розрахунку.

Графічний розрахунок виконують, використовуючи статичні вхідні та вихідні характеристики за схемою з СЕ. Побудувавши

навантажувальні прямі за постійним та змінним струмами, визначають параметри точки спокою з урахуванням потрібного режиму роботи (§ 2.1.1). Використовуючи динамічну вхідну характеристику для відомого значення амплітуди напруги (струму) вхідного сигналу $U_{Бм}$ ($I_{Бм}$), знаходять амплітудні значення напруги (струму) на виході підсилювального каскаду $U_{Км}$ ($I_{Км}$). Такі побудови для підсилювального каскаду по схемі з СЕ були наведені в § 2.1.1 (див. рис. 2.2). За результатами графічних побудов можна визначити основні параметри підсилювального каскаду:

вхідний опір

$$R_{вх} = U_{вх м} / I_{вх м} = U_{Б м} / I_{Б м}, \quad (2.36)$$

коефіцієнт підсилення за напругою

$$K_u = U_{вих м} / U_{вх м} = U_{К м} / U_{Б м}, \quad (2.37)$$

коефіцієнт підсилення за струмом

$$K_i = I_{вих м} / I_{вх м} = I_{К м} / I_{Б м}, \quad (2.38)$$

коефіцієнт підсилення за потужністю

$$K_p = (U_{вих м} I_{вих м}) / (U_{вх м} I_{вх м}) = K_u K_i, \quad (2.39)$$

В режимі підсилення малих сигналів розрахунок основних динамічних параметрів частіше проводять аналітично, як це було проведено вище при розгляді НЗЗ, або за допомогою еквівалентної схеми підсилювального каскаду за змінним струмом, враховуючи, що в області середніх частот ємності конденсаторів C_{p1} , C_{p2} і C_E є нескінченно великими, а опір навантаження змінного струму визначається формулою (2.35). Якщо скористатися Т-подібною схемою заміщення транзистора з СЕ, то можна одержати еквівалентну схему підсилювального каскаду (рис. 2.13). Опір R_B в ній, показаний штриховою лінією, є паралельним з'єднанням опорів подільника R_1 , R_2 , за змінним струмом, тобто $R_B = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$.

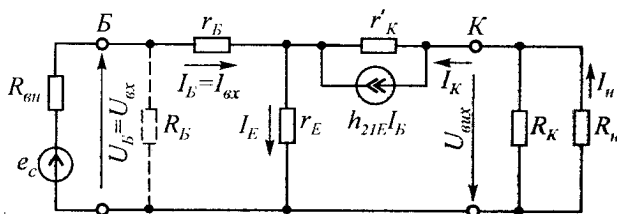


Рис. 2.13

Величина колекторного струму I_K може бути визначена, якщо врахувати, що струм, який надходить від генератора $h_{21E}I_B$, розгалужується в паралельні вітки r'_K та $R'_K + r_E$. Через те, що звичайно $R'_K \gg r_E$, останнім можна знехтувати і для колекторного струму одержимо

$$I_K = h_{21E}I_B \left[r'_K / (r'_K + R'_K) \right]. \quad (2.40)$$

Вхідний опір підсилювача визначається відношенням $U_{Bx}/I_{Bx} = U_{BE}/I_B$. Тому що через опір бази тече струм I_B , а через r_E — сума струмів I_B та $I_K = h_{21E}I_B \left[r'_K / (r'_K + R'_K) \right]$, то вхідний опір може бути знайдений з рівняння

$$R_{Bx} = r_B + r_E \left[1 + h_{21E}r'_K / (r'_K + R'_K) \right]. \quad (2.41)$$

У багатьох випадках, коли $r'_K \gg R'_K$, вхідний опір підсилювального каскаду дорівнює вхідному опору транзистора, тобто

$$R_{Bx} = h_{11E} = r_B + r_E (h_{21E} + 1). \quad (2.42)$$

Через те, що напруга на дільниці база—емітер залежить від теплового потенціалу φ_T , маємо

$$R_{Bx} = h_{11E} = U_{BE}/I_B \approx \varphi_T/I_B = (h_{21E} + 1)\varphi_T/I_E. \quad (2.43)$$

В режимі мікроамперних струмів, який характерний для каскадів підсилення в інтегральному виконанні, вимірний вхідний опір виявляється в 1,5...2 рази більшим, ніж розрахований по формулі (2.43). Тому в останню формулу вводиться множник $m = (1...2)$, який враховує спад h_{21E} в режимі мікрострумів. При цьому маємо

$$R_{Bx} = h_{11E} = (h_{21E} + 1)(m\varphi_T/I_E). \quad (2.44)$$

З урахуванням виразу (2.42) одержимо

$$R_{Bx} = h_{11E} = r_B + r_E (h_{21E} + 1) = (h_{21E} + 1)(m\varphi_T/I_E). \quad (2.45)$$

Якщо резистор R_E в схемі (рис. 2.12,а) не зашунтований конденсатором C_E , то послідовно з опором r_E в еквівалентній схемі підсилювача повинен бути включений опір R_E . Вхідний опір в цьому випадку визначається формулою

$$R_{Bx} = r_B + (r_E + R_E)(h_{21E} + 1). \quad (2.46)$$

Якщо, наприклад, $r_B = 100 \text{ Ом}$, $r_E = 20 \text{ Ом}$, $R_E = 300 \text{ Ом}$ і $h_{21E} = 100$, то значення R_{Bx} , розраховане по формулам (2.42) та (2.46), дорівнюють відповідно 2120 та 32420 Ом. Таким чином, введення негативного зворотного зв'язку за змінним струмом при-

зводить до значного збільшення вхідного опору підсилювального каскаду.

Повне значення вхідного опору підсилювача з урахуванням паралельно приєднаного опору подільника зміщення визначається виразом

$$R_{\text{вх п}} = R_{\text{вх}} R_{\text{Б}} / (R_{\text{вх}} + R_{\text{Б}}). \quad (2.47)$$

З рівняння (2.47) виходить, що при низькоомному подільнику зміщення R_1 , R_2 , який поліпшує температурну стабілізацію підсилювача, вхідний опір значно зменшується.

Коефіцієнт підсилення напруги з урахуванням виразів (2.40) та (2.41) визначається рівністю

$$K_u = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{I_{\text{К}} R'_{\text{К}}}{I_{\text{Б}} R_{\text{вх}}} = \frac{h_{21\text{E}} R'_{\text{К}} [r'_{\text{К}} / (r'_{\text{К}} + R'_{\text{К}})]}{r_{\text{Б}} + r_{\text{Е}} [1 + h_{21\text{E}} r'_{\text{К}} / (r'_{\text{К}} + R'_{\text{К}})]}. \quad (2.48)$$

В тих випадках, коли $r'_{\text{К}} \gg R'_{\text{К}}$, та з урахуванням виразу (2.44), а також $h_{21\text{E}} \gg 1$, одержимо

$$\begin{aligned} K_u &= h_{21\text{E}} R'_{\text{К}} / [r_{\text{Б}} + r_{\text{Е}} (h_{21\text{E}} + 1)] \approx h_{21\text{E}} R'_{\text{К}} / h_{11\text{E}} \approx \\ &\approx h_{21\text{E}} R'_{\text{К}} / [(h_{21\text{E}} + 1)(m_{\text{ФТ}} / I_{\text{Е}})] \approx R'_{\text{К}} I_{\text{Е}} / (m_{\text{ФТ}}). \end{aligned} \quad (2.49)$$

Коефіцієнт підсилення струму з урахуванням виразу (2.40)

$$K_i = I_{\text{К}} / I_{\text{Б}} = h_{21\text{E}} r'_{\text{К}} / (r'_{\text{К}} + R'_{\text{К}}). \quad (2.50)$$

Вихідний опір $R_{\text{вих}}$ визначається (2.10), як звичайно, при вимкненому навантаженні та нульовому вхідному сигналі, і якщо врахувати, що $r'_{\text{К}} \gg R_{\text{К}}$.

Приклад 2.1. Визначити параметри транзисторного каскаду (рис. 2.9,а), що забезпечує одержання на резисторі $R_{\text{К}} = 5,1 \text{ кОм}$ максимально можливої амплітуди вихідної напруги. Транзистор КТ312А; $E_{\text{К}} = 20 \text{ В}$; $R_{\text{вн}} = 3,6 \text{ кОм}$.

Розв'язання. 1. Визначаємо параметри режиму спокою каскаду

$$U_{0\text{КЕ}} = (U_{\text{КЕ max}} + U_{\text{КЕ min}}) / 2.$$

Для розглядуваної схеми $U_{\text{КЕ max}} = E_{\text{К}}$, $U_{\text{КЕ min}} = U_{\text{КЕ нас}} \approx 0,8 \text{ В}$.

Примітка. $U_{\text{КЕ нас}}$ визначається з умови $U_{\text{КЕ нас}} = U_{\text{БЕ нас}}$ по вхідній характеристиці або її апроксимації для $I_{\text{Б нас}} \approx E_{\text{К}} / (h_{21\text{E}} R_{\text{К}})$:

$$U_{0\text{КЕ}} = (20 + 0,8) / 2 = 10,4 \text{ В};$$

$$I_{0K} = (E_K - U_{0KE})/R_K = (20 - 10,4)/(5,1 \cdot 10^3) = 1,86 \text{ мА};$$

$$I_{0Б} = I_{0K}/h_{21E} = 1,86/30 = 0,062 \text{ мА}.$$

2. Знаходимо опір резистора R_{33} , який забезпечує заданий режим спокою каскаду. Для цього для виводу бази записуємо рівняння за першим законом Кірхгофа

$$I_{0Б} = U_{0BE}/R_{вн} = (U_{0KE} - U_{0BE})/R_{33},$$

звідки

$$R_{33} = (U_{0KE} - U_{0BE})/(I_{0Б} + U_{0BE}/R_{вн}) = \\ = (10,4 - 0,7)/(0,062 + 0,7/3,6) = 37,8 \text{ кОм}.$$

Приймаємо $R_{33} = 39 \text{ кОм}$.

Примітка. U_{0BE} визначається або за вхідною характеристикою, або за її апроксимацією.

3. Знаходимо опір передачі каскаду. Згідно з виразом (2.17) маємо

$$R_{п33} = h_{21E} R_K / (1 + h_{21E} R_K / R_{33}) = \\ = 30 \cdot 5,1 / (1 + 30 \cdot 5,1 / 39) = 31,1 \text{ кОм}.$$

4. Знайдемо коефіцієнт підсилення каскаду за напругою

$$K_{кН33} = R_{п33} / R_{вн} = 31,1 / 3,6 = 8,6.$$

5. Визначимо вихідний опір каскаду згідно з (2.20)

$$R_{вих33} = R_{вих} / (1 + h_{21E} R_K / R_{33}) = 5,1 / (1 + 30 \cdot 5,1 / 39) = 0,86 \text{ кОм}.$$

6. Знайдемо вхідний опір каскаду. Згідно з (2.19)

$$R_{вх33} = R_{вх} R_{33} / (R_{вх} + R_{33} + R_K h_{21E}).$$

Опір $R_{вх}$ можна визначити безпосередньо по вхідній характеристиці транзистора при струмі бази $i_B = I_{0Б}$. В розглядуваному випадку, оскільки i_B малий і, отже, вхідна характеристика транзистора мало відрізняється від ВАХ діоду, опір $R_{вх}$ можна знайти аналітично. Згідно з виразом $I = I_0 [\exp(U_{л}/\varphi_T) - 1]$ ВАХ p - n -переходу описується виразом

$$u_{p-n} = \varphi_T \ln(i_{p-n}/I_0 + 1).$$

Тоді диференціальний опір переходу дорівнює

$$\frac{\partial u_{p-n}}{\partial i_{p-n}} = \varphi_T / (i_{p-n} + I_0) = \varphi_T / i_{p-n} = R_{вх},$$

де φ_T — температурний потенціал, який для $T = 300 \text{ К}$ можна вважати рівним 25 мВ ($\varphi_T = T/11,6 \cdot 10^3$).

Використовуючи одержаний вираз для $i_B = I_{0B}$, знайдемо

$$R_{BX} = 25 \cdot 10^{-3} / 0,062 \cdot 10^{-3} = 403 \text{ Ом}.$$

В цьому випадку

$$R_{BX33} = 0,4 \cdot 39 / (0,4 + 39 + 30 \cdot 5,1) = 80 \text{ Ом}.$$

Приклад 2.2. Визначити параметри кола НЗЗ для каскаду з прикладу 2.1, якщо нижня частота смуги пропускання дорівнює $f_H = 100 \text{ Гц}$.

Розв'язання. 1. Параметри кола НЗЗ в режимі роботи за постійним струмом були визначені в прикладі 2.1:

$$R_{33} = 39 \text{ кОм}; \quad K_{KH33} = 8,6.$$

2. Визначимо початковий коефіцієнт підсилення підсилювача

$$K = R_{P0} / R_{BH} = R_K h_{21E} / R_{BH} = 5,1 \cdot 30 / 3,6 = 42,5.$$

3. Знайдемо коефіцієнт передачі кола НЗЗ. Згідно із схемою заміщення на рис. 2.9,2 коефіцієнт передачі кола НЗЗ каскаду по напрузі дорівнює

$$\beta = \frac{U_{ВВХ}}{U_{ВХ}} = \frac{R_{BX} R_{BH}}{R_{BX} + R_{BH}} \left/ \left(R_{33} + \frac{R_{BX} R_{BH}}{R_{BX} + R_{BH}} \right) \right. \approx \frac{R_{BX}}{R_{33}} = 0,4 / 39 \approx 0,01.$$

4. Для здійснення частотної корекції опір R_{H33} розділимо приблизно навпіл на $R_{133} = 18 \text{ кОм}$ та $R_{233} = 20 \text{ кОм}$ (номінали взяті найбільш близькими з існуючого ряду номіналів).

5. Коло НЗЗ підсилювача на рис. 2.11 можна розглядати як послідовне з'єднання аперіодичної та пропорційної ланок. Тоді його підсумкова функція має вигляд

$$\begin{aligned} W(p) &= W_1(p) W_2(p) = \\ &= \frac{R_{133} R_{BX}}{R_{133} + R_{BX} + R_{233}} \cdot \frac{1}{\frac{(R_{133} + R_{BX}) R_{233}}{R_{133} + R_{BX} + R_{233}} Cp + 1} \cdot \frac{R_{BX}}{R_{133} + R_{BX}} \approx \\ &\approx \frac{R_{BX}}{R_{133} + R_{233}} \cdot \frac{1}{\frac{(R_{133} + R_{BX}) R_{233}}{R_{133} + R_{BX} + R_{233}} Cp + 1}. \end{aligned}$$

6. Згідно з частотною характеристикою каскаду (див. рис.2.10) нижня частота смуги пропускання

$$\omega_H = \frac{K\beta + 1}{T} = \frac{K\beta + 1}{\frac{R_{133} R_{233}}{R_{133} + R_{233}} C}$$

або

$$C = \frac{K\beta + 1}{\frac{R_{133}R_{233}}{R_{133} + R_{233}} \cdot 2\pi f_H} = \frac{42,5 \cdot 0,01 + 1}{\frac{18 \cdot 20}{18 + 20} \cdot 2\pi \cdot 100} = 0,24 \text{ мкФ}.$$

Приклад 2.3. Визначити, як зміниться вихідна напруга транзисторного каскаду за схемою на рис.2.9,в при зміні температури навколишнього середовища від $+20$ до -60°C . Каскад має такі параметри: транзистор VT — КТ312А: $h_{21E} = 30$; $U_{0BE} = 0,65 \text{ В}$; $r_B = 0,1 \text{ кОм}$; $dh/dT, ^\circ\text{C} = 0,28/^\circ\text{C}$; $dU_{BE}/dT, ^\circ\text{C} = 2 \cdot 10^{-3} \text{ В}/^\circ\text{C}$; $R_K = 1 \text{ кОм}$; $R_E = 0,1 \text{ кОм}$; $R_1 = 15 \text{ кОм}$; $R_2 = 1,2 \text{ кОм}$; $E_K = 12 \text{ В}$.

Розв'язання. 1. Зведемо схему на рис. 2.9,в до виду на рис. 2.1. Згідно з теоремою про еквівалентний генератор

$$R_{B \text{ экв}} = R_1 R_2 / (R_1 + R_2) = 1,2 \cdot 15 / (1,2 + 15) = 1,11 \text{ кОм};$$

$$U_{BE} = E_K R_2 / (R_1 + R_2) = 12 \cdot 1,2 / (15 + 1,2) = 0,89 \text{ В}.$$

2. Визначимо параметри режиму спокою при $T = 20^\circ\text{C}$

$$I_{0B} = (U_{BE} - U_{0BE}) / (R_{B \text{ экв}} + r_B) = \\ = (0,89 - 0,65) / (1,11 + 0,1) = 0,2 \text{ мА};$$

$$I_{0K} = I_{0B} h_{21E} = 0,2 \cdot 30 = 6 \text{ мА};$$

$$U_{0KE} = E_K - R_K I_{0K} = 12 - 1 \cdot 6 = 6 \text{ В}.$$

3. Визначимо коефіцієнт нестабільності

$$S_i = \frac{h_{21E} (R_{B \text{ экв}} + R_E)}{R_{B \text{ экв}} + (1 + h_{21E}) R_E} = \frac{30(1,11 + 0,1)}{1,11 + (1 + 30) \cdot 0,1} = 8,62.$$

4. Знайдемо абсолютні зміни Δh_{21E} та ΔU_{BE}

$$\Delta h_{21E} = \frac{dh_{21E}}{dT, ^\circ\text{C}} \Delta T = 0,28 \cdot 80 = 22,4;$$

$$\Delta U_{BE} = \frac{dU_{BE}}{dT, ^\circ\text{C}} \Delta T = 2 \cdot 10^{-3} \cdot 80 = 0,16 \text{ В}.$$

5. Знайдемо зміну колекторного струму транзистора

$$\Delta I_{0K} = S_i \left(\frac{\Delta h_{21E}}{h_{21E}} I_{0B} + \frac{\Delta U_{0BE}}{R_{B \text{ экв}} + R_E} \right) = \\ = 8,62 \left(\frac{22,4}{30} \cdot 0,2 + \frac{0,16}{1,11 + 0,1} \right) = 2,42 \text{ мА}.$$

6. Знайдемо вихідну напругу при $T = -60^\circ \text{C}$. Через те, що при зменшенні температури значення h_{21E} падає, а U_{BE} збільшується, що веде до зменшення I_K , маємо

$$I_{0K}(-60^\circ \text{C}) = I_{0K} - \Delta I_{0K} = 6 - 2,42 = 3,58 \text{ мА};$$

$$U_{0KE}(-60^\circ \text{C}) = E_K - R_K I_{0K}(-60^\circ \text{C}) = 12 - 1 \cdot 3,58 = 8,42 \text{ В}.$$

При зменшенні температури навколишнього середовища до -60°C напруга спокою каскаду збільшується на $(8,42 - 6) \text{ В} = 2,42 \text{ В}$.

Приклад 2.4. На основі транзистора КТ312А розрахувати каскад з послідовним НЗЗ за струмом навантаження за умови одержання максимальної неспотвореної амплітуди вихідної напруги при $K = 10$; $E_K = 15 \text{ В}$; температурний діапазон $-60^\circ \text{C} \dots +60^\circ \text{C}$, $R_H = 10 \text{ кОм}$.

Розв'язання. 1. Схема транзисторного каскаду наведена на рис. 2.9, в.

2. За першим законом Кірхгофа запишемо рівняння для точки a

$$(E_K - U_{\text{вих}}) / R_K = I_K + U_{\text{вих}} / R_H.$$

3. Задамо максимально допустимий струм колектора з умови

$$I_{K \text{ max}} = K_{\text{зап}} I_{K \text{ max доп}},$$

де $K_{\text{зап}} = 0,7 \dots 0,8$ — коефіцієнт запасу по колекторному струму;

$I_{K \text{ max доп}}$ — максимально допустимий колекторний струм транзистора.

З довідника: $I_{K \text{ max доп}} = 30 \text{ мА}$; $I_{K \text{ max}} = 0,75 \cdot 30 = 22,5 \text{ мА}$.

4. Використовуючи вираз (2.26), визначаємо співвідношення R_E та R_K

$$K = h_{21E} R_K / (R_{\text{вх}} + h_{21E} R_E + R_B).$$

Згідно з (2.34) $R_B = R_E (S_i - 1)$. Тоді, вважаючи $h_{21E} \gg 1$ та $R_E (h_{21E} + S_i - 1) \gg R_{\text{вх}}$, приблизно одержимо

$$K \approx R_K / R_E \quad \text{або} \quad R_E \approx 0,1 R_K.$$

5. По струму $I_{K \text{ max}}$ визначаємо R_K . В режимі насичення VT маємо

$$I_{K \text{ max}} = (E_K - U_{KE \text{ нас}}) / (R_K + R_E),$$

де $U_{KE \text{ нас}}$ — напруга між колектором та емітером транзистора VT на межі насичення.

Приймаючи $U_{KE \text{ нас}} = 0,8 \text{ В}$, з урахуванням знайденого співвідношення між R_E та R_K , одержимо

$$R_K = (15 - 0,8) / (1,1 \cdot 22,5) = 0,63 \text{ кОм}.$$

Приймаємо $R_K = 0,62 \text{ кОм}$.

6. Знайдемо R_E

$$R_E = 0,1 R_K = 0,1 \cdot 0,62 = 0,062 \text{ кОм} = 62 \text{ Ом}.$$

7. Приймаючи коефіцієнт нестабільності $S_i = 3,5$, з (2.34) знайдемо

$$R_B = R_E (S_i - 1) = 62(3,5 - 1) = 155 \text{ Ом}$$

8. Уточнюємо значення коефіцієнта підсилення каскаду

$$K_{\Sigma} = 30 \cdot 0,62 / (0,1 + 30 \cdot 0,062 + 0,155) = 8,8.$$

Знайдене значення K_{Σ} менше заданого. Для збільшення K_{Σ} збільшемо R_K до $0,75 \text{ кОм}$. Тоді

$$K_{\Sigma} = 30 \cdot 0,75 / (0,1 + 30 \cdot 0,062 + 0,155) = 10,4.$$

9. Знайдемо мінімальне значення колекторного струму. Для забезпечення мінімальних спотворень транзистор VT повинен працювати на лінійній ділянці своєї вхідної ВАХ, при цьому $I_{K \min} = h_{21E} I_{B \min}$. Струм $I_{B \min}$ повинен знаходитися на вхідній ВАХ транзистора. В розглядуваному випадку ця характеристика відсутня, тому $I_{K \min}$ знайдемо з умови $I_{K \min} = I_{K \max} / 10$

$$I_{K \min} = E_K \cdot 0,1 / (R_K + R_E) = 15 \cdot 0,1 / (0,75 + 0,062) = 1,85 \text{ мА}.$$

10. Визначимо мінімальну вихідну напругу

$$\begin{aligned} U_{\text{вих min}} &= I_{K \max} R_E + U_{\text{КЕ нас}} = [E_K / (R_K + R_E)] R_E + U_{\text{КЕ нас}} = \\ &= 15 \cdot 0,062 / (0,75 + 0,062) + 0,8 = 1,95 \text{ В}. \end{aligned}$$

11. Знайдемо максимальну вихідну напругу. Для цього скористаємося виразом, одержаним в п.2 прикладу

$$\begin{aligned} U_{\text{вих max}} &= (E_K / R_K - I_{K \max}) [R_K R_n / (R_K + R_n)] = \\ &= (15 / 0,75 - 1,85) [0,75 \cdot 10 / (0,75 + 10)] = 12,66 \text{ В}. \end{aligned}$$

12. Знайдемо параметри режиму спокою

$$U_{0 \text{ вих}} = (U_{\text{вих max}} + U_{\text{вих min}}) / 2 = (12,66 + 1,95) / 2 = 7,3 \text{ В};$$

$$\begin{aligned} I_{0K} &= (E_K - U_{0 \text{ вих}}) / R_K - U_{0 \text{ вих}} / R_n = \\ &= (15 - 7,3) / 0,75 - 7,3 / 10 = 9,52 \text{ мА}; \end{aligned}$$

$$I_{0B} = I_{0K} / h_{21E} = 9,52 / 30 = 0,32 \text{ мА}.$$

13. Використовуючи (2.32), знайдемо температурні зміни колекторного струму

$$\Delta I_K = S_i \left(\frac{\Delta h_{21E}}{h_{21E}} I_{0B} + \frac{\Delta U_{BE}}{R_E + R_B} \right) =$$

$$= 3,5 \left(\frac{0,28 \cdot 60}{30} \cdot 0,32 + \frac{2 \cdot 10^{-3} \cdot 60}{0,062 + 0,155} \right) = 2,56 \text{ мА} .$$

Значення ΔI_K визначено для половини температурного діапазону, тобто $\Delta T = 60^\circ\text{C}$.

14. Знайдемо температурні зміни напруги спокою

$$\begin{aligned} \Delta U_{\text{вих}}(T, ^\circ\text{C}) &= \Delta I_K \left[R_K R_H / (R_K + R_H) \right] = \\ &= 2,56 \left[0,75 \cdot 10 / (0,75 + 10) \right] = 1,79 \text{ В} . \end{aligned}$$

15. Визначимо максимально можливу амплітуду вихідної напруги

$$\begin{aligned} U_{m \text{ вих}} &= (U_{\text{вих max}} - U_{\text{вих min}}) / 2 - \Delta U_{\text{вих}}(T, ^\circ\text{C}) = \\ &= (12,66 - 1,95) / 2 - 1,79 = 3,56 \text{ В} . \end{aligned}$$

16. Визначимо параметри вхідного подільника. При цьому скористаємося теоремою еквівалентного генератора

$$R_B = R_1 R_2 / (R_1 + R_2) ;$$

$$\begin{aligned} U_{BE} &= R_E (I_{0K} + I_{0B}) + U_{0BE} + R_{\text{вх}} I_{0B} = \\ &= 0,062 \cdot (9,52 + 0,32) + 0,65 + 0,1 \cdot 0,32 = 1,29 \text{ В} ; \end{aligned}$$

$$U_E = U_{BE} + R_B I_{0B} = E_K R_2 / (R_1 + R_2) = 1,29 + 0,155 \cdot 0,32 = 1,34 \text{ В} ;$$

$$R_2 = \frac{R_B U_E \left(1 - \frac{E_K - U_E}{U_E} \right)}{E_K - U_E} = \frac{0,155 \cdot 1,34 \cdot \left(1 + \frac{15 - 1,34}{1,34} \right)}{15 - 1,34} = 0,17 \text{ кОм} ;$$

$$R_1 = R_2 \left[(E_K - U_E) / U_E \right] = 0,17 \left[(15 - 1,34) / 1,34 \right] = 1,73 \text{ кОм} .$$

2.2. ПІДСИЛЮВАЛЬНИЙ КАСКАД ЗА СХЕМОЮ ІЗ СПІЛЬНИМ ВИТОКОМ

Схемотехнічні рішення, які застосовуються при побудові каскадів на польових транзисторах, багато в чому подібні з рішеннями для біполярних транзисторів. Існуючі особливості пов'язані з відміною власних властивостей цих приборів.

Як зазначалось раніше, при побудові аналогових підсилювачів на польових транзисторах найбільше розповсюдження одержала схема каскаду із спільним витоком. При цьому в ній, як правило, застосовуються або польові транзистори з керуючим p - n -переходом, або МДН-транзистори із вбудованим каналом.

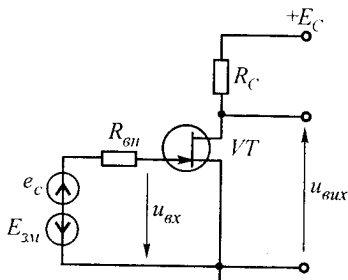


Рис. 2.14

На рис. 2.14 приведена типова схема каскаду на польовому транзисторі з керуючим $p-n$ -переходом та каналом n -типу.

В цій схемі, змінюючи напругу джерела зміщення $E_{зм}$, можна забезпечити роботу в будь-якому з описаних в § 2.1 класів підсилення. Проте найбільш часто ця схема використовується в режимі класу А при побудові вихідних каскадів підсилювачів. Пояснюється це наступними перевагами польового транзистора перед біполярним:

більший вхідний опір, що спрощує його погоджування з високоомним джерелом сигналу;

менший коефіцієнт шуму, що надає йому перевагу при підсиленні малих сигналів;

більша власна температурна стабільність режимів спокою.

Разом з тим каскади на польових транзисторах звичайно забезпечують одержання меншого коефіцієнта підсилення за напругою.

Через подібність вихідних ВАХ графічний аналіз роботи підсилювального каскаду на польовому транзисторі ідентичний розглянутим раніше випадкам підсилювача на біполярному транзисторі. З цієї ж причини схожі і схемотехнічні рішення, які використовуються при побудові підсилювальних каскадів. Як вже було показано, в польовому транзисторі з керуючим $p-n$ -переходом полярності напруг, прикладених до його стоку та затвору, повинні бути протилежними. Тому для завдання режиму за постійним струмом на практиці широко використовується введення в каскад послідовного НЗЗ за струмом навантаження. Схема такого каскаду наведена на рис. 2.15. Її особливістю, крім резистора R_B , є ввімкнений

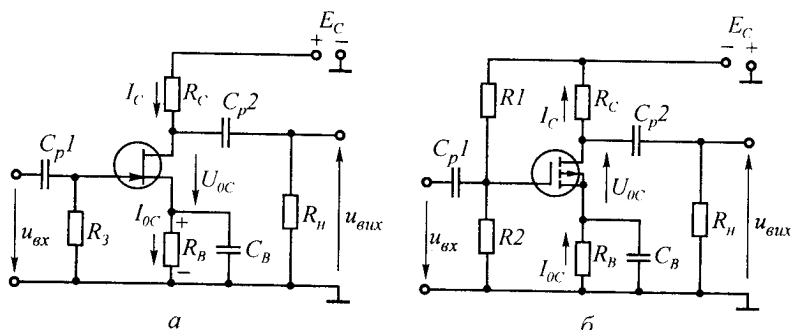


Рис. 2.15

паралельно вхідним виводам каскаду додатковий резистор R_3 . Цей резистор забезпечує гальванічний зв'язок затвору із спільною шиною, що необхідно для замикання кола зміщення. Крім цього він стабілізує вхідний опір каскаду. Опір резистора R_3 обирається меншим від власного вхідного опору транзистора (звичайно $R_3 \leq 1 \text{ МОм}$).

Слід зазначити, через те що власний вхідний постійний струм польового транзистора наближається до нуля, спад напруги на R_3 від протікання струму зміщення теж наближається до нуля і напруга зміщення практично дорівнює спаду напруги на резисторі R_B .

В схемі, що розглядається, резистор R_B виконує подвійну роль. По-перше, як було вказано вище, він забезпечує початкове зміщення робочої точки каскаду і, по-друге, вводить в нього послідовний НЗЗ за струмом навантаження, що призводить до зменшення коефіцієнта підсилення каскаду та стабілізує положення його робочої точки.

Питання стабілізації положення робочої точки каскаду заслуговує особливого розбору. Як було показано при розгляданні польових транзисторів, при зміні температури навколишнього середовища на струм стоку I_{0C} діють два протилежних фактори: збільшення опору напівпровідникового матеріалу, що зменшує величину I_{0C} , та зменшення товщини p - n -переходу, що збільшує значення I_{0C} . В результаті дії цих двох протилежних факторів на передавальній характеристиці транзистора можна знайти точку, в якій струм стоку не залежить від температури навколишнього середовища. Якщо напругу $U_{зм}$ обрати так, щоб транзистор працював в цій точці, то температурна стабілізація каскаду не потрібна. На жаль, такий вибір з точки зору вимог до каскаду не завжди можливий і польовий транзистор працює, як правило, при великих струмах стоку.

Для сучасних приладів температурний дрейф струму стоку становить близько $0,6\%/^{\circ}\text{C}$. До того ж він негативний, що виключає в каскадах позитивний ЗЗ за температурою, властивий біполярним транзисторам. Тому при роботі в малих діапазонах зміни температури навколишнього середовища можна цілком обійтись без кіл термостабілізації.

Автоматичне зміщення в підсилювальних каскадах на польових МОН-транзисторах, в яких полярність напруги на стоку та затворі однакова, здійснити неможливо. В цьому випадку напруга зміщення на затвор $U_{0зв}$ подається від джерела стокового живлення E_C через резистивний подільник $R1, R2$ (рис. 2.15,б), як і в підсилювальних каскадах на біполярних транзисторах. При цьому подільник повинен бути дуже високоомним, щоб не зменшувати суттєво величину вхідного опору підсилювального каскаду.

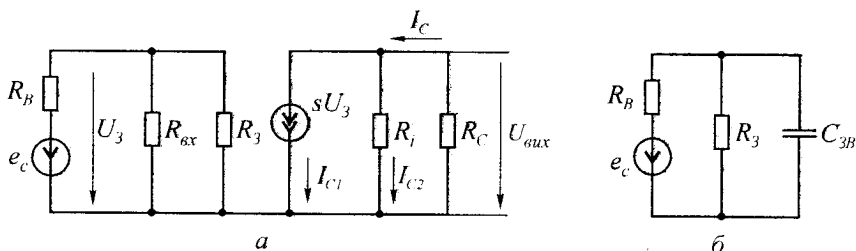


Рис. 2.16

Для визначення основних параметрів каскаду звернемося до його схеми заміщення, наведеної на рис. 2.16,а.

Дана схема не враховує частотних властивостей каскаду і справедлива для області низьких та середніх частот, де впливом власних ємностей транзистора можна знехтувати.

Визначимо коефіцієнт підсилення каскаду за напругою. Згідно з наведеною схемою заміщення для струму стоку можна записати наступний вираз

$$I_C = sU_3 + U_{\text{вих}}/R_i,$$

де R_i — внутрішній (диференціальний вихідний) опір транзистора.

Для розрахунку R_i при роботі транзистора на пологій частині його передавальної характеристики можна скористатися виразом

$$R_i = dU_{\text{СВ}}/dI_C = R_{i1}I_{C1}/I_C,$$

де R_{i1} — диференціальний опір для струму I_{C1} .

В цьому випадку для вихідної напруги каскаду можна записати вираз

$$U_{\text{вих}} = I_C R_C = R_C (sU_3 + U_{\text{вих}}/R_i).$$

Враховуючи, що каскад є інвертувальним, тобто збільшення струму стоку приводить до зменшення вихідної напруги, для модуля коефіцієнта підсилення каскаду можна записати

$$K_U = U_{\text{вих}}/U_3 = R_i R_C s U_3 / (R_i + R_C) U_3 = R_i R_C s / (R_i + R_C). \quad (2.51)$$

Звичайно в каскадах виконується умова $R_i \gg R_C$. Тоді вираз (2.51) набуде більш простого вигляду

$$K_U = s R_C. \quad (2.52)$$

Використовуючи наведені вище припущення, для вхідного та вихідного опорів каскаду можна записати наступні вирази

$$R_{\text{вх к}} = R_3 R_{\text{вх}} / (R_{\text{вх}} + R_3) \approx R_3; \quad (2.53)$$

$$R_{\text{вих к}} = R_C R_i / (R_C + R_i) \approx R_C. \quad (2.54)$$

Як зазначалося, зміщення робочої точки введенням резистора R_B зменшує коефіцієнт підсилення каскаду. По аналогії зі схемою на біполярному транзисторі, для коефіцієнта передачі кола НЗЗ можна записати

$$\beta = U_{33} / U_{\text{вих}} = I_C R_B / I_C R_C = R_B / R_C.$$

Тоді, використовуючи основний вираз для підсилювача з колом НЗЗ, одержимо

$$K_{U \text{ НЗЗ}} = K_U / (1 + K_U \beta) = s R_C / (1 + s R_C R_B / R_C) = R_C / (1 + s R_B). \quad (2.55)$$

З виразу (2.55) випливає, що глибина негативного зворотного зв'язку в каскаді дорівнює $(1 + s R_B)$. Тому абсолютні температурні зміни струму спокою каскаду з колом НЗЗ і без нього пов'язані співвідношенням

$$\Delta I_{0C \text{ НЗЗ}} = \Delta I_{0C} / (1 + s R_B). \quad (2.56)$$

При розрахунку каскаду потрібний опір R_B легко знайти за заданим струмом I_{0C} . Для цього на передавальній характеристиці транзистора (див. рис. 2.17) при $I_C = I_{0C}$ знаходять потрібну напругу U_{03B} . Тому що струм затвору практично дорівнює нулю, спад напруги на резисторі R_3 відсутній і потрібний опір резистора R_B можна знайти з виразу

$$R_B = U_{03B} / I_{0C}. \quad (2.57)$$

Можна використовувати і графічне розв'язання. Для цього через точку передавальної характеристики, яка відповідає значенню I_{0C} , і початок координат проводять пряму лінію. Кут нахилу цієї прямої і визначає потрібний опір R_B (див. рис. 2.17)

$$R_B = \text{ctg } \alpha. \quad (2.58)$$

Для одержання максимального значення вихідної змінної струм I_{0C} бажано обирати близьким до половини максимального струму стоку $I_{C \text{ max}}$. При цьому опір R_B , розрахований з цієї умови, може виявитися меншим ніж розрахований, наприклад, з умови потрібної стабільності параметрів каскаду або заданих спотворень. В цьому випадку для реалізації потрібного режиму

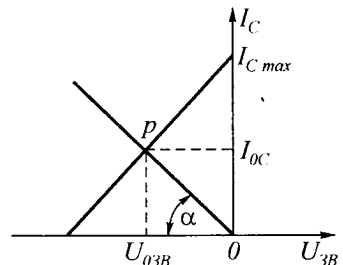


Рис. 2.17

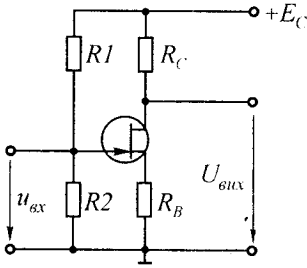


Рис. 2.18

роботи можна використовувати введення додаткового подільника напруги, як це показано на рис. 2.18.

Частотні властивості каскаду (як і у випадку біполярного транзистора) повністю визначаються власними властивостями приладу. При цьому основну роль в їх формуванні відіграє вхідна ємність транзистора $C_{вх}$. В цьому випадку схема заміщення вхідного кола каскаду, одержана із схеми заміщення транзистора, має

вигляд, показаний на рис. 2.16,б.

З врахуванням знайденого вище коефіцієнта підсилення передавальна функція всього каскаду буде мати вигляд

$$K_U(p) = K_d s R_C / (T p + 1), \quad (2.59)$$

де $K_d = R_3 / (R_B + R_3)$ — коефіцієнт передачі вхідного подільника за постійним струмом; $T = C_{вх} R_B R_3 / (R_B + R_3)$ — стала часу вхідного кола; $C_{вх} = C_{ЗВ} (1 + K_U)$ — еквівалентна вхідна ємність транзистора.

Введення резистора R_B (як було показано раніше) зменшує загальний коефіцієнт підсилення каскаду. Якщо каскад призначений для підсилення напруги тільки змінного струму, це зменшення підсилення можна скомпенсувати виконанням кола НЗЗ частотно-залежним. Для цього (як і у випадку каскаду на біполярному транзисторі) резистор R_B потрібно шунтувати конденсатором C_B , як це показано на рис. 2.15.

Ємність цього конденсатора при заданій мінімальній частоті вхідного сигналу може бути розрахована з умови $1 / (C_B \omega_n) \ll R_B$.

Все сказане залишається слушним і при побудові каскаду з використанням МОН-транзистора із вбудованим каналом. В цьому випадку можуть бути тільки кількісні відміни, обумовлені тим, що передавальна характеристика транзистора має продовження в першому квадранті. При цьому можуть змінитися долі напруг зміщення, які створюються резистором R_B і подільником на резисторах $R1$ та $R2$ (див. рис. 2.15,б).

Приклад 2.5. Використовуючи транзистор КП303Г, розрахувати каскад за схемою на рис. 2.15,а, який забезпечує одержання на виході максимальної амплітуди вихідної напруги; $E_C = 15 \text{ В}$; $s = 2,5 \text{ мА/В}$; $U_{ЗВ\text{від}} = 2,5 \text{ В}$; $I_{C\text{поч}} = 5 \text{ мА}$; $R_{вх\text{к}} = 100 \text{ кОм}$; вихідна частота $f \geq 50 \text{ Гц}$.

Р о з в' я з а н н я. 1. Визначимо діапазон зміни струму стоку

$$I_{C\text{мак}} = I_{C\text{поч}} = 5 \text{ мА}; \quad I_{C\text{мін}} = 0,1 I_{C\text{поч}} = 0,5 \text{ мА}.$$

Значення $I_{C \min}$ визначено за передавальною характеристикою транзистора. При $I_C \leq 0,5 \text{ мА}$ характеристика має значну нелінійність, що допускає одержання великих нелінійних спотворень.

2. Знайдемо струм спокою стоку I_{0C}

$$I_{0C} = (I_{C \max} + I_{C \min})/2 = (5 + 0,5)/2 = 2,75 \text{ мА}.$$

3. Визначимо опір резистора R_B , який забезпечує одержання $I_C = I_{0C}$. Для цього використаємо лінійну апроксимацію передавальної характеристики транзистора

$$I_{0C} = I_{C \text{ поч}} = sU_{03B};$$

$$U_{03B} = R_B I_{0C},$$

звідки

$$R_B = (I_{C \text{ поч}} - I_{0C})/sI_{0C} = (5 - 2,75)/(2,5 \cdot 2,75) = 0,327 \text{ кОм}.$$

Приймаємо із стандартного ряду опорів $R_B = 0,33 \text{ кОм}$.

Уточнюємо струм I_{0C}

$$I_{0C} = I_{C \text{ поч}}/(1 + sR_B) = 5/(1 + 2,5 \cdot 0,33) = 2,74 \text{ мА}.$$

4. Визначимо опір резистора R_C . Для того щоб польовий транзистор перебував у насиченому стані (робоча точка знаходиться на горизонтальній ділянці його вихідних характеристик), повинна виконуватися умова

$$U_{CB} \geq U_{3B \text{ від}} - U_{3B}.$$

Раніше було обрано, що $I_{C \max} = I_{C \text{ поч}}$, що відповідає $U_{3B} = 0$.

Тоді

$$U_{CB \min} = U_{3B \text{ від}}.$$

Максимальний струм стоку, який може протікати в схемі на рис. 2.15,а, дорівнює

$$I_{C \max} = (E_C - U_{CB \min})/(R_C + R_B).$$

Тоді

$$R_C = (E_C - U_{CB \min})/I_{C \max} - R_B = (15 - 2,5)/5 - 0,33 = 2,17 \text{ кОм}.$$

Приймаємо $R_C = 2,2 \text{ кОм}$.

Тоді

$$I_{C \max} = (15 - 2,5)/(2,2 + 0,33) = 4,9 \text{ мА}.$$

5. Знаходимо діапазон зміни вихідної напруги

$$U_{\text{вих max}} = E_C - I_{C \min} R_C = 15 - 0,5 \cdot 2,2 = 13,9 \text{ В};$$

$$U_{\text{вих min}} = E_C - I_{C \text{ max}} R_C = 15 - 4,9 \cdot 2,2 = 4,2 \text{ В};$$

$$\Delta U_{\text{вих}} = U_{\text{вих max}} - U_{\text{вих min}} = 13,9 - 4,2 = 9,7 \text{ В};$$

$$U_{\text{m вих}} = \Delta U_{\text{вих}} / 2 = 9,7 / 2 = 4,85 \text{ В}.$$

6. Напряга спокою стоку $U_{0\text{CB}}$

$$U_{0\text{CB}} = E_C - R_C I_{0\text{C}} = 15 - 2,2 \cdot 2,74 = 8,97 \text{ В}.$$

7. Коефіцієнт підсилення за напругою

$$K_{U \text{ НЗЗ}} = s R_C / (1 + R_B s) = 2,5 \cdot 2,2 / (1 + 0,33 \cdot 2,5) = 3,01.$$

8. Для одержання $R_{\text{вх к}} = 100 \text{ кОм}$ вважаємо згідно з (2.53)

$$R_{\text{вх к}} = R_3 = 100 \text{ кОм}.$$

9. Згідно з (2.54)

$$R_{\text{вих}} = R_C = 2,2 \text{ кОм}.$$

10. Ємність конденсатора, який шунтує резистор R_B , знаходимо з умови

$$1/\omega C_B \leq R_B / 100 \quad \text{або}$$

$$C_B \geq 100/\omega R_B = 100 / (2\pi \cdot 50 \cdot 0,33 \cdot 10^3) = 965 \text{ мкФ}.$$

Приймаємо $C_B = 1000 \text{ мкФ}$.

Приклад 2.6. Використовуючи транзистор КП303В, розрахувати параметри каскаду на рис. 2.15,а при коефіцієнті підсилення за напругою $K_U = 10$ на частотах більших 50 Гц та $E_C = 15 \text{ В}$.

Розв'язання. Згідно з виразом (2.55) збільшення коефіцієнта підсилення каскаду на польовому транзисторі заданого типу потребує збільшення опору R_C . Це, в свою чергу, зменшує максимальний струм стоку $I_{C \text{ max}}$ і, отже, зменшує s транзистора. Тому при розрахунку каскаду необхідно враховувати залежність $s = f(I_C)$.

1. Апроксимуємо залежність $s = f(I_C)$ (рис. 2.19,а) для заданого транзистора прямою лінією. Для цього оберемо дві її точки $s_1 = 1$, $I_{C1} = 0,6 \text{ мА}$ та $s_2 = 3$, $I_{C2} = 2 \text{ мА}$;

$$s = s_0 + K I_C; \quad K = \Delta s / \Delta I_C = (3 - 1) / (2 - 0,6) \approx 1,43 \text{ В}^{-1};$$

$$s_0 = s_2 - K I_{C2} = 3 - 1,43 \cdot 2 = 0,14 \text{ мА} / \text{В};$$

$$s = 0,14 + 1,43 I_C.$$

2. Оскільки задано коефіцієнт підсилення за змінним струмом, для визначення коефіцієнта підсилення можна скористатися виразом (2.52). Тому

$$R_C = K_U / s = K_U / (0,14 + 1,43 I_C).$$

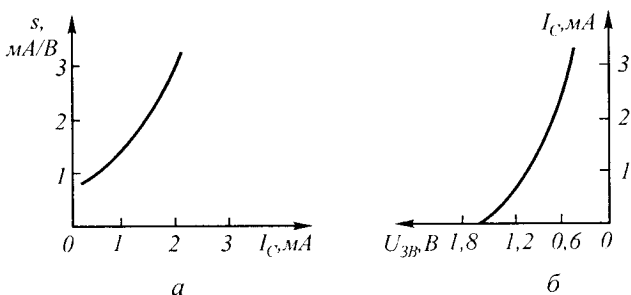


Рис. 2.19

3. Визначимо напругу спокою стоку

$$U_{0CB} = (U_{\text{вих max}} + U_{\text{вих min}})/2.$$

Припустимо $U_{\text{вих max}} = E$;

$$U_{\text{вих min}} \approx U_{\text{CB нас}} \approx U_{\text{ЗВ пор}} - U_{\text{ЗВ}} \approx U_{\text{ЗВ пор}}.$$

Тоді

$$U_{0CB} = (E_C + U_{\text{ЗВ пор}})/2 = (15 + 1,5)/2 = 8,25 \text{ В}.$$

4. Визначимо струм спокою стоку I_{0C}

$$I_{0C} = (E_C - U_{0CB})/R_C \quad \text{або}$$

$$R_C = (E_C - U_{0CB})/I_{0C}.$$

Зрівнюючи це значення з R_C , одержаному в п. 2, знаходимо

$$K_U/(0,14 + 1,43I_{0C}) = (E_C - U_{0CB})/I_{0C},$$

звідки

$$I_{0C} = \frac{0,14(E_C - U_{0CB})}{K_U - 1,43(E_C - U_{0CB})} = \frac{0,14(15 - 8,25)}{10 - 1,43(15 - 8,25)} = 2,7 \text{ мА}.$$

5. Знаходимо опір резистора R_C

$$R_C = (E_C - U_{0CB})/I_{0C} = (15 - 8,25)/2,7 = 2,5 \text{ кОм}.$$

Обираємо $R_C = 2,7 \text{ кОм}$, тоді $I_{0C} = (15 - 8,25)/2,7 = 2,5 \text{ мА}$.

6. За наведеною передавальною характеристикою (рис. 2.19, б) транзистора знаходимо напругу спокою затвора $U_{0ЗВ} = 0,7 \text{ В}$.

7. З умови завдання режиму спокою знайдемо опір резистора зміщення

$$R_B = U_{03B} / I_{0C} = 0,7 / 2,5 = 0,28 \text{ кОм}.$$

Приймаємо $R_B = 0,3 \text{ кОм}$.

8. Ємність конденсатора, який шунтує резистор R_B , знаходимо з умови

$$C_B \geq 100 / \omega R_B = 100 / (2\pi \cdot 50 \cdot 0,3 \cdot 10^3) = 1061 \text{ мкФ}.$$

Приймаємо $C_B = 1500 \text{ мкФ}$.

2.3. ЕМІТЕРНИЙ ТА ВИТОКОВИЙ ПОВТОРЮВАЧІ

Емітерним та витоковим повторювачами називаються каскади, охоплені 100%-вим послідовним НЗЗ. Тому основні властивості цих каскадів досить близькі, а існуючі відмінності обумовлені незбігом характеристик транзисторів, що використовуються.

Типові схеми емітерного та витокового повторювачів наведені відповідно на рис. 2.20, а, б.

Нижче розглянемо схему емітерного повторювача, відзначаючи для витокового повторювача тільки його характерні особливості.

Навантаження в підсилювачі вмикається в емітерне коло транзистора. Така схема має підвищений вхідний опір і знижений вихідний опір, що дозволяє використовувати її для узгодження або розділення високоомного джерела вхідного сигналу і низькоомного навантаження.

Резистор R_E є опором навантаження, який визначає динамічний режим роботи транзистора. Зовнішнє навантаження приєднується у вигляді опору R_H паралельно резистору R_E . Загальний опір навантаження за струмом корисного сигналу

$$R'_H = R_E R_H / (R_E + R_H).$$

Вхідна і вихідна напруги емітерного повторювача при такому вмиканні навантаження збігаються за фазою, оскільки при надходженні вхідної напруги позитивної полярності базовий струм під-

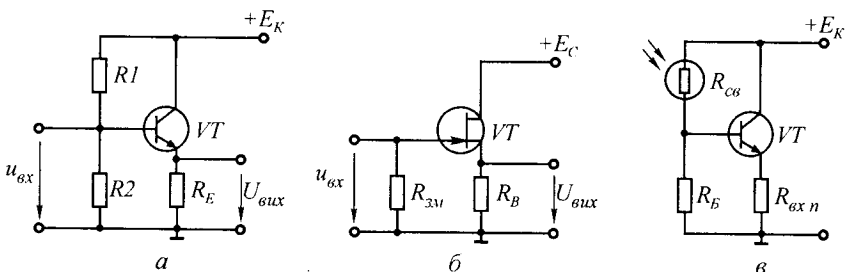


Рис. 2.20

вищується, зумовлюючи підвищення емітерного струму. Це призводить до підвищення спаду напруги на опорі R'_H і зростання позитивного потенціалу емітера, з якого знімається вихідний сигнал.

Із схеми видно, що $U_{вх} = U_{BE} + U_{вих}$. Оскільки значення R'_H , на якому виділяється напруга $U_{вих}$, як правило, значно перевищує опір емітерного переходу, до якого прикладена напруга U_{BE} , то $U_{вих} \gg U_{BE}$ і $U_{вих} \approx U_{вх}$. Зважаючи на те, що $U_{вих} = U_{вх} - U_{BE}$, $K_U = U_{вих}/U_{вх}$ близький до одиниці, але менший за неї. Цей же результат може бути одержаний, якщо скористатися основним виразом для коефіцієнта передачі підсилювача з колом НЗЗ. Тоді, зважаючи на те, що $\beta = 1$, одержимо

$$K_{U\text{ НЗЗ}} = K_U / (1 + \beta K_U) = K_U / (1 + K_U) < 1. \quad (2.60)$$

Таким чином, підсилювальний каскад лише повторює вхідну напругу за рівнем напруги і фазою, звідки і назва — емітерний повторювач. Але така схема дає підсилення за струмом і потужністю.

Порівнюючи схеми на рис. 2.12,а і 2.20,а, можна зробити висновок, що емітерний повторювач подібний до підсилювального каскаду за схемою СЕ, у якого $R_K = 0$, з резистором R_E в емітерному колі. В такому разі вся напруга вихідного сигналу на резисторі R'_H послідовно вводиться у вхідне коло підсилювача. Але через те, що $U_{вх}$ і $U_{вих}$ синфазні, то $U_{вих}$ віднімається від $U_{вх}$, знижуючи її. Тому в схемі існує 100 % -вий послідовний негативний зворотний зв'язок, що підвищує вхідний і зменшує вихідний опори емітерного повторювача. Вхідний опір схеми із СК визначається рівнянням (2.25).

Звичайно в реальних схемах виконується умова $h_{1E} \ll R_E$, тоді для вхідного опору каскаду можна використовувати більш простий вираз

$$R_{вх} = h_{21E} R_E. \quad (2.61)$$

Вираз (2.61) свідчить про те, що в емітерному повторювачі можна одержати дуже великі значення вхідного опору. Це є однією з основних переваг цього каскаду.

Вхідний опір каскаду можна також легко одержати з його схеми заміщення, наведеної на рис. 2.21, або з рівняння (2.42), якщо врахувати, що послідовно в колі емітера ввімкнений резистор R_E , який збільшує вхідний опір,

$$R_{вх} = r_B + (r_E + R_E)(h_{21E} + 1) \approx h_{21E} R_E. \quad (2.62)$$

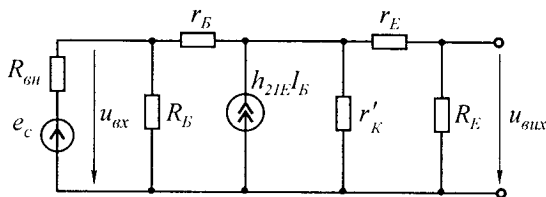


Рис. 2.21

Вихідний опір емітерного повторювача

$$R_{\text{вих}} = r_E + (r_B + R_{\text{вн}})/(h_{21E} + 1) \approx r_E. \quad (2.63)$$

При виводі рівняння для $R_{\text{вих}}$ вважалось, що опір r'_K та R_B дуже великі і їх впливом можна знехтувати.

Частотні властивості емітерного повторювача (як і каскаду із спільним емітером) цілком визначаються частотними властивостями використаного транзистора. Проте на практиці даний каскад є більш високочастотним, що є наслідком 100 %-ого НЗЗ.

Коефіцієнт підсилення за струмом

$$K_I = I_E/I_B = 1 + h_{21E} r'_K / (r'_K + R'_H).$$

Якщо виконується нерівність $r'_K \gg R'_H$,

$$K_I = (h_{21E} + 1) \gg 1. \quad (2.64)$$

Наслідком цього є значне підсилення за потужністю ($K_P = K_I$).

Як вже було сказано вище, каскад емітерного повторювача зручний для узгодження високоомних джерел сигналу з низькоомним навантаженням ($R_{\text{вх}}$ — великий, $R_{\text{вих}}$ — малий, K_I — великий).

Малий вихідний опір каскаду робить його ідеальним при узгодженні підсилювача з ємнісним навантаженням.

Основні властивості витокового повторювача аналогічні властивостям емітерного повторювача, тобто

$$K_{U\text{НЗЗ}} < 1;$$

$$R_{\text{вх}} \approx R_3 \text{ — великий};$$

$$R_{\text{вих}} \approx 1/s \text{ — малий}.$$

Частотні властивості витокового повторювача суттєво кращі за частотні властивості каскаду із спільним стоком. Причина цього та сама, що і в схемі емітерного повторювача — 100 %-вий НЗЗ.

Приклад 2.7. Узгодити датчик освітленості, виконаний на фоторезисторі СФ2-2, з підсилювачем, вхідний опір якого дорівнює 1 кОм . Пара-

метри фоторезистора: темновий опір $R_T = 2 \text{ МОм}$; кратність зміни опору $K = R_T/R_{CB} = 3000$; $E_K = 15 \text{ В}$.

Розв'язання. 1. Знайдемо мінімальний опір фоторезистора

$$R_{CB} = R_T / K = 2 \cdot 10^6 / 3000 = 0,66 \text{ кОм}.$$

2. Зміна напруги на вході підсилювача при безпосередньому вмиканні фоторезистора до входу підсилювача

$$U_{\text{вх max}} = E_K R_{\text{вх}} / (R_{\text{вх}} + R_{\text{CB}}) = 15 \cdot 1 / (1 + 0,66) = 9,03 \text{ В};$$

$$U_{\text{вх min}} = E_K R_{\text{вх}} / (R_{\text{вх}} + R_T) = 15 \cdot 1 / (1 + 2000) = 7,5 \cdot 10^{-3} \text{ В}.$$

3. Вмикаємо вихід датчика до входу підсилювача через схему емітерного повторювача (див. рис. 2.20, в). Для збільшення вхідного опору викариємо в емітерному повторювачі транзистор КТ3102Г з $h_{21E \text{ min}} = 400$.

В цьому випадку для вхідної напруги емітерного повторювача $U_{\text{вх ЕП}}$ справедливий вираз

$$U_{\text{вх ЕП}} = \frac{\frac{R_B R_{\text{вх п}} h_{21E}}{R_B + R_{\text{вх п}} h_{21E}} E_K}{R_{\Phi} + \frac{R_B R_{\text{вх п}} h_{21E}}{R_B + R_{\text{вх п}} h_{21E}}},$$

звідки для R_B знайдемо

$$R_B = \frac{U_{\text{вх ЕП}} R_{\text{вх п}} h_{21E} R_{\Phi}}{R_{\text{вх п}} h_{21E} E_K - U_{\text{вх п}} (R_{\Phi} + R_{\text{вх п}} h_{21E})},$$

де R_{Φ} — поточне значення опору резистора.

4. Задавши мінімальну вхідну напругу емітерного повторювача, визначимо опір баластного резистора R_B . Припустимо $U_{\text{вх ЕП}} = 1 \text{ В}$. Тоді

$$R_B = \frac{1 \cdot 1 \cdot 400 \cdot 2000}{1 \cdot 400 \cdot 15 - 1 \cdot (2000 + 1 \cdot 400)} = 222,2 \text{ кОм}.$$

Приймаємо $R_B = 240 \text{ кОм}$.

5. Уточнюємо діапазон зміни вхідної напруги емітерного повторювача

$$R_{\text{вх ЕП}} = \frac{R_B R_{\text{вх п}} h_{21E}}{R_B + R_{\text{вх п}} h_{21E}} = \frac{240 \cdot 1 \cdot 400}{240 + 1 \cdot 400} = 150 \text{ кОм};$$

$$U_{\text{вх ЕП min}} = \frac{E_K R_{\text{вх ЕП}}}{R_T + R_{\text{вх ЕП}}} = \frac{15 \cdot 150}{2000 + 150} = 1 \text{ В};$$

$$U_{\text{вх ЕП max}} = \frac{E_K R_{\text{вх ЕП}}}{R_{\text{св}} + R_{\text{вх ЕП}}} = \frac{15 \cdot 150}{0,66 + 150} = 14,93 \text{ В};$$

$$\Delta U_{\text{вх}} = U_{\text{вх ЕП max}} - U_{\text{вх ЕП min}} = 14,93 - 1 = 13,93 \text{ В}.$$

Без емітерного повторювача $\Delta U_{\text{вих}} = 9,022 \text{ В}$. Застосування схеми емітерного повторювача збільшило діапазон зміни вхідної напруги у $13,93/9,022 = 1,54$ рази.

Приклад 2.8. Розрахувати емітерний повторювач (рис. 2.20,а) при таких даних: $R_{\text{н}} = 5 \text{ кОм}$; $U_{\text{вих}} = 0,1 \text{ В}$; $\Delta f = 50 \dots 6000 \text{ Гц}$; $M_{\text{н}} = 1,06$; напруга джерела живлення $E_K = 9 \text{ В}$.

Р о з в' я з а н н я. 1. При використанні емітерного повторювача як вхідного каскаду для підвищення вхідного опору і зменшення рівня шумів напругу колектор-емітер $U_{0\text{КЕ}}$ вибирають не більше (2...3) В, а струм спокою емітера $I_{0\text{Е}} \approx I_{0\text{К}} = (0,5 \dots 1,5) \text{ мА}$.

2. Визначимо опір емітерного резистора, якщо приймемо $I_{0\text{К}} = 1 \text{ мА}$; $U_{0\text{КЕ}} = 2 \text{ В}$,

$$R_{\text{Е}} \approx \frac{E_K - U_{0\text{КЕ}}}{I_{0\text{К}}} = \frac{9 - 2}{1 \cdot 10^{-3}} = 7 \text{ кОм} \quad (\text{станд. } 6,8 \text{ кОм}).$$

3. Загальний опір навантаження

$$R'_{\text{н}} = \frac{R_{\text{Е}} R_{\text{н}}}{R_{\text{Е}} + R_{\text{н}}} = \frac{6,8 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^3}{(6,8 + 5) \cdot 10^3} = 2,87 \text{ кОм}.$$

4. Обираємо транзистор КТ331А з $h_{21\text{Е min}} = 20$.

5. З вхідної характеристики транзистора маємо

$$R_{\text{вх вТ}} = \frac{\Delta U_{\text{БЕ}}}{\Delta I_{\text{Б}}} = \frac{0,03}{20 \cdot 10^{-6}} = 1,5 \text{ кОм}.$$

6. Коефіцієнт підсилення за напругою

$$K_U = \frac{R'_{\text{н}} (1 + h_{21\text{Е min}})}{R_{\text{вх вТ}} + R'_{\text{н}} (1 + h_{21\text{Е min}})} =$$

$$= \frac{2,87 \cdot 10^3 \cdot (1 + 20)}{1,5 \cdot 10^3 + 2,87 \cdot 10^3 \cdot (1 + 20)} = 0,978.$$

7. Коефіцієнт підсилення за струмом

$$K_I = I_{\text{Е}}/I_{\text{Б}} \approx 1 + h_{21\text{Е min}} = 1 + 20 = 21.$$

8. Вхідний опір

$$R_{\text{вх}} = h_{21\text{Е min}} R'_{\text{н}} = 20 \cdot 2,87 \cdot 10^3 = 57,4 \text{ кОм}.$$

9. Вихідний опір визначаємо з характеристик транзистора

$$R_{\text{вих}} = \frac{h_{1E}}{1 + h_{21E \text{ min}}} \approx \frac{h_{1E}}{h_{21E \text{ min}}} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_K} = \frac{0,05}{0,6 \cdot 10^{-3}} = 84 \text{ Ом}.$$

10. Ємність розділового конденсатора

$$C_p \geq 1 / \left[2\pi f_n R_n' \sqrt{M_n^2 - 1} \right] = \\ = 1 / \left[2\pi \cdot 20 \cdot 2,87 \cdot 10^3 \cdot \sqrt{1,06^2 - 1} \right] = 3,3 \text{ мкФ}.$$

Обираємо конденсатор $C_p = 10 \text{ мкФ}$ з робочою напругою 10 В .

11. Визначаємо опори подільника R_1 і R_2

$$R_1 = \frac{E_K - U_{0BE} - U_E}{I_{0B} + I_{R2}} = \frac{9 - 0,15 - 6,8 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-3}}{20 \cdot 10^{-6} + 40 \cdot 10^{-6}} = 34 \text{ кОм} \\ (\text{станд. } 33 \text{ кОм});$$

$$R_2 = \frac{U_E + U_{0BE}}{I_{R2}} = \frac{6,8 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-3} + 0,15}{40 \cdot 10^{-6}} = 174 \text{ кОм} \\ (\text{станд. } 180 \text{ кОм}).$$

2.4. СКЛАДЕНИЙ ТРАНЗИСТОР

Аналізуючи вирази для коефіцієнтів підсилення каскадів, виконаних на біполярних транзисторах, можна зробити висновок, що максимальне значення їх коефіцієнта підсилення в основному визначається коефіцієнтом передачі струму транзистора в схемі із спільним емітером h_{21E} . Реальне значення h_{21E} визначається типом та технологією виготовлення транзистора і звичайно не перевищує кілька сотень. Збільшення h_{21E} вище цього значення в ряді випадків дозволяє суттєво спростити схемотехніку проєктованих підсилювальних пристроїв. Так, при побудові багатокаскадних підсилювачів можна обійтись меншою кількістю каскадів або при керуванні потужним навантаженням відмовитися від проміжних підсилювачів потужності і керувати значною потужністю безпосередньо від малопотужного джерела.

Вирішити проблему збільшення h_{21E} можна чисто схемотехнічним шляхом за рахунок каскадного ввімкнення декількох транзисторів. Стосовно транзисторів одного типу провідності такі схеми були вперше запропоновані Дарлінгтоном і тому часто називаються схемами Дарлінгтона або складеними транзисторами.

Складений транзистор являє собою комбінацію з двох транзисторів, з'єднаних відповідним чином (рис. 2.22). Схема має два

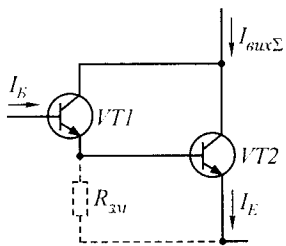


Рис. 2.22

транзистори, з'єднані колектори яких являють собою спільний колектор складеного транзистора, а до бази транзистора $VT2$ приєднаний емітер транзистора $VT1$. При цьому база транзистора $VT1$ і емітер транзистора $VT2$ являють собою відповідно спільну базу і спільний емітер складеного транзистора. Для кожного транзистора можна записати

$$I_{K1} = I_{B1}h_{21E1} + I_{KB01};$$

$$I_{K2} = I_{B2}h_{21E2} + I_{KB02}.$$

Для схеми виконується умова $I_{B2} = I_{E1}$. Тоді, використовуючи наведені вирази, визначимо струм колектора транзистора $VT2$ через базовий струм транзистора $VT1$. При цьому для спрощення будемо вважати, що для обох транзисторів $I_{KB0} = 0$,

$$\begin{aligned} I_{K2} &= I_{E1}h_{21E2} = (I_{K1} + I_{B1})h_{21E2} = (I_{B1}h_{21E1} + I_{B1})h_{21E2} = \\ &= I_{B1}(h_{21E1} + 1)h_{21E2}. \end{aligned}$$

Сумарний вихідний струм складеного транзистора $I_{вих\Sigma}$ дорівнює

$$\begin{aligned} I_{вих\Sigma} &= I_{K1} + I_{K2} = I_{B1}h_{21E1} + I_{B1}(h_{21E1} + 1)h_{21E2} = \\ &= I_{B1}(h_{21E1} + h_{21E2} + h_{21E1}h_{21E2}). \end{aligned}$$

Зважаючи на те, що $h_{21E1} + h_{21E2} \ll h_{21E1}h_{21E2}$, остаточно запишемо

$$I_{вих\Sigma} \approx I_{B1}h_{21E1}h_{21E2}. \quad (2.65)$$

Таким чином, в складеному транзисторі сумарний коефіцієнт передачі струму дорівнює добутку коефіцієнтів передачі окремих транзисторів.

Працездатність наведеної схеми не порушується, якщо виконується умова $I_{E1} > I_{KB02}$. В супротивному випадку з-за розриву кола протікання струму I_{KB02} пропорційність між вхідним та вихідним струмами порушується. Отже, при малих вихідних струмах схема складеного транзистора, наведена на рис. 2.22, може виявитися непрацездатною. Для усунення цього недоліку емітерний перехід транзистора $VT2$ звичайно шунтують резистором зміщення R_3 . Максимально допустимий опір цього резистора визначається за умови, що спад напруги на ньому при протіканні струму I_{KB0} недостатній для

відкриття транзистора, і звичайно наведений у довідкових даних на транзистор.

Розглянута схема не є єдино можливою. Складені транзистори можна створити і на приладах різного типу провідності. Такі структури називають складеними транзисторами з додатковою симетрією. Приклад побудови такої схеми наведено на рис. 2.23. В цьому випадку як вхідний використовується транзистор структури *p-n-p*, а як вихідний — структури *n-p-n*.

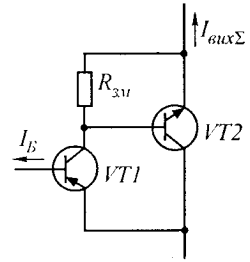


Рис. 2.23

Слід зазначити, що введення в структуру складеного транзистора резистора змищення дещо зменшує його сумарний коефіцієнт передачі. Тому, якщо заздалегідь відомо, що в схемі в усіх режимах роботи виконуватиметься умова $I_{E1} > I_{KB02}$, резистори змищення можуть бути відсутні.

З використанням цих принципів можуть бути побудовані складені структури з довільною кількістю транзисторів. Як приклад на рис. 2.24 наведені дві схеми складених транзисторів, виконаних на трьох приладах.

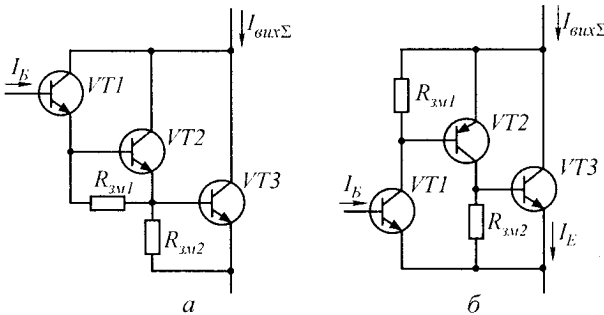


Рис. 2.24

Структура складеного транзистора може бути створена з використанням як польових, так і біполярних транзисторів. Приклад такої схеми, виконаної на польовому транзисторі з керуючим *p-n*-переходом і каналом *n*-типу та біполярному транзисторі структури *n-p-n*, наведений на рис. 2.25. Дана схема вдало поєднує властивості польового та біполярного транзисторів — це великий вхідний опір, теоретично нескінченний статичний коефіцієнт підсилення за струмом (за потужністю), що забезпечує можливість керування потужним навантаженням безпосередньо від мало-

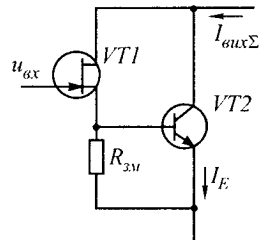


Рис. 2.25

потужного джерела сигналу. В цій схемі як транзистор $VT1$ можуть використовуватися і МОН-транзистори.

Приклад 2.9. Визначити максимальний струм колектора в схемі на рис. 2.25 на транзисторах: $VT1$ — КП302Б; $I_{C\text{ поч}} = 18 \dots 43 \text{ мА}$; $VT2$ — КТ817А; $h_{21E} = 25$; $R_{3M} = 1 \text{ кОм}$; $r_B = 10 \text{ кОм}$; $U_{0BE} = 0,75 \text{ В}$.

Р о з в' я з а н н я. 1. Можливий діапазон зміни базового струму транзистора $VT2$

$$I_B = I_{C\text{ поч}} - U_{BE} / R_{3M};$$

$$U_{BE} = U_{0BE} + r_B I_B;$$

$$I_B = (I_{C\text{ поч}} R_{3M} - U_{0BE}) / (R_{3M} + r_B);$$

$$I_{B\text{ max}} = (43 \cdot 1 - 0,75) / (1 + 0,01) = 41,83 \text{ мА};$$

$$I_{B\text{ min}} = (18 \cdot 1 - 0,75) / (1 + 0,01) = 17,08 \text{ мА}.$$

2. Можливий діапазон зміни максимального струму колектора транзистора $VT2$

$$I_{K\text{ min}} = I_{B\text{ min}} h_{21E} = 17,08 \cdot 25 = 427 \text{ мА};$$

$$I_{K\text{ max}} = I_{B\text{ max}} h_{21E} = 41,83 \cdot 25 = 1,046 \text{ А}.$$

2.5. ДЖЕРЕЛА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ І НАПРУГИ

При розробці підсилювальних пристроїв часто виникає необхідність використання пристроїв, властивості яких близькі до властивостей ідеальних джерел постійного струму і напруги. Слід зазначити, що створення пристроїв, які є ідеальними джерелами струму і напруги, неможливе. Проте для деякого обмеженого діапазону зміни параметрів створення пристроїв, імітуючих такі джерела, цілком можливе. При цьому можуть використовуватися як біполярні, так і польові транзистори.

Найпростіше на напівпровідникових приладах будуються джерела постійного струму. Принцип побудови таких пристроїв розглянемо на прикладі біполярних транзисторів. Для цього звернемося до вихідних характеристик біполярного транзистора, ввімкненого по схемі з СЕ (рис. 2.26,а). Якщо біполярний транзистор працює в активному режимі при постійному значенні базового струму, то його вихідний струм мало залежить від напруги між емітером і колектором. Аналогічну властивість має польовий транзистор, який працює в режимі насичення при постійній напрузі на затворі. Саме на цьому принципі і будуються всі транзисторні схеми джерел струму.

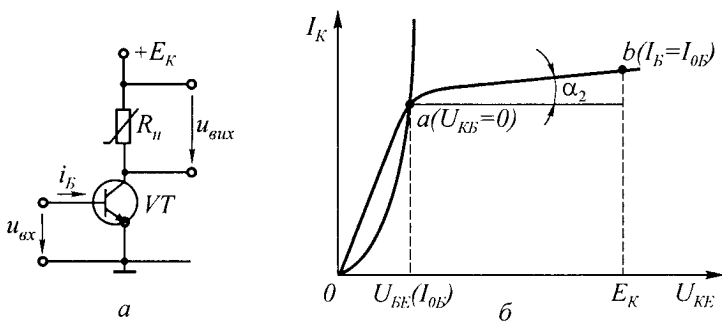


Рис. 2.26

Припустимо, що в базу біполярного транзистора від деякого зовнішнього джерела задано постійний струм $I_{0B} = \text{const}$ і транзистор працює в активному режимі (рис. 2.26,б). Тоді при даному значенні напруги живлення E_K точка перетину навантажувальної прямої, що відповідає значенню R_n , повинна знаходитися на відрізьку ab його вихідної характеристики. Це означає, що опір навантаження повинен задовольняти нерівності

$$R_{n \max} = [E_K - U_{BE}(I_{0B})] / (h_{21E} I_{0B}) \geq R_n \geq R_{n \min} = 0, \quad (2.66)$$

де $U_{BE}(I_{0B})$ — напруга U_{BE} , яка відповідає базовому струму I_{0B} .

Отже, при заданих напрузі живлення і струмі бази з використанням виразу (2.66) завжди можна визначити допустимі зміни опору навантаження, при якому транзистор можна розглядати як джерело струму.

Нахил вихідної характеристики транзистора при сталості його базового струму визначається вихідною провідністю транзистора h_{22E} . Зважаючи на те, що на ділянці ab вихідної характеристики величина h_{22E} стала, для заданого нерівністю (2.66) діапазону зміни опору навантаження максимальна зміна вихідного струму визначається виразом

$$\Delta I_K = h_{22E} [E_K - U_{BE}(I_{0B})]. \quad (2.67)$$

Цю схему можна розглядати як ідеальне джерело струму, тому що величина h_{22E} дуже мала (звичайно $r_K \gg R_n$) і відхилення вихідного струму для всього діапазону зміни опору навантаження не перевищує декількох відсотків.

Таким чином, проблема виконання джерела струму на біполярному транзисторі зводиться до проблеми завдання його сталого базового струму I_{0B} . З вхідної характеристики транзистора випливає, що стабілізація базового струму означає стабілізацію на-

пруги U_{BE} . Отже, якщо емітерний перехід біполярного транзистора шунтувати елементом, напруга якого не залежить від зміни зовнішніх умов, базовий і, отже, колекторний струми будуть залишатися практично сталими. В ролі цих елементів доцільно використовувати $p-n$ -переходи, які працюють на ділянках прямого зміщення або зворотного пробію.

На рис. 2.27,а наведена схема найпростішого джерела струму, в якій для стабілізації емітерної напруги транзистора VT використаний діод VD , зміщений у прямому напрямку. Струм діода задається резистором R_B . Зважаючи на те, що ВАХ діода і вхідна характеристика транзистора однакові, напруга на діоді і, отже, на емітерному переході транзистора може бути визначена з використанням кусково-лінійної апроксимації його ВАХ.

$$U_d = U_{BE} = U_{0d} + (E_K - U_{0d})r_d/2(R_B + r_d/2). \quad (2.68)$$

Колекторний струм транзистора

$$I_K = h_{21E} (E_K - U_{0d}) / (R_B + r_d/2).$$

Схема забезпечує досить хорошу температурну стабільність, що пояснюється компенсацією температурних змін напруги емітерного переходу відповідними змінами напруги діода.

Підвищити стабільність вихідного струму в схемі можна введенням кола послідовного НЗЗ (рис. 2.27,б). Слід зазначити, що введення емітерного резистора R_E потребує збільшення напруги на базі транзистора. Тому в цьому випадку як джерело постійної напруги зручніше використовувати стабілітрон.

Вихідний струм джерела визначається виразом

$$I_K = I_{\text{вих}} = (U_d - U_{BE})h_{21E} / (h_{21E} + 1)R_E. \quad (2.69)$$

Оцінити стабільність струму схеми при зміні зовнішніх умов експлуатації (наприклад, температури) можна за допомогою мето-

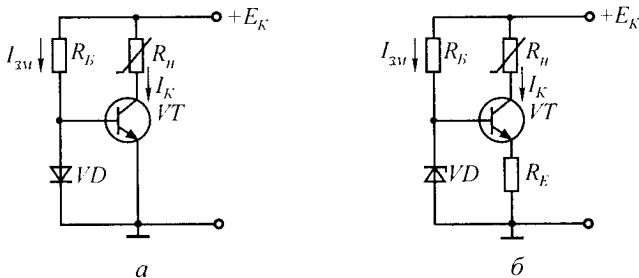


Рис. 2.27

дики, наведеної в § 2.1.3. При цьому додатково слід врахувати температурну залежність напруги стабілітрона.

Для забезпечення хорошої температурної стабільності необхідно, щоб ТКН стабілітрона компенсував температурні зміни параметрів транзистора, або в схему ввести додаткові елементи термокомпенсації, як це було показано в § 2.1.3.

Якщо в ролі елемента, який задає емітерну напругу транзистора, використати джерело змінної напруги, то на тих же принципах можлива розробка керованих джерел струму.

При використанні польових транзисторів стабілізація струму стоку в деякому діапазоні зміни опору навантаження можлива при роботі транзистора в насиченому режимі.

Аналіз передавальних характеристик різних типів польових транзисторів показує, що при використанні МОН-транзисторів джерела струму можливо виконувати за схемами, аналогічними наведеним на рис. 2.27.

При використанні польових транзисторів з керуючим *p-n*-переходом схеми джерел струму можуть бути спрощені. Пов'язано це з тим, що цей тип транзистора працює при полярності напруги затвору, протилежній полярності напруги стоку. Тому найпростіше джерело струму на цьому типі транзистора може бути одержано при закорочуванні виводів затвора та витоків (рис. 2.28,а). При цьому, оскільки напруга між затвором та витком буде зафіксована на нульовому рівні, струм стоку буде дорівнювати максимальному значенню $I_{C \max}$ (рис. 2.28,б).

Зменшити вихідний струм такого джерела можна введенням в виткове коло транзистора додаткового резистора R_B (на рис. 2.28,а показано штриховою лінією).

При заданому вихідному струмі опір резистора R_B визначається за такою методикою: а) за передавальною характеристикою польового транзистора для заданого вихідного струму $I_{C \text{ зад}}$ визначають напругу затвор-виток $U_{ЗВн}$; б) потрібний опір визначають або графічно по нахилу навантажувальної прямої, проведеної

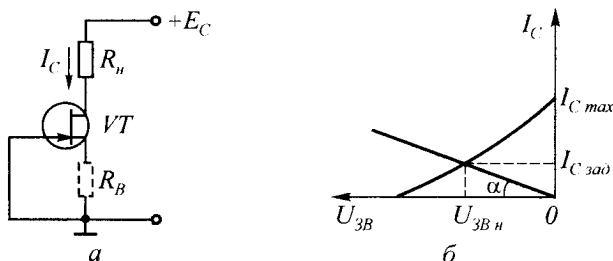


Рис. 2.28

через початок координат і точку передавальної характеристики транзистора з координатами $U_{ЗВн}$ і $I_{Сзад}$, або з використанням виразу $R_B = U_{ЗВн} / I_{Сзад}$.

Стабільність параметрів схеми вище, ніж в схемі без резистора R_B , тому що резистор R_B вводить в схему НЗЗ за струмом.

Аналогічно може бути побудовано і джерело струму на МОН-транзисторі із вбудованим каналом. Для цього необхідно, щоб вітка його передавальної характеристики для потрібного вихідного струму була розташована у другому квадранті осей координат, тобто на такому принципі можливо створення джерел малих струмів.

Якщо в схемі на рис. 2.28,а резистор R_B зробити змінним, то одержимо регульоване джерело струму.

Діапазон зміни опору навантаження, при якому схема на рис.2.28,а зберігає властивості джерела струму, може бути визначений з умови

$$(E_K - U_{СВнас}) / I_{Сзад} \geq R_n \geq 0.$$

Кероване струмом джерело струму, яке має коефіцієнт передачі рівний одиниці, може бути одержане за допомогою електронного пристрою, який називають «струмовим дзеркалом». «Струмове дзеркало» — електронний пристрій з одним входом та одним або декількома виходами, вихідний струм (або струми) якого повторює як по величині, так і по напрямку його вхідний струм.

Найпростіша схема «струмового дзеркала» наведена на рис. 2.29. Для нормальної роботи пристрою необхідно, щоб параметри транзисторів $VT1$ і $VT2$ були повністю ідентичні. Транзистор $VT1$ використовується у діодному вмиканні. Оскільки його напруга $U_{КБ} = 0$, то він працює на границі активного режиму та режиму насичення. При цьому його колекторний та базовий струми зв'язані співвідношенням $I_{KVT1} = h_{21E} I_{BVT1}$.

Оскільки параметри транзисторів ідентичні, то з очевидної умови $U_{BEVT1} = U_{BEVT2}$ випливає, що $I_{BVT1} = I_{BVT2}$ і $I_{KVT1} = I_{KVT2}$.

Для вхідного струму пристрою справедливо співвідношення $I_{Вх} = I_{KVT1} + I_{BVT1} + I_{BVT2}$. При ідентичності параметрів транзисторів його можна зобразити у вигляді $I_{Вх} = I_{KVT1} (1 + 2/h_{21E})$, звідки $I_{KVT1} = I_{Вх} / (1 + 2/h_{21E})$.

Типовий коефіцієнт передачі струму в схемі із спільним емітером h_{21E} для сучасних транзисторів задовольняє умові $h_{21E} \gg 1$. Тому з достатньою з інженерної точки зору точністю можна записати

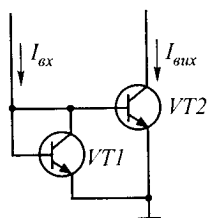


Рис. 2.29

$$I_{\text{вх}} \approx I_{\text{К}VT1} = I_{\text{К}VT2}. \quad (2.70)$$

Похибка, яку при цьому отримують, повністю визначається конкретним значенням h_{21E} . Так, якщо обидва транзистори мають $h_{21E} = 50$, то одержана похибка не перевищує 4%, що цілком допустимо. На практиці значення h_{21E} звичайно більше. Отже, в схемі вихідний струм буде повторювати вхідний струм як за величиною, так і за напрямком.

Якщо точність повторення (відбиття) струму, яка забезпечується в схемі рис. 2.29, недостатня, то застосовують більш складні структури «струмового дзеркала» (рис. 2.30). Струми в схемі зв'язані рівняннями

$$I_{\text{вх}} = I_{\text{К}VT2} + I_{\text{Б}VT3};$$

$$I_{\text{вих}} = I_{\text{К}VT3};$$

$$I_{\text{Б}VT2} = I_{\text{Б}VT1} = I_{\text{Б}};$$

$$I_{\text{Е}VT3} = I_{\text{К}VT3} + I_{\text{Б}VT3} = I_{\text{К}VT1} + 2I_{\text{Б}};$$

$$I_{\text{К}VT2} = I_{\text{К}VT1}.$$

З одержаних виразів знаходимо зв'язок між вихідним струмом схеми $I_{\text{К}VT3}$ і колекторними струмами транзисторів $VT1$ та $VT2$.

$$I_{\text{вих}} = I_{\text{К}VT3} = I_{\text{Е}VT3} - I_{\text{Б}VT3} = I_{\text{К}VT1} + 2I_{\text{Б}} - I_{\text{Б}VT3}.$$

Оскільки h_{21E} транзисторів великий і $I_{\text{К}VT3} \approx I_{\text{К}VT1}$, струм $I_{\text{Б}VT3} = I_{\text{Б}}$;

$$I_{\text{вих}} = I_{\text{К}VT1} + I_{\text{Б}} = I_{\text{К}VT2} + I_{\text{Б}} = I_{\text{вх}}. \quad (2.71)$$

Якщо вхідний струм в схемах рис. 2.29, 2.30 буде підтримуватися незмінним, то вони перетворюються в джерела сталого струму.

Для цього входи обох схем досить увімкнути через обмежувальні резистори в коло джерела вхідної напруги. В цьому випадку схема «струмового дзеркала» рис. 2.29 повторює схему джерела струму рис. 2.27,а.

Стабільність струму в схемі рис. 2.30 значно вища, ніж в схемі рис. 2.29, що пояснюється тим, що транзистор $VT2$ виконує роль підсилювача, увімкненого в коло НЗЗ транзистора $VT3$.

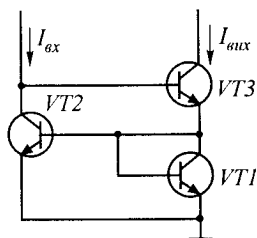


Рис. 2.30

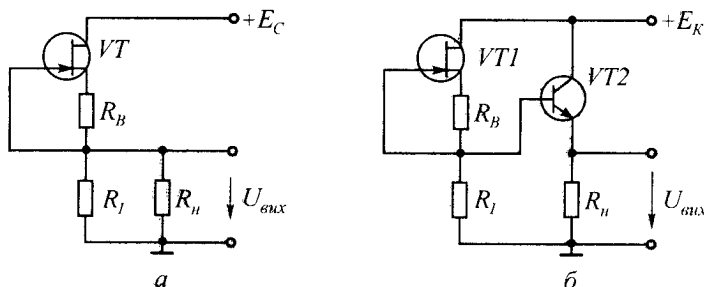


Рис. 2.31

З аналізу характеристик напівпровідникових приладів можна зробити висновок, що як джерело сталої напруги можна використовувати або пряму вітку ВАХ $p-n$ -переходу, або його зворотню вітку в області електричного пробою переходу. Джерела сталої напруги, побудовані на цьому принципі, будуть розглянуті далі в томі «Силова електроніка». Зараз зупинимося на іншій можливості побудови джерела напруги. Джерело сталої напруги може бути легко побудовано на основі джерела сталого струму. Для цього достатньо вихідний струм джерела пропустити через резистор з постійним опором. На рис. 2.31,а наведені схеми такого джерела сталої напруги. Як джерело сталого струму ($I_{дж\ c}$) використовується польовий транзистор VT з витоковим резистором R_B , а як перетворювач струм-напруга — еталонний резистор R_I . Вихідна напруга $U_{вих}$ і її відносна зміна при зміні струму навантаження визначаються виразами

$$U_{вих} = I_{дж\ c} R_I ;$$

$$\delta U_{вих} = \delta I_{дж\ c} . \quad (2.72)$$

Наведені вирази є граничними і справедливі у випадку, коли опір навантаження R_H прямує до нескінченності. В протилежному випадку параметри пристрою повинні визначатися з урахуванням як самого опору R_H , так і його відносної зміни

$$U_{вих} = I_{дж\ c} \frac{R_I R_H}{R_I + R_H} ;$$

$$\delta U_{вих} = \frac{R_I \delta R_H / (R_I + R_H) + \delta I_{дж\ c} \delta R_H}{1 + \delta R_H R_H / (R_I + R_H)} . \quad (2.73)$$

З (2.73) випливає, що чим більші значення R_I та δR_H і менше R_H , тим менш стабільною буде вихідна напруга.

Для конкретних умов значення R_I та δR_H , як правило, задані. Тому єдиним шляхом підвищення стабільності вихідної напруги є зменшення R_I . Проте зменшення R_I при заданій напрузі $U_{\text{вих}}$ потребує збільшення струму $I_{\text{джс}}$, але це здебільшого неприйнятно.

Поліпшити параметри пристрою можна, використовуючи для узгодження опорів R_I та R_H емітерного або стокового повторювачів (рис. 2.31, б). Зважаючи на те, що $R_{\text{вх ЕП}} = h_{21E} R_H \gg R_I$, для відносної зміни вихідної напруги, яка викликана зміною опору навантаження, можна записати

$$\delta U_{\text{вих}} = \frac{R_I \delta R_H}{R_I + R_H h_{21E} (1 + \delta R_H)}.$$

За умови $R_I \ll R_H$ можна сказати, що введення емітерного повторювача в h_{21E} разів зменшує відносну зміну $U_{\text{вих}}$, пов'язану із зміною R_H .

Значно поліпшити параметри схеми рис. 2.31, а можна при використанні в ролі резистора R_I елемента з малим диференціальним опором, наприклад, діода або стабілітрона.

Приклад 2.10. Визначити границі зміни опору навантаження і максимальну відносну зміну вихідного струму джерела струму, яке виконане на транзисторі 2Т201А і для якого $h_{22E} = 3 \cdot 10^{-6} \text{ См}$; $E_K = 15 \text{ В}$; $h_{21E} = 20$; $I_{\text{вих}} = 5 \text{ мА}$.

Розв'язання. 1. Визначимо потрібний струм бази транзистора (рис. 2.26, а)

$$I_B = I_K / h_{21E} = 5 / 20 = 0,25 \text{ мА}.$$

2. Допустимий діапазон зміни напруги навантаження

$$0 \leq U_H \leq E_K - U_{BE},$$

де U_{BE} — напруга емітерного переходу транзистора, яка відповідає струму $I_B = 0,25 \text{ мА}$.

Приймаємо $U_{BE} = 0,7 \text{ В}$, тоді

$$0 \leq U_H \leq 15 - 0,7 = 14,3 \text{ В}.$$

3. Знайдемо допустимий діапазон зміни опору навантаження

$$R_{H \text{ max}} = U_{H \text{ max}} / I_{\text{вих}} = 14,3 / 5 = 2,86 \text{ кОм};$$

$$0 \leq R_H \leq 2,86 \text{ кОм}.$$

4. Визначимо зміни вихідного струму транзистора в знайденому діапазоні зміни опору навантаження

$$\Delta I_{\text{вих}} = \Delta U_{\text{вих}} h_{22E} = 14,3 \cdot 3 \cdot 10^{-6} = 42,9 \cdot 10^{-6} \text{ A}.$$

5. Повна відносна зміна вихідного струму транзистора

$$\delta I_{\text{вих}} = (\Delta I_{\text{вих}} / I_{\text{вих}}) 100\% = (42,9 \cdot 10^{-6} / 5 \cdot 10^{-3}) \cdot 100 = 0,858 \%$$

Приклад 2.11. Визначити зміну вихідного струму схеми рис. 2.27,б при зміні температури навколишнього середовища від -60 до $+60^\circ\text{C}$ при наступних умовах: $E_K = 20 \text{ В}$; $VT - \text{КТ312А}$; $h_{21E} = 30$; $U_{0BE} = 0,65 \text{ В}$; $r_B = 0,1 \text{ кОм}$; $\partial h_{21E} / \partial T, ^\circ\text{C} = 0,28^\circ\text{C}^{-1}$; $\partial U_{BE} / \partial T, ^\circ\text{C} = 2 \cdot 10^{-3} \text{ В} / ^\circ\text{C}$; $R_E = 0,75 \text{ кОм}$; $R_B = 2,7 \text{ кОм}$; $VD - \text{КС182Ж}$; $U_{0CT} = 8,2 \text{ В}$; $r_{CT} = 40 \text{ Ом}$; $\text{ТКН} = 8 \cdot 10^{-2} \%$.

Розв'язання. 1. Приведемо вхідне коло схеми генератора струму на рис. 2.27,б до вигляду основної розрахункової схеми на рис. 2.1,а.

$$R_{\text{екв}} = r_{CT} R_B / (r_{CT} + R_B) = 40 \cdot 2700 / (40 + 2700) = 39,4 \text{ Ом},$$

$$I_{CT} = \frac{E_K - U_{0CT} - (U_{0CT} - U_{0BE}) \frac{R_B}{h_{21E} R_E + r_B}}{R_B + r_{CT} + R_B r_{CT} / (h_{21E} R_E + r_B)} =$$

$$= \frac{20 - 8,2 - (8,2 - 0,65) \frac{2,7}{30 \cdot 0,75 + 0,1}}{2,7 + 0,04 + 2,7 \cdot 0,04 / (30 \cdot 0,75 + 0,1)} = 3,97 \text{ мА},$$

$$U_{\text{екв}} = U_{0CT} + I_{CT} r_{CT} = 8,2 + 3,97 \cdot 10^{-3} \cdot 40 = 8,36 \text{ В}.$$

2. Визначимо вхідний опір транзистора

$$R_{\text{вх}} = r_B + h_{21E} R_E = 100 + 30 \cdot 750 = 22,6 \text{ кОм}.$$

3. Базовий струм транзистора

$$I_B = (U_{\text{екв}} - U_{0BE}) / (R_{\text{вх}} + R_{\text{екв}}) =$$

$$= (8,36 - 0,65) / (22,6 \cdot 10^3 + 39,4) = 0,342 \text{ мА}.$$

4. Колекторний струм транзистора

$$I_K = I_B h_{21E} = 0,342 \cdot 30 = 10,26 \text{ мА}.$$

5. Знайдемо температурні зміни напруг ΔU_{BE} і ΔU_{0CT} , а також коефіцієнта передачі транзистора за струмом Δh_{21E} . За розрахункову точку приймемо значення температури $T = 0^\circ\text{C}$. В цьому випадку зміна параметрів схеми при збільшенні та зменшенні температури будуть однакові за величиною, але матимуть різні знаки

$$\Delta U_{BE} = (\partial U_{BE} / \partial T, ^\circ\text{C}) \Delta T = 2 \cdot 10^{-3} \cdot 60 = 0,12 \text{ В};$$

$$\Delta U_{\text{ост}} = (U_{\text{ост}} \text{ТКН}/100) \Delta T = (8,2 \cdot 8 \cdot 10^{-2}/100) \cdot 60 = 0,394 \text{ В};$$

$$\Delta h_{21E} = (\partial h_{21E}/\partial T, ^\circ\text{C}) \Delta T = 0,28 \cdot 60 = 16,8.$$

6. Коефіцієнт нестабільності схеми згідно з виразом (2.31) дорівнює

$$S_i = \frac{h_{21E} (R_B + R_E)}{R_B + (1 + h_{21E}) R_E} = \frac{30 \cdot (39,4 + 750)}{39,4 + (1 + 30) \cdot 750} = 1,02.$$

7. Знайдемо абсолютну температурну зміну струму колектора транзистора. Згідно з (2.32), а також враховуючи, що $\Delta U_{\Sigma} = \Delta U_{\text{БЕ}} + \Delta U_{\text{ост}}$, одержимо

$$\begin{aligned} \Delta I_{0K} &= S_i \left(\frac{\Delta h_{21E}}{h_{21E}} I_{0B} + \frac{\Delta U_{0B} + \Delta U_{\text{ост}}}{R_B + R_E} \right) = \\ &= 1,02 \cdot \left(\frac{16,8}{30} \cdot 0,343 \cdot 10^{-3} + \frac{0,12 + 0,394}{39,4 + 750} \right) = 0,86 \text{ мА}. \end{aligned}$$

Примітка. Температурні зміни $\Delta U_{\text{БЕ}}$ і $\Delta U_{\text{ост}}$ мають різні знаки, тому що, наприклад, з підвищенням температури напруга емітерного переходу зменшується, а напруга стабілітрона зростає. Проте обидві ці зміни сприяють збільшенню колекторного струму транзистора і тому у виразі (2.32) повинні підсумовуватися.

8. Відносна температурна зміна струму колектора

$$\delta I_K = (\Delta I_{0K}/I_{0K}) \cdot 100\% = (0,86/10,26) \cdot 100 = 8,38 \%;$$

$$\delta I_K = \pm 8,38\%.$$

Приклад 2.12. Використовуючи транзистор з прикладу 2.6, розрахувати генератор струму за схемою рис. 2.28,а з такими параметрами: $I_T = 1,5 \text{ мА}$; $E_C = 15 \text{ В}$.

Розв'язання. 1. Використовуючи передавальну характеристику транзистора, знайдемо, що при $I_C = 1,5 \text{ мА}$ напруга $U_{3B} = -0,78 \text{ В}$.

2. Визначимо опір резистора R_B

$$R_B = -U_{3B}/I_T = 0,78/1,5 = 0,52 \text{ кОм}.$$

Обираємо $R_B = 0,51 \text{ кОм}$.

3. Для обраного R_B уточнюємо I_T та U_{3B} .

В точці передавальної характеристики $I_C = 1,5 \text{ мА}$ крутість транзистора дорівнює $2,1 \text{ мА/В}$ (див. рис. 2.19,а). Оскільки відхилення R_B від розрахункової величини невелике, то для уточнення струму I_C можна скористатися лінійною апроксимацією передавальної характеристики транзистора. Апроксимуємо передавальну характеристику в точці $I_C = 1,5 \text{ мА}$ прямою лінією

$$I_C = s(U_{3B} - U'_{3B \text{ від}}),$$

де $U'_{3B \text{ від}}$ — напруга, яку відсікає апроксимуюча пряма на осі абсцис;

$$-U'_{3B \text{ від}} = I_C/s - U_{3B} (I_C) = 1,5/2,1 + 0,78 = 1,49 \text{ В}.$$

З урахуванням умови п. 2 для струму стоку буде справедливий наступний вираз

$$I_C = -sU'_{3B \text{ від}}/(1 + sR_B) = 2,1 \cdot 1,49/(1 + 2,1 \cdot 0,51) = 1,51 \text{ мА};$$

$$-U_{3B} = I_C/s - U'_{3B \text{ від}} = 1,5/2,1 - 1,49 = 0,77 \text{ В}.$$

4. Визначимо допустимий діапазон зміни опору навантаження. При цьому скористаємося наведеним раніше співвідношенням

$$\begin{aligned} R_{H \text{ max}} &= (E_C - U_{CB \text{ нас}})/I_{C \text{ зад}} = (E_C + U_{3B \text{ від}} - U_{3B})/I_{C \text{ зад}} = \\ &= (15 - 1,5 + 0,77)/1,51 = 9,45 \text{ кОм}, \\ 0 &\leq R_H \leq 9,45 \text{ кОм}. \end{aligned}$$

Приклад 2.13. Визначити параметри джерела напруги, виконаного за схемою рис. 2.31, а, для випадку $U_{\text{вих}} = 3 \text{ В}$; $R_{H \text{ min}} = 10 \text{ кОм}$; $R_{H \text{ max}} = 100 \text{ кОм}$. Як генератор струму використати схему з прикладу 2.12.

Розв'язання. 1. Визначимо опір резистора R_I з умови $R_H = R_{H \text{ max}}$

$$U_{\text{вих}} = \frac{R_I R_{H \text{ max}}}{R_I + R_{H \text{ max}}} I_{\text{дж с}}.$$

Звідси

$$\begin{aligned} R_I &= U_{\text{вих}} R_{H \text{ max}} / (U_{\text{вих}} + I_{\text{дж с}} R_{H \text{ max}}) = \\ &= 3 \cdot 100 / (3 + 1,51 \cdot 100) = 1,95 \text{ кОм}. \end{aligned}$$

Приймаємо $R_I = 2 \text{ кОм}$, тоді

$$U_{\text{вих}} = 2 \cdot 100 \cdot 1,51 / (2 + 100) = 2,96 \text{ В}.$$

2. Знайдемо відносну зміну вихідної напруги, викликану зміною опору навантаження,

$$\delta U_{\text{вих}} = R_I \delta R_H / [R_I + R_H (1 + \delta R_H)].$$

$$\delta R_H = (R_{H \text{ min}} - R_{H \text{ max}}) / R_{H \text{ max}} = (10 - 100) / 100 = -0,9,$$

$$\delta U_{\text{вих}} = 2(-0,9) / [2 + 100 \cdot (1 - 0,9)] = -0,15.$$

3. Абсолютна зміна вихідної напруги

$$\Delta U_{\text{вих}} = U_{\text{вих}} \delta U_{\text{вих}} = 2,96 \cdot (-0,15) = -0,444 \text{ В}.$$

4. Знайдемо зміну $\Delta U_{\text{вих E}}$ у випадку використання схеми рис.2.31,б; транзистор VT2 – КТ315А; $h_{21E \text{ min}} = 30$

$$\delta U_{\text{вих}} = 2(-0,9)/[2 + 100 \cdot 30 \cdot (1 - 0,9)] = -5,96 \cdot 10^{-3};$$

$$\Delta U_{\text{вих E}} = 2,96 \cdot (-5,96 \cdot 10^{-3}) = -0,0176 \text{ В}.$$

5. Визначимо ступінь зменшення $\delta U_{\text{вих E}}$ у випадку введення в схему емітерного повторювача

$$\delta U_{\text{вих}} / \delta U_{\text{вих E}} = (-0,15) / (-5,96 \cdot 10^{-3}) = 25,17.$$

2.6. ПІДСИЛЮВАЛЬНІ КАСКАДИ З ДИНАМІЧНИМ НАВАНТАЖЕННЯМ

Коефіцієнт підсилення каскаду, поданого на рис. 2.1,а,б, згідно з виразом (2.6) дорівнює

$$K_U = h_{21E} R_K / R_{\text{вх}}.$$

Введення додаткового резистора у колекторне коло транзистора (рис. 2.1,в) зменшує коефіцієнт підсилення каскаду. Так, для підсилювача, наведеного на рис. 2.1,в, він дорівнює

$$K_U = h_{21E} R_K R_H / R_{\text{вх}} (R_K + R_H). \quad (2.74)$$

Одержане зменшення коефіцієнта підсилення можна пояснити зменшенням частки зміни колекторного струму, яка протікає безпосередньо через опір резистора навантаження R_H ,

$$\Delta I_{R_H} = \Delta U_{\text{вх}} h_{21E} R_K / R_{\text{вх}} (R_K + R_H). \quad (2.75)$$

Максимальне значення ΔI_{R_H} може бути одержано у випадку, якщо вся зміна колекторного струму транзистора буде протікати через резистор R_H . Останнє можливо, якщо опір R_K наближається до нескінченності. Тоді

$$\lim \Delta I_{R_H} \Big|_{R_K \rightarrow \infty} = \Delta U_{\text{вх}} h_{21E} / R_{\text{вх}}. \quad (2.76)$$

Проте на практиці таке рішення не можливе. Збільшення опору R_K при заданому струмі спокою транзистора призводить до збільшення спаду напруги на цьому резисторі. Відповідно зменшується спад напруги між колектором та емітером транзистора.

Останнє призводить до зменшення максимальної амплітуди сигналу, яка може бути одержана на виході каскаду. Намагання зберегти амплітуду вихідного сигналу на незмінному рівні потребує збільшення напруги живлення. Проте це збільшення не може бути нескінченним, тому що воно обмежується гранично допустимими параметрами застосованої елементної бази. До того ж збільшення напруги живлення супроводжується збільшенням розсіюваної в каскаді потужності. Це, в свою чергу, перешкоджає застосуванню методів гібридної та напівпровідникової технологій при розробці потрібних пристроїв.

Таким чином, в каскадах, подібних зображеному на рис. 2.1,в, коефіцієнт підсилення завжди менше максимально можливого значення.

Вирішити проблему збільшення коефіцієнта підсилення каскаду, наведеного на рис. 2.1,в, можна, якщо як резистор R_K використати нелінійний елемент, статичний опір якого значно менший його диференціального опору. В цьому випадку спад напруги на цьому елементі від протікання струму спокою буде визначатися його статичним опором, а відхилення вихідної напруги, яке викликано зміною струму колектора — його диференціальним опором. Роль нелінійного елемента у каскаді (рис. 2.1,в) може виконувати джерело постійного струму. Для нормальної роботи такого каскаду необхідно, щоб номінальний струм джерела струму дорівнював сумі струмів спокою транзистора та навантаження.

На рис. 2.32,а наведена схема каскаду на $n-p-n$ -транзисторі, ввікненому за схемою із спільним емітером, у якого як опір R_K використане джерело сталого струму на транзисторі $VT2$ $p-n-p$ -типу.

В режимі спокою виконується умова

$$I_{KVT2} = I_{джс} = I_{0KVT1} + I_{0H} .$$

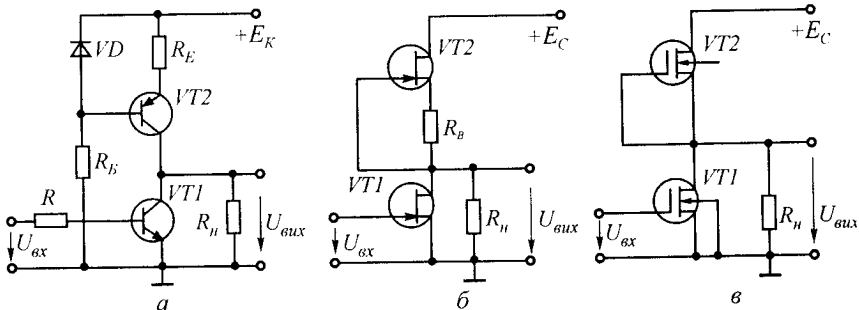


Рис. 2.32

Якщо під впливом зовнішнього сигналу струм колектора транзистора $VT1$ одержав приріст ΔI_K , згідно з наведеним вище виразом

$$I_{KVT2} = I_{джс} = I_{0KVT1} + \Delta I_{KVT2} + I_{0н} + \Delta I_n.$$

Віднімаючи другий вираз від першого, одержимо

$$\Delta I_{KVT2} = -\Delta I_n. \quad (2.77)$$

Отже, весь приріст колекторного струму буде текти через зовнішнє навантаження, що відповідає одержанню максимально можливого у даному каскаді підсилення. Конкретне значення коефіцієнта підсилення визначається виразом (2.6), в якому під R_K необхідно розуміти R_n .

Аналогічно можуть бути побудовані підсилювачі і на польових транзисторах (рис. 2.32, б, в). Коефіцієнти підсилення цих каскадів мають максимально можливе значення, яке дорівнює згідно з виразом (2.52) $K_U = sR_n$.

В схемотехніці сучасних інтегральних схем широко використовують введення додаткових транзисторів, які виконують роль динамічного навантаження.

2.7. ДИФЕРЕНЦІАЛЬНИЙ ПІДСИЛЮВАЧ

Диференціальні каскади відносять до балансних (мостових) схем підсилювачів постійного струму. Їх застосовують для зниження дрейфу нуля, до якого спричиняє зміна напруги живлення і температури навколишнього середовища. Диференціальні каскади мають два входи і підсилюють різницю напруг, яка прикладена між ними.

Важливою обставиною при проектуванні балансних схем є можливість побудови багатокаскадних підсилювачів без застосування розділових реактивних елементів (конденсаторів, трансформаторів). Це обумовило широке використання балансних схем при створенні інтегральних підсилювачів різного призначення, в тому числі і операційних, які застосовуються для підсилення сигналів широкого діапазону частот, аж до частоти $f = 0$.

За структурою такий каскад, по суті, складається з двох каскадів, в яких використовується один спільний емітерний резистор (рис. 2.33, а). Елементи схеми утворюють міст (рис. 2.33, б), двома плечами якого є внутрішні опори транзисторів $VT1$ (R_{VT1}) і $VT2$ (R_{VT2}), а двома іншими — резистори R_{K1} і R_{K2} . До однієї діагоналі моста ввімкнута напруга джерела живлення E_K , а до другої — опір зовнішнього навантаження R_n . Умова балансу мос-

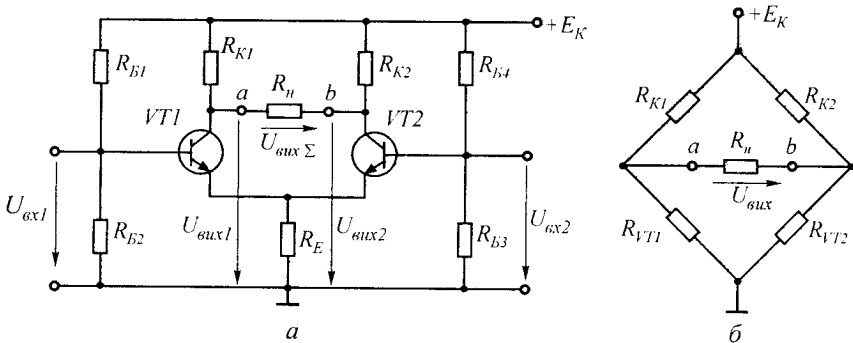


Рис. 2.33

та, тобто умова, за якої його вихідна напруга буде дорівнювати нулю,

$$U_a = E_K R_{VT1} / (R_{VT1} + R_{K1}) = U_b = E_K R_{VT2} / (R_{VT2} + R_{K2}),$$

або

$$R_{VT1} R_{K2} = R_{VT2} R_{K1}. \quad (2.78)$$

Порушення умови (2.78) призводить до розбалансу моста і появи вихідної напруги, пропорційної тому розбалансу, який виник. Такий розбаланс може бути спричинений, наприклад, зміною внутрішніх опорів транзисторів R_{VT1} і R_{VT2} , які, в свою чергу, залежать від вхідних напруг $U_{вх1}$ і $U_{вх2}$.

Якщо елементи схеми (рис. 2.33,а) будуть повністю ідентичними, вихідна напруга під впливом будь-яких дестабілізуючих факторів залишатиметься постійною. Дійсно, для вихідної напруги каскаду справедливим є вираз

$$U_{вих} = \varphi_a - \varphi_b = E_K \left[\frac{R_{VT1}}{R_{VT1} + R_{K1}} - \frac{R_{VT2}}{R_{VT2} + R_{K2}} \right]. \quad (2.79)$$

Якщо міст збалансований, тобто виконується умова (2.78), то будь-які зміни напруги живлення не призводить до зміни вихідної напруги.

Вихідна напруга може бути визначена і через колекторні струми транзисторів

$$U_{вих} = \Delta I_{K1} R_{K1} - \Delta I_{K2} R_{K2}.$$

Якщо параметри транзисторів ідентичні, то зміна температури навколишнього середовища призведе до однакових змін струмів обох транзисторів. В результаті абсолютне значення вихідної напруги залишається незмінним.

Слід звернути увагу на те, що диференціальний підсилювач (ДП) має по два входи і виходи, тобто на нього можна подавати і знімати симетричні прирости сигналів. Тому для вихідної напруги можна записати

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вих1}} - U_{\text{вих2}} = -K_1 U_{\text{вх1}} - (-K_2 U_{\text{вх2}}),$$

де K_1, K_2 — коефіцієнти підсилення каскадів відповідно на транзисторах $VT1$ і $VT2$.

В загальному випадку $U_{\text{вх1}} = -U_{\text{вх2}}$; $U_{\text{вх}} = U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}} = 2U_{\text{вх1}}$.

Використовуючи останній вираз, одержуємо

$$U_{\text{вих}} = -U_{\text{вх}}(K_1 + K_2)/2 = -U_{\text{вх}}K_{\text{дп}}, \quad (2.80)$$

де $K_{\text{дп}} = (K_1 + K_2)/2$ — коефіцієнт підсилення ДП.

Якщо ДП розглядати як два каскади, виконані за схемою із спільним емітером, то для кожного з них відповідно до (2.24) можна записати

$$K_U = (U_{\text{вих}}/2)/(U_{\text{вх}}/2) = R_K h_{21E} / (h_{11E} + h_{21E} R_E).$$

Вплив послідовного НЗЗ за струмом на коефіцієнт підсилення за напругою відображає $h_{21E} R_E$. Для ДП прирости напруги на його входах мають протилежні знаки. Тому прирости як колекторного, так і емітерного струмів також мають протилежні знаки. Зміни колекторних потенціалів обох транзисторів, викликані протилежними по знаку приростами колекторних струмів, які протікають через різні резистори, приводять до появи вихідної напруги

$$\Delta U_{\text{вих}} = \Delta I_{K1} R_{K1} - (-\Delta I_{K2} R_{K2}) = R_K (\Delta I_{K1} + \Delta I_{K2}).$$

На спільному емітерному резисторі зміна емітерних струмів викликає приріст

$$\Delta U_E = R_E (\Delta I_{E1} - \Delta I_{E2}).$$

Якщо параметри обох половин ДП однакові, то $|\Delta I_{E1}| = |\Delta I_{E2}|$ і $\Delta U_E = 0$. Таким чином, відсутність приросту напруги на емітерному резисторі свідчить про те, що у повністю симетричному диференціальному каскаді як за постійним, так і за змінним струмами дія НЗЗ відсутня. Тому для коефіцієнта підсилення за напругою справедливим є вираз, що був раніше одержаний для каскаду із спільним емітером без зворотного зв'язку

$$K_{\text{дп}} = h_{21E} R_K / h_{11E}. \quad (2.81)$$

Таким чином, коефіцієнт підсилення за напругою ДП при однаковій температурній стабільності завжди більший, ніж в каскаді на одному транзисторі.

Вихідний опір ДП, якщо знехтувати опором колекторного переходу, в два рази вищий, ніж у відповідного каскаду з СЕ (при $R_K \ll r'_K$)

$$R_{\text{вих}} \approx 2R_K. \quad (2.82)$$

Вхідний опір для різницевого сигналу (диференціальний вхідний опір каскаду) також у два рази більший, ніж у каскаді з СЕ

$$R_{\text{вх д}} = \Delta U_{\text{вх}} / I_{\text{вх}} \approx 2h_{1E}. \quad (2.83)$$

При вмиканні опору навантаження R_H коефіцієнт підсилення зменшується. Оцінити вплив навантаження можна, зобразивши вихідне коло джерелом напруги $K_{\text{дп}} \Delta U_{\text{вх}}$ з внутрішнім опором $R_{\text{вих}}$. При вмиканні опору навантаження на ньому буде спад напруги

$$U_H = K_{\text{дп}} \Delta U_{\text{вх}} R_H / (2R_K + R_H),$$

і, якщо коефіцієнт підсилення за напругою оцінити як

$$K_{\text{дп}} = U_H / \Delta U_{\text{вх}},$$

то він набуває значення

$$K_{\text{дп}} = \frac{h_{21E} R_K R_H}{(R_{\text{вн}} + h_{11E})(2R_K + R_H)} = \frac{1}{2} \frac{h_{21E} (2R_K \parallel R_H)}{R_{\text{вн}} + h_{11E}}. \quad (2.84)$$

На відміну від корисного сигналу напруги, викликані дією різних збурюючих факторів, таких, як зміна температури, напруги живлення і т.п., діють на обидва входи ДП у фазі. Такі напруги прийнято називати синфазними $U_{1\text{вх сф}} = U_{2\text{вх сф}} = U_{\text{вх сф}}$.

Для синфазних сигналів можна записати

$$\begin{aligned} U_{\text{вих сф}} &= -U_{\text{вх сф}} K_1 - (-U_{\text{вх сф}} K_2) = \\ &= -U_{\text{вх сф}} (K_1 - K_2) = -U_{\text{вх сф}} K_{\text{сф}}, \end{aligned} \quad (2.85)$$

де $K_{\text{сф}}$ — коефіцієнт підсилення синфазних вхідних напруг. З одержаного виразу випливає, що при однакових параметрах обох половин схеми вихідна напруга ДП не залежить від зовнішніх дестабілюючих факторів.

В реальному підсилювачі з-за неминучої асиметрії схеми $K_1 \neq K_2$ і тому відбувається тільки часткова компенсація змін вихідної напруги, викликані дією зовнішніх дестабілюючих факторів.

Степінь компенсації дрейфу нуля прийнято характеризувати коефіцієнтом заглушення синфазних вхідних напруг ДП. Під кое-

фіцієнтом заглушення вхідних синфазних напруг $K_{п\text{сф}}$ розуміють відношення приростів синфазної і диференціальної вхідних напруг, які викликали однакову зміну вихідної напруги ДП. Згідно з даним визначенням

$$\begin{aligned} U_{\text{вих}} &= U_{\text{вх}} K_U = U_{\text{вх сф}} K_{\text{сф}}; \\ K_{п\text{сф}} &= U_{\text{вх сф}} / U_{\text{вх}} = K_U / K_{\text{сф}}. \end{aligned} \quad (2.86)$$

Величина $K_{п\text{сф}}$ у сучасних ДП досягає 10000...100000, тобто 80...100 дБ.

Для зменшення дрейфу a , отже, і впливу синфазної складової вхідної напруги необхідно прагнути до виконання умови

$$R_E \gg R_{\text{вх СБ}}, \quad (2.87)$$

де $R_{\text{вх СБ}} = r_E + r_B / (h_{21E} + 1)$ — вхідний опір другого транзистора.

При сталому значенні $R_{\text{вх СБ}}$ виконання нерівності (2.87) може бути досягнуто тільки за рахунок збільшення R_E . Таким чином, з умови (2.87) випливають два напрямки зниження дрейфу нуля ДП: підбір транзисторів з однаковими параметрами; збільшення R_E .

Реалізація першого напрямку досягається суто технологічним шляхом за рахунок одночасного виготовлення обох транзисторів ДП на спільному кристалі, тобто використанням методів інтегральної технології.

Другий напрямок не може бути вирішений технологічним шляхом. Збільшення R_E наштовхується на обмеження, пов'язані з максимально допустимою напругою живлення підсилювача. Дійсно, збільшення R_E призводить до зменшення напруги між виводами емітера і колектора транзисторів диференціального каскаду. Отже, при цьому знижується амплітуда вихідного сигналу підсилювача. З тієї ж причини збільшення R_E обмежує збільшення R_K , що, згідно з (2.81), знижує коефіцієнт підсилення каскаду.

Вирішити це протиріччя можна при використанні в емітерно-му колі ДП не пасивного резистора R_E , а нелінійного двополюсника, наприклад, транзисторного джерела струму на біполярному або польовому транзисторі. Як було показано раніше, ці схеми при невеликому статичному опорі володіють великим диференціальним опором, тобто при невеликому спаді напруги мають великий внутрішній опір для змінних складових. На рис. 2.34 наведена схема ДП, в якому біполярний транзистор у режимі джерела струму використаний як емітерний резистор.

Для збільшення коефіцієнта підсилення в ДП замість резисторів R_K використовують динамічне навантаження, виконане на біполярних або польових транзисторах (рис. 2.35). В наведеному ДП

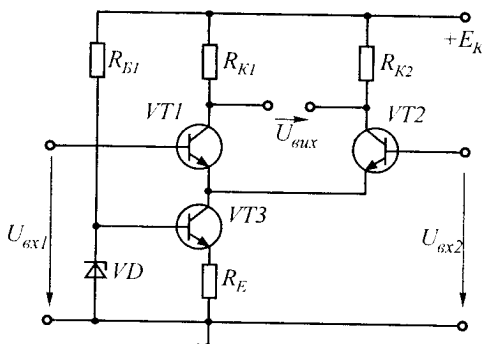


Рис. 2.34

роль навантаження виконує схема «струмового дзеркала». Навантажувальне «струмове дзеркало» утворено $p-n-p$ -транзисторами $VT3$ і $VT4$. Припустимо, що в усталеному режимі виконується умова $i_1 = i_2 = i_3 = i_4 = I_{0K}$. Отже, вихідний струм каскаду, який дорівнює різниці струмів транзисторів $VT4$ і $VT2$, дорівнює нулю: $i_{вих} = i_4 - i_2 = 0$.

Припустимо, що в деякий момент часу на входи ДП подані напруги, які викликали зміни колекторних струмів транзисторів $VT1$ і $VT2$ на Δi_K . Тоді

$$i_1 = I_{0K} + \Delta i_K = i_3 = i_4;$$

$$i_2 = I_{0K} - \Delta i_K;$$

$$i_{вих} = i_4 - i_2 = I_{0K} + \Delta i_K - I_{0K} + \Delta i_K = 2\Delta i_K.$$

Таким чином, всі зміни струмів колекторів транзисторів $VT1$ і $VT2$ будуть текти через зовнішнє навантаження ДП, що обумовлює одержання максимального коефіцієнта підсилення, який можливо досягти в каскаді. Абсолютне значення коефіцієнта підсилення визначається тільки опором зовнішнього навантаження. Схема «струмового дзеркала» на рис. 2.35 використана двічі. Друге «струмове дзеркало», виконане на $VT5$ і $VT6$, використане як емітерний опір. Значення сумарного емітерного струму задано резистором $R1$.

Позитивною якістю схеми є можливість її використання з диференціальними та реверсивними навантаженнями, які потребують для своєї нормальної роботи зміни не тільки величини, але й полярності прикладеної напруги.

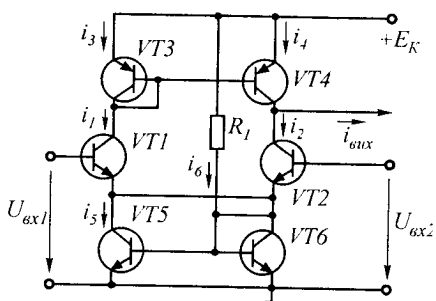


Рис. 2.35

Напруга вихідного сигналу знімається або між колекторами транзисторів (симетричний вихід) або з колектора одного з транзисторів відносно заземленого провідника (несиметричний вихід). Схема з несиметри-

чним виходом застосовується, як правило, для узгодження ДП з каскадами, виконаними на одному транзисторі. При цьому резистор у колі транзистора, не зв'язаного з виходом підсилювача, в загальному випадку може бути відсутнім.

Якщо до ДП необхідно приєднати каскад з несиметричним виходом, напругу невикористаного входу, як правило, фіксують на незмінному рівні. Для цієї мети може бути використаний додатковий подільник напруги (рис. 2.36).

Слід зазначити, що відсутність другого колекторного резистора призводить до зменшення сумарного коефіцієнта підсилення каскаду, а використання несиметричних входів і виходів підсилювача — до збільшення величини його дрейфу.

Вхідний опір ДП може бути суттєво збільшений при використанні в каскаді польових транзисторів. При побудові таких схем перевага віддається польовим транзисторам з керуючим $p-n$ -переходом. Це обумовлено наступними причинами: більш високою стабільністю їх характеристик; великою електричною міцністю затвору (більш стійкий до пробоя статичною електрикою); більшою допустимою різницею входних напруг (до 20...30В) (рис. 2.37). Особливість цієї схеми полягає в тому, що джерело струму на польовому транзисторі з керуючим $p-n$ -переходом і каналом n -типу $VT3$ і резистором R_B використовується як струмозадавальний елемент. Резистори R_{31} і R_{32} призначені для завдання початкового зміщення на затворах транзисторів $VT1$ і $VT2$.

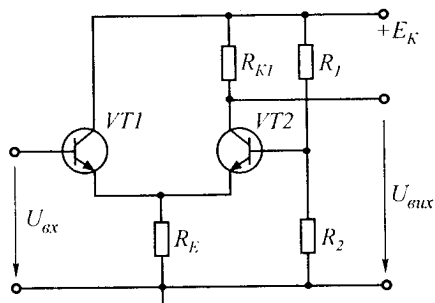


Рис. 2.36

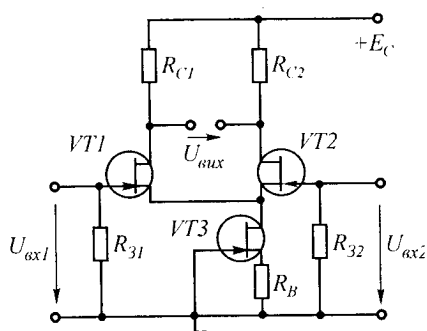


Рис. 2.37

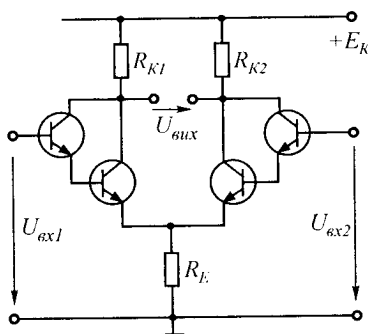


Рис. 2.38

Вхідний опір ДП, виконаного на біполярних транзисторах, також може бути значно збільшений при використанні в каскаді складених транзисторів. Наслідком цього є зменшення вхідного струму підсилювача, що надзвичайно важливо при його використанні як інтегральної схеми (рис. 2.38). Застосування складених транзисторів (окрім збільшення вхідного опору) дозволяє значно збільшити підсилення каскаду.

Іноді для збільшення вхідного опору диференціального каскаду в ньому використовують комбіновані складені транзистори, аналогічні наведеним на рис. 2.35.

Приклад 2.14. Розрахувати диференціальний підсилювач (рис. 2.39), якщо допустима величина дрейфу у навантаженні $\Delta I_{др} = 30 \text{ мкА}$; опір навантаження $R_{н} = 5 \text{ кОм}$; напруга джерела живлення $E_K = 24 \text{ В}$.

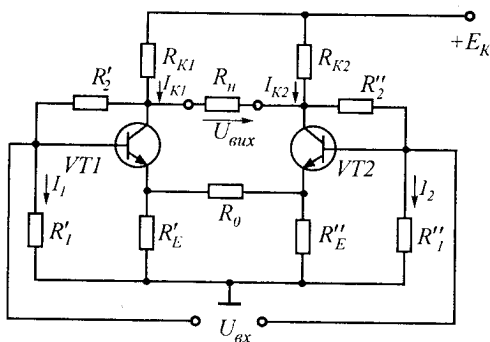


Рис. 2.39

Розв'язання. Оскільки основною причиною дрейфу струму в навантаженні ДП є температурний дрейф колекторного струму обох транзисторів, необхідно вибрати пару транзисторів, які мають мінімальний відносний дрейф у діапазоні температур. З цієї точки зору найбільш доцільно застосувати кремнієві транзистори.

1. Нехай відносний дрейф транзисторів $VT1$ і $VT2$

$\Delta I_{K01} - \Delta I_{K02} = 20 \text{ мкА}$ в заданому діапазоні температур. На сім'ї вихідних характеристик транзистора обираємо робочу точку з координатами $U_{0KE} = 8 \text{ В}$; $I_{0E} = 1 \text{ мА}$. Опори $R_{K1} = R_{K2} = R_K$ приймаємо рівними 10 кОм . Визначаємо коефіцієнт стабілізації дрейфу

$$S = \left(2 + \frac{R_{н}}{R_K} \right) \frac{\Delta I_{др}}{\Delta I_{K01} - \Delta I_{K02}} = \left(2 + \frac{5}{10} \right) \frac{30}{20} = 3,7.$$

2. Значення опорів $R_2' = R_2'' = R_2$ визначаємо за формулою, прийнявши $h_{21Б} = 0,98$,

$$R_2 = \frac{SE_K - U_{0KE}}{h_{21Б} I_{0E}} \approx \frac{3,7 \cdot 24 - 8}{0,98 \cdot 1} \approx 91,8 \text{ кОм (станд. } 91 \text{ кОм)}.$$

3. Взавши з довідника для обраних транзисторів значення I_{KB0} , (наприклад, 10 мкА), визначаємо струми

$$I_1 = (U_{0KE}/R_2) - I_{0E}(1 - h_{21Б}) + I_{KB0} =$$

$$= (8/91) - 0,02 + 0,01 = 0,117 \text{ мА},$$

$$I_{0K} = I_{KB0} + h_{21B} I_{0E} + (U_{0KE} / R_2) = \\ = 0,01 + 0,98 \cdot 1 + (8/91) = 1,077 \text{ мА}.$$

4. Визначаємо опори в колі зміщення $R'_1 = R''_1 = R_1$ та в колах емітерів $R'_E = R''_E = R_E$

$$R_1 = \frac{E_K - U_{0KE} - I_{0K} R_K}{I_1} = \frac{24 - 8 - 10 \cdot 1,077}{0,117} = 51 \text{ кОм} \\ (\text{станд. } 51 \text{ кОм}),$$

$$R_E = R_1 I_1 / I_{0E} = 51 \cdot 0,117 \cdot 10^{-3} / 10^{-3} = 6 \text{ кОм} \text{ (станд } 6,2 \text{ кОм)}.$$

Опір резистора R_0 звичайно обирається рівним $10r_E = 10 \cdot 30 = 300 \text{ Ом}$.

5. Знаходимо вхідний опір каскаду

$$R_{\text{вх}} = 2R_1 R'_{\text{вх}} / (2R_1 + R'_{\text{вх}}),$$

де
$$R'_{\text{вх}} = R_0 \frac{2R_2 + R_{\text{нЕ}}}{2R_2 (1 - h_{21B}) + R_0 + R_{\text{нЕ}}};$$

$$R_{\text{нЕ}} = 2R_K R_{\text{н}} / (2R_K + R_{\text{н}}) = 2 \cdot 10 \cdot 5 / (2 \cdot 10 + 5) = 4 \text{ кОм}.$$

Визначивши

$$R'_{\text{вх}} = \frac{0,3 \cdot 2 \cdot 91 + 4}{2 \cdot 91 \cdot 0,02 + 0,3 + 4} = 7,4 \text{ кОм},$$

одержимо

$$R_{\text{вх}} = \frac{2 \cdot 51 \cdot 7,4}{2 \cdot 51 + 7,4} = 6,9 \text{ кОм}.$$

6. Знаходимо коефіцієнт підсилення за напругою

$$K_U = \frac{h_{21B} R_{\text{нЕ}}}{R_0 [1 + R_{\text{нЕ}} / (2R_2)]} = \frac{0,98 \cdot 4}{0,3 [1 + 4 / (2 \cdot 91)]} = 13$$

і за струмом

$$K_I = \frac{h_{21B}}{(1 - h_{21B}) + R_{\text{нЕ}} / (2R_2) + R_0 / R_{\text{н}}} \cdot \frac{R_{\text{нЕ}}}{R_{\text{н}}} = \\ = \frac{0,98}{(1 - 0,98) + 4 / (2 \cdot 91) + 0,3 / 4} \cdot \frac{4}{5} = 6,8.$$

2.8. БАГАТОКАСКАДНІ ПІДСИЛЮВАЧІ

2.8.1. Особливості побудови і основні параметри багатокаскадних підсилювачів

Для підсилення малих електричних сигналів, які надходять на вхід підсилювача, до потрібного рівня цих сигналів в навантаженні, одного каскаду підсилення часто виявляється недостатньо. В таких випадках застосовують ланцюг з декількох каскадів підсилення, ввімкнених один за одним.

В багатокаскадних підсилювачах зв'язок між каскадами здійснюється за допомогою спеціальних схем міжкаскадного зв'язку, які повині мати досить стабільний коефіцієнт передачі в робочому діапазоні частот і мінімальну нелінійність. На рис. 2.40 наведені основні схеми чотиріполюсників міжкаскадного зв'язку: резисти-

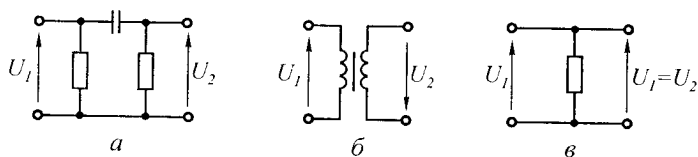


Рис. 2.40

вно-ємнісного (*а*), трансформаторного (*б*), безпосереднього (гальванічного) (*в*). Трансформаторний зв'язок часто використовують і для узгодження вихідного опору кінцевого каскаду, який є звичайно підсилювачем потужності з зовнішнім навантаженням.

За виглядом міжкаскадних зв'язків можна виділити дві групи підсилювачів: підсилювачі змінного струму (з трансформаторними та *RC*-зв'язками); підсилювачі постійного струму (з гальванічним зв'язком).

Особливістю підсилювачів першої групи є відсутність між окремими каскадами зв'язку за постійним струмом. В зв'язку з цим в кожному окремому каскаді можна встановити оптимальний режим роботи за постійним струмом, наприклад, з точки зору коефіцієнта підсилення або внесених спотворень. Проте, якщо в цих підсилювачах вхідний сигнал окрім змінної вміщує і постійну складову, то після підсилювача інформацію про постійну складову буде втрачено.

В підсилювачах з гальванічними зв'язками необхідно турбуватися про узгодження сигналів як за постійним, так і за змінним струмами. Це накладає певні обмеження на вибір режимів роботи транзисторів і у більшості випадків суттєво ускладнює проектування підсилювача.

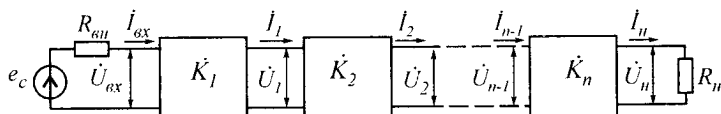


Рис. 2.41

Структурна схема багатокаскадного підсилювача, який складається з n каскадів, наведена на рис. 2.41. Основними параметрами такого підсилювача є коефіцієнт підсилення за напругою $\dot{K}_U = \dot{U}_n / \dot{E}_c$, струмом $\dot{K}_I = \dot{I}_n / \dot{I}_c$ і потужністю $K_P = P_n / P_{вх}$, а також вхідний $R_{вх\ б}$ і вихідний $R_{вих\ б}$ опори.

Коефіцієнт підсилення багатокаскадного підсилювача за всіма трьома електричними параметрами визначають загальними виразами (1.5), (1.15). При цьому для визначення коефіцієнта підсилення окремого каскаду за формулою (2.49) як опір навантаження приймають вхідний опір наступного каскаду підсилення (лише для прикінцевого каскаду навантаженням є опір зовнішнього навантаження R_n). Крім того, коефіцієнт підсилення за напругою (і за струмом) першого каскаду підсилення K_1 повинен враховувати внутрішній опір джерела вхідного сигналу.

Вхідний опір багатокаскадного підсилювача $R_{вх\ б}$ являє собою вхідний опір першого каскаду підсилення, навантаженого входом другого каскаду. Тому спочатку за заданою величиною опору навантаження R_n визначають вхідний опір останнього n -го каскаду і т.д. Останнім визначають $R_{вх\ б}$. Вихідний опір підсилювача залежить від опору джерела сигналу. Тому визначення вихідного опору багатокаскадного підсилювача $R_{вих\ б}$ слід починати з першого каскаду, для якого відомо значення $R_{вн}$.

Частотні спотворення багатокаскадного підсилювача визначають рівнянням (1.23), коефіцієнт гармонік за рівністю коефіцієнтів гармонік окремих каскадів — формулою (1.21). При побудові багатокаскадного підсилювача одним з основних питань є узгодження каскадів без помітної втрати підсилення в перехідних колах.

2.8.2. Підсилювачі з резистивно-ємнісними зв'язками (з RC -зв'язками)

Для підсилення електричних сигналів змінного струму служать підсилювачі з резистивно-ємнісним зв'язком, які мають стабільні характеристики, прості в налазці, компактні і надійні. Завдяки використанню в таких підсилювачах як елементів міжкаскадного зв'язку перехідних конденсаторів режими роботи по постійному струму окремих каскадів взаємозалежні. Типова схема двокас-

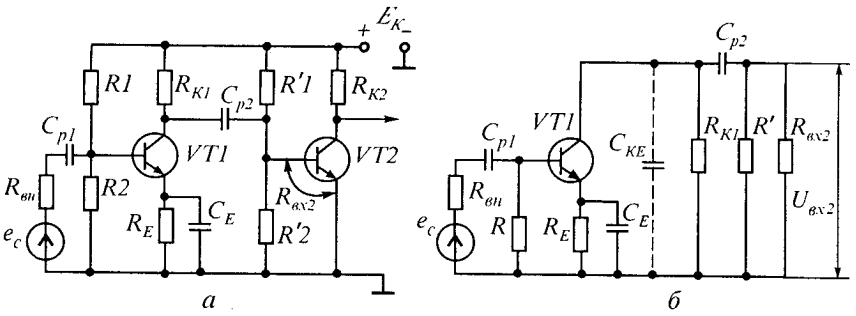


Рис. 2.42

кадного підсилювача на транзисторах з резистивно-імісним зв'язком наведена на рис. 2.42,а. Конденсатори C_{p1} і C_{p2} призначені для розділення режимів окремих каскадів за постійним струмом і називаються розділовими. Очевидно, що для наступного каскаду вихідний розділовий конденсатор C_{p2} виконує роль вхідного. Тому для одиничного каскаду розрахунок зводиться до вибору розділового конденсатора C_{p1} .

Підсилювальний каскад на транзисторі $VT2$ є навантаженням попереднього каскаду на транзисторі $VT1$, яке визначається в цьому випадку опором $R_{\text{н}} = R' \parallel R_{\text{вх}2}$, де $R' = R'_1 R'_2 / (R'_1 + R'_2)$. З урахуванням цього еквівалентну схему двокаскадного підсилювача за змінним струмом, справедливу для всього діапазону частот підсилюваного сигналу, можна зобразити, як наведено на рис. 2.42,б. Опори $R1$ і $R2$ за змінним струмом увімкнені паралельно, тобто $R' = R1 \parallel R2$.

Частотна характеристика підсилювача має вид, показаний на рис. 2.43 (суцільна крива 1), з якої видно, що в області середніх частот коефіцієнт підсилення за напругою (а також за струмом) практично не залежить від частоти. Зниження коефіцієнта підсилення в області нижніх частот обумовлено розділовими (перехідними) конденсаторами C_{p1} , C_{p2} , а також конденсатором C_E в колі емітера транзистора $VT1$. Так, наприклад, із зниженням частоти збільшується спад напруги на зростаючих опорах розділових конденсаторів і тим самим знижується напруга корисного сигналу, який підводиться до входів окремих каскадів. Збільшення опору конденсатору C_E зі зниженням частоти призводить до росту глибини послідовного негативного зворотного зв'язку за струмом.

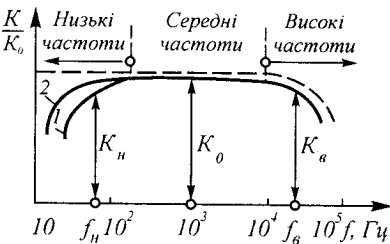


Рис. 2.43

В обох випадках відбувається зниження підсилення, причому тим більше, чим нижче частота підсилюваного сигналу.

Модуль коефіцієнта підсилення за напругою з урахуванням впливу тільки ємності C_{p2} визначається формулою

$$K_2 = K_0 / \sqrt{1 + (1/\omega_n \tau_{p2})^2}, \quad (2.88)$$

де $\tau_{p2} = C_{p2} (R_{\text{вих1}} \parallel R_{K1} + R' \parallel R_{\text{вх2}})$ — стала часу кола міжкаскадного зв'язку; $R_{\text{вих1}}$ — вихідний опір першого каскаду підсилення. При цьому коефіцієнт частотних спотворень

$$M_{H2} = K_0 / K_2 = \sqrt{1 + (1/\omega_n \tau_{p2})^2}. \quad (2.89)$$

З рівняння (2.89) випливає, що збільшення ємності C_{p2} (збільшується стала часу τ_{p2}) при заданому коефіцієнті M_{H2} призводить до розширення смуги пропускання підсилювача в області нижніх частот (крива 2 на рис. 2.43). Величина ємності при заданому M_{H2} визначається співвідношенням

$$C_{p2} \geq 1 / \left[\omega_n (R_{\text{вих1}} \parallel R_{K1} + R' \parallel R_{\text{вх2}}) \sqrt{M_{H2}^2 - 1} \right]. \quad (2.90)$$

Для вхідного розділового конденсатора і величина ємності C_{p1} визначається аналогічно. При цьому стала часу кола зв'язку першого каскаду підсилення з джерелом вхідного сигналу $\tau_{p1} = C_{p1} (R_{\text{вн}} + R \parallel R_{\text{вх1}})$, де $R_{\text{вх1}}$ — вхідний опір каскаду, а ємність розділового конденсатора для заданого значення M_{H1} визначається виразом

$$C_{p1} \geq 1 / \left[\omega_n (R_{\text{вн}} + R \parallel R_{\text{вх1}}) \sqrt{M_{H1}^2 - 1} \right]. \quad (2.91)$$

Для модуля коефіцієнта частотних спотворень, обумовлених ємністю C_E , справедливо

$$M_{HE} = \sqrt{1 + (1/\omega_n \tau_{CE})^2}, \quad (2.92)$$

де $\tau_{CE} = C_E [r_E + r_B / (h_{21E} + 1)] \approx C_E r_E$ — стала часу емітерного кола. Величина ємності конденсатора C_E при заданому допустимому коефіцієнті частотних спотворень M_{HE} визначається за формулою

$$C_E \geq 1 / \left(\omega_n r_E \sqrt{M_{HE}^2 - 1} \right). \quad (2.93)$$

Результуючий коефіцієнт частотних спотворень в області нижніх частот з урахуванням дії ємностей C_{p1} , C_{p2} , C_E визначають з рівності

$$M_H = M_{H1} M_{H2} M_{HE} . \quad (2.94)$$

Таким чином, розширення смуги пропускання підсилювача з ємнісним зв'язком в області низьких частот досягається збільшенням сталих часу вхідного, перехідного і вихідного кіл τ_{p1} , τ_{p2} , τ_{CE} . У зв'язку з тим, що величини опорів і особливо їх паралельних з'єднань, які входять в рівняння для сталих часу, звичайно невеликі, то ємності конденсаторів, одержані згідно з виразами (2.90), (2.91), (2.93) для заданих значень M_{H1} , M_{H2} , M_{HE} досягають десятків і сотень мікрофарад.

В області високих частот потрібно враховувати ємність колекторного переходу $C_K = C_{KE} / (h_{21E} + 1)$, опір якої зменшується із збільшенням частоти, шунтуючи навантаження і зменшуючи його опір. Крім того, коефіцієнт передачі струму бази h_{21E} починає виявляти комплексний характер, зменшуючись за модулем. Обидві ці причини викликають зменшення підсилення в області високих частот (рис. 2.43).

Для коефіцієнта частотних спотворень підсилювача M_{BC} на деякій частоті $\omega_B = 2\pi f_B$ за рахунок зміни ємності C_{KE} одержимо

$$M_{BC} = \sqrt{1 + (\omega_B \tau_{BC})^2} , \quad (2.95)$$

де τ_{BC} — стала часу кола розряду конденсатора C_{KE} , яка визначається виразом

$$\tau_{BC} = C_{KE} (R_{вх1} \parallel R_{K1} \parallel R' \parallel R_{вх2}) = C_{KE} R_{KB} . \quad (2.96)$$

Коефіцієнт частотних спотворень на тій же частоті ω_B , обумовлений зменшенням h_{21E} ,

$$M_{Bh_{21E}} = \frac{h_{21E0}}{|h_{21E}|} = \sqrt{1 + (\omega_B / \omega_{h_{21E}})^2} = \sqrt{1 + (\omega_B \tau_{h_{21E}})^2} ,$$

де $\tau_{h_{21E}} = \tau_{h_{21B}} / (1 - h_{h_{21B}})$ практично збігається з середнім часом життя неосновних носіїв у базі.

Результуючий коефіцієнт частотних спотворень в області високих частот

$$M_B = M_{BC} M_{Bh_{21E}} .$$

Розрахунок підсилювача з RC -зв'язком можна проводити з використанням логарифмічної амплітудно-частотної характеристики. Для її одержання вхідне коло каскаду, наведеного на рис. 2.42,а, зобразимо схемою заміщення рис. 2.44, на якій: $R = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ — еквівалентний опір вхідного подільника за змінним струмом;

$R'_E = h_{21E} R_E$ — приведений до базового кола опір резистора R_E ; $C'_E = C_E / h_{21E}$ — приведене до базового кола значення ємності конденсатора C_E ; $R_{вн}$ — внутрішній (вихідний) опір джерела вхідного сигналу; $R_{вх} = h_{11E}$ — власний вхідний опір транзистора VT_1 . Очевидно, що для наступного каскаду опір $R_{вн}$ визначається вихідним опором попереднього каскаду

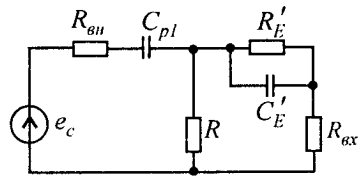


Рис. 2.44

$$R_{вн} = R_{вих} = R_K R_{вих} VT / (R_K + R_{вих} VT) \approx R_K .$$

Зведення R_E до базового кола виконано з умови $R'_E = h_{21E} R_E$, а C_E — з умови сталості вносимої цими двома елементами сталої часу $\tau = R_E C_E = R'_E C'_E$.

Схема рис. 2.44 містить дві реактивності, отже, вона описується диференціальним рівнянням другого порядку і її передавальна функція має другий порядок.

Якщо виконати вказані раніше умови (§ 1.2) про дотримання властивості односпрямованості передачі сигналу та рознесення сталих часу, характеризуючих вплив окремих реактивностей на сумарну частотну характеристику, схему заміщення рис. 2.44 можна поділити на два незалежних кола першого порядку. Це суттєво спрощує розрахунок підсилювача. При цьому, чим більш жорстко будуть виконуватися вказані вище умови, тим точніше буде одержаний результат.

Припустимо, що вказані вище умови виконуються шляхом рознесення сталих часу. Тоді схему рис. 2.44 можна поділити на дві самостійні схеми, що наведені на рис. 2.45, а, б: опір $R_{вих}$ (рис. 2.45, б) є вихідним опором схеми рис. 2.45, а. При виконанні умови рознесення сталих часу для опору $R_{вих}$ справедливий вираз

$$R_{вих} = R_{вн} R / (R_{вн} + R) .$$

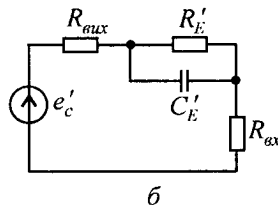
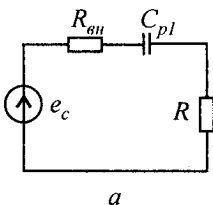


Рис. 2.45

Передавальні функції для одержаних схем заміщення мають відповідно вигляд

$$W_1(p) = T_{11}p / (T_{12}p + 1);$$

$$W_2(p) = K (T_{21}p + 1) / (T_{22}p + 1),$$

де

$$T_{11} = RC_{p1}; \quad T_{12} = (R_{вн} + R)C_{p1};$$

$$T_{21} = R'_E C'_E;$$

$$T_{22} = (R_{вих} + R_{вх}) R'_E C'_E / (R_{вих} + R_{вх} + R'_E);$$

$$K = R_{вх} / (R_{вих} + R_{вх} + R'_E).$$

Слушність такого поділу буде дотримуватися при $T_{12} \geq T_{21}$. Проілюструємо сказане частотною характеристикою підсилювального каналу, що розглядається.

Передавальна функція $W_1(p)$ в чисельнику містить ідеальну диференціюючу ланку, асимптотична частотна характеристика якої згідно з табл. 1.1 має нахил $+20 \text{ дБ/дек}$. Цей нахил буде зберігатися від дуже низької (практично нульової) частоти до частоти, яка визначається сталою часу знаменника $\omega_{12} = 1/T_{12}$ (рис. 2.46).

Передавальна функція $W_2(p)$ забезпечує на низьких частотах (аж до частоти $\omega_{21} = 1/T_{21}$) нульовий нахил частотної характеристики, а далі для частоти $\omega > \omega_{21}$ нахил $+20 \text{ дБ/дек}$. Оскільки $T_{22} \geq T_{21}$, цей нахил буде продовжуватися до частоти $\omega_{22} = 1/T_{22}$, після якої знаменник $W_2(p)$ дасть асимптоту з нахилом -20 дБ/дек . Отже, після $\omega = \omega_{22}$ сумарний нахил частотної характеристики другої ланки буде дорівнювати нулю. Якщо $\omega_{12} \leq \omega_{21}$, а це необхідно для вірогідності наведених виразів, то сумарну частотну характеристику

каскаду можна побудувати простим підсумовуванням обох одержаних характеристик.

Таким чином, розділові і емітерні кола підсилювального каскаду формують низькочастотну частину частотної характеристики підсилювального каскаду і легко можуть бути розраховані або за заданою низькочастотною

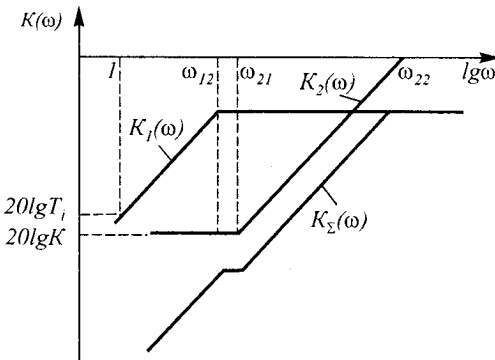


Рис. 2.46

межею смуги пропускання, або за потрібною величиною частотних спотворень.

При розрахунку реальних частотно залежних кіл необхідно пам'ятати, що: логарифмічна амплітудно-частотна характеристика підсилювача будується в масштабі кутової частоти ω , тому, якщо нижня частота смуги пропускання задана в герцах, її необхідно перевести в кутову частоту з урахуванням співвідношення $\omega_H = 2\pi f_H$; на частоті зрізу відміна реальної і асимптотичної характеристик складає 3 дБ, тому при розрахунку багатокаскадного підсилювача розрахункове значення частот зрізу окремих ланок необхідно обирати з відповідним запасом. При цьому зручно користуватися графіком рис. 2.47, який дозволяє залежно від співвідношення частот визначити розбіжність реальної і асимптотичної характеристик.

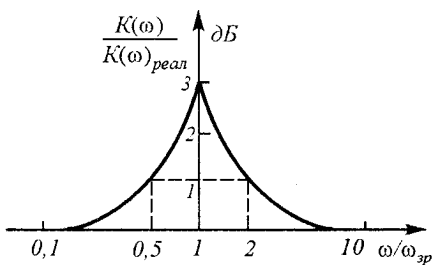


Рис. 2.47

Слід пам'ятати, що якщо в підсилювачі не передбачено формування високочастотної частини його характеристики, то верхня межа смуги пропускання буде визначатися властивостями використаних напівпровідникових приладів.

Слід пам'ятати, що якщо в підсилювачі не передбачено формування високочастотної частини його характеристики, то верхня межа смуги пропускання буде визначатися властивостями використаних напівпровідникових приладів.

Розглянемо як приклад схему трикаскадного підсилювача змінного струму (рис. 2.48). Особливістю схеми є:

використання в першому та другому каскадах схем підсилення із спільним емітером, причому для забезпечення температурної стабілізації режиму спокою в кожному з них використаний послідовний НЗЗ за струмом навантаження;

виконання третього каскаду за схемою емітерного повторювача, що зменшує вихідний опір підсилювача;

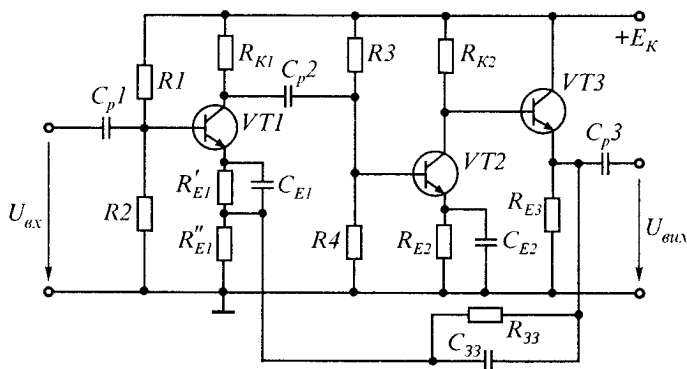


Рис. 2.48

використання для формування високочастотної частини характеристики кола загального послідовного НЗЗ за вихідною напругою, що збільшує вхідний і зменшує вихідний опори підсилювача. Для введення цього зв'язку емітерний резистор транзистора $VT1$ поділений на два послідовно ввімкнених. Це дозволяє в першому каскаді по бажаній стабільності режиму спокою зберегти достатній коефіцієнт підсилення за змінним струмом.

Приклад 2.15. Розрахувати транзисторний каскад підсилення з RC -зв'язком на транзисторі $VT1$, навантажений каскадом на транзисторі $VT2$ (рис. 2.42, *a*). Дані каскаду на транзисторі $VT2$: амплітуда вхідного струму сигналу $I_{Бм2} = 0,3 \text{ мА}$; вхідний опір $R_{вх2} = 200 \text{ Ом}$; результуючий опір подільника $R' = R'_1 \parallel R'_2 = 2200 \text{ Ом}$; напруга джерела живлення $E_K = 9 \text{ В}$; $f_n = 100 \text{ Гц}$; $f_b = 5000 \text{ Гц}$; $M_{н2} = M_{нЕ} = M_b = 1,12$; амплітуда вхідного струму каскаду, що розраховується, не повинна перевищувати $0,02 \text{ мА}$.

Р о з в' я з а н н я. 1. Знаходимо еквівалентний навантажувальний опір каскаду

$$R_n = R_{вх2} R' / (R_{вх2} + R') = 200 \cdot 2200 / (200 + 2200) = 183,3 \text{ Ом} .$$

2. Визначаємо амплітудне значення струму в опорі R_n

$$I_{нм} = (R_{вх2} / R_n) I_{Бм2} = (200 / 183,3) 0,3 = 0,33 \text{ мА} .$$

3. Коефіцієнт підсилення за струмом повинен бути не менше

$$K_I = I_{нм} / I_{Бм1} = 0,33 / 0,02 = 16,5 .$$

Отже, потрібно вибрати транзистор з

$$h_{21E} > 16,5 [h_{21B} = h_{21E} / (1 + h_{21E}) > 0,94] .$$

4. Значення струму спокою транзистора повинно в 1,5...2 рази перевищувати амплітуду вхідного струму сигналу наступного каскаду

$$I_{0К} = 2I_{нм} = 2 \cdot 0,33 = 0,66 \text{ мА} .$$

Обираємо з довідника для транзисторного каскаду транзистор КТ331А, який має $h_{21E \text{ min}} = 20$; $h_{21E \text{ max}} = 60$; $f_{гр} = 250 \text{ МГц}$; $I_{К \text{ max}} = 20 \text{ мА}$; $U_{КЕ \text{ доп}} = 15 \text{ В}$.

5. По граничній частоті транзистор може бути використаний, оскільки

$$f_{гр \text{ СБ}} = 250 \text{ МГц} > 3f_b h_{21E \text{ ср}} = 3 \cdot 5000 \cdot \frac{20 + 60}{2} = 600 \text{ кГц} .$$

6. Визначаємо опір резистора $R_{К1}$.

При виборі величини опору $R_{К1}$ в колі колектора необхідно задовольнити двом суперечним вимогам: з одного боку бажано, щоб опір $R_{К1}$ був якомога більший у порівнянні з величиною вхідного опору наступного

каскаду. З іншого боку, збільшення R_{K1} при заданому струмі колектора призводить до того, що спад напруги на цьому опорі збільшується, а напруга між колектором і емітером U_{KE} зменшується до неприпустимо малої величини (в інтервалі, коли колекторний струм зростає, напруга U_{KE} може зменшитись до нуля і транзистор перестане підсилювати).

З урахуванням цих вимог

$$R_{K1} = 0,4E_K / I_{0K} = 0,4 \cdot 9 / 0,66 = 5450 \text{ Ом} \quad (\text{станд. } 5,6 \text{ кОм}).$$

Потужність, що розсіюється на резисторі R_{K1} , складає

$$P_{R_{K1}} = I_{0K}^2 R_{K1} = 0,66^2 \cdot 5,6 = 2,4 \cdot 10^{-3} \text{ Вт}.$$

7. Опір резистора R_E

$$R_E \approx 0,2E_K / I_{0K} = 0,2 \cdot 9 / (0,66 \cdot 10^{-3}) = 2727 \text{ Ом}$$

(станд. 2,7 кОм).

8. Напруга між колектором і емітером транзистора $VT1$ в режимі спокою

$$\begin{aligned} U_{0KE} &= E_K - I_{0K} R_{K1} - I_{0K} R_E = \\ &= 9 - 0,66 \cdot 10^{-3} \cdot 5,6 \cdot 10^3 - 0,66 \cdot 10^{-3} \cdot 2,7 \cdot 10^3 = 3,5 \text{ В}. \end{aligned}$$

9. Коефіцієнт підсилення за струмом підсилювального каскаду при використанні транзистора з $h_{21E \min} = 20$

$$K_{I0} = h_{21E \min} R_{K1} / (R_{K1} + R_{H1}) = 20 \cdot 5600 / (5600 + 183,3) \approx 19,4,$$

що цілком задовільно.

10. Частотні спотворення на вишій частоті діапазону f_B визначаються в основному граничною частотою підсилення струму транзистора f_{α} . При цьому коефіцієнт передачі на частоті f_B для схеми з СЕ

$$h_{21E B} = h_{21E} / \sqrt{1 + (f_B / f_{h_{21E}})^2}.$$

Якщо враховувати, що $f_{h_{21E}} = f_{\alpha} (1 - h_{21B})$ і $M_B \approx h_{21E} / h_{21B}$, то при $f = 250 \text{ МГц}$ і $h_{21B \min} = h_{21E \min} / (1 + h_{21E \min}) = 0,95$

$$\begin{aligned} M_B &= \sqrt{1 + [f_B / f_{\alpha} (1 - h_{21B \min})]^2} = \\ &= \sqrt{1 + [5 \cdot 10^3 / 250 \cdot 10^6 (1 - 0,95)]^2} \approx 1, \end{aligned}$$

що значно менше припустимого.

11. Визначаємо ємність розділового конденсатора C_{p2} відповідно до формули (2.90) з урахуванням того, що вихідний опір транзистора $VT1$ $R_{вих1}$ значний,

$$C_{p2} \geq 1/\left[2\pi f_H (R_{K1} + R_H) \sqrt{M_{H2}^2 - 1}\right] =$$

$$= 1 \cdot 10^6 / \left[2 \cdot 3,14 \cdot 10^2 (5600 + 183,3) \sqrt{1,12^2 - 1}\right] \approx 0,546 \text{ мкФ}.$$

Обираємо конденсатор К73–11 ємністю 0,56 мкФ і з робочою напругою 63 В.

12. Спад напруги на C_{p2} на частоті f_H

$$U_{Cm} = I_{Bm2} / (2\pi f_H C_{p2}) =$$

$$= 0,3 \cdot 10^{-3} / (2 \cdot 3,14 \cdot 100 \cdot 0,56 \cdot 10^{-6}) \approx 0,85 \text{ В}.$$

13. Амплітудне значення напруги на вході наступного каскаду

$$U_{Bm2} = I_{Bm2} R_{вх2} = 0,3 \cdot 10^{-3} \cdot 200 = 0,06 \text{ В}.$$

Отже, транзистор повинен забезпечити на виході напругу $U_{Cm} + U_{Bm2} = 0,85 + 0,06 = 0,91 \text{ В}$. Оскільки напруга спокою колекторного кола $U_{0КЕ} = 3,5 \text{ В}$, то спотворення сигналу з амплітудою 0,91 В будуть незначні.

14. Ємність конденсатора у колі емітера визначаємо згідно з формулою (2.93) з урахуванням того, що r_E визначається як $r_E \approx r'_E / 2$, де $r'_E \approx \varphi_T / I_E \approx 26 / I_E$ (мА) = 26/0,66 = 39,4 Ом, $r_E = 39,4 / 2 = 19,7 \text{ Ом}$,

$$C_E \geq 1/\left[2\pi f_H r_E \sqrt{M_{HE}^2 - 1}\right] = 1 \cdot 10^6 / \left[2 \cdot 3,14 \cdot 100 \cdot 19,7 \sqrt{1,12^2 - 1}\right] \approx 160 \text{ мкФ}.$$

Обираємо конденсатор К50–16А ємністю 200 мкФ і з робочою напругою 16 В.

15. Струм зміщення в колі бази $I_{0Б} = I_{0К} / h_{21E \min} = 0,66 / 20 = 0,033 \text{ мА}$.

Скориставшись вхідною характеристикою транзистора КТ331А, знаходимо напругу зміщення в колі бази $U_{0БЕ} = 0,6 \text{ В}$.

16. Як було зазначено вище, спад напруги на R_E приймається $U_E = 0,2E_K = 0,2 \cdot 9 = 1,8 \text{ В}$.

Розрахуємо опори резисторів $R1$ і $R2$

$$R_1 = \frac{E_K - U_{0БЕ} - U_E}{I_{0Б} + I_{R_2}} = \frac{9 - 0,6 - 1,8}{0,033 \cdot 10^{-3} + 0,165 \cdot 10^{-3}} \approx 33333 \text{ Ом}$$

(станд. 33 кОм),

де $I_{R_2} = (2 \dots 5) I_{0Б} = 5 \cdot 0,033 = 0,165 \text{ мА}$ — струм в резисторі R_2 ;

$$R_2 = \frac{U_E + U_{0БЕ}}{I_{R_2}} = \frac{1,8 + 0,6}{0,165 \cdot 10^{-3}} \approx 14545 \text{ Ом (станд. 15 кОм)}.$$

Прикл. 2.16. Розрахувати підсилювач за схемою рис. 2.48 для наступних даних: $E_K = 20 \text{ В}$; $R_H = 51 \text{ Ом}$; $f_H = 20 \text{ Гц}$; $f_B = 2 \cdot 10^4 \text{ Гц}$; $K_{U\Sigma} = 100$; $U_m = 7 \text{ В}$.

Розв'язання. 1. Розрахуємо каскад на транзисторі VT3. Максимальний емітерний струм транзистора VT3 визначимо в припущенні, що на робочій частоті резистори R_{E3} і R_H ввімкнені паралельно,

$$I_{E3 \max} = 2U_{m \text{ вих}} (R_{E3} + R_H) / (R_{E3} R_H).$$

Мінімальний спад напруги на резисторі R_{K2}

$$U_{R_{K2} \min} = E_K - 2U_{m \text{ н}} - U_{BE3}.$$

Опір резистора R_{K2}

$$R_{K2} = U_{R_{K2} \min} (h_{21E3} + 1) / I_{E3 \max}.$$

Для забезпечення термостабільності каскаду згідно з (2.34) маємо $R_B = R_E (S_i - 1)$, де $S_i = 2 \dots 5$ — коефіцієнт нестабільності. Тоді, тому що для каскаду на транзисторі VT3 $R_B = R_{K2}$, одержимо

$$U_{R_{K2} \min} (h_{21E3} + 1) / I_{E3 \max} = R_{E3} (S_i - 1).$$

Для вибору типу вихідного транзистора припустимо $R_H = R_{E3}$. Тоді транзистор повинен відповідати наступним вимогам:

$$I_{K \max \text{ доп}} \geq 2U_{m \text{ вих}} (2/R_H) = 0,55 \text{ А};$$

$$U_{KE \max \text{ доп}} \geq E_K = 20 \text{ В};$$

$$f_{\text{гр}} \geq f_B = 2 \cdot 10^4 \text{ Гц};$$

$$P_K \geq (E_K - U_m)^2 / R_H = (20 - 7)^2 / 51 = 3,31 \text{ Вт}.$$

За наведеними даними обираємо транзистор КТ815А: $U_{KE} = 40 \text{ В}$; $I_{K \max} = 1,5 \text{ А}$; $P_K = 10 \text{ Вт}$; $h_{21E} = 40$; $f_{\text{гр}} = 5 \text{ МГц}$.

Вважаючи $U_{R_{E2}} = 2 \text{ В}$, $S_i = 5$, $U_{BE3} = 0,8 \text{ В}$, з урахуванням виразу для мінімальної напруги на резисторі R_{K2} знайдемо

$$R_{E3} = \frac{U_{R_{K2} \min} (h_{21E3} + 1)}{2U_m (S_i - 1)} R_H = \frac{5,2(40 + 1)}{2 \cdot 7(5 - 1)} 51 = 155,3 \text{ Ом}$$

$$(\text{станд. } R_{E3} = 160 \text{ Ом}).$$

2. Розрахуємо каскад на транзисторі VT2:

$$R_{K2} = R_{E3} (S_i - 1) = 160(5 - 1) = 640 \text{ Ом}$$

$$(\text{станд. } R_{K2} = 680 \text{ Ом}).$$

Струм спокою транзистора VT2

$$I_{0K2} = \frac{E_K - U_{R_{E2}} - U_m - U_{BE3}}{R_{K2}} = \frac{20 - 2 - 7 - 0,8}{680} = 15 \text{ мА}.$$

$$R_{E2} \approx U_{R_{E2}} / I_{0K2} = 2 / (15 \cdot 10^{-3}) \approx 133,3 \text{ Ом (станд. } 130 \text{ Ом)}.$$

Транзистор VT2 повинен відповідати наступним вимогам:

$$I_{K \text{ макс доп}} \geq E_K / R_{K2} = 20 / 680 = 29 \text{ мА}; U_{KE \text{ макс доп}} \geq E_K = 20 \text{ В};$$

$$f_{гр} \geq 2 \cdot 10^4 \text{ Гц}; P_K \geq I_{0K} U_{0KE} = 15 \cdot 7 = 105 \text{ мВт}.$$

Обираємо транзистор КТ503Б: $U_{KE \text{ макс доп}} = 25 \text{ В}; I_{K \text{ макс доп}} = 150 \text{ мА};$
 $P_{K \text{ макс доп}} = 350 \text{ мВт}; h_{21E} = 80 \dots 120; f_{гр} = 5 \text{ МГц}.$

Згідно з виразом (2.34) одержимо

$$R_{B2} = R_{E2} (S_i - 1) = 130 (5 - 1) = 520 \text{ Ом}.$$

Тоді

$$(R_3 R_4) / (R_3 + R_4) = R_{B2};$$

$$(E_K R_4) / (R_3 + R_4) = U_{R_{E2}} + U_{BE2} = U_{R4} = U_{B2}.$$

З наведених виразів за умови $U_{BE2} = 0,75 \text{ В}$ знаходимо

$$R_3 = \frac{E_K R_{B2}}{U_{R4}} = \frac{20 \cdot 520}{2 + 0,75} = 3781 \text{ Ом (станд. } 3,9 \text{ кОм)};$$

$$R_4 = \frac{U_{R4} R_3}{E_K - U_{R4}} = \frac{(2 + 0,75) \cdot 3900}{20 - (2 + 0,75)} = 621 \text{ Ом (станд. } 620 \text{ Ом)}.$$

Струм спокою бази транзистора VT2

$$I_{0B2} = I_{0K2} / h_{21E} = 15 / 80 = 0,19 \text{ мА}.$$

Струм подільника на резисторах R3, R4

$$I_{под} = E_K / (R_3 + R_4) = 20 / (3,9 + 0,62) \approx 4,4 \text{ мА};$$

$I_{под} \geq I_{0B2}$ відповідає умові незалежності вихідної напруги подільника U_{B2} від струму бази VT2.

Опір навантаження каскаду на транзисторі VT2

$$R'_H = R_{K2} \parallel (R_{E3} \parallel R_H) h_{21E3} = 472 \text{ Ом}.$$

Коефіцієнт підсилення каскаду на транзисторі VT2 без урахування дії кола місцевого НЗЗ ($R_{вх} = h_{1E} = 0,58 \dots 4 \text{ кОм};$ приймаємо $R_{вх} = 0,58 \text{ кОм}$)

$$K_{U2} \approx R'_H h_{21E} / R_{вх} = 472 \cdot 80 / 580 = 65,1.$$

Опір навантаження для каскаду на транзисторі VT1 по змінному струму

$$1/R_{H2} = 1/R_3 + 1/R_4 + 1/R_{BX} = 1/3,9 + 1/0,62 + 1/0,58 ,$$

$$R_{H2} = 278 \text{ Ом}.$$

3. Розрахуємо каскад на транзисторі VT1 .

Опір резистора R_{K1} визначаємо з умови

$$R_{K1} \geq R_{H2} .$$

Приймаємо $R_{K1} = 1 \text{ кОм} .$

Струм спокою транзистора VT1 в припущенні, що $U_{K1} = E_K/2$, дорівнює

$$I_{0K1} = (E_K - U_{K1})/R_{K1} = (20 - 10)/1 \cdot 10^3 = 10 \text{ мА} .$$

Транзистор VT1 обирають з умов:

$$I_{K \text{ max доп}} \geq E_K/R_{K1} = 20 \text{ мА}; \quad U_{KE \text{ max доп}} \geq E_K = 20 \text{ В};$$

$$f_p \geq 2 \cdot 10^4 \text{ Гц};$$

$$P_{K \text{ max доп}} \geq I_{0K1}U_{0KE} = 100 \text{ мВт} .$$

Цим вимогам задовольняє транзистор КТ315Б:

$$U_{KE} = 20 \text{ В}; \quad I_K = 100 \text{ мА}; \quad P_K = 150 \text{ мВт}; \quad h_{21E} = 50 \dots 350;$$

$$f_{Гр} = 250 \text{ МГц} .$$

Струм спокою бази транзистора VT1

$$I_{0B1} = I_{0K1}/h_{21E \text{ min}} = 10/50 = 0,2 \text{ мА}.$$

Приймаємо струм подільника на резисторах R_1 і R_2 рівним $I_{\text{под1}} = 10I_{0B1}$. Тоді

$$R_1 + R_2 = E_K/I_{\text{под1}} = 20/(10 \cdot 0,2) = 10 \text{ кОм}.$$

Значення $R_{E1} = R'_{E1} + R''_{E1}$ знаходимо з умови, що $U_{RE1} = 0,1E_K$, $U_{BE1} = 0,75 \text{ В}$,

$$E_K R_2 / (R_1 + R_2) \approx U_{BE1} + I_{0K1} R_{E1} .$$

Розв'язуючи наведені рівняння, одержуємо

$$R_{E1} \approx \frac{U_{RE1}}{I_{0K1}} = \frac{0,1 \cdot 20}{10 \cdot 10^{-3}} = 200 \text{ Ом (станд. } 200 \text{ Ом)};$$

$$R_2 = \frac{(U_{BE1} + I_{0K1} R_{E1})(R_1 + R_2)}{E_K} = \frac{(0,75 + 10 \cdot 0,2) \cdot 10}{20} = 1,47 \text{ кОм}$$

(станд. $1,5 \text{ кОм}$);

$$R_1 = 10 - R_2 = 10 - 1,5 = 8,5 \text{ кОм (станд. } 8,2 \text{ кОм)}.$$

Для введення загального кола НЗЗ резистор R_{E1} поділимо у співвідношенні $R'_{E1} = 180 \text{ Ом}$; $R''_{E1} = 39 \text{ Ом}$. Тоді коефіцієнт підсилення каскаду на транзисторі $VT1$ за змінним струмом

$$K_{U1} \approx R_{H2} \parallel R_{K1} / R'_{E1} = \frac{278 \cdot 1000}{278 + 1000} / 39 \approx 5,6.$$

Вхідний опір підсилувача для змінної складової знаходимо з умови

$$1/R_{вх} = 1/R_1 + 1/R_2 + 1/(h_{21E1} R'_{E1}),$$

звідки $R_{вх} = 0,769 \text{ кОм}$.

4. Розрахуємо кола зв'язку і конденсатори кола місцевого НЗЗ.

Розрахунок конденсаторів схеми виконаємо, вважаючи, що розділові і емітерні конденсатори формують значення f_H , а конденсатор C_{33} — значення f_B підсилувача. Завдяки тому, що підсилувач трикаскадний, то для одержання потрібного значення ω_H необхідно (згідно з рис. 2.47), щоб частота зрізу кожного каскаду дорівнювала $\omega_{зрH} \leq \omega_H/2$. Тоді сумарний коефіцієнт підсилення на частоті ω_H досягне 3 дБ.

Використовуючи вирази, наведені в § 2.8.2, для підсилувача з RC -зв'язками одержимо

$$\frac{1}{\omega_{зрH}} = \frac{(R'_2 + R_{вх})C_E R_E}{R'_2 + R_{вх} + R_E}; \quad R'_2 = (R_B R_{вн}) / (R_B + R_{вн});$$

$$(R_B + R_{вн})C_P = R_E C_E.$$

Тоді відповідно одержимо:

для каскаду на транзисторі $VT1$

$$R'_2 = R_1 R_2 / (R_1 + R_2) + h_{21E1} R'_{E1} =$$

$$= 8,2 \cdot 1,5 / (8,2 + 1,5) + 50 \cdot 0,039 = 3,2 \text{ кОм};$$

$$C_{E1} = \frac{R'_2 + R'_{E1} h_{21E1}}{\omega_{зр} R'_2 R'_{E1}} = \frac{(3,2 + 0,18 \cdot 50) \cdot 10^3}{20\pi \cdot 3,2 \cdot 0,18 \cdot 10^6} = 337 \text{ мкФ};$$

$\omega_{зр} = \omega_H/2 = 20\pi$. Приймаємо $C_{E1} = 330 \text{ мкФ}$;

$C_{P1} = 180 \cdot 330 \cdot 10^{-6} / 3200 = 18,6 \text{ мкФ}$.

Приймаємо $C_{P1} = 33 \text{ мкФ}$;

для каскаду на транзисторі $VT2$:

$$1/R''_2 = 1/R_3 + 1/R_4 + 1/R_{K1} = 1/3,9 + 1/0,62 + 1/1 = 2,87 \text{ См}.$$

Звідки $R''_2 = 348 \text{ Ом}$.

$$C_{E2} = \frac{(348 + 130 \cdot 80)}{20\pi \cdot 348 \cdot 130} = 3,78 \cdot 10^{-3} = 3780 \text{ мкФ}.$$

Приймаємо $C_{E2} = 4700 \text{ мкФ}$.

$$C_{p2} = 130 \cdot 4700 \cdot 10^{-6} / 348 = 1755,7 \text{ мкФ}.$$

Приймаємо $C_{p2} = 2200 \text{ мкФ}$.

Конденсатор C_{p3} обираємо в припущенні, що вихідний опір емітерного повторювача дорівнює нулю. Тоді для вихідного кола справедлива передавальна функція

$$W(p) = T_1 p / (T_1 p + 1), \text{ де } T_1 = R_n C_{p3},$$

звідки

$$C_{p3} = 1 / \omega_{зр} R_n = 1 / (20\pi \cdot 51) = 312 \text{ мкФ}.$$

Приймаємо $C_{p3} = 330 \text{ мкФ}$.

5. Розрахуємо коло загального НЗЗ. Коло загального НЗЗ має передавальну функцію

$$W(p)_{\text{НЗЗ}} = K (T_1 p + 1) / T_2 p + 1, \text{ де } K = R_{E1}' / (R_{E1}' + R_{33});$$

$$T_1 = R_{33} C_{33}; \quad T_2 = R_{E1}' R_{33} C_{33} / (R_{E1}' + R_{33}).$$

Для розрахунку кола НЗЗ визначимо частоти зрізу для кожного каскаду, які характеризуються власними частотними властивостями транзисторів:

$$\text{для каскаду на } VT1: f_{зр1} = f_{гр} / h_{21E \max} = 250 \cdot 10^6 / 350 = 714 \text{ кГц};$$

$$\text{для каскаду на } VT2: f_{зр2} = 5 \cdot 10^6 / 120 = 41,6 \text{ кГц};$$

$$\text{для каскаду на } VT3: f_{зр3} = 5 \cdot 10^6 / 40 = 125 \text{ кГц}.$$

Отже, коло НЗЗ повинно забезпечити спад частотної характеристики в діапазоні частот $f_n \leq f \leq f_{зр2}$.

Сумарний коефіцієнт підсилення підсилювача без кола НЗЗ

$$K_{\Sigma} = K_{U1} \cdot K_{U2} = 5,6 \cdot 65,1 = 364,6.$$

Потрібний коефіцієнт підсилення $K_{U\Sigma} = 100$. Тоді коефіцієнт передачі кола за постійним струмом

$$\beta = K = \frac{K_{\Sigma} - K_{U\Sigma}}{K_{\Sigma} K_{U\Sigma}} = \frac{364,6 - 100}{364,6 \cdot 100} = 7,25 \cdot 10^{-3}.$$

Звідси $R_{33} \approx R_{E1}' / K = 39 / 7,25 \cdot 10^{-3} = 5379,3 \text{ Ом}$ (станд. $5,6 \text{ кОм}$).

$$C_{33} = 1 / (\omega_{в} R_{33}) = \frac{1}{2\pi \cdot 2 \cdot 10^4 \cdot 5,6 \cdot 10^3} = 1,42 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}.$$

Приймаємо $C_{33} = 2,2 \text{ нФ}$.

2.8.3. Підсилювачі з безпосереднім зв'язком

Як вже було зазначено раніше, підсилювач постійного струму здатний підсилити вхідний сигнал без порушення співвідношення в ньому постійної та змінної складових. Це досягається вилученням з підсилювача елементів, які перешкоджають передачі дуже повільних змін вхідної напруги або струму, тобто конденсаторів або трансформаторів зв'язку. Тому для з'єднання окремих каскадів підсилення в цьому випадку застосовується гальванічний зв'язок: зв'язок за допомогою елементів, які забезпечують двосторонню передачу повільних змін сигналу (напруги або струму). В окремому випадку (за відсутності будь-яких додаткових елементів) гальванічний зв'язок перетворюється в безпосередній. При цьому вихід попереднього каскаду підсилення омично зв'язаний з входом наступного каскаду за схемою рис. 2.40, в. Частотна характеристика підсилювача з безпосереднім зв'язком, яка показана на рис. 2.43 штриховою лінією, має нижню границю частоти $f_n = 0$. Отже, такий підсилювач повинен відтворювати всі частоти, починаючи з нуля. В області верхніх частот коефіцієнт підсилення буде зменшуватися з тих же причин, що і в підсилювачі з резистивно-ємнісним зв'язком.

Проте відсутність у колах зв'язку реактивних елементів створює труднощі в забезпеченні початкових режимів роботи окремих каскадів, не розв'язаних за сталою складовою струму і взаємно впливаючих один на одного. Тому через підсилювач одночасно можуть проходити корисний підсилюваний сигнал і сигнал завади, обумовлений зміною початкового режиму роботи транзистора каскаду підсилення ($U_{0КЕ}, I_{0К}$) під впливом різних дестабілізуючих факторів, наприклад, змін напруги джерела живлення, температури.

Як корисний сигнал, так і сигнал завади можуть мати однаковий або близький характер зміни з часом. Через те, що на виході підсилювача такі сигнали підсумовуються і розрізнити їх неможливо, це створює помилкове уявлення про справжню величину підсиленого корисного сигналу. Таким чином, на виході підсилювача виникають зміни підсиленого сигналу, не пов'язані зі зміною вхідного сигналу, а обумовлені внутрішніми процесами в підсилювачі. Ці зміни зветься дрейфом нуля підсилювача.

Величина дрейфу оцінюється величиною зміни рівня вихідної напруги дрейфу від мінімального до максимального $U_{др\ max} - U_{др\ min}$ при незмінній величині корисного вхідного сигналу ($U_{вх} = const$). Для якісної оцінки різних підсилювачів за величиною дрейфу користуються поняттям дрейфу нуля, зведеного до входу підсилювача

$$d = (U_{др\ max} - U_{др\ min}) / K_U . \quad (2.97)$$

Основними засобами зниження дрейфу нуля є: хороша стабілізація джерел живлення підсилювачів; застосування негативного зворотного зв'язку; використання елементів з нелінійною залежністю параметрів від температури для компенсації температурного дрейфу; застосування підсилювачів з проміжним перетворенням і балансних.

Схема двокаскадного підсилювача з безпосереднім зв'язком колектора транзистора $VT1$ з базою транзистора $VT2$ наведена на рис. 2.49. Тому що кожний окремих каскад підсилення виконаний за схемою з СЕ, то для них справедливі всі положення аналізу початкового режиму і режиму підсилення, розглянуті раніше для однокаскадного підсилювача в § 2.1. Проте безпосередній зв'язок між каскадами визначає особливості режиму їх узгодження, а отже, накладає деякі обмеження на параметри як окремих каскадів, так і підсилювача в цілому.

Зміщення на базу транзистора $VT1$ подається від подільника напруги на резисторах $R1, R2$. При даній полярності джерела живлення E_K на колекторі транзистора встановлюється відповідно до початкового режиму відносно високий позитивний потенціал, який прикладається до бази транзистора $VT2$. Рівень цього потенціалу звичайно значно перевищує потрібну напругу зміщення на базі транзистора $VT2$. Тому якщо її не компенсувати, то струми I_{B2} і I_{K2} зростуть настільки, що транзистор $VT2$ може перейти в режим насичення.

Компенсація колекторної напруги U_{KE1} в наведеній схемі здійснюється напругою на резисторі R_{E2} , яка має зустрічний напрямок і яка задається такої величини, щоб

$$U_{E2} = U_{E1} + U_{KE1} - U_{BE2} , \quad (2.98)$$

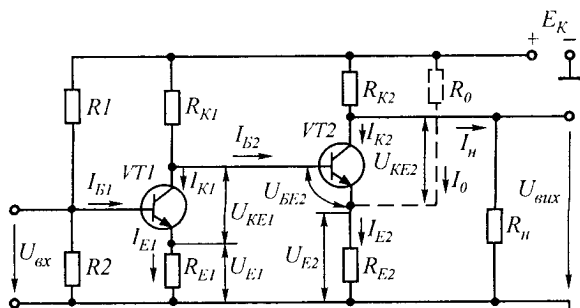


Рис. 2.49

де U_{BE2} — необхідна напруга зміщення на базі транзистора $VT2$, яка забезпечує потрібну величину базового струму $I_{B2} = U_{BE2}/R_{Bx2}$. В свою чергу, струм I_{B2} забезпечує початковий режим роботи другого каскаду. При цьому в режимі узгодження величини опорів у колах колекторів визначаються співвідношеннями

$$R_{K1} = \frac{E_K - U_{KE1} - U_{E1}}{I_{K1} + I_{B2}}; R_{K2} = \frac{E_K - U_{KE2} - U_{E2}}{I_{K2} + I_H}. \quad (2.99)$$

Рівень корисного підсилюваного сигналу на колекторі транзистора $VT2$ завжди більший у порівнянні з рівнем на колекторі $VT1$. Тому напруга на ділянці колектор-емітер у початковому режимі U_{KE2} транзистора $VT2$ повинна перевищувати таку ж напругу U_{KE1} транзистора $VT1$. Враховуючи, що завжди виконується нерівність $U_{BE2} \ll U_{KE1}$, з виразу (2.98) одержимо $U_{E2} \approx U_{E1} + U_{KE1}$. Якщо струми в обох транзисторів однакові, то очевидно, що $R_{E2} > R_{E1}$, а з рівнянь (2.99) $R_{K2} < R_{K1}$. Поширюючи це положення на n -каскадний підсилювач, одержимо наступні нерівності:

$$R_{E1} < R_{E2} < \dots < R_{En};$$

$$R_{K1} > R_{K2} > \dots > R_{Kn}.$$

Таким чином, з віддаленням від входу підсилювача від каскаду до каскаду з урахуванням того, що $R_E \gg r_E$, $h_{21E} R_E \gg r_B$, $R_H = R_{Bx}$, вхідний опір окремих каскадів (див. вираз (2.46))

$$R_{Bx} = r_B + (r_E + R_E)(h_{21E} + 1) \approx h_{21E} R_E \quad (2.100)$$

збільшується, опір навантаження колекторного струму за рахунок підсилюваного сигналу R'_K (вираз (2.35)) все більшою мірою визначається опором в колі колектора

$$R'_K = R_K R_{Bx} / (R_K + R_{Bx}) \approx R_K, \quad (2.101)$$

а коефіцієнт підсилення за напругою (вираз (2.49)) з урахуванням виразів (2.100) і (2.101)

$$K_U = h_{21E} R'_K / R_{Bx} \approx R_K / R_E \quad (2.102)$$

зменшується. Для останнього каскаду підсилення замість R_{Bx} у вираз (2.101) слід підставити значення опору зовнішнього навантаження R_H .

Звичайно в першому каскаді відбувається найбільше посилення. Для задовільного підсилення сигналу в наступних каскадах, як це видно з виразу (2.102), необхідно виконання нерівності $R_K > R_E$. Проте зменшення підсилення наступних каскадів дозволяє зроби-

ти висновок про недоцільність використання у підсилювачі з безпосереднім зв'язком більше трьох каскадів підсилення.

Підвищення напруги на опорі R_E кожного наступного каскаду підсилення з метою компенсації відносно високого колекторного потенціалу попереднього каскаду можна досягти пропусканням через цей опір додаткового струму I_0 від джерела живлення E_K через опір R_0 (показано штрихами в схемі другого каскаду (рис. 2.49)). При цьому еквівалентний опір в колі емітера

$$R'_E = R_{E2} R_0 / (R_{E2} + R_0)$$

зменшується і згідно з виразом (2.102) збільшується підсилення, проте витрати потужності зростають.

Оскільки в розглядуваній схемі існують глибокі негативні зворотні зв'язки як за початковою складовою струму колектора, так і за складовою струму за рахунок підсилюваного сигналу (застосування шунтуючих конденсаторів тут принципово неможливо), то основні параметри підсилювача слабо залежать від зміни параметрів транзисторів. Проте дрейф нуля в підсилювачі звичайно великий.

Коефіцієнт підсилення двокаскадного підсилювача в розглянутому випадку визначається формулою

$$K_U = K_{U1} K_{U2},$$

в якій коефіцієнти підсилення окремих каскадів можна знайти з рівності

$$K_{U1,2} = h_{21E} R_K / R_{bx} = R_K I_E / \Phi_T.$$

При цьому для каскаду на транзисторі $VТ1$ $R_K = R_{K1}$; $R_{bx1} = R_{E1} (h_{21E} + 1) + R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$; для другого каскаду $R_{bx2} \approx h_{21E} R_{E2}$, а опір навантаження колекторному струму R_K визначається паралельним з'єднанням R_{K2} і R_H .

Розглянутий метод узгодження (див. вираз (2.98)) призводить до того, що глибина місцевого послідовного НЗЗ за струмом у кожному наступному каскаді буде більшою, ніж у попередньому. Тому коефіцієнт підсилення кожного наступного каскаду буде менший, ніж попереднього. На практиці, якщо таких послідовно ввімкнених каскадів більше трьох, то коефіцієнт підсилення наступних каскадів наближається до одиниці.

Усунути даний недолік можливо, якщо використовувати в емітерних колах транзисторів нелінійні елементи, спад напруги на яких не залежить від їх опору. В ролі таких елементів в підсилювачах постійного струму часто використовують стабілітрони (рис. 2.50).

Застосування стабілітронів повністю не вирішує проблему узгодження режимів як за постійним, так і змінним струмами. Дійсно,

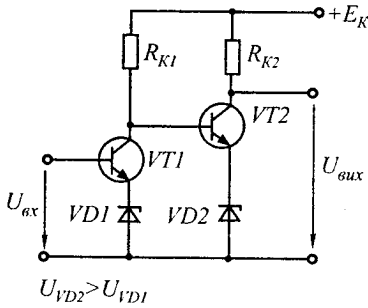


Рис. 2.50

оскільки напруга емітерного елемента (резистора або стабілітрона) в кожному наступному каскаді повинна бути більшою, ніж в попередньому, відповідно зменшується можливе максимальне значення амплітуди вихідного сигналу каскаду. Проте, за принципом роботи амплітуда сигналу в кожному наступному каскаді підсилювача повинна бути більшою, ніж в попередньому. Тому проектування на цьому принципі підсилювачів з

числом каскадів більшим трьох, як правило, недоцільне. Отже, підсилювачі постійного струму, в яких використаний цей метод узгодження режимів, мають цілком визначену межу по коефіцієнту підсилення. До того ж розглянуті підсилювачі мають такі недоліки:

1. На вході підсилювача присутня деяка постійна напруга, необхідна для завдання режиму спокою транзистора першого каскаду. Приєднання джерела вхідної напруги з кінцевим вихідним опором змінює режим роботи цього каскаду за постійним струмом. Цю зміну у випадку постійності вихідного опору джерела вхідної інформації можна компенсувати зміною резисторів R_1 і R_2 . Проте, якщо вихідний опір джерела сигналу у процесі не залишається постійним, його зміни будуть сприйматися підсилювачем як вхідний сигнал. Крім того, існують джерела інформації (датчики), подача на які постійної напруги неприпустима.

2. За відсутністю вхідного сигналу на виході підсилювача присутня деяка постійна напруга, обумовлена режимом спокою вихідного транзистора підсилювача.

Усунути постійні складові на вході і виході підсилювача можна, використовуючи в ньому так звані схеми зсуву. Приклад такої схеми наведений на рис. 2.51. Ідея технічного рішення полягає в наступному. Якщо деякий подільник напруги приєднаний до двох послідовно з'єднаних джерел живлення, то опори його резисторів завжди можна підібрати такими, що відносно середньої точки джерел живлення на виході подільника дорівнювала б нулю. Стосовно підсилювача постійного струму реалізація даної ідеї потребує введення в пристрій додаткового джерела живлення, полярність якого протилежна полярності основного джерела живлення, і використання для міжкаскадного зв'язку резистивних подільників напруги.

Припустимо, що параметри режиму спокою для базового кола транзистора $VT1$ задані (U_{0BE} , I_{0B}). Тоді опори резисторів подільників зв'язку можуть бути розраховані за наступними виразами:

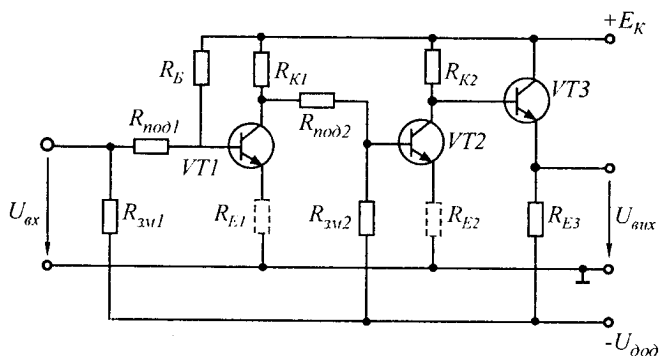


Рис. 2.51

$$\begin{aligned}
 R_{2м1} &= U_{\text{доод}} / KI_{\text{ОБ}}; \\
 R_{\text{под1}} &= U_{\text{ОБЕ}} / KI_{\text{ОБ}}; \\
 R_{\text{Б}} &= (E_{\text{К}} - U_{\text{ОБЕ}}) / KI_{\text{ОБ}},
 \end{aligned}
 \tag{2.103}$$

де $K \geq 10$ — коефіцієнт, який визначає перевищення струмом подільника базового струму транзистора.

Даний метод дозволяє виконати узгодження режимів каскадів підсилювача як за постійним, так і змінним струмами. Проте введення у вхідне коло підсилювача і між його каскадами додаткових подільників напруги зменшує сумарний коефіцієнт підсилення пристрою і ускладнює схему підсилювача. Крім того, в такому підсилювачі залишається невирішеною проблема мінімізації дрейфу нуля вихідної напруги.

Величина дрейфу одиничного каскаду може бути зменшена введенням в нього кола НЗЗ (емітерні резистори, які показані на рис. 2.51 штриховою лінією). Проте це призводить до зменшення коефіцієнта підсилення підсилювача, що не завжди бажано.

Зменшити вплив зовнішніх дестабілізуючих факторів на дрейф вихідної напруги підсилювача можна або компенсуючи виникаючий дрейф в кожному, особливо першому, каскаді підсилювача, або виключаючи шлях передачі виникаючої напруги дрейфу на вихід підсилювача.

Практичною реалізацією першого способу зменшення дрейфу підсилювача, а саме компенсації дрейфової складової в кожному каскаді, є використання при його побудові диференціальних каскадів підсилення. Раніше було показано (див. § 2.7), що дрейф нуля може бути суттєво меншим, ніж в каскадах на одиничних транзисторах. До того ж диференціальний каскад практично повністю позбавлений основних недоліків, властивих підсилювачу постійного струму за схемою рис. 2.49.

При вмиканні джерела вхідної напруги між базами його транзисторів, а навантаження — між їх колекторами (див. рис. 2.33,а) постійні складові вхідної і вихідної напруг підсилювача, обумовлені забезпеченням його режиму роботи, принципово відсутні. Отже, в підсилювачі автоматично виконується умова: якщо $U_{вх} = 0$, то $U_{вих} = 0$. Тому приєднання джерела вхідного сигналу і навантаження не змінює режим роботи каскаду за постійним струмом.

Вхідна і вихідна напруги диференціального каскаду можуть змінювати свою полярність.

Джерело вхідної напруги і навантаження можуть бути як симетричними, так і несиметричними (див. рис. 2.36).

Коефіцієнт підсилення диференціального каскаду за інших рівних умов завжди більший, ніж у каскаді на одному транзисторі (2.81).

При побудові багатокаскадного підсилювача не виникає проблеми узгодження режимів окремих каскадів за постійним струмом, до того ж в цьому випадку допускається безпосередній зв'язок між окремими каскадами. Це дозволяє будувати з використанням диференціальних каскадів багатокаскадні підсилювачі з дуже великим власним підсиленням.

На рис. 2.52 наведена схема двокаскадного підсилювача постійного струму, виконана з використанням двох диференціальних каскадів підсилення. Зі схеми видно, що, хоча для напруги на емітерних резисторах R_E справедливий вираз (2.98), збільшення U_{RE} не призводить до зниження коефіцієнта підсилення наступних каскадів. Тому диференціальний підсилювач є зараз основою для проектування багатокаскадних підсилювачів постійного струму, особливо при використанні гібридної і напівпровідникової технології.

У підсилювачі змінного струму проблема дрейфу нуля відсутня в силу самого принципу його роботи (наявність в схемі розділових конденсаторів). Вхідна постійна складова подається на підсилювач від зовнішнього джерела, а дрейфова з'являється в самому

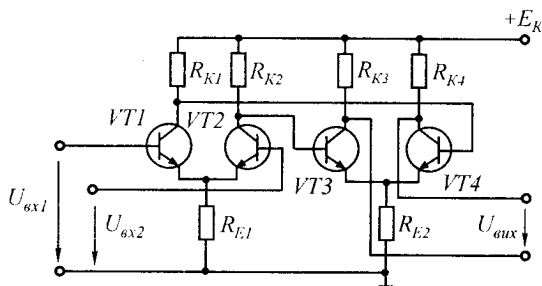


Рис. 2.52

підсилювачі. Таким чином, якщо на вході підсилювача змінного струму постійну складову вхідного сигналу перетворити в змінну, а на виході виконати зворотне перетворення, то в вихідній напрузі дрейфові складові підсилювача будуть повністю відсутні.

На рис. 2.53 наведена схема (а) підсилювача постійного струму, яка реалізує даний принцип, і часові діаграми (б), які пояснюють його роботу.

Вхідний сигнал підсилювача подається на модулятор (М), призначений для перетворення постійної напруги в змінну. Модулятор являє собою два перемикачі, які змінюють полярність під'єднання вихідної напруги джерела сигналу до входу підсилювача з частотою зовнішнього задавального генератора (ЗГ). Змінна напруга U_1 з виходу модулятора подається на вхід підсилювача змінного струму з потрібним коефіцієнтом підсилення K . Підсилена змінна напруга U_1 з виходу підсилювача надходить на вхід демодулятора (ДМ). Він виконує зворотне перетворення змінного струму в постійний. Для правильного відновлення початкового сигналу ДМ повинен працювати синхронно і синфазно з модулятором. З виходу демодулятора підсилена напруга постійного струму подається на навантаження.

Таким чином, в розглянутій структурі дрейф, обумовлений зміною параметрів підсилювача, внаслідок дії різних дестабілізуючих факторів, повністю усунено. Похибки, виникаючі на виході, обу-

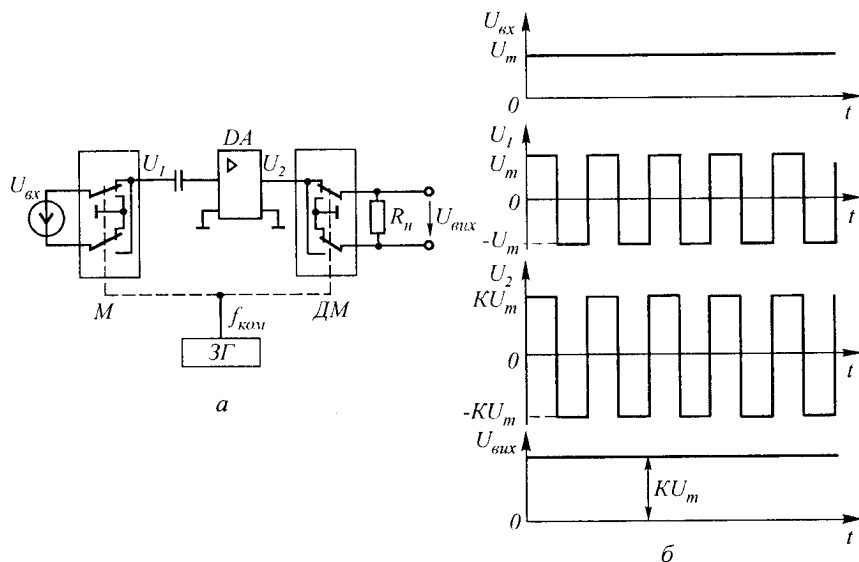


Рис. 2.53

мовлені тільки точністю перетворення постійного струму в змінний, тобто вони повністю визначаються параметрами модулятора.

Підсилювачі постійного струму, побудовані за цим принципом, зветься М—ДМ підсилювачами постійного струму або підсилювачами постійного струму з подвійним перетворенням.

До недоліків даної структури можна віднести:

— наявність в вихідній напрузі підсилювача складової змінного струму, частота якої дорівнює частоті задавального генератора. Це обумовлено неідеальністю роботи модулятора і демодулятора. Усунення цієї складової потребує встановлення на виході підсилювача додаткового фільтра;

— недостатньо широка смуга пропускання підсилювача. Причина цього, по-перше, в тому, що для правильного відновлення початкового сигналу частоти роботи модулятора і демодулятора повинні як мінімум у 2 рази перевищувати максимальне значення частоти вхідного сигналу, по-друге, в необхідності встановлення на виході пристрою фільтра, призначеного для заглушення складової з частотою роботи задавального генератора.

2.9. СПЕЦІАЛЬНІ ТИПИ ПІДСИЛЮВАЧІВ

Для підсилення імпульсних сигналів (сигналів широкого спектра частот) використовують підсилювачі з широкою смугою пропускання. В окремих випадках розширення смуги пропускання підсилювача забезпечується за рахунок свідомого зменшення його підсилення або застосуванням спеціальних ланцюжків корекції частотної характеристики. В інших випадках виникає зворотна задача штучного звужування смуги пропускання підсилювача, коли необхідно з сукупності сигналів широкого діапазону частот, що надходять на вхід підсилювача, виділити групу сигналів близьких частот, які несуть корисну інформацію. Все це обумовлює специфічність окремих типів підсилювачів, які розглядаються у цьому параграфі.

2.9.1. Імпульсні підсилювачі

Каскади, які підсилюють сигнали з дуже широкою смугою частот (f близько мегагерц або вище і відношення вищої робочої частоти до нижчої близько 1000 і більше), називають каскадами широкосмугового підсилення. Ці підсилювачі використовуються для підсилення коливань складної форми або короткочасних відеоімпульсів спеціальної форми.

Імпульсні підсилювачі найбільш часто оперують з імпульсами прямокутної форми (рис. 2.54,а), коли напруга стрибком досягає

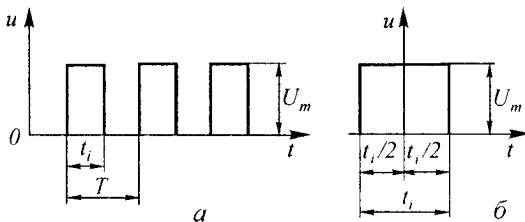


Рис. 2.54

амплітудного значення U_m , зберігаючись незмінною за рівнем (вершина імпульсу) протягом тривалості імпульсу t_i , а потім стрибком зменшується до нульового значення. Тривалість імпульсів лежить в межах від часток мікросекунд до одиниць мілісекунд, а частота проходження $1/T$ — від одиниць до сотень мільйонів герц.

Найважливішим питанням при аналізі імпульсних підсилювачів є визначення величини спотворення форми імпульсів, яке може бути проведено за допомогою частотної і фазової характеристик підсилювача. Для цього імпульсний сигнал необхідно зобразити у вигляді суми його гармонічних складових (частотного спектру). Для визначення частотного спектру напругу прямокутної форми треба розкласти в ряд Фур'є, який в тригонометричній формі запису (найбільш зручна форма запису одержується при збігу початку відліку часу з серединою імпульсу — рис. 2.54,б) має вигляд

$$u = U_0 + U_{m1} \cos \omega_1 t + U_{m2} \cos 2\omega_1 t + U_{m3} \cos 3\omega_1 t + \dots \quad (2.104)$$

З рівняння (2.104) видно, що періодична імпульсна напруга складається з суми напруги постійної складової і нескінченного числа косинусоїдних складових напруг з частотами, кратними частоті проходження імпульсів. Постійна складова напруги прямокутної форми U_0 і амплітуда будь-якої q -ї гармоніки, де $q = 1, 2, 3, \dots$ — номери відповідних гармонік, визначаються із співвідношень

$$U_0 = U_m (t_i / T), \quad (2.105)$$

$$U_{mq} = (2U_m / q\pi) [\sin(q\pi t_i / T)].$$

Визначивши згідно з рівнянням (2.105) амплітуди гармонічних складових, одержимо частотний спектр імпульсів прямокутної форми, який нескінченний в області високих частот і має нижчу частоту, яка дорівнює частоті проходження імпульсів. Отже, для неспотвореної передачі імпульсів прямокутної форми вища частота смуги пропускання підсилювача f_v повинна дорівнювати нескінченності, а нижча — нулю (для забезпечення неспотвореної

передачі вершини імпульсу, яка являє собою незмінну, тобто постійну напругу протягом тривалості імпульсу). Найбільш повно цим вимогам може задовольнити підсилювач повільно змінюваних сигналів з нескінченно великою верхньою частотою смуги пропускання. Практично реалізувати підсилювач з такою смугою пропускання неможливо. Проте потреба в дуже широкій смузі пропускання призводить до того, що за основу лінійного імпульсного підсилювача приймають підсилювальні каскади з резистивним навантаженням, диференціальні і операційні підсилювачі.

Для одержання достатньої величини підсилення зі збереженням широкої смуги пропускання або ж для розширення смуги пропускання при тому самому підсиленні застосовується високочастотна і низькочастотна корекція імпульсних підсилювачів. На рис. 2.55,а наведена найпростіша схема однокаскадного імпульсного підсилювача з високочастотною корекцією. Зовнішнім навантаженням імпульсного підсилювача є вхідне коло наступного каскаду підсилення, представлене вхідним опором $R_{вх2}$ і вхідною ємністю $C_{вх2}$. Високочастотна корекція здійснюється за рахунок вмикання в колекторне коло транзистора послідовно з резистором R_K невеликої індуктивності L_K , яка утворює разом з ємністю $C_{вх2}$ паралельний коливальний контур. Величина індуктивності — від одиниць до сотень мікрогенрі.

Фізична суть паралельної високочастотної корекції стосовно підсилення імпульсів прямокутної форми полягає в тому, що індуктивність L_K затримує процес зміни колекторного струму у часі. Тому в моменти швидких змін вхідного сигналу (фронти імпульсів) ємність $C_{вх2}$ заряджається або розряджається струмами більшої величини, ніж за відсутності індуктивності L_K . Завдяки цьому напруга на ємності змінюється більш різко, а отже, зменшується тривалість фронтів імпульсів. Це, в свою чергу, означає розширення смуги пропускання в області верхніх частот.

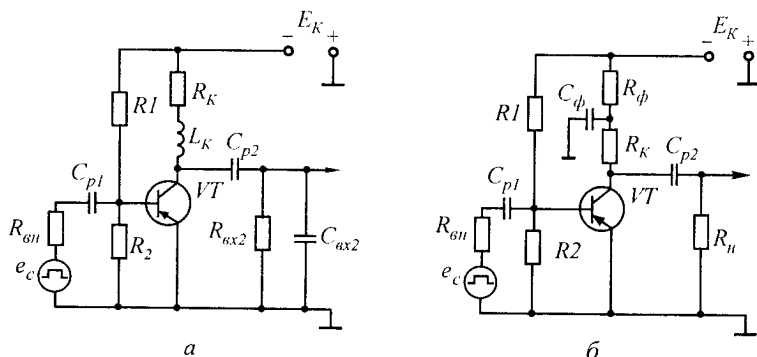


Рис. 2.55

Якщо спад вершини імпульсів неприпустимо великий, то виникає необхідність в розширенні смуги пропускання імпульсного підсилювача в області нижніх частот. Схема імпульсного підсилювача з низькочастотною корекцією наведена на рис. 2.55,б. Коригуючою ланкою є $R_{\phi}C_{\phi}$ — фільтр, ввімкнений послідовно з резистором R_K .

При надходженні на вхід підсилювача імпульсу позитивної полярності і при проходженні площинної частини вершини імпульсу з-за зрослого опору транзистора конденсатор C_{ϕ} заряджається. Завдяки цьому підвищується потенціал правої обкладинки конденсатора, а отже, і колектора транзистора. Вплив на вхід підсилювача імпульсу негативної полярності зменшує статичний опір транзистора, викликаючи повільний розряд конденсатора C_{ϕ} і зниження потенціалів правої обкладинки і колектора транзистора. В обох випадках величина спаду вершини імпульсу зменшується.

Процес корекції можна пояснити, якщо уявити імпульс у вигляді частотного спектру. На високих і середніх частотах опір конденсатора C_{ϕ} , шунтуючого R_{ϕ} , незначний, тому величина навантаження визначається опором R_K . Із зниженням частоти опір конденсатора збільшується, що призводить до збільшення загального опору колекторного навантаження, яке на частоті $f = 0$ дорівнює $R_K + R_{\phi}$. Завдяки цьому підсилення зі зниженням частоти не зменшується.

Оптимальна корекція вершини прямокутного імпульсу одержується при виконанні рівності

$$C_{\phi} = C_{p2} (R_{\phi} / R_K).$$

В свою чергу, опір ланки фільтру обирають з умови

$$R_{\phi} = (2 \dots 5) R_K.$$

2.9.2. Вибіркові підсилювачі

Вибіркові (селективні) підсилювачі призначені для підсилення електричних сигналів у вузькій смузі частот, за межами якої підсилення набагато слабкіше або взагалі відсутнє. Є два різновиди вибіркового підсилювачів. У першого з них вузька смуга пропускання забезпечується використанням паралельного LC-контур, який має частотно-вибіркові властивості. Оскільки контур має резонансні властивості, такі підсилювачі називають резонансними. Вибіркові підсилювачі другого різновиду використовують кола частотно-залежного зворотного зв'язку, що підкреслюють або заглушують сигнали у вузькому діапазоні частот. Це, власне, зумовлює квазірезонансний характер частотної характеристики підсилювача. Такі підсилювачі називають підсилювачами з частотно-залежним

зворотним зв'язком. Ці підсилювачі з відповідним вмиканням кола частотно-залежного зворотного зв'язку можна використати як активні фільтри.

Резонансні підсилювачі. Типова схема резонансного підсилювача з резонансно-трансформаторним зв'язком показана на рис. 2.56,а. Індуктивність L коливального контура в колі колектора транзистора VT за схемою із СЕ (значно рідше використовуються схеми із СБ і СК) створюється первинною обмоткою трансформатора зв'язку із зовнішнім навантаженням R_n . Зв'язок із зовнішнім навантаженням можна здійснити також через розділовий конденсатор C_{p2} (показано штриховою лінією). Призначення інших елементів таке саме, як і в однокаскадному підсилювачі з резистивно-ємнісним зв'язком. Зазначимо, що розділові конденсатори C_{p1} і C_{p2} слід обирати таких номіналів, щоб вони не чинили впливу на частотну характеристику резонансного підсилювача.

Власна кутова частота ω_0 , характеристичний опір Z_c і добротність Q коливального контуру (рис.2.56,б) зв'язані з первинними параметрами L, R, C співвідношеннями

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}, \quad Z_c = \sqrt{L/C} = \omega_0 L = 1/\omega_0 C; \quad Q = Z_c/R. \quad (2.106)$$

Повна провідність контуру

$$1/Z_k = 1/(R + j\omega L) + j\omega C. \quad (2.107)$$

Розв'язуючи спільно рівняння (2.106) та (2.107) і враховуючи, що, як правило, $\omega_0 L = 1/\omega_0 C \gg R$, одержимо

$$1/Z_k = 1/(Z_k Q) + (j/Z_c)(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega). \quad (2.108)$$

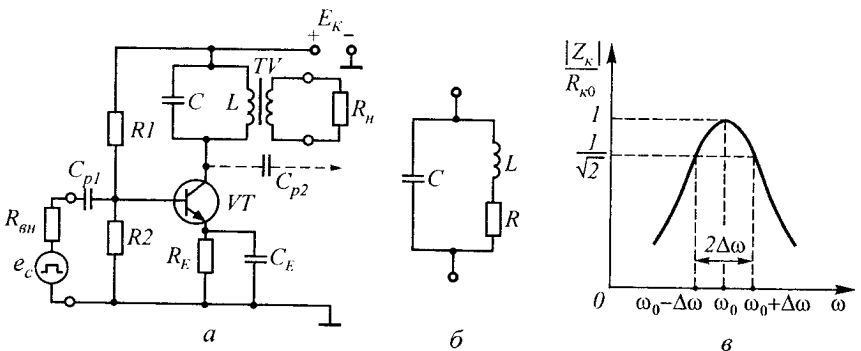


Рис. 2.56

Якщо частота ω підсилюваного сигналу не дуже відрізняється від резонансної частоти ω_0 коливального контуру, то

$$\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega\omega_0} = \frac{(\omega + \omega_0)(\omega - \omega_0)}{\omega_0\omega} \approx \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}, \quad (2.109)$$

де $\Delta\omega = \omega - \omega_0$.

В цьому випадку рівняння (2.108) має вигляд

$$1/Z_k = 1/(Z_c Q) + (j/Z_c)(2\Delta\omega/\omega_0).$$

Опір контуру поблизу резонансу

$$Z_k = Z_c Q / [1 + jQ(2\Delta\omega/\omega_0)],$$

і його модуль

$$|Z_k| = Z_c Q / \sqrt{1 + [Q(2\Delta\omega/\omega_0)]^2}. \quad (2.110)$$

Як правило, вираз (2.110) зводять до вигляду

$$|Z_k|/R_{k0} = 1/\sqrt{1 + [Q(2\Delta\omega/\omega_0)]^2}, \quad (2.111)$$

де $R_{k0} = Z_c Q$ — опір коливального контуру на резонансній частоті ω_0 ($2\Delta\omega = 0$). Опір цей в даному випадку має максимальне значення і активний характер. При $2\Delta\omega \neq 0$ опір контуру зменшується, що видно з його частотної характеристики (рис. 2.56, в), яка побудована у відповідності до виразу (2.111) для необмежених значень $2\Delta\omega$. Резонансна крива коливального контуру, яка відображає залежність зміни напруги на контурі U_k (вихідної напруги підсилювача) від частоти, має ідентичний характер. Отже, коефіцієнт підсилення резонансного підсилювача максимальний, коли частота ω підсилюваного сигналу збігається з резонансною частотою коливального контуру $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, зменшуючись на інших частотах. Його величина визначається за формулою (2.49) з заміною R'_k на $|Z_k|$, тобто

$$K_U = \frac{h_{21E} |Z_k|}{h_{11E}},$$

або з урахуванням рівностей (2.100) та (2.111)

$$K_U = \frac{h_{21E} Z_c Q}{h_{11E} \sqrt{1 + [Q(2\Delta\omega/\omega_0)]^2}} = \frac{K_{U0}}{\sqrt{1 + Q(2\Delta\omega/\omega_0)^2}},$$

де $K_{U0} = h_{21E} R_{k0}/h_{11E}$ — коефіцієнт підсилення на резонансній частоті, коли $\Delta\omega = 0$.

Резонансний підсилювач також характеризується вибірковістю згідно з формулою (2.111)

$$\sigma = R_{k0}/|Z_k| = \sqrt{1 + [Q(2\Delta\omega/\omega_0)]^2}. \quad (2.112)$$

Це величина перевищення підсилення на резонансній частоті порівняно з підсиленням на деякій частоті завади (звичайно на крайніх частотах смуги пропускання $2\Delta\omega$). Підвищення вибірковості при заданій частоті, як це видно з рівняння (2.112), зв'язане зі збільшенням добротності контуру.

Підсилювачі з частотно-залежним зворотним зв'язком. Застосування резонансних підсилювачів для підсилення сигналів низьких частот (десятки — сотні герц) недоцільне, оскільки зі збільшенням номіналів індуктивностей L та ємностей C погіршуються не лише їх технічні (добротність, вибірковість), але й експлуатаційні (маса, габаритні розміри) показники. В цьому випадку застосовують вибіркові підсилювачі з частотно-залежним зворотним зв'язком. На рис. 2.57,а зображена схема такого підсилювача з ланкою частотно-залежного зворотного зв'язку у вигляді подвійного Т-подібного моста, який застосовується найчастіше.

Коефіцієнт передачі 2Т-моста

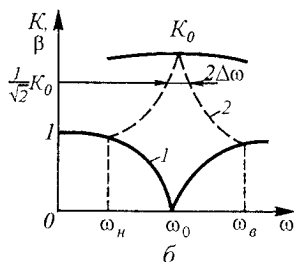
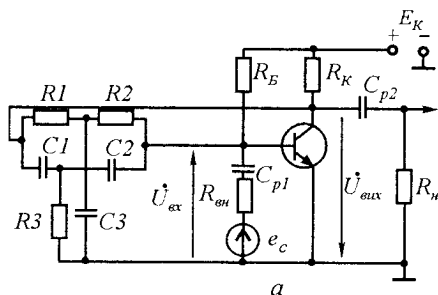


Рис. 2.57

$$\dot{\beta} = \frac{\dot{U}_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = \quad (2.113)$$

$$= \frac{R_1 R_2 R_3 + Z_1 Z_3 R_3 + Z_2 Z_3 R_3 + R_1 R_3 Z_3 + R_2 R_3 Z_3 + Z_1 Z_2 Z_3}{(R_1 + Z_3)(R_3 + Z_1)(R_2 + Z_2) + Z_1 R_3 (R_1 + Z_3) + R_1 Z_3 (Z_1 + R_3)},$$

де $Z_1 = \frac{1}{j\omega C_1}$; $Z_2 = \frac{1}{j\omega C_2}$; $Z_3 = \frac{1}{j\omega C_3}$.

Прирівнявши дійсну та уявну частини в рівнянні (2.113) до нуля, відповідно маємо

$$R_1 R_2 = \left(\frac{1}{\omega C_3} \right) \left(\frac{1}{\omega C_1} + \frac{1}{\omega C_2} \right); \quad (2.114)$$

$$R_3 (R_1 + R_2) = \frac{1}{\omega^2 C_1 C_2}. \quad (2.115)$$

Після ділення рівняння (2.114) на (2.115)

$$R_1 R_2 / R_3 (R_1 + R_2) = (C_1 + C_2) / C_3 = 1/a^2 \quad (2.116)$$

одержимо умову найбільшої вибіркової 2Т-моста, коли дорівнює нулю коефіцієнт передачі $\beta = \beta_0 = 0$, тобто $a = 1$. При цьому $R_3 = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$; $C_3 = C_1 + C_2$. Оскільки за умови балансу моста $\beta = \beta_0 = 0$, то квазірезонансна частота ω_0 , яка відповідає цій умові, визначається виразом

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}. \quad (2.117)$$

Якщо $R_1 = R_2 = 2R_3$ та $C_1 = C_2 = 0,5C_3$, то

$$\omega_0 = \frac{1}{R_1 C_1} = \frac{1}{R_2 C_2} = \frac{1}{R_3 C_3}. \quad (2.118)$$

Амплітудно-частотна характеристика 2Т-моста показана на рис 2.57,б (крива 1). Оскільки транзистор за схемою із СЕ зсуває фазу вхідного сигналу на 180 ел. град., а фазовий зсув, який вносить 2Т-міст на квазірезонансній частоті ω_0 (вираз 2.117), дорівнює нулю, то загальний фазовий зсув по замкненій петлі підсилювач — 2Т-міст дорівнює 180 ел. град. При цьому на частоті ω_0 негативний зворотний зв'язок відсутній.

За відсутності негативного зворотного зв'язку ($\beta = 0$) коефіцієнт підсилення підсилювача на квазірезонансній частоті згідно з виразом (1.38) максимальний $K_{\text{НЗЗ}} = K_0$. Збільшення розладу призводить до збільшення модуля β , який наближається на деяких частотах $\omega_{\text{н}}$ та $\omega_{\text{в}}$ до значення, рівного одиниці. Це, в свою чергу, викликає зменшення модуля $K_{\text{НЗЗ}}$ (крива 2 на рис. 2.57,б). При $\beta = 1$ $K_0\beta = 1$ і рівняння (1.38) набуває вигляду $K_{\text{НЗЗ}} = 1$.

Коефіцієнт передачі 2Т-моста зв'язаний з умовною смугою пропускання підсилювача $\omega_0 \pm \Delta\omega$, яка визначається на рівні $K_0/\sqrt{2}$,

$$\beta = j \frac{1}{b+1} \left(\pm \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right), \quad (2.119)$$

де $b = R_2/R_1 = C_1/C_2$. Тоді модуль коефіцієнта підсилення підсилювача з урахуванням рівнянь (1.38) і (2.119)

$$K_{\text{НЗЗ}} = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left(K_0 \frac{b}{b+1} \cdot \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right)^2}}, \quad (2.120)$$

звідки смуга пропускання вибіркового підсилювача

$$2\Delta\omega = (2\omega_0/K_0) \left[(b+1)/b \right].$$

Вибірковість підсилювача з частотно-залежним зворотним зв'язком

$$\delta = \frac{K_0}{K_{\text{НЗЗ}}} = \sqrt{1 + \left(K_0 \frac{b}{b+1} \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right)^2}.$$

Тому можна зробити висновок, що підсилювач з частотно-залежним зворотним зв'язком характеризується еквівалентною добротністю

$$Q_{\text{екв}} = K_0 b / 2(b+1) = K_0 Q_{RC},$$

де Q_{RC} — добротність 2Т-моста.

У зв'язку з тим, що на практиці звичайно застосовуються симетричні мости, тобто $R_1 = R_2 = R$, та $C_1 = C_2 = C$, тому добротність моста при цьому максимальна

$$Q_{RC} = \frac{b}{2(b+1)} = 0,25.$$

Приклад 2.17. Розрахувати резонансний підсилювач, якщо задані: частота підсилюваного сигналу $f_0 = 3500 \text{ Гц}$; смуга пропускання $2\Delta f \leq 350 \text{ Гц}$; потужність вхідного сигналу $P_{\text{вх}} = 10 \text{ мВт}$; потужність вихідного сигналу $P_{\text{вих}} = 100 \text{ мВт}$; опір навантаження $R_{\text{н}} = 1 \text{ кОм}$; напруга джерела живлення $E_{\text{к}} = 9 \text{ В}$.

Схема підсилювача наведена на рис. 2.58.

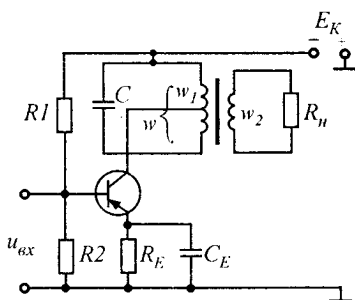


Рис. 2.58

Розв'язання. 1. Виходячи з початкових вхідної та вихідної потужностей і напруги джерела живлення, обираємо транзистор КТ326Б з параметрами $\beta \geq 45$; $U_{\text{КЕ доп}} = 15 \text{ В}$; $I_{\text{К доп}} = 50 \text{ мА}$; $P_{\text{К max}} = 200 \text{ мВт}$; $I_{\text{КБ0}} = 10 \text{ мкА}$.

2. Визначимо коефіцієнт підсилення за потужністю

$$K_p = \frac{P_{\text{вих}}}{P_{\text{вх}}} = \frac{100}{10} = 10.$$

Одержане значення K_p дозволяє обмежитися одним каскадом підсилення.

3. Вибираємо тип осердя котушки індуктивності. При виборі осердя треба враховувати, що для низькочастотних вибіркових систем найбільш придатним матеріалом є альсіфер. Скористаємося попереднім альсіферовим осердям ТЧ – 60 типорозміру $36 \times 25 \times 0,76$. Правильність вибору перевіряється у процесі наступного розрахунку.

4. Враховуючи, що на низьких частотах оптимальний характеристичний опір коливального контуру $Z_c = (1 \dots 3) \text{ кОм}$ (обираємо $Z_c = 2 \text{ кОм}$) і $\omega_0 = 2\pi f_0$, ємність і індуктивність коливального контуру визначаємо з умови (2.106)

$$C = \frac{1}{\omega_0 Z_c} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 3,5 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^3} = 0,0227 \text{ мкФ},$$

(обираємо конденсатор К73 – 15 з $C_{\text{ном}} = 0,027 \text{ мкФ}$, $U_{\text{роб}} = 100 \text{ В}$);

$$L = 1/\omega_0^2 C = 1/(2 \cdot 3,14 \cdot 3,5 \cdot 10^3)^2 \cdot 0,027 \cdot 10^{-6} = 0,0766 \text{ Гн}.$$

5. Кількість витків w котушки індуктивності

$$w = A\sqrt{L},$$

де A — коефіцієнт; L — індуктивність, мГн .

Для обраного альсіферового осердя згідно з довідковими даними середня довжина витка $l_{\text{ср}} = 5,5 \text{ см}$ і коефіцієнт $A = 129$.

Тому

$$w = 129\sqrt{76,6} = 1129 \text{ витків}.$$

Для осердь інших типів коефіцієнт A може бути розрахований за формулою

$$A = \sqrt{\frac{l_{cp} \cdot 10^{-3}}{0,4\pi\mu S_c}},$$

де l_{cp} — середня довжина магнітної силової лінії, см; μ — початкова магнітна проникність; S_c — площа перерізу магнітопроводу, см².

6. Розрахункова довжина обмоткового проводу

$$l_{np} = l_{cp} w = 5,5 \cdot 1129 = 6210 \text{ см}.$$

7. Діаметр проводу з ізоляцією

$$d_{i3} = 13 / \sqrt{w} = 13 / \sqrt{1129} = 0,386 \text{ мм}.$$

По довіднику обираємо провід типу ПЕВ-1 діаметром 0,39 мм.

8. Опір проводу

$$r_m = l_{np} \rho_m,$$

де l_{np} — довжина проводу, км; r_m — опір 1 км проводу обраного діаметру, Ом.

По довіднику знаходимо $\rho_m = 265 \text{ Ом/км}$. Тоді

$$r_m = 0,06210 \cdot 265 = 16,5 \text{ Ом}.$$

9. Опір втрат в осерді на вихрові струми

$$r_b = Z_c \delta_b f_0 = 2 \cdot 10^3 \cdot 3,5 \cdot 10^3 \cdot 500 \cdot 10^{-9} = 3,5 \text{ Ом},$$

де $\delta_b = 500 \cdot 10^{-9}$ — коефіцієнт втрат на вихрові струми для даного матеріалу осердя.

10. Опір втрат в осерді на післядію

$$r_{вт} = Z_c \delta_{вт} = 2 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^{-3} = 4 \text{ Ом},$$

де $\delta_{вт} = 2 \cdot 10^{-3}$ — коефіцієнт втрат на післядію.

11. Опір втрат в конденсаторі контуру визначається за відомим значенням тангенсу кута втрат $\text{tg} \delta$. Для обраного конденсатора $\text{tg} \delta = 2 \cdot 10^{-3}$. Тоді

$$r_k = Z_c \text{tg} \delta = 2 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-3} = 2 \text{ Ом}.$$

12. Загальний опір втрат в контурі без урахування втрат на гістерезис і впливу навантаження

$$r = r_m + r_b + r_{вт} + r_k = 16,5 + 3,5 + 4 + 2 = 26 \text{ Ом}.$$

13. Оптимальна величина навантажувального опору змінному струму в колекторному колі транзистора

$$R'_k \approx 1,2 E_K / I_{K \text{ max доп}} = 1,2 \cdot 9 / 50 \cdot 10^{-3} = 216 \text{ Ом}.$$

14. Для визначення втрат в осерді на гістерезис необхідно розрахувати допоміжний коефіцієнт

$$p = k^2 \frac{E_K^2}{2R'_K} \cdot \frac{Z_c^2 w^2}{1 + \gamma},$$

де k^2 — коефіцієнт, який залежить від типу осердя (для альсіфера ТЧ-60

$k^2 = 43 \cdot 10^{-8}$); $\gamma = \frac{R'_H}{R_{\text{екв}}}$; $R_{\text{екв}}$ — еквівалентний опір контуру на резонансній частоті (без урахування навантаження); R'_H — опір навантаження, перерахований в контур паралельно його реактивним елементам.

Слід врахувати, що при малому значенні γ зростає добротність системи контур — навантаження і зменшується ККД каскаду. При $\gamma = 1$ ($R'_H = R_{\text{екв}}$) добротність навантаженого контуру $Q_{\text{екв}}$ вдвічі менша добротності навантаженого, а потужність при резонансній частоті розподіляється порівну між навантаженням і контуром.

Якщо прийняти $\gamma = 1$, одержимо

$$p = 43 \cdot 10^{-8} \frac{9^2 \cdot (2 \cdot 10^3)^2 \cdot 1129^2}{2 \cdot 216 \cdot (1 + 1)} = 2,05 \cdot 10^5.$$

15. Опір втрат на гістерезис визначають звичайно за номограмами для розрахованих значень p і r . В даному випадку для $p = 2,05 \cdot 10^5$ і $r = 26 \text{ Ом}$ $r_r = 48 \text{ Ом}$.

16. Загальний опір втрат в контурі

$$r_{\text{заг}} = r + r_r = 26 + 48 = 74 \text{ Ом}.$$

17. Власна добротність контуру

$$Q_K = Z_c / r_{\text{заг}} = 2 \cdot 10^3 / 74 = 27.$$

18. Еквівалентна добротність системи контур — навантаження

$$Q_{\text{екв}} = \frac{Q_K}{1 + \gamma} = \frac{27}{1 + 1} = 13,5.$$

19. Смуга пропускання підсилювача $2\Delta f_{\text{роз}} = f_0 / Q_{\text{екв}} = 3500 / 13,5 = \approx 259,3 \text{ Гц}$, що задовольняє умові

$$2\Delta f_{\text{роз}} = 259,3 < 2\Delta f = 350 \text{ Гц}.$$

Якщо умова не виконується, то необхідно провести розрахунок для іншого типу осердя.

20. Еквівалентний опір навантаженого контуру на резонансній частоті

$$R_{\text{к екв}} = Z_c Q_{\text{екв}} = 2 \cdot 10^3 \cdot 13 = 26 \text{ кОм}.$$

21. Коефіцієнт приєднання контуру до транзистора

$$n_1 = \sqrt{\frac{R'_K}{R_{\text{екв}}}} = \sqrt{\frac{216}{26 \cdot 10^3}} = 0,091.$$

Звідки $w_1 = n_1 w = 0,091 \cdot 1129 = 103$ витка.

22. Коефіцієнт приєднання навантаження до контуру

$$n_2 = \sqrt{\frac{R_H}{Z_c Q_K}} = \sqrt{\frac{1 \cdot 10^3}{1 \cdot 2000 \cdot 26,3}} = 0,138.$$

Звідки $w_2 = n_2 w = 0,138 \cdot 1129 = 156$ витків.

Елементи зміщення і температурної стабілізації можуть бути визначені за формулами для підсилювача з RC -зв'язком.

Приклад 2.18. Розрахувати підсилювач з частотно-залежним зворотним зв'язком (рис. 2.57,а), якщо задані: квазірезонансна частота f_0 ; смуга пропускання підсилювача $2\Delta f$; коефіцієнт підсилювання підсилювача без зворотного зв'язку K . В розрахунку необхідно визначити режим роботи підсилювача, дані елементів його схеми і параметри 2Т-моста.

Розв'язання. 1. Розраховуємо транзисторний підсилювач низької частоти без зворотного зв'язку за методикою, викладеною в прикладі 2.1.

2. Визначимо величини опорів резисторів $R_1 = R_2 = R$, які задовольняють нерівності

$$R \geq (7 \dots 15) R_K, \quad (2.121)$$

де R_K — опір навантаження в колі транзистора, з якого подається напруга в коло зворотного зв'язку (визначається при розрахунку підсилювача). При виконанні умови (2.121) можна досягти узгодження кола зворотного зв'язку з виходом підсилювача.

3. За умови $C_1 = C_2 = C$ і при заданій частоті f знаходимо величину ємностей 2Т-моста

$$C = 10^6 / 2\pi f_0 R_K \approx 16 \cdot 10^4 / f_0 R_K \text{ [мкФ]},$$

де f_0 — в герцах; R_K — в омах.

4. Знаходимо величини опору R_3 і ємності конденсатора C_3

$$R_3 = R/2; \quad C_3 = 2C.$$

5. Визначаємо розрахункову смугу пропускання підсилювача

$$2\Delta f_{\text{роз}} \approx 4 / K f_0.$$

Одержане значення $2\Delta f_{\text{роз}}$ повинно задовольняти нерівності $2\Delta f_{\text{роз}} < 2\Delta f$.

Якщо потрібно звузити смугу пропускання підсилювача, треба підвищити його коефіцієнт підсилення.

6. Знаходимо еквівалентну добротність підсилювача з 2Т-мостом $Q_{\text{екв}} = f_0/2\Delta f_{\text{роз}} = K/4$.

При намаганні підвищення вибіркової RC-підсилювачів необхідно пам'ятати, що із збільшенням еквівалентної добротності 2Т-моста помітно зростає нестабільність коефіцієнта підсилення, вибіркової та квазі-резонансної частоти. Тому при конструюванні підсилювача низької частоти слід потурбуватися про стабільність його елементів (особливо 2Т-моста) стосовно зміни температури та інших факторів. Останнім часом вибірккові RC-підсилювачі будують головним чином на інтегральних мікросхемах.

Приклад 2.19. Визначити напруги, струми та потужності розсіяння на елементах схеми і параметри польового транзистора КП102 у робочій точці, відповідній режиму спокою ($t = 0 - t_1$) в резонансному підсилювачі (рис. 2.59), якщо відомі: $E_C = -12 \text{ В}$; $C = 200 \text{ нФ}$; $L = 590 \text{ мкГн}$; $R_B = 3 \text{ кОм}$; добротність котушки індуктивності $Q_L = 62$; $R_H = 10 \text{ кОм}$; $R_3 = 330 \text{ кОм}$.

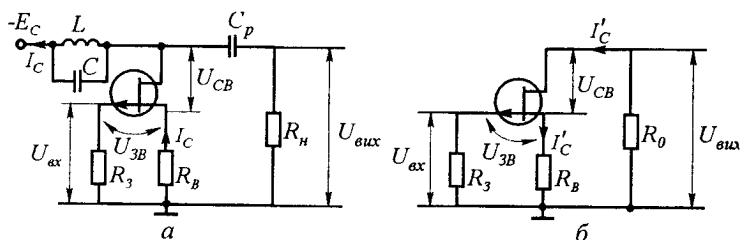


Рис. 2.59

Р о з' в' я з а н н я. Для схеми (рис. 2.59,а) складемо рівняння вихідного та вхідного контурів

$$U_{CB} = E_C - (R_L + R_B)I_C \approx E_C - R_B I_C,$$

$$U_{3B} = R_B I_C,$$

де R_L — опір котушки індуктивності L постійному струму. Практично $R_L \ll R_B$.

Визначимо параметри польового транзистора в робочій точці Q (рис. 2.60): внутрішній опір

$$R_i = \left. \frac{\Delta U_{CB}}{\Delta I_C} \right|_{\text{при } U_{03B}=1,5 \text{ В}} = \frac{12 - 8}{0,033} = 120 \text{ кОм};$$

крутість характеристики

$$s = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{3B}} \right|_{\text{при } U_{0CB}=10 \text{ В}} = \frac{0,5 - 0,20}{2 - 1,5} = 0,6 \text{ мА/В};$$

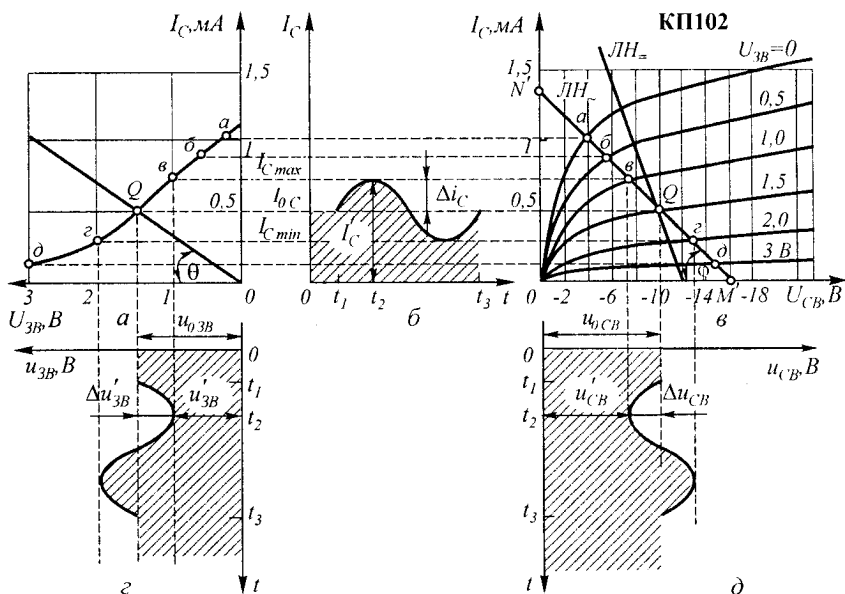


Рис. 2.60

статичний коефіцієнт підсилення

$$\mu = \left. \frac{\Delta U_{СВ}}{\Delta U_{ЗВ}} \right|_{\text{при } I_{0C} = 0,5 \text{ мА}} = sR_i = 72.$$

Рівність $\mu = sR_i$ додержується при малих значеннях вхідного сигналу.

Потужності розсіяння на елементах схеми:

на стосі транзистора

$$P_{0СВ} = U_{0СВ} I_{0C} = 10 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} = 5 \text{ мВт};$$

на опорі в колі витоку

$$P_{R_B} = I_{0C}^2 R_B = (0,5 \cdot 10^{-3}) \cdot 3 \cdot 10^3 = 0,75 \text{ мВт}.$$

Підсумкова потужність, яка споживається підсилювачем,

$$P_0 = E_C I_{0C} \approx P_{0СВ} + P_{R_B} = 5,75 \text{ мВт}.$$

Приклад 2.20. Розрахувати резонансний підсилювач на польовому транзисторі (рис. 2.59,а), працюючий в області середніх частот; визначити графоаналітичним методом основні вторинні параметри: коефіцієнти передачі — напруги K_U , струму K_I , потужності K_P , вхідний $R_{вх}$ і вихідний $R_{вих}$ опори, ККД схеми η , вхідний динамічний діапазон підсилення, якщо на вході схеми ввімкнений генератор з напругою $e_c = 1,25 \sin \omega t$ і внутрішнім опором $R_{вн} = 4 \text{ кОм}$.

Розв'язання. Схема рис. 2.59,а в динамічному режимі перетворюється і набуває вигляду рис. 2.59,б. Умовимося напруги, струми, які відповідають режиму збудження, позначати із штрихами. Оскільки транзистор КП102 має канал p -типу, то очевидно, що потенціали всіх вузлів відносно нульового потенціалу будуть від'ємними.

Для схеми на рис. 2.59,б запишемо рівняння відповідно до вихідного та вхідного контурів

$$\begin{aligned} U_{CB} &= U_{0CB} - (I'_C - I_{0C})(R_0 + R_B); \\ U_{BX} &= U'_{3B} - U_{03B} + (I'_C - I_{0C})R_B, \end{aligned} \quad (2.121, a)$$

де $R_0 = \frac{RR_H}{R + R_H} = \frac{106 \cdot 10}{106 + 10} = 9 \text{ кОм}$ — опір навантаження змінному струму у колі стоку транзистора;

$R = \sqrt{\frac{L}{C}} Q_L = \sqrt{\frac{590 \cdot 10^{-3}}{200 \cdot 10^{-12}}} \cdot 62 = 106 \text{ кОм}$ — активний опір контуру на резонансній частоті.

Можна будувати лінію навантаження змінному струму як пряму, що проходить через точку Q під кутом

$$\varphi' = \text{arctg} \frac{m_H}{m_i (R_0 + R_B)} = 46^\circ 30'.$$

Розрахунок схем з негативним зворотним зв'язком можна спростити, якщо перерахувати не всю сім'ю статичних вихідних характеристик транзистора, а тільки координати точок перетину лінії навантаження змінному струму з статичними вихідними характеристиками — a , b , v , z , d (див. рис. 2.60,в).

Визначимо значення вхідної напруги в зазначених точках, використовуючи рівняння (2.121,а):

$$\begin{aligned} a \text{ — якщо } & U'_{3B} = 0, \text{ то } I'_C = 1,1 \text{ мА}; \\ & U_{BX} = 0 - (1,5) - (1,1 - 0,5) \cdot 3 = -4,3 \text{ В}; \\ b \text{ — якщо } & U'_{3B} = 0,5 \text{ В, то } I'_C = 1,0 \text{ мА}; \\ & U_{BX} = 0,5 - (1,5) - (1 - 0,5) \cdot 3 = -2,5 \text{ В}; \\ v \text{ — якщо } & U'_{3B} = 1 \text{ В, то } I'_C = 0,75 \text{ мА}; \\ & U_{BX} = 1,0 - (1,5) - (0,75 - 0,5) \cdot 3 = -1,25 \text{ В}; \\ Q \text{ — якщо } & U'_{3B} = U_{03B} = 1,5 \text{ В, то } I'_C = I_{0C} = 0,5 \text{ мА}; \\ & U_{BX} = 0; \\ z \text{ — якщо } & U'_{3B} = 2 \text{ В, то } I'_C = 0,3 \text{ мА}; \\ & U_{BX} = 2 - (1,5) - (0,3 - 0,5) \cdot 3 = 1,1 \text{ В}; \\ d \text{ — якщо } & U'_{3B} = 3 \text{ В, то } I'_C = 0,1 \text{ мА}; \\ & U_{BX} = 3 - (1,5) - (0,1 - 0,5) \cdot 3 = 2,7 \text{ В}. \end{aligned}$$

Для заданої амплітуди вхідного сигналу ($-1,25 \text{ В}$) на сім'ї вихідних і керуючих характеристик (див. рис. 2.60, *a, в*) знаходимо змінні складові струму стоку I_C (див. рис. 2.60, *б*) та напруги $U_{ЗВ}$ і $U_{СВ}$ (див. рис. 2.60, *з, д*).

Обчислюємо вторинні параметри схеми. Коефіцієнт передачі напруги

$$K_U = \frac{\Delta U_C}{U_{ВХ}} = \frac{-\Delta I_C R_0}{U_{ВХ m}} = -\frac{(I_C - I_{0C}) R_0}{U_{ВХ m}} = \frac{(0,75 - 0,5) \cdot 9}{1,25} = -1,8.$$

Вхідний опір схеми

$$R_{ВХ} = \frac{\Delta U_{ВХ}}{I_{ВХ}} = \frac{\Delta U_{ВХ}}{U_{ВХ} / R_3} = 330 \text{ кОм}.$$

Повний коефіцієнт передачі напруги (з урахуванням співвідношення внутрішнього опору джерела вхідного сигналу та вихідного опору LC -підсилювача)

$$K_E = \frac{U_{ВИХ}}{E_C} = \frac{R_{ВХ}}{R_{ВХ} + R_B} K_U = -\frac{330}{330 + 3} \cdot 1,8 = -1,78.$$

Вихідний опір

$$R_{ВИХ} = \frac{R'_{ВИХ} R_0}{R'_{ВИХ} + R_0} = \frac{53 \cdot 9}{53 + 9} = 7,7 \text{ кОм},$$

де $R'_{ВИХ} = \frac{\Delta U_C}{\Delta I_C} = \frac{9}{0,17} \text{ В/мА} = 53 \text{ кОм}$; $\Delta U_C = \Delta U_C^Q - \Delta U_C^m = 10 - 1 = 9 \text{ В}$

(див. рис. 2.60, *в*). Визначаємо приріст струму $\Delta I_C = \Delta I_C^Q - \Delta I_C^m = 0,5 - 0,33 = 0,17 \text{ мА}$, де ΔU_C^Q , ΔU_C^m та ΔI_C^Q , ΔI_C^m — потенціали та струми стоку відповідно в точках Q і m (див. рис. 2.60).

2.10. ВИХІДНІ ПІДСИЛЮВАЧІ ПОТУЖНОСТІ

2.10.1. Вимоги до вихідних каскадів

Вихідні підсилювачі потужності звичайно є вихідними каскадами багатокаскадного підсилювача і призначені для одержання, як правило, у низькоомному навантаженні потрібної потужності вихідного сигналу. Такі каскади характеризуються перш за все величиною навантаження R_H і потужністю $P_{ВИХ}$, яка віддається в навантаження. Коефіцієнт підсилення потужності K_P звичайно не задається, хоча є найважливішим параметром вихідного каскаду. Величину K_P знаходять після розрахунку вихідного каскаду, щоб визначити потужність, яку повинен давати передостанній каскад.

Слід зазначити, що термін «підсилювач потужності», який часто вживається стосовно вихідних каскадів, не відображає їх специфіки, оскільки підсилення потужності є необхідною властивістю кожного підсилювача. Наприклад, попередні каскади підсилення також виконують функції підсилення потужності, проте основним показником для них є коефіцієнт підсилення за напругою (для емітерного та витокового повторювачів коефіцієнт підсилення за струмом) при допустимих значеннях частотних, фазових і нелінійних спотворень.

Робота вихідних каскадів пов'язана з віддачею у навантаження значної вихідної потужності, а отже, з споживанням великої потужності від джерела живлення. Тому більш важливого значення набуває такий показник, як ККД, який характеризує економічність вихідних каскадів. Великий рівень вихідної потужності означає також роботу вихідних каскадів у режимі великого сигналу, коли змінні складові напруг і струмів порівнянні з постійними складовими. В цьому випадку нелінійність вхідних та вихідних характеристик транзистора обумовлює значні нелінійні спотворення підсилюваного сигналу.

ККД та рівень нелінійних спотворень суттєво залежать від початкового положення робочої точки (див. § 2.1.1). Мінімально можливий рівень нелінійних спотворень може бути забезпечений в режимі класу *A*, а максимально можливий ККД — в режимі класу *B* або *AB*.

Вихідні каскади поділяються на два основні типи: одноктактні та двотактні. Одноктактні каскади звичайно працюють в режимі класу *A*, двотактні — в режимі класу *B* або *AB*. З усіх варіантів двотактна схема в режимі класу *B* є найбільш економічною і забезпечує відносно великі рівні вихідної потужності. Одноктактна схема застосовується при відносно малих вихідних потужностях.

Транзистори у вихідних каскадах можуть працювати по будь-якій схемі вмикання — з *СЕ*, *СБ*, *СК*. Найпоширенішою є схема вмикання з *СЕ*, яка відзначається великим підсиленням потужності.

Передача з колекторного кола транзистора у навантаження максимальної потужності здійснюється за тієї умови, коли вихідний опір транзистора і опір навантаження є рівними. Через те, що навантаження підсилювачів потужності звичайно низькоомне, а вихідний опір транзистора за схемами з *СЕ* та *СБ* великий, то з метою узгодження опорів вмикання навантаження у вихідне коло транзистора часто здійснюється через узгоджувальний трансформатор. Це зменшує також втрати потужності джерела живлення колекторного кола (збільшується ККД підсилювача), тому що через опір навантаження не протікає постійна складова колекторного струму.

При відносно невеликих рівнях вихідної потужності широко практикується безпосереднє приєднання навантаження до вихідного кола транзистора вихідного каскаду. Такі підсилювачі називають безтрансформаторними вихідними каскадами.

2.10.2. Однотактні вихідні каскади

Принципова схема однотактного підсилювача потужності при вмиканні транзистора з СЕ зображена на рис. 2.61. У колекторне

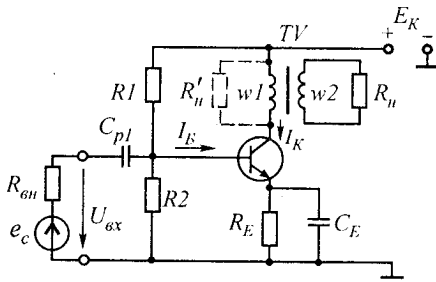


Рис. 2.61

коло транзистора ввімкнена первинна обмотка узгоджувального трансформатора TV , активний опір якої є опором навантаження постійної складової колекторного струму.

Оскільки цей опір малий, напруга на колекторі приблизно дорівнює напрузі джерела живлення. Це дозволяє використовувати більш низьковольтні джерела живлення.

Опір навантаження змінної складової колекторного струму в режимі узгодження каскаду підсилення з зовнішнім навантаженням визначається формулою

$$R'_n = R_{\text{вих}} = R_n / n^2, \quad (2.122)$$

де $R_{\text{вих}}$ — вихідний опір транзистора; R_n — опір зовнішнього навантаження (на рис. 2.61 R'_n показаний штриховою лінією).

З виразу (2.122) одержуємо потрібне значення коефіцієнта трансформації

$$n = \sqrt{R_n / R'_n}. \quad (2.123)$$

Велика різниця опору навантаження транзистора для постійної і змінної складових вихідного кола типова для транзисторних підсилювачів. Це обумовлює необхідність побудови динамічної характеристики за змінним струмом, яка, так само, як і для резисторного каскаду в режимі постійного струму, будується на сім'ї колекторних характеристик транзистора (рис. 2.62). При цьому спочатку проводять навантажувальну лінію постійного струму (НЛПС), відповідну до обраної напруги E_K , яка практично вертикальна, тому що із-за малості опору навантаження постійному струму напруга на колекторі U_{0KE} приблизно дорівнює E_K і при

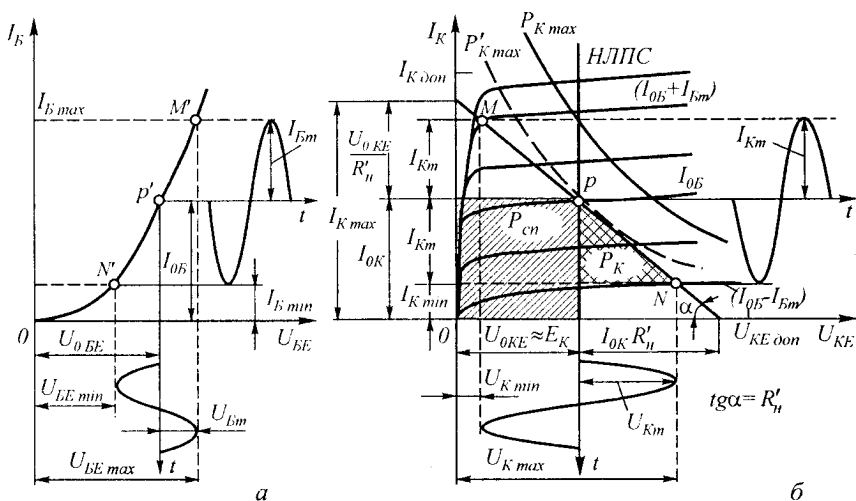


Рис. 2.62

будь-якому струмі бази зберігається рівність $U_{0KE} \approx E_K$. Початкове положення робочої точки p знаходиться на перетині НЛПС і статичної характеристики при струмі бази I_{0B} , величина якого обирається відповідно до вимог по вибору робочої точки в режимі класу A (§ 2.1.1) і забезпечується подільником змищення $R1, R2$ від джерела живлення E_K . Проводячи через точку p пряму лінію під кутом до осі напруг $\alpha = \text{arctg} R'_H$, одержують динамічну характеристику змінного струму, яка відсікає на осях відрізки з координатами

$$I_K = I_{0K} + \frac{U_{0KE}}{R'_H} \text{ при } U_{KE} = 0;$$

$$U_{KE} = U_{0KE} + I_{0K} R'_H \text{ при } I_K = 0. \quad (2.124)$$

Таким чином, динамічну характеристику змінного струму будують, задаючись наперед положенням робочої точки на НЛПС (I_{0K}, U_{0KE}, I_{0B}) і користуючись будь-яким з рівнянь (2.124).

Для одержання максимально можливої вихідної потужності амплітуди вхідного сигналу (I_{Bm}, U_{Bm} — рис. 2.62,а) збільшують до такого рівня, щоб амплітуда вихідного сигналу (I_{Km}, U_{Km} — рис. 2.62,б) займала всю робочу ділянку MN динамічної характеристики. В цьому випадку при виборі початкового положення робочої точки слід звертати особливу увагу на забезпечення нормального теплового режиму транзистора за мінімально можливих нелінійних спотворень підсилюваного сигналу.

Початкове положення робочої точки обирають таким чином, щоб вона знаходилась поблизу гіперболи допустимої потужності $P'_{K \max}$, розсіюваної в транзисторі при найбільшій температурі навколишнього середовища $T'_{cp \max}$ (штрихова лінія — рис. 2.62,б). Гіпербола потужності $P_{K \max}$, розсіюваної транзистором при нормальній температурі навколишнього середовища ($T_{cp \text{ ном}} = 25^\circ \text{C}$), показана суцільною лінією. Зв'язок між координатами робочої точки (I_{0K}, U_{0KE}), $P_{K \max}$ і $P'_{K \max}$ описується співвідношенням

$$P'_{K \max} = P_{K \max} \frac{T_{K \max} - T_{cp \max}}{T_{K \max} - T_{cp \text{ ном}}} = I_{0K} U_{0KE}, \quad (2.125)$$

де $T_{K \max}$ — максимально допустима температура колектора. Величину струму I_{0K} при заданій напрузі для джерела живлення з урахуванням виразу (2.125) розраховують за формулою

$$I_{0K} = (0,8 \dots 0,9) P_{K \max} / U_{0KE}. \quad (2.126)$$

В свою чергу, для забезпечення мінімальних нелінійних спотворень в режимі повного збудження початкове положення робочої точки слід обирати з точки зору симетрії напівхвиль струму, тобто

$$I_{Km} = I_{0K} - I_{K \min} \approx I_{0K}; \quad (2.127)$$

$$U_{Km} = U_{0KE} - U_{K \min} \approx U_{0KE}. \quad (2.128)$$

При цьому також (див. рис. 2.62,б)

$$I_{Km} = (I_{K \max} - I_{K \min}) / 2;$$

$$U_{Km} = (U_{K \max} - U_{K \min}) / 2.$$

Оскільки при дії вхідного сигналу з симетричною знакозмінною амплітудою струму I_{Bm} гранична зміна напруги на колекторі транзистора $2U_{Km}$ близька до подвійного значення напруги джерела живлення, то вибір напруги джерела живлення проводять за формулою

$$E_K \leq U_{KE \max} / 2.$$

При цьому максимальний розмах колекторного струму з урахуванням R'_n не повинен перевищувати максимально допустимий колекторний струм транзистора, тобто

$$2I_{Km} < I_{K \text{ доп}}.$$

Величина опору R'_H при максимальному використанні колекторного струму відповідає виразу

$$R'_H = U_{K_m} / I_{K_m},$$

з урахуванням якого обирають коефіцієнт трансформації n (див. формулу (2.123)) узгоджувального трансформатора. В цьому випадку може виявитися, що умова $R_{вих} = R'_H$ не виконується, що зменшує коефіцієнт підсилення вихідного каскаду за потужністю. На цю обставину, проте, слід зважати, оскільки від підсилювача потужності, як зазначалось раніше, вимагається одержання заданої потужності в навантаженні при допустимих величинах коефіцієнта нелінійних спотворень і ККД.

Одержані раніше розрахункові співвідношення основних параметрів підсилювача на основі малосигнальних параметрів неприйнятні для розрахунку підсилювачів потужності. Звичайно при заданих E_K і R_H , а також амплітуді вхідного сигналу U_{B_m} (або I_{B_m}), скориставшись вхідними та вихідними характеристиками транзистора, роблять необхідні побудови (рис. 2.62). За даними побудовами проводять розрахунок основних показників підсилювача простим і зручним графоаналітичним методом. При цьому вважають, що для області середніх частот $C_{pl} = \infty$.

Вхідний опір підсилювача

$$R_{вх} = U_{вх m} / I_{вх m} = U_{B_m} / I_{B_m}.$$

Коефіцієнт підсилення напруги

$$K_U = U_{вих m} / U_{вх m} = n U_{K_m} / U_{B_m}.$$

Коефіцієнт підсилення струму

$$K_I = I_{вих m} / I_{вх m} = n U_{K_m} / (R_H I_{B_m}).$$

Коефіцієнт підсилення потужності

$$K_p = K_I K_U.$$

Потужність, яка споживається від джерела живлення,

$$P_{сп} = (I_{0K} + I_{0B}) E_K \approx I_{0K} U_{0KE},$$

дорівнює по величині площі заштрихованого прямокутника (див. рис. 2.62, б).

Потужність сигналу в колекторному колі транзистора

$$P_K = I_{K_m} U_{K_m} / 2 = I_{K_m}^2 R'_H / 2 = U_{K_m}^2 / (2 R'_H)$$

зображується графічно площею заштрихованого трикутника.

Електричний ККД підсилювача

$$\eta_K = P_K / P_{\text{сп}} = I_{Km} U_{Km} / (2I_{0K} U_{0KE})$$

з урахуванням рівнянь (2.127) і (2.128) наближається до 50 %. Оскільки в режимі повного збудження рівень нелінійних спотворень великий, то звичайно амплітуду вхідної напруги U_{Bm} обирають такої величини, при якій ККД однотактного підсилювача становить близько 25–40 %.

Потужність вихідного сигналу

$$P_{\text{вих}} = I_{\text{вих}m}^2 R_n / 2 = U_{\text{вих}m}^2 / 2R_n = n U_{Km}^2 / 2R'_n = P_K \eta_T.$$

Звичайно $\eta_T = 0,6 \dots 0,75$ для підсилювачів потужністю до 1 Вт і $\eta_T = 0,7 \dots 0,85$ для підсилювачів потужністю від 1 до 10 Вт.

Потужність, розсіювана в колекторному колі транзистора,

$$P_{\text{роз}} = P_{\text{сп}} - P_K$$

досягає найбільшої величини за відсутності вхідного сигналу ($P_K = 0$).

2.10.3. Двотактні вихідні каскади

Для одержання більшої потужності з високим ККД підсилювача застосовують двотактні вихідні каскади, що працюють в режимі класу В. Принципова схема двотактного підсилювача за схемою з СЕ в класі В наведена на рис. 2.63, а графіки, які пояснюють фізичні процеси у підсилювачі, наведені на рис. 2.64. Як бачимо зі схеми, живлення транзисторів паралельне, а вихідні сигнали через транзистори проходять послідовно. Двотактні вихідні каскади в класі В будують також за схемами з СБ та СК, але рідко.

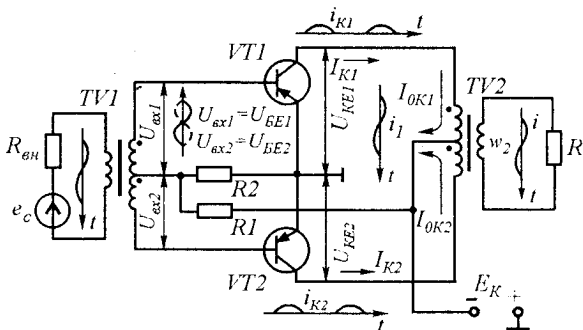


Рис. 2.63

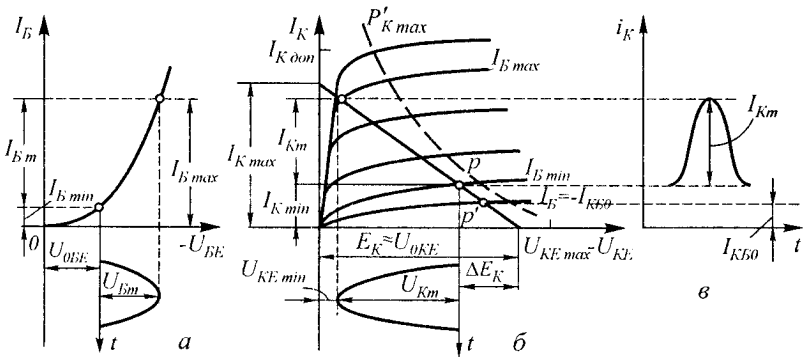


Рис. 2.64

В режимі спокою на бази обох транзисторів з подільника $R1$, $R2$ від джерела живлення E_K подається невелика напруга зміщення U_{0BE} , яка визначає струм бази $I_{B\min}$ (рис. 2.64,а). При цьому початкове положення робочої точки p знаходиться на перетині статичної характеристики, відповідній $I_B = I_{B\min}$, з динамічною характеристикою (рис. 2.64,б) і справжнього режиму класу B в схемі не існує. Проте суттєво зменшуються нелінійні спотворення, тому що виключається дія початкової ділянки, вхідної характеристики, яка відзначається великою нелінійністю.

Схема може працювати і без початкового зміщення в чистому режимі класу B ($U_{0BE} = 0$). В цьому випадку в колекторному колі тече тільки некерований струм I_{KB0} і точка спокою знаходиться на перетині статичної характеристики при $I_B = 0$ з динамічною (точка p'). При цьому ККД в режимі повного збудження, коли $U_{Km} = E_K - U_{KE\min} - \Delta E_K \approx E_K$, максимальний, проте і нелінійні спотворення великі.

З вторинної обмотки трансформатора $TV1$ передприкінцевого каскаду з вихідним опором $R_{вн}$ на бази транзисторів $VT1$ і $VT2$ надходять дві симетричні напруги $U_{вх1} = U_{BE1}$ і $U_{вх2} = U_{BE2}$, зсунуті за фазою на 180° . Тому транзистори пропускають струми по черзі, по півперіодах (із зсувом на 180°), як це видно з діаграм колекторних струмів i_{K1} і i_{K2} , побудованих біля колекторних кіл транзисторів. Форма одного з колекторних струмів показана на рис. 2.64,в.

Завдяки наявності магнітного зв'язку між обома половинами первинної обмотки $TV2$ форма напруги на колекторах транзисторів U_{KE1} і U_{KE2} і наскрізний струм обмотки i_l синусоїдні, проте колекторні струми окремих транзисторів i_{K1} і i_{K2} мають вигляд імпульсів. Дійсно, при зміні миттєвого значення колекторного струму будь-якого з транзисторів з'являються ЕРС на обох половинах

первинної обмотки трансформатора, з тією лише різницею, що на одній півобмотці виникає ЕРС самоіндукції, а на іншій — ЕРС взаємоіндукції.

Розкладаючи колекторні струми транзисторів в тригонометричний ряд Фур'є, одержимо

$$\begin{aligned} i_{K1} &= I_{0K1} + I_{K11} \cos \omega t + I_{K21} \cos 2\omega t + I_{K3} \cos 3\omega t + \dots, \\ i_{K2} &= I_{0K2} + I_{K12} \cos(\omega t + \pi) + I_{K22} \cos[2(\omega t + \pi)] + \\ &+ I_{K32} \cos[3(\omega t + \pi)] + \dots = I_{0K2} - I_{K12} \cos \omega t + \\ &+ I_{K22} \cos 2\omega t - I_{K32} \cos 3\omega t + \dots \end{aligned}$$

При ідентичності обох пліч схеми ($I_{0K1} = I_{0K2} = I_{0K}$; $I_{K11} = I_{K12} = I_{K1}$; $I_{K22} = I_{K21} = I_{K2}$; $I_{K31} = I_{K32} = I_{K3}$) і, беручи до уваги протифазність струмів i_{K1} і i_{K2} , для загального струму маємо

$$i_1 = i_{K1} - i_{K2} = 2I_{K1} \cos \omega t + 2I_{K3} \cos 3\omega t + \dots \quad (2.129)$$

Оскільки у загальному струмі i_1 постійні складові колекторних струмів I_{0K1} і I_{0K2} відсутні, трансформатор $TV2$ працює без підмагнічування. Це дозволяє зменшити його габарити в порівнянні з вихідним трансформатором однократної схеми. Крім цього, загальний струм не містить струмів парних гармонік, що знижує коефіцієнт гармонік, обумовлений в цьому випадку лише струмами непарних гармонік, тобто

$$K_r = \sqrt{I_{K3}^2 + I_{K5}^2 + \dots} / I_{K1}.$$

Перша (корисна) гармоніка підсилюваного сигналу має подвійне значення, тому вихідна потужність двотактного вихідного підсилювача в два рази більше ніж однократної. Зрозуміло, всі ці переваги двотактного підсилювача в порівнянні з однократним можуть бути реалізовані на досить високому ступені симетрії пліч схеми.

Розрахунок основних енергетичних показників двотактного підсилювача звичайно проводять для одного плеча схеми за половину періоду підсилюваного сигналу. В цьому випадку коефіцієнт трансформації приймають рівним $w_2/(w_1/2)$, а результати розрахунку правдиві для усього підсилювача за період.

Через те, що в режимі повного збудження підсилювача форма колекторного струму з максимальним значенням I_{Km} (рис. 2.64, в) відрізняється від синусоїди, амплітуду першої гармоніки і постійну складову цього струму одержимо з розкладу в ряд, тобто

$$I_{Km1} = I_{Km}/2; I_{0K} = I_{Km}/\pi.$$

Потужність, яка споживається від джерела живлення,

$$P_{\text{сп}} = 2E_{\text{к}}(I_{0\text{к}} + I_{\text{к min}}) \approx 2U_{0\text{кЕ}}I_{0\text{к}}.$$

Потужність, яка віддається транзисторами у первинну обмотку трансформатора $TV2$,

$$P_{\text{к}} = 2I_{\text{кm1}}U_{\text{кm}}/2 = I_{\text{кm}}U_{\text{кm}}/2.$$

ККД окремого плеча і всього підсилювача

$$\eta_{\text{к}} = P_{\text{к}}/P_{\text{сп}} = \pi\xi/4,$$

де $\xi = U_{\text{кm}}/U_{0\text{кЕ}}$ — коефіцієнт використання напруги колекторного живлення.

У випадку повного використання колекторного живлення ($\xi = 1$)

$$\eta_{\text{к}} = \eta_{\text{к max}} = \pi/4 = 0,785.$$

Потужність, розсіювана в колекторному колі транзисторів,

$$P_{\text{роз}} = P_{\text{сп}} - P_{\text{к}}.$$

не повинна перевищувати в заданих умовах експлуатації $P'_{\text{к max}}$, яка визначається рівністю (2.125).

Вихідна потужність (потужність в навантаженні)

$$P_{\text{вих}} = P_{\text{к}}\eta_{\text{т}}.$$

Розвиток технології і виробництва напівпровідникових приладів привів до створення потужних біполярних транзисторів різного типу провідності і МДН-транзисторів з каналами різного типу. Тому при побудові вихідних підсилювачів потужності все більшого поширення набувають безтрансформаторні схеми, в яких транзистори працюють в режимах класу B і AB . Це, по-перше, дозволяє спростити схеми підсилювачів і, по-друге, виключити з них трансформатори, які мають великі габарити і погано піддаються мініатюризації методами сучасної технології. Найпростіша схема безтрансформаторного вихідного підсилювача потужності на біполярних транзисторах різного типу провідності (комплементарних транзисторах) наведена на рис. 2.65. В основі схеми два двополюсники, кожний з яких складається з послідовно з'єднаних транзистора і джерела живлення, приєднаних до загального навантаження. Ці двополюсники прийнято називати плечима двотактного підсилювача. Емітерні переходи транзисторів $VT1$ і $VT2$ ввімкнені паралельно і на їхні входи подається керуюча напруга $U_{\text{вх}}$.

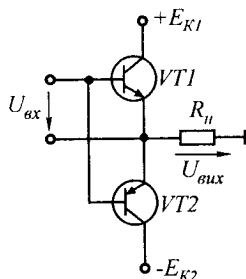


Рис. 2.65

Оскільки в базових колах транзисторів відсутнє джерело зміщення, в каскаді реалізується режим підсилення класу В. В кожний півперіод вхідної напруги струм навантаження формується своїм плечем підсилювача, тобто полярність напруг джерел живлення пліч підсилювача різна, і в навантаженні тече змінний струм.

Припустимо, що на вході підсилювача діє синусоїдальна напруга з періодом T і він працює на чисто активне навантаження R_n . Амплітуда вихідної напруги $U_{n \max}$ дорівнює γE_K , γ — відносна амплітуда вихідної напруги підсилювача, $0 \leq \gamma \leq 1$. Тоді потужність, яка виділяється в навантаженні,

$$P_n = (U_n / \sqrt{2})(I_n / \sqrt{2}) = (\gamma E_K)^2 / 2R_n. \quad (2.130)$$

Для визначення потужності, яка споживається підсилювачем, знайдемо середнє значення споживаного струму

$$I_{cp} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} I_{n \max} \sin \omega t dt = 2I_{n \max} / \pi = 2\gamma E_K / \pi R_n. \quad (2.131)$$

Тоді ККД підсилювача дорівнюватиме

$$\eta = P_n / P_{cp} = \gamma \pi / 4 = \gamma \eta_{\max}. \quad (2.132)$$

Максимальне значення ККД відповідає випадку $\gamma = 1$ і дорівнює 0,785.

Використовуючи вирази (2.130) і (2.132), запишемо вирази для споживаної і розсіюваної в транзисторі потужностей як функції параметру γ

$$P_{cp} = P_n / \eta = 4\gamma P_{n \max} / \pi; \quad (2.133)$$

$$P_K = P_{cp} - P_n = P_{n \max} (4\gamma / \pi - \gamma^2). \quad (2.134)$$

Залежності потужностей P_n , P_{cp} і P_K від параметру γ показані на рис. 2.66.

З одержаних виразів випливає, що зі збільшенням амплітуди вихідного сигналу ККД підсилювача монотонно зростає. При цьому існує режим, в якому потужність, яка розсіюється в транзисторі, максимальна. Це значення відповідає відносній амплітуді вихідної напруги підсилювача $\gamma = 0,637$.

Слід зазначити, що в реальних підсилювачах значення відносної амплітуди вихідного сигналу завжди менше одиниці. Тому величину η_{\max} слід вважати теоретичною границею для підсилювачів розглядуваного типу.

На рис. 2.67 наведені принципи́ві схеми безтрансформаторних каскадів на транзисторах з однаковим типом провідності. Сигнали, які підсилюються, надходять на входи транзисторів підсилувача (рис. 2.67,а) із зсувом по фазі на 180 ел.град. При цьому транзистори поперемінно відкриваються позитивними півхвилями вхідного сигналу, обумовлюючи, по черзі, протікання в навантаженні R_H струмів I_H назустріч один одному. Якщо транзистори та сигнали однакові, то постійний струм через R_H не протікає. З цього видно, що робота схеми аналогічна розглянутій раніше звичайній двотактній схемі (рис. 2.63). Отже, аналіз і розрахунок їх також збігаються.

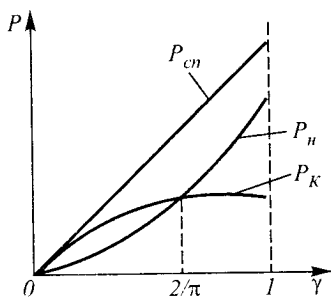


Рис. 2.66

Схема підсилувача спрощується при живленні від загального джерела E_K . Проте для того, щоб постійна складова струму не протікала через навантаження, останнє повинно піриєднуватися через конденсатор досить великої ємності (рис. 2.67,б).

Вхідний трансформатор у вихідних каскадах інтегрального виконання не може бути використаний. В цьому випадку для одержання двох протифазних напруг, які надходять на вихідний каскад підсилення, застосовують різні фазоінверсні резистивні каскади, один з варіантів яких на транзисторі $VT1$ наведений на рис. 2.67,в.

Схеми вихідних каскадів на рис. 2.67 досить часто використовувались в ранніх випусках підсилувачів в інтегральному виконанні, коли відчувалися технологічні перешкоди в виготовленні транзисторів з різним типом провідності ($p-n-p$ і $n-p-n$) на одній підкладинці. Останнім часом поширюється застосування вихідних каскадів як у дискретному, так і в інтегральному виконанні, побудовані на різнотипних транзисторах (схеми з додатковою симетрією).

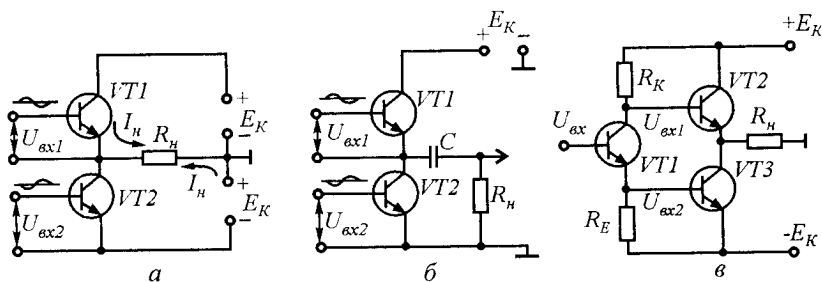


Рис. 2.67

Раніше в § 2.1.1 зазначалось, що із-за великих власних нелінійних спотворень режим класу *B* рідко використовується при побудові підсилювачів і перевага віддається режиму класу *AB*. В цьому випадку дещо збільшується потужність, яка розсіюється в транзисторі, і зменшується ККД підсилювача. Особливо це зменшення помітне при малих значеннях відносної амплітуди, тобто при невеликих значеннях вихідної потужності, що практично не має принципового значення.

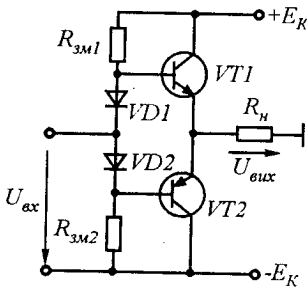


Рис. 2.68

На рис. 2.68 наведена схема вихідного підсилювача потужності, в якій для забезпечення режиму роботи класу *AB* використовуються додаткові кола зміщення. Кола зміщення складаються з резисторів зміщення $R_{зм1}$ і $R_{зм2}$, що утворюють з діодами $VD1$ і $VD2$ нелінійні подільники напруги. Використання в подільниках діодів дозволяє додатково забезпечити параметричну стабілізацію режиму спокою підсилювача. Температурні зміни напруги на діодах компенсують температурні зміни

напруги емітерних переходів транзисторів.

На рис. 2.69 наведена схема з одним джерелом живлення, в якій навантаження приєднане через розділовий конденсатор до спільного виводу схеми. Для формування напруги, яка керує вихідними транзисторами $VT2$ і $VT3$, в підсилювачі використовується додатковий каскад на транзисторі $VT1$, ввімкненим за схемою із спільним емітером. Резистор в емітерному колі цього транзистора створює коло послідовного НЗЗ за вихідним струмом,

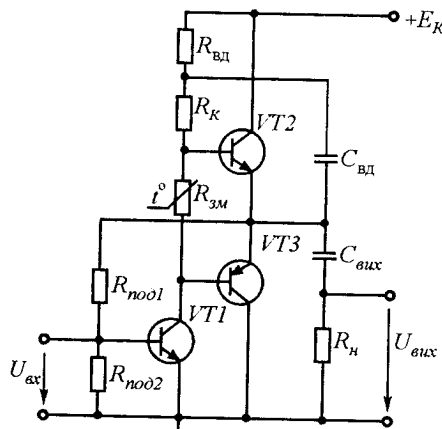


Рис. 2.69

що стабілізує режим роботи каскаду. Резистор зміщення робочої точки $R_{под1}$ транзистора $VT1$ приєднаний безпосередньо до виходу підсилювача. Це формує коло загального паралельного НЗЗ за вихідною напругою, яке стабілізує режим спокою підсилювача і зменшує його вихідний опір. Резистор $R_{зм}$ забезпечує роботу вихідних транзисторів підсилювача в режимі класу *AB*. Для параметричної стабілізації цього режиму використовується терморезистор. Ре-

зистор R_K є навантажувальним для каскаду підсилення на транзисторі $VT1$.

При виконанні вихідного каскаду на транзисторах за схемою із спільним колектором, для одержання повної амплітуди вихідного сигналу попередній каскад слід живити від джерела підвищеної напруги. З цією метою в схему підсилювача введені елементи $R_{вд}$ і $C_{вд}$, які утворюють коло позитивного зворотного зв'язку за напругою живлення. Часто це коло називають також вольтододачком, тому що воно збільшує напругу живлення попереднього каскаду підсилювача. На інтервалі провідності транзистора $VT3$ конденсатор $C_{вд}$ заряджається від джерела живлення через резистор $R_{вд}$. На інтервалі провідності транзистора $VT2$ напруга конденсатора забезпечує протікання базового струму цього транзистора через резистор R_K .

При проектуванні вихідних підсилювачів потужності часто в ролі вихідних використовують схеми складених транзисторів. При цьому застосовують каскади на складених транзисторах різних типів провідності (рис. 2.70, а, б, в). Таке рішення дозволяє суттєво знизити потужність, що позитивно позначається на параметрах всього пристрою.

В схемах рис. 2.70, а, б застосовується одне джерело живлення завдяки тому, що конденсатор, ввімкнений послідовно з наванта-

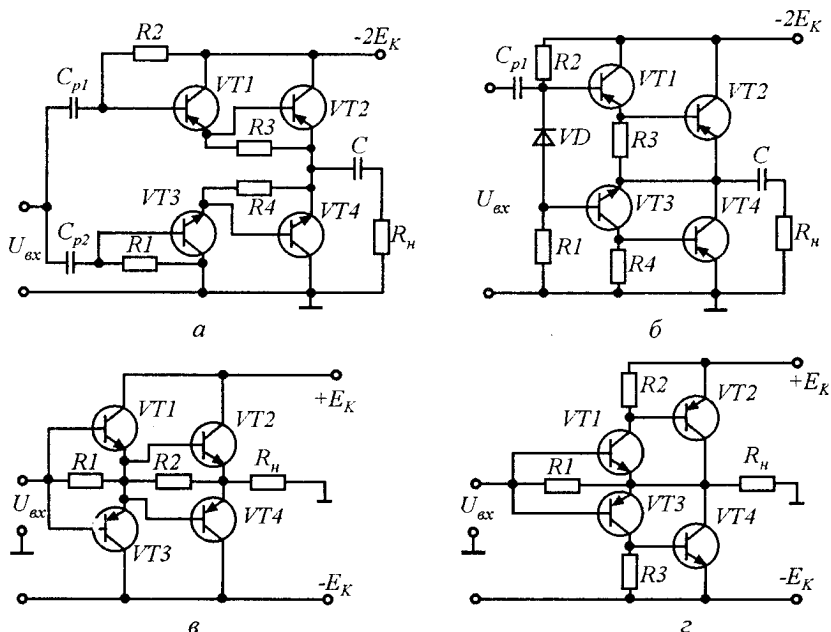


Рис. 2.70

женням, після заряджання до напруги E_K (напруга на емітерах транзисторів $VT3$ і $VT4$) в статичному режимі працює в один з півперіодів як джерело живлення. Ємність конденсатора C доводиться обирати великою через мале значення опору R_H . Так, якщо припустимо, що на частоті ω_H коефіцієнт передачі зменшувався до 0,7 свого значення на середніх частотах і правдиве рівняння $\omega_H = 1/\tau_p$, де $\tau_p = R_H C$, то при $\omega_H = 100$, $R_H = 4 \text{ Ом}$ ємність конденсатора $C = 2500 \text{ мкФ}$. В більш складних випадках значення C визначають, виходячи із значення коефіцієнта частотних спотворень M_H , яке задане для даного кола.

Вихідні каскади (рис. 2.70, в, г) звичайно встановлюють на виході операційних підсилювачів і охоплюють глибоким негативним зв'язком. Тому в них інколи відсутня напруга зміщення у першій парі транзисторів $VT1$, $VT3$. Нелінійні спотворення, що виникають, зменшуються за рахунок кола НЗЗ.

На рис. 2.70, г показаний інший тип емітерного повторювача. У ньому транзистор $VT1$ ($VT3$) ввімкнений за схемою з СК, а транзистор $VT2$ ($VT4$) — за схемою з СЕ. Активні прилади, з'єднані у подібні схеми, розглядаються як один транзистор з відповідними еквівалентними параметрами і називають його композитивним транзистором з відповідною електропровідністю (в розглядуваному випадку $VT1$ — $VT2$ — композитивний n - p - n -транзистор, а $VT3$ — $VT4$ — p - n - p -транзистор).

У високоякісних підсилювачах доводиться вводити напругу зміщення аналогічно тому, як це було здійснено на рис. 2.68 (рис. 2.70, б). При цьому зменшуються спотворення, що спостерігаються при малих значеннях вхідного сигналу, при яких виявляється

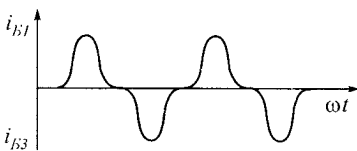


Рис. 2.71

нелінійність вхідних характеристик транзисторів (спотворення типу «сходінка»). Причину її появи пояснює рис. 2.71. З нього видно, що вхідна напруга за відсутності зміщення створює імпульси струмів баз (i_{B1} , i_{B3}). При підсумовуванні одержуємо струм, який суттєво відрізняється від

синусоїдного. При подачі на бази транзисторів напруги зміщення U_{0BE} імпульси струму також відрізняються від половинок синусоїди. Проте при їх підсумовуванні вихідний еквівалентний струм транзисторів i_{EEK} на опорі навантаження і вихідна напруга мають практично синусоїдну форму.

Значення напруги зміщення U_{0BE} (напруга між базами транзисторів $VT1$ і $VT3$; рис. 2.70, б) звичайно визначають як напругу, більшу за ту, яка є в точці перетину з віссю абсцис дотичної, про-

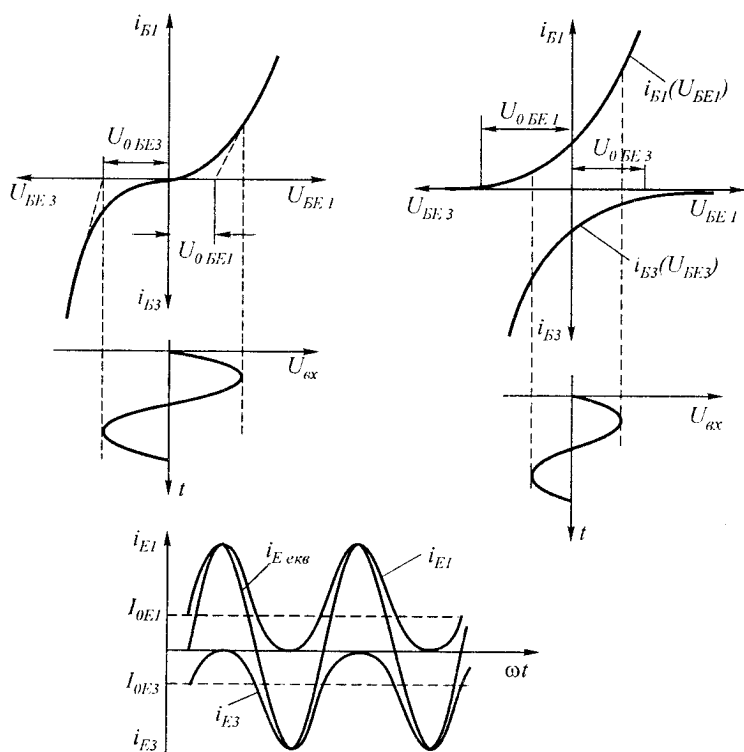


Рис. 2.72

веденої до прямолінійної ділянки вхідної ВАХ транзистора (U_{0BE1}, U_{0BE3} на рис. 2.72). При цьому їх доводиться коригувати так, щоб струми спокою емітерів I_{0E1}, I_{0E3} транзисторів були однакові (за ідентичності пліч іншої частини).

Оскільки безтрансформаторні каскади звичайно працюють з великими струмами, в схемах слід передбачати поліпшену термостабілізацію. Її забезпечують або за рахунок введення досить глибокого НЗЗ за постійним струмом, або за допомогою термозалежних опорів. При цьому слід звернути увагу на правильний вибір опорів в базових колах потужних вихідних транзисторів, які мають бути досить малими (орієнтовно декілька десятків — декілька сотень Om), щоб при максимальній температурі транзистора виконувалась нерівність $U_{BE \text{ пор}} \geq I_{KB0 \text{ max}} R_1$, де $U_{BE \text{ пор}}$ — напруга, при якій з'являється вхідний струм у транзистора.

Значення коефіцієнта нестабільності обирається залежно від діапазону зміни температури навколишнього середовища в границях від 2 до 10.

У зв'язку з тим, що вихідні потужні транзистори є найбільш вузькосмуговими компонентами підсилювача, їх гранична частота $f_{h_{21E}}$ повинна бути в 2...3 рази більше, ніж верхня робоча частота підсилювача f_B : $f_{h_{21E}} \geq (2...3) f_B$. При меншому запасі виникають великі фазові спотворення, погіршується ККД у діапазоні високих частот та енергетичні характеристики каскаду. Граничні частоти транзисторів попереднього підсилювача рекомендовано обирати більшими $(8...12) f_B$.

З урахуванням 10...20% запасу вихідні транзистори потрібно обирати так, щоб задовольнялися вимоги:

$$I_{K \max} \geq (0,8...0,9) I_{нм};$$

$$U_{KE \max} \geq 2(1,1...1,2) U_{нм};$$

$$P_{K \max} \geq (2...3) P_{н \max}.$$

Через те, що в безтрансформаторних вихідних каскадах узгодження вихідного опору з навантаженням неможливе, в загальному випадку корисна потужність, яка віддається в навантаження, залежить від опору R_H (рис. 2.73).

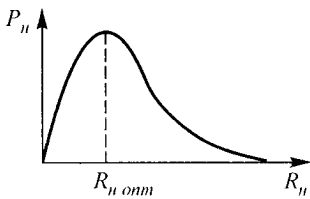


Рис. 2.73

В потужних безтрансформаторних каскадах, в яких транзистори ввімкнені з СК, може виникнути коротке замикання вихідних затискачів. Як правило, воно призводить до виходу з ладу транзисторів із-за перевищення колекторним струмом допустимого значення.

Для захисту від коротких замикань в емітерні кола потужних вихідних транзисторів вмикають невеликі опори R_0 , які обмежують струм (рис. 2.74,а), або вводять додаткові транзистори, які відкриваються тільки при великих струмах навантаження і, шунтуючи вхідне коло, утримують значення вихідного струму на безпечному рівні.

Одна з можливих схем захисту за допомогою додаткових транзисторів VT5, VT6 показана на рис. 2.74,б. При короткому замиканні вихідних затискачів струм через опір R_0 збільшується і викликає спад напруги $u = i_H R_0$, яка переводить у відповідні півперіоди транзистори VT5, VT6 в режим насичення. При цьому вхідне коло потужного підсилювального каскаду шунтується. В результаті вхідна напруга в основному спадає на опорі $R_{вих}$, а струми транзисторів VT2, VT4 не перевищують значень, при яких VT5, VT6 відкрилися б. Подібний захист має високу швидкодію і забезпечує надійну роботу потужних підсилювальних каскадів. При його введенні обов'язкова наявність додаткового опору

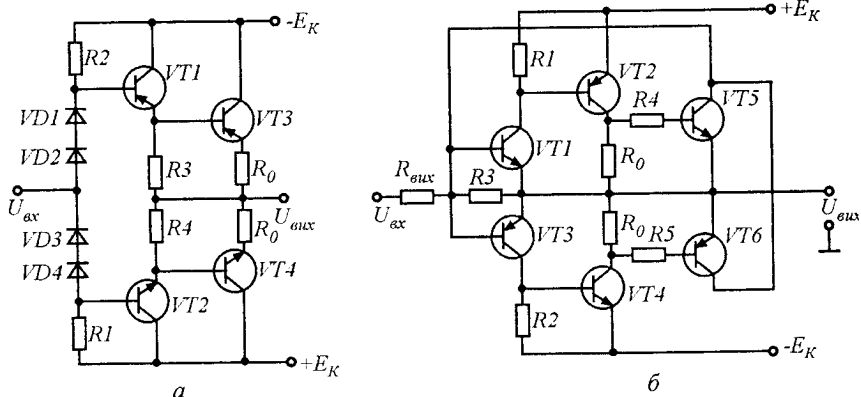


Рис. 2.74

$R_{вих}$, який обирають виходячи з мінімально допустимого значення опору навантаження підсилювача, до якого вмикається вихідний каскад.

Безтрансформаторні підсилювачі потужності мають коефіцієнт підсилення близький до одиниці: $K_u \approx 1$. Підсилення за потужністю $K_p = K_u K_i$ виконують за рахунок великого підсилення за струмом K_i .

У тих випадках, коли необхідно забезпечити підсилення за напругою або отримати великий вихідний опір, застосовують двотактні підсилювачі потужності, виконані за схемою з СЕ (рис. 2.75). В схемі транзистори $VT1$, $VT2$ працюють в режимі класу B і кожний з них підсилює «власну» півхвилю вхідної напруги. На відміну від каскаду на транзисторах, ввімкнених за схемою з СК, вихідний опір даного каскаду більший і визначається опором r'_k . Коефіцієнт підсилення за напругою залежить від опору навантаження

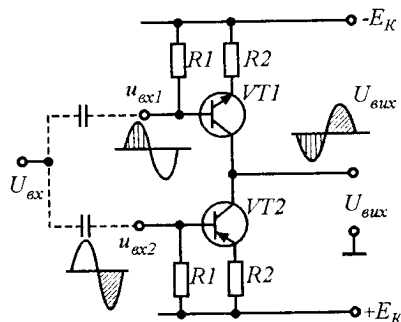


Рис. 2.75

$$K_u \approx \frac{h_{21E} R_H}{R_{BH} + R_{BH}} \quad (2.135)$$

Тому що h_{21E} у транзисторів $VT1$ і $VT2$ різні, то різні півхвилі підсилюються не однаково і без введення ЗЗ нелінійні спотворення сигналу великі. Місцевий ЗЗ, введений за допомогою резистора R_2 , ефективний тільки тоді, коли виконуються умови

$r_B \ll h_{21E} R_2, h_{21E} \gg 1, R_2 \gg r_E, R_{вн} \rightarrow 0$. Тоді (2.135) набирає вигляду

$$K_u \approx R_H / R_2$$

і нелінійні спотворення будуть відсутні (при однакових резисторах R_2). Каскад зсуває на 180° фазу вихідної напруги відносно фази вхідної.

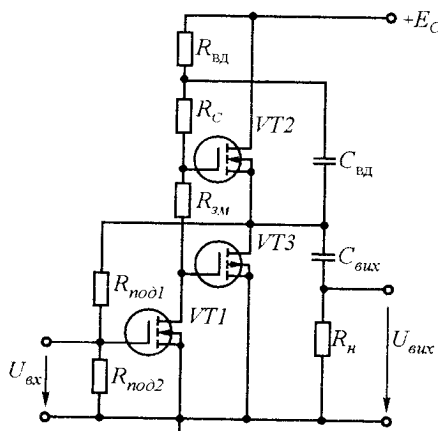


Рис. 2.76

Розглянуті принципи побудови вихідних каскадів на біполярних транзисторах використовуються і при проектуванні вихідних підсилювачів потужності на польових транзисторах. На рис. 2.76, як приклад, наведена схема вихідного підсилювача потужності на МОН-транзисторах із індуктованим каналом. Від пристроїв на біполярних транзисторах такі схеми відрізняються меншими нелінійними спотвореннями і більшою температурною стійкістю.

Останнє пояснюється відсутністю в польовому транзисторі механізму температурного позитивного зворотного зв'язку, властивого біполярним транзисторам.

Приклад 2.21. Розрахувати однотактний транзисторний вихідний каскад підсилення потужності в режимі класу A в діапазоні частот $100 \dots 5000$ Гц, який має коефіцієнт нелінійних спотворень $K_T \leq 5\%$, $M_H \leq 1,5$ дБ. Каскад повинен забезпечити в навантаженні підсилювача ($R_H = 3$ Ом) потужність $P_{вих} = 1$ Вт. Температура навколишнього середовища $T_{нав. min} = 10^\circ C$, $T_{нав. max} = 40^\circ C$. Напруга джерела живлення $E_K = 16$ В.

Розв'язання. 1. Оскільки коефіцієнт нелінійних спотворень великий, використовуємо схему з СЕ (рис. 2.61).

2. Нехай ККД трансформатора $\eta_{тр} = 0,75$. Визначимо потужність, яка виділяється у колекторному колі транзистора,

$$P_K = P_{вих} / \eta_{тр} = 1 / 0,75 = 1,33 \text{ Вт}.$$

3. Потужність, яка споживається від джерела живлення при $\eta_K = 0,75$ в режимі класу A ,

$$P_{сп} = P_K / \eta_K = 1,33 / 0,75 = 1,77 \text{ Вт}.$$

4. Враховуючи, що спад напруги на активному опорі первинної обмотки r_1 порядку $0,1E_K = 0,1 \cdot 16 = 1,6 \text{ В}$, а спад напруги на опорі R_E $0,08E_K = 0,08 \cdot 16 = 1,28 \text{ В}$, одержимо напругу ділянки колектор-емітер

$$U_{0KE} = 16 - (1,6 + 1,28) = 13,1 \text{ В}.$$

5. Отже, транзистор повинен витримувати максимальну напругу

$$U_{KE \text{ max}} \approx U_{0KE} / 0,4 = 13,1 / 0,4 \approx 33 \text{ В}.$$

6. Використовуємо в каскаді транзистор типу ГТ703Д, який має максимальну потужність розсіювання з додатковим радіатором 15 Вт , допустиму напругу колектор-емітер $U_{KE \text{ доп}} = 40 \text{ В}$, $\beta_{\text{min}} = 20$, $\beta_{\text{max}} = 45$, $I_{KB0} \leq 45 \text{ мА}$, тепловий опір перехід-корпус $R_{\text{тТ}} = 3^\circ \text{С/Вт}$, $f_{\text{гц}} = 10 \text{ кГц}$.

7. Струм спокою колекторного кола

$$I_{0K} = P_K / (\eta U_{0KE}) = 1,33 / (0,4 \cdot 13,1) = 0,255 \text{ А}.$$

8. Струм зміщення бази при середньому значенні коефіцієнта передачі за струмом $\beta_{\text{cp}} = 30$

$$I_{0Б} = I_{0K} / \beta_{\text{cp}} = 0,255 / 30 = 8,5 \text{ мА}.$$

9. За одержаними значеннями U_{0KE} , I_{0K} , $I_{0Б}$ відмічаємо положення точки спокою p , через яку для опору навантаження колекторного кола змінного струму

$$R'_H = U_{0KE}^2 / 2P_K = 13,1^2 / 2 \cdot 1,33 = 65 \text{ Ом},$$

проводимо навантажувальну пряму (рис. 2.77, *a*).

10. Відмітивши значення залишкової напруги на колекторі $U_{KE \text{ зал}} = 0,5 \text{ В}$ і мінімальний та максимальний струми колектора ($I_{K \text{ min}}$, $I_{K \text{ max}}$), знаходимо на навантажувальній прямій крайні положення робочої точки 1 і 6. Потужність, яка виділяється в колекторному колі транзистора в обраному режимі,

$$\begin{aligned} P_K &= 0,125 (I_{K \text{ max}} - I_{K \text{ min}})^2 R'_H = \\ &= 0,125 (0,57 - 0,02)^2 \cdot 65 = 2,46 \text{ Вт}, \end{aligned}$$

що є достатньою з запасом.

11. Амплітуда вхідного струму, яка забезпечує одержане значення потужності колекторного струму при найгіршому транзисторі

$$I_{Бм} = (I_{K \text{ max}} - I_{K \text{ min}}) / 2\beta_{\text{min}} = (0,57 - 0,02) / (2 \cdot 20) = 13,7 \text{ мА}.$$

12. Переносимо точки 1, p і 6 з динамічної вихідної характеристики на вхідну характеристику (точки 1', p' , 6'), знаходимо значення $U_{0БЕ} = 0,2 \text{ В}$; $U_{Бм} = 0,35 - 0,05 = 0,3 \text{ В}$;

$$R_{\text{вх}} = 2U_{\text{Б м}}/2I_{\text{Б м}} = 0,3 / (2 \cdot 0,0137) = 11 \text{ Ом};$$

$$P_{\text{вх}} = I_{\text{Б м}}U_{\text{Б м}}/2 = 0,0137 \cdot 0,15 / 2 = 0,00103 \text{ Вт} = 1,03 \text{ мВт}.$$

13. Визначаємо коефіцієнт підсилення потужності каскаду

$$K_p = P_K / P_{\text{вх}} = 1,33 / (1,03 \cdot 10^{-3}) = 1290.$$

14. Оскільки спад напруги на опорі емітерної температурної стабілізації $U_E = 1,28 \text{ В}$, то

$$R_E = U_E / I_{0E} = 1,28 / 0,255 = 5,02 \text{ Ом (станд. } 5,1 \text{ Ом)}.$$

15. Опір резистора R_2 приймається

$$R_2 = (5 \dots 15) R_{\text{вх}} = 6 \cdot 11 = 66 \text{ Ом (станд. } 62 \text{ Ом)};$$

$$R_1 = \frac{E_K - U_{0 \text{ БЕ}} - U_E}{I_{0Б} + I_{R_2}} = \frac{16 - 0,2 - 1,28}{8,5 \cdot 10^{-3} + 34 \cdot 10^{-3}} = 341 \text{ Ом}$$

(станд. 360 Ом),

де I_{R_2} — струм через R_2 , який дорівнює $(2 \dots 5) I_{0Б} = 4 \cdot 8,5 = 34 \text{ мА}$.

16. Для визначення коефіцієнта нелінійних спотворень потрібно знати опір джерела сигналу $R_{\text{вн}}$ (вихідний опір попереднього каскаду). Нехай розраховане значення R_K попереднього каскаду дорівнює 300 Ом, тоді

$$R_{\text{вн}} = R_K R_{\text{д}} / (R_K + R_{\text{д}}) = 300 \cdot 51 / (300 + 51) = 44 \text{ Ом},$$

де $R_{\text{д}} = R_1 R_2 / (R_1 + R_2) = 360 \cdot 62 / (360 + 62) = 52 \text{ Ом}$.

17. Визначимо значення I_K (точки 1—6 на вихідній динамічній характеристиці, рис. 2.77,а) і значення I_B , $U_{\text{БЕ}}$ (точки 1'—6' на вхідній характеристиці, рис. 2.77,б) і обчислимо ЕРС джерела сигналу E_c для $R_{\text{вн}} = 44 \text{ Ом}$. Результати розрахунку зводимо в таблицю.

Номер точки	1	2	3	4	5	6
$I_K, \text{ мА}$	570	560	430	260	180	20
$I_B, \text{ мА}$	25	20	15	10	5	0
$U_{\text{БЕ}}, \text{ В}$	0,35	0,3	0,27	0,23	0,16	0,05
$E_c = (U_{\text{БЕ}} + I_B R_{\text{вн}}), \text{ В}$	1,45	1,18	0,95	0,67	0,38	0,05

18. За одержаними результатами будемо наскрізну динамічну характеристику (рис. 2.77,в). Відмічаємо значення $I_{K \text{ min}} = 20 \text{ мА}$, $I_{K \text{ max}} = 570 \text{ мА}$ і проектуємо згідно методу п'яти ординат ці крайні точки наскрізної динамічної характеристики на горизонтальну вісь (відрізок ad). Поділивши відрізок ad на чотири рівні частини, знаходимо точки $I_{K_2} = 160 \text{ мА}$,

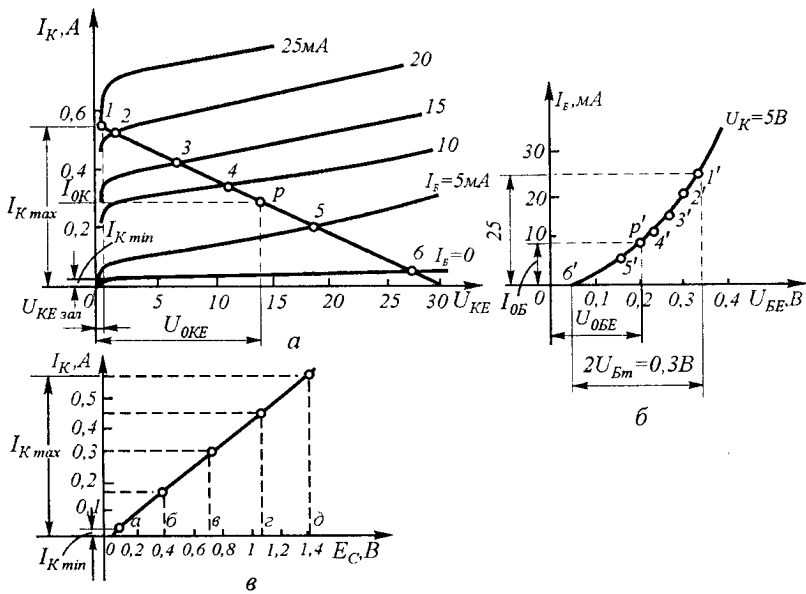


Рис. 2.77

$I_{0K} = 300$ мА (уточнене значення струму спокою), $I_{K_1} = 440$ мА. Визначаємо гармонічні складові

$$I_{K_{1m}} = \frac{I_{K \max} - I_{K \min} + I_{K_1} - I_{K_2}}{3} = \frac{570 - 20 + 440 - 160}{3} = 276 \text{ мА};$$

$$I_{K_{2m}} = \frac{I_{K \max} + I_{K \min} - 2I_{0K}}{4} = \frac{570 + 20 - 2 \cdot 300}{4} = -2,5 \text{ мА};$$

$$I_{K_{3m}} = \frac{I_{K \max} - I_{K \min} - 2(I_{K_1} - I_{K_2})}{6} = \frac{570 - 20 - 2(440 - 160)}{6} = -1,66 \text{ мА};$$

$$I_{K_{4m}} = \frac{I_{K \max} + I_{K \min} - 4(I_{K_1} + I_{K_2}) + 6I_{0K}}{12} = \frac{570 + 20 - 4(440 + 160) + 6 \cdot 300}{12} = -0,831 \text{ мА}.$$

19. Визначаємо коефіцієнт гармонік

$$K_r = \frac{\sqrt{I_{K_{2m}}^2 + I_{K_{3m}}^2 + I_{K_{4m}}^2}}{I_{K_{1m}}} 100\% = \frac{\sqrt{(-2,5)^2 + (-1,66)^2 + (-0,83)^2}}{276} 100\% = 1,12 \%$$

20. Визначаємо найбільшу потужність, яка виділяється в транзисторі в режимі спокою,

$$P_{\text{роз}} = I_{0\text{К}}U_{0\text{КЕ}} + I_{0\text{Б}}U_{0\text{БЕ}} = \\ = 0,255 \cdot 13,1 + 8,5 \cdot 10^{-3} \cdot 0,2 = 3,34 \text{ Вт}.$$

21. Потрібну поверхню охолодження радіатора, якщо температура переходу $T_{\text{п}} = 85^{\circ}\text{C}$, розраховуємо за формулою

$$S_{\text{охл}} = \frac{1200 \dots 1500}{\frac{T_{\text{п}} - T_{\text{нав макс}}}{P_{\text{роз}}} - R_{\text{тт}}} = \frac{1350}{\frac{85 - 40}{3,34} - 3} \approx 128 \text{ см}^2.$$

22. Коефіцієнт трансформації трансформатора

$$n = \sqrt{R_{\text{н}} / (\eta_{\text{тр}} R_{\text{н}}')} = \sqrt{3 / (0,75 \cdot 65)} = 0,248.$$

23. Активний опір первинної і вторинної обмоток трансформатора

$$r_1 = \frac{c}{1+c} R_{\text{н}}' (1 - \eta_{\text{тр}}) = \frac{0,6}{1+0,6} 65(1 - 0,75) = 6,3 \text{ Ом};$$

$$r_2 = \frac{c}{1+c} R_{\text{н}} \left(\frac{1 - \eta_{\text{тр}}}{\eta_{\text{тр}}} \right) = \frac{1}{1+0,6} 3 \left(\frac{1 - 0,75}{0,75} \right) = 0,625 \text{ Ом}.$$

Коефіцієнт c обираємо рівним $(0,5 \dots 0,7)$, що обумовлює зменшення спаду напруги на первинній обмотці трансформатора і збільшення ККД підсилювача.

24. Значення $M_{\text{н}} \leq 1,5$ дБ розподіляємо між колами, які вносять спотворення в області низьких частот. Якщо прийняти для трансформатора $M_{\text{н,тр}} (\text{дБ}) = 1$ дБ ($M_{\text{н,тр}} = 1,12$) і для конденсатора $C_{\text{Е}}$ $M_{\text{н,с}} (\text{дБ}) = 0,5$ дБ ($M_{\text{н,с}} = 1,06$), розраховуємо потрібну індуктивність первинної обмотки трансформатора і ємність конденсатора $C_{\text{Е}}$ в колі емітерної температурної стабілізації

$$L_1 = \frac{0,159 (R_{\text{н}}' - r_1)}{f_{\text{н}} \sqrt{M_{\text{н,тр}}^2 - 1}} = \frac{0,159 (65 - 6,3)}{100 \sqrt{1,12^2 - 1}} = 0,2 \text{ Гн};$$

$$C_{\text{Е}} = \frac{0,159}{f_{\text{н}} \left[R_{\text{вх СБ}} + (1 - h_{21\text{Б макс}}) R_{\text{вн}} \sqrt{M_{\text{н,с}}^2 - 1} \right]} = \\ = \frac{0,159}{100 \left[0,248 + (1 - 0,98) 440 \sqrt{1,06^2 - 1} \right]} = 475 \text{ мкФ}$$

(станд. 500 мкФ),

де $R_{\text{вх СБ}} = r_E + r_B (1 - h_{21Б \text{ max}}) = 0,248 \text{ Ом}$ — вхідний опір транзистора, ввімкнений за схемою СБ (визначаємо за вхідною статичною характеристикою).

Приклад 2.22. 1. Розрахувати підсилювач потужності, схема якого наведена на рис. 2.69, з наступними параметрами: $P_{\text{вих}} = 10 \text{ Вт}$; $R_H = 8 \text{ Ом}$, $f_H = 50 \text{ Гц}$, $f_B = 12500 \text{ Гц}$.

Розв'язання. 1. Визначимо мінімальну напругу живлення, необхідну для одержання в навантаженні заданої вхідної потужності. З виразу (2.130) за припущенням $\gamma = 0,8$ знайдемо

$$E'_K = \sqrt{2R_H P_{\text{вих}}} / \gamma = \sqrt{2 \cdot 8 \cdot 10} / 0,8 = 15,8 \text{ В}.$$

Знайдене значення E'_K розраховане з умови одержання амплітуди вихідного сигналу. Оскільки на виході діє вихідний сигнал змінного струму і транзистори $VT2$ і $VT3$ працюють по черзі, загальна напруга живлення дорівнює $E_K = 2E'_K = 2 \cdot 15,8 = 31,6 \text{ В}$. Приймаємо $E_K = 32 \text{ В}$.

2. Знайдемо максимальний струм колектора транзистора. З виразу (2.130) маємо

$$I_H = \sqrt{2P_{\text{вих}} / R_H} = \sqrt{2 \cdot 10 / 8} = 1,58 \text{ А}.$$

3. Обираємо тип транзисторів $VT2$, $VT3$ з умови

$$U_{\text{КЕ max доп}} \geq E'_K / K_{\text{зап}} = 16 / 0,8 = 20 \text{ В};$$

$$I_{\text{К max доп}} \geq I_H / K_{\text{зап}} = 1,58 / 0,8 = 1,97 \text{ А};$$

$$f_{h_{21E}} \geq (8 \dots 10) f_B = (8 \dots 10) \cdot 12500 = 100 \dots 125 \text{ кГц},$$

де $K_{\text{зап}} = 0,7 \dots 0,8$ — коефіцієнт запасу.

Наведеним вимогам задовольняють p - n -транзистор КТ816А і n - p - n -транзистор КТ817А, для яких: $U_{\text{КЕ max доп}} = 25 \text{ В}$; $I_{\text{К max доп}} = 3 \text{ А}$; $h_{21E} = 25$; $f_{\text{гр}} = 3 \text{ МГц}$ ($f_{h_{21E}} = f_{\text{гр}} / h_{21E} = 3 \cdot 10^6 / 25 = 120 \text{ кГц}$).

4. Визначимо максимальну потужність, яка розсіюється в транзисторі. Згідно з (2.134)

$$P_{\text{К max}} = P_{\text{H max}} \gamma (4/\pi - \gamma) = 4P_{\text{H max}} / \pi^2 = 4 \cdot 16 / \pi^2 \approx 6,5 \text{ Вт};$$

$$P_{\text{H max}} = (E'_K)^2 / 2R_H = 16^2 / 2 \cdot 8 = 16 \text{ Вт}; \quad \gamma = 2/\pi = 0,637.$$

5. Для надійної роботи підсилювача його робоча точка не повинна виходити з області максимальних режимів (траєкторія руху робочої точки повинна лежати усередині області максимально допустимих режимів). Ця область дається у довідкових даних на транзистор. На рис. 2.78 наведена запозичена з довідника область максимальних режимів для транзистора КТ816А, обмежена лінією 1 з нанесеною на неї навантажувальною пря-

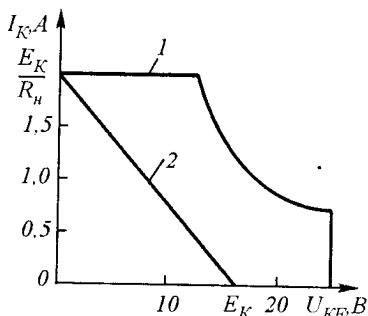


Рис. 2.78

мою 2, яка відповідає $R_H = 8 \text{ Ом}$. З рисунку видно, що умови забезпечення надійного режиму роботи для обраних транзисторів виконано.

6. Максимальний базовий струм транзисторів

$$I_{B \max} = I_{K \max} / h_{21E} = 1,58 / 25 = 63,2 \text{ мА}$$

7. Струм спокою колектора транзистора $VT1$, який працює в режимі класу А, дорівнює $I_{0K1} > I_{B \max} = 63,2 \text{ мА}$. Обираємо $I_{0K1} = 75 \text{ мА}$.

8. Транзистор $VT1$ обираємо з умови $U_{KE \max \text{ доп}} \geq E'_K / K_{\text{зап}} = 16 / 0,8 = 20 \text{ В}$;

$$I_{K \max \text{ доп}} \geq 2I_{0K1} / K_{\text{зап}} = 275 / 0,8 \approx 188 \text{ мА};$$

$$f_{h_{21E}} \geq (8 \dots 10) f_v = 100 \dots 125 \text{ кГц};$$

$$P_{K \max \text{ доп}} \geq P_{0K} / K_{\text{зап}} = I_{0K1} E'_K / K_{\text{зап}} = 75 \cdot 10^{-3} \cdot 16 / 0,8 = 1,5 \text{ Вт}$$

За довідником обираємо транзистор КТ815А, для якого $U_{KE \max \text{ доп}} = 40 \text{ В}$; $I_{K \max \text{ доп}} = 1,5 \text{ А}$; $h_{21E \min} = 40$; $P_{K \max \text{ доп}} = 10 \text{ Вт}$; $f_{\text{гр}} = 3 \text{ МГц}$.

9. Вхідний струм підсилювача $I_{0B1} = I_{0K1} / h_{21E \min} = 75 / 40 = 1,87 \text{ мА}$.

10. Значення $C_{\text{вих}}$ розраховується при формуванні потрібної ЛАЧХ підсилювача. При цьому її величина повинна відповідати нерівності

$$1 / (2\pi f_H C_{\text{вих}}) < R_H;$$

$$C_{\text{вих}} > \frac{1}{2\pi f_H R_H} = \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot 8} = 19900 \text{ мкФ}$$

Обираємо конденсатор $C_{\text{вих}} = 22000 \text{ мкФ}$ (тип К50-38, ємністю 2200 мкФ, десять конденсаторів в паралель, робоча напруга 25 В).

11. Опори резисторів R_1 , R_2 , R_E і R_K можна визначити, скориставшись виразами, наведеними в § 2.8.

12. Якщо при розрахунку отримуємо, що $P_K > P_{K \max \text{ доп}} = 10 \text{ Вт}$, то необхідну поверхню радіатора, що забезпечує нормальний тепловий режим транзисторів, визначають з виразу

$$S_{\text{рад}} = 1400 P_{\text{роз}} / (T_{K \max} - T_{\text{ср max}} - P_{\text{роз}} R_T),$$

де $P_{\text{роз}}$ — потужність, яка розсіюється транзистором; $T_{K \max}$ — максимальна температура колекторного переходу; $T_{\text{ср max}}$ — максимальна температура навколишнього середовища; R_T — тепловий опір транзистора.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Що таке електронний підсилювач?
2. Чому в підсилювачі відбувається підсилення потужності?
3. Які показники характеризують роботу підсилювача?
4. Від яких параметрів залежить коефіцієнт підсилення каскаду на транзисторі за схемою з СЕ?
5. На які класи поділяють режими роботи підсилювачів? Чим вони характерні?
6. Як обирають робочу точку транзистора?
7. Як визначити параметри каскаду за схемою з СЕ при його роботі в класі A ?
8. Чому робота транзисторного каскаду в класі B супроводжується появою значних спотворень?
9. Чим відрізняється клас підсилення AB від класу B ?
10. Як знайти діапазон зміни вхідного сигналу схеми на рис. 2.12, a за умови її роботи в класі A ?
11. Поясніть призначення елементів в схемі RC -підсилювача.
12. Як побудувати еквівалентну схему підсилювача?
13. Чому в RC -підсилювачі зменшується підсилення на низьких частотах?
14. Чому в RC -підсилювачі зменшується підсилення на високих частотах?
15. Від яких елементів схеми залежить коефіцієнт підсилення K і смуга пропускання RC -підсилювача?
16. Як повинна змінюватися вхідна напруга схеми на рис. 2.12, a при її роботі в класі D ?
17. Від яких параметрів залежить і як визначається стала часу каскаду, наведеного на рис. 2.12, a ?
18. Які методи стабілізації режиму спокою вам відомі?
19. Чому схема транзисторного каскаду з послідовним НЗЗ за струмом навантаження використовується частіше, ніж схема каскаду з паралельним НЗЗ за вихідною напругою?
20. Як залежать коефіцієнт підсилення і передавальна функція каскаду з колом послідовного НЗЗ за струмом навантаження від опору R_E ?
21. Що таке коефіцієнт нестабільності і як він впливає на точність підтримки режиму спокою каскаду при зміні температури навколишнього середовища?
22. Для чого в схемі на рис. 2.12, a введено конденсатор C_E ?
23. Як забезпечується режим постійного струму в каскаді на польовому транзисторі, який ввімкнений за схемою з СВ?
24. Чому дорівнює коефіцієнт підсилення каскаду на польовому транзисторі із спільним витоком?

25. Доведіть, що коефіцієнт підсилення емітерного повторювача за напругою завжди менше одиниці.
26. Чому дорівнює вхідний опір емітерного повторювача?
27. Яка властивість біполярного і польового транзисторів використовується при побудові схем генераторів струму?
28. Як визначити діапазон зміни опору навантаження, який забезпечує роботу схеми рис. 2.28,а в режимі генератора струму?
29. Як зв'язані опір R_E і напруга стабілізації стабілітрона V_D в схемі рис. 2.27,б?
30. Який принцип використовується при побудові транзисторних схем джерел напруги?
31. Як нестабільність вихідної напруги джерела еталонної напруги зв'язана з нестабільністю струму використовуваного генератора і параметрами навантаження?
32. Для чого призначена схема «струмового дзеркала»?
33. За яких умов вихідний струм схеми «струмового дзеркала» дорівнює його вхідному струму?
34. Чому застосування в транзисторному каскаді підсилення схеми активного навантаження підвищує коефіцієнт підсилення пристрою?
35. Доведіть, що для складеного транзистора виконується умова $h_{21\Sigma} > h_{21E1}h_{21E2}$.
36. Які спотворення з'являються в імпульсному сигналі на виході RC -підсилювача?
37. Як можна забезпечити корекцію АЧХ RC -підсилювача в області високих частот?
38. За допомогою яких елементів здійснюється корекція низькочастотних спотворень і як обирається їх величина?
39. Що таке диференціальний підсилювач?
40. Чому коефіцієнт підсилення диференціального підсилювача при заданій стабільності струму спокою завжди більше коефіцієнта підсилення каскаду на одиночному транзисторі?
41. Які напруги зветься синфазними?
42. Чому коефіцієнт передачі диференціального підсилювача для синфазної складової набагато менший, ніж для диференціальної?
43. Доведіть, що при використанні в емітерному колі транзисторів диференціального каскаду схеми генератора струму коефіцієнт підсилення синфазних складових зменшується?
44. Як залежать підсилення і спотворення від кількості каскадів у багатокаскадному підсилювачі?
45. Як введення розділових конденсаторів впливає на ЛАЧХ багатокаскадного підсилювача з RC -зв'язками?

46. Чому необхідне узгодження режиму за постійним струмом в багатокаскадному підсилювачі постійного струму?
47. Що таке дрейф нуля підсилювача постійного струму?
48. Як необхідно обирати параметри каскадів багатокаскадного підсилювача з точки зору зменшення його дрейфу нуля?
49. З якою метою в емітерні кола каскадів підсилення постійного струму ввімкнені стабілітрони?
50. Як будуються М – ДМ підсилювачі постійного струму?
51. Чим відрізняються принципові схеми вибіркового підсилювачів від *RC*-підсилювачів?
52. Для чого у вибіркового підсилювачі застосовується неповне приєднання контура до транзистора?
53. Від чого залежить ККД підсилювача потужності?
54. Який підсилювач зветься підсилювачем потужності?
55. Поясніть принцип дії і назвіть особливості однокласного трансформаторного каскаду.
56. Назвіть переваги двокласного трансформаторного підсилювача потужності.
57. Поясніть принцип дії безтрансформаторного підсилювача потужності.
58. Якими позитивними якостями і недоліками відзначається безтрансформаторний підсилювач потужності?
59. Поясніть, чому застосування комплементарних транзисторів дозволяє спростити схеми підсилювачів потужності?
60. Як потужність, що розсіюється в підсилювачі потужності, зв'язана з амплітудою його вихідної напруги?
61. Чому вихідні транзистори підсилювачів потужності звичайно вмикають за схемою із спільним колектором?
62. Чому дорівнює максимально можливий ККД підсилювача потужності, який працює в класі *B*?
63. Як здійснюється захист вихідних транзисторів безтрансформаторного підсилювача потужності від короткого замикання вихідного кола?

ОПЕРАЦІЙНІ ПІДСИЛЮВАЧІ

3.1. ПРИЗНАЧЕННЯ ТА СТРУКТУРНА СХЕМА ОПЕРАЦІЙНОГО ПІДСИЛЮВАЧА

Схемотехніка операційних підсилювачів була відома ще до появи лінійної інтегральної схемотехніки. В класичній електроніці до класу операційних підсилювачів (ОП) відносили багатокаскадні високоякісні підсилювачі постійного струму з негативним зворотним зв'язком, які використовували в аналоговій обчислювальній техніці для виконання операцій алгебраїчного додавання, віднімання, множення, ділення, диференціювання, інтегрування, логарифмування та ін. Це і зумовило їх назву — операційні (розв'язувальні) підсилювачі.

Успіхи планарної технології зумовили появу серійних партій ОП у вигляді інтегральних мікросхем, що дозволило значно удосконалити їх технічні експлуатаційні показники. Такі ОП тепер використовують не лише для виконання математичних операцій, а й для підсилення, перетворення, формування і обробки електричних сигналів. Все це суттєво розширило універсальність і функціональну орієнтацію лінійних інтегральних ОП.

Інтегральні ОП будують за схемою підсилення з безпосереднім зв'язком між окремими каскадами з диференціальним входом і біполярним по відношенню до амплітуди підсилюваного сигналу виходом. Це забезпечує нульові потенціали на вході і виході ОП за відсутності керуючих сигналів на його вході. Тому такі підсилювачі легко з'єднувати послідовно при безпосередньому зв'язку між

каскадами, а також досить просто охопити будь-якими колами зворотного зв'язку.

Операційний підсилювач — це аналогова інтегральна схема, яка має, як мінімум, п'ять виводів (рис. 3.1). Два виводи ОП використовуються як вхідні, один вивід є вихідним, два інших виводи використовуються для вмикання джерела живлення ОП.

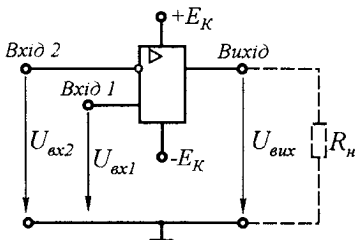


Рис. 3.1

В інженерній практиці здебільшого застосовують підсилювачі напруги. ОП, які випускаються промисловістю, характеризуються великим вхідним, низьким вихідним опорами і дуже високим коефіцієнтом підсилення за напругою.

Якщо уявити ОП ідеальною моделлю, то він повинен мати такі властивості:

коефіцієнт підсилення за напругою наближається до нескінченності ($K_0 \rightarrow \infty$);

вхідний опір наближається до нескінченності ($R_{\text{вх}0} \rightarrow \infty$);

вихідний опір наближається до нуля ($R_{\text{вих}0} \rightarrow 0$);

якщо вхідна напруга дорівнює нулю, то вихідна напруга також дорівнює нулю ($U_{\text{вх}} = 0 \rightarrow U_{\text{вих}} = 0$);

нескінченна смуга підсилюваних частот ($f_B \rightarrow \infty$).

Звичайно досягти цього повністю не можна, тому що неможливо одержати на виході підсилювача сигнал нескінченно великої потужності при досить малих розмірах структури мікросхеми. Проте аналізують ці схеми, вважаючи, що через нескінченно великий вхідний опір входи ОП не споживають струми від джерела сигналу, і оскільки $K_0 \rightarrow \infty$, то напруга керування між входами дорівнює нулю.

З урахуванням фазових співвідношень вхідного та вихідного сигналів один з вхідних виводів (вхід 1, рис. 3.1) зветься неінвертувальним, а другий (вхід 2) — інвертувальним. Вихідна напруга $U_{\text{вих}}$ зв'язана з вхідними напругами $U_{\text{вх}1}$ і $U_{\text{вх}2}$ співвідношенням

$$U_{\text{вих}} = K_0(U_{\text{вх}1} - U_{\text{вх}2}), \quad (3.1)$$

де K_0 — власний коефіцієнт підсилення ОП за напругою.

З виразу (3.1) видно, що ОП сприймає тільки різницю вхідних напруг, яка зветься диференціальним вхідним сигналом, і нечутливий до будь-якої складової вхідної напруги, яка діє одночасно на обидва входи (синфазний вхідний сигнал).

Як було зазначено раніше, K_0 в ОП повинен наближатися до нескінченності, проте на практиці він обмежується значенням $10^5 \dots 10^6$ або $100 \dots 120$ дБ.

Як джерело живлення операційного підсилювача використовують двополярне джерело напруги ($+E_K$, $-E_K$). Середній вивід цього джерела, як правило, є спільною шиною для вхідних і вихідних сигналів і в більшості випадків не приєднується до ОП. В реальних ОП напруга живлення лежить в діапазоні $\pm 3В \dots \pm 18В$. Використання джерела живлення з середньою точкою передбачає можливість зміни не тільки рівня, але й полярності як вхідної, так і вихідної напруги ОП.

Увімкнення ОП у зовнішнє коло з джерелом вхідного сигналу $\pm U_{\text{вх}}$, опором навантаження $R_{\text{н}}$ і двома джерелами живлення E_K^+

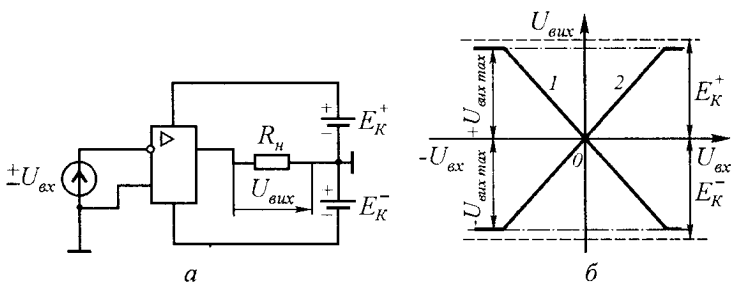


Рис. 3.2

і E_K^- показано на рис. 3.2,а. Джерело живлення має три затискачі: позитивний, негативний і спільнозаземлюючий. Таке джерело називається джерелом з розщепленим живленням. Звичайно джерело живлення E_K^+ і E_K^- симетричні, тобто мають рівні напруги. Але існують спеціальні ОП, які мають несиметричне живленням (наприклад, $E_K^+ = 12\text{ В}$ і $E_K^- = -6\text{ В}$), або однополярне живлення. Від ОП до джерела живлення струми повертаються через навісні елементи, у даному випадку через опір навантаження. Вхідна напруга диференціальна незалежно від того, який з входів підсилювача заземлений.

Передавальні характеристики ОП. $U_{\text{вих}} = f(U_{\text{вх}})$ (рис. 3.2,б), які належать до інвертувального і неінвертувального входів, зображуються у вигляді двох кривих. Як видно, вхідні і вихідні напруги можуть симетрично змінюватися відносно нуля (бути біполярними). При заземленому неінвертувальному вході (рис. 3.2,а) сигнал передається на вихід підсилювача з інвертуванням фази вхідного сигналу (крива 1). При заземленні інвертувального входу фаза підсилюваного сигналу в процесі підсилювання не змінюється (крива 2). Вихідна напруга знімається відносно середньої точки джерела живлення. Якщо $U_{\text{вх}} = 0$, то $U_{\text{вих}} = 0$, в чому й полягає умова балансу ОП.

Нахиленим (лінійним) ділянкам передавальних характеристик відповідають пропорційні залежності вихідної напруги від вхідної. За відсутності зовнішніх кіл зворотного зв'язку нахил передавальних характеристик $\Delta U_{\text{вих}} / \Delta U_{\text{вх}}$ визначається власним коефіцієнтом підсилення K_0 . Гранічне значення амплітуди вихідного сигналу близьке до $2E_K$. Але при цьому значно зростають нелінійні спотворення підсилюваного сигналу. Горизонтальні ділянки передавальних характеристик відповідають режиму насичення або відсічки транзистора вихідного каскаду. При цьому зміна вхідної напруги не викликає зміни вихідної напруги, яка досягає максимуму, близького до E_K .

Реальні ОП мають звичайно більшу кількість виводів, ніж п'ять. Вони використовуються для приєднання зовнішніх кіл частотного коригування, які формують потрібний вид ЛАЧХ підсилювача.

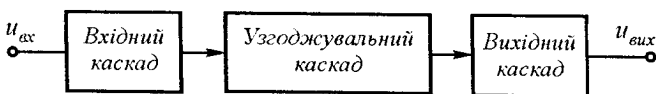


Рис. 3.3

Реалізація перелічених вище вимог до електричних параметрів ОП неможлива на основі схеми однокаскадного підсилювача. Тому реальні ОП будуються на основі дво- або трикаскадних підсилювачів постійного струму.

На рис. 3.3 показана структурна схема трикаскадного ОП. Вона складається з вхідного, узгоджувального та вихідного каскадів підсилювання. Аналіз електричних параметрів ОП показує, що їх практична реалізація передбачає використання в ролі вхідного каскаду ОП диференціального підсилювального каскаду, що дозволяє максимально зменшити величину дрейфу підсилювача, одержати досить велике підсилення, забезпечити одержання максимально великого вхідного опору і максимально заглушити діючі на вході синфазні складові, обумовлені зміною температури навколишнього середовища, зміною напруги живлення, старінням елементів і т. п.

Узгоджувальний каскад служить для узгодження вихідного сигналу диференціального підсилювача з вихідним каскадом ОП і забезпечує необхідне підсилення сигналу за струмом та напругою, а також узгодження фаз сигналів.

Вихідний каскад, який, як правило, виконується за двотактною схемою, забезпечує потрібне підсилення сигналу за потужністю. Найчастіше вихідний каскад створюється за схемою СК (емітерний повторювач), що забезпечує низький вихідний опір всієї схеми ОП.

На рис. 3.4 показана спрощена принципова електрична схема трикаскадного ОП. Перший каскад виконаний на диференціальному підсилювачі (транзистори $VT1$ і $VT2$) з джерелом стабільного струму на транзисторах $VT3$ і $VT4$ (схема «струмового дзеркала»). Для зменшення потужності, яка розсіюється в підсилювачі, резистор зміщення $R_{зм}$ «струмового дзеркала» живиться від одного джерела живлення ОП. Резистори R_{E1} і R'_{E1} , забезпечуючи введення в коло кожного транзистора диференціального каскаду місцевого послідовного НЗЗ за струмом навантаження, збільшують вхідний опір підсилювача.

Узгоджувальний каскад підсилювача також виконаний за схемою диференціального каскаду (транзистори $VT5$ і $VT6$), до виходу якого приєднаний каскад за схемою із спільним емітером ($VT7$). Особливостями цього каскаду є використання в диференціальному підсилювачі транзисторів, провідність яких протилежна провідності транзисторів вхідного каскаду, і застосування несиметричного виходу. Внаслідок цього навантажувальний резистор

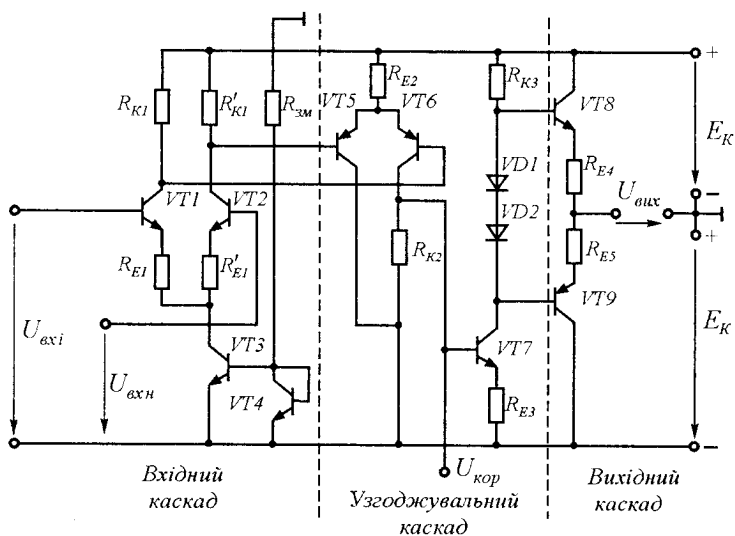


Рис. 3.4

у колекторному колі транзистора $VT5$ відсутній. Режим за постійним струмом у каскаді на транзисторі $VT7$ стабілізується введенням кола послідовного НЗЗ за струмом навантаження. Резистор R_{K3} є навантажувальним для каскаду на транзисторі $VT7$. В узгоджувальному каскаді двофазний сигнал перетворюється в однофазний. Із схеми видно, що струм другого каскаду не фіксується джерелом стабільного струму в колі емітерів транзисторів, оскільки від цього каскаду не вимагається ослаблення синфазного сигналу загального вигляду, який практично відсутній на виході першого диференціального підсилювача. Внаслідок цього другий каскад ОП працює в режимі з міліамперними струмами, забезпечуючи підсилення напруги порядку кількох сотень.

У вихідному каскаді підсилювача використана схема двотактного підсилювача потужності, який працює в класі AB . Потрібне для цього початкове зміщення задається діодами $VD1$ і $VD2$. Ці ж діоди забезпечують температурну стабілізацію режиму спокою вихідного підсилювача. Емітерні резистори R_{E4} і R_{E5} забезпечують узгодження параметрів комплементарної пари транзисторів вихідного каскаду ОП і обмежують його максимальний вихідний струм.

Схема підсилювача рис. 3.4 має три виводи для вмикання двополярного джерела живлення, вихідний вивід, вивід для вмикання зовнішнього кола корекції $U_{кор}$ і два вхідні виводи. Коло зовнішньої корекції дозволяє потрібним чином змінювати частотну характеристику підсилювача, що важливо при введенні в нього різних кіл зворотного зв'язку. Слід зазначити, що кола корекції часто вбудовуються безпосередньо в підсилювач.

Більш простою є схема двокаскадного ОП, з якої виключено узгоджувальний каскад, тому потрібний K_0 забезпечується як вхідним диференціальним, так і вихідним каскадами. Практична реалізація такого рішення наштовхується на труднощі, пов'язані з тим, що вхідний опір диференціального каскаду зворотно пропорційний сумарному емітерному струму його транзисторів, в той час як значення K_0 прямо пропорційне цьому струму. Тому намагання збільшити підсилення диференціального каскаду призводить до зменшення вхідного опору підсилювача.

Розв'язанню цього протиріччя сприяє використання у першому каскаді схеми динамічного навантаження (див. § 2.6). Таке схемотехнічне рішення стало можливим після освоєння технології виготовлення на спільній підкладці ІС біполярних транзисторів різного типу провідності з ідентичними характеристиками. На рис. 3.5 наведена спрощена схема двокаскадного ОП типу К544УД1. Вхідний каскад підсилювача виконаний за диференціальною схемою на n -каналних польових транзисторах $VT2$ і $VT5$ з керуючим p - n -переходом. Як навантаження використана схема «струмового дзеркала» на транзисторах $VT1$, $VT3$, $VT4$, а струм витоків стабілізований генератором струму на транзисторах $VT6$, $VT7$.

Вихідний каскад утворюють підсилювач на транзисторі $VT8$, увімкнений за схемою з СЕ і охоплений колом послідовного НЗЗ за струмом навантаження ($R6$), і двотактний підсилювач потуж-

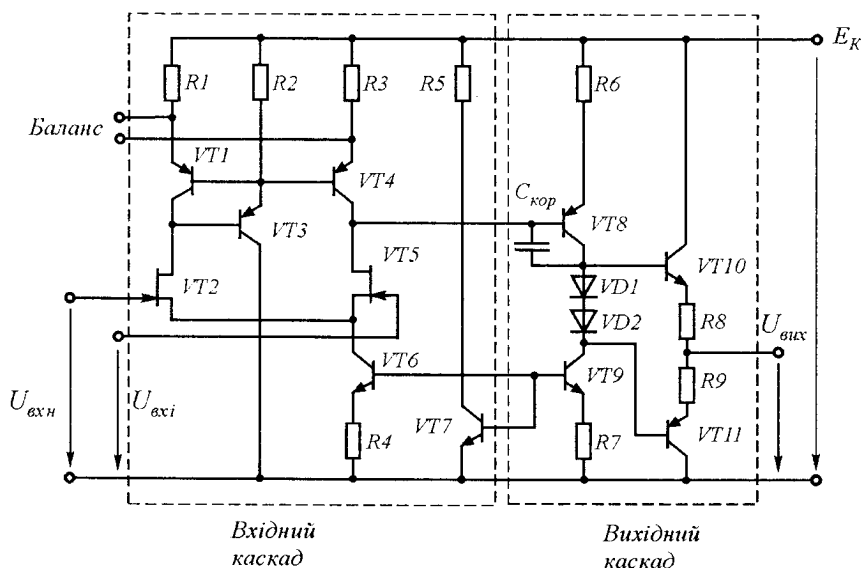


Рис. 3.5

ності на комплементарних транзисторах $VT10$ і $VT11$. Використання в цьому каскаді схеми динамічного навантаження на транзисторі $VT9$ дозволяє підвищити його коефіцієнт підсилення. Частотні властивості вихідного каскаду коригують внутрішнім або зовнішнім конденсатором $C_{кор}$, який шунтує колекторний перехід транзистора $VT8$.

Зараз серійно випускаються інтегральні ОП, виконані за двокаскадною та трикаскадною схемами.

3.2. ОСНОВНІ ПАРАМЕТРИ ОПЕРАЦІЙНОГО ПІДСИЛЮВАЧА

Операційний підсилювач є складним електронним пристроєм, правильне застосування якого залежить від розуміння його роботи та знання основних вимог, які він пред'являє до схем електронних систем, що розробляються. Нижче наводяться основні параметри ОП, які характеризують його роботу.

Коефіцієнт підсилення за напругою K_0 характеризує здатність ОП підсилувати диференціальний сигнал, що подається на його входи

$$K_0 = \Delta U_{\text{вих}} / \Delta U_{\text{вх}}.$$

Типове значення коефіцієнта підсилення ОП складає до $10^5 \dots 10^6$ або $100 \dots 120$ дБ.

Вхідна напруга зміщення — це напруга, яка обумовлена, в основному, неідентичністю напруг емітерних переходів транзисторів вхідного диференціального підсилювача (розбаланс підсилювача). Наявність цієї напруги призводить до порушення умови, згідно з якою $U_{\text{вих}} = 0$ при $U_{\text{вх}} = 0$. При розбалансуванні на виході підсилювача існує деяка напруга $+\Delta U_{\text{вих}}$ або $-\Delta U_{\text{вих}}$ (криві 1 і 3 на рис. 3.6,а) при $U_{\text{вх}} = 0$. Для усунення розбалансування (крива 2) на вхід підсилювача необхідно подати напругу зміщення $U_{\text{зм}}$ (рис. 3.6,б) в K_0 разів меншу за відхилення вихідної напруги. Типове значення цієї напруги одиниці — десятки мілівольт.

Вхідний струм $I_{\text{вх}}$ (вхідний струм зміщення) — струм, який протікає у вхідних виводах ОП і необхідний для забезпечення потрібного режиму роботи його транзисторів за постійним струмом. Типове значення цього струму одиниці мікроампер — сотні наноампер.

Різниця вхідних струмів $\Delta I_{\text{вх}}$ (струм зсуву). Природа цього струму складається, в основному, в неоднаковості коефіцієнтів передачі струму h_{21E} транзисторів вхідного каскаду ОП. Чисельно він дорівнює модулю різниці вхідних струмів підсилювача

$$\Delta I_{\text{вх}} = |I_{\text{вх1}} - I_{\text{вх2}}|. \quad (3.2)$$

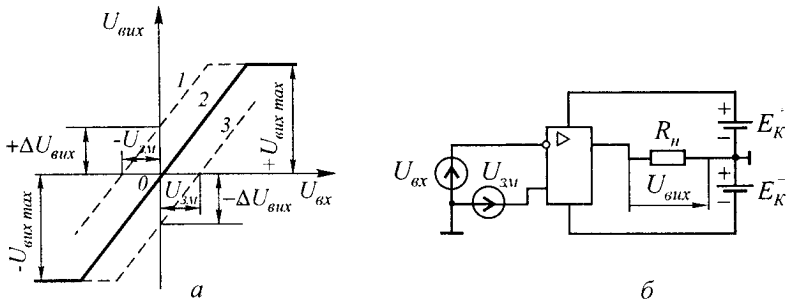


Рис. 3.6

Типове значення параметра — від одиниць мікроампер до одиниць і десятих часток наноампер.

Вхідний опір $R_{вх\ o}$. Розрізняють диференціальний вхідний опір $R_{вх\ o\ диф}$ і синфазний вхідний опір $R_{вх\ o\ син}$.

$R_{вх\ o\ диф}$ визначають як опір між входами підсилювача, а $R_{вх\ o\ син}$ — як опір між об'єднаними вхідними виводами і нульовою шиною.

Підвищення вхідного опору диференціального підсилювача досягається зниженням базових струмів спокою транзисторів $VT1$ і $VT2$ (див. рис. 3.4) до мізерно малих значень (одиниці наноампер), але це погіршує роботу диференціального підсилювача із-за зменшення його динамічного діапазону, під яким розуміють виражене у децибелах відношення максимального сигналу до мінімального. Для запобігання цього фактора в ролі $VT1$ і $VT2$ застосовують супербета транзистори, які відрізняються великими коефіцієнтами підсилення за струмом (одиниці тисяч) за рахунок використання в них гранично тонкої бази. Проте використання таких транзисторів помітно ускладнює задачу стабілізації диференціального підсилювача. Тому у ряді випадків підвищення вхідного опору ОП досягається використанням в його вхідному каналі польових транзисторів.

Типове значення вхідного опору — сотні кілоом.

Вихідний опір $R_{вих\ o}$ — це опір підсилювача, який розглядається як еквівалентний генератор. Типове значення вихідного опору — сотні Ом.

Коефіцієнт ослаблення синфазного сигналу $K_{ос\ сф}$ — визначає степінь ослаблення (заглушення) синфазної складової вхідного сигналу. Його типове значення — 50...70 дБ.

Максимальна швидкість зміни вихідної напруги (V) характеризує частотні властивості підсилювача при його роботі в імпульсних схемах; вимірюється при подачі на вхід ОП напруги східчастої форми. Типове значення швидкості змінювання вихідної напруги — одиниці В/мкс.

Частота одиночного підсилення F_{\max} — це частота, на якій модуль коефіцієнта підсилення ОП дорівнює одиниці. Звичайно ця частота не перевищує декількох мегагерц.

Окрім перелічених звичайно задаються і гранично допустимі значення основних експлуатаційних параметрів: максимально допустима напруга живлення; максимально допустимий вихідний струм; діапазон робочих температур; максимально допустима розсіювана потужність; максимально допустима вхідна синфазна напруга; максимально допустима вхідна диференціальна напруга та ін.

Більшість перелічених параметрів сильно залежать від умов експлуатації. Ці залежності звичайно задаються графічно.

3.3. ЧАСТОТНІ ВЛАСТИВОСТІ ОПЕРАЦІЙНОГО ПІДСИЛЮВАЧА

Частотні властивості ОП залежно від умов його застосування характеризуються двома групами параметрів. До першої групи відносять параметри, які використовуються при побудові аналогових схем. До них в першу чергу відносяться передавальна функція підсилювача і відповідні до неї ЛАЧХ та ФЧХ.

Друга група параметрів, а саме максимальна швидкість змінювання вихідного сигналу (швидкість відгуку підсилювача), яка характеризується часом встановлення вихідної напруги і часом відновлення після перевантаження, застосовується для характеристики роботи ОП в імпульсних схемах.

Розглядаючи частотні властивості ОП необхідно брати до уваги наступне: ОП може як містити так і не містити власні (внутрішні) кола корекції; ОП є багатокаскадним підсилювачем, тому його амплітудна і фазочастотна характеристики можуть бути одержані простим підсумовуванням відповідних характеристик його каскадів.

Слід зазначити, що на частотні властивості ОП окрім застосованих напівпровідникових приладів і внутрішніх кіл корекції значною мірою впливають паразитні ємності самої ІС. Проте в подальшому для спрощення розглядання впливом цих паразитних ємностей будемо нехтувати.

Зроблені допущення дозволяють припустити, що передавальна функція кожного каскаду ОП без урахування елементів кіл внутрішнього коригування в першому наближенні може бути описана виразом

$$W_i = K_{i\text{НЗЗ}} / (T_i p + 1),$$

де $T_i = \tau_{\beta} / (1 + \beta_i K_{0i})$ — стала часу каскаду.

Цілком очевидно, що в різних каскадах із-за неоднаковості властивостей приладів і різної глибини місцевого НЗЗ сталі часу T_i будуть різними. Різними будуть і відповідні їм частоти зрізу. Отже, результуючі ЛАЧХ і ФЧХ можна побудувати підсумовуванням ЛАЧХ і ФЧХ окремих каскадів. На рис. 3.7 наведені побудовані таким чином ЛАЧХ трикаскадного (а) та двокаскадного (б) ОП.

Слід зазначити, що якщо значення T_i близькі, то підсумований нахил ЛАЧХ буде менше від -20 дБ/дек . Це створює певні труднощі при використанні такого ОП. Пояснюється це тим, що при розробці конкретних схем сам ОП, як правило, охоплюють колами НЗЗ. При нахилі ЛАЧХ менше від -20 дБ/дек відбувається втрата стійкості (див. §1.4). В цьому випадку в ОП вводять додаткове зовнішнє або внутрішнє кола корекції, які формують нахил його ЛАЧХ -20 дБ/дек у всьому діапазоні частот, доки $K(\omega) > 1$. Таке коригування звичайно звучує смугу пропускання підсилювача.

Якщо стала часу одного з каскадів підсилювача суттєво більша від інших, то нахил -20 дБ/дек у всьому діапазоні частот формується самим підсилювачем і додаткова корекція може не знадобитися.

Таким чином, у любому випадку типова логарифмічна амплітудно-частотна характеристика ОП у всьому діапазоні частот має сталий нахил -20 дБ/дек і його передавальна функція описується виразом

$$W_{\text{ОП}} = K_{\text{ОП}} / (T_{\text{ОП}} p + 1), \quad (3.3)$$

де $K_{\text{ОП}}$ — власний коефіцієнт підсилення ОП, який дорівнює K_0 ; $T_{\text{ОП}}$ — стала часу ОП.

Формування у всіх ОП однотипної ЛАЧХ продиктовано зручністю його практичного використання. Тому зроблене вище при-

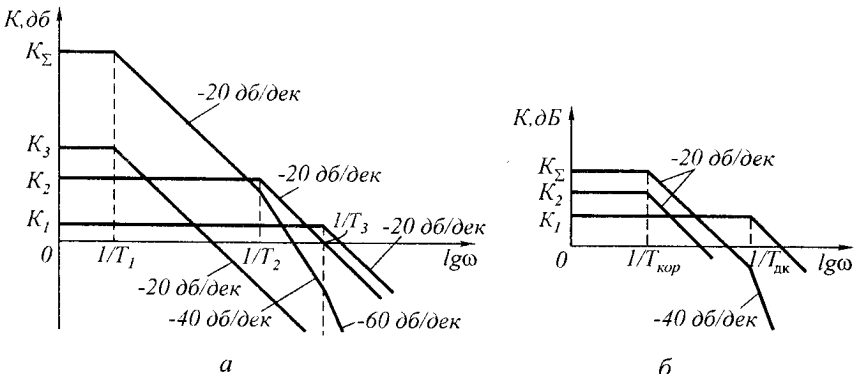


Рис. 3.7

пущення про знехтування паразитними ємностями конструкції ОП цілком виправдане.

Слід зазначити, що формування ЛАЧХ, яка відповідає передавальній функції (3.3), в схемі двокаскадного ОП досягається більш простими засобами, ніж в схемі трикаскадного підсилювача. Пояснюється це тим, що максимальний нахил ЛАЧХ двокаскадного ОП складає лише -40 дБ/дек , в той час як у трикаскадного ОП він дорівнює -60 дБ/дек . Тому для коригування двокаскадного ОП досить одного кола корекції, а для трикаскадного ОП таких кіл потрібно два.

Для коригування частотних властивостей двокаскадного ОП (див. рис. 3.5) використовують конденсатор $C_{\text{кор}}$. Стала часу вихідного каскаду визначається його ємністю $T_2 = C_{\text{кор}} (1 + K) R_{\text{вих дк}}$, де $K \gg 1$ — коефіцієнт підсилення каскаду з СЕ за постійним струмом, $R_{\text{вих дк}}$ — вихідний опір диференціального каскаду.

В диференціальному каскаді використана схема «струмового дзеркала», тому $R_{\text{вих дк}}$ великий і $T_2 \gg T_{\text{дк}}$, де $T_{\text{дк}}$ — стала часу диференціального каскаду. Стала часу T_2 в передавальній функції ОП стає визначальною вже при малій ємності $C_{\text{кор}}$.

ЛАЧХ двокаскадного підсилювача (рис. 3.7,б) в точці перетину з віссю ω має нахил -20 дБ/дек , тобто такий ОП при охопленні його зовнішнім безінерційним колом НЗЗ є абсолютно стійкою ланкою. Таким чином внутрішня частотна корекція ОП виконується одним конденсатором $C_{\text{кор}}$ малої ємності і легко реалізується технологічно.

Фазочастотна характеристика, яка відповідає передавальній функції (3.3), має граничний фазовий кут 90° . При необхідності вона може бути легко побудована відповідно до рекомендацій у § 1.2.

3.4. КЛАСИФІКАЦІЯ ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ І ОСНОВНІ ПАРАМЕТРИ ТИПОВИХ СХЕМ ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ

Операційні підсилювачі загального призначення використовуються для побудови вузлів апаратури, які мають сумарну зведену похибку на рівні 1%. Характеризуються відносно малою вартістю та середнім рівнем параметрів (напряга зміщення $U_{\text{зм}}$ — одиниці мілівольт, температурний дрейф $\Delta U_{\text{зм}}/\Delta T$ — десятки мікрвольт/ $^\circ\text{C}$, коефіцієнт підсилення K_0 — десятки тисяч, швидкість змінювання вихідної напруги $V_{U \text{ вих max}}$ — від десятих часток до одиниць вольт/мікросекунд) (див. табл. 3.1).

Параметри ОП загального використання

Тип ОП	$U_{\text{ЗМ}}$, мВ	$\Delta U_{\text{ЗМ}}/\Delta T$, мкВ/°С	K_0 , тис.	$I_{\text{ВХ}}$, нА	f_1 , МГц	$V_{U_{\text{ВХ}} \text{ макс}}$, В/мкс
К140УД1	7	20	8	7000	8	0,4
К140УД2	5	2	35	700	1	0,2
К140УД5	5	6	2,5	1100	14	6
К140УД6	5	20	60	33	1	2,5
К140УД7	4,5	50	45	220	0,8	0,3
К140УД8	20	50	50	0,2	1	10
К140УД9	5	20	35	350	1	0,5
К140УД16	6	6	50	500	—	—
К140УД18	10	3	50	1,0	1	2
К140УД22	10	20	50	0,2	5*	7,5
К153УД1	5	20	20	600	1	0,06
К153УД2	5	20	50	500	1	0,5
К153УД3	2	15	25	200	1	0,2
К153УД5	2	10	125	100	0,3	0,005
К153УД6	2	15	50	75	0,7	0,5
К157УД4	5	50	50	300	1	0,5
К551УД1	1,5	10	500	100	0,8	0,2
К553УД1	2	20	15	200	1	0,2
К553УД2	7,5	20	20	1500	1	0,5
К553УД3	2	10	25	200	1	0,2
К553УД5	1	—	1000	100	—	—
К1401УД6*	5	—	25	250	1**	—

* ОП+ компаратор.

** Типове значення.

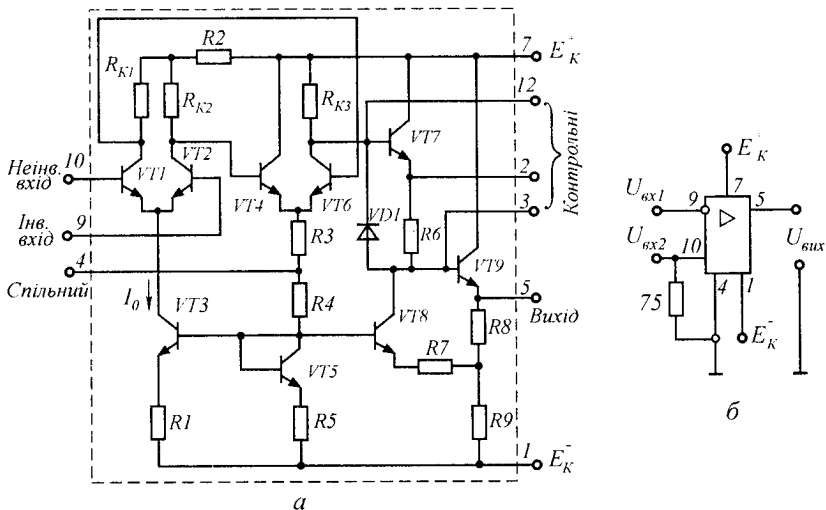


Рис. 3.8

Схема інтегрального ОП К140УД1 показана на рис. 3.8,а, а його схема вмикання — на рис. 3.8,б. Даний ОП відповідає трикаскадній схемі, показаній на рис. 3.3.

Конструктивно ОП К140УД1 виконаний на кремнієвій пластині розміром $1,1 \times 1,1$ мм. Перший підсилювальний каскад на транзисторах $VT1$ і $VT2$ з джерелом стабільного струму I_0 на транзисторі $VT3$ і ланкою температурної стабілізації на транзисторі в діодному вмиканні $VT5$. Оскільки перший каскад ОП працює в режимі мікроамперних струмів ($I_0 = 150 \dots 250$ мкА), то його коефіцієнт підсилення за напругою $K_1 = (I_0/2\varphi_T)R_K$ невеликий (біля 10). Але внаслідок цього вдається підвищити вхідний опір ОП.

Вихідна напруга вхідного підсилювального каскаду передається на другий каскад на транзисторах $VT4$ і $VT6$, який також виконаний за схемою диференціального підсилювача, але з несиметричним виходом. В цьому каскаді двофазний сигнал перетворюється в однофазний. Із схеми видно, що струм другого каскаду не фіксується джерелом стабільного струму в колі емітерів транзисторів, оскільки від цього каскаду не вимагається ослаблення синфазного сигналу загального вигляду, який практично відсутній на виході першого диференціального підсилювача. Внаслідок цього другий каскад ОП працює в режимі з міліамперними струмами, забезпечуючи підсилення напруги порядку кількох сотень.

Вихідний каскад ОП, виконаний на транзисторах $VT7 \dots VT9$, є однотактним підсилювачем, що працює в режимі класу А. Транзистор $VT7$, увімкнений за схемою емітерного повторювача,

спричиняє зсув рівня. Для зменшення вихідного опору ОП використовують емітерний повторювач на транзисторі $VT9$, який через транзистор $VT8$ охоплений позитивним зворотним зв'язком за струмом ($R8, R9$). Оскільки напруга зворотного зв'язку для бази транзистора $VT9$ вмикається паралельно, то вхідний опір кінцевого каскаду ОП підвищується, вихідний опір зменшується, а коефіцієнт підсилення досягає 5. Зарядна ємність діода $VD1$ діє як прискорювальний конденсатор, зменшуючи спотворення крутих перепадів сигналу.

Підсилювач $K140UD1$ забезпечує коефіцієнт підсилення за напругою в декілька тисяч в діапазоні частот до 8 МГц . Для запобігання самозбудження ОП можна вводити коригуючу RC -ланку, приєднану до виводу 12, але це звужує смугу пропускання підсилювача. Опір $R_{вх}$ для ОП $K140UD1$ становить 4 кОм .

Підсилювач $K153UD1$ є більш високоточним по відношенню до ОП $K140UD1$. Як і ОП $K140UD1$, мікросхема $K153UD1$ (рис. 3.9) має два симетричні диференціальні каскади з резистивним навантаженням. Перший каскад на транзисторах $VT1$ і $VT2$ з джерелом стабільного струму I_0 на транзисторі $VT3$ за схемою не відрізняється від першого каскаду ОП типу $K140UD1$ (рис. 3.8,а). Але колекторні струми транзисторів $VT1$ і $VT2$ приблизно на порядок менші ($I_0 \approx 40\text{ мкА}$). Тому диференціальний коефіцієнт

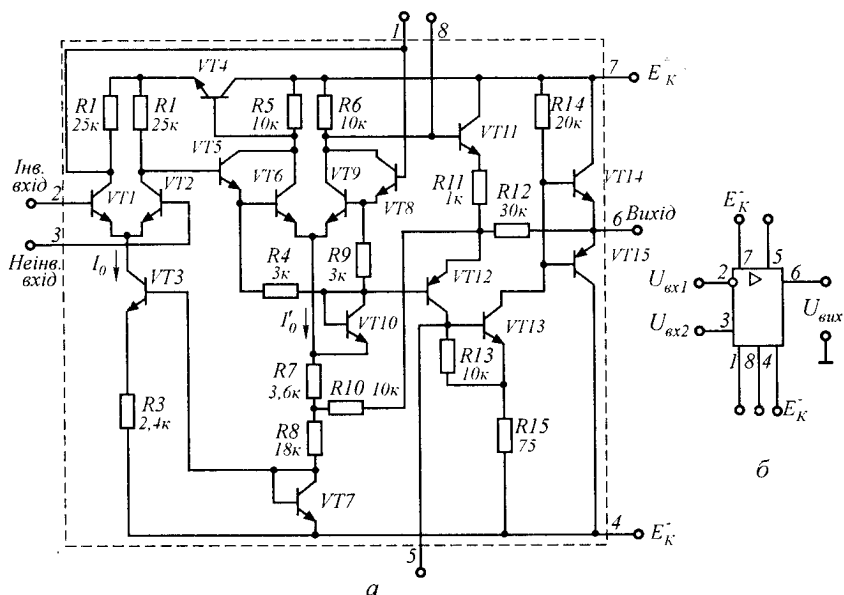


Рис. 3.9

підсилення цього каскаду ($R_{K1} = R_1 = R_2$) $K_1 = I_0 R_{K1} / (2m\varphi_T) = 40 \cdot 10^{-6} \cdot 25 \cdot 10^3 / (2 \cdot 1,5 \cdot 26 \cdot 10^{-3}) = 12,5$ малий, але вхідний диференціальний опір каскаду, який зумовлює вхідний опір всього ОП, великий і при $h_{21E} = 30$, $\varphi_T = 26$ мВ, $m = 1,5$ становить

$$R_{вх\ д0} = [4m\varphi_T (h_{21E} + 1)] / I_0 = [4 \cdot 1,5 \cdot 26 \cdot 10^{-3} (30 + 1)] / (40 \cdot 10^{-6}) \approx 120 \text{ кОм}.$$

Другий каскад ОП виконаний за модифікованою схемою Дарлінгтона на складених транзисторах $VT5$, $VT6$ і $VT8$, $VT9$. Така схема забезпечує вхідний опір другого каскаду не менше 200 кОм. Сумарний емітерний струм транзисторів $VT6$ і $VT8$ $I_0 = 0,6$ мА. Цей струм, протікаючи через транзистор $VT7$ в діодному вмиканні, спричиняє спад напруги на ньому, яка прикладається до ділянки база-емітер транзистора $VT3$ і забезпечує колекторний струм $I_0 = 40$ мкА. Оскільки емітерний струм будь-якого з транзисторів $VT6$ і $VT8$ $I_E = I_0 / 2 = 0,3$ мА, то коефіцієнт підсилення другого каскаду з урахуванням того, що $R_{K2} = R_5 = R_6$, $K_2 = (I_E / \varphi_T) R_{K2} = (0,3 \cdot 10^{-3} / 26 \cdot 10^{-3}) 10 \cdot 10^3 = 115$. Транзистор $VT10$ в діодному вмиканні стабілізує роботу складених транзисторів другого каскаду при зміні температури.

Два виходи другого каскаду підсилення приєднані до емітерних повторювачів на транзисторах $VT4$ і $VT11$. Емітерний повторювач на транзисторі $VT4$ (інвертор з коефіцієнтом підсилення, що дорівнює одиниці) підсумовує сигнали, які виділяються на резисторах $R1$ і $R2$, завдяки чому повністю використовується диференціальний вихідний сигнал першого каскаду підсилення. Емітерний повторювач на транзисторі $VT11$ передає підсилений сигнал на вихідний каскад ОП.

Транзистор $VT12$ забезпечує необхідний зсув рівня сигналу. Власне вихідний каскад ОП містить емітерний повторювач на транзисторі $VT13$ і кінцевий каскад за схемою СК на комплементарних транзисторах $VT14$, $VT15$, які працюють в режимі класу В. При такому режимі потужність, яка споживається від джерел живлення, мала. Вихідний каскад охоплений глибоким негативним зворотним зв'язком за напругою. Напруга зворотного зв'язку (частина вихідної напруги) через подільник $R11$, $R12$, повторювач струму $VT12$ надходить на емітерний повторювач на транзисторі $VT13$. Такий зворотний зв'язок значною мірою стабілізує характеристики вихідного каскаду, так що його коефіцієнт підсилення визначається відношенням опорів резисторів $R11$, $R12$ в колі зворотного зв'язку

$$K_3 = R_{12}/R_{11} = 30.$$

Комплементарна пара транзисторів VT_{14} , VT_{15} передає в навантаження сигнали як позитивної, так і негативної полярності.

Загальний коефіцієнт підсилення за напругою ОП типу К153УД1 при напрузі джерела живлення $E_K = \pm 15 \text{ В}$

$$K_0 = K_1 K_2 K_3 = 12,5 \cdot 115 \cdot 30 = 43125.$$

Цей коефіцієнт значною мірою залежить від точності технологічного процесу виготовлення мікросхеми.

Трикаскадний ОП К153УД1 має частотну характеристику, яка за відсутності зовнішнього зворотного зв'язку визначається трьома сталими часу. В загальному випадку для коригування частотної характеристики потрібні дві коригуючі RC -ланки, які приєднують до спеціально призначених для цього виводів 1, 5, 8. Тоді коригування частотної характеристики другого каскаду виконує фазозмішуюче коло $R1, C2$, яке приєднується до виводів 1 і 8, а третього каскаду — конденсатор $C1$ в колі негативного зворотного зв'язку між виводами 5 і 6 (рис. 3.10,а).

Амплітудно-частотна характеристика ОП К153УД1 в режимі великого сигналу показана на рис.3.10,б. Крива 2 відповідає великим сталим часу RC -ланок: $R_1 = 1500 \dots 2000 \text{ Ом}$; $C_2 = 5100 \dots 1000 \text{ нФ}$; $C_1 = 220 \dots 3 \text{ нФ}$.

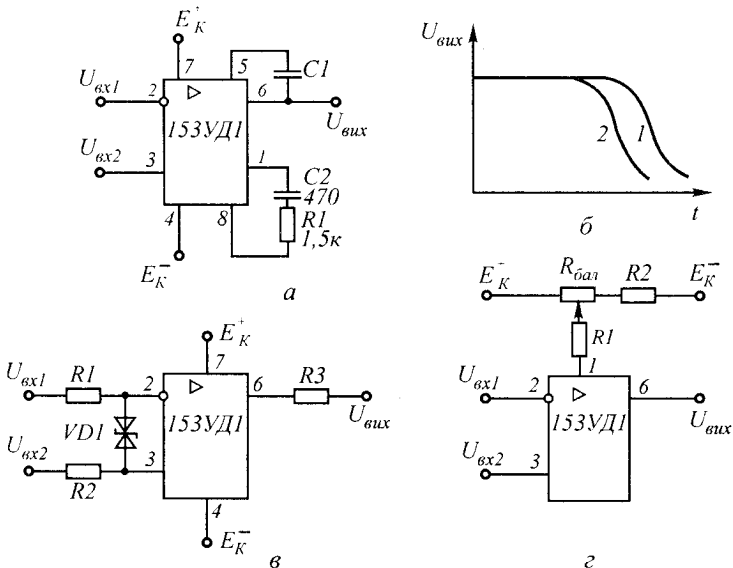


Рис. 3.10

В мікросхемі К153УД1 можна подати на обидва входи синфазний сигнал з амплітудою не більше $\pm 8 В$, а диференціальна напруга між входами не повинна перевищувати $\pm 5 В$ (за умови максимальної напруги джерел живлення $E_K^+ = E_K^- = 15 В$). При великих вхідних напругах відбувається пробій ділянок емітер-база транзисторів $VT1, VT2$. На рис. 3.10,в показана схема захисту входів ОП від пробою на основі стабілітронів $VD1$ і $VD2$, напруга пробою яких не повинна перевищувати $5 В$. Резистор $R_3 = 100...200 Ом$ передбачений для захисту виходу ОП від короткого замикання з боку навантаження. Захист входів ОП можна здійснити, якщо замість стабілітронів увімкнути зустрічно-паралельно два діоди.

Оскільки вхідний струм ОП відносно великий ($0,6...20 мкА$), застосування схем балансу нуля обов'язкове. Дуже зручний спосіб балансу по другому каскаду (рис. 3.10,з), за якого входи підсилювача вільні від додаткових ланок, що знижує рівень шумів та завод. Для зниження струмів потенціометричного подільника напруги опори резисторів $R_1, R_2, R_{бал}$ вибираються порядку сотень кілоом.

На рис. 3.11 показана схема ОП загального призначення типу К140УД7. Це ОП другого покоління, він має два каскади підсилення. Необхідно зазначити, що розробка і промисловий випуск двокаскадних ОП ознаменували початок нового схемотехнічного етапу розвитку високочастотних лінійних інтегральних мікросхем.

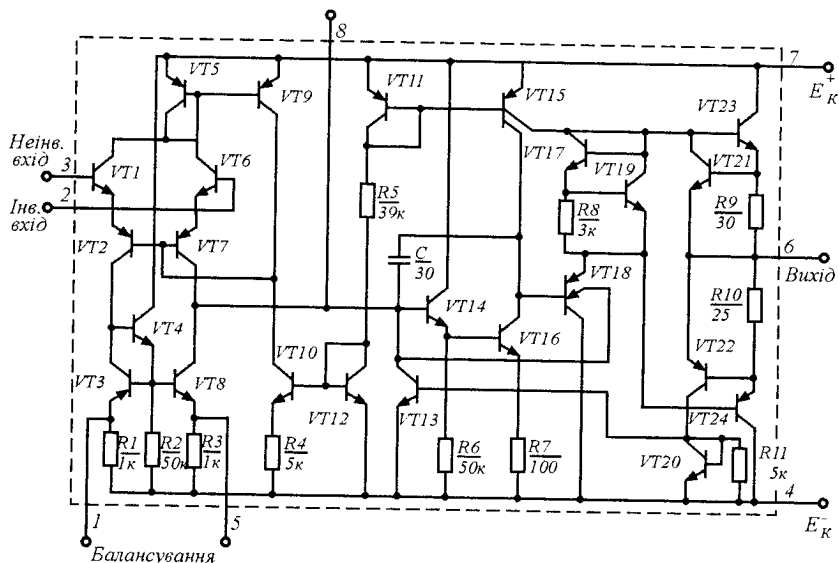


Рис. 3.11

Перший каскад ОП К140УД7 — це складний диференціальний підсилювач на транзисторах $VT1 - VT3$ і $VT6 - VT8$, які ввімкнені за схемою СК-СБ-СЕ. Вхідні емітерні повторювачі на $n-p-n$ -транзисторах $VT1$ і $VT6$ працюють в режимі мікроамперних струмів, забезпечуючи дуже великий вхідний опір і малу вхідну ємність. Вихідні опори емітерних повторювачів практично дорівнюють опорам емітерних переходів $r_E = \varphi_T / I_E$. Це опори джерел сигналів для підсилювальних каскадів на транзисторах $p-n-p$ -типу $VT2$ і $VT7$, увімкнених за схемою СБ. При ідентичності параметрів цих транзисторів із урахуванням того, що струми їх баз фіксуються джерелом стабільного I_0 на транзисторах $VT9$ і $VT10$, потенціал баз на високій частоті дорівнює нулю. Таким чином, заземлення баз виконується без шунтуючих конденсаторів.

Опори навантаження каскадів за схемою СБ — це колекторні кола джерел стабільного струму на транзисторах $VT3$ і $VT8$ за схемою СЕ, внутрішній опір яких дорівнює $1/h_{22E}$, тобто дуже великий, що зумовлює високе підсилення схеми (декілька сотень). Для підвищення внутрішнього опору джерел стабільного струму вмикають резистори $R1, R3$, які також використовують для балансування диференціального підсилювача, в якому схема переходу до одиночного виходу має додатковий транзистор $VT4$. Цей транзистор забезпечує менше відгалуження струму для керування базами навантажувальних транзисторів $VT3$ і $VT8$. При цьому покращується симетрія пліч диференціального каскаду.

Підсилений корисний сигнал, який знімається з одиночного виходу диференціального каскаду, через емітерний повторювач на транзисторі $VT14$ надходить у підсилювальний каскад на транзисторі $VT16$. Навантаженням цього каскаду є джерело стабільного струму на транзисторі $VT15$ і вхідний опір кінцевого каскаду двотактного типу. Оскільки транзистор $VT16$ за схемою вмикавання СЕ узгоджений зі своїм навантаженням емітерним повторювачем на транзисторі $VT18$, його еквівалентний опір навантаження має десятки кілоом, а величина підсилення — приблизно 200.

Вихідний каскад ОП К140УД7 виконаний на комплементарних транзисторах $VT23, VT24$. Він працює в режимі класу AB , оскільки на нього подається невелика напруга зміщення з низьковольтного опорного елемента на транзисторах $VT17, VT19$. Транзистори $VT21, VT22$ забезпечують захист транзисторів вихідного каскаду від короткого замикання з боку навантаження ОП.

Методика коригування частотної характеристики в двокаскадних ОП, як було показано в § 3.3, спрощується, оскільки немає третьої сталої часу. До того ж часткове внутрішнє коригування проводиться за рахунок інтегрального конденсатора C . Тому в ОП

К140УД7 необхідні один навісний конденсатор коригування, який приєднується до зовнішнього виводу 8, і один зовнішній резистор (десятки кілоом) балансування нуля і не потрібні навісні елементи захисту входу і виходу підсилювача від аномальних електричних режимів (у трикаскадних ОП першого покоління застосовують від 5 до 8 додаткових навісних елементів). Це суттєво спрощує компонувальні схеми радіоапаратури і покращує їх експлуатаційні показники. Перевагою двокаскадних ОП є підвищена швидкодія, а також знижене струмоспоживання.

Операційні підсилювачі з малим вхідним струмом (підвищеним вхідним опором). Підвищення вхідного опору ОП досягається двома способами: застосуванням у вхідному каскаді біполярних транзисторів з надвисоким коефіцієнтом передачі струму бази або використанням в тому ж каскаді польових транзисторів (табл. 3.2, вхідний струм $I_{вх} \leq 100 \text{ нА}$). Для підвищення вхідного опору диференціального підсилювача в його структурі використовують складені транзистори, які мають значно більший коефіцієнт передачі струму бази порівняно з одиночними транзисторами. При цьому вхідний опір підсилювача підвищується. Диференціальні каскади на складених транзисторах з цією метою використовувались у ранніх випусках ОП. Але тепер за планарною технологією виготовляють одиночні біполярні транзистори, які в режимі малих струмів ма-

Таблиця 3.2

Параметри ОП з малими вхідними струмами

Тип ОП	$I_{вх}$, нА	$U_{зм}$, мВ	$\Delta U_{зм}/\Delta T$, мкВ/°С	K_0 , тис.	f_1 , МГц	$V_{U_{вх\max}}$, В/мкс
К140УД24	10	0,005	0,05	1000	0,8	2,0
К544УД1	50	15	20	100	1,0	5,0
К544УД2	100	30	50	20	15	20
К1409УД1	50	15	100	20	4,5	4,5
К1423УД1	50	15	—	10	0,48	0,6
К1423УД2*	40	2	25	20	0,48	—
К1429УД1*	50	15	—	10	—	—

* Два підсилювачі.

ють дуже велике значення h_{21E} , що досягає кількох тисяч. В таких транзисторах підвищення h_{21E} за малих струмів досягається зменшенням товщини базового шару з відповідним підвищенням тривалості емітерної дифузії. Недоліком біполярних транзисторів з помірним і надвисоким h_{21E} є зниження напруги пробою внаслідок малої товщини бази.

Транзистори з надвисоким значенням h_{21E} застосовують у вхідних диференціальних каскадах ОП типу К140УД6 і К140УД14. Оскільки транзистори з надвисоким значенням h_{21E} низьковольтні, то при компоновці схеми диференціального каскаду використовують каскадне вмикання цих транзисторів у парі з високовольтними, забезпечуючи близький до короткого замикання за змінним струмом режим роботи низьковольтних транзисторів. Вхідний опір мікросхем К140УД6 і К140УД14 становить $2 \cdot 10^3$ і $30 \cdot 10^3 \text{ Ом}$ при дуже малих струмах (30 і 2 мкА) відповідно.

У схемі ОП К544УД1 (рис. 3.12) вхідний опір підвищений за рахунок застосування у вхідному диференціальному каскаді польових транзисторів VT_2 , VT_5 , динамічним навантаженням яких служать біполярні транзистори VT_1 , VT_4 . Вхідний опір цього ОП приблизно 100 МОм, що значно вище вхідного опору ОП на біполярних транзисторах у вхідному каскаді, а вхідний струм знижений до 50 нА. Транзистори VT_1 і VT_4 разом з емітерним повторювачем на транзисторі VT_3 одночасно перетворюють двофазний

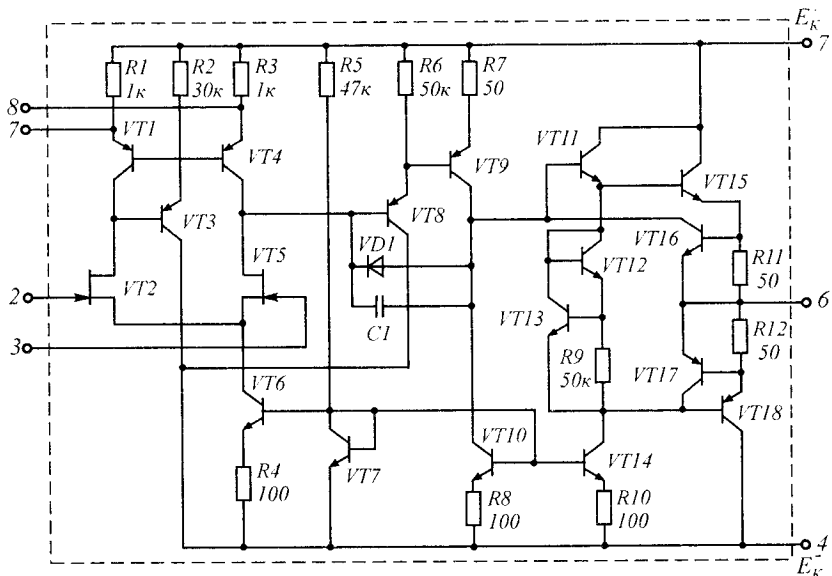


Рис. 3.12

сигнал в однофазний, який через емітерний повторювач на транзисторі $VT8$ надходить на вхід каскаду проміжного підсилення на транзисторі $VT9$ з джерелом колекторного струму на $VT10$. Вихідний каскад виконаний на комплементарних транзисторах $VT15$, $VT18$, забезпечуючи малий вихідний опір ОП. Конденсатор коригує внутрішню частотну характеристику ОП, звужуючи її, що запобігає самозбудженню підсилювача.

Недоліком ОП $K544UD1$ є його чутливість до імпульсних завад. Тому необхідно застосовувати екрануючий пристрій або захищати входи польових транзисторів діодами. В останньому випадку струми спливу діодів зводять наніщо всі переваги польових транзисторів у вхідному каскаді.

Прецизійні (високоточні) операційні підсилювачі використовуються для підсилення малих електричних сигналів супроводжуваних високим рівнем завад, і характеризуються малим значенням напруги зміщення і його температурним дрейфом, великими коефіцієнтами підсилення і заглушення синфазного сигналу, великим вхідним опором і низьким рівнем шумів. Як правило, мають невисоку швидкодію (табл. 3.3). Їх основні параметри: напруга зміщення $U_{зм} \leq 250 \text{ мкВ}$; температурний дрейф $\Delta U_{зм} / \Delta T \leq 5 \text{ мкВ} / ^\circ\text{C}$; коефіцієнт підсилення $K_0 \geq 150 \text{ тис.}$

Швидкодійні широкосмугові операційні підсилювачі використовуються для перетворення швидкозмінюваних сигналів (табл. 3.4). Вони характеризуються високою швидкістю зростання вихідного

Таблиця 3.3

Параметри прецизійних ОП

Тип ОП	$U_{зм}$, мВ	$\Delta U_{зм} / \Delta T$, мкВ/°C	K_0 , тис.	$I_{вх}$, нА	f_1 , МГц	$V_{U_{вх\text{ макс}}}$, В/мкс
K140UD13*	70	0,5	0,007	1,0	0,006	—
K140UD17	75	3,0	200	2,5	4	0,4
K140UD21	70	0,5	1000	1,1	1,0	1,5
K140UD24	5	0,05	1000	0,01	0,8	2,0
K140UD25	30	0,6	1000	40	3,0	1,7
K140UD26	30	0,6	1000	40	20	11

* Не задовольняє за параметром K_0 ; пристосований для побудови підсилювачів постійного струму за схемою модулятор-демодулятор (М-ДМ).

Параметри швидкодіючих широкосмугових ОП

Тип ОП	f_1 , МГц	$V_{U_{\text{вих max}}}$, В/мкс	$t_{\text{вст}}$, мкс	$I_{\text{вих max}}$, мА	$R_{\text{н min}}$, кОм	$I_{\text{сп}}$, мА	$U_{\text{зм}}$, мВ	Примітка
K140УД10	15	30	1	—	2	10	4	$t_{\text{вст}}$ до 0,1%
K140УД11	15	30	—	8	2	8	5	—
K140УД23	10	30	0,5	—	2	10	10	—
K140УД26*	20	11	—	—	2	4,7	0,03	—
K154УД2	15	150	5	—	2	6	2	—
K154УД3	15	80	0,5	5	2	9	9	$t_{\text{вст}}$ до 0,1%
K154УД4	30	400	0,6	2	2	6	5	—
K544УД2*	15	20	25	15	2	7	10	$t_{\text{вст}}$ до 0,05%
K574УД1	10	50	—	5	2	8	50	—
K574УД3*	15**	20	2	5	2	7	5	—
K1407УД1*	10	10	—	5	—	10	10	$I_{\text{кер}} = 0,9 \text{ мА}$
K1420УД1	110	200	0,005	5	—	25	5	$t_{\text{вст}}$ до 0,1%

* Не задовольняє жодній з перелічених вище вимог.

** Типове значення.

сигналу, малим часом встановлення, високою частотою одиничного підсилення, а за іншими параметрами поступаються ОП загального призначення. На жаль, для них не нормується час відновлення після перевантаження.

Їх основні параметри: швидкість зростання $V_{U_{\text{вих max}}} \geq 30 \text{ В/мкс}$; час встановлення $t_{\text{вст}} \leq 1 \text{ мкс}$; частота одиничного підсилення $f_1 \geq 10 \text{ МГц}$.

Багатоканальні операційні підсилювачі мають параметри аналогічні підсилювачам загального застосування або мікропотужним підсилювачам з додаванням такого параметру, як коефіцієнт розподілу каналів. Вони служать для поліпшення масогабаритних показників і зниження енергоспоживання апаратури (табл. 3.5).

Параметри багатоканальних ОП

Тип ОП	$U_{\text{зм}}, \text{МВ}$	$\Delta U_{\text{зм}}/\Delta T,$ $\text{мкВ}/^\circ\text{C}$	$K_0,$ ТИС.	$I_{\text{вх}}, \text{нА}$	$f_1,$ МГц	$V_{U_{\text{вих макс}}}, \text{В/мкс}$	Примітка
К140УД20	3	20	50	80	0,5	0,3	Два підсилювачі
К157УД2	10	50	50	500	1,0	0,5	»
К157УД3	5	50	50	500	1,0	0,5	»
К551УД2	5	10	5	2000	0,8	0,03	»
К574УД2	30	75	25	0,5	2,0	10	»
К1005УД1	5,5	6	30	300	0,5	0,3	»
К1032УД1	5	—	25	50	1,0	—	Два підсилювачі + два компаратори
К1040УД1	7	—	25	250	1,0**	—	Два підсилювачі
К1040УД2	50	—	1	2500	0,3**	—	$I_{\text{вих}} = 0,5 \text{ А};$ $R_{\text{н}} = 45 \text{ Ом}$
К1053УД1	6	—	25	500	—	—	Два підсилювачі
К1053УД2	7	—	25	250	2,0**	—	»
К1053УД3	7	—	25	250	—	—	Чотири підсилювачі
К1401УД1*	5	30	2	150	2,5	0,5	»
К1401УД2	5	30	50	150	1,5	0,35	»
К1401УД3	6	—	50	250	2,5	—	»
К1401УД4	7,5	10	30	0,5	2,5	10	»
К1407УД4	5	—	5	2000	1,0	0,5	»
1408УД2	5	2	50	200	0,55	0,3	Два підсилювачі
К1423УД2	2	25	20	250	0,48	—	»
К1423УД3	15	—	3	—	—	—	»
К1426УД1	3	—	60	2000	6,0**	5,0	»
К1427УД1	—	—	5,4	800	2,0	3,0	»
К1429УД1	15	—	—	0,05	—	—	»
К1434УД1	3	30	20	200	1,0	0,5	»

* Чотири струморізницевих підсилювачі.

** Типове значення.

Таблиця 3.6

Параметри потужних ОП

Тип ОП	$I_{\text{вих}}, A$	$U_{\text{вих}}, B$	E_K, B	$K_0, \text{тис.}$	$f_1, \text{МГц}$	$U_{\text{зм}}, \text{мВ}$	Примітка
К157УД1	0,3	12	15	50	0,5	5	—
К1040УД1	0,015	27	30**	25	1,0*	7	Два підсилювачі
К1040УД2	0,5	22,5	25	1	0,3*	50	»
К1408УД1	0,1	19	27	70	0,5	8	—
К1422УД1	1,0	—	15	50	4,5	5	—

* Типове значення.

** Діапазон напруг живлення від +5 до +33 В.

Таблиця 3.7

Параметри мікропотужних ОП

Тип ОП	$I_{\text{сп}}, \text{мА}$	$\pm E_{K \text{ ном}}, B$	$\pm U_{\text{вих}}, B$	$\pm U_{\text{зм}}, \text{мВ}$	$K_0, \text{тис.}$	$V_{U_{\text{вих}}}, B/\text{мкс}$	Примітка
К140УД12*	0,03	15	10	5	50	0,01	—
К140УД14	0,6	15	13	2	50	0,05	—
К140УД28	0,3	9	6	10	25	0,6	—
К153УД4	0,7	6	4	5	45	0,12	—
К154УД1	0,12	15	10	3	150	10	—
К1032УД1**	1,0	1,2	0,7	5	25	—	Два підсилювачі + два компаратори
К1053УД3	3,0	+5	3	7	2,5	—	Чотири підсилювачі
К1407УД2***	0,1	12	10	5	50	0,01	—
К1407УД3	0,8	6	3	5	10	5,0	—
К1407УД4	0,7	1,5	0,55	5	2	1,0	Чотири підсилювачі

* При струмі керування 1,5 мкА.

** Значення струму споживання зведене для всієї ІС (два підсилювачі + два компаратори) при струмі керування 4,0 мкА.

*** При струмі керування 8,0 мкА.

Потужні та високовольтні операційні підсилювачі — підсилювачі з вихідними каскадами, побудованими на потужних високовольтних елементах (табл. 3.6). Вихідний струм $I_{\text{вих}} \geq 100 \text{ мкА}$; вихідна напруга $U_{\text{вих}} \geq 15 \text{ В}$.

Мікропотужні операційні підсилювачі необхідні в тих випадках, коли потужність, яка споживається, лімітована (переносні прилади з автономним живленням, прилади, які працюють в режимі очікування) (табл. 3.7). Струм споживання $I_{\text{спож макс}} \leq 1 \text{ мА}$.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Якими властивостями повинен відзначатися ідеальний ОП?
2. Які основні вимоги пред'являються до ОП?
3. Чим відрізняються передавальні характеристики ОП по інвертувальному та неінвертувальному входах?
4. Який вигляд має ЛАЧХ стандартного ОП?
5. Як вхідна напруга зсуву впливає на вигляд передавальної характеристики ОП?
6. Яка природа протікання вхідного струму ОП?
7. Для чого у вхідному каскаді ОП використовують диференціальний підсилювач?
8. Як співвідносяться максимальна вихідна напруга ОП і його напруга живлення?
9. Як зміниться передавальна характеристика ОП при роботі від однополярного джерела живлення?
10. Що таке частота одиничного підсилення ОП?
11. Як, знаючи частоту одиничного підсилення ОП і K_0 , можна знайти смугу його пропускання без кола НЗЗ?
12. Поясніть з якою метою в ОП використовують схеми генераторів струму і «струмового дзеркала»?

ПЕРЕТВОРЮВАЧІ АНАЛОГОВИХ СИГНАЛІВ НА ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧАХ

Операційні підсилювачі знаходять широке застосування при розробці різних аналогових та імпульсних електронних пристроїв. Пояснюється це тим, що якщо ввести в кола прямої і зворотної передачі його сигналів різні лінійні і нелінійні кола, можна спрямовано синтезувати вузли з потрібним алгоритмом перетворення вхідного сигналу.

При розгляді типових пристроїв з використанням ОП будемо вважати, що основні вимоги до електричних параметрів ОП, які сформульовані у розділі 3, виконуються і ми маємо справу з ідеальним ОП. При необхідності вплив реальних параметрів на властивості розроблюваних на основі ОП пристроїв буде спеціально розглянутий.

4.1. ІНВЕРТУВАЛЬНИЙ, НЕІНВЕРТУВАЛЬНИЙ ТА ДИФЕРЕНЦІАЛЬНИЙ ПІДСИЛЮВАЧІ

Схема інвертувального ввімкнення ОП показана на рис. 4.1,а. Через те, що підсилення ОП дуже велике, то з незначною похибкою можна вважати таку модель ідеальною, що відповідає виконанню умов $K_{0U} \rightarrow \infty$ та $K_{0I} \rightarrow \infty$, де K_{0U} та K_{0I} — коефіцієнти підсилення за напругою і струмом схеми без зворотного зв'язку. Якщо при цьому охопити підсилювач паралельним зворотним зв'язком за напругою через резистор R_2 , то будь-який незначний сигнал на вході підсилюється і передається по колу зворотного зв'язку у вхідне коло ОП, компенсуючи вхідний сигнал таким чином, що в стані рівноваги (в стаціонарному режимі) $U_{\text{вх}} = 0$. Оскільки вхідний опір підсилювача також великий ($R_{\text{вх}} \rightarrow \infty$), то можна вважати, що струм джерела сигналу I_1 тече лише через R_2 , с'пад напруги на якому за рахунок цього струму

$$U_{R_2} = I_2 R_2 = -I_1 R_2 = -E_c (R_2/R_1). \quad (4.1)$$

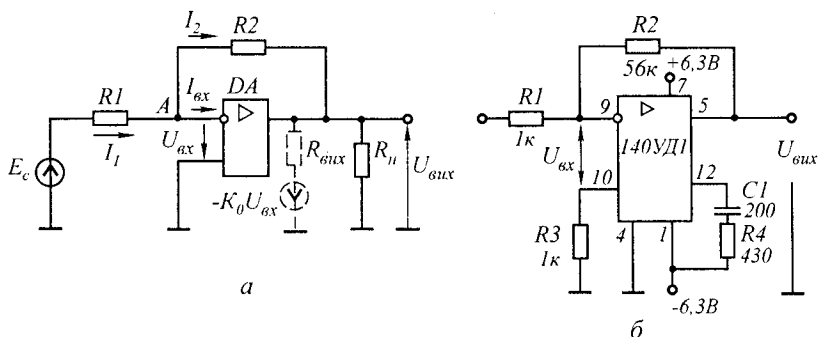


Рис. 4.1

Оскільки потенціал у точці А, де додаються струми, практично дорівнює нулю (точку А називають ще «віртуальним нулем» або «віртуальною землею»), то

$$U_{\text{вих}} = U_{R_2} = -E_c (R_2/R_1), \quad (4.2)$$

звідки одержимо коефіцієнт підсилення ОП з урахуванням того, що коефіцієнт передачі напруги зворотного зв'язку $\beta = R_1/R_2$,

$$K_{\text{НЗЗ}} = U_{\text{вих}}/E_c = -R_2/R_1 = -1/\beta. \quad (4.3)$$

Знак « \rightarrow » у рівнянні (4.3) вказує на інвертування фази (полярності) вхідного сигналу.

Вхідний опір ОП визначається виразом (1.50). При активному характері опорів

$$R_{\text{вх НЗЗ}} = R_{\text{вх 0}} R_2 / [R_{\text{вх 0}} (1 + K_0) + R_2], \quad (4.4)$$

де $R_{\text{вх 0}}$ — вхідний опір ОП; K_0 — коефіцієнт підсилення ОП.

Враховуючи, що $R_{\text{вх 0}} \rightarrow \infty$, маємо

$$R_{\text{вх НЗЗ}} \approx R_2 / (1 + K_0). \quad (4.5)$$

Повний вхідний опір підсилювача

$$R_{\text{вх}} = R_1 + R_{\text{вх НЗЗ}}. \quad (4.6)$$

Вихідний опір інвертувального підсилювача внаслідок того, що коло НЗЗ виконане за напругою, малий і визначається виразом (1.52). При активному характері опорів

$$R_{\text{вих НЗЗ}} = \frac{R_{\text{вих 0}}}{(1 + K_0\beta)} = \frac{R_{\text{вих 0}}}{\left(1 + K_0 \frac{R_1}{R_2}\right)}. \quad (4.7)$$

Вхідний і вихідний опори ідеального інвертувального підсилювача в першому наближенні визначаються рівняннями

$$R_{\text{вх}} \approx R_1; \quad R_{\text{вих}} = 0. \quad (4.8)$$

Наведені співвідношення для реального ОП виконуються з деякими наближеннями.

На рис. 4.1,б зображена принципова схема підсилювального каскаду на мікросхемі К140УД1А. При вказаних номіналах навісних компонентів схеми підсилення відбувається в смузі частот до 2МГц з коефіцієнтом підсилення 60, що досить точно відповідає формулі (4.3). Ланка С1, R4 призначена для корекції частотної характеристики підсилювача.

Приклад 4.1. Використовуючи ОП типу К140УД5Б, спроектувати інвертувальний підсилювач з коефіцієнтом передачі $K_{\text{НЗЗ}} = 100$ і вхідним опором $R_{\text{вх НЗЗ}} = 1 \text{ кОм}$. Власний вхідний опір ОП $R_{\text{вх0}} = 3 \text{ кОм}$. Визначити похибку, яка виникає при використанні точних і приблизних виразів.

Р о з в' я з а н н я. 1. Визначимо точні опори резисторів R_1 і R_2 . Для цього за першим законом Кірхгофа запишемо рівняння відносно струмів інвертувального входу ОП

$$I_1 = I_{\text{вх}} + I_2$$

або

$$(E_c - U_{\text{вх}})/R_1 = U_{\text{вх}}/R_{\text{вх0}} + (U_{\text{вх}} - U_{\text{вих}})/R_2.$$

Враховуючи, що $U_{\text{вих}} = -U_{\text{вх}} K_0$, знайдемо точний вираз для коефіцієнта передачі інвертувального підсилювача

$$K_{\text{НЗЗ}} = -\frac{U_{\text{вих}}}{E_c} = -\frac{K_0 R_2 R_{\text{вх0}}}{R_{\text{вх0}} R_1 (1 + K_0) + R_2 (R_1 + R_{\text{вх0}})}.$$

Повний вхідний опір підсилювача

$$R_{\text{вх}} = R_1 + R_{\text{вх НЗЗ}} = \frac{R_2 R_{\text{вх0}} + R_1 [R_{\text{вх0}} (1 + K_0) + R_2]}{R_{\text{вх0}} (1 + K_0) + R_2}.$$

Розв'яжемо рівняння, одержане для $K_{\text{НЗЗ}}$, відносно R_1

$$R_1 = \frac{R_2 R_{\text{вх0}} (K_0 - K_{\text{НЗЗ}})}{K_{\text{НЗЗ}} [R_2 + R_{\text{вх0}} (1 + K_0)]}.$$

Підставивши значення R_1 у рівняння для $R_{\text{вх}}$ і розв'язавши його відносно R_2 , одержимо

$$R_2 = \frac{R_{\text{вх}} R_{\text{вх0}} K_{\text{НЗЗ}} (1 + K_0)}{R_{\text{вх0}} (K_0 + K_{\text{НЗЗ}}) - R_{\text{вх}} K_{\text{НЗЗ}}}$$

Використовуючи одержані вирази, знайдемо R_2 і R_1

$$R_2 = [1 \cdot 3 \cdot 100(1 + 2500)] / [3(2500 + 100) - 1 \cdot 100] = 97,44 \text{ кОм},$$

$$R_1 = [97,44 \cdot 3(2500 - 100)] / \{100[97,44 + 3(1 + 2500)]\} = 0,923 \text{ кОм}$$

2. Визначимо опори резисторів, використовуючи наближені вирази,

$$R_1 = R_{\text{вх}} - R_{\text{вх НЗЗ}};$$

$$R_{\text{вх НЗЗ}} \approx R_2 / (1 + K_0);$$

$$K_{\text{НЗЗ}} \approx R_2 / R_1.$$

Розв'язуючи наведену систему рівнянь відносно R_2 , знайдемо

$$R_2 = \frac{R_{\text{вх}} K_{\text{НЗЗ}} (1 + K_0)}{1 + K_0 + K_{\text{НЗЗ}}} = \frac{1 \cdot 100(1 + 2500)}{1 + 2500 + 100} = 96,15 \text{ кОм}.$$

Тоді

$$R_{\text{вх НЗЗ}} = 96,15 / (1 + 2500) = 0,038 \text{ кОм};$$

$$R_1 = 1 - 0,038 \approx 0,96 \text{ кОм}.$$

3. Визначимо точне значення $K_{\text{НЗЗ}}$ для знайдених приблизних величин опорів R_1 і R_2

$$K_{\text{НЗЗ}} = \frac{2500 \cdot 96,15 \cdot 3}{3 \cdot 0,96(1 + 2500) + 96,15(0,96 + 3)} = 95,1.$$

Одержане значення відрізняється від заданого не більше ніж на 5%, що цілком допустимо.

Приклад 4.2. Визначити опори резисторів R_1 , R_2 , вхідний і вихідний опори в інвертувальному підсилювачі, якщо $K_{\text{НЗЗ}} = 25$;

$$R_{\text{н}} = 25 \text{ кОм}; R_{\text{вн}} = 50 \text{ Ом}; E_{\text{к}} = \pm 15 \text{ В}; E_{\text{с}} = 0,3 \text{ В}.$$

Розв'язання. 1. Для одержання високої стабільності коефіцієнта підсилення опір резистора R_1 обирають з умови $R_{\text{вн}} \ll R_1 \ll R_{\text{вх}}$, $R_1 = (1 \dots 10) \text{ кОм}$. Обираємо $R_1 = 2 \text{ кОм}$.

2. Опір кола зворотного зв'язку

$$R_2 = R_1' K_{\text{НЗЗ}} = 2 \cdot 25 = 50 \text{ кОм},$$

де $R_1' = R_1 + R_{\text{вн}} \approx 2 \text{ кОм}$.

3. Обираємо операційний підсилювач типу К153УД5А з $K_0 \geq 12500$; $R_{\text{вх0}} \geq 1 \text{ МОм}$, $R_{\text{вих0}} \leq 150 \text{ Ом}$.

4. Вхідний опір

$$R_{\text{вх}} = R_1 + \frac{R_{\text{вих0}} R_2}{R_{\text{вих0}} (1 + K_0) + R_2} = 2 + \frac{1 \cdot 10^3 \cdot 50}{1 \cdot 10^3 (1 + 12500) + 50} \approx 2 \text{ кОм}.$$

5. Вихідний опір

$$R_{\text{вих}} = \frac{R_{\text{вих0}}}{1 + K_0 \beta} = \frac{R_{\text{вих0}} \cdot K_{\text{НЗЗ}}}{K_{\text{НЗЗ}} + K_0} = \frac{150 \cdot 25}{25 + 12500} = 0,3 \text{ Ом},$$

де $\beta = 1/K_{\text{НЗЗ}}$.

6. Вихідна напруга

$$U_{\text{вих}} = -\frac{R_2}{R_1} E_c = -\frac{50 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^3} \cdot 0,3 = -7,5 \text{ В}.$$

7. Вихідний струм

$$I_{\text{н}} = \frac{E_c}{R_{\text{вх}}} + \frac{U_{\text{вих}}}{R_{\text{н}}} = \frac{0,3}{2 \cdot 10^3} + \frac{7,5}{25 \cdot 10^3} = 0,45 \cdot 10^{-3} \text{ А}.$$

Схема **неінвертувального ввімкнення ОП** показана на рис. 4.2, а. Напруга зворотного зв'язку, яка знімається з подільника напруги R_1 , R_2 , пропорційна вихідній напрузі підсилювача

$$U_{33} = U_{\text{вих}} R_1 / (R_1 + R_2) = \beta U_{\text{вих}}, \quad (4.9)$$

де $\beta = R_1 / (R_1 + R_2)$.

Беручи до уваги, що коефіцієнт підсилення підсилювача, охопленого НЗЗ, визначається рівнянням (1.38), для неінвертувального підсилювача одержимо

$$K_{\text{НЗЗ}} = K_0 / (1 + K_0 \beta) = K_0 / \left(1 + K_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right).$$

З урахуванням того, що $K_0 \rightarrow \infty$, маємо

$$K_{\text{НЗЗ}} \approx (R_1 + R_2) / R_1 = 1 + R_2 / R_1 = 1 / \beta. \quad (4.10)$$

З одержаного виразу можна зробити такі висновки:
 коефіцієнт передачі неінвертувального підсилювача обернено пропорційний коефіцієнту передачі кола НЗЗ;
 при будь-яких опорах резисторів в колі НЗЗ коефіцієнт передачі неінвертувального підсилювача не може бути меншим одиниці.

Останній висновок безпосередньо впливає з властивостей ОП. Дійсно, для зменшення коефіцієнта передачі в схемі, яка розглядається, необхідно збільшити коефіцієнт передачі кола НЗЗ. Грани-

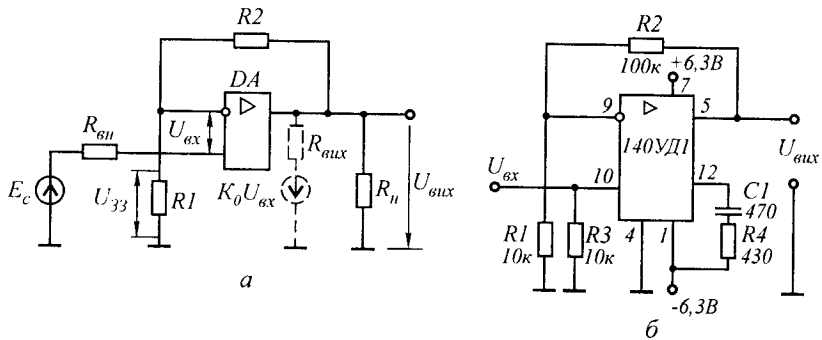


Рис. 4.2

цею такого збільшення є $\beta = 1$. Проте в цьому випадку схема рис. 4.2,а перетворюється в схему рис. 4.3,а, тобто в схему неінвертувального повторювача напруги, в якій $R_2 = 0$ або $R_1 = \infty$, а $K_{НЗЗ} \approx 1$. Звідси виходить, що коефіцієнт передачі неінвертувального підсилювача не може бути менше 1.

Часто одиницею у виразі (4.10) можна знехтувати і при визначенні коефіцієнта передачі використовувати спрощений вираз

$$K_{НЗЗ} \approx R_2 / R_1 .$$

Слід пам'ятати, що в розглянутому підсилювачі фази вхідної і вихідної напруг збігаються.

Оскільки схема підсилювача охоплена колом послідовного НЗЗ за вихідною напругою з коефіцієнтом передачі β , то вхідний і вихідний опори визначаються відповідно виразами (1.48) і (1.52)

$$R_{вх\ НЗЗ} = R_{вх0} (1 + K_0\beta) ,$$

$$R_{вих\ НЗЗ} = R_{вих0} / (1 + K_0\beta) .$$

Слід зазначити, що при великих значеннях $R_{вх0}$ і $K_0\beta$ вхідний опір обмежений вхідним опором ОП для синфазного сигналу. Це

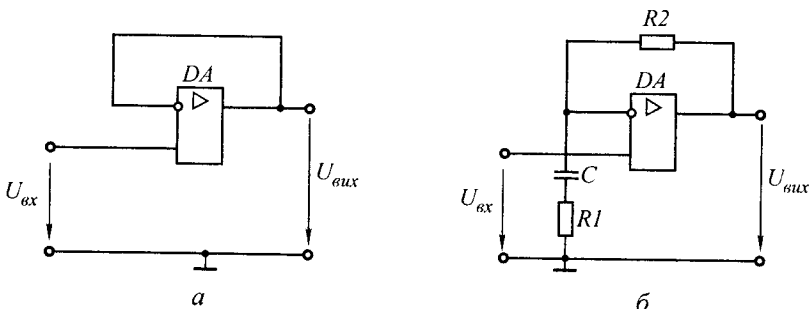


Рис. 4.3

обумовлено тим, що при великому $K_0\beta$ різниця потенціалів між інвертувальним і неінвертувальним входами досить мала і вся зміна вхідної напруги викликає відповідну зміну напруги на другому вході. Тому вхідний сигнал для ОП виступає як квазісинфазний і значення вхідного опору обмежене значенням $R_{\text{вх сф}}$, яке звичайно досить велике (десятки — тисячі мегаом).

Змінюючи параметри кола НЗЗ, можна забезпечити отримання потрібного значення вхідного і вихідного опорів і змінювати їх у широких межах.

Якщо послідовно з резистором R_1 ввімкнути конденсатор C (рис. 4.3,б), то зворотний зв'язок стане частотно залежним. На постійному струмі, де $1/\omega C \rightarrow \infty$, коефіцієнт зворотного зв'язку $\beta \rightarrow 1$, а $K_{\text{НЗЗ}} = K_0/(1 + K_0) \approx 1$.

На змінному струмі, де виконується умова $1/\omega C \ll R_1$, коефіцієнт підсилення можна знайти за виразом (4.10).

На частотах, де ця умова не виконується, потрібно використувати загальний вираз

$$K_{\text{НЗЗ}} = K_0/(1 + K_0\beta) \approx 1/\beta = (Z_1 + R_2)/Z_1,$$

де $Z_1 = R_1 + 1/j\omega C$.

Таким чином, внаслідок частотної залежності кола НЗЗ коефіцієнт підсилення підсилювача змінюється від одиниці на постійному струмі до $K_{\text{НЗЗ}} = (R_1 + R_2)/R_1$. Причому в проміжку між $\omega_{\text{н}}$ і $\omega \rightarrow 0$ він змінюється як за модулем, так і за фазою. 100%-ий зворотний зв'язок на постійному струмі забезпечує добру температурну стабільність параметрів підсилювача, в той час як в діапазоні робочих частот він має потрібний коефіцієнт підсилення.

Принципова схема неінвертувального підсилювача на мікросхемі К140УД1А показана на рис. 4.2,б. Верхня частота смуги пропускання підсилювача така сама, як і в підсилювачі на рис. 4.1,б.

Приклад 4.3. Використовуючи ОП типу К140УД5Б, спроектувати неінвертувальний підсилювач з коефіцієнтом передачі $K_{\text{НЗЗ}} = 100$ і вхідним опором $R_{\text{вх}} = 1 \text{ кОм}$. Власний вхідний опір ОП $R_{\text{вх0}} = 3 \text{ кОм}$.

Р о з в' я з а н н я. 1. Визначимо вхідний опір підсилювача з колом НЗЗ. Через те, що в схемі рис. 4.2,а введене коло послідовного НЗЗ, то для вхідного опору підсилювача за постійним струмом справедливий вираз (1.48)

$$R_{\text{вх НЗЗ}} = R_{\text{вх0}} (1 + K_0\beta).$$

Використовуючи вираз (1.38), знайдемо за початковими даними потрібне значення глибини НЗЗ

$$1 + K_0\beta = K_0/K_{\text{НЗЗ}} = 2500/100 = 25.$$

Тоді $R_{\text{вх НЗЗ}} = 3 \cdot 25 = 75 \text{ кОм}$.

2. Для одержання потрібного вхідного опору між неінвертувальним входом ОП і спільною шиною необхідно ввімкнути додатковий резистор $R_{\text{дод}}$ (див. рис. 4.2,б, де $R_3 = R_{\text{дод}}$)

$$R_{\text{вх}} = R_{\text{дод}} R_{\text{вх НЗЗ}} / (R_{\text{дод}} + R_{\text{вх НЗЗ}});$$

$$R_{\text{дод}} = R_{\text{вх}} R_{\text{вх НЗЗ}} / (R_{\text{вх НЗЗ}} - R_{\text{вх}}) = 1 \cdot 75 / (75 - 1) = 1,013 \text{ кОм}.$$

Приймаємо $R_{\text{дод}} = 1 \text{ кОм}$.

3. Визначимо потрібний опір резистора R_2

$$1 + K_0 \beta = 1 + K_0 R_1 / (R_1 + R_2),$$

звідки, приймаючи $R_1 = R_{\text{дод}}$, знайдемо

$$R_2 = \frac{K_0 + 1 - (1 + K_0 \beta)}{(1 + K_0 \beta) - 1} R_1 = \frac{2500 + 1 - 25}{25 - 1} \cdot 1 = 103,16 \text{ кОм}.$$

Використовуючи приблизний вираз (4.10) для R_2 , одержимо

$$R_2 = R_1 (K_{\text{НЗЗ}} - 1) = 1 \cdot (100 - 1) = 99 \text{ кОм}.$$

Порівнюючи результати, можна сказати, що розрахунок за приблизним виразом (4.10) дав похибку приблизно 4%, що з інженерної точки зору цілком допустимо. Очевидно, що при збільшенні K_0 ця похибка буде зменшуватися.

Приклад 4.4. Визначити опори резисторів R_1 , R_2 , вхідний і вихідний опори в неінвертувальному підсилювачі рис. 4.2,а, якщо $K_{\text{НЗЗ}} = 25$; $R_{\text{н}} = 25 \text{ кОм}$; $R_{\text{вн}} = 50 \text{ Ом}$; $E_{\text{к}} = \pm 15 \text{ В}$; $E_{\text{с}} = 0,3 \text{ В}$.

Розв'язання. 1. Для одержання високої стабільності коефіцієнта підсилення опір $R_{\text{вн}} \ll R_1 \ll R_{\text{вх}}$: $R_1 = (1 \dots 10) \text{ кОм}$. Обираємо $R_1 = 2 \text{ кОм}$.

2. Опір резистора R_2

$$R_2 = R_1 (K_{\text{НЗЗ}} - 1) = 2(25 - 1) = 48 \text{ кОм} \quad (\text{станд. } 51 \text{ кОм}).$$

3. Коефіцієнт зворотного зв'язку

$$\beta = R_1 / (R_1 + R_2) = 2 / (51 + 2) \approx 0,038.$$

4. Обираємо операційний підсилювач К153УД5А з $K_0 \geq 125000$; $R_{\text{вх0}} \geq 1 \text{ МОм}$; $R_{\text{вих0}} \leq 150 \text{ Ом}$.

5. Вхідний опір підсилювача

$$R_{\text{вхНЗЗ}} = R_{\text{вх0}} (1 + K_0 \beta) = 1 \cdot 10^6 (1 + 0,038 \cdot 125000) \approx 4751 \text{ МОм}.$$

6. Вихідний опір

$$R_{\text{вихНЗЗ}} = R_{\text{вих0}} / (1 + K_0 \beta) = 150 / (1 + 125000 \cdot 0,038) \approx 0,032 \text{ Ом}.$$

7. Вихідна напруга і струм навантаження

$$U_{\text{вих}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) E_{\text{с}} = \left(1 + \frac{51}{2} \right) 0,3 = 7,8 \text{ В};$$

$$I_{\text{н}} = U_{\text{вих}} / R_{\text{н}} + E_{\text{с}} / R_{\text{вн}} = 7,8 / 25 \cdot 10^3 + 0,3 / 50 = 6,3 \text{ мА}.$$

При розгляді в розділі 3 основних параметрів ОП було вказано, що параметри реального ОП не повністю відповідають потрібним параметрам ідеального ОП (див. табл. 3.1—3.7). Вхідний опір реального ОП не дорівнює нескінченності. Тому для нормального функціонування ОП в його вхідних колах повинен протікати цілком певний струм $I_{\text{вх}}$. Цей струм для різних входів може бути неоднаковим, що в свою чергу призводить до появи $\Delta I_{\text{вх}}$.

Наявність вхідних струмів порушує умови, за яких раніше були одержані вирази для коефіцієнтів передачі інвертувального і неінвертувального підсилювачів. До того ж при рівності нулю зовнішньої вхідної напруги реально не виконується умова рівності нулю вихідної напруги ($U_{\text{вих}} \neq 0$).

Всі перелічені фактори діють у вхідному колі підсилювача. Тому, незважаючи на свої малі абсолютні значення, вони в окремих випадках можуть призвести до неприпустимих похибок перетворення вхідного сигналу.

При розгляді впливу на характеристики підсилювачів реальних параметрів вхідного кола ОП будемо вважати, що всі опори ОП чисто активні. Для визначення впливу на вхідну напругу ОП його власних параметрів припустимо, що рівень зовнішнього вхідного сигналу для схем інвертувального і неінвертувального підсилювачів (рис. 4.1, а, 4.2, а) дорівнює нулю. У цьому випадку обидва підсилювачі приводяться до однієї схеми (рис. 4.4). В одержаній схемі між неінвертувальним входом ОП та спільною шиною введений додатковий коригуючий резистор $R_{\text{кор}}$. Він моделює вихідний опір джерела сигналу, яке підключається до входу неінвертувального підсилювача (див. рис. 4.2, а).

В схемі рис. 4.4 сигнали, які присутні як на інвертувальному, так і на неінвертувальному входах, передаються на вихід з коефіцієнтом передачі $K_{\text{НЗЗ}} = (R_1 + R_2)/R_1$, тобто як в неінвертувальному підсилювачі.

Наявність на вході розглядуваного підсилювача напруги зсуву (зміщення) $U_{\text{ЗМ}}$ призводить до появи на виході напруги

$$U_{\text{вих}}(U_{\text{ЗМ}}) = K_{\text{НЗЗ}}U_{\text{ЗМ}} = U_{\text{ЗМ}}(R_1 + R_2)/R_1. \quad (4.11)$$

Проте, навіть якщо $U_{\text{ЗМ}} = 0$, наявність вхідного струму $I_{\text{вх}}$ призводить до появи на вході підсилювача деякої вхідної напруги

$$U_{\text{вх}}(I_{\text{вх}}) = U_{\text{вхн}} - U_{\text{вхі}} = I_{\text{вхн}}R_{\text{кор}} - I_{\text{вхі}}[R_1R_2/(R_1 + R_2)].$$

Ця напруга підсилюється ОП і створює на виході напругу $U_{\text{вих}}(I_{\text{вх}})$. За умови, що $I_{\text{вхн}} = I_{\text{вхі}}$, вона дорівнює

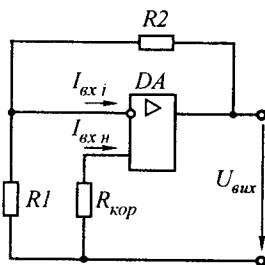


Рис. 4.4

$$U_{\text{вх}}(I_{\text{вх}}) = K_{\text{НЗЗ}} U_{\text{вх}}(I_{\text{вх}}) = \frac{R_1 + R_2}{R_1} I_{\text{вх}} \left(R_{\text{кор}} - \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right). \quad (4.12)$$

Похибка, яка виникає через неідентичність вхідних струмів, також визначається виразом (4.12). Проте, у цьому випадку як її величина, так і знак залежать від співвідношення струмів $I_{\text{вхн}}$ і $I_{\text{вхі}}$. Припустимо, що $I_{\text{вхн}} > I_{\text{вхі}}$, тоді для сумарної похибки вихідної напруги, обумовленої неідеальністю ОП, з урахуванням (4.11) і (4.12) можна записати

$$\Delta U_{\text{вих max}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \left[U_{\text{зм}} + I_{\text{вх}} \left(R_{\text{кор}} - \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right) + \Delta I_{\text{вх}} R_{\text{кор}} \right]. \quad (4.13)$$

З одержаного виразу можна зробити такі висновки:

похибки, що вносяться дією $U_{\text{зм}}$, $I_{\text{вх}}$ і $\Delta I_{\text{вх}}$, пропорційні реальному коефіцієнту передачі пристрою $K_{\text{НЗЗ}}$;

оскільки вхідний струм тече в обох вхідних колах підсилювача, то для компенсації складової похибки, обумовленої його протіканням, опір резистора $R_{\text{кор}}$, ввімкненого в коло неінвертувального входу підсилювача, необхідно вибирати з умови

$$R_{\text{кор}} = R_1 R_2 / (R_1 + R_2). \quad (4.14)$$

В цьому випадку складова похибки від $\Delta I_{\text{вх}}$ не залежить від співвідношення $I_{\text{вхн}}$ і $I_{\text{вхі}}$ і максимальне значення похибки вихідної напруги дорівнюватиме

$$\Delta U_{\text{вих max}} = K_{\text{НЗЗ}} [U_{\text{зм}} + \Delta I_{\text{вх}} R_1 R_2 / (R_1 + R_2)]. \quad (4.15)$$

Теоретично вибором відповідного значення $R_{\text{кор}}$ можна компенсувати всі складові похибки вихідної напруги ОП. Проте через невизначеність величин і знаків $\Delta I_{\text{вх}}$ і $U_{\text{зм}}$ таке рішення не має практичного значення. Тому компенсація $\Delta U_{\text{вих max}}$ потребує введення в схему підсилювача додаткових регулювальних елементів.

На рис. 4.5,а наведена схема інвертувального підсилювача з зовнішніми колами компенсації вихідної похибки $\Delta U_{\text{вих max}}$. В наведеній схемі резистор $R_{\text{кор}}$ складається з двох послідовно ввімкнених резисторів R_3 і R_4 , тобто $R_{\text{кор}} = R_3 + R_4$. На резистор R_4 від потенціометра R_6 , підключеного до затискачів джерела живлення ОП, через обмежувальний резистор R_5 задається додаткове зміщення. Абсолютна величина і знак цього зміщення вибираються з умови $\Delta U_{\text{вих max}} = 0$.

Опори резисторів схеми вибираються з таких міркувань:

щоб не порушувалась умова $R_{\text{кор}} = R_3 + R_4$, необхідно, щоб $R_5 \gg R_4$;

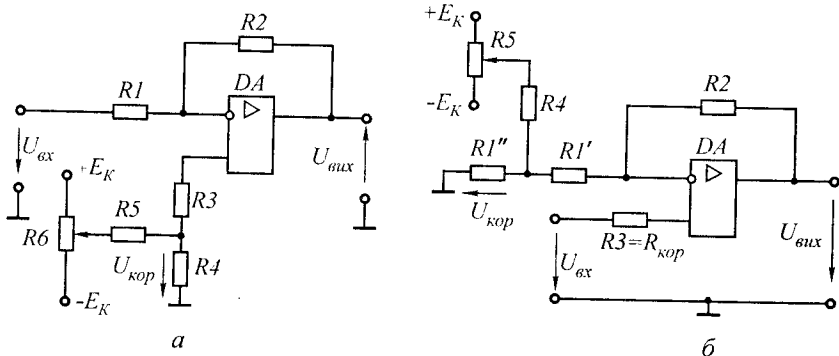


Рис. 4.5

допустимий діапазон зміни напруги на резисторі R_4 повинен бути більший максимальної напруги U_{3M} , тобто

$$U_{3M \max} \leq \Delta U_{кор} = E_K R_4 / (R_4 + R_5) \approx E_K R_4 / R_5; \quad (4.16)$$

опір резистора R_6 повинен задовольняти умові $R_6 \ll R_5$.

Аналогічно може бути скомпенсована похибка і в неінвертувальному підсилювачі. В цьому випадку коло коригування вигідніше підключити до інвертувального входу підсилювача (рис. 4.5, б). Принципи розрахунку такого кола аналогічні викладеним вище.

Слід ще раз зазначити, що введенням зовнішніх кіл коригування (балансування), аналогічних наведеним на рис. 4.5, можна компенсувати похибки, обумовлені дією усіх розглянутих вище дестабілізуючих факторів.

Розглянуті методи дозволяють компенсувати похибки роботи ОП тільки при фіксованій температурі навколишнього середовища. Пояснюється це тим, що із зміною температури навколишнього середовища параметри p - n -переходів різних транзисторів змінюються неоднаково. Така неідентичність параметрів призводить до появи температурного дрейфу вихідної напруги ОП. Звичайно значення dU_{3M} / dT і $dI_{вх} / dT$ є довідковими даними для кожного типу ОП. При цьому будемо вважати, що при початковій температурі похибка вихідної напруги за допомогою методів, викладених вище, була зведена до нуля. Тоді для узагальненої схеми підсилювача на рис. 4.4 при початковій температурі навколишнього середовища можна записати

$$U_{вих} = K_{НЗЗ}(U_{кор} - U_{3M}) + K_{НЗЗ} \Delta I_{вх} R_1 R_2 / (R_1 + R_2) = 0. \quad (4.17)$$

Оскільки сигнали $U_{кор}$, U_{3M} , $\Delta I_{вх}$ діють безпосередньо на вході ОП, то значення $K_{НЗЗ}$ визначається виразом для неінвертуваль-

ного підсилювача, тобто $K_{H33} = (R_1 + R_2)/R_1$. Використовуючи вираз (4.17) і задані значення dU_{3M}/dT для похідної температурної похибки вихідної напруги ОП, можна записати

$$\frac{dU_{\text{вих}}}{dT} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \left| \frac{dU_{3M}}{dT} \right| + R_2 \left| \frac{dI_{\text{вх}}}{dT} \right|. \quad (4.18)$$

При виведенні виразу (4.18) вважалося, що температурні зміни U_{3M} і $I_{\text{вх}}$ мають однакові знаки. Це дозволяє визначити максимальну можливу похибку, яка виникає на виході підсилювача. В реальних умовах значення dU_{3M}/dT і $dI_{\text{вх}}/dT$ можуть частково компенсувати одне одного.

На основі (4.18) повна температурна зміна вихідної напруги підсилювача дорівнюватиме

$$\Delta U_{\text{вих}}(\Delta T) = (dU_{\text{вих}}/dT)\Delta T. \quad (4.19)$$

Часто значення $\Delta U_{\text{вих}}(\Delta T)$ і $dU_{\text{вих}}/dT$ зводять до входу підсилювача і сумарний відхил вихідної напруги характеризують зведеними значеннями

$$\begin{aligned} \Delta U'_{\text{вх}}(\Delta T) &= \Delta U_{\text{вих}}(\Delta T)/K_{H33}, \\ dU'_{\text{вх}i}/dT &= (dU_{\text{вих}}/dT)/K_{H33}. \end{aligned}$$

Одержані таким чином наведені параметри діють безпосередньо на вході всього підсилювача. Тому для повної вихідної напруги інвертувального підсилювача (рис. 4.5,а) можна записати

$$u_{\text{вих}i} = -[u_{\text{вх}} \pm \Delta U'_{\text{вх}i}(\Delta T)] R_2/R_1, \quad (4.20)$$

де

$$\Delta U'_{\text{вх}i}(\Delta T) = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \left| \frac{dU_{3M}}{dT} \right| \Delta T + R_1 \left| \frac{dI_{\text{вх}}}{dT} \right| \Delta T. \quad (4.21)$$

Міркуючи аналогічно, можна записати вираз для температурного дрейфу вихідної напруги неінвертуючого підсилювача (рис. 4.5,б)

$$u_{\text{вих}н} = [u_{\text{вх}} \pm \Delta U'_{\text{вх}н}(\Delta T)](R_1 + R_2)/R_1, \quad (4.22)$$

де

$$\Delta U'_{\text{вх}}(\Delta T) = \left| \frac{dU_{3M}}{dT} \right| \Delta T + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \left| \frac{dI_{\text{вх}}}{dT} \right| \Delta T. \quad (4.23)$$

Диференціальне ввімкнення

ОП (рис. 4.6) поєднує інвертувальну та неінвертувальну схеми. Вмикання ОП, як у диференціальному підсилювачі, призначене для підсилення різниці напруги $e_n - e_i$. Для того, щоб одержати вираз для коефіцієнта передачі схеми, врахуємо, що струми джерел сигналів не розгалужуються на входи підсилювача, а різниця напруг між входами ОП $u_{\text{вх}n} - u_{\text{вх}i} \approx 0$, тобто, $u_{\text{вх}n} = u_{\text{вх}i}$. Оскільки ми маємо справу з лінійним пристроєм, то, використовуючи принцип суперпозиції для вихідної напруги, можна записати

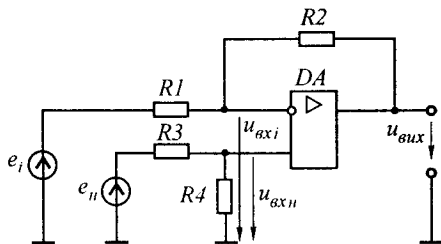


Рис. 4.6

вважаємо, що струми джерел сигналів не розгалужуються на входи підсилювача, а різниця напруг між входами ОП $u_{\text{вх}n} - u_{\text{вх}i} \approx 0$, тобто, $u_{\text{вх}n} = u_{\text{вх}i}$. Оскільки ми маємо справу з лінійним пристроєм, то, використовуючи принцип суперпозиції для вихідної напруги, можна записати

$$u_{\text{вих}}(e_i) = -e_i R_2 / R_1 ;$$

$$u_{\text{вих}}(e_n) = e_n \frac{R_4}{R_3 + R_4} \frac{R_1 + R_2}{R_1} .$$

Якщо підсумувати одержані вирази, то знайдемо

$$u_{\text{вих}} = u_{\text{вих}}(e_i) + u_{\text{вих}}(e_n) = \frac{R_4}{R_1} \frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} e_n - \frac{R_2}{R_1} e_i . \quad (4.24)$$

На практиці часто виконується умова

$$R_1 = R_3 \text{ і } R_2 = R_4 . \quad (4.25)$$

Тоді вираз (4.24) набуває простішого вигляду

$$u_{\text{вих}} = (e_n - e_i) R_2 / R_1 . \quad (4.26)$$

Отже, коефіцієнт передачі ОП з диференціальним входом визначається відношенням $u_{\text{вих}} / (e_n - e_i)$ і дорівнює коефіцієнту R_2 / R_1 , який є коефіцієнтом підсилення інвертувального підсилювача. Отже, розглядувана схема може виконувати математичну операцію віднімання двох чисел.

Подивимося, чи є умова (4.25) єдиною, при якій справедлива рівність (4.26). Для цього вираз (4.24) перепишемо так, щоб він містив тільки співвідношення опорів резисторів R_4 / R_3 і R_2 / R_1 . Тоді

$$u_{\text{вих}} = \frac{R_4 / R_3}{1 + R_4 / R_3} \frac{1 + R_2 / R_1}{1} e_n - \frac{R_2}{R_1} e_i .$$

Не важко помітити, що якщо співвідношення однотипних резисторів рівні, тобто

$$R_4 / R_3 = R_2 / R_1 = N, \quad (4.27)$$

то вираз (4.26) також справедливий і

$$u_{\text{вих}} = N(e_{\text{н}} - e_{\text{і}}). \quad (4.28)$$

Приклад 4.5. Розрахувати коло компенсації похибки вихідної напруги інвертувального підсилювача з такими параметрами: $R_1 = 1 \text{ кОм}$; $R_2 = 100 \text{ кОм}$; DA — К140УД16; $E_{\text{к}} = \pm 15 \text{ В}$.

Розв'язання. 1. Схема підсилювача з компенсацією наведена на рис. 4.5,а. Для компенсації похибки, обумовленої протіканням струму $I_{\text{вх}}$, в коло неінвертувального входу ОП введемо резистор

$$R_{\text{кор}} = R_1 R_2 / (R_1 + R_2) = 1 \cdot 100 / (1 + 100) = 0,99 \text{ кОм}.$$

Приймаємо $R_{\text{кор}} = 1 \text{ кОм}$.

2. Визначимо максимальну сумарну похибку підсилювача. Згідно з табл. 3.1 маємо

$$U_{\text{зм}} = \pm 6 \text{ мВ}; \Delta I_{\text{вх}} = 500 \text{ нА};$$

$$\Delta U_{\text{вх max}} = U_{\text{зм}} + \Delta I_{\text{вх}} R_{\text{кор}} = 6 \cdot 10^{-3} + 500 \cdot 10^{-9} \cdot 1 \cdot 10^3 = 6,5 \cdot 10^{-3} \text{ В};$$

$$\Delta U_{\text{вих max}} = [(R_1 + R_2) / R_1] \Delta U_{\text{вх max}} = [(1 + 100) / 1] \cdot 6,5 \cdot 10^{-3} = 0,66 \text{ В}.$$

3. Опір резистора R_4 визначаємо з умови $R_4 \approx 0,1 R_{\text{кор}}$. Тоді з урахуванням кількох опорів

$$R_4 = 91 \text{ Ом}; R_3 = 910 \text{ Ом}.$$

4. Опір резистора R_5 обираємо з умови

$$U_{\text{кор}} = K_{\text{зап}} \Delta U_{\text{вх max}} = E_{\text{к}} R_4 / (R_4 + R_5),$$

де $K_{\text{зап}} = 1,5 \dots 2$ — коефіцієнт запасу;

$$R_5 = \frac{R_4 (E_{\text{к}} - K_{\text{зап}} \Delta U_{\text{вх max}})}{K_{\text{зап}} \Delta U_{\text{вх max}}} = \frac{0,091 (15 - 2 \cdot 6,5 \cdot 10^{-3})}{2 \cdot 6,5 \cdot 10^{-3}} = 104,9 \text{ кОм}.$$

Вибираємо $R_5 = 110 \text{ кОм}$.

5. Опір резистора R_6 вибираємо з умови $I_{R_6} \gg I_{R_5}$ (умова незалежності вихідної напруги подільника від його навантаження).

Вважаємо $I_{R_6} = 10 I_{R_5}$, тоді

$$R_6 = R_5 / 10 = 110 / 10 = 11 \text{ кОм}.$$

Вибираємо $R_6 = 11 \text{ кОм}$.

Приклад 4.6. Визначити мінімальну вхідну напругу, при якій похибка вихідної напруги підсилювача з прикладу 4.5 при роботі у діапазоні температур $\pm 60^\circ\text{C}$ не буде перевищувати $\pm 5\%$; $dI_{\text{вх}}/dT = 1,5 \text{ нА}/^\circ\text{C}$.

Розв'язання. 1. Визначимо максимальну температурну похибку вихідної напруги у припущенні, що схема була повністю збалансована при температурі 0°C (див. табл. 3.1).

$$\frac{dU_{\text{вих}}(\Delta T)}{dT} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{dU_{\text{зм}}}{dT} + R_2 \frac{dI_{\text{вх}}}{dT} =$$

$$= [(1 + 100)/1] \cdot 6 \cdot 10^{-6} + 100 \cdot 10^3 \cdot 1,5 \cdot 10^{-9} = 7,56 \cdot 10^{-4} \text{ В}/^\circ\text{C};$$

$$\Delta U_{\text{вих}}(\Delta T) = [dU_{\text{вих}}(\Delta T)/dT] \Delta T = 7,56 \cdot 10^{-4} \cdot 60 \approx 0,045 \text{ В}.$$

2. Знайдемо зведену вхідну похибку

$$\begin{aligned} \Delta U'_{\text{вх}}(\Delta T) &= \Delta U_{\text{вих}}(\Delta T) R_1 / (R_1 + R_2) = \\ &= 0,045 \cdot 1 / (1 + 100) = 4,46 \cdot 10^{-4} \text{ В}. \end{aligned}$$

3. Вихідна напруга підсилювача дорівнює

$$U_{\text{вих}} = (R_2/R_1) [U_{\text{вх}} + \Delta U'_{\text{вх}}(\Delta T)].$$

Тоді, враховуючи, що згідно з умовою $\Delta U'_{\text{вх}}(\Delta T)$ складає 5% від $U_{\text{вх min}}$, одержимо

$$U_{\text{вх min}} = 20 \Delta U'_{\text{вх}}(\Delta T) = 20 \cdot 4,46 \cdot 10^{-4} = 8,92 \cdot 10^{-3} \text{ В}.$$

З наведеного прикладу випливає, що відносна похибка вихідної напруги, яка обумовлена температурною залежністю напруги $U_{\text{зм}}$ і струму $I_{\text{вх}}$, зменшується із збільшенням абсолютного значення вхідної напруги підсилювача.

Приклад 4.7. Оцініть відносну статичну похибку і дрейф, приведений до входу інвертувального підсилювача, якщо $\Delta T = 20^\circ\text{C}$ (від 20 до 40°C) і нестабільність джерел живлення $\pm 10\%$. Підсилювач побудований на основі ОП типу К140УД1А з коефіцієнтом передачі $K_{\text{НЗЗ}} = 10$, працює на навантаження $R_{\text{н}} = 5 \text{ кОм}$, вхідний опір не менше 10 кОм , вихідний опір не більше 100 Ом . Джерело сигналу має $E_{\text{с}} = 0,2 \text{ В}$, а його внутрішній опір $R_{\text{вн}} = 1 \text{ кОм}$.

Розв'язання. 1. Використовуємо схему рис. 4.1,а, оскільки потрібний вхідний опір невеликий. $K_{\text{НЗЗ}} = -R_2/(R_1 + R_{\text{вн}})$. Необхідна величина вхідного опору $R_{\text{вх}} = R_1 = 10 \text{ кОм}$, тому $R_2 = K_{\text{НЗЗ}}(R_1 + R_{\text{вн}}) = 10(10 + 1) = 110 \text{ кОм}$. Така величина опору не призведе до великої похибки за рахунок струму $I_{\text{вх}}$ і може вважатися прийнятною.

2. Для зменшення струмової похибки обираємо резистор

$$R_3 = (R_1 + R_{\text{вн}}) \parallel R_2 \approx 11 \text{ кОм}.$$

3. Вихідний струм підсилювача

$$I_{\text{вих}} = U_{\text{вих}}/R_{\text{н}} + U_{\text{вих}}/R_2 = 0,2 \cdot 10/5 + 0,2 \cdot 10/110 \approx 0,42 \text{ мА}.$$

4. Вихідний опір підсилювача

$$R_{\text{вих}} = R_{\text{вих ОП}} K_{\text{НЗЗ}}/K_0 = 700 \cdot 10/900 = 7,8 \text{ Ом},$$

що менше потрібної величини.

5. Оцінімо дрейф, зведений до входу підсилювача,

$$\begin{aligned} \Delta U'_{\text{вх}}(\Delta T) &= \frac{dU_{\text{вих}}(\Delta T)}{dT \cdot K_{\text{НЗЗ}}} = \frac{dU_{\text{зм}}}{dT} + \frac{dI_{\text{вх}}}{dT} (R_1 + R_{\text{вн}}) = \\ &= 20 \text{ мкВ}/^\circ\text{C} + 30 \cdot 10^{-3} \text{ мкА}/^\circ\text{C} (10 + 1) \cdot 10^3 = 350 \text{ мкВ}/^\circ\text{C}. \end{aligned}$$

6. Зміна напруги на виході підсилювача у діапазоні температур

$$\Delta U_{\text{вих}}(\Delta T) = \Delta U'_{\text{вх}}(\Delta T) \Delta T K_{\text{НЗЗ}} = 0,35 \cdot 20 \cdot 10 = 70 \text{ мВ}.$$

7. Зміна напруги зміщення $\Delta U_{\text{зм}}$ за рахунок зміни напруги живлення ОП ($E_{\text{К}} = \pm 6,3 \text{ В}$) на 10%

$$\Delta U_{\text{зм}} = \Delta E_{\text{К}}/K_{\text{ов}} = 0,1 \cdot 2 \cdot 6,3/10^3 = 1,26 \text{ мВ},$$

де $K_{\text{ов}} = 10^3$ для ОП К140УД1А — коефіцієнт ослаблення впливу напруги живлення.

8. Зміна напруги на виході підсилювача при зміні напруги живлення

$$\Delta U_{\text{вих}}(\Delta E_{\text{К}}) = \Delta U_{\text{зм}} \cdot K_{\text{НЗЗ}} = 1,26 \cdot 10 = 12,6 \text{ мВ}.$$

9. Зміна напруги на виході при дії усіх дестабілізуючих факторів

$$\begin{aligned} \Delta U_{\text{вих}} &= \Delta U_{\text{вих.сф}} + \Delta U_{\text{вих}}(\Delta T) + \Delta U_{\text{вих}}(\Delta E_{\text{К}}) = \\ &= 70 + 12,6 = 82,6 \text{ мВ}, \end{aligned}$$

де $\Delta U_{\text{вих.сф}} = 0$ (для К140УД1А) — зміна вихідної напруги при дії синфазного сигналу на вході.

10. Температурний градієнт коефіцієнта підсилення ОП $\Delta K_0/(K_0 \Delta T) = (0,2 \dots 0,4) \cdot 10^{-2} \text{ 1}/^\circ\text{C}$. Обираємо $\Delta K_0/(K_0 \Delta T) = 0,4 \cdot 10^{-2} \text{ 1}/^\circ\text{C}$. При охопленні ОП зворотним зв'язком в схемі інвертувального підсилювача при $\Delta T = 20^\circ\text{C}$ $\Delta K_{\text{НЗЗ}}/K_{\text{НЗЗ}} = [\Delta K_0/(K_0 \Delta T)] \cdot \Delta T/(K_0 \beta) = 0,4 \cdot 10^{-2} \cdot 20/(900/10) = 9 \cdot 10^{-4}$ або 0,09%,

де $\beta = 1/K_{\text{НЗЗ}}$.

11. Загальна статична похибка

$$\delta = \frac{\Delta K}{K_{\text{НЗЗ}}} + \frac{\Delta U_{\text{вих}}}{K_{\text{НЗЗ}} E_{\text{с макс}}} = 9 \cdot 10^{-4} + \frac{82,6 \cdot 10^{-3}}{10 \cdot 0,2} = 0,0423 \text{ або } 4,23\%.$$

Як видно з розрахунку, основний вклад у величину похибки вносить дрейф $I_{\text{вх}}$ ОП.

Приклад 4.8. Використовуючи ОП типу К153УД5, розробити підсилювач, який забезпечує при відніманні напруг, що відрізняються не менше ніж на 10 мВ, похибку результату не більше 5%; $K_{НЗЗ} = 200$; $T, ^\circ\text{C} = \pm 40^\circ\text{C}$; $dI_{\text{ВХ}}/dT = 1,5 \cdot 10^{-9} \text{ А}/^\circ\text{C}$.

Розв'язання. 1. Схема підсилювача наведена на рис. 4.6. Мінімальна вихідна напруга підсилювача дорівнює

$$U_{\text{ВХ min}} = \Delta U_{\text{ВХ min}} K_{НЗЗ} = 10 \cdot 10^{-3} \cdot 200 = 2 \text{ В}.$$

2. Максимально допустима похибка вихідної напруги

$$\Delta U_{\text{ВХ}}(\Delta T) = U_{\text{ВХ min}} \cdot 5\% = 2 \cdot 0,05 = 0,1 \text{ В}.$$

3. Визначимо опір резистора R_2 з умови одержання заданої температурної похибки вихідної напруги

$$\Delta U_{\text{ВХ}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{dU_{\text{ЗМ}}}{dT} \Delta T + R_2 \frac{dI_{\text{ВХ}}}{dT} \Delta T.$$

Звідки

$$R_2 = \frac{\Delta U_{\text{ВХ}} - \frac{(R_1 + R_2)}{R_1} \frac{dU_{\text{ЗМ}}}{dT} \Delta T}{\frac{dI_{\text{ВХ}}}{dT} \Delta T} = \frac{\Delta U_{\text{ВХ}} - (1 + K_{НЗЗ}) \frac{dU_{\text{ЗМ}}}{dT} \Delta T}{\frac{dI_{\text{ВХ}}}{dT} \Delta T};$$

$$R_2 = [0,1 - (1 + 200) \cdot 10 \cdot 10^{-6} \cdot 40] / 1,5 \cdot 10^{-9} \cdot 40 = 326 \text{ кОм}.$$

Приймаємо $R_2 = 300 \text{ кОм}$.

4. Опір резистора R_1

$$K_{НЗЗ} = R_2/R_1, \text{ звідки}$$

$$R_1 = R_2/K_{НЗЗ} = 300/200 = 1,5 \text{ кОм}.$$

5. Визначимо максимальну температурну похибку

$$\begin{aligned} \Delta U_{\text{ВХ}} &= [(1,5 + 300)/1,5] \cdot 10 \cdot 10^{-6} \cdot 40 + 300 \cdot 10^3 \cdot 1,5 \cdot 10^{-9} \cdot 40 = \\ &= 0,0804 + 0,018 = 0,0984 \text{ В}. \end{aligned}$$

6. Реальна температурна похибка вихідної напруги у відсотках

$$\begin{aligned} \Delta U_{\text{ВХ}} \% &= \Delta U_{\text{ВХ}} \cdot 100 / \Delta U_{\text{ВХ min}} = \\ &= 0,0984 \cdot 100 / 2 = 4,92 \%. \end{aligned}$$

Остаточного маємо (див. рис. 4.6)

$$R_1 = R_3 = 1,5 \text{ кОм},$$

$$R_2 = R_4 = 300 \text{ кОм}.$$

4.2. ТИПОВІ ЗАСТОСУВАННЯ СТАНДАРТНИХ ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ

Традиційними сферами застосування ОП є вирішувальна аналогова техніка, апаратура обробки сигналів, радіовимірвальні пристрої та ін., в яких часто необхідно виконувати різні функції при

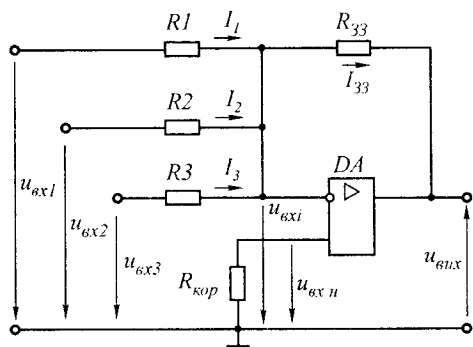


Рис. 4.7

замиканні виходу ОП на інвертувальний вхід за допомогою пасивних ланцюжків негативного зворотного зв'язку.

Інвертувальний суматор (рис. 4.7) призначений для формування напруги, яка дорівнює підсиленій алгебраїчній сумі декількох вхідних сигналів, тобто виконує математичну операцію підсумування декількох сигналів.

Вважаючи ОП ідеальним, можна сказати, що $u_{\text{вх}i} = u_{\text{вх}n}$. Проте згідно з наведеною схемою $u_{\text{вх}n} = 0$. Отже, і $u_{\text{вх}i} = 0$. В цьому випадку для інвертувального входу згідно з першим законом Кірхгофа можна записати

$$-u_{\text{вix}} / R_{33} = u_{\text{вх}1} / R_1 + u_{\text{вх}2} / R_2 + u_{\text{вх}3} / R_3,$$

звідки можна одержати вираз для вихідної напруги

$$u_{\text{вix}} = -u_{\text{вх}1} R_{33} / R_1 - u_{\text{вх}2} R_{33} / R_2 - u_{\text{вх}3} R_{33} / R_3, \quad (4.29)$$

тобто сигнал на виході дорівнює інверсії від алгебраїчної суми вхідних сигналів, які взяті зі своїми масштабними (ваговими) коефіцієнтами.

В окремому випадку, якщо $R_1 = R_2 = R_3 = R$, з виразу (4.29) одержимо

$$u_{\text{вix}} = -(u_{\text{вх}1} + u_{\text{вх}2} + u_{\text{вх}3}) R_{33} / R. \quad (4.30)$$

Вираз (4.30) справедливий для будь-якого числа вхідних напруг.

Якщо в схемі рис. 4.7 обрати $R_1 = R_2 = \dots = R_n = R$, $R_{33} = R/n$, то згідно з виразом (4.30) одержимо

$$u_{\text{вix}} = -(u_{\text{вх}1} + u_{\text{вх}2} + u_{\text{вх}3} + \dots + u_{\text{вх}n}) / n. \quad (4.31)$$

Отже, на виході схеми буде формуватися напруга, яка дорівнює інвертованому середньому арифметичному від n вхідних напруг. Тому такі схеми називають схемами усереднення.

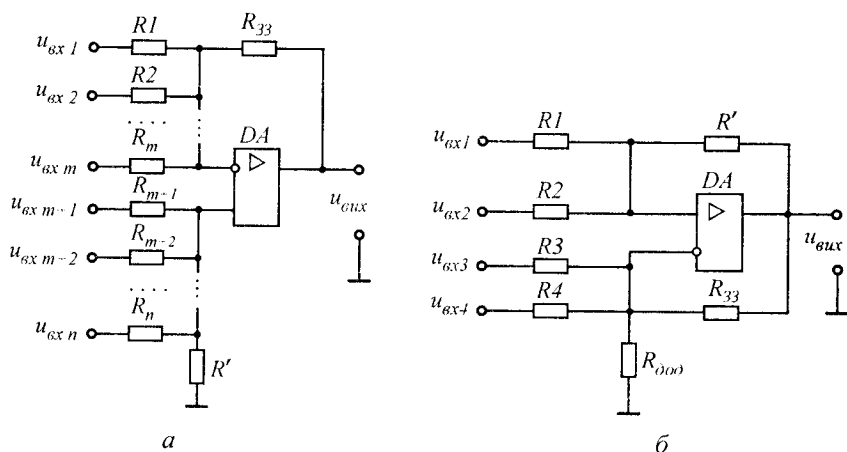


Рис. 4.8

Схема додавання-віднімання (рис. 4.8) будується на основі схеми з диференційним входом (рис. 4.6), в якій на інвертувальний та неінвертувальний входи ОП одночасно подається декілька напруг.

Загальний вираз для підсилювача, який розглядається, досить громіздкий. Тому скористаємося знайденою раніше для диференційного підсилювача умовою (4.27), згідно з якою для одержання на виході підсилювача сигналу різниці вхідних напруг потрібно, щоб $R_4/R_3 = R_2/R_1$.

У схемі рис. 4.8,а резистори R_1 і R_3 схеми рис. 4.6 перетворилися у паралельне ввімкнення декількох резисторів. Тоді, підсумовуючи провідності відповідних резисторів, умову (4.27) можна записати у вигляді

$$R'(1/R_{m+1} + 1/R_{m+2} + \dots + 1/R_n) = R_{33}(1/R_1 + 1/R_2 + \dots + 1/R_m). \quad (4.32)$$

Кожний член одержаного виразу дорівнює значенню коефіцієнта передачі схеми по відповідному входу. Тому для забезпечення працездатності підсилювача за схемою рис. 4.8,а сума коефіцієнтів передачі по його інвертувальному входу повинна дорівнювати сумі коефіцієнтів передачі по його неінвертувальному входу.

При виконанні умови (4.32) для вихідної напруги підсилювача, який розглядається, можна записати

$$u_{\text{вих}} = \frac{R'}{R_{m+1}} u_{\text{вх } m+1} + \frac{R'}{R_{m+2}} u_{\text{вх } m+2} + \dots + \frac{R'}{R_n} u_{\text{вх } n} - \frac{R_{33}}{R_1} u_{\text{вх } 1} - \frac{R_{33}}{R_2} u_{\text{вх } 2} - \dots - \frac{R_{33}}{R_m} u_{\text{вх } m}. \quad (4.33)$$

На практиці при розробці схем, аналогічних схемі на рис. 4.8,а, може виявитися, що при забезпеченні потрібних коефіцієнтів передачі по кожному входу умова (4.32) не буде виконуватися і вихідна напруга такої схеми не буде визначатися виразом (4.33). В цьому випадку потрібно провести так зване балансування схеми. Воно

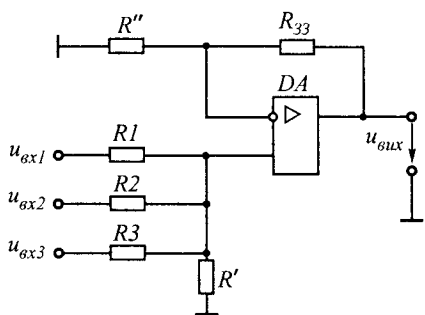


Рис. 4.9

зводиться до введення в схему додаткового резистора, який вмикається між спільною шиною і тим входом підсилювача, підсумований коефіцієнт передачі по якому у змісті виразу (4.32) буде меншим. Потрібний опір додаткового резистора визначається умовою (4.32).

Неінвертувальний суматор (рис. 4.9) може бути одержаний як окремий випадок схеми додавання-віднімання. Для цього в

схемі рис. 4.8,а вхідні напруги треба подавати тільки на неінвертувальний вхід ОП, що і реалізовано на рис. 4.9 на прикладі суматора з трьома входами.

Для того, щоб вихідна напруга підсилювача визначалася виразом

$$u_{\text{вих}} = u_{\text{вх1}} R' / R_1 + u_{\text{вх2}} R' / R_2 + u_{\text{вх3}} R' / R_3, \quad (4.34)$$

повинна виконуватися умова (4.32), тобто

$$R_{33} / R'' = R' / R_1 + R' / R_2 + R' / R_3. \quad (4.35)$$

Необхідне балансування схеми можна виконати відповідним підбором опору резистора R'' .

Порівняння виразу (4.14) з умовами (4.32) і (4.35) показує, що якщо

$$R' = R_{33}, \quad (4.36)$$

то виконання умов (4.32) і (4.35) веде до автоматичного виконання умови (4.14), і похибка вихідної напруги, обумовлена протіканням вхідних струмів $I_{\text{вх}}$ ОП, відсутня.

Зроблений висновок справедливий і для схеми диференціального підсилювача (рис. 4.6). Для того, щоб у нього на виході була присутня не тільки різниця напруг його інвертувального і неінвертувального входів, але й була б мінімізована похибка, що виникає при цьому, необхідно при проектуванні користуватися умовою (4.25), а не (4.27).

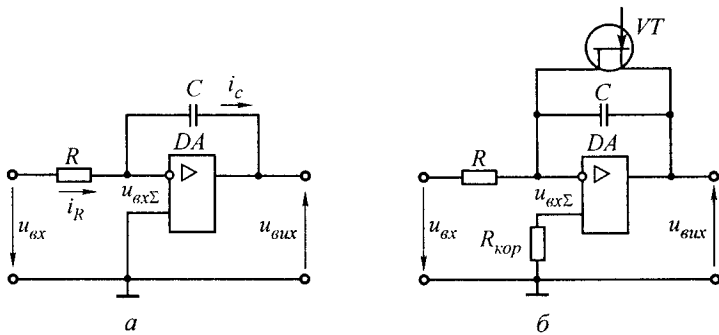


Рис. 4.10

Інтегруючий підсилювач (інтегратор) (рис. 4.10,*a*), вихідна напруга якого пропорційна інтегралу від вхідної напруги, можна створити, замінивши активний опір R_2 зворотного зв'язку (рис. 4.1,*a*) реактивним елементом (конденсатором C). Під час перехідного процесу в колі RC , який відбувається після подачі на вхід схеми сигналу $u_{вх}$ (наприклад, у вигляді стрибка напруги), підсилювач працює в лінійному режимі. Цьому режиму відповідає процес інтегрування. Оскільки для ідеального ОП $K_0 \rightarrow \infty$, то в схемі існує повний негативний зворотний зв'язок ($u_{вх\Sigma} = 0$) і струм, який протікає через резистор R ,

$$i_R = u_{вх} / R. \quad (4.37)$$

Через те, що струму на вході ідеального ОП немає, то $i_R = i_c$ і напруга на конденсаторі, або, що те саме, на виході підсилювача ($u_{вх\Sigma} = 0$) визначається формулою

$$u_{вих} = u_c = \frac{1}{C} \int i_c dt = \frac{1}{C} \int i_R dt = -\frac{1}{RC} \int u_{вх} dt. \quad (4.38)$$

Якщо до входу ОП прикласти напругу у вигляді стрибка із сталою амплітудою U_m , то

$$U_{вих} = -U_m t / RC, \quad (4.39)$$

де RC — стала часу інтегратора.

Інтегруючий підсилювач працює на низьких частотах аж до частоти $f_H = 0$, тому його можна використати для одержання лінійно-змінної напруги високочастотного генератора пилкоподібної напруги.

До аналогічного висновку можна прийти, якщо розглянути передавальну характеристику такого пристрою. Вона може бути

одержана за допомогою раніше знайденого співвідношення (4.3) при умові $R_2 = Z_{33}(p)$, а $R_1 = Z_{\text{вх}}(p) = R$

$$W(p) = R_2 / R_1 = Z_{33}(p) / Z_{\text{вх}}(p) = (1 / Cp) / R = 1 / (RCp). \quad (4.40)$$

Одержаний вираз є передавальною функцією ідеальної інтегруючої ланки з сталою часу $T = RC$. Відповідна цьому випадку ЛАЧХ наведена на рис. 4.11 штриховою лінією.

Одержані вирази справедливі для ідеального ОП. В реальному ОП коефіцієнт підсилення K_0 і верхня гранична частота $f_{\text{в}}$ мають скінченні значення. Внаслідок цього частотна характеристика схеми рис. 4.10,а відрізняється від характеристики ідеального інтегратора.

Одержимо передавальну функцію інтегратора при умові обмеженості коефіцієнта підсилення ОП значенням K_0 . Для цього скористуємося загальним виразом для коефіцієнта передачі підсилювача з колом НЗЗ

$$W_i(p) = W_{\text{вх}}(p)W_{\text{ОП НЗЗ}}(p) = \frac{1 / (Cp)}{R + 1 / (Cp)} \cdot \frac{K_0}{1 + K_0 R / [R + 1 / (Cp)]} = \frac{K_0}{RC(K_0 + 1)p + 1}. \quad (4.41)$$

Очевидно, що даній передавальній характеристиці відповідає частотна характеристика, яка має на низьких частотах до частоти $\omega_{\text{зр}} = 1 / [RC(K_0 + 1)]$ асимптоту з нульовим нахилом. Розташування цієї асимптоти визначається власним коефіцієнтом підсилення ОП (показано на рис. 4.11 неперервною лінією ліворуч $\omega_{\text{зр}}$).

Як впливає з (4.40), при виконанні умови $Z_{33}(p) = Z_{\text{вх}}(p)$ модуль $W(p)$ дорівнює одиниці, і частота, при якій ЛАЧХ перетинає вісь частот, дорівнює

$$\omega_3 = 1 / RC. \quad (4.42)$$

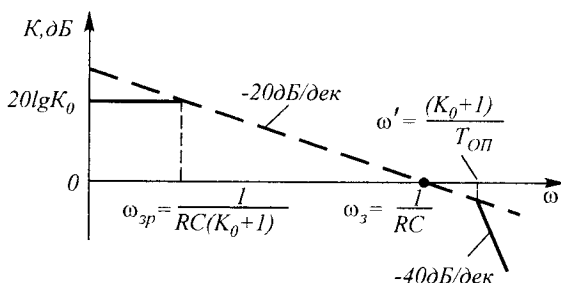


Рис. 4.11

В розділі 3 було показано, що власна передавальна функція ОП має вигляд

$$W_{\text{ОП}}(p) = K_0 / (T_{\text{ОП}}p + 1).$$

Тоді для передавальної функції інтегратора можна записати

$$\begin{aligned} W_i(p) &= W_{\text{вх}}(p)W_{\text{ОПНЗЗ}}(p) = \\ &= \frac{1/(Cp)}{R + 1/(Cp)} \cdot \frac{K_0 / (T_{\text{ОП}}p + 1)}{1 + [K_0 / (T_{\text{ОП}}p + 1)]R / [R + 1/(Cp)]} = \quad (4.43) \\ &= \frac{1}{RCp} \frac{1}{T_{\text{ОП}}p / (K_0 + 1) + 1}. \end{aligned}$$

Оскільки нас цікавить вигляд частотної характеристики інтегратора в області високих частот, то при виведенні останнього виразу вважалося, що частота сигналу достатньо висока і добуток $RCp \gg 1$. Отже, починаючи з частоти $\omega = \omega' = (K_0 + 1)/T_{\text{ОП}}$, ЛАЧХ реального інтегратора має нахил -40 дБ/дек (неперервна лінія на рис. 4.11. праворуч частоти $\omega = \omega'$).

З одержаних виразів можна зробити такі висновки:

частота, на якій коефіцієнт передачі інтегратора дорівнює одиниці, не залежить від власного коефіцієнта підсилення ОП і повністю визначається параметрами його зовнішнього кола;

діапазон інтегрування реального інтегратора обмежений низу частотою $\omega_{\text{зр}} = 1/[RC(K_0 + 1)]$, що є наслідком обмеження максимального коефіцієнта підсилення ОП;

діапазон інтегрування реального інтегратора обмежений зверху частотою $\omega' = (K_0 + 1)/T_{\text{ОП}}$, що є наслідком обмеження смуги пропускання ОП.

Таким чином, схема, наведена на рис. 4.10,а, може використовуватися як інтегратор тільки в діапазоні частот $\omega_{\text{зр}} < \omega < \omega'$.

Реально на вході інтегратора, окрім корисного сигналу, діють дрейфові складові, обумовлені неідеальністю ОП ($U_{\text{ЗМ}}$, $I_{\text{ВХ}}$ і $\Delta I_{\text{ВХ}}$). Якщо вони не скомпенсовані, то відповідно до виразу (4.38) модуль вихідної напруги інтегратора буде зростати аж до максимального допустимого для ОП значення. Це вносить значну похибку в роботу інтегратора, особливо при малих значеннях вхідних сигналів.

Вихідна напруга, яка обумовлена дією зазначених складових, відповідно до (4.38) визначається виразом

$$U_{\text{вих}} = \frac{1}{RC} \int_0^t U_{\text{ЗМ}} dt + \frac{1}{C} \int_0^t (I_{\text{ВХ}} + \Delta I_{\text{ВХ}}) dt.$$

У загальному випадку окремі складові вихідної напруги у наведеному виразі можуть мати довільний знак і тому частково компенсувати одна одну. Проте на практиці цікавляться максимально можливою напругою помилки інтегрування і всі складові підсумовують.

Допустимий час інтегрування можна знайти, якщо задати максимальну помилку інтегрування $U_{\text{вих}} = U_{\text{пом макс}}$

$$t_{\text{інт доп}} = \frac{U_{\text{пом макс}} - U_{\text{зм}}}{(1/C)(U_{\text{зм}}/R + I_{\text{вх}} + \Delta I_{\text{вх}})} \quad (4.44)$$

Зменшення помилки інтегрування потребує компенсації $U_{\text{зм}}$, $I_{\text{вх}}$ і $\Delta I_{\text{вх}}$ на вході ОП. Це може бути зроблено з використанням рішень, які описані § 4.1.

Основними можливостями підвищення точності роботи інтегратора є: використання ОП з малими значеннями $U_{\text{зм}}$, $I_{\text{вх}}$, $\Delta I_{\text{вх}}$; застосування зовнішніх кіл компенсації $U_{\text{зм}}$, $I_{\text{вх}}$, $\Delta I_{\text{вх}}$; обмеження максимального часу інтегрування; використання зовнішніх кіл примусового обнуління інтегратора.

Схема інтегратора з зовнішнім колом примусового обнуління наведена на рис. 4.10,б. Якщо транзистор VT ввімкнений, то $U_c = 0$ і інтегратор знаходиться в початковому стані, тому що $U_{\text{вих}} = U_{\text{зм}} + U_{VT} \approx 0$. Процес інтегрування починається після вимикання транзистора VT .

При проектуванні різних електронних пристроїв часто буває необхідно одержати вихідний сигнал, який дорівнює інтегралу від суми декількох напруг. В цьому випадку можна скористатися схемою підсумувального інтегратора (рис. 4.12,а). Вважаючи, як і раніше, ОП ідеальним, для його інвертувального входу за першим законом Кірхгофа можна записати

$$u_{\text{вх1}}/R_1 + u_{\text{вх2}}/R_2 + u_{\text{вх3}}/R_3 = -C(du_{\text{вих}}/dt)$$

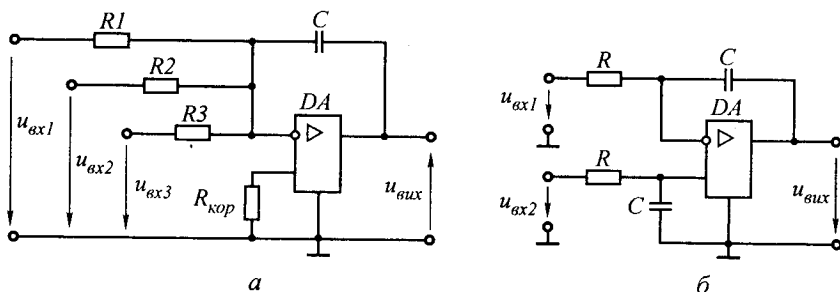


Рис. 4.12

або

$$u_{\text{вих}} = -(1/R_1C) \int u_{\text{вх1}} dt - (1/R_2C) \int u_{\text{вх2}} dt - (1/R_3C) \int u_{\text{вх3}} dt .$$

Вважаючи в одержаному виразі $R_1 = R_2 = R_3 = R$, знайдемо

$$u_{\text{вих}} = -(1/RC) \int (u_{\text{вх1}} + u_{\text{вх2}} + u_{\text{вх3}}) dt . \quad (4.45)$$

Отже, при однакових входних резисторах на виході схеми одержимо напругу, пропорційну інвертованому інтегралу від суми входних напруг.

Відомі схеми, в яких вихідна напруга дорівнює інтегралу від різниці входних напруг. Такі схеми будуються на основі диференціального підсилювача, розглянутого в § 4.1. Приклад такої схеми наведений на рис. 4.12,б. Легко показати, що для вихідної напруги цієї схеми справедливий вираз

$$u_{\text{вих}} = (1/RC) \int (u_{\text{вх2}} - u_{\text{вх1}}) dt . \quad (4.46)$$

Використовуючи розглянуті принципи, на основі ОП можна будувати і більш складні схеми інтеграторів.

Диференціюючий підсилювач (диференціатор). Для виконання операції диференціювання напруги джерела входного сигналу застосовують диференціюючий підсилювач (рис. 4.13,а). В цій схемі практично вся напруга $u_{\text{вх}}$ джерела входного сигналу прикладена до конденсатора C , оскільки $U_{\text{вхi}} = U_{\text{вхн}} = 0$. Тому струм, який протікає через конденсатор,

$$i_c = C(dU_{\text{вх}} / dt) . \quad (4.47)$$

Оскільки струму на вході ідеального ОП немає, $i_c = i_R$ і

$$u_{\text{вих}} = i_R R = -RC(dU_{\text{вх}} / dt) , \quad (4.48)$$

де RC — стала часу.

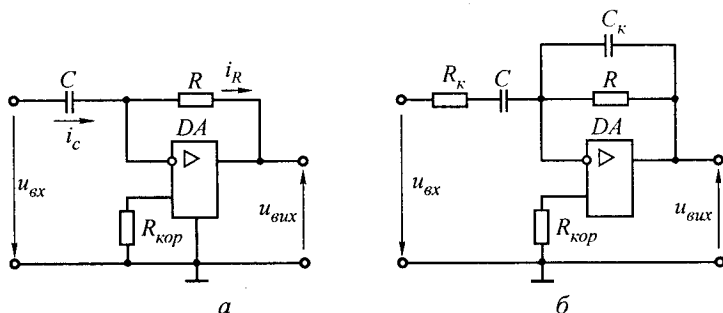


Рис. 4.13

До аналогічного висновку можна прийти, якщо розглядати схему, як інвертувальний підсилювач, в коло зворотного зв'язку якого ввімкнена аперіодична RC -ланка. Передавальна функція такого пристрою може бути знайдена з використанням раніше одержаного виразу (4.3)

$$W_d(p) = Z_{33}(p) / Z(p) = R / (1/Cp) = RCp. \quad (4.49)$$

Передавальна функція (4.49) відповідає ідеальній диференціюючій ланці.

ЛАЧХ, яка відповідає одержаним виразам, у всьому діапазоні частот має постійний нахил $+20 \text{ дБ/дек}$ (рис. 4.14, штрихова лінія). Якщо модуль передавальної функції (4.49) дорівнюватиме одиниці, то відповідна даному випадку частота дорівнюватиме

$$\omega_3 = 1 / RC. \quad (4.50)$$

В реальному ОП коефіцієнт підсилення K_0 і верхня гранична частота f_B мають деякі кінцеві значення. Внаслідок цього частотна характеристика схеми (рис. 4.13,а) відрізняється від характеристики ідеального диференціатора.

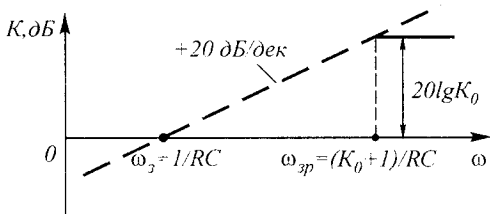


Рис. 4.14

Одержимо передавальну функцію диференціатора при умові обмеженості коефіцієнта підсилення ОП значенням K_0 . Для цього скористаємося загальним виразом для коефіцієнта передачі підсилювача з ланкою НЗЗ

$$W_d(p) = W_{\text{вх}}(p) W_{\text{ОП НЗЗ}}(p) = \frac{R}{R + 1/(Cp)} \frac{K_0}{1 + K_0 / (Cp) / [R + 1/(Cp)]} = \frac{RCp}{RCp / (K_0 + 1) + 1}. \quad (4.51)$$

Одержану передавальну функцію можна уявити як добуток передавальної функції ідеальної диференціюючої ланки і передавальної функції аперіодичної ланки зі сталою часу $T = RC / (K_0 + 1)$. Отже, після частоти $\omega_{3p} = (K_0 + 1) / RC$ на ЛАЧХ повинна з'явитися асимптота з нахилом -20 дБ/дек , і результуючий нахил частотної характеристики диференціатора дорівнюватиме нулю. Після частоти $\omega = \omega_{3p}$ коефіцієнт передачі диференціатора у розглядуваному випадку дорівнюватиме коефіцієнту підсилення початкового підсилювача (див. рис. 4.14.).

Проте, на практиці одержати таку частотну характеристику, як правило, не вдається. Причиною цього є обмеженість власної смуги пропускання ОП і на частотній характеристиці в області високих частот з'являється ще одна асимптота з нахилом -20 дБ/дек , до того ж, як правило, частота спряження цієї асимптоти нижче частоти $\omega_{зр}$. Це звужує область робочих частот схеми (рис. 4.13,а). Після появи асимптот з нахилом -20 дБ/дек , обумовлених скінченністю значень K_0 і f_v , схема фактично перетворюється в інтегратор.

Слід зауважити, що схема диференціатора, наведена на рис. 4.13,а, внаслідок специфіки своєї частотної характеристики крім корисної складової вхідного сигналу підсилює також високочастотні складові зовнішніх завад і власних шумів. Все це призводить до значної похибки вихідної напруги. Тому, з точки зору зменшення чутливості до зовнішніх завад, верхню частоту робочого діапазону схеми слід зменшувати. Проте це, в свою чергу, зменшує точність роботи схеми.

Як приклад в табл. 4.1 наведені значення похибки диференціювання залежно від співвідношення частоти $\omega_{зр}$ до найвищої частоти вхідного сигналу ω_v . Таким чином, частота $\omega_{зр}$ обирається найменшою при умові одержання припустимої точності схеми.

Для обмеження частотного діапазону схеми в неї вводять додаткові елементи R_k і C_k (рис. 4.13,б). З урахуванням цих елементів передавальна функція диференціатора має вигляд

$$W_d(p) = \frac{RCp}{(R_k Cp + 1)(RC_k p + 1)}$$

На практиці звичайно обирають $R_k C = RC_k$. Тому на частотах $\omega < 1/R_k C$ схема диференціює вхідний сигнал. При подальшому збільшенні частоти починається інтегрування вхідного сигналу. Це знижує чутливість схеми до дії зовнішніх завад.

Таблиця 4.1

Залежність похибки диференціювання від співвідношення частот зрізу і вхідного сигналу

$\omega_{зр}/\omega_v$	10	3	1
Похибка, %	1	5	50

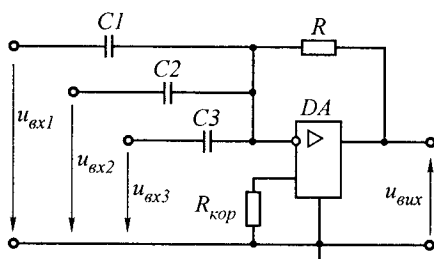


Рис. 4.15

За аналогією з інтегратором на основі схеми підсумовуючого підсилювача можна побудувати і підсумовуючий диференціатор (рис. 4.15). Для цієї схеми

$$C_1 du_{\text{вх1}}/dt + C_2 du_{\text{вх2}}/dt + C_3 du_{\text{вх3}}/dt = -u_{\text{вих}}/R.$$

Звідки

$$u_{\text{вих}} = -C_1 du_{\text{вх1}}/dt - C_2 du_{\text{вх2}}/dt - C_3 du_{\text{вх3}}/dt. \quad (4.52)$$

Якщо $C_1 = C_2 = C_3 = C$, то з (4.52) можна одержати

$$u_{\text{вих}} = -CRd(u_{\text{вх1}} + u_{\text{вх2}} + u_{\text{вх3}})/dt. \quad (4.53)$$

Отже, вихідна напруга схеми при виконанні умови $C_1 = C_2 = C_3 = C$ дорівнює сумі інвертованої похідної від суми вхідних напруг.

Логарифмічний і антилогарифмічний (експоненціальний) підсилювачі.

Логарифмічний зветься підсилювач, вихідна напруга якого пропорційна логарифму його вхідної напруги. Антилогарифмічний (експоненціальний) підсилювач виконує зворотне перетворення напруги.

Логарифмічний та антилогарифмічний підсилювачі знаходять широке застосування, наприклад, при реалізації математичних операцій множення та ділення. Дійсно, щоб помножити двоє чисел, достатньо скласти їх логарифми. Останнє просто виконати з використанням схем, наведених на рис. 4.7 та 4.9.

Для одержання логарифмічної характеристики у коло НЗЗ ОП вмикають p - n -перехід. Це можуть бути діод або біполярний транзистор, ввімкнений за схемою із спільною базою (рис. 4.16, а, б).

Для схеми рис. 4.16, а можна записати

$$u_{\text{вх}}/R = I_0 [\exp(u_{\text{Д}}/\varphi_T) - 1] \approx I_0 [\exp(u_{\text{Д}}/\varphi_T)],$$

де φ_T — температурний потенціал.

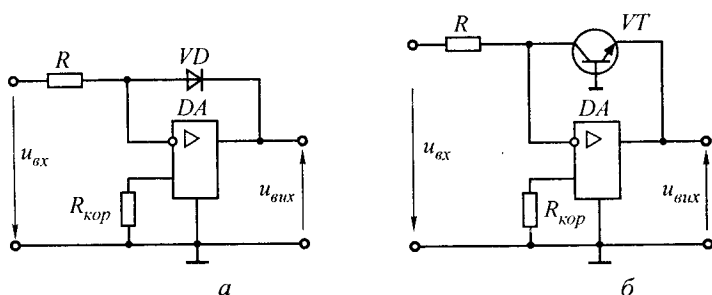


Рис. 4.16

Очевидно, що в даній схемі $u_D = u_{\text{вих}}$. Тоді вираз для вихідної напруги має вигляд

$$u_{\text{вих}} = \varphi_T \left[\ln(u_{\text{вх}} / R) - \ln I_0 \right]. \quad (4.54)$$

Переходимо до десяткового логарифма відносно $u_{\text{вих}}$

$$u_{\text{вих}} = k \left[\lg(u_{\text{вх}} / R) - \lg I_0 \right], \quad (4.55)$$

де $k = 2,3 \varphi_T$.

Для схеми рис. 4.16,б за аналогією запишемо

$$u_{\text{вх}} / R = I_K = I_{E0} \left[\exp(u_{\text{БЕ}} / \varphi_T) - 1 \right],$$

звідки

$$u_{\text{вих}} = \varphi_T \left[\ln(u_{\text{вх}} / R) - \ln I_{E0} \right]. \quad (4.56)$$

Очевидно, що вирази (4.54) та (4.56) аналогічні.

При використанні схем рис. 4.16,а,б слід пам'ятати, що при великих струмах діода або транзистора наведені вирази дають значну похибку, яка є наслідком дії власних активних опорів приладів. Тому максимальна вихідна напруга для наведених схем не повинна перевищувати приблизно 0,6 В. Для збільшення напруги вихідний сигнал схеми повинен бути підсилений.

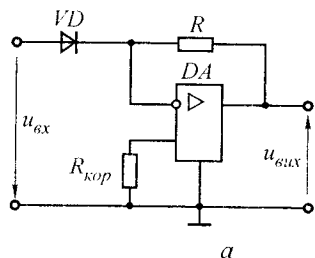
Логарифмічні підсилювачі формують на виході напругу тільки однієї полярності. Так, для схем рис. 4.16,а,б при позитивній вхідній напрузі на виході схеми формують негативну напругу. Для одержання позитивної вихідної напруги діод в схемі рис. 4.16,а потрібно ввімкнути у зворотному напрямку. При цьому, природно, зміниться і полярність вхідної напруги. Аналогічний ефект в схемі рис. 4.16,б можна одержати, якщо застосувати транзистор іншого типу провідності ($p-n-p$).

Для одержання антилогарифмічного (експоненціального) підсилювача в розглянутих вище схемах напівпровідниковий прилад і резистор потрібно поміняти місцями (рис. 4.17, а, б).

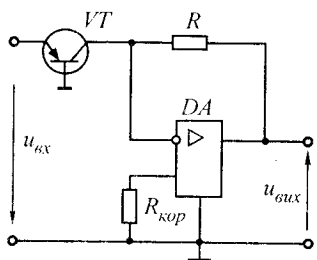
Зробивши аналогічні перетворення для схеми рис. 4.17, а, можна записати

$$u_{\text{вих}} = -RI_0 \exp(u_{\text{вх}} / \varphi_T). \quad (4.57)$$

Для схеми з транзистором у виразі (4.57) струм I_0 потрібно замінити на I_{E0} .



а



б

Рис. 4.17

Зміна полярності вихідної напруги здійснюється в схемах рис. 4.17 таким же чином, як і в логарифмічних підсилювачах.

Слід зазначити, що через те, що параметри напівпровідникових приладів залежать від температури навколишнього середовища, розглянутим схемам без застосування додаткових засобів термокомпенсації властива велика похибка. Тому реальні схеми логарифмічних та антилогарифмічних підсилювачів складніші розглянутих.

На основі логарифмічних та антилогарифмічних підсилювачів можна побудувати так звані логарифмічні перемножувачі, за допомогою яких здійснюється математична операція множення двох сигналів. У них вихідне значення пропорційне добутку двох вхідних незалежних величин.

Якщо вхідні напруги прологарифмувати за допомогою логарифмічних підсилювачів (ОП $DA1$, $DA2$ на рис. 4.18), підсумувати логарифми (ОП $DA3$), а потім знайти антилогарифм цього підсумку, то вихідний сигнал буде дорівнювати добутку вхідних значень сигналів: $U_{\text{вих}} = KU_1U_2$.

Похибка подібних кіл перетворення електричних сигналів залежить від характеристик p - n -переходів і при відповідному підборі транзисторів або діодів не перевищує 0,2...1%. Температурний дрейф похибки перемножування може бути одержаним меншим 0,01 %/град. При перемножуванні повільно змінних сигналів паралельно з нелінійним елементом в колі зворотного зв'язку звичайно вмикають конденсатори, які знижують коефіцієнт підсилення за змінним струмом і тим самим підвищують завадостійкість системи.

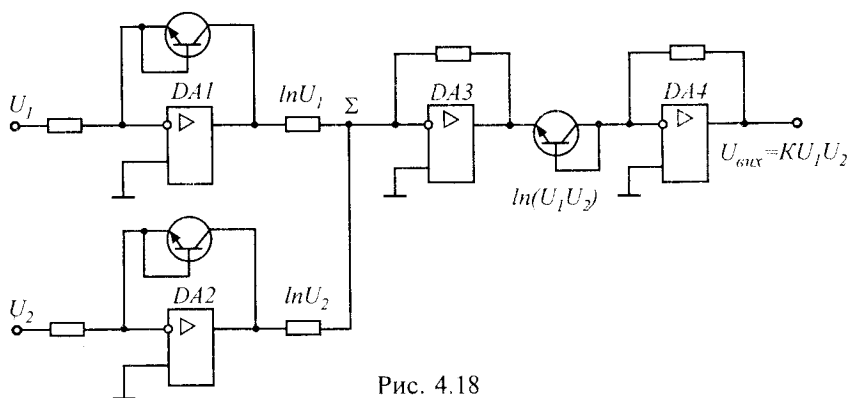


Рис. 4.18

Перемножувачі цього типу можуть перемножувати напруги U_1 і U_2 тільки однієї полярності.

Недоліком логарифмічних перемножувачів є те, що смуга пропускання пропорційна величині сигналів. Так, наприклад, при $U_{\text{вх}} \approx 10 \text{ В}$ вона близько 100 кГц , а при $U_{\text{вх}} = 0,1 \text{ В}$ — близько 1 кГц . Це пов'язано із зменшенням глибини зворотного зв'язку при малих рівнях вхідного сигналу.

Якщо після одного з перетворювачів, який виконує операцію логарифмування, ввімкнути підсилювач, інвертуючий вхідний сигнал з одиничним коефіцієнтом підсилення, то система буде здійснювати поділ однієї величини на іншу, тому що логарифми відповідних напруг віднімаються.

На основі логарифмічних кіл можна виконувати перетворювачі, за допомогою яких добуваються алгебраїчні корені. Так, якщо вхідний сигнал прологарифмувати, зменшити у два рази, а потім подати на вхід антилогарифмічного перетворювача, то одержимо пристрій, який дозволяє виконувати операцію $U_{\text{вих}} = K\sqrt{U_{\text{вх}}}$. Аналогічно виконуються пристрої для добування коренів більш високих степенів або піднесення у будь-який степінь, причому у цих перемножувачів немає обмежень (крім точнісних) на кількість вхідних сигналів.

Приклад 4.9. Для схеми рис. 4.7 маємо $R_1 = R$; $R_2 = 2R$; $R_3 = 4R$; $R_{33} = 10R$; $U_{\text{вх1}} = 0,5 \text{ В}$; $U_{\text{вх2}} = -1,5 \text{ В}$; $U_{\text{вх3}} = 0,4 \text{ В}$. Визначити $U_{\text{вих}}$.

Р о з в' я з а н н я. Згідно з виразом (4. 29) маємо

$$U_{\text{вих}} = -0,5(10/1) - (-1,5) \cdot 10/2 - 0,4(10/4) = 1,5 \text{ В}.$$

Приклад 4.10. Знайти залежність вихідної напруги суматора на ОП (рис. 4.7) від вхідної напруги, якщо $R_1 = R$; $R_2 = 0,5R$; $R_3 = 2R$; $R_{\text{кор}} = 0,22R$; $R_{33} = R$; $R_{\text{н}} = 10R$.

Розв'язання. 1. Вихідна напруга

$$U_{\text{вих}} \approx -I_{33} R_{33} = -R_{33} \left(\frac{U_{\text{вх1}}}{R_1} + \frac{U_{\text{вх2}}}{R_2} + \frac{U_{\text{вх3}}}{R_3} \right) =$$

$$= -R \left(\frac{U_{\text{вх1}}}{R} + \frac{U_{\text{вх2}}}{0,5R} + \frac{U_{\text{вх3}}}{2R} \right) = -[U_{\text{вх1}} + 2U_{\text{вх2}} + 0,5U_{\text{вх3}}].$$

2. Опір резистора $R_{\text{кор}}$, ввімкненого для зменшення дрейфу струму, вибирають з умови $R_{\text{кор}} = R_1 \parallel R_2 \parallel R_3 \parallel R_{33}$ (при $R_{\text{вн1}} = R_{\text{вн2}} = R_{\text{вн3}} = 0$).

Приклад 4.11. Для схеми з прикладу 4.9 знайти вихідну напругу у випадку $u_{\text{вх1}} = -0,7 \text{ В}$; $u_{\text{вх2}} = 1,5 \sin \omega t$; $u_{\text{вх3}} = 0,6 - 0,2 \sin \omega t$.

Розв'язання.

$$u_{\text{вих}} = -(-0,7) \cdot 10 / 1 - (1,5 \sin \omega t) \cdot 10 / 2 - (0,6 - 0,2 \sin \omega t) \cdot 10 / 4 =$$

$$= 7 - 7,5 \sin \omega t - 1,5 + 0,5 \sin \omega t = 5,5 - 7 \sin \omega t.$$

Приклад 4.12. Розробити схему підсилювача, який реалізує на виході вираз вигляду $U_{\text{вих}} = 10U_{\text{вх1}} + U_{\text{вх2}} - 4U_{\text{вх3}} - 2U_{\text{вх4}}$.

Розв'язання. 1. У схемі, яка реалізує наведений вираз, сигнали $U_{\text{вх1}}$ та $U_{\text{вх2}}$ повинні подаватися на неінвертувальні входи, а $U_{\text{вх3}}$ та $U_{\text{вх4}}$ — на інвертуючі входи підсилювача (рис. 4.8, б).

2. Припустимо, що опір $R_{33} = R' = 100 \text{ кОм}$. Тоді

$$R' / R_1 = 10, \text{ звідки } R_1 = 10 \text{ кОм};$$

$$R' / R_2 = 1, \text{ звідки } R_2 = 100 \text{ кОм};$$

$$R_{33} / R_3 = 4, \text{ звідки } R_3 = 25 \text{ кОм};$$

$$R_{33} / R_4 = 2, \text{ звідки } R_4 = 50 \text{ кОм}.$$

3. Перевіримо умову (4.32)

$$K_{\text{н}} = R_{33} / R_1 + R_{33} / R_2 = 11, \quad K_{\text{і}} = R' / R_3 + R' / R_4 = 6.$$

Перевірка показала, що $K_{\text{і}} < K_{\text{н}}$. Отже, для забезпечення працездатності схеми її потрібно збалансувати.

4. Визначимо різницю коефіцієнтів підсилення по входах схеми. $K_{\text{н}} - K_{\text{і}} = 5$. Отже по інвертувальному входу потрібно додати коло, яке забезпечує додатковий коефіцієнт передачі, що дорівнює 5. Тоді $R_{33} / R_{\text{дод}} = 5$; $R_{\text{дод}} = 20 \text{ кОм}$.

Після введення між інвертувальним входом і спільною шиною додаткового резистора $R_{\text{дод}}$ умова балансу буде виконана і вихідна напруга підсилювача визначатиметься заданим виразом.

Приклад 4.13. Як потрібно змінити схему ввімкнення суматора на ОП (рис. 4.7), щоб $u_{\text{вх}}(t)$ і $u_{\text{вих}}(t)$ виявились синфазними?

Розв'язання. 1. Протифазність вихідного та вхідного сигналів у схемі рис. 4.7 викликана тим, що вхідні сигнали подаються на інвертувальний вхід ОП. Для синфазності напруг треба застосувати схему рис. 4.9.

2. Параметри елементів схеми повинні задовольняти двом умовам.

Перша умова — збереження попередніх (див. приклад 4.10) масштабних коефіцієнтів по входах

$$\frac{U_{\text{вх1}} / R_1 + U_{\text{вх2}} / R_2 + U_{\text{вх3}} / R_3}{1 / R_1 + 1 / R_2 + 1 / R_3 + 1 / R'} \cdot \frac{R_{33}}{R''} =$$

$$= \frac{U_{\text{вх1}} / R + U_{\text{вх2}} / 0,5R + U_{\text{вх3}} / 2R}{1 / R + 1 / 0,5R + 1 / 2R + 1 / R'} \cdot \frac{R_{33}}{R''} = U_{\text{вх1}} + 2U_{\text{вх2}} + 0,5U_{\text{вх3}}.$$

Це впливає з рівняння для міжвузлової напруги і дає при ($R' = R$) $R_{33} / R'' = 4,5$.

3. Друга умова — баланс ОП по входах у стані спокою:

$$1 / R_1 + 1 / R_2 + 1 / R_3 + 1 / R' = 1 / R'' + 1 / R_{33};$$

$$1 / R + 1 / 0,5R + 1 / 2R + 1 / R' = 1 / R'' + 1 / R_{33},$$

що дає $4,5 / R = 1 / R'' + 1 / R_{33}$.

4. З цих двох умов одержуємо $R'' = 0,27R$ та $R_{33} = 1,22R$.

Приклад 4.14. Визначити робочий діапазон частот для інтегратора рис. 4.10,а при умові $R = 1 \text{ кОм}$; $C = 0,33 \text{ мкФ}$; $DA - \text{К140УД17}$.

Розв'язання. 1. Згідно з табл. 3.3 для заданого типу ОП маємо: $K_0 = 200000$; $T_{\text{ОП}} = 7,96 \cdot 10^{-3} \text{ с}$.

2. Частота одиничного підсилення дорівнює

$$\omega_3 = 1 / RC = 1 / (1 \cdot 10^3 \cdot 0,33 \cdot 10^{-6}) = 3 \cdot 10^3;$$

$$f_3 = \omega_3 / 2\pi = 177,5 \text{ Гц}$$

3. Нижня частота робочого діапазону частот

$$\omega_{\text{зр}} = \frac{1}{RC(K_0 + 1)} = \frac{1}{1 \cdot 10^3 \cdot 0,33 \cdot 10^{-6} (200000 + 1)} = 0,015;$$

$$f_{\text{зр}} = 2,4 \cdot 10^{-3} \text{ Гц}.$$

4. Верхня частота робочого діапазону частот

$$\omega' = (K_0 + 1) / T_{\text{ОП}} = (200000 + 1) / 7,96 \cdot 10^{-3} = 2,51 \cdot 10^7;$$

$$f' = 4,0 \text{ МГц}.$$

Приклад 4.15. Визначити максимально допустимий час інтегрування інтегратора, виконаного на основі ОП типу К140УД8 при відсутності та наявності зовнішніх кіл компенсації: $R = 51 \text{ кОм}$; $C = 1 \text{ мкФ}$; $U_{\text{пом max}} = 0,2 \text{ В}$.

Розв'язання. 1. Згідно з (4.44) $t_{\text{інт доп}}$ для випадку відсутності кіл зовнішньої корекції дорівнює

$$t_{\text{інт макс}} = \frac{0,2 \cdot 70 \cdot 10^{-6}}{1/10^{-6} \left(70 \cdot 10^{-6} / 51 \cdot 10^3 + 1,1 \cdot 10^{-9} + 0,2 \cdot 10^{-9} \right)} = 74,81 \text{ с.}$$

2. При компенсації тільки напруги $U_{\text{ЗМ}}$, що може бути зроблено з використанням, наприклад, схеми рис. 4.5,а, одержимо

$$\begin{aligned} t_{\text{інт макс}} &= \frac{U_{\text{пом макс}} - U_{\text{ЗМ}}}{(1/C)(I_{\text{ВХ}} + \Delta I_{\text{ВХ}})} = \\ &= \frac{0,2 - 70 \cdot 10^{-6}}{(1/1 \cdot 10^{-6})(1,1 \cdot 10^{-9} + 0,2 \cdot 10^{-9})} = 153,8 \text{ с.} \end{aligned}$$

3. При компенсації тільки струму $I_{\text{ВХ}}$, що може бути зроблено підключенням між неінвертувальним входом ОП і спільною шиною коригуючого резистора $R_{\text{кор}}$ (див. рис. 4.4), одержимо

$$\begin{aligned} t_{\text{інт макс}} &= \frac{U_{\text{пом макс}} - U_{\text{ЗМ}}}{(1/C)(U_{\text{ЗМ}}/R + \Delta I_{\text{ВХ}})} = \\ &= \frac{0,2 - 70 \cdot 10^{-6}}{(1/1 \cdot 10^{-6})(70 \cdot 10^{-6} / 51 \cdot 10^3 + 0,2 \cdot 10^{-9})} = 127,1 \text{ с.} \end{aligned}$$

4. При компенсації як $U_{\text{ЗМ}}$, так і $I_{\text{ВХ}}$ одержимо

$$t_{\text{інт макс}} = \frac{U_{\text{пом макс}} - U_{\text{ЗМ}}}{\Delta I_{\text{ВХ}} / C} = \frac{0,2 - 70 \cdot 10^{-6}}{0,2 \cdot 10^{-9} / 1 \cdot 10^{-6}} = 999,7 \text{ с.}$$

Наведені розрахунки показали, що використання зовнішніх кіл компенсації дозволяє або при заданому часі інтегрування значно підвищити його точність, або при заданій похибці збільшити допустимий час інтегрування.

Приклад 4.16. Визначити параметри інтегратора (рис. 4.12,а) при таких умовах: DA — К140УД24; $U_{\text{ВХ1}} = 0,2 \text{ В}$; $U_{\text{ВХ2}} = -0,3 \text{ В}$; $U_{\text{ВХ3}} = 0,05 \text{ В}$; $U_{\text{вих макс}} = 10 \text{ В}$; $t_{\text{інт}} = 10 \text{ с}$.

Р о з в' я з а н н я. Згідно з (4.45) маємо

$$U_{\text{вих макс}} = - \frac{(U_{\text{ВХ1}} + U_{\text{ВХ2}} + U_{\text{ВХ3}}) t_{\text{інт}}}{RC}$$

або

$$RC = - \frac{(U_{\text{ВХ1}} + U_{\text{ВХ2}} + U_{\text{ВХ3}}) t_{\text{інт}}}{U_{\text{вих макс}}} = - \frac{(0,2 - 0,3 + 0,05) \cdot 10}{10} = 0,05 \text{ с.}$$

2. Припускаючи, що $R = 10 \text{ кОм}$, знайдемо

$$C = RC / R = 0,05 / 10^4 = 5 \cdot 10^{-6} \text{ Ф.}$$

3. При умові компенсації тільки складової $I_{\text{вх}}$ похибка інтегрування складає

$$\begin{aligned} U_{\text{пом}} &= U_{\text{зм}} + (U_{\text{зм}} / RC) t_{\text{інт}} + (\Delta I_{\text{вх}} / C) t_{\text{інт}} = \\ &= 5 \cdot 10^{-6} + (5 \cdot 10^{-6} / 0,05) \cdot 10 + (1 \cdot 10^{-12} / 5 \cdot 10^{-6}) \cdot 10 \approx 1 \cdot 10^{-3} \text{ В,} \end{aligned}$$

тобто похибка інтегрування складає 0,01 %.

Приклад 4.17. Диференціатор (рис. 4.13,а) має такі параметри: $R = 10 \text{ кОм}$; $C = 1,5 \text{ мкФ}$; DA — К1426УД1. Визначити робочий діапазон частот схеми.

Розв'язання. 1. Кінцеве значення власного коефіцієнта підсилення ОП призводить згідно з (4.51) до обмеження верхньої робочої частоти диференціатора

$$\begin{aligned} \omega_{\text{в}} &= (K_0 + 1) / RC = (6 \cdot 10^4 + 1) / (10 \cdot 10^3 \cdot 1,5 \cdot 10^{-6}) = 4 \cdot 10^6 \text{ рад / с ;} \\ f_{\text{в}} &= \omega_{\text{в}} / 2\pi = 636,6 \text{ кГц.} \end{aligned}$$

2. Для визначення частоти, з якої починається вплив обмеженості власної смуги пропускання ОП, порівнюємо модулі передавальних функцій ідеальної диференціюючої ланки і ОП

$$\begin{aligned} |W_{\text{ОП}}(j\omega)| &= K_0 / \sqrt{1 + (T_{\text{ОП}}\omega)^2} \quad (\text{див. приклад 1.1}), \\ |W_{\text{д}}(j\omega)| &= RC\omega. \end{aligned}$$

Тоді

$$K_0 / \sqrt{1 + (T_{\text{ОП}}\omega_{\text{зр}})^2} = RC\omega_{\text{зр}}.$$

Розв'язуючи одержаний вираз відносно $\omega_{\text{зр}}$, знайдемо

$$\omega_{\text{зр}} = 50130 \text{ рад / с або } f_{\text{зр}} = 7979 \text{ Гц.}$$

Приклад 4.18. На вході підсумувального диференціатора (рис. 4.15) діють напруги: $u_{\text{вх1}} = 0,002 \sin \omega t$; $U_{\text{вх2}} = 3 \text{ В}$; $u_{\text{вх3}} = 0,01t \text{ В}$. Визначити значення вихідної напруги при умові: $C_1 = C_2 = C_3 = 0,1 \text{ мкФ}$; $R = 68 \text{ кОм}$; $\omega = 10\pi$.

Розв'язання. Згідно з (4.53) маємо

$$u_{\text{вих}} = - \frac{1}{RC} \frac{d}{dt} (u_{\text{вх1}} + U_{\text{вх2}} + u_{\text{вх3}}) =$$

$$= -\frac{1}{68 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}} (0,002\omega \cos \omega t + 0 + 0,01) =$$

$$= -1,47 - 9,23 \cos 10\pi t.$$

Приклад 4.19. Розробити логарифмічний підсилювач (рис. 4.16,а), вхідна напруга якого змінюється від 0 до +10. Максимальний струм діода, при якому впливом його власного опору можна знехтувати, дорівнює 0,5 мА; $I_0 = 1$ мкА.

Розв'язання. 1. Опір резистора R визначимо з умови

$$U_{\text{вх max}} / R = I_{\text{Д max}};$$

$$R = U_{\text{вх max}} / I_{\text{Д max}} = 10 / 0,5 = 20 \text{ кОм}.$$

2. Максимальна вхідна напруга схеми згідно з (4.54) дорівнює

$$u_{\text{вих}} \approx \varphi_T \left(\ln \frac{u_{\text{вх}}}{R} - \ln I_0 \right).$$

При кімнатній температурі $\varphi_T = 26$ мВ, тоді

$$U_{\text{вих max}} = 26 \cdot 10^{-3} \left(\ln \frac{10}{2 \cdot 10^{-4}} - \ln 10^{-6} \right) = 0,161 \text{ В}.$$

Приклад 4.20. Для експоненціального підсилювача (рис. 4.17,а) знайти вихідну напругу при умові: $I_0 = 10^{-6}$ А; $R = 20$ кОм; $U_{\text{вх}} = 0,161$ В.

Розв'язання. Згідно з виразом (4.57) одержимо

$$U_{\text{вих}} = -RI_0 \exp(U_{\text{вх}} / \varphi_T).$$

Приймаючи $\varphi_T = 26 \cdot 10^{-3}$ В, знайдемо

$$U_{\text{вих}} = -2 \cdot 10^4 \cdot 10^{-6} \exp(0,161 / 26 \cdot 10^{-3}) = 9,78 \text{ В}.$$

4.3. ФУНКЦІОНАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

В деяких випадках необхідно, щоб залежність вхідної і вихідної напруг ОП була нелінійною. При монотонних залежностях вирішити цю проблему можна на основі метода кусково-лінійної апроксимації. Суть методу полягає в тому, що коефіцієнт передачі кола НЗЗ ОП повинен мати декілька дискретних значень, кожне з яких відповідає певному діапазону зміни вхідного сигналу. Для цього кола НЗЗ ОП виконуються у вигляді складних подільників, які містять комбінації лінійних і нелінійних елементів. Коефіцієнт передачі цих подільників апроксимує потрібну нелінійну залежність, причому чим більшу кількість дискретних значень може

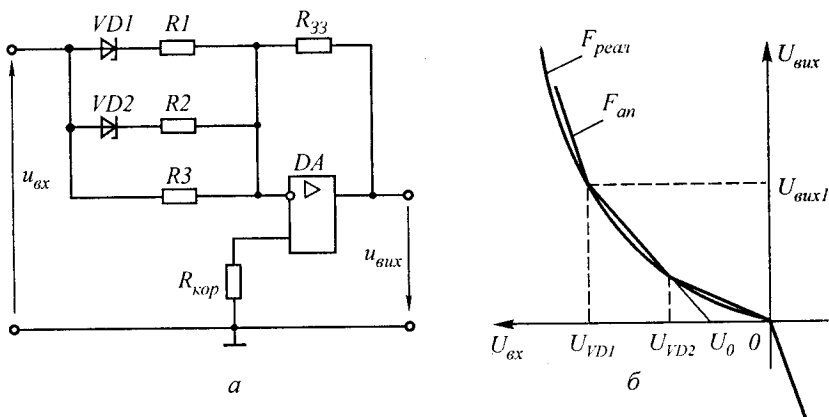


Рис. 4.19

приймати коефіцієнт передачі НЗЗ ОП, тим ближче одержувана залежність вихідної напруги від вхідної до заданої.

На рис. 4.19,а наведена схема інвертувального підсилювача, в якій замість вхідного резистора використано нелінійне коло, що складене з резисторів та стабілітронів. Припустимо, що $U_{VD1} > U_{VD2}$ і стабілітрони ідеальні: струм у вимкненому стані стабілітрона дорівнює нулю, диференціальний опір стабілітрона у робочій області характеристики дорівнює нулю, тобто якщо $I_{ст} > 0$, то $U_{ст} > U_{0ст}$.

Припустимо, що полярність вхідної напруги негативна. Тоді, якщо вхідна напруга підсилювача знаходиться в діапазоні $0 > u_{вх} > U_{VD2}$, обидва стабілітрони закриті. Коефіцієнт передачі кола НЗЗ визначається тільки опором резистора R_3 $[\beta = R_3 / (R_3 + R_{33})]$, і тому коефіцієнт передачі цього підсилювача дорівнює $K_{НЗЗ} = R_{33} / R_3$.

Коли вхідна напруга збільшиться до напруги пробію стабілітрона $VD2$, коефіцієнт передачі кола НЗЗ стрибком зменшиться $\{\beta = (R_3 \parallel R_2) / [(R_3 \parallel R_2) + R_{33}]\}$ і відповідно збільшиться коефіцієнт передачі цього підсилювача $K_{НЗЗ} = R_{33} (1/R_2 + 1/R_3)$.

Новий коефіцієнт передачі підсилювача буде залишатися сталим до тих пір, доки вхідна напруга лежить в діапазоні $U_{VD1} > U_{VD2}$. При подальшому зменшенні вхідної напруги настає пробій стабілітрона $VD1$. В результаті коефіцієнт передачі кола НЗЗ ще більше зменшиться $\{\beta = (R_3 \parallel R_2 \parallel R_1) / [(R_3 \parallel R_2 \parallel R_1) + R_{33}]\}$ і відповідно ще більше зросте коефіцієнт передачі підсилювача $K_{НЗЗ} = R_{33} (1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_3)$.

Аналіз одержаних виразів для коефіцієнта передачі показує, що при пробіі стабілітрона $VD2$ функціональний перетворювач фактично перетворюється у двохходовий інвертувальний суматор, на обидва входи якого подана одна і та ж напруга. Тому при визна-

ченні коефіцієнтів передачі підсилювача (рис. 4.19,а) можна користуватися одержаним раніше виразом (4.30).

Якщо вхідна напруга має позитивну полярність, то, нехтуючи напругами на прямо зміщених стабілітронах, можна сказати, що коефіцієнт передачі пристрою для всього діапазону зміни вхідної напруги буде сталим і дорівнюватиме максимально можливій величині.

Таким чином, при негативних полярностях вхідної напруги коефіцієнт передачі є функцією вхідної напруги і при її зменшенні збільшується. Отже, в підсилювачі реалізована передавальна характеристика із зростаючим коефіцієнтом передачі. Число стабілітронів, які використовуються, та їх напруги пробую залежать від потрібної точності наближення до заданої функції. Основною вимогою до апроксимуючих залежностей повинна бути вимога монотонного збільшення коефіцієнта передачі при збільшенні модуля вхідної напруги.

Підсилювач із спадним коефіцієнтом можна одержати, якщо у раніше розглянутій схемі нелінійний двополюсник і резистор зворотного зв'язку поміняти місцями (рис. 4.20,а).

Припустимо, що вхідна напруга негативна і задовольняє нерівності $0 > u_{вх} > U_{вх1}$. При цьому обидва стабілітрони в колі НЗЗ закриті. Коефіцієнт передачі кола НЗЗ визначається тільки опором резисторів R_{333} і R (при цьому $\beta = R/(R + R_{333})$). В цьому випадку коефіцієнт передачі підсилювача буде дорівнювати $K_{НЗЗ1} = R_{333}/R$.

При збільшенні (за абсолютним значенням) вхідної напруги до рівня, при якому відбудеться пробій стабілітрона VD2, коефіцієнт передачі кола НЗЗ стрибком збільшиться до $\beta = R/[R + (R_{333} \parallel R_{332})]$. Це, в свою чергу, зменшить коефіцієнт

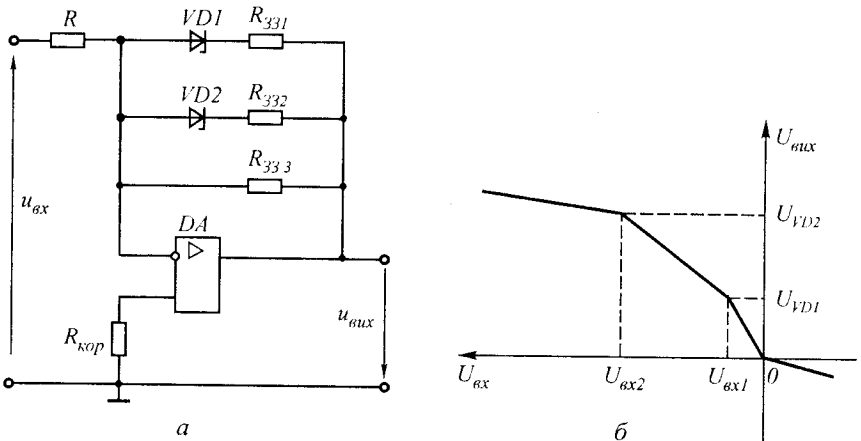


Рис. 4.20

передачі підсилювача до $K_{H332} = (R_{333} \parallel R_{332}) / R$, який буде залишатися незмінним до тих пір, поки збільшення вхідної напруги не призведе до пробію стабілітрона $VD1$. Після пробію стабілітрона $VD1$ коефіцієнт передачі кола НЗЗ збільшиться до максимально можливого значення $\beta = R / [R + (R_{333} \parallel R_{332} \parallel R_{331})]$, а коефіцієнт передачі підсилювача зменшиться до свого мінімального значення $K_{H333} = (R_{333} \parallel R_{332} \parallel R_{331}) / R$.

Таким чином, зміна місця вмикання нелінійного двополюсника, який утворений резисторами та стабілітронами, призводить до зміни характеру поведінки коефіцієнта передачі пристрою.

Якщо на вхід пристрою подано позитивну напругу, то практично в усьому діапазоні зміни вхідного сигналу його коефіцієнт передачі буде сталим. При цьому він буде мінімальним, тому що всі стабілітрони зміщені у прямому напрямку (рис. 4.20, б).

Вхідну напругу, при якій відбуватиметься зміна коефіцієнта передачі підсилювача, можна визначити, якщо знайти напругу пробію стабілітронів. Перший злам передавальної характеристики відбудеться у момент, коли вихідна напруга досягне U_{VD2} . При цьому вхідна напруга підсилювача буде дорівнювати $U_{вх1} = U_{вих} / K_{H331} = U_{VD2} R / R_{333}$. Для другого зламу передавальної характеристики вихідна напруга повинна збільшитися до U_{VD1} . Це відбудеться в момент, коли вхідна напруга досягне $U_{вх2} = U_{вх1} + (U_{VD1} - U_{VD2}) R (R_{332} + R_{333}) / (R_{332} R_{333})$.

Використовуючи описані принципи, можна побудувати різні схеми функціональних перетворювачів. Для прикладу на рис. 4.21, а наведена схема функціонального перетворювача з симетричною передавальною характеристикою. Доки вихідна напруга недостатня для пробію одного з стабілітронів, його коефіцієнт передачі визначається відношенням опорів резисторів R_{331} та R ($K_{H331} = R_{331} / R$). Після пробію відповідного стабілітрона коефіцієнт передачі пристрою спадає (рис. 4.21, б).

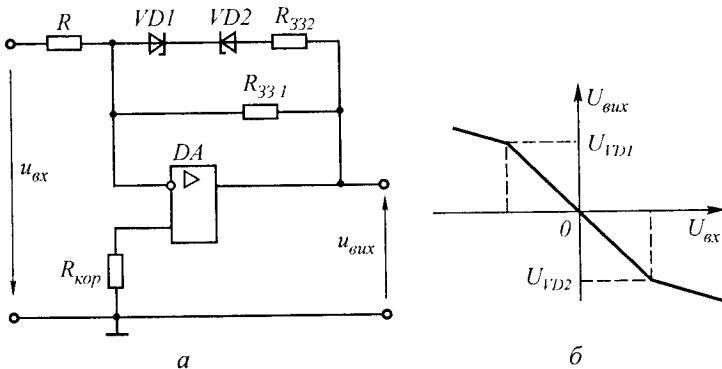


Рис. 4.21

Практичне використання схем функціональних перетворювачів, наведених на рис. 4.19,а і 4.20,а, обмежується двома причинами. Перша — дискретність окремих реально існуючих стабілітронів. Друга причина пов'язана з неідеальністю ВАХ стабілітрона. Більшість стабілітронів, які випускаються промисловістю, мають мінімальний струм стабілізації 1...3 мА. Цей струм порівняний з максимально допустимим вихідним струмом серійних ОП. Все це накладає обмеження на форму передавальної характеристики перетворювача, бо ускладнює формування потрібних коефіцієнтів передачі при малих значеннях $u_{вх}$.

Усунути дані обмеження можна, якщо замість стабілітронів у колі НЗЗ ОП використовувати нелінійні кола на основі резисторів та діодів (рис. 4.22,а).

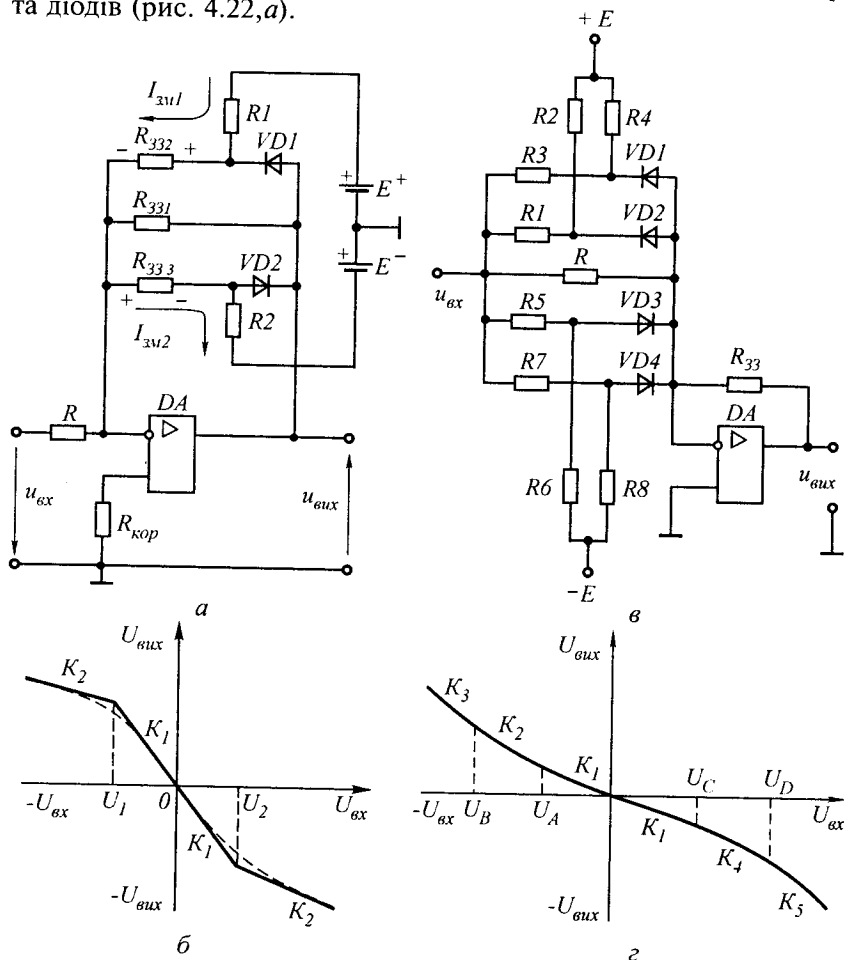


Рис. 4.22

Під дією напруг E^+ та E^- в колах з послідовно з'єднаних резисторів R_1, R_{332} і R_2, R_{333} постійно протікають струми зміщення I_{3M1} та I_{3M2} , причому через те що $u_{\text{вх}i} = 0$, ці струми не залежать від вхідної напруги. Якщо вихідна напруга ОП дорівнює нулю, то $u_{R_{331}} = 0$ і спади напруги на резисторах R_{332} та R_{333} запирають діоди $VD1$ і $VD2$. Тому коло НЗЗ ОП створюється тільки резисторами R_{331} та R і коефіцієнт передачі пристрою $K_1 = R_{331}/R$.

Припустимо, що напруга на вході ОП починає збільшуватися. Це викличе зменшення його вихідної напруги і зміну напруг, які прикладені до діодів $VD1$ та $VD2$. Запірна напруга на діоді $VD1$ збільшиться, а на $VD2$ зменшиться. В момент, коли вихідна напруга підсилювача досягне рівня $-ER_{333}/(R_{333} + R_2)$, напруга на діоді $VD2$ стає рівною нулю і подальше збільшення вхідної напруги призведе до прямого зміщення цього діоду. Резистор R_{331} виявиться зашунтованим резистором R_{333} , що викличе зменшення коефіцієнта передачі ОП $K_2 \approx R_{331}R_{333}/[R(R_{331} + R_{333})]$.

Слід зазначити, що через те що початкова дільниця ВАХ діоду суттєво нелінійна, зміна коефіцієнта передачі підсилювача від K_1 до K_2 відбувається плавно, що є безумовним достоїнством схеми (див. пунктирну лінію на рис. 4.22,б).

При негативних вхідних напругах у прямому напрямку зміщується діод $VD1$ і $K_2 \approx R_{331}R_{332}/[R(R_{331} + R_{332})]$.

Передавальна характеристика функціонального перетворювача (рис. 4.22,а) наведена на рис. 4.22,б. Як бачимо, вона аналогічна характеристикі пристрою рис. 4.21,а, виконаного на стабілітронах. Вхідні напруги, які відповідають точкам перегину передавальної характеристики пристрою, можна визначити з виразів

$$-U_1 = E^+ R R_{332} / [R_{331} (R_{332} + R_1)];$$

$$U_2 = |-E^-| R R_{333} / [R_{331} (R_{333} + R_2)].$$

Якщо кола, які синтезують задану функцію на резистивних подільниках і діодах, ввімкнути паралельно опору R , то коефіцієнт підсилення схеми функціонального перетворювача буде збільшуватися при збільшенні $U_{\text{вх}}$, так що нахил кривої, яка визначає залежність вихідної напруги від вхідної, збільшуватиметься зі збільшенням $U_{\text{вх}}$ (рис. 4.22,в,г). Для схеми рис. 4.22,в коефіцієнти передачі визначаються відповідно з такими виразами: $K_1 = -R_{33}/R$; $K_2 = -(R_{33}/R + R_{33}/R_1)$; $K_3 = -(R_{33}/R + R_{33}/R_1 + R_{33}/R_3)$; $K_4 = -(R_{33}/R + R_{33}/R_5)$; $K_5 = -(R_{33}/R + R_{33}/R_5 + R_{33}/R_7)$.

Вхідні напруги, які відповідають точкам перегину передавальної характеристики пристрою (рис. 4.22,г), можна визначити з виразів

$$U_A \approx -(+ER_1/R_2); U_B \approx -(+ER_3/R_4); U_C \approx |-E|(R_5/R_6);$$

$$U_D \approx |-E|(R_7/R_8).$$

Функціональні перетворювачі забезпечують високу стабільність відтворення функцій у широкому динамічному діапазоні. Вони використовуються для відтворення таких нелінійних функцій, як \lg , \ln , антилогарифми, квадратні корені та степені.

Інколи сигнал може мати такий широкий динамічний діапазон і відрегулювати його належним чином неможливо. Якщо масштаб сигналу зменшити лінійно, то інформація, яка відповідає малим рівням напруги, буде сумірна з шумами, і виділити її буде важко. Якщо ж масштаб сигналу зменшити за логарифмічним законом (компресія), то більші значення напруги зменшуються більше, ніж малі значення. На рис. 4.23 наведені: *а* — вхідний сигнал; *б* — лінійне зменшення сигналу; *в* — логарифмічна компресія (стиснення) сигналу.

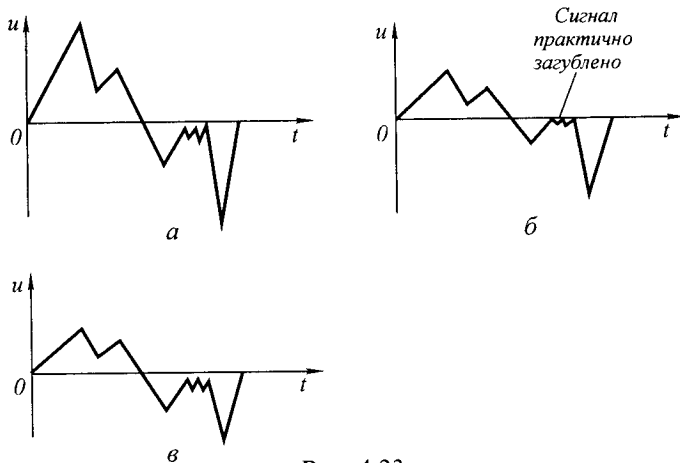
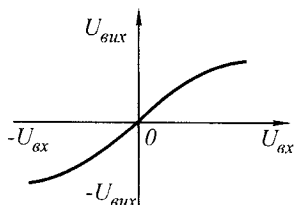
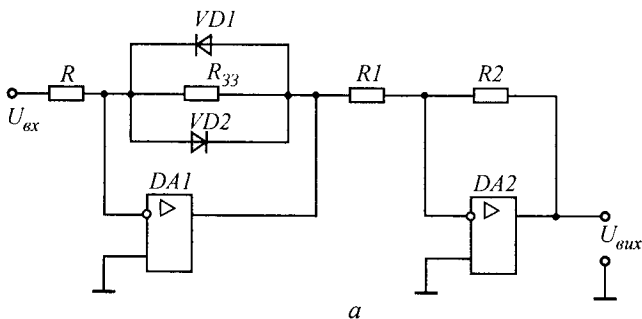


Рис. 4.23

На рис. 4.24,*а* наведений приклад схеми стиснення (*а*) і її передавальна характеристика (*б*). Схема виглядає як двосторонній логарифмічний перетворювач, але відрізняється тим, що не має розриву в нулі, притаманного логарифмічній функції. Опір R_{33} забезпечує лінійну зону близько нуля, що дає кінцеве підсилення сигналів дуже малої амплітуди.

Якщо діоди $VD1$ і $VD2$ ввімкнуті паралельно опорі R , то схема буде працювати як розширювач. Схеми розширювання використовують для перетворення стиснених сигналів до їх первісної форми або при потребі розрізнення близьких за амплітудою малих сигналів.



б
Рис. 4.24

Приклад 4.21. Спроектувати функціональний перетворювач, який моделює у діапазоні вихідних напруг від 0 до -15 В функцію вигляду $u_{\text{вих}} = Au_{\text{вх}}^2$. Максимальна вихідна напруга 10 В . Максимальна похибка апроксимації $0,1\text{ В}$.

Розв'язання. 1. Знаходимо коефіцієнт A

$$U_{\text{вих max}} = AU_{\text{вх max}}^2;$$

$$A = U_{\text{вих max}} / U_{\text{вх max}}^2 = 10 / 15^2 = 0,044.$$

2. Визначимо похибку апроксимації

$$\Delta = F_{\text{реал}} - F_{\text{ап}},$$

де $F_{\text{реал}}$ — реальна залежність $u_{\text{вих}} = f(u_{\text{вх}})$; $F_{\text{ап}}$ — апроксимована залежність $u_{\text{вих}} = f(u_{\text{вх}})$ (рис. 4.19, б).

Апроксимуюча функція $F_{\text{ап}}$ є рівнянням прямої, яка проходить у загальному випадку через задану точку. В цьому випадку для неї можна записати (див. рис. 4.19, б)

$$F_{\text{ап}} = u_{\text{вих}} = K(u_{\text{вх}} - U_0),$$

де $K = \Delta u_{\text{вих}} / \Delta u_{\text{вх}}$ — коефіцієнт передачі підсилювача. Тоді для напруги U_0 при умові, що $u_{\text{вх}} = U_{\text{VD}}$, справедливий вираз

$$U_0 = U_{\text{VD}} - U_{\text{вих}} K.$$

Використовуючи вирази для $F_{\text{реал}}$ та $F_{\text{ап}}$, для Δ можна записати

$$\Delta = K(u_{\text{вх}} - U_{VD} + u_{\text{вих1}}/K) - Au_{\text{вх}}^2.$$

Знайдемо вхідну напругу $U_{\text{вхЕ}}$, при якій функція Δ має екстремум. Очевидно, що це максимум

$$\partial\Delta/\partial u_{\text{вхЕ}} = K - 2Au_{\text{вх}} = 0,$$

$$U_{\text{вхЕ}} = K/(2A).$$

Якщо підставити одержане $U_{\text{вхЕ}}$ у вираз для Δ , то можна знайти коефіцієнт передачі на заданій ділянці

$$K(K/2A - U_{VD} + U_{\text{вих1}}/K) - AK^2/(2A)^2 = \Delta.$$

Розв'язуючи одержане рівняння відносно коефіцієнта передачі, знайдемо

$$K_{1,2} = \frac{U_{VD} \pm \sqrt{U_{VD}^2 - (U_{\text{вих}} - \Delta)/A}}{1/(2A)}.$$

Використовуючи одержаний вираз, можна знайти як число апроксимуючих прямих, так і відповідні їм коефіцієнти передачі підсилювача.

3. Визначимо параметри першої апроксимуючої прямої, яка проходить через початок координат. У виразі для K маємо $U_{VD} = U_{\text{вих1}} = 0$.

Тоді

$$K_1 = (0 + \sqrt{0 + \Delta/A})/(1/2A) = 2 \cdot 0,044 \cdot \sqrt{0,1/0,044} = 0,133;$$

$$U_{\text{вхЕ1}} = 0,133/(2 \cdot 0,044) = 1,5 \text{ В}.$$

Напругу U_{VD2} можна знайти з розв'язання рівняння

$$\Delta(K_1) = 0;$$

$$0,133(U_{VD2} - 0 - 0/0,133) - AU_{VD2}^2 = 0.$$

Звідки, відкидаючи $U_{VD2} = 0$, одержимо $U_{VD2} = 3,02 \text{ В}$. Приймемо $U_{VD2} = 3,3 \text{ В}$ (стабілітрон 2С133Д-1). Уточнимо коефіцієнт передачі K_1

$$K_1 = AU_{VD2}^2/U_{\text{вих1}} = 0,044 \cdot 3,3 = 0,145.$$

Задамо $R_{33} = 1 \text{ кОм}$. Тоді $R_1 = R_{33}/K_1 = 1/0,145 = 6,8 \text{ кОм}$. Вихідна напруга $U_{\text{вих1}}$, яка відповідає $U_{\text{вх}} = 3,3 \text{ В}$, дорівнює

$$U_{\text{вих1}} = 0,145 \cdot 3,3 = 0,48 \text{ В}.$$

4. Визначимо параметри другої апроксимуючої прямої при умові $U_{VD2} = 3,3 \text{ В}$

$$K_2 = \frac{3,3 \pm \sqrt{(3,3)^2 - (0,48 - 0,1)/0,044}}{1/(2 \cdot 0,044)} = 0,422.$$

Друге значення $K_2 = 0,159$ відповідає нахилу на першій ділянці апроксимації. Його незбіг з $K_1 = 0,145$ пояснюється округленням розрахункового $U_{VD2} = 3,02 \text{ В}$ до значення $3,3 \text{ В}$. Наслідком цього є деяке збільшення значення Δ

$$U_{\text{вх} E 2} = 0,422 / 2 \cdot 0,044 = 4,8 \text{ В}.$$

З рівняння $\Delta(K_2) = 0$ знайдемо напругу U_{VD1}

$$0,422(U_{VD1} - 3,3 + 0,48/0,422) - 0,044U_{VD1}^2 = 0.$$

Відкидаючи $U_{VD1} = 3,3 \text{ В}$ одержимо $U_{VD1} = 6,3 \text{ В}$. Приймаємо $U_{VD1} = 6,2 \text{ В}$ (стабілітрон 2С162Б-1). Уточнюємо коефіцієнт K_2

$$K_2 = (AU_{VD1}^2 - U_{\text{вих}1}) / (U_{VD2} - U_{VD1}) = \\ = (0,044 \cdot 6,2^2 - 0,48) / (6,2 - 3,3) = 0,418.$$

Вихідна напруга $U_{\text{вих} 2}$, яка відповідає $U_{\text{вх} 2} = 6,2 \text{ В}$, дорівнює $U_{\text{вих}2} = 0,044 \cdot 6,2^2 = 1,69 \text{ В}$.

5. Визначимо параметри третьої апроксимуючої прямої

$$K_3 = \frac{6,2 \pm \sqrt{(6,2)^2 - (1,69 - 0,1)/0,044}}{1/(2 \cdot 0,044)} = 0,679.$$

Напругу U_{VD3} , яка відповідає перетину третьої апроксимуючої прямої з заданою функцією, знайдемо з розв'язання рівняння

$$0,679(U_{VD3} - 6,2 + 1,69/0,679) - 0,044U_{VD3}^2 = 0; \quad U_{VD3} = 9,22 \text{ В}.$$

Приймаємо $U_{VD3} = 9,1 \text{ В}$ (стабілітрон 2С191К-1). Уточнюємо K_3

$$K_3 = (0,044 \cdot 9,1^2 - 1,69) / (9,1 - 6,2) = 0,673; \\ U_{\text{вих}3} = 0,044(9,1)^2 = 3,64 \text{ В}.$$

6. Визначаємо параметри четвертої апроксимуючої прямої

$$K_4 = \frac{9,1 \pm \sqrt{9,1^2 - (3,64 - 0,1)/0,044}}{1/(2 \cdot 0,044)} = 0,936;$$

$$U_{VD4} = 12,14 \text{ В}.$$

Приймаємо $U_{VD4} = 12 \text{ В}$ (стабілітрон 2С212К-1). Уточнюємо K_4

$$K_4 = (0,044 \cdot 12^2 - 3,64) / (12 - 9,1) = 0,93;$$

$$U_{\text{вих4}} = 0,044 \cdot 12^2 = 6,34 \text{ В}.$$

7. Коефіцієнт K_5 знайдемо, якщо припустити, що на ділянці, яка залишилась, апроксимація виконується однією прямою. Тоді

$$\begin{aligned} K_5 &= (U_{\text{вих max}} - U_{\text{вих4}}) / (U_{\text{вх max}} - U_{VD4}) = \\ &= (10 - 6,34) / (15 - 12) = 1,22. \end{aligned}$$

Таким чином, для виконання заданих вимог необхідно використати коло з п'яти паралельних віток (на рис. 4.19,а їх дві).

8. Визначимо опори резисторів вхідного нелінійного кола ОП

$$K_2 = R_{33} (1/R_1 + 1/R_2).$$

Тоді

$$R_2 = R_{33} / (K_2 - R_{33} / R_1) = 1 / (0,422 - 1/6,8) = 3,69 \text{ кОм}.$$

Приймаємо $R_2 = 3,6 \text{ кОм}$.

$$R_3 = \frac{R_{33}}{K_3 - R_{33} (1/R_1 + 1/R_2)} = \frac{1}{0,673 - 1 \cdot (1/6,8 + 1/3,6)} = 4,03 \text{ кОм}$$

Приймаємо $R_3 = 3,9 \text{ кОм}$.

$$\begin{aligned} R_4 &= \frac{R_{33}}{K_4 - R_{33} (1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_3)} = \\ &= \frac{1}{0,93 - 1 \cdot (1/6,8 + 1/3,6 + 1/3,9)} = 4,02 \text{ кОм}. \end{aligned}$$

Приймаємо $R_4 = 3,9 \text{ кОм}$; $R_5 = 3,6 \text{ кОм}$.

Примітки.

1. Для формування нелінійного кола потрібно вибирати стабілітрони з найменшим мінімальним струмом стабілізації.

2. Вибрані стабілітрони потрібно перевірити за максимальним струмом стабілізації.

3. Після округлення опорів резисторів $R_1 \dots R_5$ до найближчих із стандартного ряду потрібно перевірити відповідність одержаної та заданої залежностей.

Приклад 4.22. Розрахувати передавальну характеристику функціонального перетворювача (рис. 4.20,а) при умові: $R = 1,5 \text{ кОм}$; $R_{331} = 5,6 \text{ кОм}$; $R_{332} = 7,5 \text{ кОм}$; $R_{333} = 12 \text{ кОм}$; $VD1 - \text{КС175К} - 1$; $VD2 - \text{КС133Д} - 1$.

Розв'язання. 1. Визначимо коефіцієнт передачі перетворювача на відповідних інтервалах зміни вихідної напруги.

Якщо $0 \leq U_{\text{вих}} \leq 3,3 \text{ В}$, $K_1 = R_{333}/R = 12/1,5 = 8$.

Якщо $3,3 \text{ В} \leq U_{\text{вих}} \leq 7,5 \text{ В}$, $K_2 = (R_{332} \parallel R_{333})/R =$
 $= (R_{332} R_{333})/[R(R_{332} + R_{333})] = 7,5 \cdot 12/[1,5(7,5 + 12)] = 3,08$.

Якщо $U_{\text{вих}} > 7,5 \text{ В}$, $K_3 = (R_{333} \parallel R_{332} \parallel R_{331})/R = 2,5/1,5 = 1,69$.

2. Знайдемо діапазони зміни вхідної напруги, які відповідають зміні вихідної напруги,

$$-U_{\text{вх1}} = U_{VD2}/K_1 = 3,3/8 = 0,41 \text{ В};$$

$$-U_{\text{вх2}} = U_{\text{вх1}} + (U_{VD1} - U_{VD2})/K_2 = 0,41 + (7,5 - 3,3)/3,08 = 1,778 \text{ В}.$$

4.4. ОБМЕЖУВАЧІ РІВНЯ

Схеми обмежувачів рівня напруг є окремим випадком схем функціональних перетворювачів. Від цих пристроїв потрібно, щоб, починаючи з деякого рівня вихідної напруги подальше збільшення вхідного сигналу не призводило до збільшення вихідної напруги. По суті ОП є обмежувачем, тому що його максимальна вихідна напруга завжди менша напруги живлення. Проте на практиці ця властивість ОП для обмеження вихідної напруги не використовується. Причина цього в нестабільності рівнів обмеження, яке обумовлене температурною залежністю параметрів напівпровідникових приладів. До того ж, як буде показано далі в розділі 7, такий режим роботи призводить до появи помітної (особливо із збільшенням частоти) інерційності ОП.

По своїй суті обмеження вихідної напруги ОП може розумітися як значне зменшення його коефіцієнта передачі. В цьому випадку вирішити проблему обмеження можна, якщо використати принципи побудови функціональних перетворювачів (рис. 4.25,а).

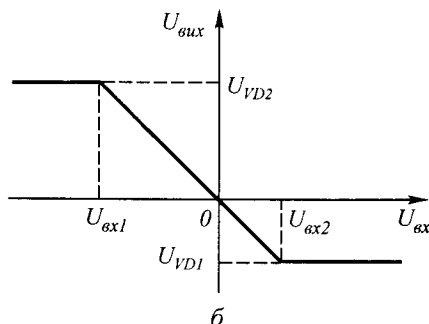
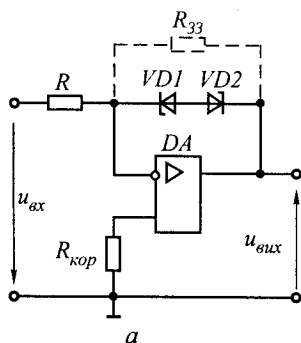


Рис. 4.25

До тих пір, доки напруга на виході ОП недостатня для пробою відповідного стабілітрона, коефіцієнт передачі дорівнює власному коефіцієнту підсилення ОП. При перевищенні вихідною напругою напруги пробою відповідного стабілітрона вихідна напруга фіксується на рівні напруги пробою стабілітрона (рис. 4.25,б).

Вибором необхідних напруг пробою стабілітронів у схемі для різної полярності вихідної напруги можна забезпечити як симетричне, так і несиметричне обмеження вихідної напруги.

Приклад 4.23. Визначити параметри передавальної характеристики обмежувача рівня (рис. 4.25,а) при таких умовах: $DA - K1040UD1$; $R = 2,4 \text{ кОм}$; $VD1 - KC133D - 1$; $VD2 - KC168K - 1$. Вважати, що ОП збалансований, тобто при $U_{\text{вх}} = 0$ маємо $U_{\text{вих}} = 0$.

Р о з в' я з а н н я. 1. Знайдемо напруги $U_{\text{вх1}}$ та $U_{\text{вх2}}$. Позитивна вихідна напруга ОП обмежується стабілітроном $VD2$, а негативна — $VD1$. Тому

$$U_{\text{вх1}} = -U_{VD2}/K_0 = -6,8/25 \cdot 10^3 = -0,272 \text{ мВ};$$

$$U_{\text{вх2}} = U_{VD1}/K_0 = 3,3/25 \cdot 10^3 = 0,132 \text{ мВ}.$$

2. Коефіцієнт передачі схеми при виконанні умови $-0,272 \text{ мВ} \leq u_{\text{вх}} \leq 0,132 \text{ мВ}$ визначається параметрами ОП і дорівнює

$$K_1 = K_0 = 25 \cdot 10^3.$$

3. При зменшенні вхідної напруги менше $-0,272 \text{ мВ}$ коефіцієнт передачі підсилювача дорівнює

$$K_2 = R_{33}/R = (r_{\text{д}VD1} + r_{VD2})/R = (200 + 180)/2400 = 0,158,$$

де $r_{\text{д}VD1} = 200 \text{ Ом}$ — диференціальний опір $VD1$ в області зворотного пробою; $r_{VD2} = 180 \text{ Ом}$ — диференціальний опір прямо зміщеного стабілітрона $VD2$.

4. Коефіцієнт передачі підсилювача при $u_{\text{вх}} > 0,132 \text{ мВ}$. Вважаючи, що диференціальні опори стабілітронів рівні, одержимо

$$K_3 = (r_{\text{д}VD1} + r_{VD2})/R = (180 + 200)/2400 = 0,158,$$

де $r_{\text{д}VD1}$ — диференціальний опір $VD1$ в області зворотного пробою; r_{VD2} — диференціальний опір прямо зміщеного стабілітрона $VD2$.

4.5. ДЖЕРЕЛА СТРУМУ ТА НАПРУГИ

На основі ОП можуть бути побудовані і джерела постійного струму. За способом вмикання навантаження всі схеми таких джерел можна поділити на дві групи: джерела струму з так званим

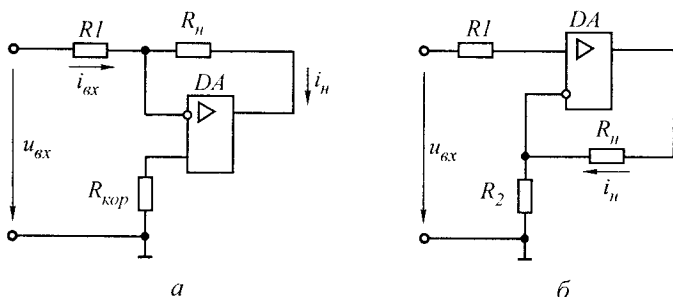


Рис. 4.26

«плаваючим» навантаженням, виводи якого не з'єднані з спільною шиною; джерела струму із заземленим навантаженням.

Як джерело постійного струму у випадку «плаваючого» навантаження можна використати схему інвертувального підсилювача. Опір навантаження при цьому вмикають у коло НЗЗ ОП (рис. 4.26, а).

Як було показано раніше, для схеми інвертувального підсилювача справедливе співвідношення

$$u_{\text{вх}}/R_1 = u_{\text{вих}}/R_{\text{н}} = i_{\text{н}}.$$

З одержаного виразу випливає, що якщо вхідна напруга ОП підтримується на незмінному рівні, то струм навантаження постійний і не залежить від опору навантаження. Отже, дана схема може використовуватись як джерело постійного струму.

Якщо вхідну напругу змінювати за певним законом, то за цим же законом буде змінюватись і вихідний струм схеми. Пристрій перетворюється в кероване напругою джерело струму.

При «плаваючому» навантаженні джерело постійного струму можна виконати і на основі неінвертувального підсилювача (рис. 4.26, б). Принцип роботи базується на тому, що напруга між інвертувальним та неінвертувальним входами ОП передається на вихід з коефіцієнтом підсилення K_0 . Для ідеального підсилювача коефіцієнт підсилення наближається до нескінченності. Тому можна записати

$$i_{\text{н}} = u_{\text{вх}}/R_2.$$

Отже, і в цій схемі при постійній вхідній напрузі струм навантаження буде залишатися постійним.

По суті даний пристрій можна розглядати як підсилювач з послідовним НЗЗ за струмом навантаження. Дія НЗЗ за струмом навантаження призводить до збільшення вихідного опору підсилю-

вача, що і дозволяє забезпечити в ньому стабілізацію вихідного струму. Дійсно, згідно з виразом (1.54) вихідний опір підсилювача дорівнюватиме $R_{\text{вихНЗЗ}} = R_2 K_0 + R_{\text{вих}}$, де $R_{\text{вих}}$ — власний вихідний опір ОП. При K_0 , який наближається до нескінченності, вихідний опір підсилювача також буде наближатись до нескінченності. Тому вихідний струм підсилювача перестає залежати від опору навантаження.

Якщо за умовами роботи опір навантаження повинен мати з'єднання з спільною шиною, то найпростіше джерело постійного струму виконати з використанням додаткового транзистора, який вмикається на вихід ОП (рис. 4.27, а, б).

Крім усього іншого, введення в схему додаткового транзистора дозволяє збільшити максимально допустимий вихідний струм джерела. Принцип побудови обох схем однаковий. Він полягає у введенні в схему неінвертувального підсилювача кола послідовного НЗЗ за вихідним струмом. Як датчик вихідного струму використовують резистор R_2 , напруга на якому при зміні опору навантаження залишається $U_{R_2} = |E| - U_{\text{вх}} = \text{const}$. Тому

$$I_{\text{н}} = (|E| - U_{\text{вх}}) / R_2.$$

Різниця між схемами полягає в напрямку протікання вихідного струму.

В схемах джерел напруги, які виконуються з використанням ОП, сам ОП не є вузлом, формуючим деяку сталу напругу. Як правило, для його нормальної роботи потрібна зовнішня еталонна напруга, стабільність якої і визначає стабільність вихідної напруги пристрою. Для таких зовнішніх джерел використовують *p-n*-переходи, які працюють в області прямого зміщення або зворотного електричного пробую (діод, стабістор, стабілітрон).

Призначення ОП полягає в узгодженні параметрів реального джерела еталонної напруги з параметрами навантаження.

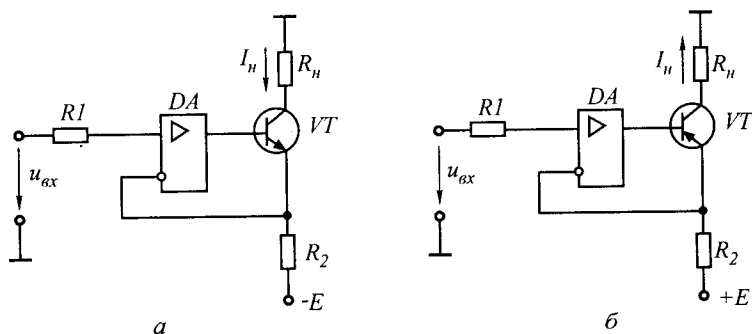


Рис. 4.27

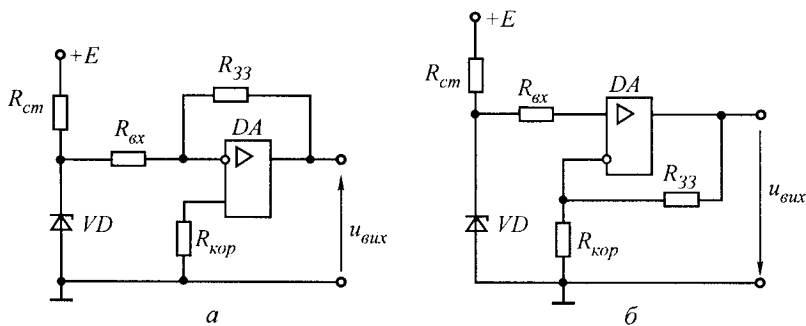


Рис. 4.28

На рис. 4.28, а, б наведені схеми джерел напруги, які виконані на основі інвертувального та неінвертувального підсилювачів.

В обох схемах як безпосереднє джерело постійної напруги використаний стабілітрон VD . Напруга цього стабілітрона передається на вихід з коефіцієнтом підсилення $K_{НЗЗ}$. Отже, якщо змінювати коефіцієнт передачі кола НЗЗ, можна змінювати вихідну напругу пристрою.

Відомо, що будь-яке джерело напруги, виконане на $p-n$ -переході, має деякий кінцевий вихідний опір. При цьому якщо струм, який відбирається безпосередньо від такого джерела, буде змінюватися, то змінюватиметься і напруга переходу. Отже, з точки зору стабільності напруги необхідно прагнути або усунути можливі зміни струму переходу (струму навантаження), або зменшувати його вихідний опір. Часто ні те, ні інше неможливе. В цьому випадку вирішенням проблеми підвищення стабільності є використання ОП.

Дійсно, в обох схемах струм, який відбирається від $p-n$ -переходу, визначається тільки опором резистора $R_{вх}$ і завжди сталий. При цьому ОП охоплений колом НЗЗ за вихідною напругою. В цьому випадку для його вихідного опору згідно з виразом (1.52) можна записати

$$R_{вих\ НЗЗ} = R_{вих} / \left[1 + R_{вх} K_0 / (R_{вх} + R_{ЗЗ}) \right].$$

Якщо K_0 наближається до нескінченності, вихідний опір ОП наближається до нуля. З цього випливає, що зміна напруги на навантаженні, викликана зміною його струму, також наближається до нуля.

Отже, застосування ОП (особливо при значних діапазонах зміни струму навантаження) дозволяє значно підвищити стабільність джерел напруги.

Приклад 4.24. Розробити джерело струму за схемою рис. 4.27, а з такими параметрами: $I_H = 10\text{ мА}$; $R_{H\text{ макс}} = 680\text{ Ом}$.

Розв'язання. 1. Визначимо максимальну напругу на навантаженні

$$U_{н\max} = R_{н\max} I_{н} = 10 \cdot 10^{-3} \cdot 680 = 6,8 \text{ В}.$$

2. Знайдемо потрібну напругу живлення пристрою

$$E = U_{н\max} + U_{КЕ\min} + U_{R_2}.$$

При цьому повинна виконуватися умова

$$U_{\text{вих ОП}\max} > U_{н\max} + U_{КЕ\min}.$$

Приймаємо $U_{КЕ\min} = 1,5 \text{ В}$, тоді $U_{\text{вих ОП}\max} > 6,8 + 1,5 = 8,3 \text{ В}$. Вибіримо ОП, який задовольняє цим вимогам: $DA - K574UD1$; $E = \pm 15 \text{ В}$; $U_{\text{вих}} = \pm 10 \text{ В}$; $I_{\text{ОП}\max} = 5 \text{ мА}$.

3. Визначимо потрібний коефіцієнт передачі струму транзистора

$$h_{21E} \geq I_{н} / I_{\text{ОП}\max} = 10 / 5 = 2.$$

4. Для роботи в схемі вибираємо транзистор, який повинен відповідати таким вимогам: $I_{К\max} \geq 10 \text{ мА}$; $U_{КЕ\max} \geq U_{КЕ\min} + U_{н\max} = 1,5 + 6,8 = 8,3 \text{ В}$; $P_{К\max} \geq U_{КЕ\max} I_{К\max} = 8,3 \cdot 10 \cdot 10^{-3} = 83 \text{ мВт}$; $h_{21E} \geq 2$; тип провідності $n-p-n$.

Цим вимогам відповідає транзистор $KT312A$: $h_{21E} = 12 \dots 100$; $I_{К\max} = 30 \text{ мА}$; $P_{К\max} = 225 \text{ мВт}$; $U_{КЕ\max} = 30 \text{ В}$.

5. Знайдемо опір R_2

$$U_{R_2} = E - U_{н\max} - U_{КЕ\min} = 15 - 6,8 - 1,5 = 6,7 \text{ В};$$

$$R_2 = U_{R_2} / I_{н} = 6,7 / 10 \cdot 10^{-3} = 670 \text{ Ом}.$$

Приймаємо $R_2 = 620 \text{ Ом}$.

6. Потрібна вхідна напруга

$$U_{\text{вх}} = -E + R_2 I_{н} = -15 + 0,62 \cdot 10 = 8,8 \text{ В}.$$

7. Вихідний опір генератора

$$R_{\text{вих}} \approx R_2 K_0 = 0,62 \cdot 5 \cdot 10^4 = 31 \cdot 10^3 \text{ кОм}.$$

Приклад 4.25. Розробити джерело напруги з такими параметрами: $VD - 2C175K1$: $U_{\text{вих}} = 13,3 \text{ В}$; $I_{н} = 0 \dots 10 \text{ мА}$.

Розв'язання. 1. Стабілітрон $2C175K1$ має такі параметри: $U_{\text{ст}} = 7,5 \text{ В}$; $I_{\text{ст}\max} = 2,66 \text{ мА}$; $I_{\text{ст}\min} = 0,1 \text{ мА}$.

Аналіз наведених даних показує, що цей тип стабілітрона не відповідає вимогам навантаження ні за напругою, ні за рівнем допустимого вихідного струму. Тому для узгодження параметрів навантаження і стабілітрона потрібно використання ОП (рис. 4.28, а).

2. Обираємо тип ОП. При вихідній напрузі 13,3 В ОП повинен забезпечити струм навантаження $I_n = 10 \text{ мА}$. Цим вимогам відповідає ОП типу: К1408УД1: $U_{\text{вих}} = \pm 19 \text{ В}$; $I_{n \text{ max}} = 100 \text{ мА}$; $K_0 = 7 \cdot 10^4$.

3. Обираємо струм стабілітрона $I_{\text{ст}} = 1,2 \text{ мА}$. Тоді

$$R_{\text{ст}} = (E - U_{\text{ст}})/I_{\text{ст}} = (19 - 7,5)/1,2 = 9,58 \text{ кОм}.$$

Приймаємо $R_{\text{ст}} = 9,1 \text{ кОм}$.

4. Коефіцієнт передачі ОП дорівнює

$$K = U_{\text{вих}}/U_{\text{ст}} = 13,3/7,5 = 1,773(3).$$

5. Задаємо струм резистора $R_{\text{вх}}$ на рівні $0,1I_{\text{ст}}$

$$R_{\text{вх}} = U_{\text{ст}}/(0,1I_{\text{ст}}) = 7,5/(0,1 \cdot 1,2) = 62,5 \text{ кОм}.$$

Приймаємо $R_{\text{вх}} = 62 \text{ кОм}$.

Тоді

$$R_{33} = R_{\text{вх}}K = 62 \cdot 1,773(3) = 109,9 \text{ кОм}.$$

Приймаємо $R_{33} = 110 \text{ кОм}$.

6. $R_{\text{кор}} = R_{\text{вх}} + (R_{\text{ст}}r_d)/(R_{\text{ст}} + r_d) \approx R_{\text{вх}} = 62 \text{ кОм}$,

де r_d — диференціальний опір стабілітрона в області зворотного пробою. Для вибраного стабілітрона $r_d = 200 \text{ Ом}$.

7. Вихідний опір схеми

$$R_{\text{вих НЗЗ}} = R_{\text{вих}}/(1 + K_0\beta);$$

$$R_{\text{вих}} = 180 \text{ Ом};$$

$$R_{\text{вих НЗЗ}} = 180/(1 + 7 \cdot 10^4 \cdot 0,36) = 7,1 \cdot 10^{-3} \text{ Ом};$$

$$\beta = R_{\text{вх}}/(R_{\text{вх}} + R_{33}) = 62/(62 + 110) = 0,36.$$

8. Нестабільність вихідної напруги

$$\Delta U_{\text{вих}} = R_{\text{вих}} \Delta I_n = 7,1 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{-2} = 7,1 \cdot 10^{-5} \text{ В} = 71 \text{ мкВ}.$$

4.6. АКТИВНІ ФІЛЬТРИ

Активними називають фільтри, які використовують для формування частотної характеристики заданого виду як пасивні (резистори та конденсатори), так і активні (підсилюючі) елементи. Застосування підсилюючих елементів активних фільтрів дають їм переваги у порівнянні з пасивними фільтрами: здатність підсилювати сигнал, який знаходиться у смузі їх пропускання; можливість відмовитись від застосування таких нетехнологічних елементів, як індуктивності, використання яких несумісне з методами інтеграль-

ної технології; легкість настройки; малі маса та об'єм, які мало залежать від смуги пропускання, що особливо важливо при розробці пристроїв для роботи в низькочастотній області; простота каскадного вмикання при побудові фільтрів високих порядків.

Разом з тим даному класу пристроїв властиві певні недоліки, які обмежують їх область застосування: неможливість використання в силових колах (фільтри випрямлячів); необхідність джерела живлення підсилювача; обмежений частотний діапазон, який визначається власними частотними властивостями підсилювачів. Незважаючи на перелічені недоліки, активні фільтри знаходять широке практичне застосування.

Активні фільтри можна поділити на групи за різними ознаками: призначенням, смугою пропускання частот, типом підсилюючих елементів, видом зворотних зв'язків та ін. За смугою пропускання частот фільтри поділяються на чотири основні групи: нижніх частот, верхніх частот, смугові та режекторні (загороджуючі). Фільтри нижніх частот пропускають сигнали від сталої напруги ($\omega = 0$) до деякої граничної частоти, яку називають частотою зрізу фільтра ($\omega = \omega_{зр}$). Фільтри верхніх частот, навпаки, пропускають сигнали, починаючи з частоти зрізу ($\omega = \omega_{зр}$) і вище ($\omega \rightarrow \infty$). Смугові фільтри пропускають сигнали в деякій смузі частот від ω_1 до ω_2 , а режекторні фільтри мають характеристику, протилежну смуговим, і пропускають сигнали з частотою нижче ω_1 та вище ω_2 . Типові ЛАЧХ перелічених фільтрів наведені на рис. 4.29.

Треба відзначити, що основним параметром фільтра є його смуга пропускання. Як і у підсилювачів, вона визначається за рівнем спаду коефіцієнта передачі в 1,41 разів (на 3 дБ).

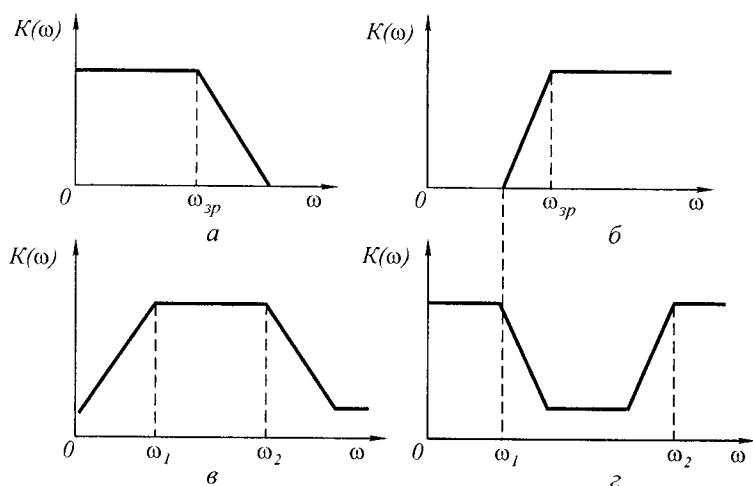


Рис. 4.29

За призначенням фільтри поділяються на згладжувальні фільтри джерел живлення, загороджувачі фільтри завод, фільтри для селективних підсилювачів низької або високої частоти та ін.

За типом підсилюючих елементів можна виділити транзисторні фільтри, фільтри на підсилювачах з обмеженим підсиленням, на операційних підсилювачах, на повторювачах напруги та ін. Усі фільтри можуть мати одне коло зворотного зв'язку або декілька. В зв'язку з цим розрізняють фільтри з одноконтурним та багатоконтурним зворотним зв'язком. Крім того, розрізняють фільтри за кількістю полюсів на частотній характеристиці — фільтри першого порядку, другого та більш високих порядків. Фільтри високих порядків мають більш круті границі смуг пропускання та згасання і більш плоску характеристику в області смуги пропускання. До таких фільтрів належать фільтри Чебишева, Баттерворта, Бесселя та ін. Слід зазначити, що одна й та ж схема фільтра залежно від вибору значень її компонентів може працювати як фільтр Чебишева, фільтр Баттерворта або фільтр Бесселя.

Широкі можливості активних RC – фільтрів пов'язані з використанням в них активних елементів. Кола, які мають в складі тільки опори та ємності, мають полюси передавальної функції на від'ємній дійсній півосі комплексної площини $p = c + j\omega$, що обмежує можливість створення фільтрів. На відміну від пасивних, активні RC -фільтри (ARC -фільтри) можуть мати полюси в будь-якій частині комплексної площини. Проте схеми з полюсами у правій напівплощині нестійкі, тому в активних фільтрах використовуються тільки ті схеми, полюси передавальної функції яких розташовуються у лівій напівплощині або на осі $j\omega$.

На рис. 4.30 наведена схема активного фільтра на ОП з одноконтурним зворотним зв'язком. Вона складається з двох пасивних чотириполюсників A та B і операційного інвертувального підсилювача ОП. Чотириполюсник A ввімкнений між входом фільтра і входом ОП, а чотириполюсник B ввімкнений у коло зворотного зв'язку між входом та виходом ОП. При аналізі схем будемо вважати ОП ідеальним та інвертувальним.

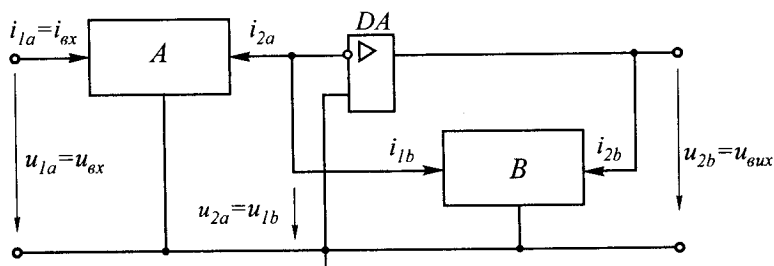


Рис. 4.30

Передавальну функцію для схеми рис. 4.30 можна одержати, якщо використати рівняння чотириполюсника у Y -параметрах

$$\begin{cases} I_{1a} = Y_{11a}U_{1a} + Y_{12a}U_{2a} \\ I_{2a} = Y_{21a}U_{1a} + Y_{22a}U_{2a}, \end{cases} \text{ де } Y_{12a} = Y_{21a}, \quad (4.57, a)$$

$$i \quad \begin{cases} I_{1b} = Y_{11b}U_{1b} + Y_{12b}U_{2b} \\ I_{2b} = Y_{21b}U_{1b} + Y_{22b}U_{2b}, \end{cases} \text{ де } Y_{12b} = Y_{21b}, \quad (4.58)$$

де $Y_{12} = \left. \frac{I_1}{U_2} \right|_{U_1=0}$ — провідність зворотної передачі при короткому замиканні на вході; $Y_{21} = \left. \frac{I_2}{U_1} \right|_{U_2=0}$ — провідність прямої передачі при короткому замиканні на виході.

Оскільки для ідеального ОП $u_{\text{вх}} = 0$ та $i_{\text{вх}} = 0$, то $u_{2a} = u_{1b} = 0$, $i_{2a} = -i_{1b}$ і рівняння (4.57, a) та (4.58) спрощуються

$$\begin{cases} I_{1a} = Y_{11a}U_{1a} \\ I_{2a} = Y_{21a}U_{1a}, \end{cases} \quad \begin{cases} I_{1b} = Y_{12b}U_{2b} \\ I_{2b} = Y_{22b}U_{2b}, \end{cases}$$

звідки одержуємо, що

$$Y_{21a}U_{1a} = -Y_{12b}U_{2b}. \quad (4.59)$$

З рівняння (4.59) знайдемо коефіцієнт передачі фільтра за напругою

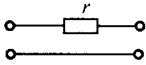
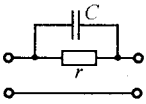
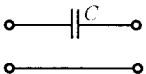
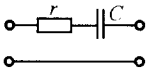
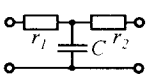
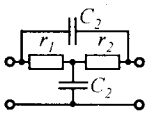
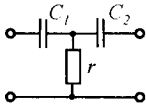
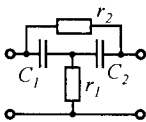
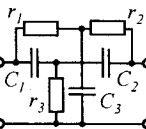
$$W_u(j\omega) = \frac{U_{2b}}{U_{1a}} = -\frac{Y_{12a}}{Y_{12b}} = -\frac{Y_{21a}}{Y_{21b}}, \quad (4.60)$$

який визначається відношенням передаточних провідностей пасивних чотириполюсників А та В. Деякі пасивні RC -кола, що використовуються в активних фільтрах, наведені в табл. 4.2.

Фільтр нижніх частот (ФНЧ) з одноконтурним зворотним зв'язком призначений для виділення сигналів, частота яких нижче заданої частоти зрізу. ФНЧ практично без ослаблення пропускає сигнал у смузі частот від сталої напруги до частоти зрізу і ослаблює сигнали, частота яких вище частоти зрізу.

Залежно від числа полюсів у передавальній характеристиці ФНЧ поділяють на однополюсні (першого порядку), двополюсні (другого порядку) та багатополюсні (високого порядку). В схемі ФНЧ

Пасивні чотириполюсники для активних фільтрів

№	Схема ланки	Передавальна провідність Y_{21}	Параметри
1		$-g$	$g = r^{-1}$
2		$-C(p + \alpha)$	$\alpha = \frac{g}{C}$
3		$-pC$	
4		$-\frac{gp}{p + \alpha}$	$\alpha = \frac{g}{C}$
5		$-\frac{g_1 g_2}{C(p + \alpha)}$	$\alpha = \frac{g_1 + g_2}{C}$
6		$-\frac{C^2(p^2 + \alpha p + \omega_0^2)}{p + \alpha}$	$\alpha = \frac{g_1 + g_2}{C}$ $\omega_0^2 = \frac{g_1 g_2}{C_1 C_2}$
7		$-\frac{p^2 C_1 C_2}{(C_1 + C_2)(p + \alpha)}$	$\alpha = \frac{g}{C_1 + C_2}$
8		$-\frac{C_1 C_2 \left(p^2 + p \frac{\omega_0^2}{\alpha} + \omega_0^2 \right)}{(C_1 + C_2)(p + \alpha)}$	$\alpha = \frac{g_1}{C_1 + C_2}$ $\omega_0^2 = \frac{g_1 g_2}{C_1 C_2}$
9		$-\frac{\frac{g_1 g_2}{C_3} (p + \alpha_1) + p^2 \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} (p + \alpha_2)}{(p + \alpha_1)(p + \alpha_2)}$	$\alpha_1 = \frac{g_1 + g_2}{C_3}$ $\alpha_2 = \frac{g_3}{C_1 + C_2}$

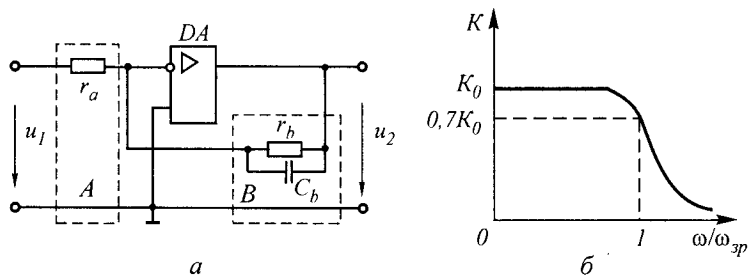


Рис. 4.31

першого порядку (рис. 4.31,а) чотириполюсник А виконаний на одному резисторі r_a , а чотириполюсник В містить в собі паралельно з'єднані елементи r_b та C_b .

Передавальна провідність чотириполюсника А має значення $Y_{21a} = -g_a$, а чотириполюсника В — значення $Y_{21b} = -(g_b + j\omega C_b)$.

Коефіцієнт передачі ФНЧ за напругою

$$W_u(j\omega) = -\frac{Y_{21a}}{Y_{21b}} = -\frac{g_a}{g_b + j\omega C_b} = -\frac{K_0 \omega_{зр}}{j\omega + \omega_{зр}}, \quad (4.61)$$

де $K_0 = g_a/g_b$ — коефіцієнт передачі фільтра за постійною напругою; $\omega_{зр} = g_b/C_b$ — частота зрізу фільтра.

Модуль передавальної функції фільтра при синусоїдному сигналі дорівнює

$$|W_u| = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \omega^2/\omega_{зр}^2}}, \quad (4.62)$$

а його графік наведений на рис. 4.31,б, з якого видно, що на частоті зрізу фільтр вносить згасання, яке дорівнює $0,707K_0$ (або 3 дБ).

Треба відзначити, що простішою схемою ФНЧ є інтегратор (див. рис. 4.10,а), смуга пропускання якого лежить в діапазоні від 0 до $\omega_{зр} = 1/[RC(K_0 + 1)]$, а нахил ЛАЧХ на частоті вище $\omega_{зр}$ дорівнює -20 дБ/дек .

Змінюючи в цьому пристрої значення добутку RC , можна змінювати ширину його смуги пропускання. При цьому коефіцієнт передачі в смузі пропускання буде сталим і дорівнюватиме K_0 .

З точки зору практичного застосування ця схема має значний недолік, який полягає в тому, що при підключенні до її входу джерел сигналу з різними вхідними опорними відповідно до виразу (4.41) буде змінюватися смуга пропускання фільтра. До того ж у ній неможливо регулювати коефіцієнт передачі в смузі пропус-

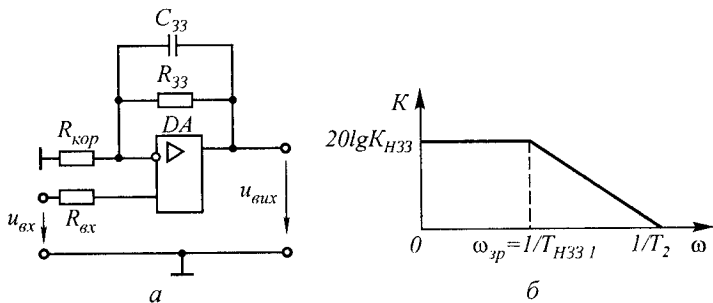


Рис. 4.32

канья. Цей недолік можна усунути, якщо побудувати активний фільтр на основі неінвертувального підсилювача, а в коло НЗЗ паралельно резистору ввімкнути конденсатор (рис. 4.32,а).

Передавальна функція чотириполюсника, ввімкненого в коло НЗЗ підсилювача, має вигляд

$$W_{\text{ч}}(p) = K_{\text{ч}}(T_1 p + 1)/(T_2 p + 1),$$

де $K_{\text{ч}} = R_{\text{кор}}/(R_{\text{кор}} + R_{33})$; $T_1 = R_{33}C_{33}$;

$$T_2 = R_{33}R_{\text{кор}}C_{33}/(R_{\text{кор}} + R_{33}).$$

Тоді передавальна функція підсилювача з $W_{\text{ч}}(p)$ в колі НЗЗ дорівнює

$$\begin{aligned} W_{\text{оп НЗЗ}}(p) &= \frac{K_0}{1 + K_{\text{ч}}K_0} \cdot \frac{T_2 p + 1}{(T_2 + K_{\text{ч}}K_0 T_1)p / (1 + K_{\text{ч}}K_0) + 1} = \\ &= K_{\text{НЗЗ}} \frac{(T_2 p + 1)}{(T_{\text{НЗЗ}1} p + 1)}. \end{aligned} \quad (4.63)$$

З одержаних виразів видно, що смуга пропускання такого фільтра лежить в діапазоні частот $0 < \omega < 1/T_{\text{НЗЗ}1}$ (рис. 4.32,б) і залежить не тільки від параметрів елементів НЗЗ і чотириполюсника, але й від вихідного коефіцієнта підсилення ОП. Коефіцієнт передачі в діапазоні смуги пропускання дорівнює $K_{\text{НЗЗ}} = K_0/(1 + K_{\text{ч}}K_0)$.

Через те що для побудови фільтра був використаний неінвертувальний підсилювач, то згідно з (4.10) його мінімальний коефіцієнт передачі повинен дорівнювати одиниці, який легко одержати, якщо в передавальній функції (4.63) виконати заміну $p = j\omega$, тобто перейти у частотну область і частоту ω спрямувати у нескінченність. Таким чином, використовуючи передавальну функцію (4.63),

можна легко розрахувати смугу пропускання та коефіцієнт передачі фільтра.

При необхідності одержання фільтра з більшим нахилом ЛАЧХ після частоти зрізу можна використати або послідовне ввімкнення декількох аналогічних фільтрів, або в колі НЗЗ використати більш складний чотиріполюсник.

Коефіцієнт передачі ФНЧ другого порядку у загальному випадку визначається виразом

$$W_u(p) = -\frac{K_0 \omega_{зр}^2}{p^2 + \alpha \omega_{зр} p + \omega_{зр}^2}, \quad (4.64)$$

де K_0 — коефіцієнт передачі фільтра за постійною напругою; $\omega_{зр}$ — частота зрізу фільтра; $\alpha = Q^{-1}$ — згасання фільтра; Q — його добротність. Вираз (4.64) має два полюси

$$p_{1,2} = -\frac{\alpha \omega_{зр}}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{\alpha \omega_{зр}}{2}\right)^2 - \omega_{зр}^2}, \quad (4.65)$$

звідки впливає, що при $\alpha < 2$ полюси коефіцієнта передачі будуть комплексно-спряженими, а при $\alpha > 2$ дійсними. Амплітудно-частотні характеристики ФНЧ другого порядку для різних значень $\alpha \leq 2$ наведені на рис. 4.33,а. При $\alpha \rightarrow \infty$ добротність $Q \rightarrow \infty$ і фільтр буде збуджуватися на частоті $\omega_{зр}$.

Практична реалізація ФНЧ другого порядку показана на рис. 4.33,б. При цьому частота зрізу визначається виразом

$$\omega_{зр} = (r_{1b} r_{2b} C_{1b} C_{2b})^{-1/2},$$

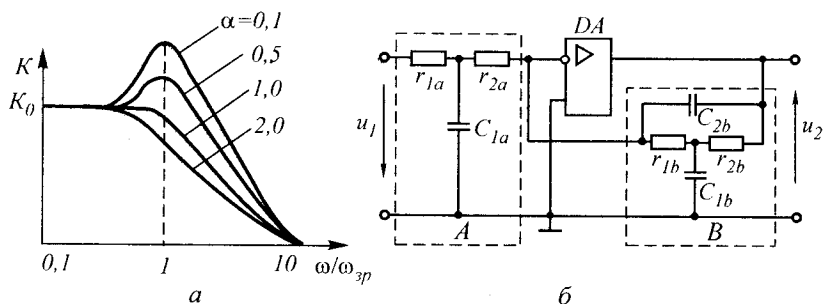


Рис. 4.33

добротність фільтра

$$Q = \alpha^{-1} = \left[\frac{C_{2b}}{C_{1b}} \cdot \frac{(r_{1b} + r_{2b})^2}{r_{1b}r_{2b}} \right]^{-1/2},$$

а коефіцієнт передачі за постійною напругою

$$K_0 = \frac{r_{1b} + r_{2b}}{r_{1a} + r_{2a}}.$$

Фільтр верхніх частот (ФВЧ) з одноконтурним зворотним зв'язком призначений для виділення сигналів, частота яких вище заданої частоти зрізу. ФВЧ практично без ослаблення пропускає сигнали вище частоти зрізу і ослаблює сигнали з частотою нижче частоти зрізу.

Залежно від числа полюсів у передавальній характеристиці ФВЧ поділяють на однополюсні (першого порядку) і двополюсні (другого порядку). Схема ФВЧ першого порядку наведена на рис. 4.34, а.

В цій схемі у порівнянні з схемою рис. 4.29, а змінено тільки чотириполюсник А, в якому опір r_a замінено ємністю C_a . Передавальні провідності пасивних чотириполюсників мають значення

$$Y_{21a} = j\omega C_a; \quad Y_{21b} = g_b + j\omega C_b.$$

Коефіцієнт передачі фільтра визначається за формулою (4.60) і дорівнює

$$W_u(j\omega) = -\frac{Y_{21a}}{Y_{21b}} = -\frac{j\omega C_a}{g_b + j\omega C_b} = -\frac{j\omega K_0}{\omega_{зр} + j\omega},$$

$$|W_u| = \frac{\omega K_0}{\sqrt{\omega_{зр}^2 + \omega^2}},$$
(4.66)

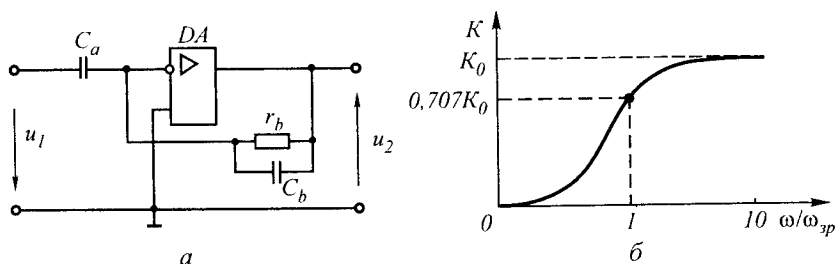


Рис. 4.34

де $K_0 = C_a/C_b$ — коефіцієнт передачі фільтра на нескінченно високій частоті ($\omega \rightarrow \infty$); $\omega_{зр} = (r_b C_b)^{-1}$ — частота зрізу фільтра.

Амплітудно-частотна характеристика ФВЧ першого порядку наведена на рис. 4.34, б. На частоті зрізу коефіцієнт передачі фільтра досягає значення $0,707K_0$.

Треба зазначити, що простішою схемою ФВЧ є диференціатор (див. рис. 4.13, а). Після частоти $\omega = \omega_{зр} = (K_0 + 1)/RC$ коефіцієнт передачі фільтра повинен залишатися сталим і дорівнювати K_0 . Проте на практиці через обмеження власної смуги пропускання ОП таке рішення не можна реалізувати. До того ж для схеми справедливі ті ж зауваження, які були зроблені для інтегратора. Тому ФВЧ звичайно будують на основі неінвертувального підсилювача (рис. 4.35, а).

Передавальна функція даного активного фільтра має вигляд

$$W_{\text{ОПНЗЗ}}(p) = K_0 / (1 + W_{\text{ч}}(p)K_0) = \frac{K_{\text{НЗЗ}}(T_2 p + 1)}{(T_2 + K_0 T_1) p / [(1 + K_0) + 1]} = K_{\text{НЗЗ}}(T_2 p + 1) / (T_{\text{НЗЗ}} + 1), \quad (4.67)$$

де $T_1 = R_{332}C_{33}$; $T_2 = (R_{331} + R_{332})C_{33}$; $K_{\text{НЗЗ}} = K_0 / (1 + K_0)$.

Загальний вигляд одержаної функції аналогічний вигляду передавальної функції (4.63). Проте у цьому випадку стала часу $T_2 \gg T_{\text{НЗЗ}}$. Тому першою починається асимптота з нахилом $+20\text{дБ/дек}$.

Очевидно, що до частоти $\omega = 1/T_2$ коефіцієнт передачі схеми фактично дорівнює одиниці. Після цієї частоти починається асимптота з нахилом $+20\text{дБ/дек}$, яка закінчується на частоті $\omega = 1/T_{\text{НЗЗ}}$ (рис. 4.35, б). Смуга пропускання фільтра лежить у діапазоні $1/T_{\text{НЗЗ}} < \omega < [1 + K_0 R_{332} / (R_{331} + R_{332})] / T_{\text{ОП}}$, а коефіцієнт передачі в діапазоні смуги пропускання дорівнює $K_{\text{НЗЗ}} = 1 + R_{331} / R_{332}$.

Якщо необхідно одержати більший нахил частотної характеристики за межами смуги пропускання фільтра, можна використати

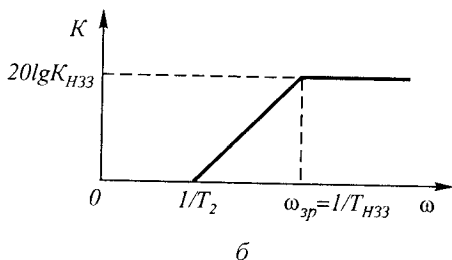
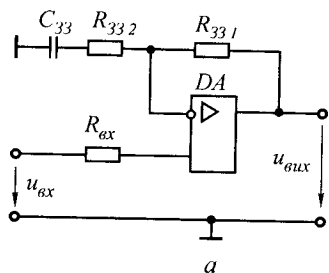


Рис. 4.35

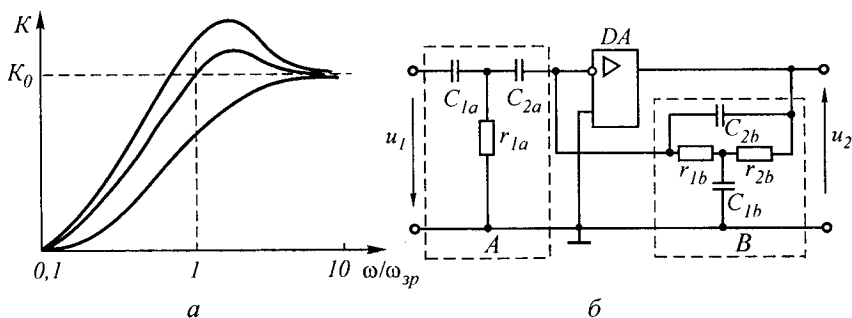


Рис. 4.36

або послідовне ввімкнення декількох однотипних пристроїв, або в колі НЗЗ використати більш складний чотириполіусник.

Передавальна характеристика ФВЧ другого порядку визначається в загальному випадку виразом

$$W_u(p) = \frac{K_0}{p^2 + \alpha \omega_{зр} p + \omega_{зр}^2}, \quad (4.68)$$

який має два полюси

$$p_{1,2} = -\frac{\alpha \omega_{зр}}{2} + \sqrt{\left(\frac{\alpha \omega_{зр}}{2}\right)^2 - \omega_{зр}^2}.$$

Амплітудно-частотна характеристика такого фільтра визначається формулою

$$|W_u| = \frac{K_0 \omega^2}{\sqrt{\omega^4 + \omega^4 \omega_{зр}^2 (\alpha^2 - 2) + \omega_{зр}^4}} \quad (4.69)$$

і має вигляд, наведений на рис. 4.36, а.

При значенні $\alpha < 2$ полюси коефіцієнта передачі ФВЧ є комплексно-спряженими, а при $\alpha > 2$ — дійсними. Для одержання максимально гладкої характеристики ФВЧ звичайно вибирають $\alpha = \sqrt{2}$. При цьому нахил характеристики складає 40 дБ/дек.

Практична схема ФВЧ другого порядку наведена на рис. 4.36, б. Основні характеристики ФВЧ визначаються виразами:
частота зрізу фільтра

$$\omega_{зр} = (r_{1b} r_{2b} C_{1b} C_{2b})^{-1/2};$$

коефіцієнт передачі на високій частоті

$$K_0 = \frac{C_{1a}C_{2a}}{C_{2b}(C_{1a} + C_{2a})};$$

добротність

$$Q = \alpha^{-1} = \left[\frac{C_{2b}}{C_{1b}} \cdot \frac{(r_{1b} + r_{2b})^2}{r_{1b}r_{2b}} \right]^{-1/2}.$$

Смуговий фільтр (СФ) з одноконтурним зворотним зв'язком призначений для виділення сигналів, частота яких знаходиться в межах деякої смуги $\omega_1 < \omega < \omega_2$. При цьому він практично без ослаблення пропускає сигнали, які знаходяться в цій смузі, і ослаблює сигнали, частота яких лежить за межами смуги пропускання.

Смугові фільтри бувають двополюсні (другого порядку) та багатополюсні (високого порядку). Передавальна характеристика СФ другого порядку визначається виразом

$$W_u(p) = \frac{K_0 \alpha \omega p}{p^2 + \alpha \omega_0 p + \omega_0^2}, \quad (4.70)$$

який має два комплексно-спряжені полюси ω_1 і ω_2 . Згасання фільтра і його добротність мають значення

$$\alpha = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}; \quad Q = \alpha^{-1} = \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1},$$

де $\omega_0^2 = \omega_1 \omega_2$.

Максимальне підсилення СФ в смузі пропускання дорівнює K_0 на частоті $\omega = \omega_0$. Комплексна амплітудно-частотна характеристика СФ відповідно до (4.70) визначається виразом

$$W_u(j\omega) = \frac{K_0}{1 + jQ \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}, \quad (4.71)$$

звідки одержуємо значення її модуля

$$|W_u| = \frac{K_0}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}}. \quad (4.72)$$

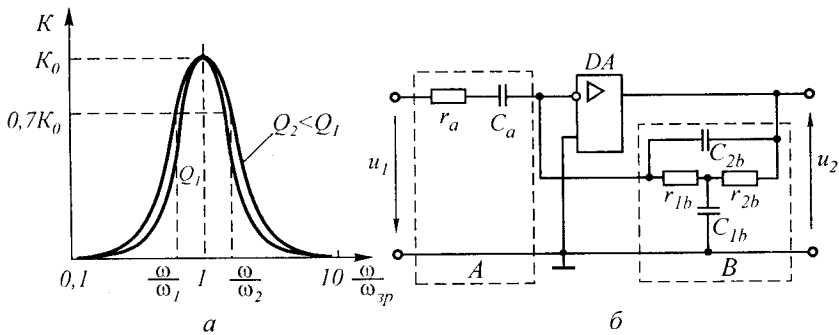


Рис. 4.37

Графік амплітудно-частотної характеристики СФ для двох значень добротності наведений на рис. 4.37,а. Зі збільшенням добротності смуга пропускання фільтра звужується, а максимальне підсилення залишається незмінним.

Схема такого фільтра наведена на рис. 4.37,б.

Відповідно до даних табл. 4.2 можна одержати такі значення характеристик СФ:

максимальне підсилення у смузі пропускання

$$K_0 = \frac{C_{1b}}{C_{2b}} \frac{g_a}{g_{1b} + g_{2b}};$$

частота максимального підсилення (квазірезонансна частота)

$$\omega_0 = (r_{1b} r_{2b} C_{1b} C_{2b})^{-1/2};$$

добротність фільтра

$$Q = \frac{1}{\alpha} = \left[\frac{C_{2b} (r_{1b} + r_{2b})^2}{C_{1b} r_{1b} r_{2b}} \right]^{-1/2}$$

Аналогічні результати можна одержати, якщо використати як чотириполюсники А та В ланки 4 та 9 з табл. 4.2. Схема з такими ланками наведена на рис. 4.38.

Режекторний (загороджуючий) фільтр з одноконтурним зворотним зв'язком (РФ) має частотну харак-

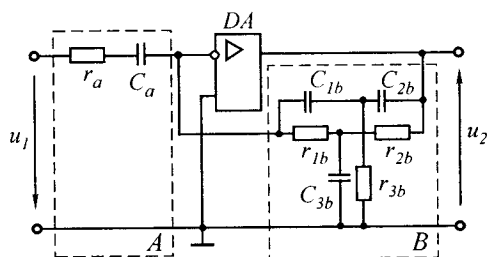


Рис. 4.38

теристичу, протилежну частотній характеристиці смугового фільтра. РФ ослаблює сигнали в смузі частот $\omega_1 < \omega < \omega_2$ і пропускає на вихід сигнали, частота яких знаходиться за межами цієї смуги. Передавальну функцію РФ можна одержати, використовуючи передавальну функцію СФ

$$W_{\text{РФ}}(p) = K_0 - W_{\text{СФ}} = K_0 - \frac{K_0 \alpha \omega p}{p^2 + \alpha \omega_0 p + \omega_0^2} = \frac{K_0 (p^2 + \omega_0^2)}{p^2 + \alpha \omega_0 p + \omega_0^2}, \quad (4.73)$$

де K_0 — коефіцієнт передачі РФ за постійною напругою.

Комплексна амплітудно-частотна характеристика РФ відповідно до виразу (4.73) має вигляд

$$K_{\text{РФ}}(j\omega) = \frac{K_0 (\omega^2 - \omega_0^2)}{(\omega^2 - \omega_0^2) - j\alpha\omega_0\omega}, \quad (4.74)$$

звідки одержуємо значення її модуля

$$|W_u| = |W_{\text{РФ}}| = \frac{K_0 (\omega^2 - \omega_0^2)}{\sqrt{(\omega^2 - \omega_0^2)^2 - (\alpha\omega_0\omega)^2}}. \quad (4.75)$$

Амплітудно-частотна характеристика РФ зображена на рис. 4.39,а. На частоті $\omega = \omega_0$ маємо $W_u = 0$, а на сталій напрузі ($\omega = 0$) одержуємо $W_u = K_0$. З підвищенням частоти $W_{\text{РФ}}$ також наближається до значення $W_u = K_0$.

Реалізувати РФ з такою характеристикою можна, якщо використати як чотириполюсники А і В ланки 9 та 6 з табл. 4.2. Схема РФ з такими ланками наведена на рис. 4.39,б. Для цієї схеми мо-

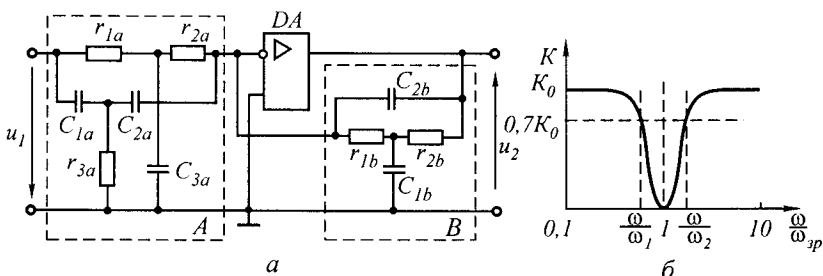


Рис. 4.39

жна одержати рівняння вигляду (4.74), якщо прийняти, що $\alpha_{1a} = \alpha_{2a} = \alpha_{2b} = \alpha$, тобто виконати умови

$$\frac{g_{1a} + g_{2a}}{C_{3a}} = \frac{g_{3a}}{C_{1a} + C_{2a}} = \frac{g_{1b} + g_{2b}}{C_{1b}}; \quad C_{1a} + C_{2a} = C_{3a}; \quad g_{1a} + g_{2a} = g_{3a}.$$

При цьому одержимо, що

$$K_0 = \frac{r_{1b} + r_{2b}}{r_{1a} + r_{2a}}; \quad \omega_0 = (r_{1b} r_{2b} C_{1b} C_{2b})^{-1/2},$$

тобто характеристики K_0 і ω_0 такі ж, як у ФНЧ другого порядку.

Поряд з фільтрами з одноконтурним зворотним зв'язком існують фільтри з багатоконтурним зворотним зв'язком.

На рис. 4.40,а наведена схема фільтра нижніх частот другого порядку з двоконтурним частотно залежним негативним зворотним зв'язком через резистор R_4 і конденсатор C_2 . При достатньо низькій частоті $f \ll f_{зп}$ реактивний опір C_2 і C_5 значно більший за опори резисторів, внаслідок чого негативний зворотний зв'язок здійснюється через резистор R_4 , а резистор R_3 не впливає на нього. Тому коефіцієнт підсилення інвертувального ОП в смузі пропускання $K_0 = -R_4/R_1$. При збільшенні частоти реактивний опір конденсаторів C_2 і C_5 зменшується, при цьому зменшується вхідна напруга з подільника $R_1 C_2$, що збільшує глибину негативного зворотного зв'язку. Підсилення зменшується і при достатньо високій частоті наближається до нуля.

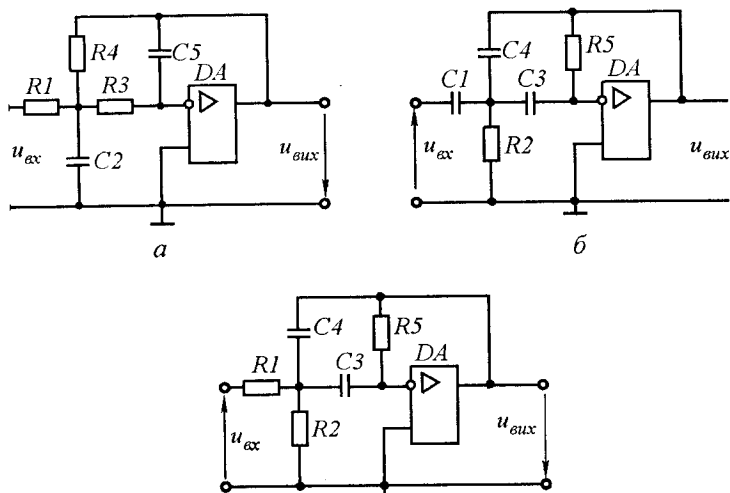


Рис. 4.40

Передавальна характеристика ФНЧ має вигляд

$$W_u(p) = \frac{-K_0 \omega_0^2}{p^2 + p\alpha\omega_0 + \omega_0^2}, \quad (4.76)$$

де $K_0 = g_1/g_4$; $\alpha = \frac{g_1 + g_3 + g_4}{C_2} \sqrt{\frac{C_2 C_5}{g_3 g_4}}$; $\omega_0^2 = \frac{g_3 g_4}{C_2 C_5}$.

Амплітудно-частотна характеристика ФНЧ визначається виразом

$$|W_u| = \frac{-K_0}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \alpha^2 \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}}. \quad (4.77)$$

Знак мінус при коефіцієнті K_0 показує, що сигнал на виході фільтра буде інвертований.

З виразу (4.77) видно, що при $\omega/\omega_0 = 0$ $W_u = -K_0$, при $\omega/\omega_0 < 1$ $W_u \approx -K_0$, при $\omega/\omega_0 = 1$ $W_u = -K_0/\alpha$, а при $\omega/\omega_0 > 1$ $W_u \approx -K_0 (\omega/\omega_0)^{-2}$. Очевидно, що ФНЧ пропускає практично без ослаблення всі сигнали, частота яких $\omega < \omega_0$, ослаблює в α разів сигнали з частотою $\omega = \omega_0$ і практично повністю не пропускає сигнали з частотою $\omega > \omega_0$.

Розглянута схема ФНЧ не критична до розкиду параметрів елементів і може бути рекомендована для реалізації фільтрів з великою добротністю.

Фільтр верхніх частот (рис. 4.40,б) має передавальну характеристику вигляду

$$W_u(p) = \frac{-K_0 p^2}{p^2 + \alpha\omega_0 p + \omega_0^2}, \quad (4.78)$$

де $K_0 = C_1/C_4$; $\alpha = (C_1 + C_3 + C_4) \sqrt{\frac{g_5}{g_2 C_3 C_4}}$; $\omega_0^2 = \frac{g_2 g_5}{C_3 C_4}$.

Амплітудно-частотна характеристика ФВЧ визначається виразом

$$|W_u| = \frac{K_0 \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \alpha^2 \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}}. \quad (4.79)$$

З виразу (4.79) видно, що при $\omega/\omega_0 = 0$ $W_u = 0$, при $\omega/\omega_0 < 1$ $W_u \approx K_0 (\omega/\omega_0)^2$, при $\omega/\omega_0 = 1$ $W_u = K_0/\alpha$, а при $\omega/\omega_0 > 1$ $W_u \approx K_0$. Очевидно, що ФВЧ не пропускає практично без ослаблення всі сигнали, частота яких $\omega < \omega_0$, ослаблює в α разів сигнали з частотою $\omega = \omega_0$ і практично повністю пропускає сигнали з частотою $\omega > \omega_0$.

Розглянутий ФВЧ — фільтр другого порядку з двоконтурним частотно залежним негативним зворотним зв'язком. Схема виконується при коефіцієнті підсилення не більше 10. При низьких частотах реактивний опір C_1, C_3, C_4 значно більший опорів резисторів R_2, R_5 і вхідний сигнал на вході ОП мінімальний. У смузі пропускання реактивний опір конденсаторів малий. При цьому повинні виконуватися умови: $1/(\omega C_1) \ll R_2$; $1/(\omega C_3) \ll R_{\text{вх ОП}}$; $1/(\omega C_4) \ll R_5$. Фільтр забезпечує необхідну вибірковість при збудженні від низькоомного джерела сигналу. Найбільш часто його збуджують з виходу ОП, охопленого НЗЗ за напругою.

Смуговий фільтр (рис. 4.40,б) має передавальну характеристику вигляду

$$W_u(p) = \frac{-K_0 \omega_0 p}{p^2 + \alpha \omega_0 p + \omega_0^2}, \quad (4.80)$$

$$\text{де } K_0 = \frac{g_1}{C_4 \omega_0}; \quad \alpha = \frac{(C_3 + C_4) g_5}{C_3 C_4 \omega_0}; \quad \omega_0^2 = \frac{(g_1 + g_2) g_5}{C_3 C_4}.$$

Амплітудно-частотна характеристика СФ визначається виразом

$$|W_u| = \frac{-K_0 \frac{\omega}{\omega_0}}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \alpha^2 \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}}. \quad (4.81)$$

З виразу (4.81) видно, що при $\omega/\omega_0 = 0$ $W_u = 0$, при $\omega/\omega_0 < 1$ $W_u \approx -K_0 (\omega/\omega_0)$, при $\omega/\omega_0 = 1$ $W_u = K_0/\alpha$, а при $\omega/\omega_0 > 1$ $W_u = K_0/(\omega/\omega_0)$. Очевидно, що СФ практично не пропускає сигнали, частота яких $\omega < \omega_0$ або $\omega > \omega_0$, і пропускає з ослабленням в α разів сигнали з частотою $\omega \approx \omega_0$.

СФ є фільтром з паралельним негативним зворотним зв'язком і добре працює при низьких та помірних (приблизно до 10) значеннях добротності. Зворотний зв'язок здійснюється одночасно через ввімкнені паралельно R_5 і C_4 . Частина характеристики, яка відповідає ФНЧ, формується за допомогою інтегруючого кола

$R1$ і $C4$, а частина, яка відповідає ФВЧ, — за допомогою диференціюючого кола $R5$ і $C3$ Такий зворотний зв'язок забезпечує положення максимуму характеристики поблизу частоти f_0 . Опір $R2$ збільшує $R_{вх}$ і забезпечує можливість задавати коефіцієнт підсилення в смузі пропускання.

Приклад 4.26. Розрахувати активний фільтр низької частоти за схемою рис. 4.32,а з такими параметрами: смуга пропускання $0 \dots 20$ Гц; коефіцієнт передачі у діапазоні робочих частот $K_{НЗЗ} = 100$.

Р о з в' я з а н н я. 1. Верхня кутова частота смуги пропускання дорівнює

$$\omega_b = 2\pi f_b = 2\pi \cdot 20 = 40\pi.$$

2. Для реалізації схеми використовуємо ОП К140УД22 з параметрами

$$K_0 = 5 \cdot 10^4; T_{ОП} = 1,59 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

3. Визначаємо потрібний коефіцієнт передачі кола НЗЗ за постійним струмом

$$K_{НЗЗ} = K_0 / (1 + K_0 K_{\text{ч}})$$

або

$$K_{\text{ч}} = (K_0 - K_{НЗЗ}) / (K_0 K_{НЗЗ}) = (5 \cdot 10^4 - 100) / (5 \cdot 10^4 \cdot 100) = 9,88 \cdot 10^{-3}.$$

4. Знайдемо потрібну сталу часу

$$T_{НЗЗ1} = 1/\omega_b = 1/40\pi = 7,96 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

5. Згідно з передавальною функцією (4.63), для обраної схеми маємо $T_1 > T_2$ і $K_0 K_{\text{ч}} = 494 \gg 1$. Тоді з достатньою точністю можна вважати, що $T_{НЗЗ1} \approx T_1 = R_{33} C_{33}$. Припустимо $R_{\text{кор}} = 1 \text{ кОм}$. Тоді

$$R_{33} = K_{НЗЗ} R_{\text{кор}} = 100 \text{ кОм};$$

$$C_{33} = T_{НЗЗ1} / R_{33} = 7,96 \cdot 10^{-3} / (100 \cdot 10^3) = 7,96 \cdot 10^{-8} \text{ Ф} = 79,6 \text{ нФ}.$$

Приймаємо $C_{33} = 75 \text{ нФ}$.

Приклад 4.27. Використовуючи ОП типу К140УД20, спроектувати активний фільтр високої частоти з коефіцієнтом передачі $K_u = 50$ (рис. 4.35,а) і нижньою частотою смуги пропускання $f_n = 500$ Гц, $T_{ОП} = 15,9 \cdot 10^{-3} \text{ с}$.

Р о з в' я з а н н я. 1. Нижня кутова частота смуги пропускання $\omega_n = 2\pi f_n = 2\pi \cdot 500 = 10^3 \pi$.

2. Коефіцієнт передачі кола НЗЗ на високій частоті

$$\begin{aligned} \beta &= R_{332} / (R_{331} + R_{332}) = (K_0 - K_u) / (K_0 K_u) = \\ &= (3 \cdot 10^4 - 50) / (3 \cdot 10^4 \cdot 50) = 19,96 \cdot 10^{-3}. \end{aligned}$$

3. Для кола НЗЗ згідно з (4.67) маємо $T_1 < T_2$, проте $K_0 \gg 1$ і можна вважати $T_{НЗЗ1} \approx T_1 = R_{332}C_{33}$. Приймаємо $R_{332} = 2,4 \text{ кОм}$, тоді

$$C_{33} = 1/(R_{332}\omega_n) = 1/(2,4 \cdot 10^3 \cdot 10^3 \pi) = 0,13 \text{ мкФ}.$$

Приймаємо $C_{33} = 0,15 \text{ мкФ}$.

4. Визначаємо опір резистора R_{331}

$$K_u = 1 + R_{331}/R_{332} \text{ або } R_{331} = (K_u - 1)R_{332};$$

$$R_{331} = (50 - 1) \cdot 2,4 = 117,6 \text{ кОм}.$$

Приймаємо $R_{331} = 120 \text{ кОм}$.

5. ЛАЧХ ідеального фільтра високої частоти після $\omega = \omega_n$ повинна мати сталий коефіцієнт передачі до частоти $\omega = \infty$. Проте в реальній схемі через неідеальність ОП, починаючи з деякої частоти, ЛАЧХ буде мати асимптоту з нахилом -20 дБ/дек . Тому, точно кажучи, фільтр на рис. 4.35,а є не фільтром високої частоти, а смуговим фільтром.

У розглядуваному випадку

$$T_v = T_{\text{ОП}}/(1 + K_0\beta) = \\ = 15,9 \cdot 10^{-3} / (1 + 3 \cdot 10^4 \cdot 19,96 \cdot 10^{-3}) = 2,65 \cdot 10^{-5} \text{ с}.$$

$$f_v = 1/(2\pi T_v) = 1/(2\pi \cdot 2,65 \cdot 10^{-5}) = 6 \text{ кГц}.$$

Таким чином, смуга пропускання спроектованого фільтра лежить у діапазоні від 500 Гц до 6 кГц . Схемою смугового фільтра є і розглянута у § 4.2 схема диференціатора з колами корекції (див. рис. 4.13,б). При виборі $R_k C \neq C_k R$ в ЛАЧХ даної схеми з'являється ділянка з нульовим нахилом. Тривалість цієї ділянки і визначає смугу пропускання фільтра.

Приклад 4.28. Визначити параметри фільтра нижніх частот (рис. 4.40,а), якщо $f_0 = 10 \text{ кГц}$, $K_0 \geq 10$, $n = -40 \text{ дБ/дек}$, де f_0 — частота зрізу; K_0 — коефіцієнт передачі в смузі пропускання; n — нахил АЧХ в смузі обмеження.

Розв'язання. 1. Схема забезпечує заданий нахил АЧХ в смузі обмеження $n = -40 \text{ дБ/дек}$.

2. Обираємо ОП за частотою одиничного підсилення

$$f_{T \text{ ОП}} \geq f_0 K_0 = 10 \cdot 10 = 100 \text{ кГц}.$$

Для ОП типу К140УД6: $f_T = 1 \text{ МГц}$, тобто нерівність задовольняється з запасом; $R_{\text{вх}} = 2000 \text{ кОм}$; $R_{\text{вих}} = 200 \text{ Ом}$.

3. Приймаємо ємність $C_5 = 510 \text{ нФ}$ і знаходимо значення допоміжно-го коефіцієнта

$$k = 2\pi f_0 C_5 = 2\pi \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 510 \cdot 10^{-12} = 3,2 \cdot 10^{-5}.$$

4. Для максимально плоскої характеристики і $\alpha = \sqrt{2}$ (фільтр Баттерворта) значення ємності C_2

$$C_2 = (4/\alpha^2)(K_0 + 1)C_5 = \left(4/(\sqrt{2})^2\right)(10 + 1) \cdot 510 \cdot 10^{-12} = 11220 \text{ нФ}$$

(станд. 0,01 мкФ),

де $K_0 = -R_4/R_1$.

5. Опори резисторів схеми фільтра:

$$R_1 = \alpha/2K_0k = \sqrt{2}/(2 \cdot 10 \cdot 3,2 \cdot 10^{-5}) = 2,2 \text{ кОм};$$

$$R_4 = \alpha/2k = K_0R_1 = 10 \cdot 2,2 = 22 \text{ кОм};$$

$$R_3 = \alpha/[2(K_0 + 1)k] = \sqrt{2}/[2 \cdot (10 + 1) \cdot 3,2 \cdot 10^{-5}] \approx 2 \text{ кОм}.$$

6. Перевіряємо одержане значення частоти зрізу

$$f_{зр} = 1/\left[2\pi\sqrt{C_2C_5R_3R_4}\right] =$$

$$= 1/\left[2\pi\sqrt{10000 \cdot 10^{-12} \cdot 510 \cdot 10^{-12} \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 22 \cdot 10^3}\right] = 10,6 \text{ кГц}$$

і коефіцієнт підсилення у смузі пропускання

$$K_0 = -R_4/R_1 = -22/2,2 = -10.$$

7. Значення вхідної напруги

$$U_{вх} = I_{вх \text{ ОП}} (R_3 + R_1 \parallel R_4) = 40 \cdot 10^{-9} \left(2 \cdot 10^3 + \frac{2,2 \cdot 10^3 \cdot 22 \cdot 10^3}{2,2 \cdot 10^3 + 22 \cdot 10^3}\right) = 160 \text{ мкВ},$$

де $I_{вх \text{ ОП}} = 40 \text{ нА} = 40 \cdot 10^{-9} \text{ А}$ — вхідний струм ОП типу К140УД6. Цю напругу можна компенсувати, якщо ввімкнути між неінвертувальним входом ОП і спільною шиною резистор $R = 4 \text{ кОм}$.

Приклад 4.29. Визначити коефіцієнт передачі фільтра верхніх частот (рис. 4.40,б) в смузі пропускання і частоту зрізу, якщо $R_2 = R_5 = 10 \text{ кОм}$; $C_1 = 0,1 \text{ мкФ}$; $C_3 = C_4 = 0,01 \text{ мкФ}$.

Р о з в' я з а н н я. 1. Коефіцієнт передачі фільтра згідно з виразом (4.78)

$$K_0 = -C_1/C_4 = -0,1/0,01 = -10.$$

2. Частота зрізу

$$f_0 = 1/\left[2\pi\sqrt{R_2R_5C_3C_4}\right] =$$

$$= 1/\left[2\pi\sqrt{10 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} \cdot 0,01 \cdot 10^{-6}}\right] \approx 1,6 \text{ кГц}.$$

Приклад 4.30. Розрахувати компоненти смугового фільтра (рис. 4.40, в), який має $f_1 = 760 \text{ Гц}$, $f_2 = 890 \text{ Гц}$ і коефіцієнт підсилення в смузі пропускання $K_0 = 10$.

Розв'язання. 1. Середня частота фільтра

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} = \sqrt{760 \cdot 890} = 822,4 \text{ Гц}.$$

2. Добротність фільтра

$$Q = f_0 / (f_2 - f_1) = \sqrt{f_1 f_2} / (f_2 - f_1) = 822,4 / (890 - 760) = 6,326.$$

3. Обираємо ОП з умови $K_{\text{ОП}} > 2Q^2$ на частотах f_1 і f_2

$$K_{\text{ОП}} > 2 \cdot 6,326^2 = 80.$$

Обираємо ОП типу К140УД5, у якого $K_{\text{ОП}} = 2500$.

4. Обираємо $C_3 = C_4 = C = 0,0047 \text{ мкФ}$ і обчислюємо опори резисторів

$$\begin{aligned} R_1 &= Q / (2\pi f_0 C K_0) = \\ &= 6,326 / (2 \cdot \pi \cdot 822,4 \cdot 0,0047 \cdot 10^{-6} \cdot 10) = 26 \text{ кОм} \\ &\text{(станд. } 26,1 \text{ кОм)}, \\ R_2 &= \frac{Q}{2\pi f_0 (2Q^2 - K_0)} = \\ &= \frac{6,326}{2 \cdot \pi \cdot 822,4 \cdot 0,0047 \cdot 10^{-6} (2 \cdot 6,326^2 - 10)} = 3,84 \text{ кОм} \\ &\text{(станд. } 3,83 \text{ кОм)}, \\ R_5 &= \frac{2Q}{2\pi f_0 C} = \frac{2 \cdot 6,326}{2\pi \cdot 822,4 \cdot 0,0047 \cdot 10^{-6}} = 521 \text{ кОм} \\ &\text{(станд. } 511 \text{ кОм)}. \end{aligned}$$

5. Перевіряємо величину коефіцієнта підсилення

$$K_0 = R_5 / (2R_1) = 511 / (2 \cdot 26,1) = 9,76.$$

Якщо нас задовольняє одержане значення $K_0 = 9,76$ замість заданого $K_0 = 10$, то розрахунок можна вважати закінченим. Інакше необхідно трішки збільшити R_5 і трішки зменшити R_1 .

П р и м і т к а. Якщо при розрахунку не заданий коефіцієнт підсилення K_0 , то при $Q < 15$ коефіцієнт підсилення повинен бути $K_0 > 2Q^2$.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Визначте тип НЗЗ, який використовується у повторювачі напруги.
2. Доведіть, чому коефіцієнт передачі схеми рис. 4.3 дорівнює одиниці.
3. Чому коефіцієнт підсилення інвертувального підсилювача не може бути меншим одиниці?
4. Доведіть, чому коефіцієнт інвертувального підсилювача може бути зменшений до нуля.
5. Визначте коефіцієнт передачі кола НЗЗ неінвертувального підсилювача для випадку $K_{\text{НЗЗ}} = 1$.
8. Поясніть, чому між входами ОП і спільною шиною потрібно вмикати резистори з однаковим опором.
7. Поясніть, як потрібно розраховувати елементи вхідних кіл ОП з точки зору компенсації похибок, обумовлених дією $U_{\text{ЗМ}}$, $I_{\text{ВХ}}$ та $\Delta I_{\text{ВХ}}$.
8. Чому кола зовнішньої корекції дозволяють компенсувати похибки вхідної напруги ОП тільки при одній температурі зовнішнього середовища?
9. Покажіть, як потрібно обирати елементи вхідних кіл ОП для мінімізації температурної нестабільності вихідних напруг інвертувального та неінвертувального підсилювачів.
10. Поясніть, чому у диференціальному підсилювачі коефіцієнт передачі напруги, яка подається на неінвертувальний вхід ОП, не може бути меншим одиниці.
11. Докажіть, що диференціальний підсилювач може виконувати математичну операцію віднімання двох чисел.
12. Покажіть, як вхідні опори схеми інвертувального суматора впливають на його вихідну напругу.
13. Розробіть схему усереднення 4-х вхідних напруг.
14. Чому в загальному випадку схема додавання-віднімання потребує балансування?
15. Покажіть, як потрібно обирати елементи вхідних кіл диференціального підсилювача і неінвертувального суматора для мінімізації похибки, обумовленої неідеальністю властивостей ОП.
16. Спроектуйте схему, яка реалізує таку залежність вхідних та вихідної напруг: $u_{\text{ВІХ}} = 0,5u_{\text{ВХ1}} + 0,2u_{\text{ВХ2}}$, $u_{\text{ВХ1}} = 0,1 \sin \omega t$, $u_{\text{ВХ2}} = 1,5 \sin (\omega t + \pi/2)$.
17. Чим визначається діапазон робочих частот реального інтегратора?
18. Поясніть, яким чином можна зменшити похибку вихідної напруги реального інтегратора.

19. Доведіть, що вихідний сигнал схеми рис. 4.12,б дорівнює різниці інтегралів від вхідних напруг.
20. Доведіть, що при вмиканні напівпровідникового діоду у коло НЗЗ інвертувального підсилювача його вихідна напруга пропорційна логарифму від вхідної напруги.
21. Від чого залежать полярності вихідної напруги логарифмічного та експоненціального підсилювачів?
22. Як побудувати схему перемножувача напруг?
23. Що спільного між схемами функціонального перетворювача із зростаючим коефіцієнтом передачі та інвертувального суматора?
24. Як пов'язані напруги зворотного пробою стабілітронів у схемі функціонального перетворювача із зростаючим коефіцієнтом передачі з виглядом його передавальної характеристики?
25. Як визначити вхідну напругу, при якій відбувається зміна коефіцієнта передачі функціонального перетворювача з монотонно спадним коефіцієнтом передачі?
26. Чим обмежується застосування стабілітронів у схемах функціональних перетворювачів?
27. Яким чином можна змінювати нахил передавальної характеристики обмежувача рівня при вхідних напругах, близьких до нуля?
28. Розробіть схему неінвертувального обмежувача рівня і поясніть, чим його властивості відрізняються від властивостей інвертувального обмежувача.
29. Який основний принцип закладено в схеми джерел постійного струму як із заземленням, так і з «плаваючим» навантаженням?
30. Які функції виконує додатковий транзистор у схемах генераторів струму із заземленням навантаженням?
31. Визначити допустимий діапазон зміни вихідної напруги в джерелах, виконаних на основі інвертувального та неінвертувального підсилювачів.
32. Доведіть, що при використанні ОП в джерелі напруги діапазон зміни вихідної напруги при заданому значенні $\Delta I_{\text{н}}$ буде меншим, ніж без підсилювача.
33. Як поділяються активні фільтри?
34. Чим обмежується смуга пропускання фільтра високої частоти, схема якого наведена на рис. 4.35,а?
35. Чому коефіцієнт передачі фільтра високих частот (рис. 4.35,а) на частотах нижче $\omega = 1/T_2$ дорівнює одиниці?

ГЕНЕРАТОРИ ГАРМОНІЧНИХ КОЛИВАНЬ

5.1. КЛАСИФІКАЦІЯ ТА ПРИЗНАЧЕННЯ ГЕНЕРАТОРІВ ГАРМОНІЧНИХ КОЛИВАНЬ

Генератором гармонічних коливань називають електронний пристрій, який перетворює електричну енергію джерела постійного струму в енергію незгасаючих синусоїдних коливань заданої частоти та потужності. До складу генератора входить активний елемент та частотно-вибіркова система (чотириполюсник).

Як активні елементи використовуються транзистори, операційні підсилювачі та тунельні діоди, які мають відрізок негативного опору на вольт-амперній характеристиці. Гармонічні коливання в генераторах підтримуються частотно-вибірковими чотириполюсниками: резонансними LC -контурними або іншими резонуючими елементами (кварци), або за допомогою фазуючих RC -кіл, які вмикаються в коло зворотного зв'язку підсилювачів. Тому розрізняють LC -генератори і RC -генератори гармонічних коливань.

Внутрішньою класифікаційною ознакою генераторів гармонічних коливань є принцип керування режимом їх роботи. За цією ознакою розрізняють генератори з незалежним збудженням, режимом роботи яких керують від зовнішнього сигналу, і генератори з самозбудженням — автогенератори. Схеми LC -генераторів з незалежним збудженням по суті не відрізняються від схем резонансних підсилювачів, але характеризуються значно більшим рівнем потужності, яка виділяється в навантаженні.

Залежно від генерованих частот генератори гармонічних коливань поділяють на низькочастотні ($0,01 \dots 100$ кГц), високочастотні ($0,1 \dots 100$ МГц) і надвисокочастотні (>100 МГц). У пристроях промислової електроніки використовуються в основному низькочастотні та високочастотні генератори. Їх застосовують у вимірвальних та регулюючих пристроях, у пристроях живлення технологічних установок ультразвукової обробки матеріалів, а також як задавальні генератори.

5.2. УМОВИ САМОЗБУДЖЕННЯ АВТОГЕНЕРАТОРІВ

Як відзначалось у § 1.3, при охопленні підсилювача позитивним зворотним зв'язком, останній самозбуджується, оскільки коефіцієнт підсилення на певних частотах досягає нескінченно великого значення.

ня. Така схема працює в авто-коливальному режимі і є автогенератором. При цьому основною ознакою автогенератора є частота генерування коливань, тобто частота перетворення постійної напруги джерела живлення схеми в коливання змінної напруги.

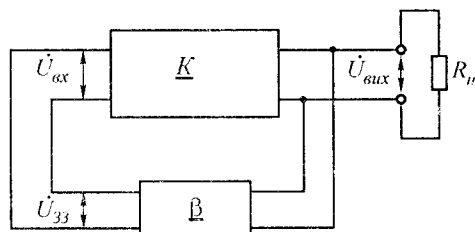


Рис. 5.1

Таким чином, автогенератор гармонічних коливань являє собою підсилювальну ланку з коефіцієнтом підсилення \underline{K} , охоплену позитивним зворотним зв'язком з коефіцієнтом передачі за напругою $\underline{\beta}$ (рис. 5.1).

Для напруги, яка знімається з виходу кола зворотного зв'язку, можемо записати

$$\underline{U}_{33} = \underline{\beta} \underline{U}_{\text{вих}}. \quad (5.1)$$

В свою чергу, напруга на виході генератора

$$\underline{U}_{\text{вих}} = \underline{K} \underline{U}_{33} \quad (5.2)$$

або з урахуванням (5.1)

$$\underline{U}_{\text{вих}} = \underline{K} \underline{\beta} \underline{U}_{\text{вих}}. \quad (5.3)$$

Отже, сталі коливання існуватимуть в схемі за умови

$$\underline{K} \underline{\beta} = 1. \quad (5.4)$$

При $\underline{K} \underline{\beta} > 1$ амплітуда коливань безперервно зростає. Умову (5.4) можемо записати так

$$\underline{K} \underline{\beta} \exp[j(\varphi + \psi)] = 1, \quad (5.5)$$

де \underline{K} і $\underline{\beta}$ — модулі коефіцієнтів підсилення та передачі відповідно підсилювача і ланки зворотного зв'язку; φ і ψ — аргументи цих коефіцієнтів.

Через те, що $\underline{K} \underline{\beta}$ — величина комплексна, то процес самозбудження автогенератора, який описується рівнянням (5.5), можемо подати у вигляді двох умов

$$\underline{K} \underline{\beta} = 1; \quad (5.6)$$

$$\varphi + \psi = 2\pi n, \text{ де } n = 0, 1, 2, \dots, \quad (5.7)$$

або

$$\varphi = -\psi + 2\pi n.$$

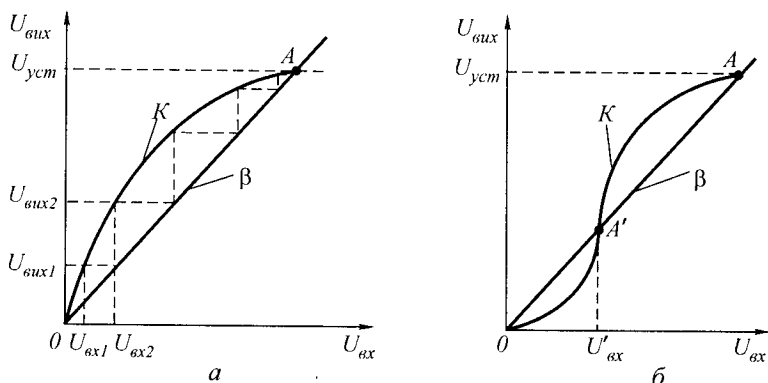


Рис. 5.2

Рівність (5.6) називають умовою балансу амплітуд, а рівність (5.7) — умовою балансу фаз. Умова балансу фаз означає, що в стаціонарному режимі сума фазових зсувів вихідних напруг підсилювача і ланки зворотного зв'язку в автогенераторі дорівнює нулю або цілому числу 2π , що свідчить про наявність у пристрої позитивного зворотного зв'язку. Умова балансу амплітуд відповідає тому, що втрати енергії в автогенераторі поповнюються ланкою позитивного зворотного зв'язку від джерела живлення автогенератора.

Для генерування коливань синусоїдної форми система автогенератора повинна мати частотно-вибірковий чотириполосник, який створює умови балансу фаз та амплітуд на тій самій частоті.

Розвиток та установлення коливального процесу в автогенераторі (за умови виконання балансу фаз) можна пояснити за допомогою графічних побудов (рис. 5.2). Тут зображені амплітудна характеристика власне підсилюючого кола $K = U_{\text{вих}}/U_{\text{вх}}$ та пряма зворотного зв'язку $\beta = U_{\text{вх}}/U_{\text{вих}}$, яка характеризує послаблюючий вплив ланки зворотного зв'язку.

Якщо на вхід підсилюючого кола з будь-яких причин діє сигнал з амплітудою напруги $U_{\text{вх}1}$, то після підсилення в K разів на виході підсилювача з'явиться сигнал з амплітудою $U_{\text{вих}1}$. Ця напруга, ослаблена в β разів, створить на вході підсилювача напругу $U_{\text{вх}2}$, яка дасть на виході нову напругу. Описаний процес повторюється доти, поки амплітуда вихідного сигналу не досягне сталого значення $U_{\text{уст}}$ (точка А, рис. 5.2,а), при якому виконується умова (5.6). З цього ж рисунка видно також, що через нелінійність амплітудної характеристики, обумовлену нелінійністю характеристик транзистора, коефіцієнт підсилювального кола з ростом рівня вихідного сигналу зменшується. Отже, для процесу розвитку автоколивань умова (5.6) запишеться у вигляді $K\beta > 1$, а умова балансу амплітуд у загальному вигляді

$$K\beta \geq 1. \quad (5.8)$$

У виразі (5.8) знак нерівності відображає процес розвитку автоколивань, а знак рівності — ustalений процес (рис. 5.3). Таким чином, амплітуда ustalених коливань обмежується нелінійністю характеристик транзистора.

З рис. 5.2,а випливає також, що після подачі напруги живлення автоколивання розвиваються при дії на вхід підсилювального кола нескінченно малих імпульсів, які завжди створюють шуми. Такий режим роботи автогенератора називають м'яким режимом самозбудження.

При виборі положення робочої точки на нелінійній ділянці статичної характеристики транзистора амплітудна характеристика має вигляд, показаний на рис. 5.2,б. В цьому випадку коливання з'являються, якщо на вході підсилювального кола діє поштовх напруги не меншої, ніж $U'_{вх}$. Такий режим виникнення гармонічних коливань називають жорстким режимом самозбудження.

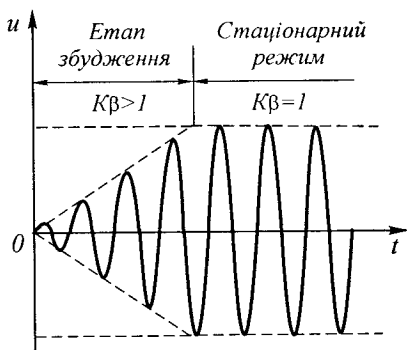


Рис. 5.3

5.3. LC-АВТОГЕНЕРАТОРИ

Залежно від способу реалізації зворотного зв'язку розрізняють три основні схеми LC-автогенераторів.

У першій схемі (рис. 5.4,а) (схемі автогенератора з резонансним LC-контуром) використовується індуктивний зв'язок обмотки резонансного контуру $L_K C_K$, який є навантаженням однокаскадного підсилювача за схемою СЕ, з другою обмоткою L_6 ,

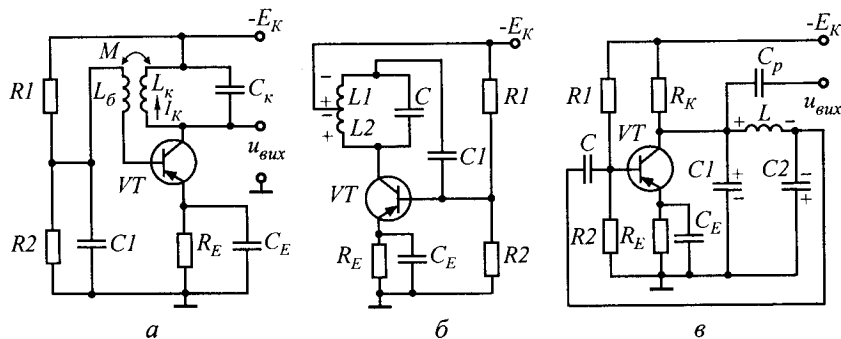


Рис. 5.4

ввімкненою в коло збудження підсилювача (в коло бази). Елементи R_1 , R_2 , R_E та C_E призначені для забезпечення режиму за постійним струмом і його термостабілізації. За рахунок конденсатора C_1 , реактивний опір якого на частоті генерування незначний, заземлюється один кінець базової обмотки.

Опір контуру на резонансній частоті має суто активний характер і дорівнює $L_k / (r_k C_k)$, де r_k — активний опір контурної індуктивності. Тому при дії на базу сигналу змінного струму (виникає із флукутаційних шумів) з частотою, що дорівнює частоті резонансу, напруга на колекторі буде зсунута за фазою на 180 електричних градусів (як для каскаду підсилення за схемою СЕ). Оскільки базова і контурна обмотки мають взаємну індуктивність, змінна напруга на базовій обмотці U_{BE} за рахунок струму I_k , який протікає через контурну обмотку L_k , дорівнює $\pm j\omega M I_k$, де M — коефіцієнт взаємоіндукції. Якщо вибрати напрям намотки котушок таким, щоб $U_{BE} = -j\omega M I_k$, то загальний фазовий зсув у замкненому колі підсилювач — ланка зворотного зв'язку дорівнюватиме нулю, що забезпечить виконання умови балансу фаз.

Мінімальне підсилення, яке забезпечує виконання умови балансу амплітуд на резонансній частоті (частоті генерування),

$$h_{21E} \geq (h_{11E} + r_b) C_k R_k / M + M / L_k, \quad (5.9)$$

де r_b — активний опір базової індуктивності L_b ;

$R_k = (Z_c^2 + r_1 r_2) / (r_1 + r_2)$ — опір паралельного контуру;

$Z_c = \sqrt{L_k / C_k}$ — характеристичний опір контуру, r_1 , r_2 — відповідно активні опори індуктивності L_k та втрат у конденсаторі C_k .

Таким чином, щоб одержати стійкий автоколивальний процес з частотою коливаний

$$f_T = 1 / (2\pi \sqrt{L_k C_k}), \quad (5.10)$$

необхідно вибрати транзистор, у якого параметр h_{21E} не менший розрахованого за формулою (5.9).

У двох інших схемах LC -автогенераторів частина резонансного контуру використовується для одержання зворотного зв'язку. Такі схеми LC -автогенераторів одержали назву триточкових (за змінним струмом індуктивність або ємність приєднані до трьох електродів транзистора).

В схемі рис. 5.4,б, відомої в літературі під назвою індуктивна триточка, секціонована індуктивна вітка коливального контуру, спільна точка якої через нульовий опір джерела живлення змінної

складовій струму приєднана до емітера. Зворотний зв'язок між індуктивностями L_1 та L_2 здійснюється за рахунок взаємоіндуктивності M . Оскільки знаки миттєвих напруг на котушках L_1 та L_2 відносно середньої точки протилежні (зсув по фазі на 180 ел. град.), а підсилювальний каскад повертає фазу також на 180 ел. град., то зворотний зв'язок буде позитивним і умова балансу фаз виконується.

Частота коливань та критичний коефіцієнт підсилення визначаються відповідно співвідношеннями

$$f_r \approx (1/2\pi) \sqrt{1/[C(L_1 + L_2 + 2M)]}, \quad (5.11)$$

$$h_{21E} \approx (L_2 + M)/(L_1 + M). \quad (5.12)$$

LC -автогенератор за схемою ємнісної триточки (рис. 5.4,в) має в ємнісній вітці коливальної контури два конденсатори C_1 та C_2 . Напряга зворотного зв'язку з останнього надходить у вхідне коло підсилювальної ланки. При такому вмиканні конденсаторів полярності миттєвих значень напруг на їх обкладках відносно спільної точки протилежні. А оскільки підсилювальний каскад також зсуває фазу на 180 ел. град., то це обумовлює наявність позитивного зворотного зв'язку та виконання умови балансу фаз.

Режим за постійним струмом та його термостабілізація здійснюються в триточкових схемах за рахунок таких же елементів, як і в схемі рис. 5.4,а. Реактивний опір конденсатора C_E на частоті генерування незначний.

Кутова частота коливань та критичний коефіцієнт підсилення визначаються відповідно співвідношеннями

$$\omega^2 = \frac{C_1 + C_2}{LC_1C_2} \left[1 + \frac{(R_{12} + h_{11E})(h_{22E}R_K + 1)L}{h_{11E}R_{12}R_K(C_1 + C_2)} \right] \approx \frac{C_1 + C_2}{LC_1C_2}, \quad (5.13)$$

де $R_{12} = R_1R_2/(R_1 + R_2)$;

$$h_{21E} \approx C_2/C_1. \quad (5.14)$$

Високі технічні показники мають LC -автогенератори гармонічних коливань, в яких використані як підсилювальні ланки операційні підсилювачі. В зв'язку з надлишковістю коефіцієнта підсилення таких підсилювачів є можливість, крім позитивного зворотного зв'язку через частотно-вибірковий резонансний контур, вводити досить глибокий негативний зворотний зв'язок (рис. 5.5), що суттєво підвищує стабільність частоти вихідних коливань. Резистори R_1 , R_2 і R_3 утворюють коло негативного зворотного зв'язку. Резонансний LC -контур і резистор R_3 ввімкнені в ланку з позитивним 33.

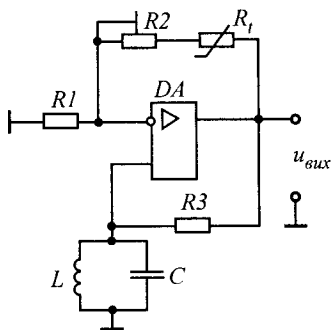


Рис. 5.5

Для стабілізації амплітуди вихідної напруги в ланці НЗЗ використовують терморезистор R_4 . При збільшенні, наприклад, вихідної напруги автогенератора за будь-якої причини струм через терморезистор R_4 зростає, а його опір зменшується. В результаті коефіцієнт підсилення підсилювача зменшується. Змінний резистор R_2 потрібен для точного регулювання виконання умови балансу амплітуд.

Приклад 5.1. Визначити струм в паралельному коливальному LC -контурі і його добротність, якщо струм у нерозгалуженому колі $I_p = 10 \text{ мА}$, еквівалентний опір LC -контурі при резонансі $R_k = 10 \text{ кОм}$, а його активний опір $R_1 = 4 \text{ Ом}$.

Розв'язання. 1. В паралельному LC -контурі з втратами енергії в обох вітках може бути резонанс струмів, коли $b_1 + b_2 = 0$, або

$$\frac{\omega L}{R_1^2 + (\omega L)^2} = \frac{1/\omega C}{R_2^2 + (1/\omega C)^2},$$

де R_1 та R_2 — відповідно активний опір котушки і опір втрат у конденсаторі.

2. Кутова резонансна частота

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{Z_c^2 - R_1^2}{Z_c^2 + R_2^2}},$$

де $Z_c = \sqrt{L/C}$ — характеристичний опір.

3. Опір паралельного контуру при резонансі

$$R_k = \frac{Z_c^2 + R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

Нехтуючи втратами в конденсаторі, маємо

$$\omega_p = \sqrt{1 - R_1^2/Z_c^2}; \quad R_k = Z_c^2/R_1.$$

Для добротного контуру $Q = Z_c/(R_1 + R_2) \gg 1$, тобто при малих втратах можна вважати, що $\omega_p \approx \omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ і опір контуру при резонансі $R_k = Q^2 R_1$.

4. Струм у нерозгалуженій частині кола при резонансі $I_p = U_k/R_k$, де U_k — напруга на LC -контурі, звідки $U_k = I_p R_k$.

5. Добротність контуру

$$Q = \sqrt{R_k/R_1} = \sqrt{10 \cdot 10^3/4} = 50.$$

6. Струми в кожній з віток при резонансі приблизно однакові і кожний з них більший струму у нерозгалуженій частині кола I_p в Q разів

$$I_{1p} \approx I_{2p} = I_p Q = 10 \cdot 10^{-3} \cdot 50 = 500 \text{ мА}.$$

Приклад 5.2. Визначити еквівалентний резонансний опір, ємність конденсатора паралельного коливального LC -контуру, частоту коливань при резонансі f_r , довжину хвилі λ електричних коливань, якщо індуктивність контуру $L = 0,2 \text{ Гн}$; активний опір $R = 10 \text{ Ом}$; добротність контуру $Q = 50$.

Розв'язання. 1. Еквівалентний резонансний опір контуру

$$R_k = Q^2 R = 50^2 \cdot 10 = 25 \text{ кОм}.$$

2. Характеристичний опір контуру

$$Z_c = \sqrt{R_k R} = \sqrt{25 \cdot 10^3 \cdot 10} = 500 \text{ Ом}.$$

3. Ємність конденсатора

$$C = L/Z_c^2 = 0,2/500^2 = 8 \cdot 10^{-7} \text{ Ф} = 0,8 \text{ мкФ}.$$

4. Частота коливань при резонансі

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{1 - R^2/Z_c^2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{0,2 \cdot 8 \cdot 10^{-7}}} \sqrt{1 - 10^2/500^2} \approx 398 \text{ Гц}.$$

5. Довжина хвилі електричних коливань

$$\lambda = c/f_r = 3 \cdot 10^8/398 = 753768,8 \text{ м},$$

де c — швидкість світла.

Приклад 5.3. Визначити частоту генерування LC -автогенератора (рис. 5.4, в) при відсутності навантаження, а також максимальне навантаження, при якому частота зміниться не більш ніж на 5%. Параметри елементів схеми: $R_1 = 10 \text{ кОм}$; $R_2 = 2,7 \text{ кОм}$; $R_k = 5 \text{ кОм}$; $C_1 = 1000 \text{ нФ}$; $C_2 = 100 \text{ нФ}$; $L = 200 \text{ мкГн}$; $X_{CE} = 0$. Транзистор має такі параметри: $h_{21E} = 40$; $h_{11E} = 1300 \text{ Ом}$; $h_{22E} = 125 \text{ мкСм}$; $h_{12E} \approx 0$.

Розв'язання. 1. Кутова частота генерування визначається за формулою (5.13)

$$\omega^2 = \frac{1000 \cdot 10^{-12} + 100 \cdot 10^{-12}}{200 \cdot 10^{-6} \cdot 1000 \cdot 10^{-12} \cdot 100 \cdot 10^{-12}} \times$$

$$\times \left(1 + \frac{(2,13 \cdot 10^3 + 1300)(125 \cdot 10^{-6} \cdot 5 \cdot 10^3 + 1)200 \cdot 10^{-6}}{1300 \cdot 2,13 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^3 (1000 \cdot 10^{-12} + 100 \cdot 10^{-12})} \right) =$$

$$= 55(1 + 0,074)10^{12} = 59,07 \cdot 10^{12} \quad (\text{рад} / \text{с})^2,$$

де $R_{12} = R_1 R_2 / (R_1 + R_2) = 10 \cdot 10^3 \cdot 2,7 \cdot 10^3 / (10 \cdot 10^3 + 2,7 \cdot 10^3) = 2,13 \text{ кОм}$.

2. Частота коливань генератора

$$f_T = \omega / 2\pi = 7,685 \cdot 10^6 / 2 \cdot 3,14 = 1,22 \text{ МГц}.$$

3. Введення навантаження R_H паралельно R_K призводить до збільшення частоти. З'ясуємо, якою повинна бути найменша величина навантажувального резистора, щоб частота змінилась не більше, ніж на 5%. У цьому випадку коефіцієнт 1,036 перетворюється в $1,036 \cdot 1,05 = 1,09$, а у рівнянні для ω^2 його значення буде дорівнювати 1,18. Отже,

$$\frac{L(R_{12} + h_{11E})(h_{22E}R_K + 1)}{h_{11E}R_{12}R_K(C_1 + C_2)} = 0,18,$$

звідки нове значення $R_K = 1490 \text{ Ом}$.

4. З виразу $R'_K = R_K R_H / (R_K + R_H)$ знаходимо

$$R_H = R'_K / (R_K - R'_K) = 5 \cdot 10^3 \cdot 1490 / (5 \cdot 10^3 - 1490) = 2,12 \text{ кОм}.$$

Приклад 5.4. Визначити опір резистора R_1 , при якому в LC -автогенераторі на ОП (див. рис. 5.5) виникнуть незгасаючі автоколивання, якщо $R_3 = 100 \text{ кОм}$, а $R_1 + R_2 = 150 \text{ кОм}$, опір резонансного контуру на частоті f_T $R_K = 1 \text{ кОм}$.

Розв'язання. 1. Визначимо коефіцієнт позитивного зворотного зв'язку β на резонансній частоті f_T

$$\beta = \frac{R_K}{R_3 + R_K} = \frac{1 \cdot 10^3}{(100 + 1) \cdot 10^3} = 0,0099.$$

2. Розрахуємо коефіцієнт підсилення підсилювача в автогенераторі K , виходячи з умови балансу амплітуд

$$K = 1/\beta = 101.$$

Для виконання умови $K\beta \geq 1$ приймаємо $K = 102$.

3. Визначимо опір резистора R_1 в неінвертувальному підсилювачі

$$R_1 = \frac{R_2 + R_1}{K - 1} = \frac{(150 \cdot 10^3)}{(102 - 1)} = 1,49 \text{ кОм}.$$

5.4. RC-АВТОГЕНЕРАТОРИ

Технічні характеристики RC-автогенераторів у діапазоні низьких частот суттєво знижуються, оскільки згідно з виразами (5.10), (5.11) та (5.13) непомірно збільшуються індуктивність і ємність коливального контуру. Це призводить до збільшення омичного опору обмотки котушки і струмів спливу конденсатора, зниження добротності коливального контуру і стабільності частоти автогенератора. Тому в автогенераторах гармонічних коливань низькочастотного діапазону використовують частотно-вибіркові кола з елементів R та C і, залежно від створюваного ними зсуву фази на квазірезонансній частоті, інвертувальні або неінвертувальні підсилювачі.

На відміну від резонансної частоти ω_0 коливального LC-контуру для частотно-вибіркових RC-кіл частоту ω_0 , кратну πn , де $n = 0$ або 1, називають квазірезонансною частотою. Такі автогенератори називають RC-генераторами. За габаритними і ваговими характеристиками в області частот від часток герца до десятків кілогерц вони мають значні переваги над LC-автогенераторами.

Структурна схема RC-автогенератора аналогічна схемі, показаній на рис. 5.1. Для того, щоб із всього можливого спектра частот автогенератор генерував лише одну гармонічну складову, умови самозбудження генератора (формули (5.6), (5.7)) повинні виконуватись на цій частоті.

За принципом побудови RC-автогенератори поділяються на дві основні групи:

автогенератори з поворотом фази сигналу в колі позитивного зворотного зв'язку на ± 180 ел. град. на квазірезонансній частоті ω_0 ;
автогенератори без повороту фази, у яких фазовий зсув сигналу в колі позитивного зворотного зв'язку на квазірезонансній частоті дорівнює нулю.

RC-автогенератори з поворотом фази. Такий автогенератор складається з однокаскадного підсилювача за схемою із СЕ, фаза вихідної напруги якого відрізняється від фази вхідної на 180 ел. град. Тому виконання умови балансу фаз можливе у тому випадку, коли коло частотно-залежного зворотного зв'язку (у подальшому будемо називати його фазуючим колом) також забезпечує поворот фази напруги на частоті генерування на 180 ел. град.

Як фазуючі використовують кола, що складаються з простих Г-подібних RC-ланок (звичайно трьох або чотирьох). На рис. 5.6 зображені два варіанти фазуючих кіл, які застосовуються на практиці. Триланкове коло, так зване R-паралель, зображене на рис. 5.6,а, і таке ж коло С-паралель — на рис. 5.6,б. Частотні і фазові характеристики ланок R-паралель та С-паралель наведені відповідно на рис. 5.6,в та 5.6,г.

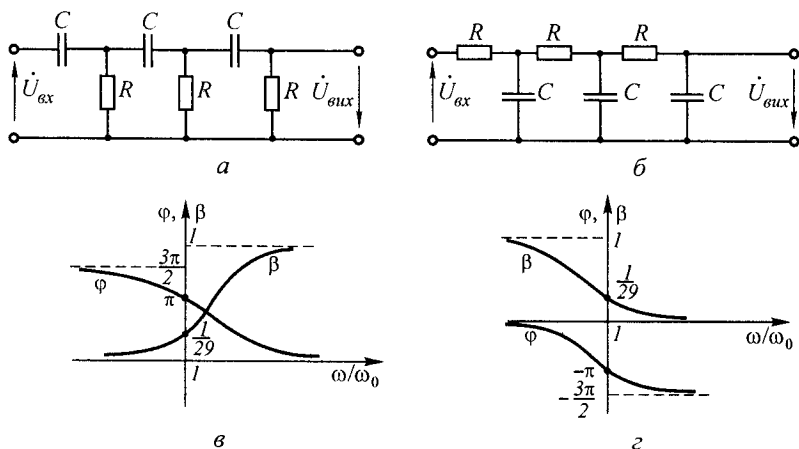


Рис. 5.6

Як видно з рис. 5.6, в та 5.6, з, на квазірезонансній частоті фазовий зсув φ між вхідною та вихідною напругами для кола R -паралель дорівнює $+180$ ел. град., а для кола C -паралель -180 ел. град. На цій же частоті модуль коефіцієнта передачі напруги $\beta = U_{\text{вих}}/U_{\text{вх}}$ для обох ланок має значення $\beta = 1/29$. При цьому квазірезонансна частота фазуючих кіл визначається параметрами R і C :

для кола R -паралель

$$f_0 = \omega_0/2\pi = 1/(2\pi RC\sqrt{6}); \quad (5.15)$$

для кола C -паралель

$$f_0 = \omega_0/2\pi = \sqrt{6}/(2\pi RC). \quad (5.16)$$

Таким чином, підсилювальний каскад із зсувом фази напруги підсилюваного сигналу на 180 ел. град. за допомогою триланкових кіл R -паралель або C -паралель, ввімкнених у коло позитивного зворотного зв'язку, може генерувати гармонічні коливання з частотою f_0 (формули (5.15), (5.16)), якщо його коефіцієнт підсилення перевищує 29 , що відповідає також виконанню умови балансу амплітуд (формула (5.6)).

Для чотириланкових RC -кіл обох типів $\beta = 1/18,4$. Тому коефіцієнт підсилення підсилюючого каскаду може бути меншим ($K \geq 18,4$). Подальше збільшення числа ланок фазуючого кола не дає суттєвого зменшення згасання, ускладнюючи схему.

При розгляді вторинних параметрів фазуючих кіл (f_0 , β , φ) припускалося, що опір джерела вхідної напруги дорівнював нулю, а опір навантаження — нескінченності. Проте в реальній схемі

генератора зі сторони вихідних затискачів RC -коло навантажується кінцевим вхідним опором підсилюючої ланки, а його вхід підключається до виходу підсилувача, який має значний вихідний опір. Це призводить до зміни величини коефіцієнта передачі фазуючого кола β , а частота сталих коливань $f_T \neq f_0$.

На рис. 5.7 наведені схеми RC -автогенераторів на біполярних транзисторах з колами C -паралель ($a, б$) і R -паралель ($в, з$).

Роль першої ланки фазуючого кола (рис. 5.7, a) виконує резистор R_0 (для змінної складової вихідного струму $R_0 = R_K \parallel R_H = R_K R_H / (R_K + R_H)$) і конденсатор $C1$. Опір $R'3$, який ввімкнений послідовно з вхідним опором підсилюючої ланки $R_{вх} \approx h_{1E}$, виключає помітний вплив змін останнього на частоту генерування. Зміщення в колі бази за постійним струмом здійснюється фіксованим струмом бази за рахунок опорів $R1, R2, R'3$ при наявності колекторної температурної стабілізації робочої точки.

Частота автоколивань і мінімальний коефіцієнт передачі струму транзистора, який забезпечує генерування, визначаються виразами

$$f_T = \frac{1}{2\pi RC} \sqrt{7 + \frac{3}{m}}; \quad (5.17)$$

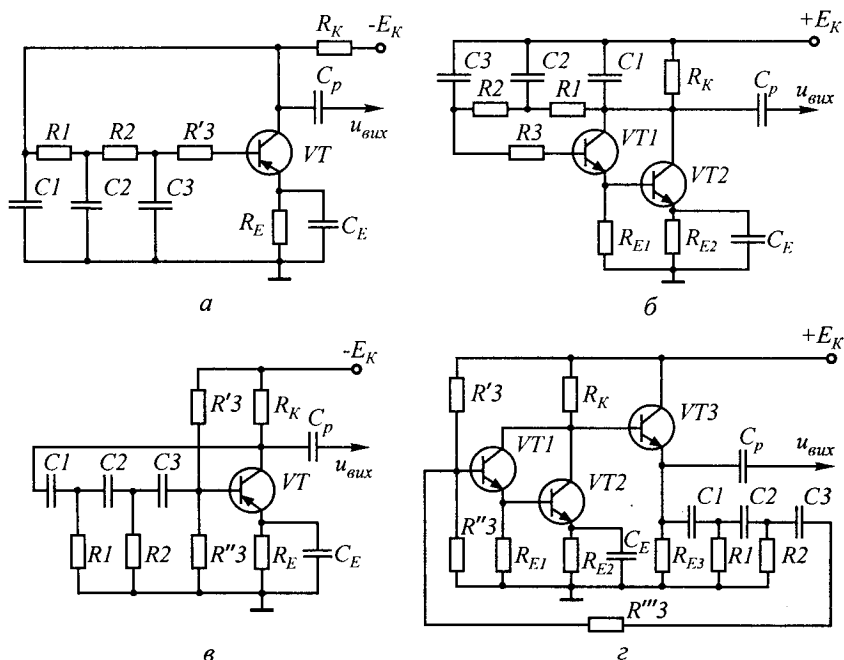


Рис. 5.7

$$h_{21E_{кр}} = 21 + 32m + 3/m, \quad (5.18)$$

де $R = R_1 = R_2 = R_3 = mR_0 = R$; $C = C_1 = C_2 = C_3$;

$R_3 = R'_3 + R_{вх}$; $m = [(1 + h_{21E})U_{0КЕ}] / [3(E_K - U_{0КЕ})]$; $U_{0КЕ}$ — напруга колектор-емітер в робочій точці.

Залежність критичного коефіцієнта передачі за струмом від величини вхідного опору підсилюючого каскаду обумовлює необхідність застосування транзисторів з $h_{21E} > 45 \dots 60$, що може бути забезпечено не кожним транзистором.

Окрім того, зниження напруги джерела живлення призводить до зменшення $U_{0КЕ}$, а це, в свою чергу, до зменшення h_{21E} , що може викликати нестійке збудження. Зазначений недолік можна усунути, якщо використати або узгоджувальний емітерний повторювач, або складений транзистор (схема Дарлінгтона), або застосувати як підсилюючий каскад операційний підсилювач.

При використанні складеного транзистора (рис. 5.7,б) коефіцієнт передачі за струмом

$$h_{21\Sigma} \approx h_{21E1} \cdot h_{21E2},$$

а вхідний опір

$$R_{вх} \approx h_{11E1} + h_{21E1} \cdot h_{11E2} + h_{11E2},$$

що значно перевищує аналогічні параметри звичайного транзистора.

Режим за постійним струмом у схемі RC -автогенератора з фазуючим колом R -паралель (рис. 5.7,в) забезпечується елементами $R'3$, $R''3$, R_E та C_E . Паралельно ввімкнені опори (за змінним струмом) $R'3 \parallel R''3$ разом з паралельно ввімкненим вхідним опором підсилюючого каскаду $R_{вх} \approx h_{11E}$ утворюють третій опір фазуючого кола $R3$. Вихідний опір підсилюючого кола обумовлений в основному значенням R_K , тому що $R_K \ll 1/h_{22E}$.

Частота автоколивань і мінімальний коефіцієнт передачі струму транзистора, при якому забезпечується генерування, визначаються виразами

$$f_T = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{4m+6}} = \frac{1}{2\pi RC} \sqrt{\frac{R}{6R+4R_{вх}}}, \quad (5.19)$$

$$h_{21E_{кр}} = (23 + 29m + 4/m) R_3 / (R_3 + R_{вх}), \quad (5.20)$$

де $m = R_{вх} / (R_3 \parallel R_{вх}) = 2 \dots 5$; $R_3 = R'_3 \parallel R''_3 \parallel R_{вх}$; $R = R_1 = R_2 = R_3 \parallel R_{вх}$; $C = mC_1 = C_2 = C_3$; $R = R_{вх} / m = R_3 \parallel R_{вх}$.

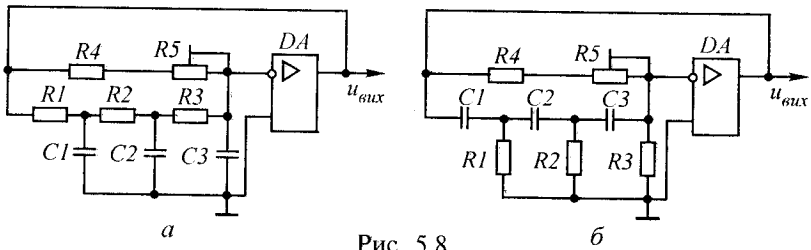


Рис. 5.8

Вираз (5.20) має мінімум, коли $m = R/R_{\text{вх}} = 2,7$. У цьому випадку

$$h_{21E} \approx 45R_3 / (R_{\text{вх}} + R_3). \quad (5.21)$$

З рівняння (5.21) випливає, що тільки при виконанні нерівності $R_{\text{вх}} \gg R_3$ потрібне значення коефіцієнта передачі за струмом транзистора може бути мінімальним, незначно перевищуючим 45.

На рис. 5.7,г наведена схема RC -автогенератора з складеним транзистором ($VT1, VT2$) та емітерним повторювачем ($VT3$).

Найбільший ефект може бути одержаний при використанні як підсилювальної ланки ОП. На рис. 5.8,а,б наведені схеми RC -автогенераторів на ОП з фазуючими ланками C -паралель та R -паралель. Оскільки частотно-вибіркова RC -ланка ввімкнена між виходом та інвертувальним входом ОП, загальний фазовий зсув по замкненій петлі дорівнює 360 ел. град., що забезпечує виконання умови балансу фаз. У зв'язку з надлишковістю коефіцієнта підсилення ОП умова балансу амплітуд забезпечується без труднощів. Великий вхідний та малий вихідний опори ОП дозволяють здійснити режим практично ідеального узгодження фазуючого кола з підсилювальною ланкою. При цьому частота генерування визначається відповідно виразами (5.16) і (5.15).

RC -автогенератори без повороту фази використовують як частотно-залежні елементи послідовно-паралельне RC -коло (міст Віна) (рис. 5.9,а), квазірезонансна частота та коефіцієнт передачі якого визначаються виразами

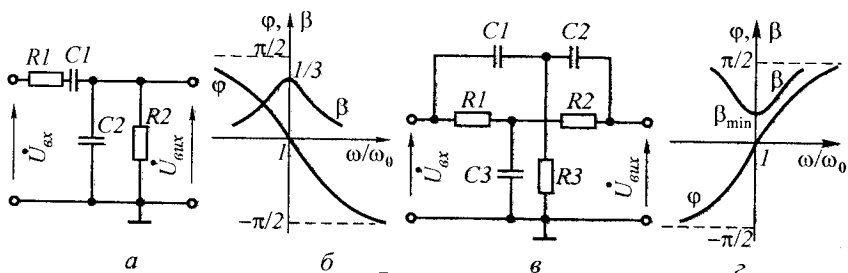


Рис. 5.9

$$f_0 = 1/(2\pi RC); \quad (5.21a)$$

$$\beta = 1/3, \quad (5.22)$$

де $R = R_1 = R_2$, $C = C_1 = C_2$, а його АЧХ та ФЧХ наведені на рис. 5.9,б, або подвійний Т-подібний міст (рис. 5.9,в), АЧХ і ФЧХ якого наведені на рис. 5.9,г.

Квазірезонансна частота та коефіцієнт передачі подвійного Т-подібного моста визначаються виразами

$$f_0 = \sqrt{n}/(2\pi RC); \quad (5.23)$$

$$\beta = (4n - 1)/[4n + (1/2n) + 1], \quad (5.24)$$

де $R = R_1 = R_2$; $C = C_1 = C_2$; $2C/C_3 = R/2R_3 = n$.

Залежно від вибору значення n змінюються співвідношення між елементами та якісними показниками. При $n = 2$ $C_1 = C_2 = C_3 = C$, $R_3 = 0,25R$; при $n = 0,5$ $C_3 = 4C$, $R_1 = R_2 = R_3$.

На рис. 5.10 наведені схеми RC-автогенераторів на біполярних транзисторах, виконаних з мостом Віна (а) та подвійним Т-подібним мостом (б). Вмикання емітерного повторювача на транзисторі VT3 виключає вплив вхідного опору схеми з СЕ на параметри фазуючого кола, а, отже, на f_0 і β .

При відсутності емітерного повторювача через шунтування резистора R2 малим вхідним опором $R_{вх}$ схеми з СЕ на транзисторі VT1 частота квазірезонансу та значення коефіцієнта передачі визначаються виразами

$$f_0 = f_r = 1/\left(2\pi\sqrt{R_1 \left[R_2 R_{вх} / (R_2 + R_{вх}) \right] C_1 C_2}\right); \quad (5.25)$$

$$\beta = 1/\left\{1 + \left[(R_1 R_2 + R_{вх}) / R_2 R_{вх} \right] + C_2 / C_1 \right\}. \quad (5.26)$$

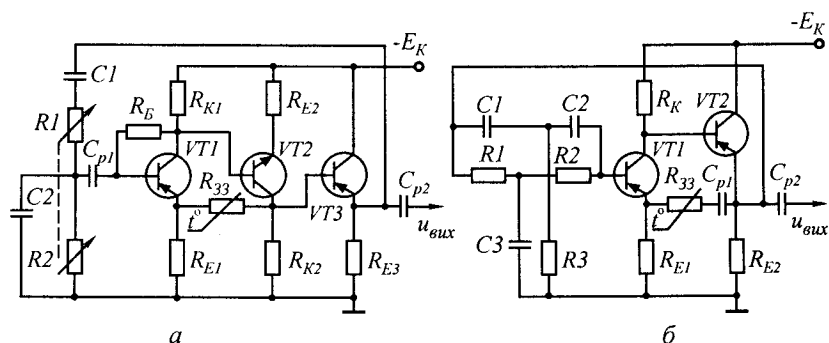


Рис. 5.10

З формул (5.25) і (5.26) випливає, що квазірезонансна частота збільшується, а коефіцієнт передачі напруги при цьому зменшується.

В схемі рис. 5.10,б з подвійним Т-подібним мостом ПЗЗ не залежить від частоти і реалізується за допомогою елементів $R_{E1}, R_{E2}, R_{33}, C_{p1}$. Оскільки транзистор $VT1$ з СЕ зсуває фазу вхідного сигналу на 180 ел. град., то вибіркоковий 2Т-міст утворює коло НЗЗ і загальний фазовий зсув по замкненій петлі підсилювач — 2Т-міст дорівнює 180 ел. град. При цьому на частоті квазірезонансу f_0 негативний зв'язок відсутній, тобто $\varphi = 0$, а $\beta = \min$.

На рис. 5.11,а наведена схема автогенератора на ОП з мостом Віна, який ввімкнений між виходом і неінвертувальним входом ОП, тому загальний фазовий зсув по замкненій петлі дорівнює нулю, що забезпечує умову балансу фаз. Частотно незалежний НЗЗ здійснюється за допомогою двополярних діодних обмежувачів $VD1, VD2$, які зменшують значення опору $R3$ при збільшенні амплітуди вихідного сигналу.

На рис. 5.11,б наведена схема генератора з 2Т-мостом, який ввімкнений між виходом і інвертуючим входом ОП. На частоті квазірезонансу зсув фаз 2Т-моста дорівнює нулю.

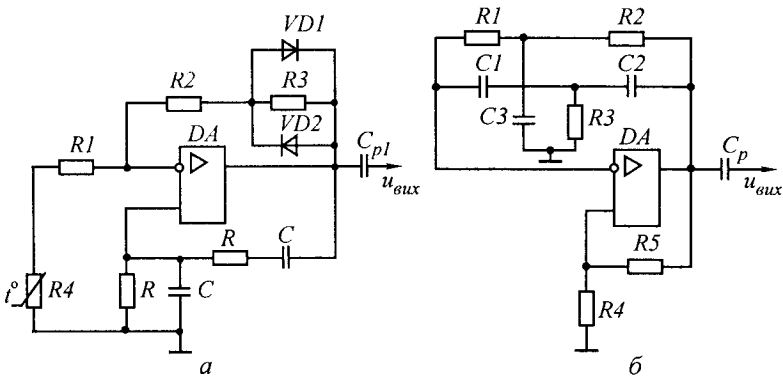


Рис. 5.11

Приклад 5.5. Розрахувати ємність частотно-вибіркової ланки (рис. 5.7,в), яка потрібна для збудження генерування на частоті 3 кГц , при умові $R_{\text{вх}} = 5,1 \text{ кОм}$.

Розв'язання. З виразу (5.15) знаходимо

$$C = \frac{1}{2\pi f_0 R \sqrt{6}} = \frac{1}{2\pi \cdot 3 \cdot 10^3 \cdot 5,1 \cdot 10^3 \cdot \sqrt{6}} = 0,004248 \text{ мкФ}$$

(станд. К73-9-0,0047 мкФ).

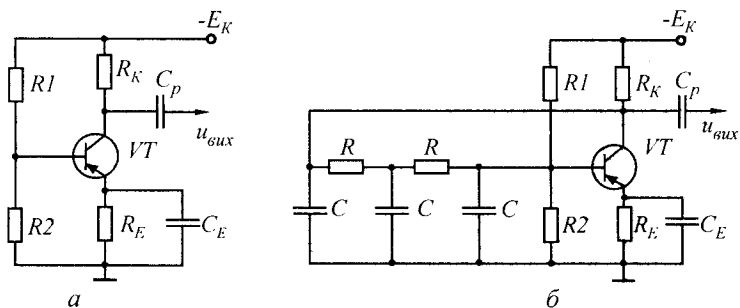


Рис. 5.12

Приклад 5.6. Розрахувати елементи фазуючого кола, щоб перевести однокаскадний підсилювач (рис. 5.12,а) в генераторний режим з частотою коливань $f_0 = 12 \text{ кГц}$. Параметри транзистора $h_{21E} = 50$; $h_{11E} = 1 \text{ кОм}$; $h_{22E} = 100 \text{ мкСм}$; $h_{12E} \approx 0$. Опори резисторів підсилювача $R_K = 5 \text{ кОм}$; $R_1 = 20 \text{ кОм}$; $R_2 = 5 \text{ кОм}$.

Розв'язання. 1. Обираємо фазуючу ланку C -паралель. Останнім резистором ланки служить вхідний опір підсилювального каскаду з урахуванням кола зміщення

$$R = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{h_{11E}}} = \frac{1}{\frac{1}{20 \cdot 10^3} + \frac{1}{5 \cdot 10^3} + \frac{1}{1 \cdot 10^3}} = 0,8 \text{ кОм}.$$

2. З формули (5.16) визначаємо

$$C = \sqrt{6}/(2\pi fR) = \sqrt{6}/(2 \cdot \pi \cdot 12 \cdot 10^3 \cdot 0,8 \cdot 10^3) = 0,04 \text{ мкФ}.$$

3. Коефіцієнт підсилення каскаду

$$K = \left| -\frac{\alpha R_0}{h_{11B}} \right| = \left| -\frac{0,98}{20 \cdot 3 \cdot 10^{-4}} \right| = 163 > 29,$$

де $\alpha = h_{21E}/(1 + h_{21E}) = 50/(1 + 50) = 0,98$;

$$h_{11B} = h_{11E}/(1 + h_{21E}) = 1 \cdot 10^3/(1 + 50) \approx 20;$$

$$1/R_0 = h_{22E} + 1/R_K = 100 \cdot 10^{-6} + 1/5 \cdot 10^3 = 3 \cdot 10^{-4} \text{ См}.$$

4. Схема генератора приведена на рис. 5.12,б.

5. Розділовий конденсатор $C_p \approx C_E$.

Приклад 5.7. Розрахувати транзисторний RC -автогенератор з фазуючим колом R -паралель (рис. 5.13), якщо частота коливань $f_r = 3000 \text{ Гц}$. Напруга джерела живлення $E_K = 12 \text{ В}$.

Розв'язання. 1. Вибираємо схему типу рис. 5.7,в. Для узгодження фазуючого кола з підсилювальною ланкою і підвищення коефіцієнта пе-

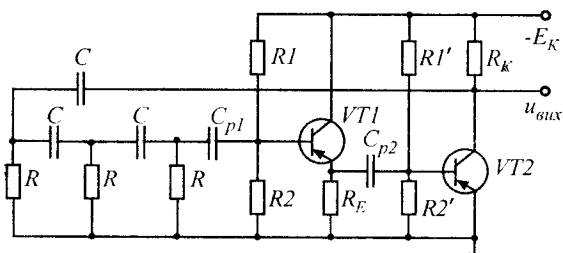


Рис. 5.13

редачі за струмом застосовуємо емітерний повторювач на транзисторі $VT1$ (рис. 5.13).

2. Як підсилюючі елементи обираємо малопотужні низькочастотні транзистори типу КТ104Б, які мають такі h -параметри: $h_{11Б} = 28 \text{ Ом}$; $h_{22Б} = 4 \cdot 10^{-4}$; $h_{21Б} = 0,97$; $h_{22Б} = 0,8 \text{ мкСм}$.

3. Визначаємо внутрішні параметри транзистора:

$$\alpha = |h_{21Б}| = 0,97; r_{Б} = h_{12Б} / h_{22Б} = 4 \cdot 10^{-4} / 0,8 \cdot 10^{-6} = 500 \text{ Ом};$$

$$r_{Е} \approx h_{11Б} - r_{Б}(1 - \alpha) = 28 - 500(1 - 0,97) = 13 \text{ Ом};$$

$$r_{К} = 1/h_{22Б} - r_{Б} \approx 1/h_{22Б} = 1/0,8 \cdot 10^{-6} = 1,25 \text{ МОм}.$$

4. Знаходимо вхідний опір підсилювального каскаду за схемою СЕ

$$R_{вх2} = r_{Б} + r_{Е}/(1 - \alpha) = 500 + 13/(1 - 0,97) \approx 930 \text{ Ом}.$$

5. Визначаємо вхідний опір емітерного повторювача

$$R_{вх1} = R_{вх2}/(1 - \alpha) = 930/(1 - 0,97) = 31 \text{ кОм}.$$

6. Розраховуємо коефіцієнт підсилення за напругою емітерного повторювача

$$K_1 \approx R_{вх2}/[(1 - \alpha)r_{Б} + r_{Е} + R_{вх2}] = \\ = 930/[(1 - 0,97) \cdot 500 + 13 + 930] = 0,971.$$

7. Опори резисторів фазуючої ланки визначаємо за формулою

$$R = R_{вх1}/(2 \dots 5) = 31 \cdot 10^3/4 = 7500 \text{ Ом (станд. } 7,5 \text{ кОм)}.$$

В цьому випадку вхідний опір емітерного повторювача не виявляє суттєвого впливу на згасання фазуючого кола.

8. Так само розраховуємо опір навантаження в колі колектора

$$R_{К} = R/(2 \dots 5) = 7500/4 = 1875 \text{ Ом (станд. } 2,0 \text{ кОм)}.$$

9. Визначаємо коефіцієнт підсилення за напругою підсилювального каскаду за схемою СЕ

$$K_2 = \alpha R_k / [(1 - \alpha)r_B + r_E] = \\ = 0,97 \cdot 2 \cdot 10^3 / [(1 - 0,97) \cdot 500 + 13] = 69,3.$$

Отже, загальний коефіцієнт підсилення двокаскадного підсилювача

$$K = K_1 \cdot K_2 = 0,971 \cdot 69,3 = 67,3.$$

Оскільки коефіцієнт згасання триланкового фазуючого RC-кола дорівнює 29, то для виконання умови самозбудження (умови балансу амплітуд) потрібно, щоб $K > \beta = 29$, що і виконується, тому що $K = 67,3 > 29$.

10. За формулою (5.15) визначаємо ємності конденсаторів фазуючого RC-кола

$$C = 1 / (2\pi f_0 R \sqrt{6}) = 1 / (2 \cdot \pi \cdot 3 \cdot 10^3 \cdot 7,5 \cdot 10^3 \cdot \sqrt{6}) = 2889 \text{ нФ} \\ (\text{станд. } 0,0027 \text{ мкФ}).$$

11. Опір навантаження емітерного повторювача визначаємо з умови

$$R_E \geq (10 \dots 20) \frac{r_E + r_B(1 - \alpha)}{\alpha} = 20 \cdot \frac{13 + 500(1 - 0,97)}{0,97} = 578 \text{ Ом} \\ (\text{станд. } 620 \text{ Ом}).$$

12. На частоті генерування розділові конденсатори не повинні вносити фазових зсувів. Величину їх ємностей знаходимо за формулою

$$C_p = 10^6 / (2\pi f_0 \cdot 0,1 \cdot R_{\text{вх.п}}),$$

де $R_{\text{вх.п}}$ — вхідний опір підсилюючого каскаду.

Таким чином,

$$C_{p1} = 10^6 / (2\pi \cdot 3 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 31 \cdot 10^3) = 0,0171 \text{ мкФ} \\ (\text{станд. } 0,018 \text{ мкФ});$$

$$C_{p2} = 10^6 / (2\pi \cdot 3 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 930) = 0,57 \text{ мкФ} \\ (\text{станд. } 0,68 \text{ мкФ}).$$

13. На сім'ї статичних характеристик будуємо динамічну характеристику та обираємо положення робочої точки (робоча точка для обох транзисторів має однакові координати). При цьому $I_{0К} = 22 \text{ мА}$; $U_{0КЕ} = 6 \text{ В}$; $I_{0Б} = 0,6 \text{ мА}$; $U_{0БЕ} = 0,3 \text{ В}$.

14. Вибираємо струм у колі подільника R_1 , R_2 , виходячи з співвідношення

$$I_{\text{под}} = (2 \dots 5) I_{0Б} = 2 \cdot 0,6 = 1,2 \text{ мА}.$$

Визначаємо значення опорів подільника

$$R_1 = (E_K - \Delta U_{R_E} - U_{0BE}) / (I_{0B} + I_{под}) = \\ = (12 - 1,08 - 0,3) / (0,6 + 1,2) = 5,9 \text{ кОм} \quad (\text{станд. } 6,2 \text{ кОм}),$$

де $\Delta U_{R_E} \approx 0,09 E_K = 0,09 \cdot 12 = 1,08 \text{ В}$;

$$R_2 = (\Delta U_{R_E} + U_{0BE}) / I_{под} = (1,08 + 0,3) / 1,2 \cdot 10^{-3} = 1150 \text{ Ом} \\ (\text{станд. } 1,2 \text{ кОм}).$$

15. Знаходимо величину опору R_E

$$R_E = \Delta U_{R_E} / (I_{0K} + I_{0B}) = 1,08 / (22 \cdot 10^{-3} + 0,6 \cdot 10^{-3}) = 47,7 \text{ Ом} \\ (\text{станд. } 47 \text{ Ом}).$$

16. Знаходимо величину опорів подільника R'_1, R'_2

$$R'_1 = (E_K - U_{0BE}) / (I_{0B} + I_{нод}) = \\ = (12 - 0,3) / (0,6 \cdot 10^{-3} + 1,2 \cdot 10^{-3}) = 6,5 \text{ кОм} \\ (\text{станд. } 6,8 \text{ кОм});$$

$$R'_2 = U_{0BE} / I_{нод} = 0,3 / 1,2 \cdot 10^{-3} = 250 \text{ Ом} \quad (\text{станд. } 270 \text{ Ом}).$$

17. Враховуючи, що загальний вхідний опір емітерного повторювача $R_{вх} = R_{вх1} \parallel R_1 \parallel R_2 \approx 1 \text{ кОм}$ менший за величини опорів фазуючого RC -кола, що обумовлює збільшення його згасання і баланс на частоті, відмінній від 3000 Гц , ємності конденсаторів C слід уточнити за формулою (5.19), а критичний коефіцієнт підсилення — згідно з (5.20).

18. Для всіх резисторів RC -генератора визначити потужності розсіювання і обрати резистори з урахуванням коефіцієнту запасу (навантаження) з потужності ($K_p \leq 0,5$).

19. Перевірити коефіцієнт навантаження за струмом та напругою (K_i, K_u) для транзисторів $VT1, VT2$ ($K_i, K_u = 0,3 + 0,7$) та потужності ($K_p \leq 0,5$).

Приклад 5.8. Визначити діапазон зміни частоти генератора (рис. 5.7, в), якщо у фазуючому колі встановити секційний конденсатор змінної ємності $C_{\min} = 500 \text{ нФ}$; $C_{\max} = 1500 \text{ нФ}$; $R_{вх} = 5,1 \text{ кОм}$.

Розв'язання.

$$f_1 = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}} = \frac{1}{2\pi \cdot 5,1 \cdot 10^3 \cdot 500 \cdot 10^{-12} \cdot \sqrt{6}} = 25488 \text{ Гц} \approx 25,5 \text{ кГц};$$

$$f_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 5,1 \cdot 10^3 \cdot 1500 \cdot 10^{-12} \cdot \sqrt{6}} = 8446 \text{ Гц} \approx 8,5 \text{ кГц}.$$

Таким чином, частота змінюється в діапазоні від $8,5 \text{ кГц}$ до $25,5 \text{ кГц}$.

Приклад 5.9. Розрахувати RC -автогенератор на ОП з фазуючими колами.

Р о з в' я з а н н я . 1. При розрахунку RC -автогенераторів на ОП з фазуючими колами приймають: $R_1 = R_2 = R_3 = R$; $C_1 = C_2 = C_3 = C$ (рис. 5.8, а, б).

2. Для одержання високої стабільності частоти і зменшення впливу паразитних ємностей підсилювача та монтажу приймаємо $C > (200 \dots 300) \text{ нФ}$.

3. В залежності від виду фазуючого кола опір резистора R

$$R = 1 / (2\pi f_0 \sqrt{6} C) \quad \text{— для триланкового кола } R\text{-паралель,}$$

$$R = \sqrt{6} / (2\pi f_0 C) \quad \text{— для триланкового кола } C\text{-паралель.}$$

4. Коефіцієнт негативного зворотного зв'язку визначають з умови самозбудження генератора

$$\beta \approx 1 / [(1,6 \dots 2) K_{кр}],$$

де $K_{кр} \geq 29$ для генератора з триланковим колом.

5. Загальний опір в колі негативного зворотного зв'язку

$$R_{33} = R(1 - \beta) / \beta.$$

6. Приймаємо $R_4 = (0,1 \dots 0,3) R_{33}$ і обчислюємо величину опору потенціометра R_5

$$R_5 = R_{33} - R_4.$$

За допомогою резисторів R_4 , R_5 регулюється коефіцієнт передачі ОП, який забезпечує стійке самозбудження з визначеною амплітудою та формою вихідного сигналу.

Приклад 5.10. Розрахувати RC -автогенератор на ОП з мостовими схемами.

Р о з в' я з а н н я для схеми рис. 5.11, а. 1. Опір резистора R і ємність конденсатора C : $C > 500 \text{ нФ}$; $R = 1 / (2\pi f_0 C)$. Якщо одержуємо $R > 50 \text{ кОм}$, то обираємо нове значення ємності C і повторюємо розрахунок.

2. Максимальний опір потенціометра $R_4 = 0,45R$.

3. Опір резисторів кола негативного зворотного зв'язку $R_1 = 1,3R$; $R_2 = 2R$; $R_3 = R$.

4. Ємність розділового конденсатора C_p визначаємо з умови мінімального спаду напруги $C_p = 0,3 / (f_0 R_n)$, де f_0 (кГц), R_n (кОм), C_p (мкФ).

5. Вибір діодів $VD1$, $VD2$ здійснюють з умови $r_d \geq 10R_3$, де r_d — диференціальний опір діода.

Р о з в' я з а н н я для схеми рис. 5.11, б. 1. Задаємо коефіцієнт $n = 0,5 \dots 2$.

2. Опір $R_1 = R_2 = R \approx \sqrt{R_{вх} R_{вих}}$, де $R_{вх}$, $R_{вих}$ — відповідно вхідний і вихідний опори ОП.

3. Опір $R_3 = R/(2n)$.

4. Ємність конденсатора $C_1 = C_2 = C = \sqrt{n}/(2 \cdot f_0 R)$.

5. Ємність конденсатора $C_3 = 2C/n$.

6. Коефіцієнт передачі моста з (5.24) на частоті генерування

$$\beta = (4n - 1) / [4n + (1/2n) + 1].$$

7. Коефіцієнт підсилення неінвертувального підсилювача, який забезпечує умову самозбудження (5.6)

$$K = 1/\beta.$$

8. Опір резистора R_4 обирається рівним (1...10) $\kappa Ом$.

9. Опір резистора $R_5 = R_4(K - 1)$.

Приклад 5.11. Розрахувати RC -автогенератор з мостом Віна (рис. 5.11,а) з робочою частотою $f_0 = 1 \text{ кГц}$ і опором навантаження $R_n = 2 \text{ кОм}$.

Розв'язання. 1. Через те, що частота низька, то не висуваються будь-які спеціальні вимоги до вибору операційного підсилювача. Вибираємо ОП типу К140УД5 з напругою живлення $\pm 12 \text{ В}$.

2. Вибираємо ємність конденсатора $C = 10 \text{ нФ}$.

3. Опір резистора

$$R = 1/(2\pi f_0 C) = 1/(2\pi \cdot 1 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-9}) = 15,9 \text{ кОм} \\ (\text{станд. } 16 \text{ кОм}).$$

4. Максимальний опір потенціометра

$$R_4 = 0,45R = 0,45 \cdot 16 = 7,2 \text{ кОм} \quad (\text{станд. } 6,8 \text{ кОм}).$$

5. Опір резисторів кола негативного зворотного зв'язку

$$R_1 = 1,3R = 1,3 \cdot 16 = 20,8 \text{ кОм} \quad (\text{станд. } 20 \text{ кОм});$$

$$R_2 = 2R = 2 \cdot 16 = 32 \text{ кОм} \quad (\text{станд. } 33 \text{ кОм});$$

$$R_3 = R = 16 \text{ кОм}.$$

6. Ємність розділового конденсатора

$$C_p = 0,3/(f_0 R_n) = 0,3/(1 \cdot 2) = 0,15 \text{ мкФ}.$$

7. Диференціальний опір діодів

$$r_d = 10R_3 = 10 \cdot 16 = 160 \text{ кОм}.$$

Приклад 5.12. Розрахуйте опори та ємності 2Т-моста, який використовується в генераторі гармонічних коливань в діапазоні частот від 1 до 1,3 кГц . Які будуть варіації частоти, якщо допуск на параметри опорів складає $\pm 2\%$ при нормальних змінах температури? Вважайте, що ємності при цьому сталі.

Р о з в' я з а н н я. 1. Вважаємо, що $n = 1$ і тоді $C_3 = 2C_1$.

2. Вибираємо стандартне значення ємності

$$C_1 = 0,01 \text{ мкФ}.$$

3. Опір резистора R_1

$$R_1 = \frac{1}{2\pi f_0 C_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 1 \cdot 10^3 \cdot 0,01 \cdot 10^{-6}} = 15900 \text{ Ом}$$

(станд. 15 кОм).

4. Частота коливань

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 16 \cdot 10^3 \cdot 0,01 \cdot 10^{-6}} = 1060 \text{ Гц} = 1,060 \text{ кГц}.$$

5. Якщо значення опорів змінюються в межах $\pm 2\%$, то

$$15000 \cdot 0,02 = 300 \text{ Ом};$$

$$15000 - 300 = 14700 \text{ кОм};$$

$$15000 + 300 = 15300 \text{ Ом}.$$

6. Частота коливань

$$f_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 15300 \cdot 0,01 \cdot 10^{-6}} = 1039 \text{ Гц};$$

$$f_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 14700 \cdot 0,01 \cdot 10^{-6}} = 1081 \text{ Гц}.$$

Зміна частоти коливань складає $1060 \text{ Гц} \pm 21 \text{ Гц}$.

5.5. СТАБІЛІЗАЦІЯ ЧАСТОТИ ВИХІДНИХ КОЛИВАНЬ В АВТОГЕНЕРАТОРАХ

Стабільність частоти автогенераторів є одним з найважливіших параметрів, яка значною мірою визначає надійність і точність роботи пристроїв промислової електроніки. Нестабільність частоти генерованих коливань залежить від змін температури, вологості, тиску, від механічних дій, коливань напруги живлення, зовнішніх електромагнітних полів та інших дестабілізуючих факторів. Діяння дестабілізуючих факторів на стабільність частоти викликають зміну ємностей конденсаторів, індуктивностей дроселів і опорів резисторів, які входять до складу коливальних контурів і RC -кіл зворотного зв'язку. Стабільність частоти автогенераторів залежить також від паразитних ємностей та індуктивностей і їх змін, які так або інакше впливають на частоту f_0 і які потрібно враховувати при розрахунках і настройці автогенераторів.

Вплив температури позначається на змінах лінійних розмірів котушок і конденсаторів. Так, з підвищенням температури лінійні розміри зазначених елементів змінюються, що призводить до зміни ємності та індуктивності коливальної контури відповідно на ΔC і ΔL .

Відносну зміну ємності конденсатора $\Delta C/C$ при зміні температури на 1°C називають температурним коефіцієнтом ємності (ТКЄ) (див. частина 1, розділ 3). Він може бути як позитивним, так і негативним. Наприклад, керамічні конденсатори виготовляють як з позитивним, так і негативним ТКЄ порядку $(30\dots 50) \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$. Відносну зміну індуктивності котушки $\Delta L/L$ при зміні температури на 1°C називають температурним коефіцієнтом індуктивності (ТКЛ). У кращих за термостабільністю котушок ТКЛ має значення $(50\dots 100) \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$. При зміні температури змінюється і опір резисторів. Відносну зміну опору резистора $\Delta R/R$ при зміні температури на 1°C називають температурним коефіцієнтом опору (ТКО). Він також може бути позитивним і негативним. У лінійних вуглецевих резисторів широкого застосування типів ВС і УЛІ ТКО негативний і має значення $10^{-3} \dots 10^{-5} 1/^\circ\text{C}$. Металізовані резистори широкого застосування, наприклад, типу МЛТ, мають позитивний ТКО порядку $10^{-4} 1/^\circ\text{C}$.

Треба зазначити також, що на нестабільність генерованої частоти, яка викликана зміною температури, дуже впливає зміна параметрів транзисторів.

Нестабільність частоти автогенераторів оцінюють коефіцієнтом відносної нестабільності $\Delta f/f_0$, де f_0 — робоча (номінальна) частота автогенератора; Δf — відхилення частоти від робочої.

Коефіцієнти відносної нестабільності визначають за формулами: для LC -автогенераторів

$$\frac{\Delta f}{f_0} = -\frac{1}{2} \left(\frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta C}{C} \right); \quad (5.27)$$

для RC -автогенераторів

$$\frac{\Delta f}{f_0} = -\left(\frac{\Delta C}{C} + \frac{\Delta R}{R} \right), \quad (5.28)$$

де ΔL , ΔC , ΔR — прирости відповідно індуктивностей котушок, ємностей конденсаторів і опорів резисторів, викликаних дією дестабілізуючих факторів.

Для зменшення нестабільності частоти використовують різні способи стабілізації. Розрізняють параметричну та кварцеву стабілізацію частоти.

Параметрична стабілізація частоти зводиться до зменшення впливу зовнішніх факторів на частоту генерованих коливань, а також до підбору елементів генератора, які забезпечують мінімальні зміни частоти. Для зменшення впливу температури на зміну ємності конденсаторів і опору резисторів в автогенератор включають конденсатори та резистори з негативними і позитивними ТКЄ та ТКО. Зниження впливу температури на індуктивність котушок досягається за рахунок застосування спеціальних матеріалів для каркасів котушок. Для уникнення впливу температури на параметри транзисторів в окремих випадках автогенератори вміщують у термостат.

Зменшення впливу механічних ударів і вібрації досягається застосуванням масивних корпусів (шасі), на яких кріплять деталі автогенератора, амортизуючих прокладок з губчатої гуми, спеціальних підвісок та ін. Друкований монтаж і використання проводів індуктивних котушок, які влікають у кераміку, практично повністю виключають вплив механічних дій. Параметрична стабілізація дозволяє зменшити нестабільність до 10^{-5} .

Для зменшення дії зовнішніх електромагнітних полів автогенератори звичайно повністю екранують. Застосування стабілізаторів напруги виключає вплив на частоту коливань напруги живлення.

Кварцова стабілізація частоти зводиться до застосування кварцових резонаторів, що дає дуже низьку нестабільність частоти, звичайно порядку 10^{-8} .

Кварцовий резонатор являє собою тонку пластинку прямокутної або круглої форми, вирізану певним чином з кристалу кварцу, встановлену у кварцотримач. Як відомо, кварц має п'єзоелектричні властивості. При стисненні кварцової пластини на протилежних її гранях з'являються різнойменні електричні заряди, при розтягуванні пластини знаки зарядів на тих же гранях змінюються на зворотні (прямий п'єзо ефект). При дії на кварцову пластину змінного електричного поля в ній виникають механічні пружні коливання (зворотний п'єзо ефект), які призводять, у свою чергу, до появи електричних зарядів на гранях. Коли власна частота кварцу збігається з частотою прикладеної до пластинки напруги, настає явище резонансу, і амплітуди механічних коливань максимальні. Таким чином, пластинка кварцу являє собою електромеханічну систему, яка має резонансні властивості. Залежно від геометричних розмірів і орієнтації зрізу резонансні властивості (резонансна частота f_0) кожної пластини фіксовані і знаходяться в межах від декількох одиниць кілогерц до 1000 МГц .

Кварцовий резонатор еквівалентний електричному коливальному контуру з послідовним резонансом (резонансом напруг) з частотою $\omega_{\text{пос}} = \omega_{\text{н}} = 1/\sqrt{L_{\text{кв}}C_{\text{кв}}}$ (рис. 5.14,а), де $L_{\text{кв}}$, $C_{\text{кв}}$, $R_{\text{кв}}$

відповідно еквівалентні індуктивність, ємність і опір втрат кварцу, які обумовлюють його частоту коливань. Індуктивність кварцу $L_{кв}$ може бути значною — від десятків мікрогенрі до декількох мілігенрі. Ємність кварцу мала (соті частини пікофарад). Кварцовий резонатор має гострий резонанс, що свідчить про невеликий опір $R_{кв}$, порядку одиниць Ом. Тому добротність кварцу досягає $10^5 \dots 10^6$, тобто вона на два-три порядки більша за добротність контурів, виконаних на дискретних елементах — індуктивній котушці і конденсаторі.

Оскільки кристал кварцу вкладають в кварцотримач, який має ємність C_0 (декілька десятків пікофарад), то в кварцовому резонаторі спостерігається і паралельний резонанс (резонанс струмів) з

частотою $\omega_{пар} = \omega_c = 1 / \sqrt{L_{кв} C_{кв} C_0 / (C_{кв} + C_0)}$. На частотах нижче ω_n

і вище ω_c еквівалентний опір кварцового резонатора має ємнісний характер (див. рис. 5.14, б), а на частотах вище ω_n і нижче ω_c — індуктивний характер. Частотні властивості кварцового резонатора обумовлюють його різне вмикання в автогенератор. Кварцовий резонатор можна вмикати в коло зворотного зв'язку як послідовний (коливальний) контур, як індуктивний або ємнісний елементи вітки коливального контуру.

Температурна нестабільність кварцового резонатора дуже мала — у деяких кристалів вона має значення 10^{-8} .

На рис. 5.15, а, б наведені схеми кварцових генераторів (схема Пірса) на біполярному і польовому транзисторах. В цих схемах кварц вмикається між колектором і базою біполярного транзистора VT (а) і між стоком і затвором польового транзистора VT (б), тобто в коло негативного зворотного зв'язку. Проте на частоті резонансу кварц вносить додатковий фазовий зсув на 180 ел. град., у результаті чого зворотний зв'язок стає позитивним.

Аналогічним чином функціонує схема кварцового генератора, запропонованого Колпітцем (рис. 5.15, в). В цій схемі для полег-

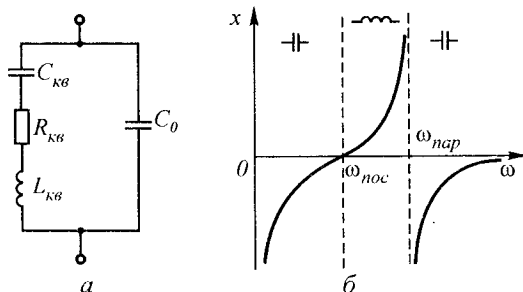


Рис. 5.14

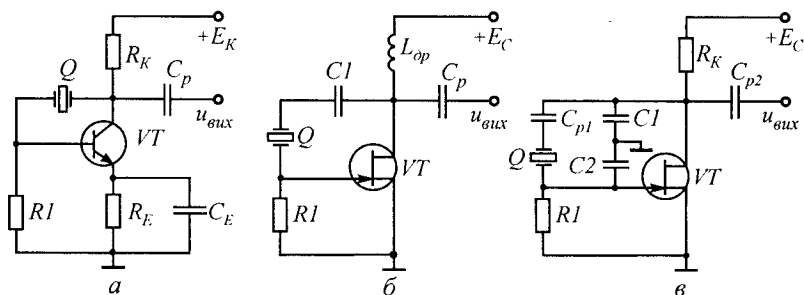


Рис. 5.15

шення збудження застосований ємнісний подільник на елементах $C1$ і $C2$. В результаті чого схема стає схожою на ємнісну триточку.

Схема на ОП з мостом Віна наведена на рис. 5.16. У схемі замість одного з резисторів ввімкнений кварцовий резонатор Q , який працює в режимі резонансу напруг ($\omega_H = \omega_{\text{пос}}$).

В цьому автогенераторі для виконання балансу амплітуд потрібно суворо підтримувати коефіцієнт підсилення $K_{33} = 3$. Для цього вводять коло нелінійного негативного зворотного зв'язку — VD , $R3$, $C1$, $R4$, $R5$, VT , в якому польовий транзистор VT використовується як елемент із змінним опором проміжку стік-витік R_{CB} . Цей опір зростає, якщо напруга затвора стає більш негативною. Як видно із схеми, коефіцієнт підсилення $K_{33} = 1 + R_1 / (R_2 \parallel R_{CB})$ із збільшенням R_{CB} зменшується і навпаки. Негативна напруга U_{3B} формується вихідною напругою генератора після її випрямлення діодом VD , згладжування фільтром $R3$, $C1$ і резистивним подільником $R4$, $R5$.

Кварцову стабілізацію частоти звичайно застосовують в автогенераторах, які працюють на фіксованих частотах (низькій та високій), що є її недоліком.

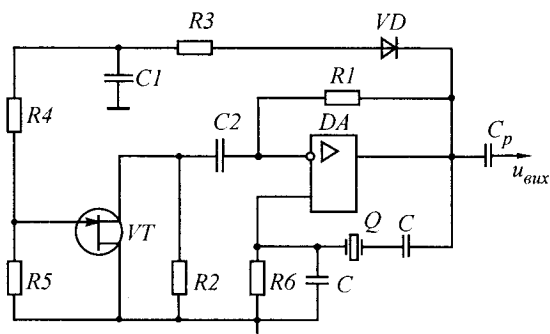


Рис. 5.16

Приклад 5.13. Визначте абсолютну нестабільність частоти коливань Δf в автогенераторі (рис. 5.5), якщо температура навколишнього середовища збільшилась з 20°C до 40°C , індуктивність котушки контуру $L_{\kappa} = 100 \text{ мкГн}$, ємність конденсатора $C_{\kappa} = 100 \text{ пФ}$, температурний коефіцієнт індуктивності $\text{TKL} = 60 \cdot 10^{-6} \text{ 1}^\circ\text{C}$, температурний коефіцієнт ємності $\text{ТКЄ} = 40 \cdot 10^{-6} \text{ 1}^\circ\text{C}$.

Розв'язання. Визначаємо Δf за формулою (5.27)

$$\Delta f = f_0 \cdot \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta L}{L_{\kappa}} + \frac{\Delta C}{C_{\kappa}} \right).$$

Розраховуємо f_0 , $\frac{\Delta L}{L_{\kappa}}$, $\frac{\Delta C}{C_{\kappa}}$:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\kappa}C_{\kappa}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{100 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 10^{-12}}} = 1,59 \cdot 10^6 \text{ Гц} = 1,59 \text{ МГц}.$$

$$\frac{\Delta L}{L_{\kappa}} = \Delta t \cdot \text{TKL} = 20 \cdot 60 \cdot 10^{-6} = 1200 \cdot 10^{-6},$$

$$\frac{\Delta C}{C_{\kappa}} = \Delta t \cdot \text{ТКЄ} = 20 \cdot 40 \cdot 10^{-6} = 800 \cdot 10^{-6},$$

$$\Delta f = \frac{1}{2} \cdot 1,59 \cdot 10^6 (1200 \cdot 10^{-6} + 800 \cdot 10^{-6}) = 1590 \text{ Гц}.$$

Приклад 5.14. У схемі генератора Пірса (рис. 5.15,б) використовується кварц з такими параметрами: $L_{\text{кв}} = 2,3 \text{ Гн}$; $C_{\text{кв}} = 0,04 \text{ пФ}$; $C_0 = 8,5 \text{ пФ}$; $R_{\text{кв}} = 2200 \text{ Ом}$. Визначити робочу частоту послідовного резонансу і приблизне значення добротності Q кварцу. Знаючи, що $C_1 = 0,001 \text{ мкФ}$, обчислити мінімальну індуктивність високочастотного дроселя $L_{\text{др}}$.

Розв'язання. 1. Частота послідовного резонансу

$$f_{\text{пос}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\text{кв}}C_{\text{кв}}}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{2,3 \cdot 0,04 \cdot 10^{-12}}} = 524,985 \text{ Гц}.$$

2. Індуктивний опір кристалу

$$X_L = 2\pi f_{\text{пос}} L_{\text{кв}} = 2\pi \cdot 524,985 \cdot 2,3 = 7,58 \text{ МОм}.$$

3. Добротність кварцу

$$Q = \frac{X_L}{R_{\text{кв}}} = \frac{7,58 \cdot 10^6}{2200} = 3445.$$

4. Реактивний опір ємності зв'язку повинен бути значно менше індуктивного опору високочастотного дроселя (менше $0,1X_{др}$). З цієї умови розраховується мінімальна індуктивність дроселя. Реактивні опори

$$X_{C1} = 1/(2\pi f C_1) = 1/(2\pi \cdot 529,985 \cdot 0,001 \cdot 10^{-6}) = 303 \text{ Ом};$$

$$X_{др} = 10X_{C1} = 10 \cdot 303 = 3030 \text{ Ом},$$

тому

$$L_{др} = X_{др}/(2\pi f) = 3030/(2\pi \cdot 524,985) = 0,92 \text{ мГн}.$$

Можна використати мінімальну індуктивність 1 мГн , але доцільніше застосувати індуктивність 10 мГн .

5.6. LC-АВТОГЕНЕРАТОРИ НА ТУНЕЛЬНИХ ДІОДАХ

У генераторах, які були розглянуті вище, кола зворотного зв'язку відокремлені від підсилюючого елемента. Проте існують генератори, в яких зовнішніх кіл зворотного зв'язку немає зовсім. Тобто в них використовується внутрішній позитивний зворотний зв'язок, дія якого призводить до виникнення спадної ділянки ВАХ (ділянки негативного опору). Ділянка з негативним опором існує у тунельного діода. Якщо негативний опір більший позитивного опору коливального контуру, то, ввімкнувши такий опір до складу контуру, можна компенсувати втрати і тим самим створити в контурі незгасаючі коливання. Подібне трактування придатне і до розглянутих вище автогенераторів гармонічних коливань, в яких негативним опором є активний елемент (транзистор, підсилювач), охоплений позитивним зворотним зв'язком. У всіх випадках представлення автогенераторів як пристроїв з негативним опором витрати енергії від джерела живлення перевищують одержану енергію гармонічних коливань. Оскільки складання передавальної функції автогенератора на тунельному діоді з урахуванням внутрішнього позитивного зворотного зв'язку в діоді важке, то для зручності умову самозбудження зображають у вигляді залежності, що зв'язує позитивний опір коливальної системи з негативним опором, який вноситься у коливальну систему.

На рис. 5.17,а наведений генератор на тунельному діоді VD . До складу генератора входять, окрім тунельного діода, джерело живлення E , котушка індуктивності L і опір R . Вольт-амперна характеристика тунельного діода (рис. 5.17,б) на ділянці АВ має негативний диференціальний опір $r_d = -(20 \dots 100) \text{ Ом}$. При вмиканні живлення робоча точка спочатку переміщується по вітці ОА. Досягнувши точки А, через наявність у колі індуктивності L ро-

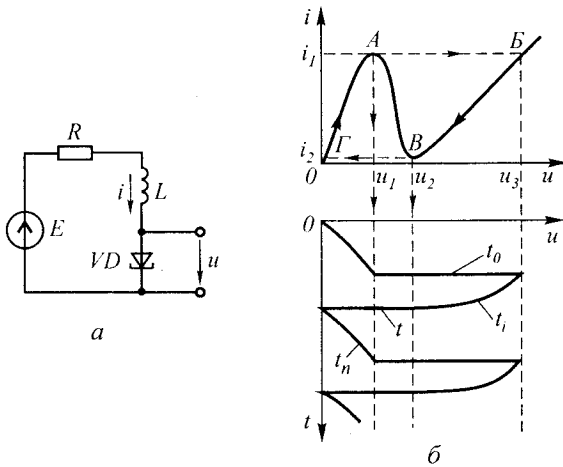


Рис. 5.17

боча точка переміщується стрибком у точку Б. Якщо напруга джерела менша значення u_2 , то робоча точка переміщується з точки Б у точку В, а звідти стрибком повертається у точку Г. Далі процес повторюється. Для генерування синусоїдних коливань робоча точка повинна вибиратися на середині ділянки негативного опору ВАХ, тобто $u_1 < E < u_2$. Через те що стрибки з точки А у точку Б і з точки В у точку Г відбуваються достатньо швидко, то на вихідній напрузі вони зображені у вигляді прямих ліній. На ділянках АГ і БВ швидкість переміщення залежить від сталої часу RL -кола і характеристик діода.

Для генератора синусоїдних коливань умови самозбудження можна зобразити співвідношеннями

$$R < |-r_d|; \quad L > R|-r_d|C_d, \quad (5.29)$$

де R — опір навантаження, $-r_d$ — негативний опір тунельного діода; C_d — ємність переходу тунельного діода.

При цьому схема збуджується і генерує коливання з частотою

$$f_\Gamma = \frac{1}{2\pi} \sqrt{1/LC_d - R/(LC_d|-r_d|)}. \quad (5.30)$$

Форму коливань та їх амплітуду можна змінювати в широких межах, змінюючи величину зміщення за постійним струмом (величину $-r_d$), а також співвідношення L/C_d . Якщо $L \approx R|-r_d|C_d$, то амплітуда коливань буде невеликою, при незначному складі вищих гармонік. Збільшення індуктивності L призводить до зро-

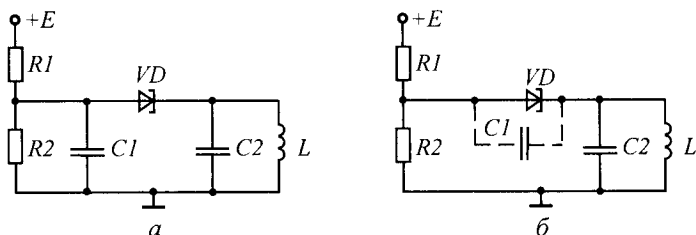


Рис. 5.18

стання амплітуди з одночасним погіршенням форми коливань. При $L \gg R|-r_d|C_d$ коливання стають релаксаційними (див. рис. 5.17,б).

Генератор (рис. 5.18,а) має найбільшу амплітуду вихідних коливань, бо блокувальний конденсатор $C1$ досить великої ємності шунтує за змінним струмом опір $R = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ і тому втрати на частоті генерування визначаються тільки втратами у тунельно-му діоді.

Найбільш стабільними при найнижчому вміщенні гармонік у вихідній напрузі є автогенератор на рис. 5.18,б, частота генерування якого

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{1/[L(C_2 + C_d)] - 1/[|-r_d|^2 C_d (C_2 + C_d)]}. \quad (5.31)$$

Для зменшення частоти генерування паралельно тунельному діоду підключають додатковий конденсатор $C1$.

Недоліком розглянутих генераторів є мала вихідна потужність

$$P_{\max} = (U_{\max} - U_{\min})(I_{\max} - I_{\min})/8,$$

яка ще більше зменшується при потребі зменшення складу гармонік у вихідній напрузі.

Приклад 5.15. Розрахувати генератор на тунельному діоді (рис. 5.17,а). Тунельний діод ГИ304А має параметри: $i_1 = 5 \text{ мА}$, $i_2 = 1 \text{ мА}$, $u_1 = 0,075 \text{ В}$, $u_2 = 0,25 \text{ В}$, $u_3 = 0,45 \text{ В}$, $C_d = 20 \text{ пФ}$, $I_{\max} = 10 \text{ мА}$, $R = 10 \text{ Ом}$, $L = 4 \text{ мкГн}$.

Р о з в' я з а н н я. 1. Тривалість перемикання з точки А в точку Б (і з В у Г)

$$t_0 \approx 2C_d \frac{u_3 - u_1}{i_1 - i_2} = 2 \cdot 20 \cdot 10^{-12} \cdot \frac{450 - 75}{5 - 1} = 3,75 \text{ нс}.$$

2. Тривалість вершини імпульсу від точки Б до точки В

$$t_1 \approx \frac{L}{(u_3 - u_2)/(i_1 - i_2) + R} = \frac{4 \cdot 10^{-6}}{0,2/4 + 10} = 0,4 \text{ мкс}.$$

3. Тривалість паузи від точки О до точки А

$$t_n \approx \frac{L}{u_i/i_1 + R} = \frac{4 \cdot 10^{-6}}{75/5 + 10} = 0,16 \text{ мкс.}$$

4. Період коливань

$$T = t_i + t_n + 2t_0 = 0,16 + 0,4 + 0,1 = 0,57 \text{ мкс.}$$

5. Частота коливань

$$f = 1/T = 1,75 \text{ МГц.}$$

6. Амплітуда імпульсу

$$u_i \approx u_3 = 0,4 \text{ В.}$$

Для одержання гармонічного коливання в схему можна ввімкнути коливальний контур, який забезпечить фільтрацію вищих гармонік вихідної напруги.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Що таке генератор гармонічних коливань?
2. За яких умов у підсилювачі виникають незгасаючі коливання?
3. Які існують типи генераторів?
4. Які існують схеми LC -автогенераторів?
5. Наведіть умови самозбудження LC -автогенератора з індуктивним зв'язком.
6. Від чого залежить частота генерування в LC -автогенераторах?
7. Які основні умови збудження автогенератора? Дати характеристику балансу амплітуд і фаз.
8. На які групи розділяються RC -генератори? Чим вони відрізняються один від одного?
9. Які умови самозбудження RC -генераторів типу R -паралель?
10. Які умови самозбудження RC -генераторів типу C -паралель?
11. Для чого в RC -генераторах використовують узгоджуючі емітерні повторювачі або складені транзистори?
12. Які особливості застосування в RC -генераторах операційних підсилювачів?
13. Як побудувати RC -автогенератор без повороту фази?
14. Якими засобами здійснюється стабілізація частоти вихідних коливань в автогенераторах?
15. Що таке коефіцієнт відносної нестабільності?
16. Як здійснюється параметрична стабілізація частоти автогенератора?

17. Що собою являє кварцовий резонатор?
18. Наведіть еквівалентну схему кварцу.
19. Що таке послідовний і паралельний резонанс?
20. Як вмикається кварцовий резонатор у підсилюючий елемент?
21. Які переваги і недоліки автогенераторів на тунельних діодах?
22. Які умови самозбудження генератора на тунельних діодах?
23. Що таке перехідний режим роботи автогенератора? Запишіть умову зростання амплітуди коливань у контурі.
24. Нарисуйте схеми триточкових автогенераторів. Як у них забезпечується фазова умова самозбудження?
25. Поясніть особливості завдання режиму роботи транзисторів в автогенераторах за постійним струмом. Чим відрізняється м'який режим самозбудження від жорсткого?
26. Що розуміють під стабільністю частоти автогенератора? Як вона оцінюється?
27. Чим визначається висока стабільність частоти автогенераторів, які використовують кварцові резонатори?
28. Нарисуйте приклади схем кварцових генераторів, поясніть призначення їх елементів і принцип роботи.
29. Чому генератори низькочастотних гармонічних коливань будуються на основі RC -елементів?
30. Як можна використати властивості моста Віна для побудови RC -автогенератора?
31. Нарисуйте схему RC -автогенератора на основі моста Віна і поясніть, як вона працює.

ПРИСТРОЇ ПОРІВНЯННЯ АНАЛОГОВИХ СИГНАЛІВ

Пристрій порівняння аналогових сигналів (компаратор) виконує функцію порівняння або двох вхідних сигналів між собою, або одного вхідного сигналу з деяким заданим еталонним (опорним) рівнем. При цьому на виході формуються тільки два значення вихідного сигналу: якщо один із сигналів більший другого, то вихідний сигнал дорівнює $U_B^{(1)}$, в протилежному випадку вихідний сигнал дорівнює $U_H^{(0)}$.

Треба зазначити, що в загальному випадку напруги U_B , U_H можуть відрізнятися як за величиною, так і за знаком. Проте на практиці найбільше розповсюдження одержали пристрої, які формують на виході або напруги протилежної полярності при практично рівних абсолютних значеннях, або напруги однієї полярності. Перший випадок характерний для використання як схеми порівняння операційного підсилювача (ОП), другий — при використанні спеціалізованих інтегральних схем. У другому випадку вихідні напруги компаратора узгоджені за величиною і полярністю з сигналами, які використовуються у цифровій техніці.

Тому можна сказати, що вхідний сигнал компаратора має аналоговий характер, а вихідний — цифровий. Внаслідок цього компаратори часто виконують роль елементів зв'язку між аналоговими і цифровими пристроями, тобто виконують роль простіших аналого-цифрових перетворювачів.

Як правило, безпосередньо під компаратором розуміють спеціалізований пристрій. При використанні як схеми порівняння ОП кажуть про компараторний режим його роботи. Слід зазначити, що для створення такого режиму роботи ОП звичайно охоплюють колом зворотного зв'язку, тоді як у спеціалізованому компараторі такий зв'язок не потрібен.

6.1. РОБОТА ОПЕРАЦІЙНОГО ПІДСИЛЮВАЧА ПРИ ВЕЛИКИХ АМПЛІТУДАХ ВХІДНОГО СИГНАЛУ

Раніше при розгляді електронних пристроїв, виконаних на ОП, ми припускали, що при всіх змінах вхідної напруги вихідна напруга не досягала свого максимально можливого рівня. Розгляне-

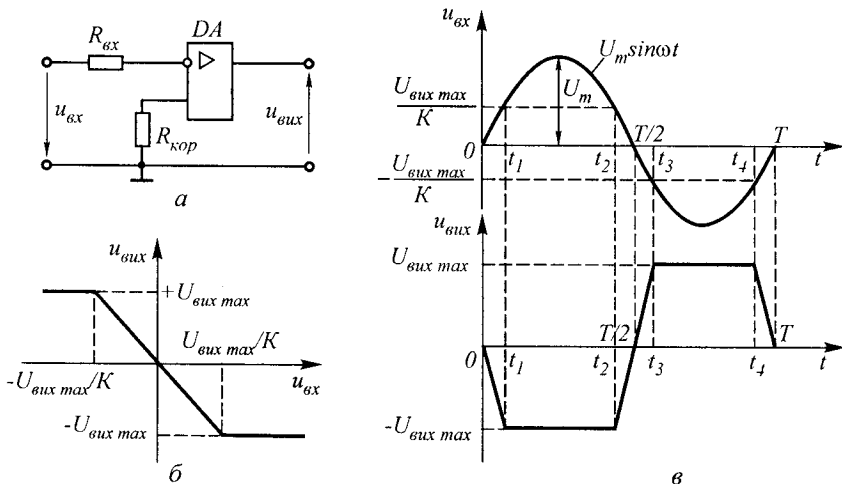


Рис. 6.1

мо випадок, коли ця умова не виконується, на прикладі інвертувального підсилювача (рис. 6.1,а). В даній схемі еталонний рівень напруги, з яким зрівнюється вхідний сигнал, дорівнює нулю.

Припустимо, що ОП має деякий коефіцієнт підсилення K , який відрізняється від нескінченності, і на вхід підсилювача подана змінна напруга $u_{вх} = U_m \sin \omega t$, причому амплітуда U_m сигналу більша максимального значення вхідного сигналу, який забезпечує роботу ОП без обмеження вихідної напруги, тобто $|U_m| > |U_{вх \max}| > |U_{вих \max}|/K$ (див. рис. 6.1,б). Часові діаграми, які пояснюють роботу підсилювача, наведені на рис. 6.1,в.

Очевидно, що до тих пір, поки вхідна напруга відповідатиме умові $|U_m \sin \omega t| < |U_{вих \max}|/K$, вихідна напруга $u_{вих} = KU_m \sin \omega t$. На інтервалах, коли вхідний сигнал перевищить значення $|U_{вих \max}|/K$, вихідний сигнал ОП буде залишатися постійним і дорівнюватиме $|U_{вих}| = U_{вих \max}$.

З рис. 6.1,в не важко помітити, що чим більше за абсолютним значенням U_m , тим меншу частину періоду буде зберігатись пропорційність між вхідною та вихідною напругами і тим довше вихідна напруга ОП дорівнюватиме своєму максимуму.

При розгляді процесів у схемі припустимо, що ОП ідеальний (виключаючи припущення про нескінченність коефіцієнта підсилення); максимально та мінімально можливі вихідні напруги ОП рівні ($| -U_{вих \max} | = U_{вих \max}$); амплітуда вхідного сигналу $U_m \gg U_{вих \max}/K$.

Оскільки $U_m \gg U_{вих \max}/K$, то можна вважати, що зміна вхідної напруги на інтервалі $t_2 \dots t_3$ лінійна. Швидкість цієї зміни в момент $t = T/2$

$$\left. \frac{du_{\text{вх}}}{dt} \right|_{t=T/2} = U_m \omega \cos \omega t \Big|_{t=T/2} = -\omega U_m = \text{const}.$$

Використовуючи одержаний вираз для визначення тривалості інтервалу зміни вихідної напруги від $-U_{\text{вих max}}$ до $+U_{\text{вих max}}$, одержимо

$$\Delta t = t_3 - t_2 = 2|U_{\text{вих max}}| / (KU_m \omega). \quad (6.1)$$

Очевидно, що для зміни вихідної напруги від $+U_{\text{вих max}}$ до $-U_{\text{вих max}}$ витрачається такий самий час.

Таким чином, на виході ОП формується напруга, яка за формою наближається до прямокутної.

Для схеми, яка розглядається, можна однозначно сказати, що якщо вихідна напруга $U_{\text{вих}} = +U_{\text{вих max}}$, то вхідна напруга менша або дорівнює $-U_{\text{вих max}}/K$, а якщо $U_{\text{вих}} = -U_{\text{вих max}}$, то вхідна напруга більша або дорівнює $U_{\text{вих max}}/K$. Отже, схему рис. 6.1,а можна розглядати як електронний пристрій, який дозволяє контролювати величину і полярність вхідної напруги.

Слід відзначити, що якщо вхідний сигнал знаходиться в діапазоні $-U_{\text{вих max}}/K < U_{\text{вх}} < +U_{\text{вих max}}/K$, то відповідно до наведеного на початку розділу визначення компаратора вихідний сигнал ОП не може бути класифікований. Отже, цей діапазон вхідної напруги є невизначеним (неідентифікованим).

Наявність неідентифікованого діапазону зміни вхідної напруги фактично призводить до похибки визначення його рівня. Абсолютна величина цієї похибки за умови $U_{\text{вих max}} = |-U_{\text{вих max}}|$ визначається значенням

$$\Delta = |-U_{\text{вих max}}| / K. \quad (6.2)$$

Для зменшення похибки визначення вхідної напруги потрібно зменшувати інтервал неідентифікованих вхідних напруг, що досягається, якщо часовий інтервал $t_2 \dots t_3$ прямує до нуля. При цьому на виході ОП буде формуватися ідеальна прямокутна напруга. Умова $\Delta t \rightarrow 0$ виконується, якщо згідно з (6.1) зменшувати розмах вихідної напруги $U_{\text{вих max}}$ або збільшувати добуток $KU_m \omega$. Амплітуда вхідної напруги U_m і її частота ω є, як правило, величинами заданими.

Збільшення частоти сигналу хоча і призводить до зменшення тривалості Δt , проте не зменшує його відносної тривалості, тому що

$$\Delta t / T = 2U_{\text{вих max}} / (U_m \omega KT) = U_{\text{вих max}} / (\pi U_m K).$$

Таким чином, відносна тривалість $\Delta t/T$ не залежить від величини ω . Тому реально зменшити тривалість інтервалу $t_2 \dots t_3$ можна тільки шляхом або зменшення $U_{\text{вих max}}$, або збільшення K .

Для одержання $\Delta t = 0$ шляхом зменшення $U_{\text{вих max}}$ потрібно, щоб $U_{\text{вих max}} = 0$, але при цьому просто втрачає сенс використання подібних схем, бо зникає можливість використання результатів їх роботи. Тому вихідні рівні напруг $U_{\text{в}}$, $U_{\text{н}}$ також, як правило, задані. В цьому випадку єдина можливість зменшення інтервалу Δt є збільшення коефіцієнта підсилення ОП, що може бути досягнуто введенням кола позитивного зворотного зв'язку (ПЗЗ)

$$K_{\text{ПЗЗ}} = K/(1 - K\beta),$$

тобто із збільшенням β коефіцієнт $K_{\text{ПЗЗ}}$ також збільшується і при

$$\beta = 1/K \quad (6.3)$$

коефіцієнт підсилення ОП дорівнюватиме нескінченності, тобто (теоретично) це буде відповідати миттєвій зміні напруги на виході схеми рис. 6.1,а від $+U_{\text{вих max}}$ до $-U_{\text{вих max}}$ і навпаки.

Схема рис. 6.1,а при виконанні умови (6.2) часто носить назву детектора нуля сигналу (нуль-детектор), або схеми визначення проходження напруги через нуль.

Розглянутий випадок є ідеальним, тому що умову (6.3) внаслідок розкиду параметрів і нестабільності характеристик ОП на практиці важко виконати. Це призводить до появи похибки визначення нульового рівня вхідного сигналу.

Приклад 6.1. Визначити параметри вихідної напруги схеми рис. 6.1,а при використанні ОП типу К140УД17 і двох значеннях вхідної напруги $u_{\text{вх1}} = 10^{-2} \sin \omega t$; $u_{\text{вх2}} = 10^{-4} \sin \omega t$, $\omega = 1000\pi$.

Розв'язання. 1. Часові діаграми вхідної і вихідної напруг схеми відповідають рис. 6.1,в.

2. Визначимо період вхідної напруги.

$$T_{\text{вх}} = 2\pi/\omega = 2\pi/(1000\pi) = 2 \cdot 10^{-3} \text{ с}.$$

3. Знаходимо розмах вихідної напруги. В довідкових даних для заданого типу ОП знаходимо $|U_{\text{вих}}| = 15 \text{ В}$ ($E_{\text{к}} = \pm 18 \text{ В}$).

4. Визначимо тривалість інтервалу $t_2 \dots t_3$ для $u_{\text{вх1}}$

$$\frac{du_{\text{вих}}}{dt} = \omega U_m = 1000\pi \cdot 0,01 = 10\pi;$$

$$\Delta t = t_3 - t_2 = 2|U_{\text{вих max}}|/(KU_m\omega) = 2 \cdot 15 / (1,5 \cdot 10^5 \cdot 0,01 \cdot 1000\pi) = 6,36 \cdot 10^{-6} \text{ с};$$

$$\Delta t/T = 6,36 \cdot 10^{-6} / 2 \cdot 10^{-3} = 3,18 \cdot 10^{-3} = 0,318 \text{ \%}.$$

5. Визначимо тривалість Δt для $u_{\text{вх}2}$

$$\Delta t = 2 \cdot 15 / (1,5 \cdot 10^5 \cdot 10^{-4} \cdot 1000\pi) = 6,36 \cdot 10^{-4} \text{ c};$$

$$\Delta t/T = 3,18 \cdot 10^{-1} = 31,8 \text{ \%}.$$

6.2. ОДНОПороГОВИЙ ПРИСТРІЙ ПОРІВНЯННЯ

Спрацьовування схеми рис. 6.1,а відбувається у момент рівності нулю напруги між інвертувальним і неінвертувальним входами ОП. Використовуючи цю властивість схеми, можна легко побудувати на її основі пристрій порівняння вхідної напруги з деяким заданим еталонним рівнем напруги. Для цього достатньо неінвертувальний вхід ОП (див. рис. 6.1,а) підключити до спільної шини пристрою через джерело ЕРС, абсолютна величина якого і знак відповідають потрібному еталонному рівню порівняння (рис. 6.2,а). У цьому випадку при ідеальності ОП ($R_{\text{вх}} \rightarrow \infty$) напруга між інвертувальним і неінвертувальним входами досягне нульового рівня, коли рівень і полярність вхідної напруги $u_{\text{вх}}$ будуть дорівнювати параметрам еталонного джерела $E_{\text{ет}}$. На рис. 6.2,б,в показані передавальні характеристики схем порівняння для випадків $E_{\text{ет}} > 0$

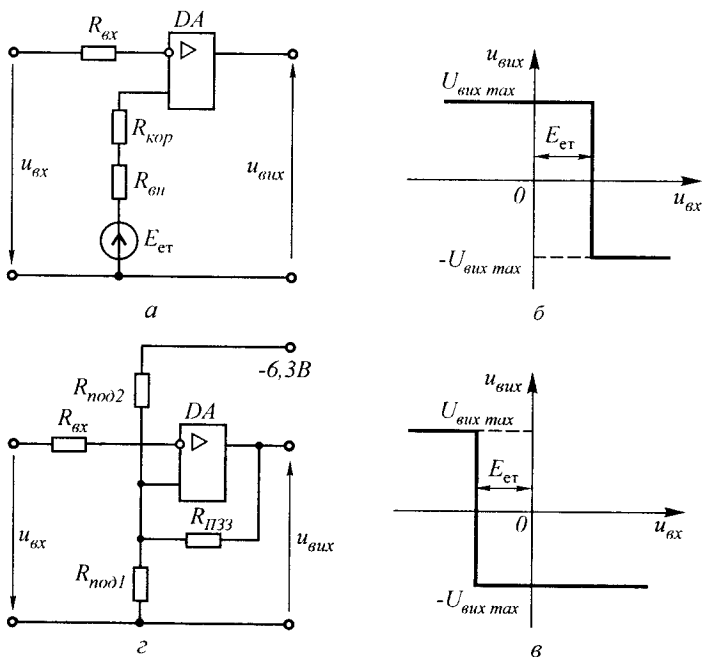


Рис. 6.2

і $E_{ст} < 0$ відповідно. Напругу $E_{ст}$ називають *порогом спрацьовування пристрою порівняння*.

Якщо в схемі рис. 6.2,а замість джерела еталонної напруги використати другу вхідну напругу, ОП перетвориться в схему порівняння двох напруг. Нехтуючи похибкою, яка обумовлена наявністю діапазону неідентифікованої вхідної напруги, можна сказати, що перемикання підсилювача відбуватиметься в момент рівності вхідних напруг як за абсолютним значенням, так і за знаком. Схема такого пристрою і часові діаграми, які пояснюють його роботу, наведені на рис. 6.3.

Для підключення двох або більше вхідних напруг може бути використаний і один, наприклад, інвертувальний вхід ОП (рис. 6.4). В цьому випадку перемикання ОП також буде відбуватися в момент рівності нулю напруги між його входами. У загальному вигляді вираз, який характеризує цю умову, є

$$U_i = \frac{1}{1/R_1 + 1/R_2 + \dots + 1/R_n} \sum_{q=0}^{q=n} U_q / R_q = U_{ст}, \quad (6.4)$$

де U_q — напруга q -го джерела вхідної напруги; R_q — вихідний опір q -го джерела вхідної напруги; n — число вхідних напруг.

З виразу (6.4) випливає, що для спрацьовування схеми порівняння у випадку $U_{ст} = 0$ джерела вхідної напруги повинні мати різну полярність.

На рис. 6.5,а наведений окремий випадок схеми рис. 6.4,а для $n = 2$. Очевидно, що при виконанні умови

$$R_{вн1} + R_{вх1} = R_{вн2} + R_{вх2}, \quad (6.5)$$

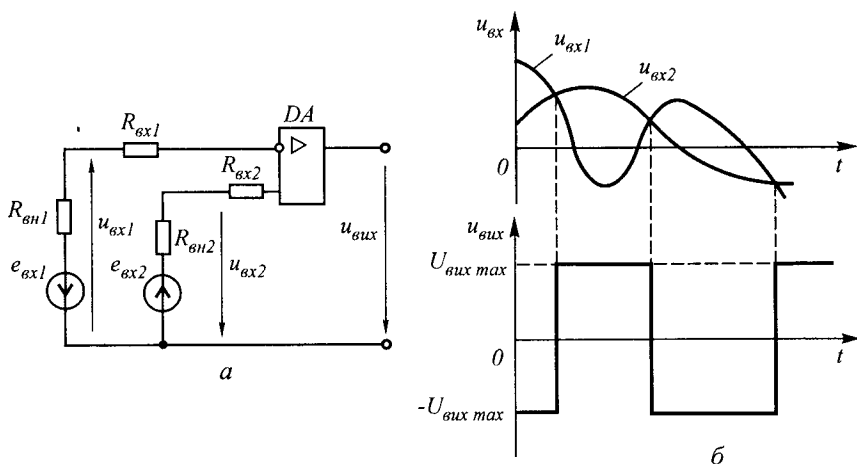
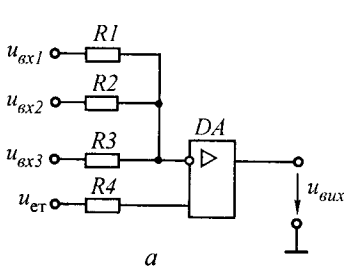
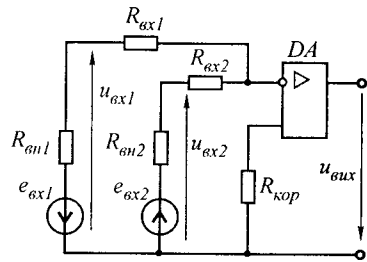


Рис. 6.3



а



а

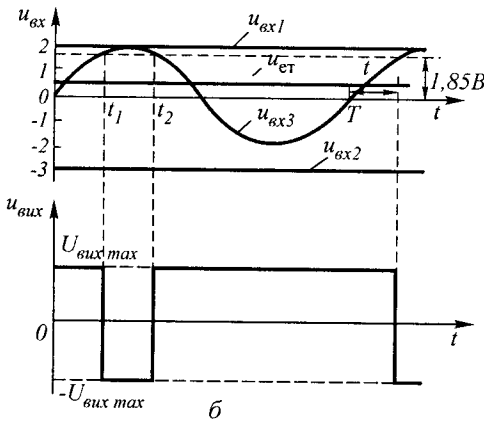


Рис. 6.4

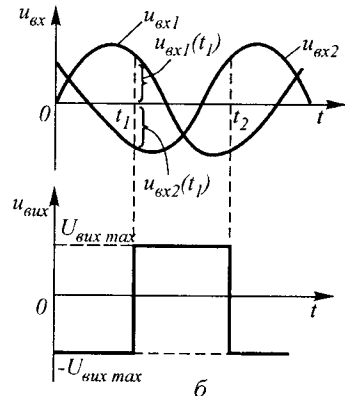


Рис. 6.5

вихідна напруга схеми змінюється в момент, коли вхідні напруги рівні за абсолютним значенням $u_{вх1}(t) = |u_{вх2}(t)|$, але протилежні за знаком. Часові діаграми, які пояснюють роботу схеми порівняння, наведені на рис. 6.5, б.

Якщо умова (6.5) не виконується, то перемикання схеми відбувається в момент виконання умови

$$e_{вх1} (R_{вн2} + R_{вх2}) = e_{вх2} (R_{вн1} + R_{вх1}), \quad (6.6)$$

де $e_{вх1}$ і $e_{вх2}$ — значення вхідних ЕРС.

Дуже часто як опорний (еталонний) сигнал використовують незмінну за величиною напругу позитивної або негативної полярності. Розглянемо схеми компараторів, у яких використовуються ОП з кінцевим коефіцієнтом підсилення і незмінною опорною напругою.

Для порівняння різнополярних напруг на вході використовують одновходовий компаратор (рис. 6.6, а), в якому опорний сигнал і той, який досліджується, надходять до інвертуювального входу ОП. В інтервалі часу $0 \dots t_1$ (рис. 6.6, б) виконується нерівність $|u_{Д}| < |U_0|$, тому $u_{вх} > 0$ і напруга на виході компаратора $u_{вих} = -U_{вих max} \approx E_{К}^-$ (напруга на інвертуювальному вході ОП і на його виході різнопо-

лярні). В момент часу t_1 вхідний сигнал досягає порогового значення

$$u_{Д} = U_{\text{вх пор}} = U_0 R_1 / R_2 ,$$

а після цього (при $t > t_1$) перевищує його за абсолютним значенням. Це відповідає наявності негативного потенціалу на інвертувальному вході ОП ($u_{\text{вх}} < 0$), що супроводжується перемиканням компаратора в інший стан, в якому $+U_{\text{вих max}} \approx E_K^+$. Моменту часу, коли виконується рівність $u_{Д} = U_{\text{вх пор}}$, відповідає нестійкий лінійний режим підсилювача компаратора. При цьому нахил передавальної характеристики визначається власним коефіцієнтом підсилення K (для ідеального ОП $K \rightarrow \infty$). Тому відсутність в ОП негативного зворотного зв'язку сприяє підвищенню швидкості перемикання компаратора.

У двохходовому компараторі (рис. 6.6,в), сигнали, які порівнюють, надходять до обох входів ОП. Тому стан виходу компаратора (полярність вихідної напруги) визначається більш великою за рівнем напругою одного з входів, що відображено передавальною характеристикою компаратора (рис. 6.6,з). При рівності вхідних напруг (момент часу t_1) вихідна напруга компаратора дорівнює нулю аналогічно роботі інтегрального ОП. Рівень вхідної напруги компаратора обмежується припустимою синфазною напругою ОП.

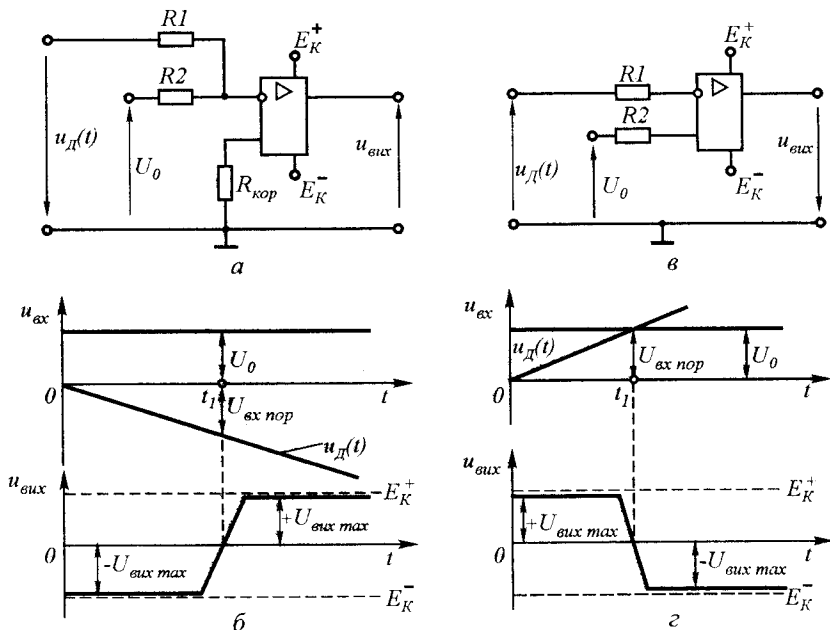


Рис. 6.6

Приклад 6.2 Використовуючи ОП типу К140УД1А, розрахувати схему порівняння з порогом спрацьовування 0,1 В. Похибка спрацьовування не повинна перевищувати 0,1 %.

Розв'язання. 1. Для реалізації вхідних умов використовуємо схему рис. 6.2,а.

2. ОП типу К140УД1А має такі параметри: $E_K = \pm 6,3 \text{ В}$; $K = 900$; $U_{\text{вих max}} = \pm 4,5 \text{ В}$.

3. Неідентифікований діапазон зміни вхідної напруги для заданого ОП складає

$$\Delta U_{\text{вх}} = 2U_{\text{вих max}}/K = 2 \cdot 4,5/900 = 0,01 \text{ В}.$$

В даному випадку похибка визначення рівня 0,1 В складає

$$\delta = (\Delta U_{\text{вх}}/2U_{\text{спр}}) \cdot 100\% = (0,01/2 \cdot 0,1) \cdot 100\% = 5\%.$$

4. Одержана похибка більша заданої, тому необхідно або зменшити напругу $|U_{\text{вих max}}|$, використовуючи коло нелінійного НЗЗ (див. рис. 4.25,а), або збільшити K введенням кола ПЗЗ.

5. Введемо в схему коло ПЗЗ. Потрібний, з точки зору забезпечення заданої точності, діапазон неідентифікованих вхідних напруг

$$2\delta U_{\text{спр}}/100 = 2 \cdot 0,1 \cdot 0,1/100 = 2 \cdot 10^{-4} \text{ В}.$$

Потрібний для одержання знайденого $\Delta U_{\text{вх}}$ коефіцієнт $K_{\text{ПЗЗ}}$ дорівнює

$$K_{\text{ПЗЗ}} = 2U_{\text{вих max}}/\Delta U_{\text{вх}} = 2 \cdot 4,5/2 \cdot 10^{-4} = 4,5 \cdot 10^4.$$

Коефіцієнт передачі кола ПЗЗ

$$\beta = \frac{1}{K} \left(1 - \frac{K}{K_{\text{ПЗЗ}}} \right) = \frac{1}{900} \left(1 - \frac{900}{4,5 \cdot 10^4} \right) = 1,09 \cdot 10^{-3}.$$

6. Для забезпечення потрібного порога спрацьовування $U_{\text{спр}}$ за допомогою зовнішнього подільника задамо напругу зміщення на неінвертувальний вхід ОП. З довідника вхідний струм ОП $I_{\text{вх}} = 5 \cdot 10^{-6} \text{ А}$. Використовуючи умову $I_{\text{под}} \geq I_{\text{вх}}$, задамо $I_{\text{под}} = 100I_{\text{вх}}$, тоді $R_{\text{под}} = E_K/I_{\text{под}} = 6,3/5 \cdot 10^{-4} = 12,6 \text{ кОм}$. Опір резистора $R_{\text{под1}}$, який безпосередньо задає поріг спрацьовування, дорівнює

$$R_{\text{под1}} = U_{\text{спр}}R_{\text{под}}/E_K = 0,1 \cdot 12,6/6,3 = 0,2 \text{ кОм}.$$

$$\text{Тоді } R_{\text{под2}} = R_{\text{под}} - R_{\text{под1}} = 12,6 - 0,2 = 12,4 \text{ кОм}.$$

7. Знайдемо опір резистора $R_{\text{ПЗЗ}}$

$$\beta = \frac{R_{\text{под1}}R_{\text{под2}}}{(R_{\text{под1}} + R_{\text{под2}})R_{\text{ПЗЗ}}};$$

$$R_{\text{ПЗЗ}} = R_{\text{под1}}R_{\text{под2}}/(R_{\text{под}}\beta) = 0,2 \cdot 12,4/(12,6 \cdot 1,09 \cdot 10^{-3}) = 180,6 \text{ кОм}.$$

Обираємо $R_{\text{ПЗЗ}} = 180 \text{ кОм}$.

8. Потрібний вхідний опір схеми порівняння

$$R_{\text{вх}} = R_{\text{под1}} R_{\text{под2}} / (R_{\text{под1}} + R_{\text{под2}}) = 0,2 \cdot 12,4 / 12,6 = 0,196 \text{ кОм}.$$

Приймаємо $R_{\text{вх}} = 0,2 \text{ кОм}$.

Повна схема розробленого пристрою приведена на рис. 6.2,з.

Приклад 6.3. Визначити моменти спрацьовування однопорогової схеми порівняння, наведеної на рис. 6.4,а, за умови: $u_{\text{вх1}} = 2 \text{ В}$; $u_{\text{вх2}} = -3 \text{ В}$; $u_{\text{вх3}} = 2 \sin \omega t$; $R_1 = 1 \text{ кОм}$; $R_2 = 2 \text{ кОм}$; $R_3 = 1,5 \text{ кОм}$; $U_{\text{ет}} = 0,8 \text{ В}$; $\omega = 100\pi$; ОП вважати ідеальним.

Розв'язання. Для визначення моментів спрацьовування використовуємо умову (6.4), яка буде мати вигляд

$$\frac{u_{\text{вх1}}/R_1 + u_{\text{вх2}}/R_2 + u_{\text{вх3}}/R_3}{1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_3} = U_{\text{ет}}.$$

Для знаходження моментів спрацьовування розв'яжемо одержане рівняння відносно вхідної напруги $u_{\text{вх3}}$

$$U_{m3} \sin \omega t = R_3 \left[U_{\text{ет}} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) - \frac{u_{\text{вх1}}}{R_1} - \frac{u_{\text{вх2}}}{R_2} \right];$$

$$t = \frac{1}{\omega} \arcsin \frac{R_3}{U_{m3}} \left[U_{\text{ет}} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) - \frac{u_{\text{вх1}}}{R_1} - \frac{u_{\text{вх2}}}{R_2} \right];$$

$$t = \frac{1}{100\pi} \arcsin \frac{1,5}{2} \left[0,8 \left(\frac{1}{1} + \frac{1}{2} + \frac{1}{1,5} \right) - \frac{2}{1} - \frac{(-3)}{2} \right] = 3,76 \cdot 10^{-3} \text{ с}.$$

$$\text{Тоді } t_1 = t = 3,76 \cdot 10^{-3} \text{ с};$$

$$t_2 = T/2 - t = 10 \cdot 10^{-3} - 3,76 \cdot 10^{-3} = 6,24 \cdot 10^{-3} \text{ с},$$

де $T = 2\pi/\omega$;

$$U_{m3} \sin \omega t_1 = U_{m3} \sin \omega t_2 = 1,85 \text{ В}.$$

Часові діаграми, які ілюструють роботу схеми, наведені на рис. 6.4,б. Очевидно, що на інтервалах $0 \dots t_1$ і $t_2 \dots T$; $u_{\text{вх1}} < U_{\text{ет}}$ і $u_{\text{вих}} = U_{\text{вих max}}$. На інтервалі $t_1 \dots t_2$ $u_{\text{вх1}} > U_{\text{ет}}$ і $u_{\text{вих}} = -U_{\text{вих max}}$.

6.3. РЕГЕНЕРАТИВНА СХЕМА ПОРІВНЯННЯ

Регенеративними (гістерезисними) називають схеми порівняння, в яких передавальна характеристика неоднозначна. Стосовно ОП це можливо тільки в тому випадку, коли підсилювач охоплений колом ПЗЗ з коефіцієнтом передачі, який задовольняє умові

$$\beta > 1/K. \quad (6.7)$$

На рис. 6.7 наведена передавальна характеристика ОП для випадків $\beta < 1/K$ (крива 1), $\beta = 1/K$ (крива 2) і $\beta > 1/K$ (крива 3) відповідно. Очевидно, що збільшення коефіцієнта передачі кола ПЗЗ фактично призводить до повороту початкової характеристики ОП навколо початку координат за годинниковою стрілкою. При цьому якщо $\beta > 1/K$, передавальна характеристика (крива 3 рис. 6.7) перестає бути однозначною і з'являється область вхідних напруг, для якої без знання попередньої роботи схеми неможливо однозначно визначити значення вихідного сигналу ОП.

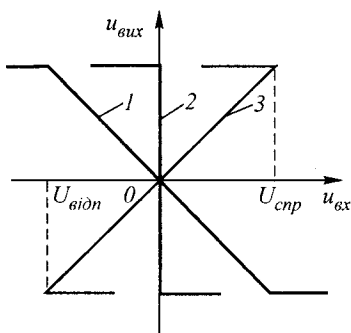


Рис. 6.7

Використання в схемі порівняння ОП, у якого перевальна характеристика має область неоднозначної відповідності вхідної та вихідної напруг (має гістерезис), дозволяє побудувати пристрої, в яких напруги спрацьовування та відпускання не рівні між собою (рис. 6.8,а).

Припустимо, що в деякий момент часу вхідна напруга схеми дорівнює нулю, а на її виході напруга дорівнює $+U_{\text{вих max}}$. Тоді до неінвертувального входу ОП прикладена позитивна напруга

$$U_{\text{вх н}} = U_{\text{вих max}} R_{\text{ПЗЗ2}} / (R_{\text{ПЗЗ1}} + R_{\text{ПЗЗ2}}). \quad (6.8)$$

Тому такий стан є стійким і може підтримуватися до тих пір, поки вхідна напруга не досягне такого ж рівня. В цей момент відбудеться зміна вихідної напруги ОП від $+U_{\text{вих max}}$ до $-U_{\text{вих max}}$. Внаслідок цього на неінвертуючому вході ОП встановиться напруга $U_{\text{вх н}} = -U_{\text{вих max}} R_{\text{ПЗЗ2}} / (R_{\text{ПЗЗ1}} + R_{\text{ПЗЗ2}})$. До тих пір, поки вхідна напруга не досягне такого ж рівня, усталений стан схеми буде стійким.

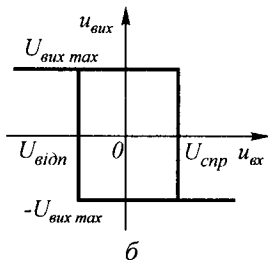
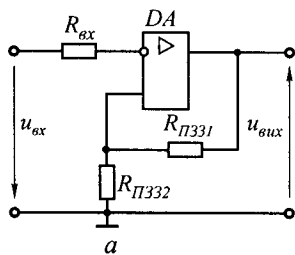


Рис. 6.8

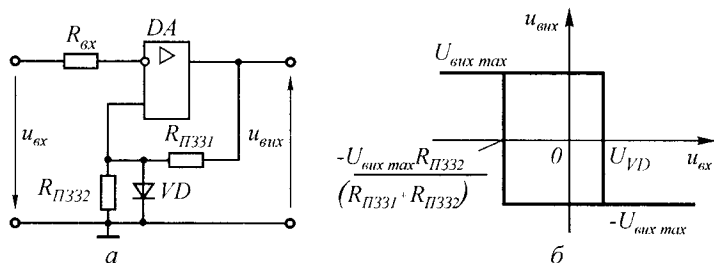


Рис. 6.9

Таким чином, порогові напруги спрацьовування та відпускання в схемі визначаються

$$U_{\text{спр}} = +U_{\text{вих max}} R_{\text{ПЗЗ2}} / (R_{\text{ПЗЗ1}} + R_{\text{ПЗЗ2}}); \quad (6.9)$$

$$U_{\text{відп}} = -U_{\text{вих max}} R_{\text{ПЗЗ2}} / (R_{\text{ПЗЗ1}} + R_{\text{ПЗЗ2}}). \quad (6.10)$$

З наведених виразів видно, що у випадку $+U_{\text{вих max}} = -U_{\text{вих max}}$ порогові напруги рівні за величиною, але протилежні за знаком, тобто передавальна характеристика пристрою симетрична відносно початку координат (рис. 6.8,б).

Для одержання різних напруг спрацьовування та відпускання в колі ПЗЗ ОП потрібно використовувати чотирьохполюсник, коефіцієнт передачі якого залежить від полярності його вхідної напруги (рис. 6.9,а). В цьому випадку коефіцієнт передачі кола ПЗЗ для позитивних вихідних напруг ОП практично не залежить від рівня цієї напруги і визначається спадом напруги на прямо зміщеному діоді VD . При негативних вхідних напругах діод VD закритий і напруга відпускання визначається, як і в схемі рис. 6.8,а, виразом (6.10). Передавальна характеристика даної схеми порівняння несиметрична відносно початку координат.

Несиметрії передавальної характеристики схеми порівняння можна добитися (як і у випадку однопорогового пристрою), використовуючи додаткові джерела зміщення (рис. 6.10). Слід зазначити, що в даному випадку напрямок зміщення передавальної характеристики співпадає з полярністю джерела зміщення. Якщо для підключення напруги зміщення використовувати інвертувальний вхід ОП (див. рис. 6.11,а), то напрямок зміщення передавальної характеристики буде протилежним полярності напруги джерела зміщення.

Застосування гістерезисних схем порівняння дозволяє у випадку дії зовнішніх завад значно підвищити надійність порівняння напруг. Так, на рис. 6.12 показані часові діаграми роботи однопорогової та гістерезисної схем порівняння у випадку, коли вхідний

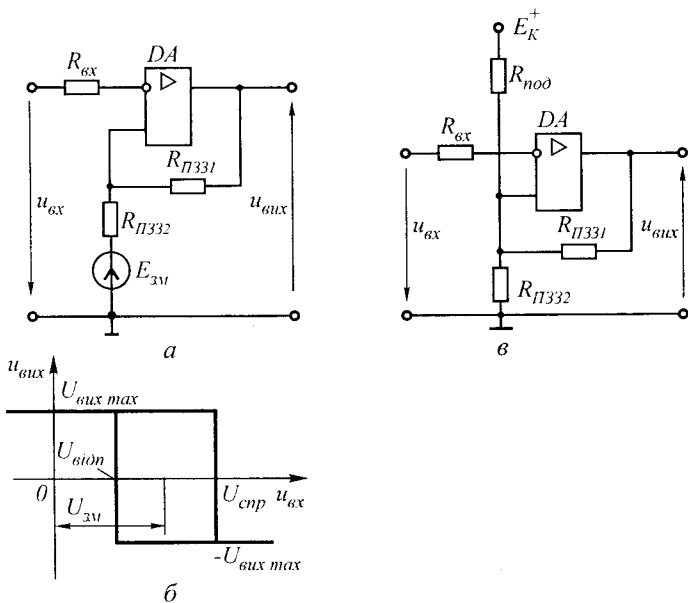


Рис. 6.10

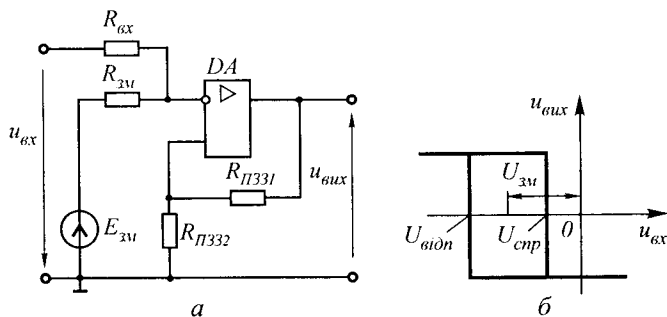


Рис. 6.11

сигнал окрім корисної складової вміщує деякий високочастотний сигнал завади. Очевидно, що у випадку використання однопорогової схеми порівняння на виході пристрою буде сформовано декілька вихідних імпульсів (так зване «деренчання» вихідної напруги), що ускладнює одержання однозначного результату (рис. 6.12,б). У випадку використання гістерезисного компаратора з правильним вибором напруг спрацьовування та відпускання цього вдається уникнути та одержати на виході однозначний результат порівняння (рис. 6.12,в).

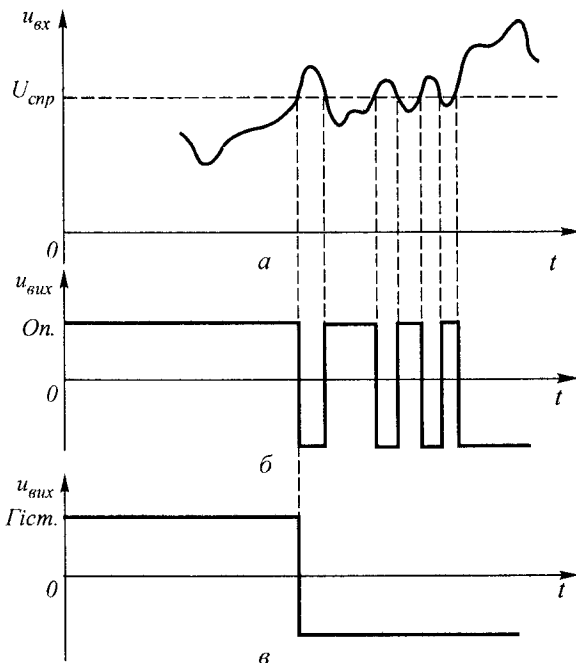


Рис. 6.12

Приклад 6.4. Розрахувати компоненти для схеми компаратора (рис. 6.8,а), в якому напруга гістерезису

$$U_{\Gamma} = U_{\text{срр}} - U_{\text{відп}} = \frac{R_{\Gamma 332}}{R_{\Gamma 331} + R_{\Gamma 332}} (U_{\text{вих max}}^+ + U_{\text{вих max}}^-) = 2 \text{ В};$$

$$E_{\text{К}} = \pm 15 \text{ В}; U_{\text{вих max}}^+ = U_{\text{вих max}}^- = 14 \text{ В}; R_{\text{вх}} = 10 \text{ кОм}.$$

Розв'язання. 1. Тому що напруга гістерезису дорівнює 2 В, то для схеми $|U_{\text{срр}}| = |U_{\text{відп}}|$, і, отже, $U_{\text{срр}} = 1 \text{ В}$, а $U_{\text{відп}} = -1 \text{ В}$.

2. Нехай $I_{R_{\Gamma 331}} = I_{R_{\Gamma 332}} = 0,1 \text{ мА}$. Струмом $I_{\text{вх ОП}}$ можна знехтувати, тому що $I_{R_{\Gamma 331}} \gg I_{\text{вх}}$.

3. Опір резисторів

$$R_{\Gamma 331} = (|U_{\text{вих max}}| - U_{\text{срр}}) / I_{R_{\Gamma 331}} = (14 - 1) / 0,1 \cdot 10^{-3} = 130 \text{ кОм};$$

$$R_{\Gamma 332} = U_{\text{відп}} / I_{R_{\Gamma 332}} = 1 / 0,1 \cdot 10^{-3} = 10 \text{ кОм}.$$

Приклад 6.5. Розробити гістерезисний компаратор, пороги спрацювання та відпускання якого відповідно дорівнюють: $U_{\text{срр}} = 0,65 \text{ В}$; $U_{\text{відп}} = -1,2 \text{ В}$. Для ОП, який використовується, $U_{\text{вих max}} = |-U_{\text{вих min}}| = 12 \text{ В}$; $R_{\text{вх}} = 10 \text{ кОм}$.

Розв'язання. 1. Схема гістерезисного компаратора відповідає рис. 6.9,а.

2. Коефіцієнт передачі кола ПЗЗ, який забезпечує одержання заданого порога відпускання у відповідності з виразом (6.10), дорівнює

$$\beta = U_{\text{відп}}/U_{\text{вих max}} = (-1,2)/(-12) = 0,1.$$

3. Опір резисторів $R_{\text{ПЗЗ1}}$ і $R_{\text{ПЗЗ2}}$ визначимо з умови

$$R_{\text{ПЗЗ1}}R_{\text{ПЗЗ2}}/(R_{\text{ПЗЗ1}} + R_{\text{ПЗЗ2}}) = R_{\text{вх}}.$$

Тоді, з врахуванням того, що $\beta = R_{\text{ПЗЗ2}}/(R_{\text{ПЗЗ1}} + R_{\text{ПЗЗ2}})$, визначимо $R_{\text{ПЗЗ1}}$

$$R_{\text{ПЗЗ1}} = R_{\text{вх}}/\beta = 10/0,1 = 100 \text{ кОм};$$

$$R_{\text{ПЗЗ2}} = \beta R_{\text{ПЗЗ1}}/(1 - \beta) = 0,1 \cdot 100/(1 - 0,1) = 11,1 \text{ кОм}.$$

Приймаємо $R_{\text{ПЗЗ2}} = 11 \text{ кОм}$.

4. Напруга $U_{\text{спр}} = 0,65 \text{ В}$ забезпечується вмиканням паралельно резистору $R_{\text{ПЗЗ2}}$ діода, який при протіканні по ньому струму $I_{\text{VD}} = (U_{\text{вих max}} - U_{\text{VD}})/R_{\text{ПЗЗ1}} - U_{\text{VD}}/R_{\text{ПЗЗ2}}$ забезпечує спад напруги $U_{\text{VD}} = 0,65 \text{ В}$.

Приклад 6.6. Розробити схему гістерезисного компаратора з порогоми спрацьовування та відпускання, які дорівнюють відповідно: $U_{\text{спр}} = 2,4 \text{ В}$ і $U_{\text{відп}} = 1,9 \text{ В}$. Максимальна вихідна напруга ОП $U_{\text{вих max}} = 10 \text{ В}$; $E_{\text{К}} = \pm 12 \text{ В}$. Сумарний опір, ввімкнений між входами ОП і спільною шиною, $R_{\text{кор}} = 5,1 \text{ кОм}$.

Розв'язання. 1. Для реалізації заданих напруг спрацьовування та відпускання в схему стандартного гістерезисного компаратора (див. рис. 6.8,а) потрібно ввести напругу зміщення. В цьому випадку можна скористатися схемами рис. 6.10 і рис. 6.11. Розглянемо обидва випадки.

2. Як було показано раніше, для схеми рис. 6.10 полярності напруг $U_{\text{спр}}$ і $U_{\text{відп}}$ повинні співпадати з полярністю напруги $U_{\text{зм}}$. Згідно з умовою напруга зміщення дорівнює

$$U_{\text{зм}} = (U_{\text{спр}} + U_{\text{відп}})/2 = (2,4 + 1,9)/2 = 2,15 \text{ В}.$$

3. Коефіцієнт передачі кола ПЗЗ визначається з умови

$$U_{\text{спр}} - U_{\text{зм}} = |U_{\text{вих max}}| \beta,$$

звідки

$$\beta = (U_{\text{спр}} - U_{\text{зм}})/|U_{\text{вих max}}| = (2,4 - 2,15)/10 = 0,025.$$

4. Напругу зміщення $U_{\text{зм}}$ можна задати або зовнішнім джерелом, або підключенням додаткового подільника напруги, підключеного до джерела живлення ОП. Використовуємо додатковий подільник напруги (див. рис. 6.10,б). Тоді

$$U_{\text{зм}} = \frac{E_{\text{к}} (R_{\text{П332}} \parallel R_{\text{П331}})}{R_{\text{под}} + (R_{\text{П332}} \parallel R_{\text{П331}})}.$$

5. Для визначення опорів резисторів схеми доповнимо одержаний вираз для $U_{\text{зм}}$ двома рівняннями, одержаними з умов забезпечення заданого значення β і мінімізації похибки роботи ОП, обумовленої його неідеальністю, тобто

$$\beta = \frac{R_{\text{П331}} \parallel R_{\text{под}}}{R_{\text{П332}} + (R_{\text{П331}} \parallel R_{\text{под}})};$$

$$R_{\text{кор}} = R_{\text{П331}} \parallel R_{\text{П332}} \parallel R_{\text{под}}.$$

Розв'язуючи одержану систему рівнянь для $U_{\text{зм}}$, β і $R_{\text{кор}}$, знайдемо

$$U_{\text{зм}} = E_{\text{к}} R_{\text{кор}} / R_{\text{под}};$$

$$\beta = R_{\text{кор}} / R_{\text{П332}}.$$

Тоді $R_{\text{под}} = (E_{\text{к}} / U_{\text{зм}}) R_{\text{кор}} = (12/2, 15) 5, 1 = 28, 46 \text{ кОм}$.

Обираємо $R_{\text{под}} = 27 \text{ кОм}$;

$$R_{\text{П332}} = R_{\text{кор}} / \beta = 5, 1 / 0, 025 = 204 \text{ кОм}.$$

Приймаємо $R_{\text{П332}} = 200 \text{ кОм}$;

$$R_{\text{П331}} = \frac{1}{1/R_{\text{кор}} - 1/R_{\text{П332}} - 1/R_{\text{под}}} = \frac{1}{1/5, 1 - 1/200 - 1/27} = 6, 49 \text{ кОм};$$

Приймаємо $R_{\text{П331}} = 6, 8 \text{ кОм}$.

6. Перевіряємо одержані напруги спрацьовування та відпускання. Згідно з першим законом Кірхгофа для неінвертувального входу ОП маємо

$$U_{\text{вих}} = \frac{E_{\text{к}} / R_{\text{под}} + U_{\text{вих}} / R_{\text{П332}}}{1/R_{\text{П331}} + 1/R_{\text{П332}} + 1/R_{\text{под}}}.$$

Звідси

$$U_{\text{спр}} = \frac{E_{\text{к}} / R_{\text{под}} + U_{\text{вих max}} / R_{\text{П332}}}{1/R_{\text{П331}} + 1/R_{\text{П332}} + 1/R_{\text{под}}} = \frac{12/27 + 10/200}{1/27 + 1/6, 8 + 1/200} = 2, 61 \text{ В};$$

$$U_{\text{відп}} = \frac{E_{\text{к}} / R_{\text{под}} - U_{\text{вих max}} / R_{\text{П332}}}{1/R_{\text{П331}} + 1/R_{\text{П332}} + 1/R_{\text{под}}} = \frac{12/27 - 10/200}{1/27 + 1/6, 8 + 1/200} = 2, 086 \text{ В}.$$

Незбіг заданих та визначених в результаті розрахунку $U_{\text{спр}}$ і $U_{\text{відп}}$ пояснюється округленням одержаних опорів до найближчих стандартних значень.

7. При використанні схеми порівняння рис. 6.11,а як джерело зміщення $E_{з\text{м}}$ можна використати негативну напругу джерела живлення ОП.

8. Для одержаної таким чином схеми можна записати систему рівнянь

$$\begin{aligned} \frac{U_{\text{спр}}}{R_{\text{вх}}} - \frac{E_{\text{К}}}{R_{\text{з\text{м}}}} &= \beta \frac{U_{\text{вих min}}}{R_{\Sigma}}; \\ \frac{U_{\text{відп}}}{R_{\text{вх}}} - \frac{E_{\text{К}}}{R_{\text{з\text{м}}}} &= -\beta \frac{U_{\text{вих min}}}{R_{\Sigma}}; \\ 1/R_{\Sigma} &= 1/R_{\text{вх}} + 1/R_{\text{з\text{м}}}; \\ \beta &= R_{\text{П332}} / (R_{\text{П332}} + R_{\text{П331}}); \\ 1/R_{\Sigma} &= 1/R_{\text{П331}} + 1/R_{\text{П332}}. \end{aligned}$$

9. Розв'яжемо цю систему у припущенні, що, як і для схеми рис. 6.10,в опір $R_{\Sigma} = R_{\text{кор}} = 5,1 \text{ кОм}$;

$$\begin{aligned} 1/R_{\text{вх}} &= 1/R_{\Sigma} - 1/R_{\text{з\text{м}}}; \\ U_{\text{спр}} \left(\frac{1}{R_{\Sigma}} - \frac{1}{R_{\text{з\text{м}}}} \right) - \frac{E_{\text{К}}}{R_{\text{з\text{м}}}} &= \beta \frac{U_{\text{вих max}}}{R_{\Sigma}}; \\ U_{\text{відп}} \left(\frac{1}{R_{\Sigma}} - \frac{1}{R_{\text{з\text{м}}}} \right) - \frac{E_{\text{К}}}{R_{\text{з\text{м}}}} &= \beta \frac{(-U_{\text{вих max}})}{R_{\Sigma}}. \end{aligned}$$

Складання двох останніх рівнянь дає

$$\frac{U_{\text{спр}} + U_{\text{відп}}}{R_{\Sigma}} - \frac{1}{R_{\text{з\text{м}}}} (U_{\text{спр}} + U_{\text{відп}} + 2E_{\text{К}}) = 0$$

або

$$R_{\text{з\text{м}}} = \frac{U_{\text{спр}} + U_{\text{відп}} + 2E_{\text{К}}}{U_{\text{спр}} + U_{\text{відп}}} R_{\Sigma} = \frac{2,4 + 1,9 + 2 \cdot 12}{2,4 + 1,9} 5,1 = 33,56 \text{ кОм}.$$

Вибираємо $R_{\text{з\text{м}}} = 33 \text{ кОм}$.

$$R_{\text{вх}} = \frac{1}{1/R_{\Sigma} - 1/R_{\text{з\text{м}}}} = \frac{1}{1/5,1 - 1/33} = 6,03 \text{ кОм}.$$

Приймаємо $R_{\text{вх}} = 6,2 \text{ кОм}$.

Уточнюємо після вибору номіналів резисторів $R_{\text{вх}}$ і $R_{\text{з\text{м}}}$ значення

$$R_{\Sigma} = \frac{1}{1/R_{\text{вх}} + 1/R_{\text{з\text{м}}}} = \frac{1}{1/6,2 + 1/33} = 5,22 \text{ кОм}.$$

Тоді

$$\beta = \left(\frac{U_{\text{спр}}}{R_{\text{вх}}} - \frac{E_{\text{К}}}{R_{\text{зм}}} \right) \frac{R_{\Sigma}}{U_{\text{вих}}} = \left(\frac{2,4}{6,2} - \frac{12}{33} \right) \frac{5,22}{10} = 0,0122.$$

З виразу для β знаходимо

$$\beta = \frac{1}{1 + R_{\text{П331}}/R_{\text{П332}}} \quad \text{або} \quad R_{\text{П332}}(1/\beta - 1) = R_{\text{П331}}.$$

Тоді

$$1/R_{\Sigma} = 1/R_{\text{П331}} + 1/R_{\text{П332}} = \frac{1}{R_{\text{П332}}} \left(\frac{1}{1/\beta - 1} + 1 \right),$$

звідки

$$R_{\text{П332}} = R_{\Sigma} \left(1 + \frac{1}{1/\beta - 1} \right) = 5,22 \left(1 + \frac{1}{1/0,0122 - 1} \right) = 5,28 \text{ кОм}.$$

Приймаємо $R_{\text{П332}} = 5,1 \text{ кОм}$; $R_{\text{П331}} = 5,1(1/0,0122 - 1) = 412,9 \text{ кОм}$.

Приймаємо $R_{\text{П331}} = 430 \text{ кОм}$.

10. Перевіряємо одержані значення порогів спрацьовування і відпускання схеми

$$\beta = 5,1/(5,1 + 430) = 0,01172;$$

$$U_{\text{спр}} = \left(\beta \frac{U_{\text{вих max}}}{R_{\Sigma}} + \frac{E_{\text{К}}}{R_{\text{зм}}} \right) R_{\text{зм}} = \left(0,01172 \frac{10}{5,22} + \frac{12}{33} \right) 6,2 = 2,39 \text{ В};$$
$$U_{\text{відп}} = 2,11 \text{ В}.$$

Одержаний незбіг розрахункових та заданих напруг $U_{\text{спр}}$ і $U_{\text{відп}}$ (як і в попередньому випадку) визначається округленням опорів резисторів до найближчих стандартних значень ряду.

6.4. ІНТЕГРАЛЬНІ КОМПАРАТОРИ

Інтегральні компаратори відрізняються від схем порівняння, виконаних на ОП загального застосування тим, що їх вихідний сигнал узгоджений за рівнем з напругами, які використовуються в цифровій техніці для відображення сигналів логічного нуля та одиниці. Розробка таких ІС, які мають (як і стандартний ОП) два входи (інвертувальний та неінвертувальний) і один або парафазний цифровий вихід, була обумовлена тим, що хоча схеми порівняння на ОП і можуть забезпечувати високу точність порівняння вхідних напруг і формувати на виході сигнали потрібних (цифрових) рівнів, вони потребують для цього введення великої кількості додаткових елементів і, як правило, не можуть забезпечити потрібної швидкодії.

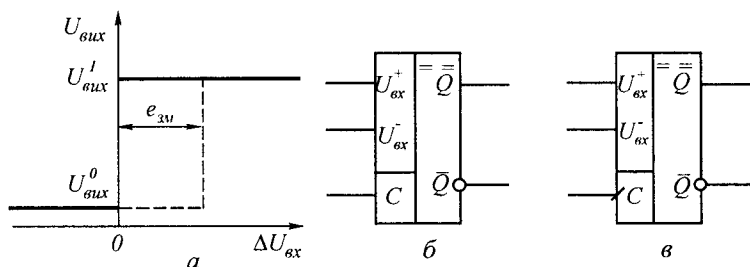


Рис. 6.13

Таким чином компараторами напруги називають інтегральні мікросхеми, які призначені для порівняння двох напруг і видачі результату порівняння у логічній формі: більше або менше. По суті справи, компаратор напруги чутливий до полярності напруги, яка прикладена між його сигнальними входами. Напруга на виході буде мати високий рівень $U_{вих}^1$ кожного разу, коли різниця між неінвертувальним і інвертувальним сигнальними входами позитивна і, навпаки, коли різниця напруги негативна, то вихідна напруга компаратора відповідає логічному нулю $U_{вих}^0$:

$$U_{вих} = \begin{cases} U_{вих}^1 & \text{при } U_{вх}^+ > U_{вх}^-, \text{ або } \Delta U_{вх} > 0, \\ U_{вих}^0 & \text{при } U_{вх}^+ < U_{вх}^-, \text{ або } \Delta U_{вх} < 0. \end{cases} \quad (6.11)$$

Графічна залежність вихідної напруги від різниці вхідних напруг наведена на рис. 6.13,а, а умовне схематичне позначення компаратора з стробуванням за рівнем та за фронтом відповідно на рис. 6.13,б,в. Як видно з позначення, компаратор напруги крім основних сигнальних входів може мати службові входи різного призначення: стробування, балансування, узгодження рівнів та ін.

Спрощена структурна схема компаратора напруги наведена на рис. 6.14. Вона складається з вхідного диференціального каскаду ДК, пристрою зміщення рівнів та ви-

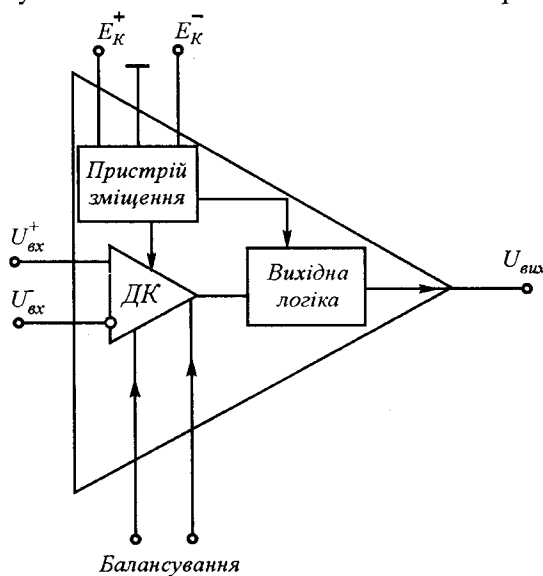


Рис. 6.14

хідної логіки. Вхідний диференціальний каскад формує та забезпечує основне підсилення різницевого сигналу. Окрім цього він дозволяє здійснити балансування виходу за допомогою зовнішнього підстроювального резистора та дозволяє скоректувати напругу зміщення нульового рівня у межах $1...2\text{ мВ}$, яке виникає у диференціальному каскаді. За допомогою балансування можна також встановити переважальний початковий стан виходу.

Входи стробування призначені для фіксації моменту часу, коли проводиться порівняння вхідних сигналів і видача результату порівняння на вихід. Для цього на вхід стробування подається імпульсний сигнал дозволу порівняння. Результати порівняння можуть з'являтися на виході компаратора тільки за час строба або можуть фіксуватися в елементах пам'яті компаратора до приходу чергового імпульсу строба. Таким чином компаратори, які стробуються, можуть бути без пам'яті та з пам'яттю. Окрім того, стробування може виконуватися за рівнем імпульсу або за його фронтом (перепадом рівнів). Для зазначення стробування за фронтом на вході стробування зображується напрямок перепаду від низького рівня до високого (див. рис. 6.13,в) або, навпаки, від високого рівня до низького.

Оскільки імпульс строба надходить одночасно з вхідним сигналом, то мінімальна тривалість строба (або його фронту) повинна бути такою, щоб вхідний сигнал встиг пройти через диференціальний каскад раніше, ніж спрацює елемент пам'яті. Цей час називають *часом дозволу вибірки*. Застосування стробування підвищує завадозахищеність компаратора, тому що завада може змінити стан виходу тільки за малий час дозволу вибірки.

Коло зміщення, яке підключається до диференціального каскаду, забезпечує одержання оптимальних рівнів струмів в елементах диференціального каскаду та виключає його насичення при великому рівні вхідних сигналів. Крім цього пристрій зміщення встановлює також відповідні рівні напруг і струму у вихідному логічному каскаді. Завдяки цьому забезпечується робота компаратора з означеним типом логіки.

На рис. 6.15 наведені передавальні характеристики компаратора без гістерезису (а) та з гістерезисом (б). Гістерезис компаратора проявляється у тому, що перехід із стану $U_{\text{вих}}^0$ у

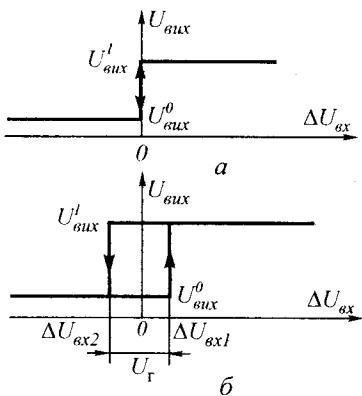


Рис. 6.15

стан $U_{\text{вих}}^1$ відбувається при вхідній напрузі $\Delta U_{\text{вх}1}$, а повернення з $U_{\text{вих}}^1$ у $U_{\text{вих}}^0$ — при напрузі $\Delta U_{\text{вх}2}$. Різниця $\Delta U_{\text{вх}1} - \Delta U_{\text{вх}2} = U_{\Gamma}$ називається напругою гістерезису. Наявність гістерезису пов'язана з використанням у компараторі позитивного зворотного зв'язку, який дозволяє усунути «деренчання» $U_{\text{вих}}$ при $\Delta U_{\text{вх}} = 0$. Наявність гістерезису призводить до появи зони невизначеності, в середині якої неможливо встановити значення $\Delta U_{\text{вх}}$.

Основним динамічним параметром компаратора, який визначає його швидкодію, є час затримки розповсюдження стрибкоподібного вхідного сигналу. Інколи цей час називають часом перемикання компаратора. Цей час відраховують від моменту подачі вхідного сигналу $\Delta U_{\text{вх}}$ до моменту, коли вихідний сигнал досягне рівнів $U_{\text{вих}}^1$ або $U_{\text{вих}}^0$. Час затримки розповсюдження суттєво залежить від рівня вхідного диференціального сигналу $\Delta U_{\text{вх}}$. При збільшенні напруги $\Delta U_{\text{вх}}$ час затримки розповсюдження зменшується. На рис. 6.16,а показані перехідні характеристики компаратора при різних значеннях рівня вхідного сигналу $\Delta U_{\text{вх}} = 2 \dots 20 \text{ мВ}$. З графіків видно, що при зміні вхідної напруги на порядок час затримки змінюється приблизно у 2,5 рази. Графік залежності часу затримки розповсюдження від рівня вхідного сигналу наведено на рис. 6.16,б.

Крім того, компаратори із стробуванням характеризуються додатковими параметрами, обумовленими використанням імпульсу строба: часом дозволу вибірки та максимальною частотою стробування. Якість компараторів із стробуванням тим вища, чим менший час дозволу вибірки і чим більша припустима частота стробування.

Інтегральні компаратори можна поділити на три групи: загального застосування ($t_{\text{зтр}} < 300 \text{ нс}$, $K < 100000$); швидкодіючі ($t_{\text{зтр}} < 30 \text{ нс}$); прецизійні ($K > 100000$). Окрім того, компаратори можна поділити на стробовані та нестробовані, а також з пам'яттю і без пам'яті.

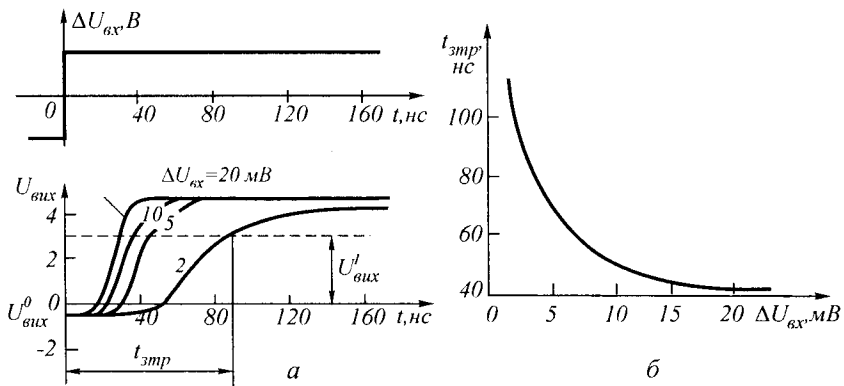


Рис. 6.16

Швидкодіючі стробовані компаратори (наприклад, КМ597СА1, КМ597СА2) мають по три диференціальних каскади, що забезпечує достатньо високу порогову чутливість ($0,25 \text{ мВ}$) — мінімальний різницевий сигнал, який можна виявити компаратором і зафіксувати на виході як логічний сигнал.

Компаратори загального застосування мають свої переваги — вони споживають меншу потужність, можуть працювати при низькій напрузі живлення і в одному корпусі розташовуються до чотирьох компараторів. Так, наприклад, зчетверені компаратори середньої швидкодії та невеликого струму споживання типів К1401СА1, К1401СА2 мають час затримки розповсюдження менше 3 мкс , струм споживання 2 мА , коефіцієнт підсилення 32000 , напругу зміщення нульового рівня менше 5 мВ .

Багато компараторів загального застосування мають на виході транзистор з відкритим колектором, що дозволяє підключати навантаження цього транзистора до зовнішнього джерела живлення, напруга якого вибирається залежно від типу логіки, яка використовується. Схема вмикання зовнішнього навантаження до виходу компаратора наведена на рис. 6.17,а. Значення опору резистора навантаження вибирають у межах $100 \dots 1000 \text{ Ом}$. Менші опори забезпечують більш високу швидкість перемикавання.

Прецизійні компаратори (наприклад, К554СА3) відрізняються від компараторів загального застосування низкою поліпшених характеристик. Вони мають підвищений коефіцієнт підсилення, меншу порогову напругу перемикавання, нижчу напругу зміщення нульового рівня та малий вхідний струм. Швидкодія цих компараторів звичайно не дуже велика, час перемикавання звичайно менше 300 нс .

Основні особливості аналогових компараторів пов'язані з відсутністю в них частотної корекції та великим коефіцієнтом підсилення. На відміну від операційних підсилювачів, у компараторах

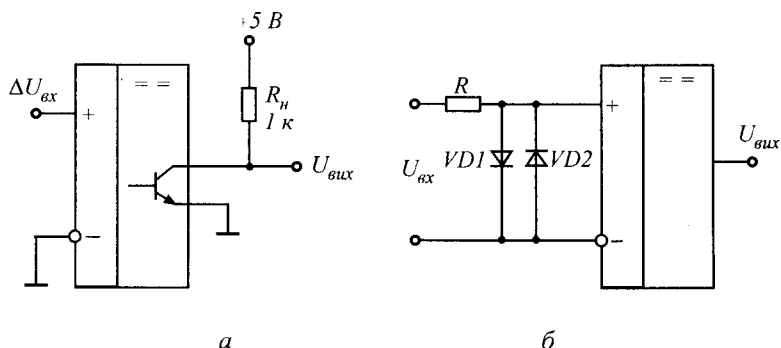


Рис. 6.17

практично ніколи не застосовують негативний зворотний зв'язок, тому що він знижує стабільність їх роботи. Спеціалізовані компаратори напруг мають малі затримки, високу швидкість перемикання, стійкі до великих перемикаючих сигналів.

Для усунення багатократних перемикань у момент порівняння сигналів у компараторах часто використовують позитивний зворотний зв'язок. Позитивний зворотний зв'язок забезпечує надійне перемикання компаратора та усуває «деренчання» вихідної напруги в момент порівняння. Проте при введенні позитивного зворотного зв'язку створюється зона невизначеності, яка обумовлена гістерезисом. Якщо сигнал на вході компаратора змінюється монотонно, то наявність гістерезису не відбивається на похибці компарування.

Напруги на входах компаратора через відсутність негативного зворотного зв'язку можуть суттєво відрізнитися. Тому для обмеження вхідної напруги на вході компаратора часто встановлюють двосторонній діодний обмежувач, схема якого наведена на рис. 6.17,б.

Швидкодія компаратора суттєво залежить від рівня вхідного диференціального сигналу. Із збільшенням вхідного сигналу до визначеного значення час перемикання зменшується. Проте подальше збільшення вхідного сигналу може призвести до насичення компаратора та зменшенню його швидкодії. У зв'язку з цим в схемі двостороннього обмежувача, наведеного на рис. 6.17,б, рекомендується використовувати діоди Шоттки з малим спадом напруги. Рекомендоване значення вхідної напруги зазначається у довідкових даних на компаратор і звичайно знаходиться у межах 20...100 мВ.

Відмова від негативного зворотного зв'язку призводить ще до однієї особливості застосування компараторів напруги — зниження їх вхідного опору і збільшення вхідного струму. При збільшенні вхідної напруги понад порогове значення у компараторів може різко збільшитися вхідний струм і зменшитися вхідний опір. Відбувається це через дві причини: різке збільшення струму бази транзисторів диференціального каскаду і вмикання діодів захисту.

Компаратори на ОП загального призначення звичайно використовуються при розробці високоточних схем порівняння, які працюють з повільно змінюваними вхідними сигналами.

Інтегральні компаратори застосовуються тоді, коли потрібно забезпечити високу швидкодію розроблюваних пристроїв. При цьому залежно від конкретних вимог використовують стандартні високочастотні або швидкодіючі компаратори.

Основне застосування компаратори напруги знаходять в пристроях сполучення цифрових і аналогових сигналів. Простішим прикладом такого застосування є аналого-цифровий перетворю-

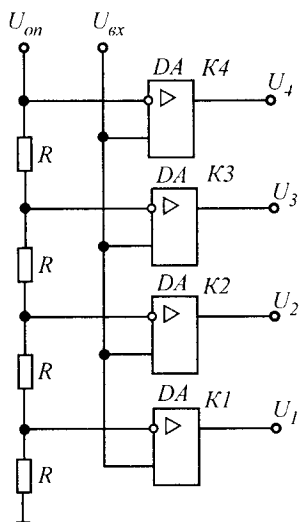


Рис. 6.18

вач паралельного типу (рис. 6.18). В ньому використані чотири компаратори $K_1 \dots K_4$ і резистивний подільник опорної напруги $U_{оп}$. При однакових значеннях опорів у резистивному подільнику на інвертувальні входи компараторів подана напруга $nU_{оп}/4$, де n — порядковий номер компаратора. На неінвертувальні входи компаратора подана напруга $U_{вх}$. В результаті порівняння вхідної напруги з опорними напругами на інвертувальних входах компараторів на виходах компараторів утворюється унітарний цифровий код вхідної напруги. За допомогою цифрового перетворювача коду цей код можна перетворити у звичайний.

Різні варіанти підключення аналогових компараторів напруги до цифрових логічних мікросхем серії ТТЛ (транзисторно-транзисторна логіка) наведені на рис. 6.19. У схемі рис. 6.19,а вихід компаратора безпосередньо з'єднаний зі входом цифрової мікросхеми ТТЛ. Таку схему можна використовувати при відкритому колекторному виході в компараторі К.

В схемі рис. 6.19,б компаратор К керує комутуючим транзистором VT , який в свою чергу керує цифровою мікросхемою ТТЛ. Діод VD в базі транзистора VT захищає базу транзистора від пробою негативною вихідною напругою компаратора.

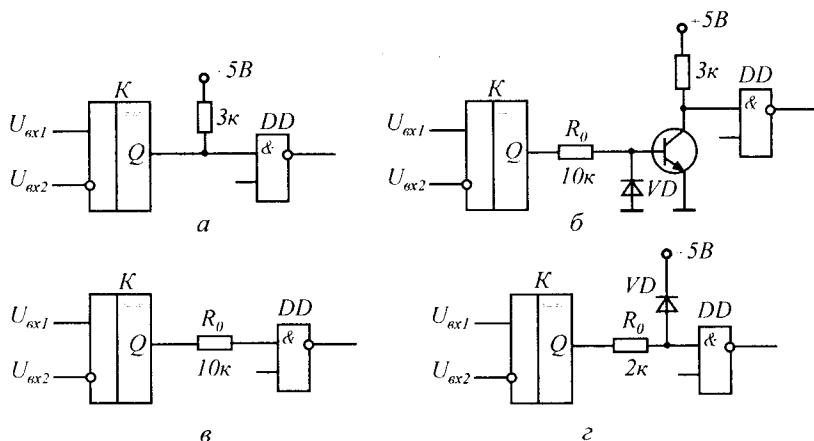


Рис. 6.19

В схемі рис. 6.19,в цифрова мікросхема підключається до компаратора К через струмообмежуючий резистор R_0 . Таку схему краще застосовувати з цифровими мікросхемами серії КМОН (комплементарна МОН логіка).

В схемі рис. 6.19,г окрім струмообмежуючого резистора R_0 є ще фіксуєчий діод VD , який відкривається, якщо на вході цифрової мікросхеми стане більше $5 V$.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Чим схема порівняння відрізняється від схеми підсилювача?
2. Які вихідні напруги можуть формуватися на виході схеми порівняння?
3. Що таке компараторний режим роботи ОП?
4. Чим пояснюється похибка визначення рівня вхідної напруги?
5. Покажіть, яким чином можна мінімізувати похибку порівняння однопорогової схеми?
6. Як змінюється похибка порівняння напруг при зміні частоти вхідного сигналу?
7. Що таке нуль-детектор?
8. Яку передавальну характеристику має регенеративна схема порівняння?
9. Як можна змінити поріг спрацьовування однопорогової схеми порівняння?
10. Спроектуйте схему порівняння чотирьох вхідних напруг.
11. Як задається зміщення передавальної характеристики в гістерезисних схемах порівняння?
12. Які переваги має гістерезисна схема порівняння над однопороговою?
13. В чому основна різниця схем порівняння напруг і схем підсилювачів, виконаних з використанням ОП?

КЛЮЧОВИЙ РЕЖИМ РОБОТИ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИЛАДІВ

7.1. ОСОБЛИВОСТІ ІМПУЛЬСНОГО РЕЖИМУ ЕЛЕКТРОННИХ ПРИСТРОЇВ

Електронні пристрої, які працюють в переривчастому (дискретному) режимі, називають імпульсними.

Імпульсні пристрої застосовують для формування імпульсів заданої форми, тривалості та полярності з синусоїдних коливань та імпульсів іншої форми за допомогою лінійних і нелінійних електричних кіл; генерування імпульсів необхідної форми та параметрів імпульсними (релаксаційними) генераторами; керування імпульсами, пов'язане з визначенням часового положення імпульсів, а також з часовою затримкою імпульсів, їх синхронізацією, рахуванням, розподілом та ін.

Одиничним імпульсом напруги (струму) називається напруга (струм), яка діє лише протягом визначеного інтервалу часу. При цьому тривалість зміни напруги (струму) в електричному колі від нуля або деякого сталого рівня U_0 (I_0) порівняна або менша тривалості перехідних процесів у цьому колі.

Якщо сигнал триває довше, ніж перехідний процес в електричному колі, то режим його роботи під час дії сигналу вважається усталеним, а сам сигнал для цього кола не є імпульсним.

Імпульси мають різну форму: прямокутну, трапецеїдальну, пилкоподібну, трикутну, експоненціальну, дзвоноподібну (рис. 7.1).

Розрізняють відеоімпульси, які являють собою короткочасну зміну напруги (струму) в колі постійного струму (рис. 7.2,а), та радіоімпульси — короткочасні пакети високочастотних гармонічних коливань напруги або струму (рис. 7.2,б), обвідна яких має форму відеоімпульсу. Відеоімпульси можуть бути позитивної (рис. 7.1,а—в) або негативної (рис. 7.1,г—е) полярності, а також різнополярними (рис. 7.2,а).

Як періодична послідовність (див. рис. 7.1,а—д) імпульси характеризуються такими параметрами: періодом і частотою повторення, тривалістю паузи, щільністю та коефіцієнтом заповнення. Періодом повторення імпульсів T називають інтервал часу між початком (кінцем) двох сусідніх однополярних імпульсів. Величина, зворотна періоду повторення, називається частотою повторен-

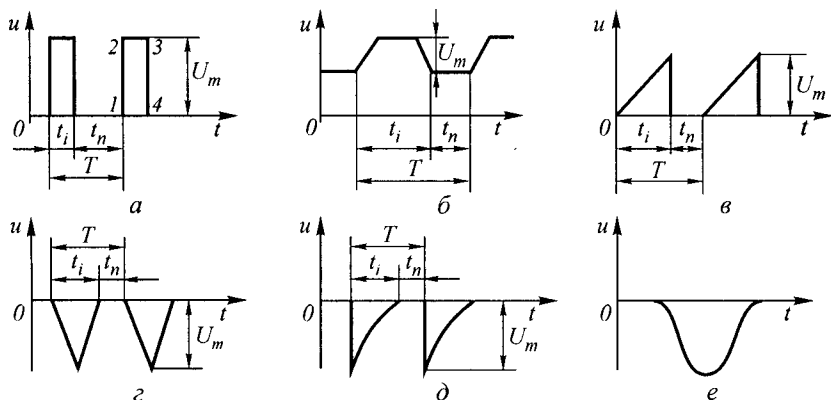


Рис. 7.1

ня (слідування) імпульсів, тобто $F = 1/T$. Тривалістю паузи t_n називають інтервал часу між закінченням одного та початком наступного однополярного імпульсу: $t_n = T - t_i$. Щільність імпульсів Q характеризується відношенням періоду повторення до тривалості імпульсу: $Q = T/t_i$. Щільність — величина безрозмірна і звичайно лежить у межах від 2 до 10000. Найменша величина щільності характерна для пристроїв обчислювальної техніки і найбільша — для радіолокаційних пристроїв. Щільність є енергетичною характеристикою імпульсного пристрою, оскільки відображає можливість накопичення великих енергій та потужностей за час порівняно великої паузи між імпульсами та генерування цієї енергії під час короткого імпульсу.

Величину, зворотну щільності, називають коефіцієнтом заповнення імпульсів $\gamma = t_i/T$.

Періодична послідовність імпульсів має великі інформаційні можливості. Інформація про параметри будь-якого об'єкта, виробу, електричного або неелектричного процесу заноситься до імпульс-

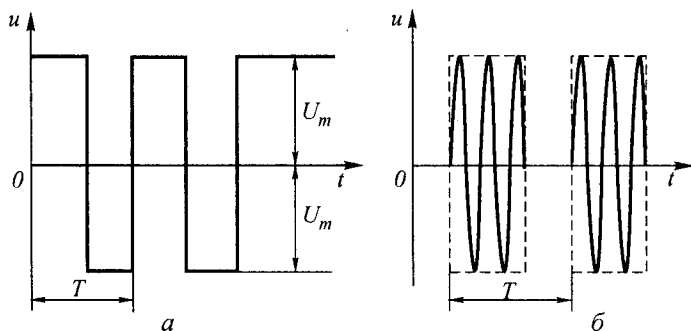


Рис. 7.2

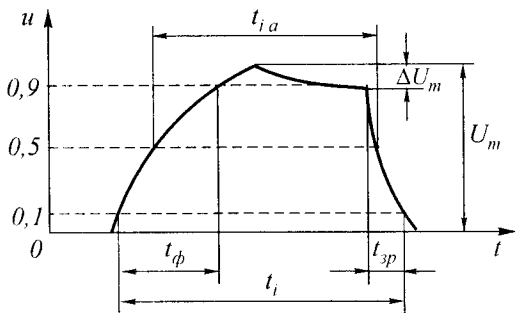


Рис. 7.3

імпульсів. Характерними ділянками імпульсу, які визначають його форму, є (див. рис. 7.1,а): фронт 1—2, вершина 2—3, зріз 3—4. У імпульсів різних форм окремих ділянок може не бути. Кількісну оцінку форми імпульсів та властивостей його окремих ділянок розглянемо на прикладі реального імпульсу прямокутної форми (рис. 7.3).

Основними параметрами форми імпульсів є: амплітуда імпульсу U_m , тривалість імпульсу t_i , тривалість переднього фронту t_ϕ , тривалість заднього фронту (зрізу) $t_{зр}$, спад вершини імпульсу ΔU_m .

Амплітудою імпульсу називають найбільшу напругу (струм) імпульсного сигналу. В інформаційних імпульсних пристроях амплітуда імпульсів знаходиться в межах від десятих частин до сотень вольт (від частин міліампера до частин ампера).

Тривалість імпульсу визначається відрізком часу між моментами виникнення та зникнення імпульсу. Тривалість реального імпульсу виміряти важко. Її заміряють на рівні $0,1U_m$ або $0,5U_m$, рахуючи від основи. Тривалість імпульсу для останнього випадку називають активною тривалістю t_{ia} , оскільки результат впливу імпульсу на електричне коло реально виявляється при досягненні ним рівня, близького до 50%. У пристроях промислової електроніки тривалість імпульсів $10^{-9} \dots 1$ с.

Тривалість фронту визначається часом зростання імпульсу, а тривалість зрізу — часом спаду імпульсу. Інтервали часу, які відповідають тривалості фронту t_ϕ та зрізу t_z імпульсу, відраховують відповідно між рівнями $0,1U_m - 0,9U_m$ та $0,9U_m - 0,1U_m$. Це є активні тривалості фронту та зрізу імпульсу, які складають (5...20%) t_i . Чим менше відношення t_ϕ/t_i та $t_{зр}/t_i$, тим ближче реальна форма імпульсу до прямокутної і тим доброякісніший процес обміну інформацією в імпульсних пристроях.

Спад вершини імпульсу ΔU_m відбувається від недосконалості формувачів та генераторів імпульсів. Бажано, щоб спад був по можливості як найменший. Іноді замість абсолютного визначають відносний спад $\Delta U_m/U_m$. У деяких імпульсів (експоненціальних, трикутних та ін.) плоска вершина відсутня і в точці вершини фронт переходить одразу у зріз.

ного сигналу за допомогою час-імпульсного або число-імпульсного методів. У першому випадку носієм інформації є тривалість імпульсів, у другому — число імпульсів у заданому інтервалі часу.

Крім параметрів періодичної послідовності імпульсів важливе значення мають параметри форми

7.2. ДИФЕРЕНЦІЮЮЧІ ТА ІНТЕГРУЮЧІ КОЛА

Схеми формування та генерування імпульсів найчастіше мають лінійні RC -кола, які вводяться штучно (зарядно-розрядні кола, диференціюючі та ін.) або існують самостійно в схемі (ємності p - n переходів, паразитні ємності і т. п.). Розглянемо найбільш широко застосовувані RC -кола, які диференціюють та інтегрують.

Диференціюючі кола — це кола, в яких напруга на виході пропорційна похідній вхідної напруги

$$u_{\text{вих}} = a \left(du_{\text{вх}} / dt \right). \quad (7.1)$$

Диференціюючі кола застосовуються для диференціювання сигналів будь-якої форми, у тому числі і гармонічних. При цьому розв'язують дві основні задачі перетворення сигналів: отримання імпульсів дуже малої тривалості (укорочення імпульсів), які використовують для запуску керованих перетворювачів електроенергії, тригерів, одно-вібраторів та інших пристроїв; виконання математичного диференціювання (отримання похідних в часі) складних функцій, заданих у вигляді електричних сигналів, що часто зустрічається в обчислювальній техніці, апаратурі вимірювання, авторегулювання та ін.

Схема ємнісного диференціюючого кола показана на рис. 7.4, а. Вхідна напруга $u_{\text{вх}}$ прикладається до всього кола, а вихідна знімається з резистора R . Струм, який протікає через конденсатор, зв'язаний з напругою на ньому відомим співвідношенням $i_c = C (du_c / dt)$. Враховуючи, що той же самий струм протікає через резистор R , для вихідної напруги одержуємо

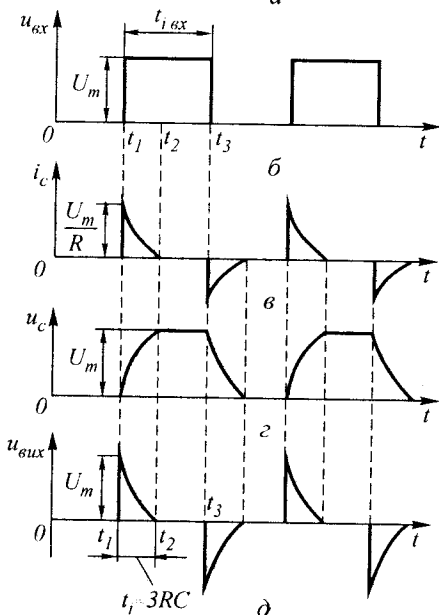
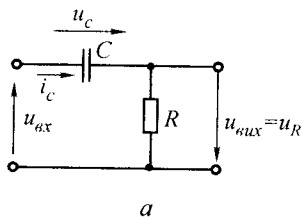


Рис. 7.4

$$u_{\text{вих}} = i_c R = RC \frac{du_c}{dt} = RC \frac{d(u_{\text{вх}} - u_{\text{вих}})}{dt}. \quad (7.2)$$

Якщо $u_{\text{вих}} \ll u_{\text{вх}}$, що справедливо, коли спад напруги на резисторі R набагато менший за напругу u_c , то рівняння (7.2) можна записати у наближеному вигляді

$$u_{\text{вих}} \approx RC \frac{du_{\text{вх}}}{dt}, \quad (7.3)$$

що відповідає виразу (7.1). Співвідношення $u_{\text{вих}} \ll u_{\text{вх}} \approx u_c$ виконується, якщо опір резистора R набагато менший за реактивний опір конденсатора, тобто $R \ll 1/(\omega C)$ (для сигналу синусоїдної форми) та $R \ll 1/(\omega_B C)$, де ω_B — частота вищої гармоніки імпульсного сигналу. Отже, для отримання RC -кола, що виконує операцію диференціювання, необхідно вибирати елементи R та C досить малими, щоб витримувалося співвідношення $RC \ll T$, де T — період вхідної напруги. Для імпульсної напруги має виконуватися нерівність $RC \ll t_{i \text{ вх}}$, де $t_{i \text{ вх}}$ — тривалість вхідного імпульсу. Практично вважається, що коло є диференціюючим, якщо $\tau = RC \leq 0,1 t_{i \text{ вх}}$.

Фізичні явища в ємнісному диференціюючому колі розглянемо для випадку, коли на вході діє періодична послідовність імпульсів прямокутної форми (рис. 7.4,б). При цьому будемо вважати, що внутрішній опір джерела вхідної напруги та паразитні ємності дорівнюють нулю. В момент часу t_1 напруга на вході кола стрибком досягає значення $u_{\text{вх}} = U_m$. Враховуючи, що напруга на конденсаторі миттєво змінитись не може і в початковий момент дорівнює нулю (рис. 7.4,в), вся вхідна напруга прикладається до резистора R ($u_{\text{вих}} = U_R = U_m$). Ця напруга визначає початковий струм заряду конденсатора $i_c = U_m/R$ (рис. 7.4,в).

В подальшому конденсатор C за час $t_1 < t < t_3$ заряджається експоненціальним струмом, що зменшується. При цьому напруга на конденсаторі збільшується, а на резисторі R спадає так, що в кожний момент часу сума напруги на конденсаторі і резисторі дорівнює прикладеній напрузі, тобто $u_c + u_R = U_m$.

Протягом інтервалу часу $t \geq 3RC$ (момент часу t_2) конденсатор зарядиться практично до напруги, яка дорівнює прикладеній напрузі U_m , u_R зменшиться до нуля, а зарядний струм припиниться. Цим завершується формування вихідного позитивного гострокінцевого імпульсу тривалістю $t_i \approx 3RC$, який має амплітуду U_m . В момент закінчення вхідного імпульсу ($t = t_3$, рис. 7.4,б) напруга на вході диференціюючого кола стрибком зменшується до нуля. При цьому джерелом напруги стає конденсатор C , заряджений до напруги U_m . Потім конденсатор починає розряджатися (його напруга повністю прикладена до резистора R). Оскільки в початковий момент ця напруга дорівнює U_m , через резистор протікає струм розряду конденсатора $i_c = U_m/R$. Напрямок струму роз-

ряду протилежний напряму зарядного струму, тому полярність напруги на резисторі змінюється (див. рис. 7.4, д). Під час розряду конденсатора напруга на ньому зменшується, а разом з нею зменшується спад напруги на резисторі R . Внаслідок цього формується імпульс негативної полярності тієї ж тривалості, оскільки стала часу кола розряду дорівнює сталій часу кола заряду. Вплив наступних імпульсів періодичної послідовності аналогічний. Таким чином, диференціювання супроводжується укороченням тривалості імпульсів.

Якщо стала часу кола сумірна з $t_{i\text{вх}}$, тобто $t_{i\text{вх}} \geq 2,3\tau$, то таке коло є укорочуючим. Тривалість вихідного імпульсу в цьому випадку складає $t_i = 2,3\tau$.

При умові $RC \gg t_{i\text{вх}}$ диференціююче коло стає прохідним і вхідні імпульсні сигнали передаються на вихід кола без помітних спотворень.

Тривалість фронтів прямокутних імпульсів, які надходять на вхід диференціюючого кола реального електронного пристрою, відмінна від нуля. Тому амплітуда укорочених вихідних імпульсів завжди менша від U_m . Для збільшення амплітуди укорочених імпульсів необхідно зменшити тривалість фронтів (t_ϕ , t_3) вхідних імпульсів прямокутної форми.

Інтегруючі кола — це кола, в яких вихідна напруга пропорційна інтегралу за часом від вхідної напруги

$$u_{\text{вих}} = a \int u_{\text{вх}} dt. \quad (7.4)$$

Відмінність інтегруючого кола (рис. 7.5, а) від диференціюючого в тому, що вихідна напруга знімається з конденсатора. Використовують інтегруючі кола для отримання лінійно змінюваних (пилкоподібних) напруг. Напруга на виході інтегруючого кола:

$$u_{\text{вих}} = u_c = \frac{1}{C} \int i dt.$$

Коли напруга на конденсаторі C незначна порівняно зі спадом напруги на резисторі R , тобто $u_{\text{вих}} = u_c \ll u_R$, то струм i в колі пропорційний вхідній напрузі, яка прикладається до всього кола. Тому $i \approx u_{\text{вх}}/R$ і

$$u_{\text{вих}} \approx \frac{1}{RC} \int u_{\text{вх}} dt, \quad (7.5)$$

що відповідає рівності (7.4). Очевидно, що умова інтегрування виконується при $R \gg 1/\omega C$ ($RC \gg 1/\omega$) для синусоїдного сигналу та при $RC \gg t_{i\text{вх}}$ — для імпульсного. Отже, для одержання достатньої точності інтегрування необхідна достатньо велика величина

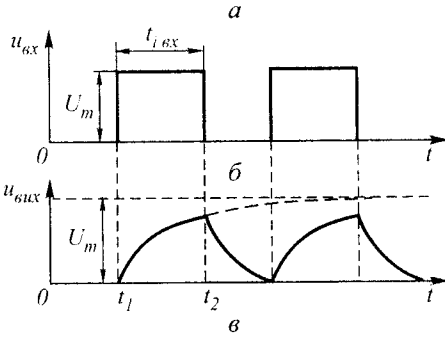
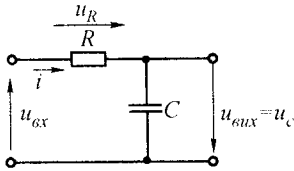


Рис. 7.5

При виконанні умови інтегрування ($\tau \gg t_{i\text{вх}}$) в момент надходження імпульсу ($t = t_1$) на вхід кола вся вхідна напруга прикладена до резистора, а напруга на конденсаторі дорівнює нулю. За період часу $t_1 - t_2$ конденсатор повільно заряджається, а напруга на ньому повільно збільшується (рис. 7.5, б). В момент закінчення вхідного імпульсу ($t = t_2$) напруга на конденсаторі не встигає досягти напруги U_m . По закінченні вхідного імпульсу конденсатор так само повільно розряджається. Дотримуючись прийнятого критерію закінчення перехідного процесу, слід вважати, що тривалість вихідного імпульсу після закінчення імпульсу на вході дорівнюватиме 3τ . Таким чином, на ємнісному виході кола будуть виділятися розтягнуті імпульси, які мають форму експоненціальної пилки. Чим краще виконується нерівність $\tau/t_{i\text{вх}} \gg 1$, тим точніше інтегрування й тим ближче до лінійного закон зміни вихідної напруги.

Приклад 7.1. На вхід RC-кола (див. рис. 7.4, а) надходять імпульси прямокутної форми тривалістю $t_{i\text{вх}} = 96 \text{ мкс}$ і амплітудою $U_m = 5 \text{ В}$. Опір резистора $R = 10 \text{ кОм}$. Якої ємності треба мати конденсатор C , щоб коло було: а) диференціюючим; б) укорочуючим?

Розв'язання. 1. Для одержання диференціювання треба забезпечити $\tau = RC \leq 0,1t_{i\text{вх}}$.

Звідси

$$C \leq \frac{0,1t_{i\text{вх}}}{R} = \frac{0,1 \cdot 96 \cdot 10^{-6}}{10 \cdot 10^3} = 960 \text{ нФ}.$$

сталої часу кола $\tau = RC$ у порівнянні з періодом T вихідної напруги.

Розглянемо фізичні процеси в інтегруючому колі, коли на його вході діє періодична послідовність імпульсів прямокутної форми (рис. 7.5, б). Якщо стала часу мала ($\tau \ll t_{i\text{вх}}$), то вихідна напруга фактично відтворює форму вхідних імпульсів, тому що конденсатор встигає практично повністю зарядитися за час, який становить малу частину тривалості імпульсу. В цьому випадку умова інтегрування не виконується.

2. Для одержання укорочуючого кола треба, щоб $2,3\tau \leq t_{i\text{вх}}$.
Звідси

$$C \leq \frac{t_{i\text{вх}}}{2,3R} = \frac{96 \cdot 10^{-6}}{2,3 \cdot 10 \cdot 10^3} = 3200 \text{ нФ}.$$

Приклад 7.2. Розрахувати диференціююче коло, на вхід якого надходять імпульси тривалістю $t_{i\text{вх}} = 100 \text{ мкс}$ з амплітудою $U_m = 10 \text{ В}$. Внутрішній опір генератора імпульсів $R_{\text{вн}} = 1 \text{ кОм}$, а паразитна ємність навантаження $C_0 = 20 \text{ нФ}$ (рис. 7.6,а), потрібна тривалість вихідних імпульсів $7 \text{ мкс} \leq t_i \leq 12 \text{ мкс}$.

Розв'язання. 1. Наявність внутрішнього опору $R_{\text{вн}}$ призводить до того, що напруга на виході зменшується. При $C_0 = 0$ початковий стрибок напруги на виході поділяється між опорам $R_{\text{вн}}$ та R : $U_{m\text{вих}} = U_m R / (R_{\text{вн}} + R)$. Крім того, за рахунок $R_{\text{вн}}$ зростає стала часу кола $\tau = C(R_{\text{вн}} + R)$, що призводить до збільшення тривалості імпульсу.

2. Наявність ємності C_0 також виявляється на зменшенні амплітуди вихідного імпульсу. Так, при $R_{\text{вн}} = 0$ перепад вихідної напруги поділяється між ємностями C та C_0 і $U_{m\text{вих}} = U_m C / (C_0 + C)$, тобто на вихід передається тим менша частина U_m , чим більше C_0 . Окрім того, наявність ємності C_0 призводить до подовження заднього фронту (зрізу) імпульсу в цілому, а сполучення C_0 та $R_{\text{вн}}$ — до подовження переднього фронту (на ємності C_0 напруга не може змінюватися стрибком).

3. При сумісній дії C_0 та $R_{\text{вн}}$ форма вихідного імпульсу погіршується більше, ніж від кожного паразитного параметру окремо (рис. 7.6,б). Для зменшення впливу C_0 та $R_{\text{вн}}$ параметри диференціюючого кола обирають такими, щоб виконувалися нерівності: $C > C_0$ і $R > R_{\text{вн}}$.

На практиці беруть $C \geq (2 \dots 3)C_0$. Більші значення ємності C призводять до зменшення R (тому що повинна дотримуватись умова $\tau = RC \ll t_{i\text{вх}}$), що викликає зменшення амплітуди $u_{\text{вих}}$.

Приймаємо $C = 200 \text{ нФ}$.

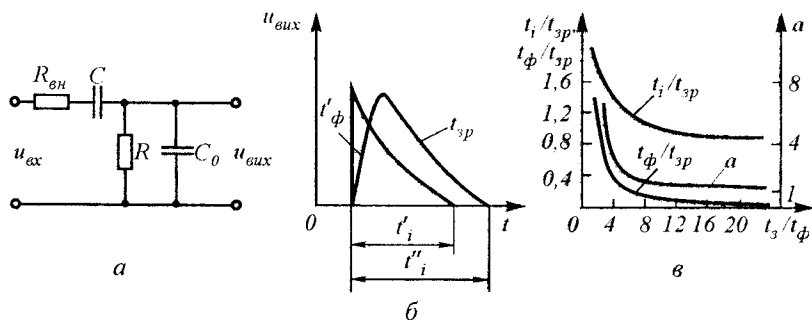


Рис. 7.6

4. Орієнтовно опір диференціюючого кола без врахування впливу C_0 та $R_{вн}$ при тривалості імпульсу $t_i = 10 \text{ мкс}$

$$R = \frac{t_i}{3C} = \frac{10 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 200 \cdot 10^{-12}} = 16,6 \text{ кОм}.$$

Обираємо $R = 18 \text{ кОм}$.

5. Амплітуда вихідних імпульсів

$$U_{вих м} \approx U_m \left[1 - \frac{R_{вн} C_0}{RC} \left(1 + \ln \frac{RC}{R_{вн} C_0} \right) \right] =$$

$$= 10 \left[1 - \frac{1 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^{-12}}{18 \cdot 10^3 \cdot 200 \cdot 10^{-12}} \left(1 + \ln \frac{18 \cdot 10^3 \cdot 200 \cdot 10^{-12}}{1 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^{-12}} \right) \right] = 9,65 \text{ В}.$$

6. Уточнюємо тривалість вихідного імпульсу

$$t_i = -RC \ln \left(0,1 \frac{U_{вих м}}{U_m} \right) = -18 \cdot 10^3 \cdot 200 \cdot 10^{-12} \ln \left(0,1 \frac{9,65}{10} \right) = 8,4 \text{ мкс},$$

тобто знаходиться у заданих межах.

7. Тривалість фронту вихідного імпульсу

$$t_{\phi \text{ вих}} \approx R_{вн} C_0 \ln \frac{RC}{R_{вн} C_0} =$$

$$= 1 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^{-12} \ln \frac{18 \cdot 10^3 \cdot 200 \cdot 10^{-12}}{1 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^{-12}} \approx 1 \cdot 10^{-7} \text{ с} = 0,1 \text{ мкс}.$$

Приклад 7.3. Визначити параметри елементів диференціюючого кола, на вхід якого надходять імпульси тривалістю $t_{i \text{ вх}} = 10 \text{ мкс}$ з тривалістю фронтів $t_{\phi} = 0,1 \text{ мкс}$. Вихід навантажений ємністю $C_0 = 20 \text{ нФ}$.

Розв'язання. При виборі значення сталої часу τ можна виходити з таких міркувань. При постійній напрузі U_m на вході кола конденсатор C зарядиться за час: $t = \tau$ — до напруги $u_c = 0,37U_m$ ($u_{\text{вих}} = 0,63U_m$), $t = 3\tau$ — до напруги $u_c = 0,95U_m$ ($u_{\text{вих}} = 0,05U_m$), $t = 10\tau$ — напруга на виході зменшиться до $u_{\text{вих}} = 4,5 \cdot 10^{-5} U_m$.

Таким чином, якщо обрати $\tau = 0,1 t_{i \text{ вх}}$, то вже до моменту $t = 3\tau = 0,3 t_{i \text{ вх}}$ вихідна напруга складе незначну частину вхідної напруги ($u_{\text{вих}} = 0,05 U_m$), а до моменту закінчення імпульсу ($t = 10\tau = t_{i \text{ вх}}$) $u_{\text{вих}}$ з великою мірою точності можна вважати рівною нулю. При $\tau = 0,1 t_{i \text{ вх}}$ активна тривалість вихідного імпульсу ($t_i = 0,7\tau$) в чотирнадцять разів менша тривалості вхідного імпульсу.

Відповідно до умов задачі при $\tau = 0,1 t_{i \text{ вх}} = 1 \text{ мкс}$ тривалість фронтів вхідного імпульсу значно менша обраного значення τ ($t_{\phi} = 0,1\tau$), тому на фронтах імпульсу коло, яке розраховується, буде прохідним, а не диференціюючим.

Ємність конденсатора кола візьмемо у три рази більшою ємності C_0 . Тоді $C = 3C_0 = 3 \cdot 20 = 60 \text{ нФ}$. Вибираємо $C = 62 \text{ нФ}$.

При цьому опір резистора кола $R = \tau/C = (1 \cdot 10^{-6}) / (62 \cdot 10^{-12}) \approx 16 \text{ кОм}$.

Приклад 7.4. Визначити параметри імпульсу на виході кола (рис. 7.6,а), якщо $C_0 = 20 \text{ нФ}$, $C = 60 \text{ нФ}$, $R_{\text{вн}} = 2 \text{ кОм}$, $R = 4 \text{ кОм}$ і амплітуда ідеального прямокутного вхідного імпульсу $U_m = 4 \text{ В}$.

Розв'язання. 1. Тривалість фронту

$$t_{\phi} = \frac{R_{\text{вн}} C_0}{1 + R_{\text{вн}}/R + C_0/C} = \frac{2 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^{-12}}{1 + 2/4 + 20/60} = 22 \cdot 10^{-9} \text{ с}.$$

2. Тривалість зрізу

$$\begin{aligned} t_{\text{зр}} &= CR(1 + R_{\text{вн}}/R + C_0/C) = \\ &= 60 \cdot 10^{-12} \cdot 4 \cdot 10^3 (1 + 2/4 + 20/60) = 440 \cdot 10^{-9} \text{ с}. \end{aligned}$$

3. Співвідношення

$$t_{\text{зр}}/t_{\phi} = (440 \cdot 10^{-9}) / (22 \cdot 10^{-9}) = 20.$$

4. Використовуючи криві рис.7.6,в, знаходимо параметр $a = 1,25$; $t_i/t_{\text{зр}} = 0,88$; $t_{\phi}/t_{\text{зр}} = 0,08$.

Звідси $t_i = 0,88 t_{\text{зр}} = 0,88 \cdot 440 \cdot 10^{-9} \approx 0,4 \text{ мкс}$; $t_{\phi} = 0,08 t_{\text{зр}} = 0,08 \cdot 440 \cdot 10^{-9} \approx 0,035 \text{ мкс}$.

При $t_{\text{зр}} \gg t_{\phi}$

$$U_{m \text{ вих}} = \frac{U_m}{a(1 + R_{\text{вн}}/R + C_0/C)} = \frac{4}{1,25(1 + 2/4 + 20/60)} \approx 1,8 \text{ В}.$$

Приклад 7.5. Визначити параметри елементів інтегруючого кола, на виході якого протягом часу $t = 10 \text{ мкс}$ повинна формуватися лінійно зростаюча напруга з відносною похибкою $\delta \leq 1\%$. Постійна напруга джерела на вході кола $U_m = 5 \text{ В}$, а припустимий струм джерела $I_{\text{пр}} = 5 \text{ мА}$.

Розв'язання. 1. Час інтегрування t , відносна похибка δ та стала часу кола τ зв'язані співвідношенням $t \leq \tau\delta/50$. Звідси з урахуванням умов прикладу

$$\tau \geq 50t/\delta = (50 \cdot 10 \cdot 10^{-6})/1 = 500 \text{ мкс}.$$

2. Початковий (максимальний) струм заряду конденсатора C ($u_{c \text{ поч}} = 0$) $i = I_{c \text{ поч}} = U_m/R$ не повинен перевищувати припустимого струму $I_{\text{пр}}$ джерела. Звідси опір резистора кола

$$R \geq U_m/I_{\text{пр}} = 5/(5 \cdot 10^{-3}) = 1 \text{ кОм}.$$

Вибираємо $R = 1,2 \text{ кОм}$.

3. Ємність конденсатора кола

$$C = \tau/R = (500 \cdot 10^{-6}) / (1,2 \cdot 10^3) = 0,4 \text{ мкФ}.$$

Вибираємо $C = 0,5 \text{ мкФ}$.

4. Оцінимо напругу на виході кола в момент $t = t_1$, припускаючи швидкість її зростання сталою і такою, що дорівнює початковій швидкості заряду конденсатора

$$V = V_{\text{поч}} = U_m / \tau.$$

При цьому

$$u_{\text{вих}} = V_{\text{поч}} t = \frac{U_m}{\tau} t = \frac{50 \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{500 \cdot 10^{-6}} = 0,1 \text{ В},$$

тобто максимальна напруга на виході кола складає $0,02U_m$.

7.3. ЕЛЕКТРОННІ КЛЮЧІ

Електронними ключами називаються нелінійні елементи, вольтамперні характеристики яких мають вигляд нелінійних функцій, а процеси описуються нелінійними рівняннями різного вигляду. Нелінійним елементом електронного ключа є напівпровідниковий прилад (діод, транзистор), нелінійний опір якого — змінна величина. Тому при аналізі таких опорів розрізняють опори постійному та змінному струмам.

Електронний ключ (рис. 7.7, а, б) виконує операції вмикання та вимикання різних електричних кіл після подачі керуючих сигналів. Тому режим роботи ключа характеризується одним із двох станів: «ввімкнено» — «вимкнено». Якщо ключ розімкнений, то $u_{\text{вих}} = E$ та $i = 0$. У цьому стані електронний ключ перебуває до моменту часу t_1 (рис. 7.7, в). В замкненому стані ключа $u_{\text{вих}} = 0$, $i = E/R$. В обох станах електронний ключ вважається ідеальним, тобто опір ($R_{\text{пр}}$) замкненого ключа дорівнює нулю, а розімкненого ($R_{\text{зв}}$) — нескінченності, що реально недосяжно. Тому важливішими вимогами, які

пред'являють до електронних ключів, є: малий спад напруги на ключі в замкненому стані та мале значення струму через ключ у розімкненому стані. Важливою характеристикою електронного ключа є також його швидкодія, тобто час переходу

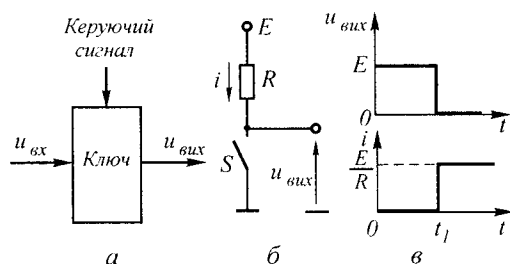


Рис. 7.7

ключа з одного стану в інший. Чим вища швидкодія ключа, тим вища його якість.

Електронні ключі широко застосовують у пристроях формування імпульсних сигналів. До таких пристроїв належать обмежувачі, які отримали дуже широке застосування в імпульсній техніці.

Обмежувач являє собою чотириполюсник, вихідна напруга якого залишається незмінною, коли вхідна напруга збільшується вище (або зменшується нижче) деякого заданого рівня, який називають порогом обмеження. У першому випадку поріг обмеження верхній, у другому — нижній. Обмежувачі, які мають верхній та нижній порогов обмеження, називають двобічними. Застосовують обмежувачі для формування імпульсів прямокутної (трапецеїдальної) форми з синусоїдної напруги, виділення імпульсів однієї полярності з різнополярних імпульсів, селекції імпульсів за амплітудою та ін.

7.3.1. Діодні ключі

Статичні передавальні характеристики діодних ключів повністю визначаються типом схеми комутації, що використовується, та ВАХ напівпровідникового приладу. За принципом дії діодні ключі не потребують спеціальної керуючої напруги, роль якої в цьому випадку виконує безпосередньо сигнал, який комутується, тобто $e_{кер} \equiv e_{вх}$. Внаслідок цього для даного класу пристроїв існує тільки одна статична передавальна характеристика, від якої визначається амплітудою та полярністю комутованої напруги $e_{вх}$. Комутуюча дія діодних ключів ґрунтується на нелінійних властивостях діодів. За способом вмикання діода по відношенню до опору навантаження діодні ключі поділяються на послідовні та паралельні.

У **послідовному діодному ключі** (рис. 7.8, а) діод ввімкнений послідовно з опором навантаження. Апроксимуючи ВАХ діода кусково-лінійною функцією вигляду $U_{пр} = U_{Д0} + I r_d$ (див. том 1, розділ 4) для схеми можна записати аналітичні вирази передавальної характеристики ключа

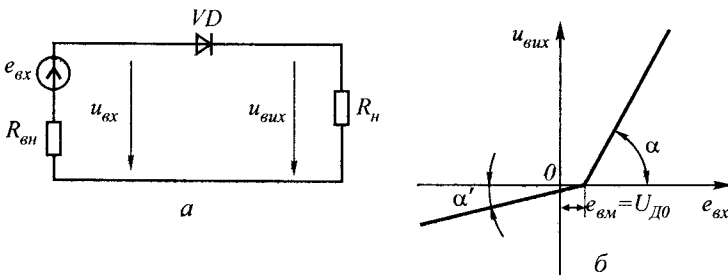


Рис. 7.8

$$u_{\text{вих}} = \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{вн}} + r_{\text{д пр}} + R_{\text{н}}} (e_{\text{вх}} - U_{\text{д0}}) \quad \text{для } e_{\text{вх}} > U_{\text{д0}}; \quad (7.6)$$

$$u_{\text{вих}} = \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{вн}} + r_{\text{д зв}} + R_{\text{н}}} e_{\text{вх}} \quad \text{для } e_{\text{вх}} < U_{\text{д0}}, \quad (7.7)$$

де $r_{\text{д пр}}$, $r_{\text{д зв}}$, $U_{\text{д0}}$ — параметри кусково-лінійної апроксимації ВАХ — диференційні опори при прямому і зворотному зміщенні p - n -переходу та порогова напруга відповідно.

За умови, що діод і джерело вхідного сигналу ідеальні ($r_{\text{д пр}} = 0$, $r_{\text{д зв}} = \infty$, $R_{\text{вн}} = 0$), рівняння (7.6) та (7.7) набувають вигляду

$$u_{\text{вих}} = (e_{\text{вх}} - U_{\text{д0}}) \quad \text{для } e_{\text{вх}} > U_{\text{д0}}; \quad (7.8)$$

$$u_{\text{вих}} = 0 \quad \text{для } e_{\text{вх}} < U_{\text{д0}}. \quad (7.9)$$

Відповідно до одержаних виразів, статична передавальна характеристика послідовного діодного ключа має вигляд кусково-лінійної функції (рис. 7.8, б). У випадку реальних діода та джерела сигналу кути нахилу прямої вітки ВАХ — ключ ввімкнений ($e_{\text{вх}} > U_{\text{д0}}$) та зворотної вітки — ключ вимкнений ($e_{\text{вх}} < U_{\text{д0}}$) відповідно дорівнюють:

$$\alpha = \text{arctg} \frac{1}{1 + (r_{\text{д пр}} + R_{\text{вн}})/R_{\text{н}}}; \quad (7.10)$$

$$\alpha' = \text{arctg} \frac{1}{1 + (r_{\text{д зв}} + R_{\text{вн}})/R_{\text{н}}}. \quad (7.11)$$

Для ідеальних джерела сигналу та діода, які описуються рівняннями (7.8), (7.9), ці кути приймають свої граничні значення $\alpha = 45^\circ$ та $\alpha' = 0^\circ$.

Напруга $e_{\text{вм}}$, яка відповідає моменту вмикання (вимикання) діодного ключа, називається рівнем вмикання ключа. В схемі рис. 7.8, а $e_{\text{вм}} = U_{\text{д0}}$.

Вигляд статичної передавальної характеристики та значення $e_{\text{вм}}$ можна змінювати, якщо в схему ключа ввести додаткові джерела зміщення $E_{\text{зм}}$. Можливі варіанти схем і відповідні статичні передавальні характеристики наведені на рис. 7.9.

В обох схемах напруга вмикання визначається виразом $e_{\text{вм}} = U_{\text{д0}} + U_{\text{зм}}$. Значення $U_{\text{зм}}$ залежить від місця ввімкнення додаткового джерела. Так, для схеми рис. 7.9, а $U_{\text{зм}} = E_{\text{зм}} R_{\text{н}} / (R_{\text{зм}} + R_{\text{н}})$, а для схеми рис. 7.9, в $U_{\text{зм}} = E_{\text{зм}}$. Треба зазначити, що кути нахилу характеристик, наведених на рис. 7.9, б, г менші, ніж для початкової схеми ключа (див. рис. 7.8, б).

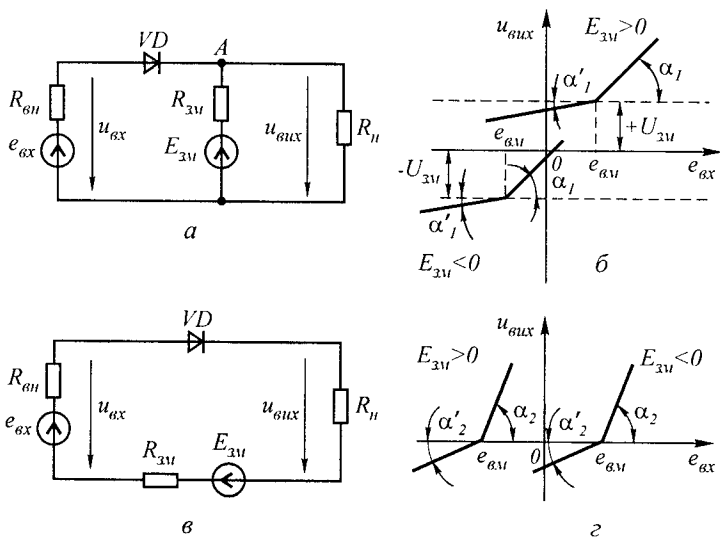


Рис. 7.9

У паралельному діодному ключі (рис. 7.10,а) діод вмикається паралельно опору навантаження R_H . Опір R_6 є баластним опором, який обмежує струм, що тече через діод. Використовуючи припущення, аналогічні зробленим раніше, одержуємо для статичної передавальної характеристики:

$$u_{\text{вих}} = \frac{e_{\text{вх}}}{1 + R'_6 \left(\frac{1}{R_H} + \frac{1}{r_{\text{д пр}}} \right)} + \frac{U_{\text{Д0}}}{1 + r_{\text{д пр}} \left(\frac{1}{R'_6} + \frac{1}{R_H} \right)} \quad (7.12)$$

для $e_{\text{вх}} \geq U_{\text{Д0}} (1 + R'_6/R_H)$;

$$u_{\text{вих}} = \frac{e_{\text{вх}}}{1 + R'_6 \left(\frac{1}{R_H} + \frac{1}{r_{\text{д зв}}} \right)} \quad \text{для } e_{\text{вх}} \ll U_{\text{Д0}} (1 + R'_6/R_H), \quad (7.13)$$

де $R'_6 = R_6 + R_{\text{вн}}$.

Для ідеального діода ($r_{\text{д пр}} = 0$, $r_{\text{д зв}} = \infty$) вирази (7.12), (7.13) мають вигляд

$$u_{\text{вих}} = U_{\text{Д0}} \quad \text{для } e_{\text{вх}} \geq U_{\text{Д0}} (1 + R'_6/R_H); \quad (7.14)$$

$$u_{\text{вих}} = e_{\text{вх}} \left[R_H / (R_H + R'_6) \right] \quad \text{для } e_{\text{вх}} \leq U_{\text{Д0}} (1 + R'_6/R_H). \quad (7.15)$$

Згідно з виразами (7.12), (7.13) статична передавальна характеристика паралельного діодного ключа має вигляд, наведений на

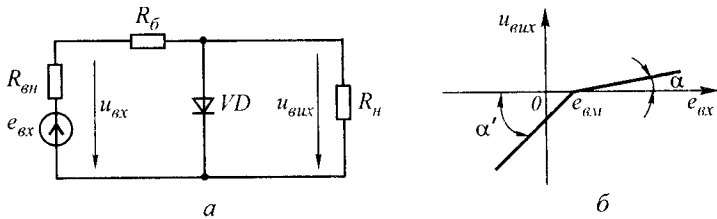


Рис. 7.10

рис. 7.10,б. Напряга вмикання ключа в схемі рис. 7.10,а $e_{\text{вм}} = U_{\text{Д0}} (1 + R'_6/R_{\text{н}})$.

Кути нахилу статичної передавальної характеристики, наведеної на рис. 7.10,б, відповідно з (7.12) і (7.13) дорівнюють

$$\alpha = \arctg \frac{1}{1 + R'_6 (1/R_{\text{н}} + 1/r_{\text{д пр}})}; \quad (7.16)$$

$$\alpha' = \arctg \frac{1}{1 + R'_6 (1/R_{\text{н}} + 1/r_{\text{д зв}})}. \quad (7.17)$$

Для ідеального діода ($r_{\text{д пр}} = 0$, $r_{\text{д зв}} = \infty$) вирази (7.16), (7.17) мають вигляд

$$\alpha = 0; \quad \alpha' = \arctg R_{\text{н}}/(R_{\text{н}} + R'_6).$$

Як і для послідовного діодного ключа, використовуючи додаткові джерела зміщення $E_{\text{зМ}}$, напруга $e_{\text{вм}}$ і вигляд статичної передавальної характеристики можуть видозмінюватися в широких межах.

На рис. 7.11, як приклади, показані схеми паралельних діодних ключів з джерелами зміщення $E_{\text{зМ}}$ і відповідні їм статичні передавальні характеристики. В схемі рис. 7.11,а $e_{\text{вм}} = (E_{\text{зМ}} + U_{\text{Д0}}) \times (1 + R'_6/R_{\text{н}})$, а стала складова вихідного сигналу $U_{\text{вих 0}} = E_{\text{зМ}} + U_{\text{Д0}}$. Кути нахилу статичних ВАХ зв'язані з відповідними кутами характеристики початкової схеми (рис.7.10,а) нерівностями $\alpha_3 > \alpha$, $\alpha'_3 > \alpha'$, $\alpha_4 < \alpha$, $\alpha'_4 < \alpha'$.

Слід відзначити, що змінюючи полярність вмикання діода та вводячи в схему ключа декілька джерел $E_{\text{зМ}}$, можна значно видозмінити статичну ВАХ схем як послідовного, так і паралельного діодних ключів.

У розглянутих схемах послідовних і паралельних діодних ключів можна досягти однобічного обмеження однополярних та різнополярних сигналів практично на нульовому рівні (ідеальний діод). На рис. 7.12,а зображені графіки, які пояснюють застосування послідовного ключа (рис. 7.8,а) як обмежувача знизу на нульовому рівні для отримання однополярних імпульсів з різнополярних, що знімаються з виходу диференціюючого кола. З надходженням

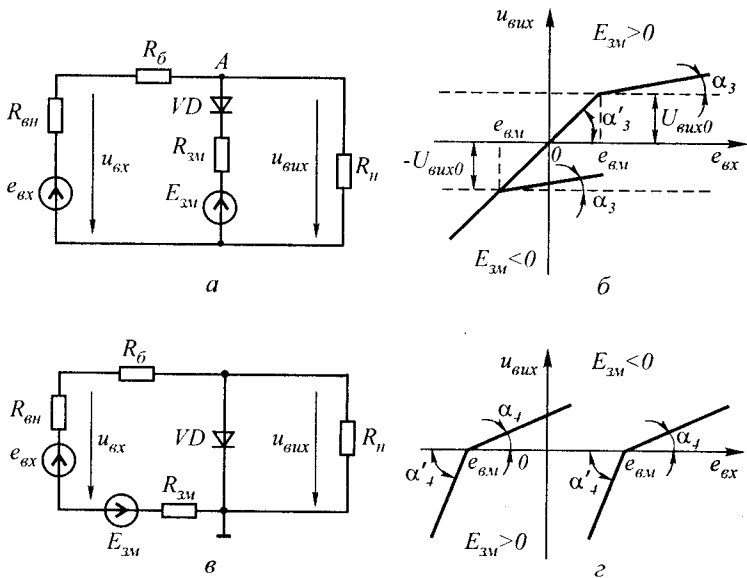


Рис. 7.11

до входу ключа імпульсів негативної полярності діод зміщується в зворотному напрямі і напруга імпульсів виділяється на великому зворотному опорі діода, а $U_{\text{вих}} = 0$.

Графіки, що пояснюють обмеження зверху імпульсів позитивної полярності, для усунення викидів на вершині імпульсу при застосуванні паралельного діодного ключа (рис. 7.11,а), показані на рис. 7.12,б. Якщо рівень імпульсу перевищує напругу зміщення, то діод відкривається і $U_{\text{вих}} = E_{\text{зп}}$. Для усунення паразитних викидів напруги в імпульсах негативної полярності можна ско-

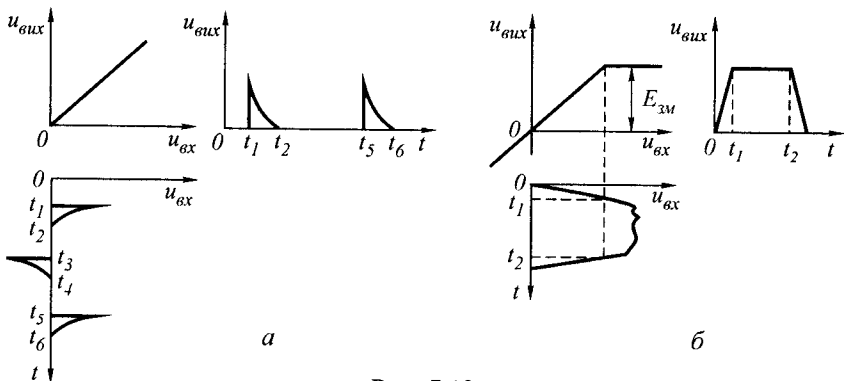


Рис. 7.12

ристанися тією ж самою схемою, змінивши полярність вмикання діода й джерела зміщення на зворотну.

Двобічне обмеження сигналів можна отримати в двобічних обмежувачах (подвійних діодних ключах). Схема подвійного ключа, який являє собою комбінацію з двох паралельних діодних ключів (рис. 7.11,а), показана на рис. 7.13,а, а графіки двобічного обмеження синусоїдної напруги за допомогою такого ключа — на рис. 7.13,б. Синусоїдна вхідна напруга, яка надходить до входу подвійного ключа, передається на вихід, якщо вона знаходиться в межах, визначених рівнями зміщення першого й другого ключів (відповідно $E_{з\text{м}1}$ та $E_{з\text{м}2}$). При перевищенні сигналом цих меж $U_{\text{вих}} = 0$. Напруга на виході ключа має форму трапецеїдальних імпульсів.

Проходження імпульсу напруги через діодний ключ. Розглянуті вище залежності $u_{\text{вих}} = f(e_{\text{вх}})$ слушні тільки для повільної зміни вхідної напруги. Якщо на вході діодного ключа діє імпульсна напруга, тривалості фронту та зрізу якої сумірні з тривалістю перехідних процесів у самому діоді, залежність $u_{\text{вих}} = f(e_{\text{вх}})$ набуває якісно іншого характеру. У перехідному режимі в схемі рис. 7.8,а струм діода визначається трьома складовими

$$i_{\text{д}} = \frac{Q_{\text{б}}}{\tau_{\text{б}}} + \frac{dQ_{\text{б}}}{dt} + C_{\text{б}} \frac{dU_{\text{р-н}}}{dt}, \quad (7.17,а)$$

де $Q_{\text{б}}$ — об'ємний заряд неосновних носіїв в області бази діода; $\tau_{\text{б}}$ — час життя неосновних носіїв в області бази діода; $C_{\text{б}}$ — бар'єрна (зарядна) ємність діода; $U_{\text{р-н}}$ — напруга на р-н-переході .

Перша складова виразу (7.17,а) пов'язана з рекомбінацією неосновних носіїв в області бази. Друга складова визначає зміну у часі об'ємного заряду неосновних носіїв в області бази. Третя обумовлена перезарядом бар'єрної ємності р-н-переходу при зміні вхідного сигналу у часі. Як видно з виразу (7.17,а) інерційність напівпровідникового діода пов'язана з ефектом накопичення надлишкового заряду в базовій області приладу та наявністю бар'єрної ємності приладу.

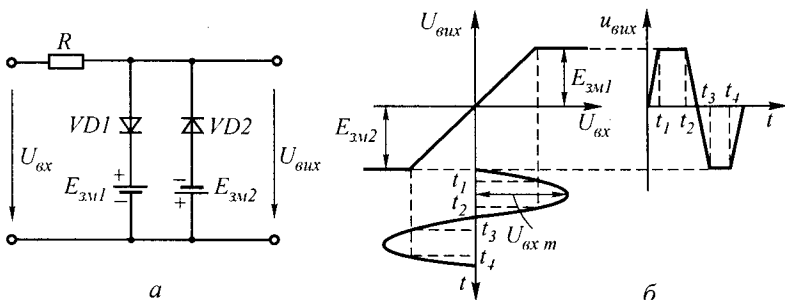


Рис. 7.13

Процеси в схемі розглянемо для двох типових випадків: $e_{\text{вх}}$ має форму двополярних прямокутних імпульсів змінної напруги; $e_{\text{вх}}$ має форму однополярних прямокутних імпульсів. При цьому будемо вважати, що тривалості фронту та зрізу дорівнюють нулю, тобто $t_{\text{ф}} = t_{\text{зр}} = 0$; опір $R_{\text{н}} \gg r_{\text{д пр}}$.

Часові діаграми для двополярної прямокутної змінної напруги вхідного сигналу $e_{\text{вх}}$ наведені на рис. 7.14 (тривалості імпульсів, тобто інтервали $t_2 - t_0$ і $t_5 - t_2$ достатні для завершення всіх перехідних процесів, які визначають інерційні властивості напівпровідникового діода).

У зв'язку з тим, що провідність діода прямо пропорційна об'ємному заряду $Q_{\text{Б}}$, тобто концентрації неосновних носіїв в області бази, при збільшенні прямого струму опір бази діода зменшується (ефект модуляції опору області бази). Через те, що швидкість накопичення надлишкового заряду в області бази кінцева, то встановлення прямого опору діода потребує деякого часу. При виконанні умови $R_{\text{н}} \gg r_{\text{д пр}}$ можна вважати, що струм діода не залежить від його опору. Тому ефект модуляції опору бази призводить до появи різкого викиду напруги на діоді при його вмиканні.

Перезаряд бар'єрної ємності діода $C_{\text{б}}$, навпаки, веде до уповільнення швидкості збільшення напруги на діоді.

Внаслідок дії двох протилежних тенденцій реальний вигляд перехідного процесу визначається конкретним співвідношенням параметрів діода. При малих рівнях інжекції мають перевагу процеси, пов'язані з перезарядом ємності $C_{\text{б}}$. При великих рівнях

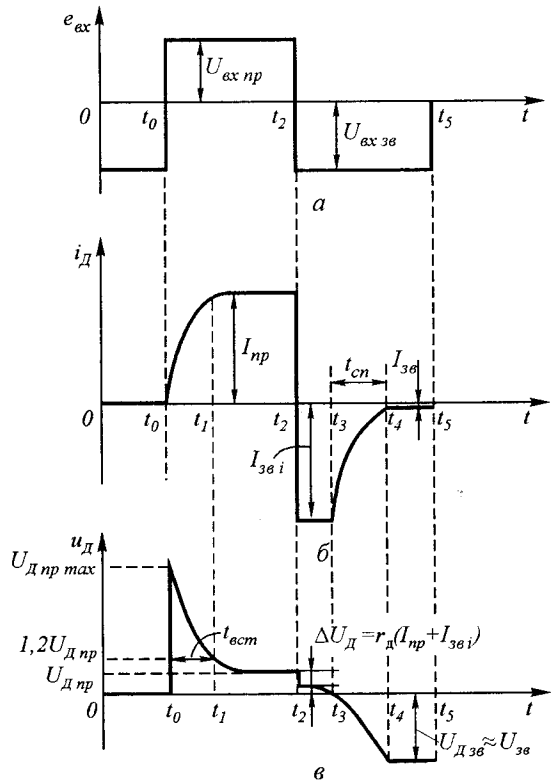


Рис. 7.14

інжекції процеси, в основному, визначаються зміною об'ємного заряду області бази. Тому перехідні процеси при вмиканні діодів різних типів можуть мати якісно відмінний вигляд. На рис. 7.14,б,в, показані часові діаграми зміни струму та напруги діода, які відповідають великому рівню інжекції та відповідно малому впливу C_6 .

Тривалість сплеску, яка зветься *часом встановлення прямої напруги* $t_{вст}$ і розрахована для напруги $u_D = 1,2 U_{Дпр}$, приблизно дорівнює

$$t_{вст} \approx 2,3 \tau_B, \quad (7.18)$$

а максимальний спад напруги на діоді

$$U_{Дпр \max} \approx \varphi_k + I_{пр} \rho_B s / l \quad (7.19)$$

де $\varphi_k = \varphi_T$ — контактна різниця потенціалів, яка дорівнює тепловому потенціалу; ρ_B — питомий опір напівпровідникової області бази; s, l — відповідно поперечний переріз і довжина бази діода.

Інтервал $t_1 - t_2$ характеризує усталений режим у діодному ключі. У базовій області діода накопичено збитковий заряд неосновних носіїв $Q_B = I_{пр} \tau_B$. Концентрація надлишкових носіїв заряду при цьому спадає по мірі віддалення від переходу.

Прямий струм, який тече в цьому випадку через діод,

$$I_{пр} = (U_{вх пр} - U_{Дпр}) / (r_{д пр} + R_H). \quad (7.20)$$

В момент t_2 вхідна напруга $e_{вх}$ змінює свою полярність. Проте до моменту t_4 діод буде знаходитися у провідному стані. До моменту t_3 через нього у зворотному напрямку буде текти струм, імпульсне значення якого $I_{зв і}$ сумірне з $I_{пр}$. Далі в міру розсмоктування об'ємного заряду неосновних носіїв у області бази та розряду бар'єрної ємності на інтервалі $t_3 - t_4$ зворотний струм через діод буде зменшуватися, прямуючи до свого усталеного значення.

В момент зміни полярності напруги $e_{вх} t = t_2$ (див. рис. 7.14,в) напруга на діоді стрибком зменшується на величину спаду напруги на активному опорі діода $\Delta U_D = r_D (I_{пр} + I_{зв і})$ і в подальшому залишається практично незмінною. Це пояснюється тим, що надлишковий заряд, накопичений в базовій області діода під час його прямого зміщення, залишається достатнім для підтримки імпульсу зворотного струму на рівні

$$I_{зв і} = \frac{U_{зв} - [U_{Дпр} - r_D (I_{пр} + I_{зв і})]}{R_H + r_D}, \quad (7.21)$$

тобто безпосередньо після зміни полярності $e_{вх}$ діод має практично нульовий опір.

Рівняння (7.17) для інтервалу $t_2 - t_3$ має вигляд

$$i_D = Q_B / \tau_B + dQ_B / dt = -I_{зв} i. \quad (7.22)$$

Розв'язуючи (7.22) у припущенні, що в кінці інтервалу $t_3 - t_2 = t_{роз}$ концентрація неосновних носіїв заряду у безпосередній близькості до $p-n$ -переходу зменшується до нуля, одержуємо

$$t_{роз} \approx \tau_B \ln \left(1 + I_{пр} / I_{зв} i \right). \quad (7.23)$$

Часовий інтервал $t_{роз}$ називається *часом розмоктування неосновних носіїв* з області бази. Слід відзначити, що одержаний вираз є приблизним, тому що не враховує особливостей зміни просторового заряду Q_B , характерних для діодів, виготовлених за різними технологіями.

На інтервалі $t_4 - t_3 = t_{сп}$ сумарний об'ємний заряд в області бази зменшується до нуля, що характеризується зменшенням струму діода від амплітуди імпульсу $I_{зв} i$ до величини $I_{зв}$, що відповідає стаціонарному зворотному струму діода у вимкненому стані.

Тривалість інтервалу $t_{сп}$, який називається *часом спаду зворотного струму діода*, дуже залежить від технології його виготовлення. Реально $t_{сп}$ знаходиться в діапазоні

$$t_{сп} \approx (1 \dots 0,1) \tau_B. \quad (7.24)$$

Порівнюючи вирази (7.23) і (7.24), можна зробити висновок, що практично для всіх типів діодів $t_{роз} > t_{сп}$.

Часовий інтервал $t_{роз} + t_{сп} = t_{від}$ називається *часом відновлення* зворотного опору діода і характеризує швидкість діодів.

Часові діаграми, які характеризують роботу схеми рис. 7.8, а, у випадку однополярної прямокутної напруги, наведені на рис. 7.15. Напряга на навантаженні, яка за формою імпульсу аналогічна зміні i_D , дуже відрізняється від вхідної напруги $e_{вх}$. При-

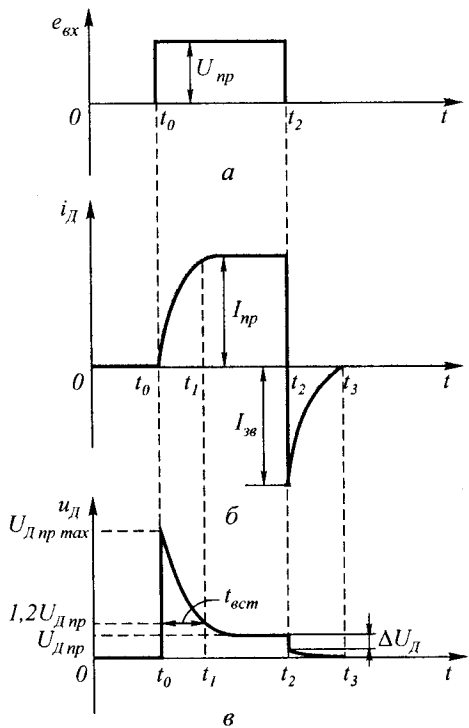


Рис. 7.15

чинами цих відмінностей також є процеси накопичення заряду неосновних носіїв у базовій області діода та перезаряді C_6 .

Процес вмикання діода аналогічний розглянутому вище випадку. Тому для часу встановлення $t_{вст}$ та початкового викиду напруги $U_{дпр\max}$ слушні вирази (7.18) та (7.19).

Якісні відміни спостерігаються при вмиканні діода. Після закінчення дії напруги $e_{вх}$ в момент t_2 напруга на діоді зменшується на $\Delta U_{д} = r_{д} (I_{пр} + I_{зв\ i})$ і потім ще досить тривалий час зберігає полярність прямо зміщеного діода. За умови $e_{вх} = 0$ це означає, що до опору навантаження прикладена напруга зворотної полярності, яка дорівнює

$$U_{нзв} \approx - \left[U_{пр} - r_{д} (I_{пр} + I_{зв\ i}) \right] \frac{R_{н}}{R_{н} + R_{вн}}. \quad (7.25)$$

Причиною виникнення цієї напруги є об'ємний заряд $Q_{Б}$, накопичений в області бази. Після закінчення імпульсу $e_{вх}$ неосновні носії в області бази поступово рекомбінують, утворюючи струм в колі навантаження діода. Тому тривалість інтервалу $t_3 - t_2$ визначається як власними параметрами діода, так і параметрами зовнішнього кола. При зменшенні опору розряду $R_{роз} = R_{н} / (R_{н} + R_{вн})$ тривалість $t_3 - t_2$ зменшується.

Напругу, яка діє на діоді після закінчення імпульсу $e_{вх}$, називають *післяінжекційною*.

При великих частотах перемикавання на інерційні властивості напівпровідникових діодів починають виявляти вплив ємність корпусу $C_{к}$ та індуктивність виводів $L_{в}$. Для сучасних діодів $C_{к} = 0,1 \dots 0,4 \text{ нФ}$, а $L_{в} = 1 \dots 20 \text{ нГн}$. Тому ці параметри можуть не враховуватися аж до частот 100 МГц .

Наведений аналіз показує, що інерційність напівпровідникового діода є причиною спотворення форми вихідної напруги діодного ключа, причому ці спотворення тим суттєвіші, чим менша тривалість імпульсів вхідної напруги.

Приклад 7.6. На вхід схеми рис. 7.8,а, подається синусоїдний сигнал з амплітудою 30 В . Внутрішній опір джерела сигналу $R_{вн} = 0$. Визначити опір навантаження і амплітуду вихідної напруги при дії позитивної та негативної напівхвиль вхідної напруги, якщо діод має параметри: прямий спад напруги при струмі $I_{пр} = 100 \text{ мА}$ $U_{пр} = 1,2 \text{ В}$, зворотний струм $I_{зв} = 100 \text{ мкА}$ при $U_{зв} = 40 \text{ В}$.

Розв'язання. 1. Прямий опір діода

$$r_{дпр} = U_{пр} / I_{пр} = 1,2 / (100 \cdot 10^{-3}) = 12 \text{ Ом}.$$

2. Зворотний опір діода

$$r_{дзв} = U_{зв} / I_{зв} = 40 / (100 \cdot 10^{-6}) = 400 \text{ кОм}.$$

3. Опір навантаження

$$R_H = r_{д пр} \cdot \sqrt{r_{д зв} / r_{д пр}} = 12 \cdot \sqrt{\frac{400 \cdot 10^3}{12}} = 2,19 \text{ кОм}.$$

Вибираємо $R_H = 2,2 \text{ кОм}$.

4. Вихідна напруга згідно з виразами (7.6) і (7.7)

$$u_{вих+} = \frac{R_H}{r_{д пр} + R_H} e_{вх} = \frac{2,2 \cdot 10^3}{12 + 2,2 \cdot 10^3} 30 = 29,8 \text{ В};$$

$$u_{вих-} = \frac{R_H}{r_{д зв} + R_H} e_{вх} = \frac{2,2 \cdot 10^3}{400 \cdot 10^3 + 2,2 \cdot 10^3} 30 = 0,16 \text{ В}.$$

Приклад 7.7. Розрахувати передавальну характеристику послідовного діодного ключа за схемою рис. 7.9,а з параметрами: $R_{вн} = 0,1 \text{ кОм}$; $R_{зм} = 0,51 \text{ кОм}$; $R_H = 2,2 \text{ кОм}$; $E_{зм} = -5 \text{ В}$; $U_{д0} = 0,65 \text{ В}$; $r_{д пр} = 50 \text{ Ом}$; $r_{д зв} = 100 \text{ кОм}$.

Розв'язання. 1. Напруга зміщення

$$U_{зм} = E_{зм} R_H / (R_H + R_{зм}) = (-5) \cdot 2,2 / (2,2 + 0,51) = -4,06 \text{ В}.$$

2. Напруга вмикання

$$e_{вм} = E_{зм} + U_{д0} = -4,06 + 0,65 = -3,41 \text{ В}.$$

3. Для визначення кутів нахилу ВАХ ключа за першим законом Кірхгофа запишемо рівняння для вузла А схеми за умови, що діод зміщений в пряму напругу.

$$\frac{U_{вих}}{R_H} = \frac{E_{зм} - u_{вих}}{R_{зм}} + \frac{e_{вх} - U_{д0} - u_{вих}}{R_{вн} + r_{д пр}},$$

звідки

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= \arctg(\Delta u_{вих} / \Delta e_{вх}) = \arctg \frac{1}{1 + (R_{вн} + r_{д пр})(1/R_H + 1/R_{зм})} = \\ &= \arctg \frac{1}{1 + (0,1 + 0,05)(1/2,2 + 1/0,51)} = 36,28^\circ. \end{aligned}$$

4. Аналогічно для зворотного зміщення діода νD одержимо

$$\begin{aligned} \alpha'_1 &= \arctg \frac{1}{1 + (R_{вн} + r_{д зв})(1/R_H + 1/R_{зм})} = \\ &= \arctg \frac{1}{1 + (0,1 + 100)(1/2,2 + 1/0,51)} = 0,23^\circ. \end{aligned}$$

Приклад 7.8. На вхід обмежувача рис. 7.10,*a* подається синусоїдна напруга з амплітудою $U_{m \text{ вх}} = 10 \text{ В}$, опір діода в прямому напрямку $r_{\text{д пр}} = 100 \text{ Ом}$, у зворотному $r_{\text{д зв}} = 200 \text{ кОм}$, $R_{\text{н}} = 10 \text{ кОм}$, $R_{\text{б}} = 1 \text{ кОм}$, $U_{\text{д0}} = 0$, $R_{\text{вн}} = 0$. Визначити амплітуду напруги на виході при дії позитивної та негативної напівхвиль $u_{\text{вх}}$.

Розв'язання. 1. При позитивній напівхвилі $u_{\text{вх}}$ діод відкритий, тому амплітуда вихідної напруги визначається формулою (7.12).

$$u_{\text{вих}+} = \frac{e_{\text{вх}}}{1 + R_{\text{б}} \left(\frac{1}{R_{\text{н}}} + \frac{1}{r_{\text{д пр}}} \right)} = \frac{10}{1 + 1 \cdot 10^3 \left(\frac{1}{10 \cdot 10^3} + \frac{1}{100} \right)} = 0,9 \text{ В}.$$

2. При негативній напівхвилі $u_{\text{вх}}$ діод закритий, тому амплітуда вихідної напруги визначається формулою (7.13)

$$u_{\text{вих}-} = \frac{e_{\text{вх}}}{1 + R_{\text{б}} \left(\frac{1}{R_{\text{н}}} + \frac{1}{r_{\text{д пр}}} \right)} = \frac{10}{1 + 1 \cdot 10^3 \left(\frac{1}{10 \cdot 10^3} + \frac{1}{200 \cdot 10^3} \right)} \approx 9 \text{ В}.$$

Приклад 7.9. У схемі рис. 7.11,*a* $E_{\text{зм}} = 10 \text{ В}$; $R_{\text{вн}} = 500 \text{ Ом}$; $R_{\text{н}} = 10 \text{ кОм}$; $R_{\text{б}} = 1 \text{ кОм}$; $R_{\text{зм}} = 0$; діод ідеальний ($r_{\text{д пр}} = 0$; $r_{\text{д зв}} = \infty$). На вхід подається синусоїдна напруга з амплітудою 20 В . Визначте поріг обмеження.

Розв'язання. Це обмежувач зверху. При дії позитивної напівхвилі $u_{\text{вх}}$ діод VD відкривається і $u_{\text{вих}}$ досягне значення $E_{\text{зм}}$, тобто

$$u_{\text{вих}} = \frac{u_{\text{вх}}}{R_{\text{вн}} + R_{\text{б}} + R_{\text{н}}} R_{\text{н}} = E_{\text{зм}},$$

звідки напруга вхідного сигналу, при якій VD ввімкнеться, тобто буде обмежуватися,

$$u_{\text{вх}} = e_{\text{вм}} = E_{\text{зм}} \frac{R_{\text{вн}} + R_{\text{б}} + R_{\text{н}}}{R_{\text{н}}} = 10 \frac{500 + 1 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3} = 11,5 \text{ В}.$$

Приклад 7.10. Порівняти параметри передавальних характеристик схем рис. 7.10,*a* та 7.11,*a* за таких умов: $R_{\text{вн}} = 0,1 \text{ кОм}$; $R_{\text{б}} = 1,5 \text{ кОм}$; $R_{\text{н}} = 10 \text{ кОм}$; $U_{\text{д0}} = 0,65 \text{ В}$; $r_{\text{д пр}} = 50 \text{ Ом}$; $r_{\text{д зв}} = 100 \text{ кОм}$; $U_{\text{д зв}} = 5 \text{ В}$; $R_{\text{зм}} = 75 \text{ Ом}$.

Розв'язання. 1. Для схеми рис. 7.10,*a*

$$e_{\text{вм}} = U_{\text{д0}} (1 + R'_{\text{б}}/R_{\text{н}}) = 0,65 \left(1 + \frac{1,5 + 0,1}{10} \right) = 0,754 \text{ В};$$

$$\alpha = \arctg \frac{1}{1 + R'_{\text{б}} (1/R_{\text{н}} + 1/r_{\text{д пр}})} = \arctg \frac{1}{1 + (1,5 + 0,1)(1/10 + 1/0,05)} = 1,73^\circ;$$

$$\alpha' = \operatorname{arctg} \frac{1}{1 + R'_6 \left(\frac{1}{R_H} + \frac{1}{r_{дзв}} \right)} = \operatorname{arctg} \frac{1}{1 + (1,5 + 0,1) \left(\frac{1}{10} + \frac{1}{100} \right)} = 40,37^\circ .$$

2. Для схеми рис. 7.11,а

$$e_{вм} = (E_{зм} + U_{до}) \left(1 + \frac{R_{вн} + R'_6}{R_H} \right) = (5 + 0,65) \left(1 + \frac{0,1 + 1,5}{10} \right) = 6,55 \text{ В} .$$

Якщо записати для вузла А схеми рівняння за першим законом Кірхгофа, одержимо

$$\begin{aligned} \alpha_3 &= \operatorname{arctg} \frac{1}{1 + R'_6 \left[\frac{1}{R_H} + \frac{1}{(r_{дпр} + R_{зм})} \right]} = \\ &= \operatorname{arctg} \frac{1}{1 + (1,5 + 0,1) \left[\frac{1}{10} + \frac{1}{(0,05 + 0,075)} \right]} = 4,1^\circ ; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \alpha'_3 &= \operatorname{arctg} \frac{1}{1 + R'_6 \left[\frac{1}{R_H} + \frac{1}{(r_{дзв} + R_{зм})} \right]} = \\ &= \operatorname{arctg} \frac{1}{1 + (1,5 + 0,1) \left[\frac{1}{10} + \frac{1}{(100 + 0,075)} \right]} = 40,37^\circ . \end{aligned}$$

Порівняння одержаних результатів дозволяє показати, що введення джерела $E_{зм}$ дуже змінює напругу спрацьовування ключа та нахил його передавальної характеристики в області $e_{вх} > e_{вм}$ і практично не позначається на нахилі ВАХ при $e_{вх} < e_{вм}$.

7.3.2. Ключі на біполярних транзисторах

На відміну від ключів на напівпровідникових діодах, ключі на транзисторах є керованими, тобто їх статичні характеристики визначаються не значенням і полярністю комутованої напруги $e_{вх}$, а значенням керуючого сигналу $e_{кер}$. Через це для транзисторного ключа треба розглядати дві статичні характеристики: одну для ввімкненого, а другу для вимкненого стану транзистора.

Треба відзначити дві основні особливості ввімкненого стану транзисторного ключа.

1. Ввімкнений стан ключа, як правило, відповідає роботі біполярного транзистора в режимі насичення. В цьому випадку транзистор може бути замінений деяким еквівалентним опором, який залежить від його конструкції.

Біполярний транзистор в режимі насичення являє собою два зустрічно ввімкнених p - n -переходи (емітерний та колекторний), кожний із яких зміщений у прямому напрямку. Для кожного з цих

p - n -переходів, які являють собою діоди, слухна кусково-лінійна апроксимація його ВАХ. Проте у зв'язку з тим, що діоди ввімкнені зустрічно, напруги $U_{Д0}$ емітерного $U_{Д0 БЕ}$ і колекторного $U_{Д0 БК}$ p - n -переходів взаємно компенсують одна одну. Степінь компенсації цих зустрічно ввімкнених напруг залежить від степеня ідентичності властивостей p - n -переходів, які розглядаються. В реальних транзисторах через конструкторсько-технологічну асиметрію емітерного та колекторного переходів не може бути досягнуто повної компенсації напруг ввімкнення зазначених діодів. Проте, як показує практика, в будь-якому випадку можна вважати $U_{Д0 БЕ} + U_{Д0 БК} \rightarrow 0$. У зв'язку з цим біполярний транзистор в режимі насичення може бути заміщений активним опором транзистора $R_{нас}$.

При використанні режиму насичення робоча точка транзистора знаходиться на початковій частині його вихідних ВАХ ($U_{КЕ} \rightarrow 0$). Особливістю цієї частини характеристик є виконання умови $dU_{КЕ} / dI_{К} = R_{нас} = \text{const}$. Тому в даному випадку параметри ввімкненого стану біполярного транзистора практично не залежать від керуючої напруги і зміна сигналу керування мало змінює спад напруги на ввімкненому транзисторі.

2. Опір $R_{нас}$ для ввімкненого транзистора, як правило, менший аналогічного опору діодного ключа. Це очевидно з наведеного опису взаємної компенсації напруг p - n -переходів.

В режимі відсічки (вимкнений стан) властивості транзисторних і діодних ключів приблизно однакові.

Зазначені особливості приводять до того, що ключ на біполярному транзисторі за своїми властивостями ближчий до ідеального у порівнянні з діодним.

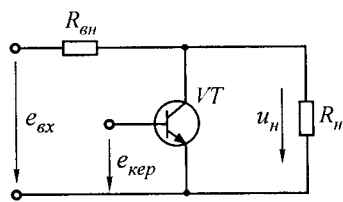
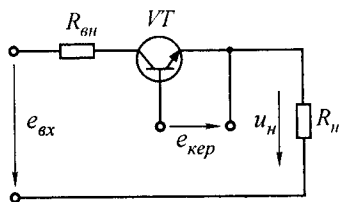
Треба також відзначити ще одну особливість ключів на біполярних транзисторах. Через те що їх вихідні ВАХ при вмиканні за схемою із спільним емітером розташовані в одному квадранті, то в практичних схемах їх використовують при незмінній полярності комутованої напруги $e_{вх}$. Конкретна полярність $e_{вх}$ визначається типом провідності використаного біполярного транзистора.

На рис. 7.16. наведені схеми (а) та передавальні характеристики (б, в) транзисторних ключів, виконаних за послідовною та паралельною схемами комутації.

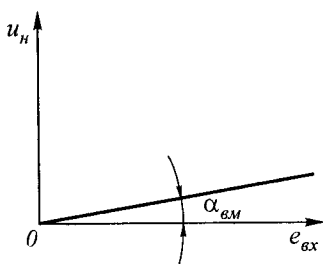
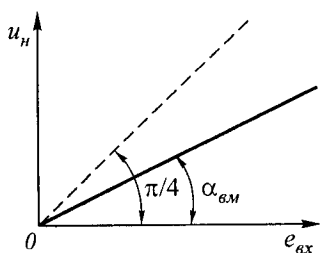
Значення кутів нахилу наведених характеристик легко знайти з виразів (7.10), (7.11) і (7.16), (7.17).

При ввімкненому транзисторному ключі:
для послідовної схеми

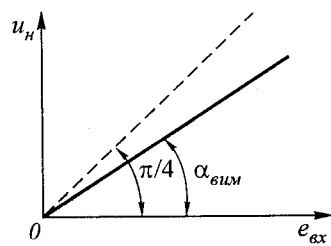
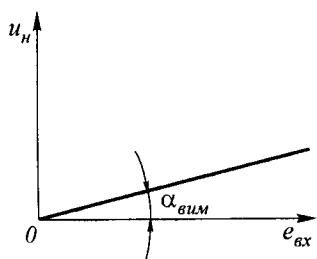
$$\alpha_{вм} = \arctg \frac{1}{1 + (R_{нас} + R_{вн}) / R_{н}} ; \quad (7.26)$$



а



б



в

Рис. 7.16

для паралельної схеми

$$\alpha_{\text{вм}} = \text{arctg} \frac{1}{1 + R_{\text{вн}} (1/R_{\text{нас}} + 1/R_{\text{н}})}. \quad (7.27)$$

При вимкненому транзисторному ключі:
для послідовної схеми

$$\alpha_{\text{вим}} = \text{arctg} \frac{1}{1 + (R_{\text{вим}} + R_{\text{вн}})/R_{\text{н}}}; \quad (7.28)$$

для паралельної схеми

$$\alpha_{\text{вим}} = \text{arctg} \frac{1}{1 + R_{\text{вн}} (1/R_{\text{н}} + 1/R_{\text{вим}})}, \quad (7.29)$$

де $R_{\text{вим}}$ — еквівалентний опір транзистора у вимкненому стані.

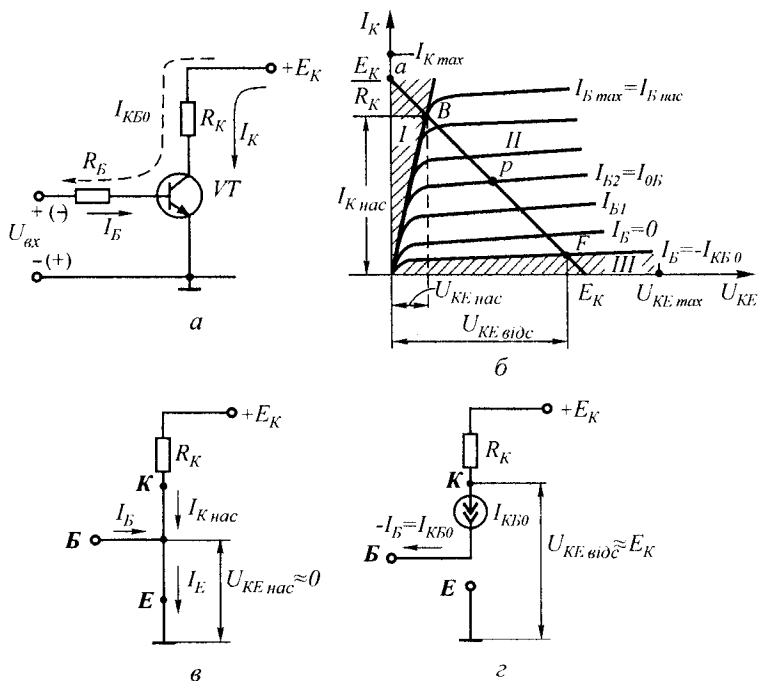


Рис. 7.17

При побудові транзисторних ключів найбільше розповсюдження одержала схема вмикання із спільним емітером, який працює в ключовому режимі. Транзистор у ключовій схемі (рис. 7.17,а) виконує функцію безконтактного ключа в послідовному колі з резистором R_K та джерелом живлення E_K . Якість такого ключа визначається здебільшого залишковою напругою на транзисторі в замкненому (відкритому) стані, а також залишковим струмом транзистора у вимкненому (закритому) стані.

Аналіз процесів у схемі транзисторного ключа легко проводити графоаналітичним методом, скориставшись лінією ab навантаження за постійним струмом (рис. 7.17,б), побудованою на ряді статичних характеристик транзистора при опорі навантаження R_K та напрузі джерела живлення E_K . Ключова схема виконана на транзисторі за схемою із СЕ.

Якщо робоча точка p не виходить за межі ділянки BF навантажувальної прямої, то такий режим роботи транзистора називають лінійним або підсилювальним. При цьому зі зміною вхідного (базового струму) пропорційно змінюється вихідний (колекторний) струм. На рис. 7.17,б лінійний режим відзначений як активна область I . Якщо вхідний струм досягне $I_{B \max} = I_{B \text{ нас}}$ (точка B на рис. 7.17,б),

то подальше його підвищення не призведе до зростання колекторного струму, який досягає струму насичення $I_{K \text{ нас}}$. При цьому напруга на колекторі $U_{KE \text{ нас}}$ невелика (звичайно кілька десятків мілівольт), отже, $U_{KE \text{ нас}} \ll E_K$. Параметр $I_{B \text{ нас}}$ називають струмом бази на межі насичення. У режимі насичення на вхід подається відкриваючий позитивний стрибок напруги U_{Bx} (полярність показана без дужок на рис. 7.17,а), емітерний та колекторний переходи транзистора зміщуються у прямому напрямі. Тому умова насичення транзистора, виражена через напругу, має вигляд

$$U_{BE} > 0; U_{BK} > 0,$$

а транзистор можна зобразити у вигляді замкненого ключа (рис. 7.17,б). Зі схеми видно, що транзистор в режимі насичення можна розглядати як еквіпотенційну точку з однаковими потенціалами всіх електродів. Очевидно, в цьому випадку струми в транзисторі визначаються лише параметрами зовнішніх елементів схеми.

Умовою насичення транзистора, яка виражена через струм, є нерівність

$$I_B \geq I_{B \text{ нас}} = I_{K \text{ нас}} / h_{21E}. \quad (7.30)$$

При цьому струм колектора в режимі насичення

$$I_{K \text{ нас}} = (E_K - |U_{KE \text{ нас}}|) / R_K \approx E_K / R_K \quad (7.31)$$

визначається лише напругою джерела живлення та опором навантаження і не залежить від вибору транзистора. Струм бази в режимі насичення з урахуванням виразу (7.30) має вигляд

$$I_{B \text{ нас}} = I_{K \text{ нас}} / h_{21E} = \frac{E_K - |U_{KE \text{ нас}}|}{h_{21E} R_K} \approx \frac{E_K}{h_{21E} R_K}. \quad (7.32)$$

Для кількісної оцінки глибини насичення використовують параметр, який називається коефіцієнтом насичення

$$K_{\text{нас}} = I_B / I_{B \text{ нас}}, \quad (7.33)$$

звідки отримуємо умову насичення з урахуванням нерівності (7.30)

$$K_{\text{нас}} \geq 1. \quad (7.34)$$

Область насичення I (рис. 7.17,б) розміщується зліва від некерованої ділянки статичної колекторної характеристики. Для збереження нормального теплового режиму в транзисторі струм $I_{K \text{ нас}}$ не повинен перевищувати максимально допустимий струм колектора $I_{K \text{ max}}$.

Значення $K_{\text{нас}}$ звичайно вибирають з таких міркувань:

режим насичення повинен забезпечуватися при заданому технологічному розкиді параметрів реального біполярного транзистора з урахуванням залежності цих параметрів від зовнішніх збурених впливів, наприклад, температури;

збільшення $I_{\text{Бнас}}$ викликає збільшення напруги на зміщеному у прямому напрямі колекторному переході, що веде до зменшення напруги між виводами колектора та емітера, тобто зменшує потужність, що розсіюється, у вихідному колі біполярного транзистора;

надмірне збільшення $I_{\text{Бнас}}$ призводить до значного збільшення потужності, яка розсіюється у вхідному колі біполярного транзистора.

Розрахунки показують, що оптимальним з точки зору перелічених вимог є значення $K_{\text{нас}} = 1,5 \dots 2$.

Область відсічки III (рис. 7.17, б) відповідає закритому стану транзистора, який можна зобразити схематично як розімкнений ключ (коло емітера вимкнуте) (рис. 7.17, з). Закритий стан транзистора досягається зміщенням емітерного та колекторного переходів у зворотному напрямі. Тому умову відсічки транзистора можна записати у вигляді

$$U_{\text{БЕ}} \leq 0; \quad U_{\text{БК}} \leq 0 \quad (7.35)$$

У режимі відсічки на вхід підсилювального каскаду подається закриваючий негативний стрибок напруги $U_{\text{вх}}$ (на рис. 7.17, а полярність показана в дужках). Коли обидва переходи транзистора зміщені в зворотному напрямі, через них протікають лише зворотні некеровані струми. При цьому в колекторному колі протікає струм $I_{\text{К}} = I_{\text{КБ0}}$, а в базовому — $I_{\text{К}} = -I_{\text{КБ0}}$, змінюючи напрям. Струм емітера нехтуємо. Напруга на колекторі закритого транзистора

$$U_{\text{КЕ відс}} = E_{\text{К}} - I_{\text{КБ0}} R_{\text{К}}. \quad (7.36)$$

Виходячи з того, що $E_{\text{К}} \gg I_{\text{КБ0}} R_{\text{К}}$, вважаємо, що $U_{\text{КЕ відс}}$ дорівнює напрузі джерела живлення.

При проектуванні імпульсних і цифрових електронних пристроїв вважають, що транзистор вимкнений, якщо виконується умова

$$i_{\text{К}} \leq 0, 1 I_{\text{Кнас}}, \quad (7.37)$$

що відповідає зміщенню емітерного переходу у прямому напрямку, меншому деякої порогової напруги $U_{\text{БЕ пор}}$. Тому на практиці залежно від реальної напруги на емітерному переході розрізняють два різновиди вимкненого стану біполярного транзистора:

режим глибокої відсічки, який характеризується тим, що емітерний перехід зовнішнім джерелом зміщений у зворотному напрямку ($U_{BE} < 0$), а струм бази транзистора дорівнює струму зворотно зміщеного колекторного переходу, тобто $I_B = -I_{KB0}$;

режим пасивного вимикання, який характеризується нерівністю

$$0 < U_{BE} < U_{BE \text{ пор}} . \quad (7.38)$$

Очевидно, що при пасивному вимиканні потужність, розсіювана в біполярному транзисторі, більша, ніж в режимі глибокої відсічки.

Слід відзначити, що для забезпечення режиму глибокої відсічки важлива не тільки наявність в колі емітерного переходу запірної напруги. Важливе також значення опору бази R_B , ввімкненого у вхідне коло біполярного транзистора (рис. 7.17,а). Струм I_{KB0} викликає на цьому резисторі спад напруги $R_B I_{KB0}$. Тому безпосередньо до емітерного переходу прикладається різниця напруг $U_{BE \text{ зап}} = U_{вх} - I_{KB0} R_B$. Для забезпечення режиму глибокої відсічки опір R_B повинен задовольняти нерівності

$$R_B < U_{вх} / I_{KB0} . \quad (7.39)$$

Для режиму пасивного вимикання опір R_B приблизно можна визначити з нерівності

$$R_B < U_{BE \text{ пор}} / I_{KB0} . \quad (7.40)$$

Схема транзисторного ключа-обмежувача, який забезпечує двобічне обмеження (зверху та знизу) напруги синусоїдної форми, показана на рис. 7.18,а. При такому обмеженні форма періодичної послідовності вихідних імпульсів близька до прямокутної. Часові діаграми процесів, які відбуваються в транзисторному ключі-обмежувачі, наведені на рис. 7.18,б.

Якщо на вхід схеми надходить позитивна напівхвиля синусоїдної напруги, то транзистор закритий (ключ вимкнений), $I_B = -I_{KB0}$, $I_K = I_{KB0}$ а вихідна напруга визначається за формулою

$$u_{вих} = -E_K + I_{KB0} R_K .$$

При надходженні на вхід схеми в момент часу t_1 напруги негативної напівхвилі транзистор відкривається. Зі зростанням абсолютного значення вхідної напруги струми бази та колектора збільшуються і в момент t_2 досягають значень відповідно $I_{B \text{ нас}}$ і $I_{K \text{ нас}}$. У проміжок часу від t_2 до t_3 транзистор насичений, його колекторний струм не змінюється, а вихідна напруга обмежується на рівні $U_{KE \text{ нас}} = (0,1...0,3) V$. При цьому рівень вхідної напруги, що обмежується, визначається формулою

$$U_{\text{вх обм}} = I_{\text{К нас}} R_{\text{Б}} / h_{21\text{E}} = E_{\text{К}} R_{\text{Б}} / (h_{21\text{E}} R_{\text{К}}).$$

В момент часу t_3 транзистор виходить з насичення, його базовий та колекторний струми зменшуються. З надходженням наступної позитивної напівхвилі вхідної напруги транзистор запирається.

Амплітуду вихідної напруги практично прямокутної форми знаходять з очевидного співвідношення

$$U_m = E_{\text{К}} - I_{\text{КБ0}} R_{\text{К}} - |U_{\text{КЕ нас}}|.$$

З наведеного аналізу випливає, що позитивна напівхвиля вхідної напруги обмежується на нульовому рівні. Для одержання симетричного обмеження робочу точку транзисторного ключа потрібно обирати на середині навантажувальної прямої в активній області характеристик транзистора.

При цьому на базу транзистора потрібно подати напругу від джерела зміщення $E_{\text{ЗМ}}$, як це показано штриховою лінією на рис. 7.18,а.

Причинами перехідних процесів, що виникають у схемі транзисторного ключа при перемиканні, як і в схемах з напівпровідниковими діодами, є процеси, пов'язані із зміною просторового заряду неосновних носіїв в області бази, та процеси, пов'язані з перезарядом бар'єрних ємностей.

Для схеми ключа рис. 7.17,а вказані процеси визначаються зміною струму бази біполярного транзистора. В усталеному режимі струм бази транзистора визначається тільки рекомбінацією неосновних носіїв заряду. У перехідному режимі до цього

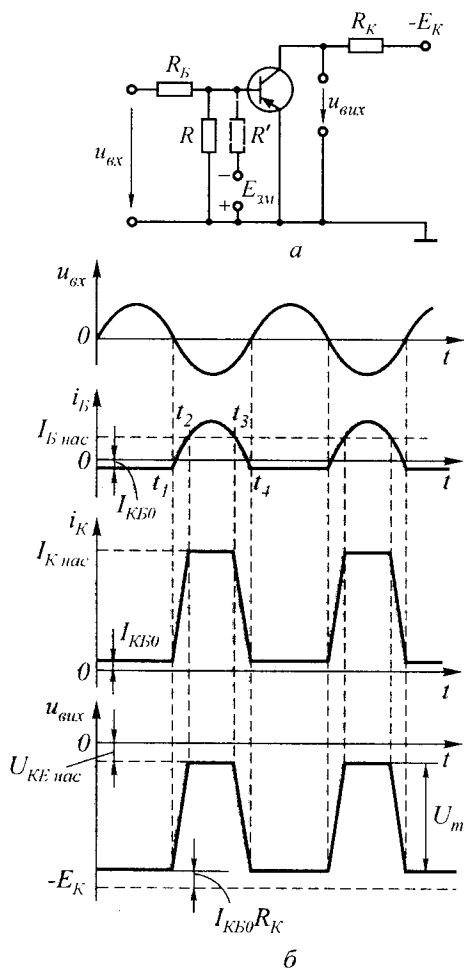


Рис. 7.18

струму додаються складові, пов'язані із зміною просторового заряду та перезарядом бар'єрних ємностей емітерного (i_E) і колекторного (i_K) переходів. Таким чином, рівняння, яке описує залежність струму бази від параметрів біполярного транзистора у загальному випадку, має вигляд

$$C_E (dU_{BE} / dt) + C_K (dU_{BK} / dt) + dQ_B / dt + Q_B / \tau_B = I_B, \quad (7.41)$$

де Q_B / τ_B — рекомбінаційна складова, яка дорівнює відношенню просторового заряду області бази до часу життя неосновних носіїв τ_B ; dQ_B / dt — складова, яка пов'язана із зміною просторового заряду.

Звичайно $C_E (dU_{BE} / dt) \ll C_K (dU_{BK} / dt)$, тому вираз (7.41) можна записати у вигляді

$$C_K (dU_{BK} / dt) + dQ_B / dt + Q_B / \tau_B = I_B. \quad (7.42)$$

Процес вмикання біполярного транзистора. Припустимо, що біполярний транзистор при $t < t_0$ (рис 7.19) знаходиться у стані глибокої відсічки ($U_{BE} = U_{вх\ зап}$) і в момент $t = t_0$ на вході транзистора діє позитивний стрибок напруги з амплітудою $U_{вх} = U_{вх\ зап} + U_{вх\ нас}$ і нульовою тривалістю фронту. Перехідний процес вмикання транзистора можна розбити на три інтервали: інтервал затримки ($t_{зат}$); інтервал формування фронту колекторного струму (t_ϕ); інтервал накопичення надлишкового заряду в базі ($t_{нак}$).

На інтервалі затримки вмикання відбувається перезаряд бар'єрної ємності емітерного переходу біполярного транзистора від напруги $U_{BE\ зап}$ до $U_{BE\ пор}$. Особливістю цього інтервалу є мала зміна колекторного струму біполярного транзистора, який фактично переходить з режиму глибокої відсічки в режим пасивного вимкання. Тому тривалість цього інтервалу не залежить від про-

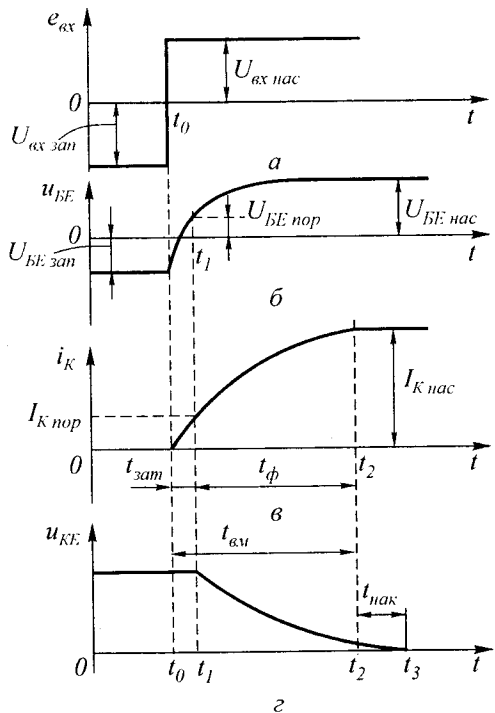


Рис. 7.19

цесів зміни об'ємного заряду бази. Тривалість затримки можна визначити з розв'язання диференціального рівняння для вхідного кола транзистора

$$u_{\text{БЕ}} = U_{\text{вх нас}} - (U_{\text{вх нас}} - U_{\text{БЕ зап}}) \exp(-t / \tau_c), \quad (7.43)$$

де $\tau_c \approx (C_E + C_K) R_B$ — стала часу вхідного кола для інтервалу затримки.

Розв'язавши рівняння (7.43) відносно t при $u_{\text{БЕ}}(t) = U_{\text{БЕ пор}}$, одержимо

$$t_{\text{зат}} = \tau_c \ln \left[(U_{\text{вх нас}} - U_{\text{БЕ зап}}) / (U_{\text{вх нас}} - U_{\text{БЕ пор}}) \right]. \quad (7.44)$$

Треба підкреслити, що у виразах (7.43) і (7.44) необхідно враховувати реальні знаки напруг.

Очевидно, що цей етап при пасивному вимиканні біполярного транзистора відсутній, тому що $U_{\text{БЕ зап}} \approx U_{\text{БЕ пор}}$.

Інтервал формування фронту колекторного струму визначається як процесом перезаряду бар'єрної ємності колекторного переходу, так і процесом накопичення неосновних носіїв заряду в області бази. При цьому для дрейфових транзисторів потрібно враховувати обидва ці процеси. Для дифузійних транзисторів визначальним є процес накопичення заряду.

Розглянемо спочатку процеси, пов'язані тільки зі зміною базового заряду, вважаючи $C_K = 0$. При цьому рівняння (7.42) набуває вигляду

$$dQ_B / dt + Q_B / \tau_B = I_B. \quad (7.45)$$

Розв'язуючи (7.45) з урахуванням того, що $Q_B(t = t_0) = 0$ і $I_{\text{Б нас}} = I_{\text{К нас}} / h_{21E}$, одержуємо

$$Q_B(t) = I_B \tau_B [1 - \exp(-t / \tau_B)]. \quad (7.46)$$

Перехідний процес закінчиться в момент, коли заряд, накопичений в базі, досягне граничного значення, яке визначається струмом колектора $I_{\text{К нас}} = Q_{\text{Б гр}} / \tau_B$. З виразу (7.46) можна визначити тривалість фронту колекторного струму.

$$t_{\text{ф}} = \tau_B \ln \frac{I_B}{I_B - I_{\text{К нас}} / h_{21E}} = \tau_B \ln [K_{\text{нас}} / (K_{\text{нас}} - 1)], \quad (7.47)$$

де $\tau_B = h_{21E} / 2\pi f_{\alpha}$ — час життя неосновних носіїв в області бази.

Вираз (7.47) слушний для дифузійних транзисторів. Для дрейфових транзисторів вплив C_K можна урахувати, якщо ввести в (7.47) уточнене значення сталої часу

$$\tau'_B = \tau_B + h_{21E} C_K R_K. \quad (7.48)$$

Відносно навантаження процес вмикання біполярного транзистора до моменту $t = t_2$ практично можна вважати закінченим. Подальші процеси, які протікають у транзисторі, практично не впливають на його колекторний струм. Проте перехідний процес власне в транзисторі в момент t_2 не закінчується, тобто реальний струм бази більший струму $I_{К\text{нас}} / h_{21E}$ і в області бази продовжується процес накопичення надлишкового заряду. Цей процес закінчиться в момент, коли заряд бази досягне значення $Q_{Б\text{нас}} = I_{Б\text{нас}} \tau_{\text{нас}}$, де $\tau_{\text{нас}}$ — стала часу накопичення. Фізично цей процес проявляється в деякому зменшенні напруги між виводами емітера та колектора, що пов'язано з модуляцією опору області бази.

Процес накопичення закінчиться за час

$$t_{\text{нас}} \approx (2 \dots 3) \tau_{\text{нас}}. \quad (7.49)$$

Співвідношення між сталими часу τ_B і $\tau_{\text{нас}}$ визначається технологією виготовлення реальних транзисторів. Так, для дифузійних транзисторів $\tau_B < \tau_{\text{нас}}$, а для сучасних дрейфових транзисторів $\tau_B > \tau_{\text{нас}}$.

Процес вимикання біполярного транзистора. Припустимо, що біполярний транзистор знаходиться в насиченні і в момент $t = t_0$ (рис. 7.20) на вході транзистора сформований негативний стрибок напруги з нульовою тривалістю зрізу. Перехідний процес при вимиканні транзистора можна розбити на три інтервали: інтервал розсмоктування надлишкового базового заряду $t_{\text{роз}} = t_1 - t_0$; інтервал спаду колекторного струму $t_{\text{сп}} = t_2 - t_1$; інтервал встановлення стаціонарного вимкненого стану $t_{\text{вст}} = t_3 - t_2$.

На інтервалі розсмоктування надлишкового заряду з області бази, який починається безпосередньо після зміни полярної входної напруги і, отже, зміни напрямку протікання струму бази (момент t_0 на рис. 7.20), відбувається зменшення об'ємного заряду бази з $Q_{Б\text{нас}} = I_{Б\text{нас}} \tau_{\text{нас}}$ до $Q_{Б\text{гр}} = I_{К\text{нас}} \tau_{\text{нас}} / h_{21E}$.

На цьому інтервалі, відносно навантаження, біполярний транзистор продовжує знаходитися у ввімкненому стані, тому що його колекторний струм практично не змінюється. Тому інтервал $t_{\text{роз}}$ визначає затримку вимикання біполярного транзистора.

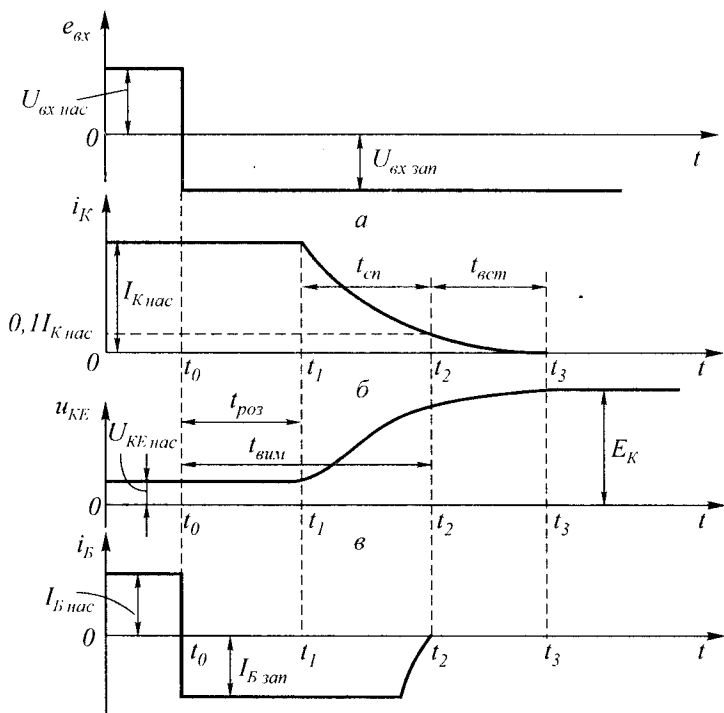
На цьому інтервалі напруги на всіх переходах залишаються незмінними. Отже, тривалість $t_{\text{роз}}$ може бути визначена з (7.45) з урахуванням того, що $\tau_B = \tau_{\text{нас}}$

$$t_{\text{роз}} = \tau_{\text{нас}} \ln \frac{I_{Б\text{нас}} + |I_B|}{I_{К\text{нас}} / h_{21E} + |I_B|} = \tau_{\text{нас}} \ln \frac{\Delta I_B}{I_{К\text{нас}} / h_{21E} - I_B}, \quad (7.50)$$

де $\Delta I_B = I_{Б\text{нас}} + |I_B|$ — стрибок базового струму;

$I_B = (U_{вх} + U_{БЕ}) / (R_B + r_B)$ — вимикаючий струм транзистора;

r_B — опір бази транзистора.



2
Рис. 7.20

З урахуванням виразу (7.33) при великому заперітному сигналі вираз (7.50) може бути поданий у спрощеному вигляді

$$t_{роз} \approx \frac{\tau_{нак}}{h_{21E}} \frac{K_{нас} I_{K нас}}{\Delta I_B} \quad (7.51)$$

З цього виразу особливо видно, що час розсмоктування та пов'язана з ним затримка зменшення струму колектора зменшуються із збільшенням заперічної напруги $U_{вх}$ та зменшенням коефіцієнта насичення. Остання обставина робить небажаними великі відкриваючі струми I_B , які вигідні з точки зору зменшення t_{ϕ} (див. вираз (7.47)).

Інтервал формування спаду колекторного струму за фізикою процесу аналогічний інтервалу формування фронту колекторного струму при вмиканні транзистора. На ньому відбувається як зміна (зменшення) об'ємного заряду бази від $Q_{Б гр}$ до 0, так і перезаряд колекторної ємності. Тому сталі часу, які характеризують цей інтервал для дрейфових і дифузійних транзисторів, різні.

Чисельне значення $t_{сп}$ для дифузійних транзисторів можна одержати з розв'язання рівняння (7.45)

$$t_{\text{сп}} = \tau_{\text{Б}} \ln \left[\left(I_{\text{К нас}} / h_{21\text{E}} - I_{\text{Б зап}} \right) / I_{\text{Б зап}} \right]. \quad (7.52)$$

Для визначення часу спаду дрейфових транзисторів в (7.52) треба підставити уточнене значення сталої часу відповідно до (7.48).

При великому заперітному сигналі, коли $|I_{\text{Б зап}}| \gg I_{\text{К нас}} / h_{21\text{E}}$, вираз (7.52) може бути поданий у спрощеному вигляді

$$t_{\text{сп}} \approx \frac{\tau_{\text{Б}}}{h_{21\text{E}}} \frac{I_{\text{К нас}}}{I_{\text{Б зап}}}. \quad (7.53)$$

Інтервал встановлення стаціонарного вимкненого стану пов'язаний зі зменшенням базової напруги від $U_{\text{БЕ пор}}$ до $U_{\text{Вх зап}}$. Процеси, що відбуваються при цьому у біполярному транзисторі, аналогічні розглянутим вище процесам на інтервалі затримки ввімкнення транзистора. Тривалість цього процесу може бути визначена за виразом, аналогічним (7.44). Очевидно, що цей інтервал існує лише у випадку, коли після вимкнення біполярний транзистор потрапляє в режим глибокої відсічки.

Треба відзначити, що всі описані вище процеси мають місце, коли частота перемикавання біполярного транзистора ($f_{\text{ком}}$) нижче частоти $f_{\text{гр}}$, яка розрахована з умови повного завершення всіх стадій його вмикання — вимикання, тобто

$$f_{\text{ком}} < f_{\text{гр}} = \max \left\{ 1 / \left[2(t_{\text{зат}} + t_{\text{ф}} + t_{\text{нак}}) \right]; 1 / \left[2(t_{\text{роз}} + t_{\text{сп}} + t_{\text{вст}}) \right] \right\} \quad (7.54)$$

Якщо $f_{\text{ком}} < f_{\text{гр}}$, тривалості всіх процесів змінюються. Наприклад, якщо вимкнення біполярного транзистора починається до моменту завершення інтервалу $t_{\text{нак}}$ (див. рис. 7.19), тривалість $t_{\text{роз}}$ буде менша, ніж розрахована з (7.50). При $t_{\text{нак}} = 0$, тобто тривалість імпульсу вмикання $t_i = t_{\text{зат}} + t_{\text{ф}}$, час $t_{\text{роз}}$ буде повністю відсутній.

Робота транзистора в ключовому режимі характеризується тим, що зі збільшенням коефіцієнта насичення зменшується тривалість вмикання (див. рівність (7.47)), але одночасно помітно збільшується тривалість вимикання внаслідок збільшення часу розсмоктування (рівність (7.51)). Збільшити швидкодію можна, якщо зменшити коефіцієнт насичення $K_{\text{нас}}$ транзистора або використати ненасичений ключ.

На практиці для підвищення швидкодії ключа застосовують метод форсованого перемикавання транзистора. Суть метода складається в тому, що на інтервалах вмикання та вимикання формують такі значення керуючого сигналу, які суттєво перевищують аналогічні, потрібні з точки зору забезпечення стаціонарного ввімкненого та вимкненого станів біполярного транзистора.

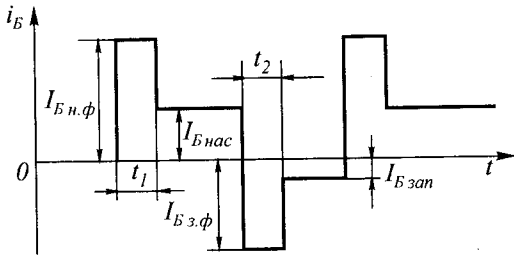


Рис. 7.21

Оптимальним з точки зору зменшення часів перемикання транзистора є керуючий сигнал, наведений на рис. 7.21. Параметри цього сигналу повинні вибиратися за таких умов: $I_{Б\text{н.ф}}$ і $I_{Б\text{з.ф}}$ повинні забезпечувати задані часи вмикання та ви-

микання транзистора; $I_{Б\text{нас}}$ і $I_{Б\text{вим}}$ повинні гарантувати роботу транзистора відповідно в режимах насичення та відсічки: інтервали t_1 і t_2 повинні дорівнювати $t_1 = t_{\text{зат}} + t_{\text{ф}} + t_{\text{нак}}$, $t_2 = t_{\text{роз}} + t_{\text{сп}} + t_{\text{вст}}$.

Проте практичне формування такого сигналу є дуже складною технічною задачею. Пояснюється це тим, що відповідно до приведених вище виразів усі перелічені параметри взаємно пов'язані та до того ж залежать від параметрів реального транзистора. Тому на практиці використовують більш прості керуючі сигнали, які за формою наближаються до оптимальних.

Найбільш просто ця ідея реалізується в схемі з форсуючим конденсатором у керуючому колі (рис. 7.22,а). В момент вмикання керуючого сигналу $e_{\text{кер}} = U_{\text{кер нас}}$ відповідно до другого закону комутації вхідний базовий струм стрибкоподібно змінюється від 0 до $I_{Б\text{н.ф}}$ — початкового імпульсу базового струму. В міру заряду конденсатора струм бази поступово зменшується до стаціонарного значення $I_{Б\text{нас}}$ (рис. 7.22,б). Базовий струм у момент вмикання $e_{\text{кер}}$ визначається виразом

$$I_{Б\text{н.ф}} \approx \left(U_{\text{кер нас}} + U_{СБ\text{вим}} - U_{БЕ} \right) / R_{Б}, \quad (7.55)$$

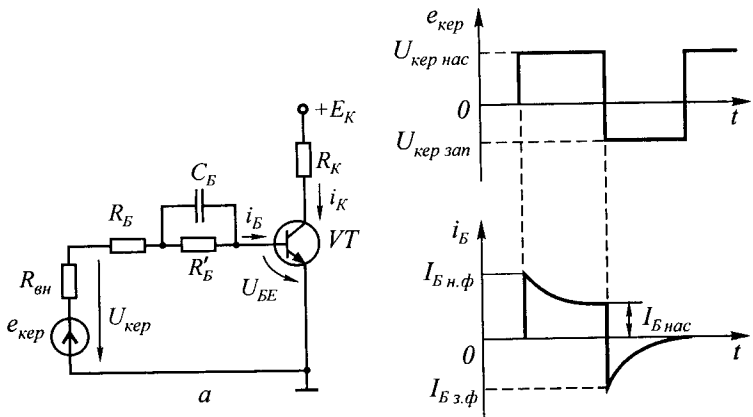


Рис. 7.22

де $U_{C_B \text{ вим}} = I_{B \text{ вим}} R'_B$ — напруга на конденсаторі безпосередньо перед перемиканням; R'_B — опір додаткового обмежуючого резистора.

При одержанні виразу для $I_{B \text{ н.ф}}$ вважалось, що частота комутації достатньо велика і розрядом конденсатора C_B на R'_B можна знехтувати. Інакше U_{C_B} прямує до значення $-I_{KB0} R'_B \approx 0$.

У стаціонарному режимі

$$I_{B \text{ нас}} = (U_{\text{кер нас}} - U_{BE}) / (R_B + R'_B). \quad (7.56)$$

Очевидно, що вибором параметрів схеми можна забезпечити $I_{B \text{ н.ф}} \gg I_{B \text{ нас}}$.

Аналогічно для процесу вимикання запірний базовий струм

$$I_{B \text{ з.ф}} = (U_{\text{кер зап}} + U_{C_B \text{ вим}} + U_{BE}) / R_B, \quad (7.57)$$

де $U_{C_B \text{ вим}} = I_{B \text{ нас}} R'_B$.

Стала часу $R'_B C_B$ вибирається, як правило, з умови закінчення процесів перезаряду C_B на інтервалі $t = t_{\text{роз}} + t_{\text{сп}}$.

Якщо час перезаряду C_B буде менший вказаного, то остаточна фаза вимикання відбуватиметься при номінальних значеннях керуючого сигналу, що знижує ефективність розглядуваного керуючого кола.

Збільшення сталої часу $R'_B C_B$ позитивно відбивається на процесах формування перемикання транзисторного ключа. Проте при цьому виникають обмеження на максимальну частоту перемикання, тому що при цьому потрібний додатковий інтервал до завершення процесу перезаряду C_B . Якщо процес перезаряду ємності C_B не завершений до наступного перемикання транзистора, ефективність кола, що розглядається, падає.

Розрахунки показують, що суттєву частку часу вимикання біполярного транзистора, особливо при пасивному запиранні, складає його час розсмоктування. Тому вилучення цього інтервалу приводить до суттєвого підвищення швидкодії ключа.

Ключі, в яких біполярний транзистор не опиняється в режимі глибокого насичення, називаються ненасиченими. Забезпечити такий режим можна обмеженням базового струму транзистора на рівні $I_{B \text{ нас}}$. Безпосередньо шляхом відповідного вибору елементів керуючого кола цього зробити неможливо через великий розкид параметрів реальних транзисторів і їх температурної нестабільності. На практиці для обмеження базового струму використовують фіксацію мінімальної напруги колекторного переходу транзистора. Через те, що на границі насиченого режиму $U_{KB} = 0$, то, обмежуючи цю напругу на рівні, близькому до нульового, можна, по-перше, обмежити I_B , тобто виключити накопичення надлишкових заря-

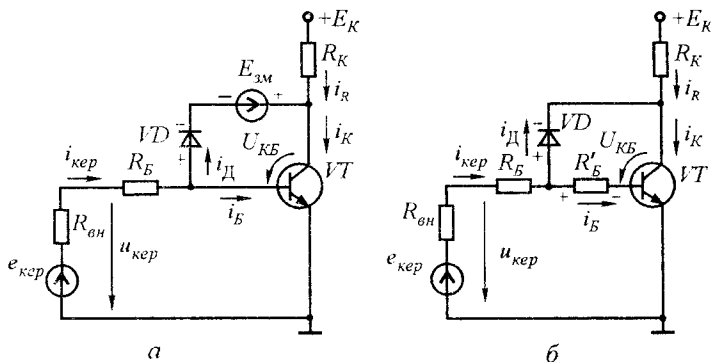


Рис. 7.23

дів в області бази і таким чином виключити інтервал розсмоктування неосновних носіїв при вимиканні транзистора, та, по-друге, гарантувати ввімкнений стан транзистора у всіх режимах експлуатації. Цей режим реалізується у схемах з нелінійним зворотним зв'язком (рис. 7.23).

Очевидно, що в обох схемах повинна виконуватись умова

$$i_B = i_{кер} - i_D \approx I_{К\text{нас}} / h_{21E}. \quad (7.58)$$

Для цього необхідно, щоб у схемі рис. 7.23,а напруга $U_{3м}$ вибиралася відповідно до виразу

$$U_{КБ} = U_D - E_{3м} \approx 0, \quad (7.59)$$

а в схемі на рис. 7.23,б резистор R'_B вибирався за умови

$$U_{КБ} = U_D - I_{Б\text{нас}} R'_B. \quad (7.60)$$

Елементом, який регулює степінь негативного зворотного зв'язку, є діод VD (рис. 7.23). Принцип дії таких ключів ґрунтується на обмеженні базового та колекторного струмів на рівні, близькому до їх граничних значень $I_{Б\text{нас}}$ та $I_{К\text{нас}}$. Це досягається за рахунок фіксації потенціалу колектора відносно потенціалу бази.

Якщо б діод був ідеальним і відкривався при близькій до нуля прямій напрузі, то джерело зміщення $E_{3м}$ (рис. 7.23,а) можна було б не підключати. Враховуючи, що діод відкривається тільки при напрузі $U_D = 0,3 \dots 0,4 \text{ В}$, прикладеній у прямому напрямку, ЕРС джерела зміщення $E_{3м}$ вибирають порядку $0,4 \dots 0,6 \text{ В}$.

При відкриванні транзистора діод закритий до моменту, поки внаслідок зменшення колекторного струму напруга на ньому не стане рівною пороговій. З моменту відкриття діода струм керування ключем замикається на колектор, що приводить до зменшення струму бази приблизно в $1 + h_{21E}$ разів. У підсумку надлишковий

заряд, який накопичується в базі транзистора, набагато менший, ніж у звичайній схемі насиченого ключа. При подачі керуючої напруги $-e_{кер}$ діод закривається і струм $i_{кер}$ практично повністю перейде в базу транзистора, тому що опір ділянки база-емітер значно менше опору ділянки кола діод-резистор R_K . Зменшення накопиченого в базі заряду приводить до того, що час затримки, обумовлений розсмоктуванням накопичених неосновних носіїв заряду, близький до нуля.

Суттєвої швидкодії можна досягти тільки при використанні діодів, які мають малий час відновлення. Якщо застосувати низькочастотні діоди, у яких великий час розсмоктування заряду, накопиченого в базі, то ефект від введення нелінійного зворотного зв'язку буде незначний. Для одержання максимальної швидкодії використовують діоди Шоттки. Вони мають малий час відновлення (не перевищує 0,1 нс), малий спад напруги (близько 0,25 В) і малий опір у відкритому стані (близько 10 Ом). При застосуванні діодів Шоттки відпадає необхідність у введенні додаткової напруги зміщення. Це обумовлено тим, що діод відкривається при більш низькій напрузі між колектором і базою, коли транзистор ще знаходиться на границі активного режиму.

В схемі рис. 7.23,б у вихідному стані $U_{кер} \leq 0$ і транзистор VT закритий. Вхідним струмом $i_{кер}$ знехтуємо, спад напруги на резисторі R'_B близький до нуля, а напруга $U_{КБ}$ закритого транзистора близька до $+E_K$.

Позитивний стрибок напруги $u_{кер}$ у вхідному колі відкриває транзистор і збільшує струм $i_{кер} = I_B$. Одночасно збільшується колекторний струм $i_K = h_{21E} i_{кер}$. Напруга на резисторі R'_B також збільшується за абсолютною величиною, а $U_{КБ}$ зменшується. Враховуючи полярність цих напруг, зворотна напруга на діоді U_D зменшується. Коли напруги на резисторі R'_B та $U_{КБ}$ стають однаковими, напруга U_D зменшується до нуля і діод відкривається. З цього моменту починає діяти зворотний зв'язок, який значною мірою змінює струморозподіл у ключі. Струм i_B обмежується на рівні, близькому до струму насичення $I_{B нас}$, хоч струм $i_{кер}$ продовжує збільшуватись. Струм i_R досягає значення, близького до $I_{K нас}$, і також обмежується на досягнутому рівні. Струм i_K продовжує збільшуватися внаслідок зростання $i_{кер}$ в колі корпус-вхід- R_B - VD -колектор VT -емітер. Але сумарна напруга $U_{КБ}$ негативна, тому перехід транзистора VT в режим насичення неможливий.

Після припинення дії позитивного імпульсу на вході схеми і в момент виникнення негативного стрибка напруги струм $i_{кер}$ змінює напрям відносно початкового, тобто стає таким, що закриває діод, і струморозподіл різко змінюється: $i_B < 0$, $i_D \leq 0$. При цьому струм колектора за час вимикання зменшується до значення

зворотного струму колектора $I_{КБ0}$ або практично до нуля (ключ розімкнутий). Резистор $R'_Б$ часто замінюють діодом з прямою напругою, більшою ніж у діода VD та незначною залежністю напруги від струму через діод. Найчастіше вибирають кремнієвий діод, якщо VD германієвий, або застосовують послідовне ввімкнення однотипних діодів.

Схеми, наведені на рис. 7.23, внаслідок своєї ефективності та простоти знаходять широке застосування на практиці. Інколи для виключення накопичення надлишкового заряду в базовій області

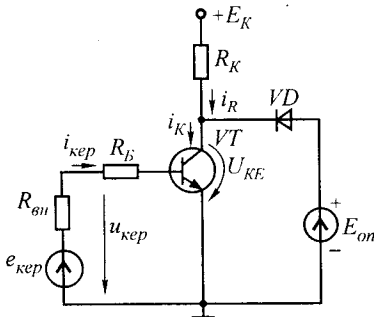


Рис. 7.24

біполярного транзистора замість напруги $U_{КБ}$ фіксують напругу $U_{КЕ}$. На рис. 7.24 показана схема ненасиченого транзисторного ключа з фіксацією колекторної напруги на рівні $E_{оп} > U_{КЕнас}$ при $E_{оп} \ll E_К$, де $E_{оп}$ — джерело опорної фіксованої напруги. Коли $u_{кп} = 0$, транзистор VT та діод VD закриті. Напруга на колекторі транзистора $U_К = +E_К$. Це є вихідний стан транзисторного ключа.

При подачі вхідного імпульсу напруги позитивної полярності струми бази $i_{кп}$ та колектора $i_К$ починають збільшуватися, а напруга $U_{КЕ}$ за абсолютною величиною зменшується. Збільшення струму колектора відбувається за рахунок джерела колекторної напруги $E_К$. В момент досягнення напругою $U_{КЕ}$ напруги опорного джерела $E_{оп}$ діод VD відкривається і напруга на колекторі фіксується. Подальше збільшення струму бази $i_{кп}$ призводить до збільшення струму колектора $i_К$, але лише за рахунок опорного джерела $E_{оп}$. Струм колектора $i_К$ при цьому може перевищити струм насичення $I_{Кнас}$, але струм через резистор $R_К$ залишається незмінним $i_Р = (E_К - E_{оп}) / R_К \leq I_{Кнас}$, тобто транзистор не насичується.

Після вимикання ключа напруга на колекторі залишається незмінною і дорівнює $+E_{оп}$ доки колекторний струм не зменшиться до величини, яка дорівнює $i_Р$, а діод VD не закриється. Це викликає затримку зміни колекторної напруги, яка може виявитися порівняною з часом розсмоктування $t_{роз}$. Тому в ключі з діодною фіксацією дуже важливо, щоб колекторний струм не перевищував струм насичення $I_{Кнас}$. Останнє накладає обмеження на амплітуду вхідних імпульсів напруги або струму. Недолік ключа з діодною фіксацією — менша амплітуда вихідної напруги $U_{вих} \approx E_К - E_{оп}$. Для усунення цього необхідно (при заданому $U_{вих}$) збільшувати напругу джерела живлення $E_К$. Схема одержала менше практичне

застосування, тому що через значний технологічний розкид параметрів транзистора величина $E_{\text{оп}}$ повинна вибиратися з достатнім запасом, що веде до великої залишкової напруги на замкненому (відкритому) ключі.

Приклад 7.11. Розрахувати параметри транзисторного ключа рис 7.17,а за таких умов: $E_K = 27 \text{ В}$; $R_K = 10 \text{ Ом}$; $U_{\text{кер}} = \pm 4,8 \text{ В}$. Транзистор КТ908А: $h_{21E} = 20$; $\tau_B = 0,32 \cdot 10^{-6} \text{ с}$; $U_{BE} = 0,6 \text{ В}$; $R_{\text{нас}} = 0,1 \text{ Ом}$; $r_B = 1,5 \text{ Ом}$; $C_K = 500 \text{ нФ}$; $I_{KB0} = 0,1 \text{ мА}$; $I_{K \text{ зап}} = 25 \text{ мА}$ ($R_{BE} = 10 \text{ Ом}$).

Розв'язання. 1. Знаходимо параметри вхідного кола транзистора, які забезпечують ввімкнений стан транзистора

$$I_{B \text{ нас}} = (I_{K \text{ нас}}/h_{21E})K_{\text{нас}} = (2,7/20) \cdot 1,5 \approx 0,2 \text{ А}.$$

Струм колектора $I_{K \text{ нас}} = E_K/R_K = 27/10 = 2,7 \text{ А}$.

Опір базового резистора, який забезпечує відкривання транзистора,

$$R_B = \frac{U_{\text{кер нас}} - U_{BE}}{I_{B \text{ нас}}} = \frac{4,8 - (0,6 + 0,2 \cdot 1,5)}{0,2} = 19,5 \text{ Ом},$$

де $U_{BE} = U_{0BE} + I_{B \text{ нас}}r_B$.

2. Знаходимо параметри вхідного кола, які забезпечують режим вимикання. Згідно з (7.39)

$$R_B < U_{\text{кер}}/I_{KB0} = 4,8/0,1 \cdot 10^{-3} = 48 \text{ кОм}.$$

Остаточно вибираємо $R_B = 18 \text{ Ом}$.

Тоді

$$I_B = (4,8 - 0,6 - 0,2 \cdot 1,5)/18 = 0,216 \text{ А}.$$

3. Знаходимо час затримки вмикання транзистора. Згідно з (7.44)

$$t_{\text{зат}} = \tau_c \ln \frac{U_{\text{кер нас}} - U_{BE \text{ зап}}}{U_{\text{кер нас}} - U_{BE \text{ пор}}};$$

$$U_{BE \text{ зап}} = U_{\text{зап}} - R_B I_{KB0} = 4,8 - 18 \cdot 0,1 \cdot 10^{-3} \approx 4,8 \text{ В}.$$

Як порогову приймаємо напругу U_{BE} , яка відповідає режиму пасивного вимикання при $R_{BE} = 10 \text{ Ом}$,

$$U_{BE \text{ пор}} = \frac{I_{K \text{ зап}}}{h_{21E}} R_{BE} = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{20} \cdot 10 = 0,0125 \text{ В}.$$

Вважаючи $C_E = C_K$, знаходимо

$$\tau_c = 2C_K R_B = 2 \cdot 500 \cdot 10^{-12} \cdot 18 = 1,8 \cdot 10^{-8} \text{ с}.$$

Тоді

$$t_{\text{зат}} = 1,8 \cdot 10^{-8} \ln \frac{4,8 - (-4,8)}{4,8 - 0,0125} \approx 1,24 \cdot 10^{-8} \text{ с}.$$

4. Тривалість фронту вмикання транзистора згідно з (7.47) дорівнює

$$t_{\phi} = \tau'_B \ln \frac{I_B}{I_{B \text{ нас}} - I_{K \text{ нас}} / h_{21E}}$$

Якщо врахувати, що $\tau'_B = 0,32 \cdot 10^{-6} + 20 \cdot 500 \cdot 10^{-12} \cdot 10 \approx 0,42 \cdot 10^{-6} \text{ с}$,

$$\text{то } t_{\phi} = 0,42 \cdot 10^{-6} \ln \frac{0,216}{0,216 - 2,7/20} = 0,41 \cdot 10^{-6} \text{ с}.$$

5. Максимальна тривалість інтервалу накопичення згідно з (7.49) за умови $t_{\text{нас}} = 3\tau'_B$ дорівнює $t_{\text{нас}} = 3 \cdot 0,42 \cdot 10^{-6} = 1,26 \cdot 10^{-6} \text{ с}$.

6. Час розсмоктування транзистора згідно з (7.50)

$$t_{\text{роз}} = \tau_{\text{нас}} \ln \frac{\Delta I_B}{I_{K \text{ нас}} / h_{21E} - I_{B \text{ зап}}};$$

$$\Delta I_B = I_{B \text{ нас}} - I_{B \text{ зап}};$$

$$I_{B \text{ зап}} = \frac{U_{\text{кер зап}} - (U_{0BE} + r_B I_{B \text{ зап}})}{R_B},$$

де $I_{B \text{ зап}}$ — базовий струм транзистора на інтервалі розсмоктування. Розв'язуючи останні вирази відносно $I_{B \text{ зап}}$, одержуємо

$$I_{B \text{ зап}} = (U_{\text{кер зап}} - U_{0BE}) / (R_B + r_B) =$$

$$= (-4,8 - 0,6) / (18 + 1,5) = 0,215 \text{ А}.$$

7. Час спаду колекторного струму згідно з (7.52)

$$t_{\text{сп}} = \tau'_B \ln \frac{I_{K \text{ нас}} / h_{21E} - I_{B \text{ зап}}}{-I_{B \text{ зап}}} = 0,42 \cdot 10^{-6} \ln \frac{2,7/20 - (-0,215)}{-(-0,215)} = 0,2 \cdot 10^{-6} \text{ с}.$$

8. Вважаючи $t_{\text{вст}} = t_{\text{нас}}$, визначаємо мінімальне значення максимальної частоти комутації

$$f_{\text{ком}} = \frac{1}{2(t_{\text{зат}} + t_{\phi} + t_{\text{нас}})} = \frac{1}{2(1,24 \cdot 10^{-9} + 0,41 \cdot 10^{-6} + 1,26 \cdot 10^{-6})} = 594 \text{ кГц}.$$

Приклад 7.12. Визначити тривалість стадій перемикання транзисторного ключа (рис. 7.17,а), якщо $E_K = 5 \text{ В}$, $R_K = 1 \text{ кОм}$; $R_B = 2 \text{ кОм}$; $|U_{\text{кер}}| = 1 \text{ В}$; $\tau_B = 100 \text{ нс}$; $h_{21E} = 50$; $C_K = 5 \text{ нФ}$; $C_E = 5 \text{ нФ}$; $U_{BE \text{ пор}} = 0$.

Розв'язання. 1. Час затримки вмикання транзистора при $U_{BE \text{ пор}} = 0$

$$t_{\text{зат}} = 2,3\tau_c \lg \frac{2U_{\text{кер}}}{U_{\text{кер}} - U_{BE \text{ пор}}} = 0,7\tau_c = 0,7(C_K + C_E)R_B =$$

$$= 0,7 \cdot 10 \cdot 10^{-12} \cdot 2 \cdot 10^3 = 14 \text{ нс}.$$

2. Для визначення тривалості фронту вмикання знаходимо еквівалентну сталу транзистора

$$\tau'_B = \tau_B + R_K C_K h_{21E} = 100 \cdot 10^{-9} + 1 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^{-12} \cdot 50 = 355 \text{ нс}$$

і коефіцієнт насичення

$$K_{\text{нас}} = \frac{I_B h_{21E}}{I_{K \text{нас}}} ; I_{K \text{нас}} = E_K / R_K = \frac{5}{1 \cdot 10^{-3}} = 5 \text{ мА} ;$$

$$I_B = \frac{|U_{\text{кер}}|}{R_B} = 1 / (20 \cdot 10^3) = 0,5 \text{ мА} ;$$

$$K_{\text{нас}} = (0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 50) / (5 \cdot 10^{-3}) = 5 .$$

Тривалість фронту згідно з (7.47)

$$t_\Phi = 2,3 \tau'_B \lg \frac{K_{\text{нас}}}{K_{\text{нас}} - 1} .$$

Якщо $K_{\text{нас}} \gg 1$ ($h_{21E} I_B \gg I_{K \text{нас}}$), то можна вважати, що до рівня $I_{K \text{нас}}$ фронт імпульсу струму i_K наростає лінійно і тоді

$$t'_\Phi = \tau'_B / K_{\text{нас}} = (355 \cdot 10^{-9}) / 5 = 71 \text{ нс} .$$

3. Загальний час вмикання транзистора

$$t_{\text{вм}} = t_{\text{зат}} + t'_\Phi = 14 \cdot 10^{-9} + 71 \cdot 10^{-9} = 85 \text{ нс} .$$

4. Тривалість розсмоктування згідно з виразом (7.50)

$$\begin{aligned} t_{\text{роз}} &= 2,3 \tau'_B \lg \frac{h_{21E} (I_B^+ + I_B^-)}{h_{21E} I_B^- + I_{K \text{нас}}} = \\ &= 2,3 \cdot 355 \cdot 10^{-9} \lg \frac{50(0,5 \cdot 10^{-3} + 0,5 \cdot 10^{-3})}{50 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} + 5 \cdot 10^{-3}} \approx 180 \text{ нс} . \end{aligned}$$

5. Тривалість спаду колекторного струму згідно з (7.52)

$$\begin{aligned} t_{\text{сп}} &= 2,3 \tau'_B \lg \frac{I_{K \text{нас}} + h_{21E} I_B^-}{h_{21E} I_B^-} = \\ &= 2,3 \cdot 355 \cdot 10^{-9} \lg \frac{5 \cdot 10^{-3} + 50 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3}}{50 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3}} \approx 49 \text{ нс} . \end{aligned}$$

6. Загальний час вимикання транзистора

$$t_{\text{вим}} = t_{\text{роз}} + t_{\text{зат}} = 180 \cdot 10^{-9} + 49 \cdot 10^{-9} = 229 \text{ нс} .$$

Приклад 7.13. Для умов прикладу 7.11 розрахувати часи перемикання транзистора при використанні схеми керування рис. 7.22,а та $R_B = R'_B$.

Р о з в' я з а н н я. 1. Будемо вважати, що частота комутації транзистора набагато менша граничної і за час вимкненого стану транзистора конденсатор C_B встигає розрядитися через резистор R_B .

2. За умови $R_B = R'_B = 18/2 = 9 \text{ Ом}$, приймаємо $R_B = R'_B = 9,1 \text{ Ом}$.

3. Відповідно до зроблених припущень визначимо базовий струм при вмиканні, припускаючи, що U_{C_B} на інтервалі t_Φ дорівнює 0. Тоді

$$I'_{B \text{ нас}} = (U_{\text{кер}} - U_{0BE}) / (R_B + r_B) = (4,8 - 0,6) / (9,1 + 1,5) = 0,4 \text{ А}.$$

4. Тривалість фронту вмикання

$$t_\Phi = \tau'_B \ln \left[I'_{B \text{ нас}} / (I'_{B \text{ нас}} - I_{K \text{ нас}} / h_{21E}) \right] = \\ = 0,42 \cdot 10^{-6} \ln [0,4 / (0,4 - 2,7/20)] = 0,17 \cdot 10^{-6} \text{ с}.$$

5. На інтервалі вимкненого стану конденсатор C_B зарядиться до напруги

$$U_{C_B} = I_{B \text{ нас}} R'_B = 0,216 \cdot 9,1 = 1,96 \text{ В}.$$

6. Вважаючи, що за час $t = t_{\text{роз}} + t_{\text{сп}}$ напруга U_{C_B} залишається незмінною, визначимо

$$I'_B = \frac{U_{\text{кер зап}} - U_{0BE} + U_{C_B}}{R_B + r_B} = \frac{-4,8 - 0,6 - 1,96}{9,1 + 1,5} = -0,69 \text{ А};$$

$$t_{\text{роз}} = \tau_{\text{нак}} \ln \frac{\Delta I_B}{I_{K \text{ нас}} / h_{21E} - I_{B \text{ зап}}} = \\ = 0,42 \cdot 10^{-6} \ln \frac{0,216 - (-0,69)}{2,7/20 - (-0,69)} = 0,039 \cdot 10^{-6} \text{ с};$$

$$t_{\text{сп}} = \tau'_B \ln \frac{I_{K \text{ нас}} / h_{21E} - I_{B \text{ зап}}}{-I_{B \text{ зап}}} = \\ = 0,42 \cdot 10^{-6} \ln \frac{2,7/20 - (-0,69)}{0,69} = 0,057 \cdot 10^{-6} \text{ с}.$$

Порівнюючи результати розрахунку із значеннями з прикладу 7.11, можна стверджувати, що застосування конденсатора C_B дозволило більше ніж у 2 рази зменшити часи t_Φ , $t_{\text{роз}}$ і $t_{\text{сп}}$.

7. З урахуванням зроблених припущень, стали часу кола $R'_B C_B$ вибираємо такою, що дорівнює $\tau = 2 \cdot 10^{-6} \text{ с}$. Тоді $C_B = \tau / R'_B = 2 \cdot 10^{-6} / 9,1 = 0,22 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 0,22 \text{ мкФ}$.

Приклад 7.14. Розрахувати транзисторний ключ при таких вихідних даних: амплітуда вихідного імпульсу $U_m = 20 \text{ В}$, тривалість фронту імпульсу $t_\Phi = 0,5 \text{ мкс}$, діапазон температур навколишнього середовища $20 \dots 50^\circ \text{С}$.

Розв'язання. 1. Вибираємо ключ з форсуючим конденсатором (див. рис. 7.17,а), тому що потрібна тривалість фронту імпульсу порівняно мала. $R_B = 0$.

2. Напряга джерела живлення

$$E_K = (1,1 \dots 1,2)U_m = 1,1 \cdot 20 = 22 \text{ В}.$$

3. Вибираємо транзистор за умови

$$f_\alpha \geq \frac{1}{2\pi t_\Phi} = \frac{1}{6,28 \cdot 0,5 \cdot 10^{-6}} \approx 318 \text{ кГц};$$

$$U_{KE \text{ доп}} \geq E_K = 22 \text{ В}.$$

Згідно з цими даними вибираємо транзистор КТ315Г з параметрами: $h_{21E} = 50 \dots 350$, $U_{KE \text{ доп}} = 35 \text{ В}$, $f_\alpha = 250 \text{ МГц}$, $I_{КБ0} = 15 \text{ мкА}$, $I_{К \text{ доп}} = 100 \text{ мА}$.

4. Вибираємо струм колектора насичення транзистора $I_{Кнас}$. При великому $I_{Кнас}$ опір резистора R_K одержуємо малим і поліпшується температурна стабільність ключа, а також згідно з рівнянням (7.48) підвищується швидкодія. Проте в області великих струмів зменшується h_{21E} . Тому у тих випадках, коли це можливо, доцільно вибирати $I_{Кнас}$ в області достатньо великих h_{21E} . В усіх випадках повинна виконуватися нерівність $I_{Кнас} < I_{Кдоп}$. Приймаємо $I_{Кнас} = 30 \text{ мА}$. При цьому $h_{21E} = 100$.

5. Визначаємо опір резистора в колекторному колі

$$R_K = \frac{E_K}{I_{Кнас}} = \frac{22}{30 \cdot 10^{-3}} = 733 \text{ Ом}.$$

Приймаємо $R_K = 1 \text{ кОм}$.

6. Опір у базовому колі згідно з (7.39)

$$R_B < U_m / I_{КБ0} = 20 / (15 \cdot 10^{-6}) = 1,33 \text{ МОм}.$$

Приймаємо $R_B = 68 \text{ кОм}$.

7. Ємність форсуючого конденсатора

$$C = \frac{\tau_{h_{21E}}}{R_B} = \frac{h_{21E}}{2\pi f_\alpha R_B} = \frac{100}{6,28 \cdot 250 \cdot 10^6 \cdot 68 \cdot 10^3} = 0,94 \text{ нФ}.$$

Приймаємо $C = 1 \text{ нФ}$.

7.3.3. Ключі на польових транзисторах

Заміна в схемах комутації, наведених на рис. 7.16,а, біполярного транзистора на польовий якісно не змінює статичні передавальні характеристики пристрою. Вони мають вигляд кусково-лінійних функцій, кути нахилу яких визначаються виразами (7.26)—(7.29). Проте специфіка властивостей польового транзистора дещо видозмінює ці характеристики.

При розгляді властивостей польового транзистора ми вже відзначали, що керування електричним полем дозволяє практично звести до нуля потужність, яка споживається для підтримки стаціонарних відкритого і закритого станів. Тому теоретично в усталеному режимі коефіцієнт передачі польового транзистора за струмом і потужністю наближаються до нескінченності. З фізичних процесів в польовому транзисторі впливає, що він зберігає свої характеристики і при зміні полярності напруги, яка прикладена між стоком і витоком. Тому, як і в ключах на напівпровідникових діодах, вхідна напруга схем комутації на польових транзисторах $e_{вх}$ може змінювати свою полярність, тобто статичні передавальні характеристики лежать у двох квадрантах. Через те, що струм польового транзистора визначається тільки рухом основних для напівпровідника носіїв заряду, то при його перемиканні принципово відсутні процеси, пов'язані зі зміною об'ємного заряду неосновних носіїв. Це обумовлює перехідні процеси в польовому транзисторі тільки процесом перезаряду відповідних ємностей.

Наведені вище особливості визначають все ширше застосування польових транзисторів у різних електронних пристроях. Проте в схемах комутації ці безперечні переваги можуть бути реалізовані тільки з урахуванням специфічних властивостей польових транзисторів:

1. Польовий транзистор має гірші ключові властивості у порівнянні з біполярним. Практично це виявляється у більших рівнях залишкової напруги та вихідного опору у ввімкненому стані.

2. Вихідна ВАХ польового транзистора на початковій ділянці якісно відрізняється від аналогічної характеристики біполярного транзистора залежністю похідної $di_c/di_{св}$ від керуючої напруги $u_{зв}$. Внаслідок цього залишкова напруга на ввімкненому польовому транзисторі сильно залежить від значення керуючої напруги. Для біполярного транзистора, який знаходиться в режимі насичення, така залежність повністю відсутня. Ослабити цей недолік можна зменшенням робочого струму стоку, тобто збільшенням опору навантаження.

3. Необхідність збільшення опору навантаження при послідовному вмиканні декількох ключів, характерним для цифрових схем, збільшує сталу часу перезаряду ємності $\tau_n = R_n C_n$ і, отже, знижує

швидкодію ключів на польових транзисторах. Пояснюється це тим, що вхідне коло польового транзистора має ємнісний характер ($C_{вх}$). Тому зменшення ємності навантаження ($C_{н} \approx C_{вх}$) для обраного типу транзистора неможливе.

При збільшенні частоти комутації значно зростає вхідний струм польового транзистора, що обумовлено необхідністю перезаряду його вхідної ємності. Таким чином, коефіцієнт підсилення за потужністю із зростанням частоти зменшується.

Отже, повністю реалізувати переваги схеми комутації, виконаної на польових транзисторах, можна тільки при відносно низьких частотах перемикавання та використанні спеціальних схемотехнічних рішень, які дозволяють збільшити швидкість перезаряду $C_{вх}$.

Коли раніше ми розглядали ВАХ польових транзисторів, то відзначали, що при малих напругах $u_{СВ}$ його вихідні характеристики практично лінійні, причому їх нахил пропорційний керуючій напрузі ($u_{ЗВ}$). При зміні напруги на стоку в деяких межах ця лінійність не порушується. Ця особливість дозволяє використовувати польовий транзистор як в схемах комутації при вхідній напрузі $e_{вх}$, змінюваної полярності, так і в схемах аналогових керування подільників напруги, що працюють в колах постійного або змінного струмів.

Для польових транзисторів з керуючим p - n -переходом максимальний переріз струмопровідного каналу при зміні полярності напруги стік-витік залишається за умови відсутності прямого струму p - n -переходу. Для кремнієвого транзистора можна вважати, що ця умова виконується, якщо p - n -перехід між затвором і стоком зміщений у прямому напрямі не більше ніж на $0,5 \dots 0,5$ В ($U_{ЗС} < 0,4 \dots 0,5$ В) або $|U_{СВ\text{інв}}| \leq |U_{ЗВ}| + 0,4 \dots 0,5$ В.

Для МОН-транзисторів цей діапазон може бути збільшений за умови, якщо на підкладинку відносно витоку подати запірну напругу (рис. 7.25, а). В цьому випадку $|U_{СВ\text{інв}}| \leq |U_{зап}| + 0,4 \dots 0,5$ В. Схема заміщення польового транзистора з додатковим джерелом зміщення наведена на рис. 7.25, б.

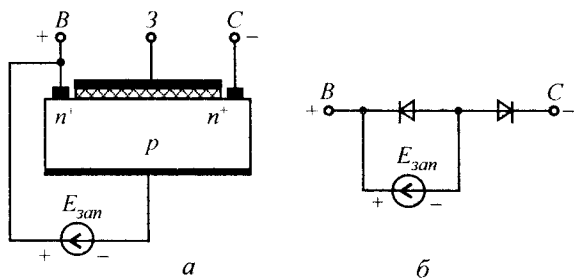


Рис. 7.25

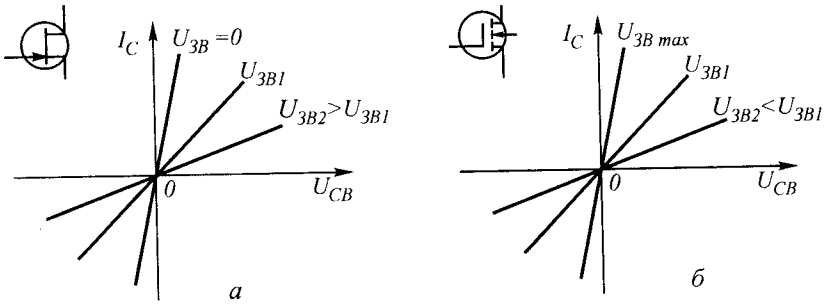


Рис. 7.26

Початкові ділянки вихідних характеристик польових транзисторів з керуючим $p-n$ -переходом і з ізолюваним затвором наведені відповідно на рис. 7.26, а, б.

Відповідно до приведених характеристик для польових транзисторів з керуючим $p-n$ -переходом R_{\min} відповідає $U_{3B} = 0$ (рис. 7.26, а), а для польових транзисторів з ізолюваним затвором R_{\min} відповідає $U_{3B \max}$ (рис. 7.26, б).

Польовий транзистор так само, як і біполярний, може бути використаний як електронний ключ для комутації кіл різного призначення. При цьому на практиці польові транзистори з керуючим $p-n$ -переходом застосовуються як ключ аналогових сигналів, тобто для комутації сигналів в аналогових електронних пристроях.

Ключі, виконані на польових транзисторах з ізолюваним затвором, знайшли застосування в імпульсних і цифрових пристроях. Загальним для електронних ключів, виконаних на будь-яких типах польових транзисторів, є використання у замкненому стані початкової ділянки вихідної характеристики, тобто робота транзистора у ненасиченому режимі.

На рис. 7.27 наведена схема ключа, виконаного на польовому транзисторі з керуючим $p-n$ -переходом і каналом n -типу. Залежно від місця ввімкнення навантаження вона реалізує або послідовну ($R_C = R_H$), або паралельну (R_H підключений паралельно ви-

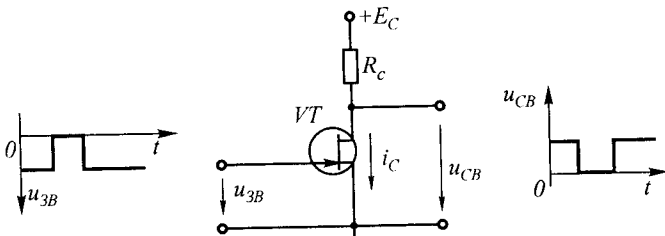


Рис. 7.27

водам стік-витік транзистора) схеми комутації. Відповідно до цього змінюються і її статичні передавальні характеристики.

Особливістю цього ключа є інвертування керуючого сигналу при одночасній зміні його полярності

$$u_{вх} = u_{зв} < 0 \rightarrow u_{вих} = u_{св} > 0 .$$

Інерційність ключа цього типу визначається процесами перезаряду вхідної (ємність $C_{зв}$) та вихідної (ємність $C_{св}$ плюс ємність навантаження $C_{н}$) ємностей. Зменшення часу фронту та зрізу тому пов'язане із збільшенням струму перезаряду цих ємностей.

Відмінність полярностей керуючої та вхідної напруг суттєво ускладнює схемотехніку пристроїв, які потребують послідовного з'єднання декількох ключів. Аналогічні проблеми виникають і при використанні МОН-транзисторів з вбудованим каналом. Тому польові транзистори з керуючим $p-n$ -переходом і з вбудованим каналом у схемах комутації практично не використовуються.

Від вказаного недоліку вільні ключі, які використовують МОН-транзистори з наведеним каналом. Полярності вхідної ($U_{зв}$) та вихідної ($U_{св}$) напруг для транзисторів цього типу збігаються. Це не створює труднощів при безпосередньому послідовному з'єднанні декількох ключів.

На рис. 7.28 наведена схема ключа на МОН-транзисторі з наведеним каналом і резистивним навантаженням (схема паралельної комутації). Припустимо, що в початковому стані напруга на затворі транзистора дорівнює нулю. Транзистор закритий і ємність навантаження $C_{н}$ заряджена до $U_{сн} \approx E_{с}$. В момент t_0 (рис. 7.29,а) на вході транзистора формується позитивний стрибок напруги з амплітудою, яка дорівнює $U_{зв1} > U_{зв\text{пор}}$. Для ідеального джерела вхідного сигналу ($R_{вн} = 0$) можна вважати, що в момент t_0 вхідна ємність транзистора практично миттєво зарядиться до $U_{зв1}$. Це відповідає тому, що на вихідній характеристиці робоча точка миттєво переміститься з точки 1 у точку 2 (рис. 7.29,б). Транзистор опиниться в режимі насичення і струм стоку стрибкопо-

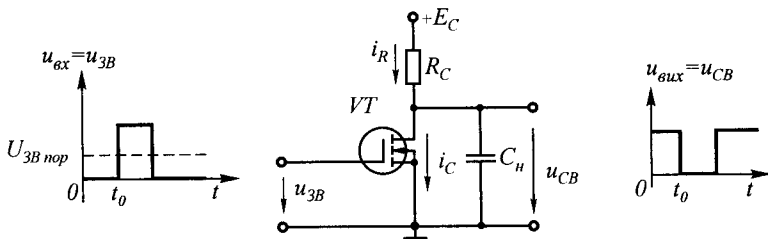


Рис. 7.28

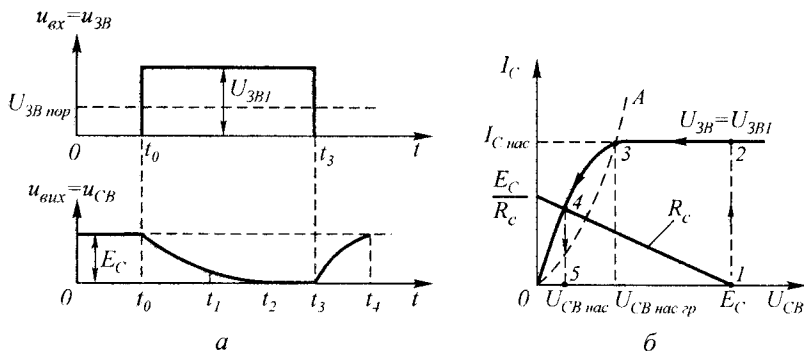


Рис. 7.29

дібно приймає значення $I_C = I_{Cнас}$, що відповідає заданому U_{3B1} . При цьому стрибкоподібно змінюється також струм i_c вихідного конденсатора C_H , причому $i_{c_0} \approx I_{Cнас}$.

Відповідно до другого закону комутації напруга конденсатора не може змінитися стрибком. Тому $U_c(t_0) = E_C$ і далі починається процес розряду конденсатора C_H струмом $I_{Cнас}$. При цьому, згідно з першим законом Кірхгофа, виконується умова $i_c = I_{Cнас} - i_R$. На вихідній характеристиці транзистора (рис. 7.29, б) цей процес відповідає переміщенню робочої точки транзистора з точки 2 в точку 3. Точка 3 відповідає виходу транзистора з режиму насичення, який відповідає моменту, при якому $u_c = U_{CBнасгр} = U_{3B1} - U_{3Bпор}$.

Подальший рух робочої точки на вихідній характеристиці транзистора до стаціонарного ввімкненого стану (точка 4) відбувається при струмі стоку транзистора, який зменшується. В точці 4 струм перезаряду конденсатора стає рівним нулю і процес вмикання транзистора закінчується. Таким чином, інтервал $t_{4-3} = t_2 - t_1$ відповідає роботі польового транзистора в режимі керованого опору і характеризується різким зменшенням струму перезаряду ємності C_H . Тому, як правило, слухна нерівність $t_{4-3} > t_{3-2}$.

Щоб у стаціонарно ввімкненому стані $U_{вих} = U_{CBнас}$ була близькою до нуля, необхідне виконання умови $R_C \gg R_{CB}$, де R_{CB} — вихідний опір транзистора, який відповідає заданій напрузі U_{3B1} . Цей стан триватиме до моменту t_3 , коли на вході транзистора буде сформований негативний перепад з нульовою тривалістю фронту.

Вважаючи, як і раніше, внутрішній опір джерела сигналу рівним нулю, будемо вважати, що вхідна ємність (ємність затвору) транзистора перезаряджається миттєво та струм стоку транзистора стрибком зменшується до нуля. До моменту $t = t_3$ напруга на вихідному конденсаторі дорівнює $U_{CBнас}$ і не може змінитися стрибком. Швидкість зміни вихідної напруги на C_H , а, отже, швидкість зміни вихідної напруги після моменту t_3 будуть повністю визначатися сталою часу $R_C C_H$.

Таким чином, швидкодія ключа на МОН-транзисторі з активним навантаженням багато в чому визначається не параметрами транзистора, а параметрами зовнішнього кола.

Збільшення швидкості такого ключа при заданих параметрах навантаження (C_H) може бути досягнуте збільшенням керуючої напруги або зменшенням опору R_C в колі стоку. Проте збільшення $U_{ЗВ}$ обмежене величиною E_C . Зменшення опору R_C веде, по-перше, до збільшення спаду напруги на відкритому транзисторі і, по-друге, до збільшення потужності, розсіюваної транзистором, що часто буває неприпустимим.

Частково усунути вказані недоліки ключа з активним навантаженням можна при заміні резистора додатковим МОН-транзистором, виконуючим роль нелінійного опору (рис. 7.30). Для транзистора $VT2$ можна записати $U_{ЗВ2} = U_{СВ2}$. Тому $U_{ЗС2} = 0 < U_{ЗВ2\text{ пор}}$ у всіх режимах роботи, тобто при будь-яких $U_{СВ2} = E_C - U_{\text{вих}}$, $VT2$ знаходиться у насиченому режимі, працюючи як генератор струму. Струм стоку $VT2$ пропорційний напрузі $U_{СВ2}$. Згідно з другим законом Кірхгофа $U_{ЗВ} - U_{ЗС} = U_{СВ}$ (рис. 7.31). Крива, яка характеризує межу насичення, відповідає умові $U_{ЗВ} - U_{ЗВ\text{ пор}} = U_{СВ\text{ нас}}$, тобто для межі насичення маємо $U_{ЗС} = U_{ЗВ\text{ пор}}$. В той же час ми умовились, що для транзистора $VT2$ $U_{ЗС} = 0$. Тому його робоча точка при зміні напруги $U_{ЗВ}$ буде зміщуватись по траєкторії, розташованій праворуч відносно межі насичення (крива OA) на величину $U_{ЗВ\text{ пор}}$ (крива OA'). Таким чином, залежність $I_{C2} = f(U_{СВ2})$ повторює вигляд залежності для межі насичення та, отже, має явно нелінійний характер. Причому, чим вища напруга $U_{СВ2}$, тим менший

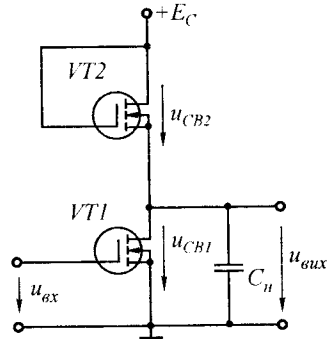


Рис. 7.30

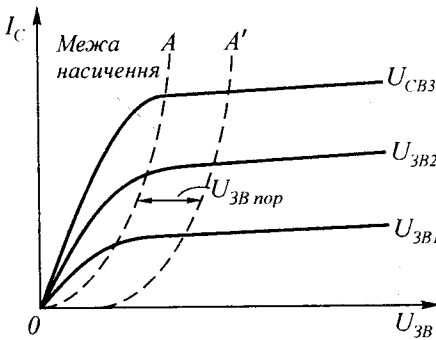
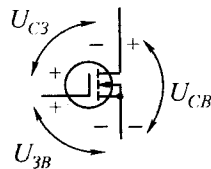


Рис. 7.31



еквівалентний опір транзистора $VT2$, що виконує роль баластного елементу в колі стоку ключа на транзисторі $VT1$.

При розгляді перехідних процесів у схемі будемо вважати, що до моменту $t = t_0$ $u_{вх} < U_{ЗВ\ пор}$ транзистор $VT1$ закритий (рис. 7.32). Напруга на виході $u_{вих} = E_C - U_{ЗВ\ пор2}$ (вважаємо, що транзистор ідеальний і при $U_{СВ2} = U_{ЗВ\ пор2}$ струм стоку $i_{C2} = 0$, тобто вихідна ємність не може зарядитися вище напруги $(E_C - U_{ЗВ\ пор2})$). В момент $t = t_0$ до входу ключа підключається керуюча напруга

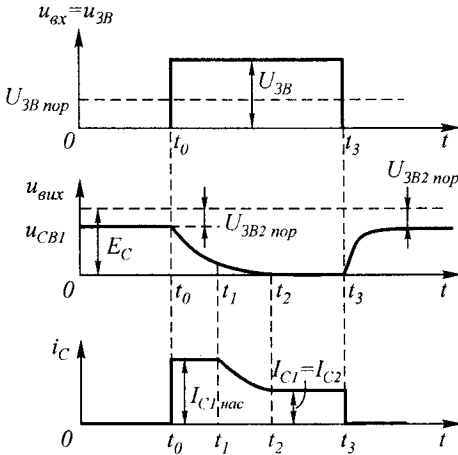


Рис. 7.32

$u_{вх} > U_{ЗВ\ пор}$. Якщо внутрішній опір вхідного джерела сигналу дорівнює нулю, вхідна ємність транзистора $VT1$ миттєво перезаряджається і він попадає в режим насичення. В той же час, відповідно до другого закону комутації напруга на C_H , яка дорівнює $E_C - U_{ЗВ\ пор2}$, не може змінитися миттєво і спад напруги $U_{СВ1}$ буде визначатися швидкістю перезаряду C_H . Оскільки $U_{ЗВ2}$ мала, то $i_{C2} \ll i_{C1}$ і струм розряду C_H практично сталий. Таким чином, процес, який відбувається, повністю

аналогічний раніше розглянутому процесу в ключі з активним навантаженням. Відмінність полягає лише в тому, що в міру розряду C_H струм транзистора $VT2$ зростає трохи скоріше, ніж струм i_{R_C} в схемі з резистором R_C . Останнє може дещо затягувати процес зменшення напруги на виході. Згідно із сказаним, процес зменшення $u_{вих}$ спочатку лінійний ($VT1$ працює в режимі насичення), а потім, після виходу на частину вихідної характеристики, що відповідає режиму керованого опору, струм i_{C1} повільно зменшується до тих пір, поки не настає рівновага струмів $VT1$ і $VT2$, тобто $I_{C1} = I_{C2}$. На цьому процес включення закінчується.

В момент t_3 вхідна напруга стрибком зменшується до величини $U_{ЗВ} < U_{ЗВ\ пор}$. Оскільки $R_{вн}$ джерела керуючого сигналу дорівнює нулю, то вхідна ємність миттєво розряджається і струм i_{C1} стрибком зменшується до нуля. Далі починається процес заряду C_H . Цей процес іде суттєво скоріше, ніж у схемі з резистором R_C , тому що первісно $U_{СВ2} \approx E_C$ і початковий струм заряду C_H значно більший, ніж у схемі з резистором R_C .

Таким чином, застосування замість баластного резистора R_C навантажувального МОН-транзистора дозволяє значно підвищи-

ти швидкодію ключа на МОН-транзисторі. Слід відзначити, що таке рішення є більш технологічним і спрощує виготовлення транзисторних ключів, бо технологічно простіше виконати два однакових МОН-транзистори, ніж транзистор і високоомний (десятки і сотні кілоом) резистор.

Недоліком транзисторних ключів на МОН-транзисторах є той факт, що у ввімкненому стані транзистора через ключ тече постійний струм, пропорційний опору навантаження в колі стоку транзистора. В той же час при послідовному вмиканні декількох ключів цей струм не є принципово необхідним, тому що вхідний струм польового транзистора практично дорівнює нулю. Тому для перемикання МОН-транзистора достатньо лише перезарядити його вхідну ємність. Внаслідок цього постійна складова струму, який тече через ввімкнений транзистор, є некорисною та лише призводить до перегріву транзисторного ключа. Бажання зменшити потужність, що розсіюється транзистором, і яка обумовлена наявністю постійної складової струму, що тече через нього, приводить до необхідності збільшення опору еквівалентного навантаження в стоковому колі МОН-транзистора, що знижує його швидкодію.

Від цього недоліку вільний ключ, виконаний на комплементарних МОН-транзисторах, тобто на транзисторах з каналами протилежного типу провідності (рис. 7.33). В цьому ключі затвори обох МОН-транзисторів з'єднані між собою і утворюють вхідний вивід. Стоки, об'єднані разом, утворюють вихідний вивід, а витoki спільно з підкладками підключені відповідно до джерела $+E_C$ та спільної шини.

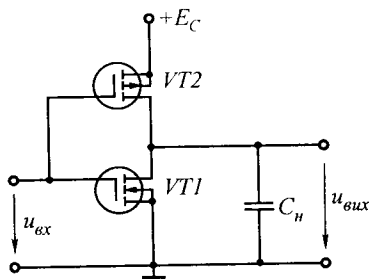


Рис. 7.33

Наведена схема реалізує структуру послідовно-паралельної схеми комутації. Її статична передавальна характеристика також має вигляд кусково-лінійної функції, кут нахилу якої може бути розрахований з використанням виразів (7.27) і (7.29). При цьому треба враховувати, що $R_{вн}$ складається з власного внутрішнього опору джерела вхідного сигналу та опору транзистора $VT2$. Останній залежно від керуючої напруги $u_{вх}$ може мати два значення $R_{VT2} = R_{нас} \rightarrow 0$, якщо $VT2$ ввімкнений, та $R_{VT2} = R_3 \rightarrow \infty$, якщо $VT2$ вимкнений.

Особливістю цього ключа є той факт, що, якщо напруга джерела живлення E_C вибрана з умови

$$E_C \leq |U_{3В\text{пор}1}| + |U_{3В\text{пор}2}|, \quad (7.61)$$

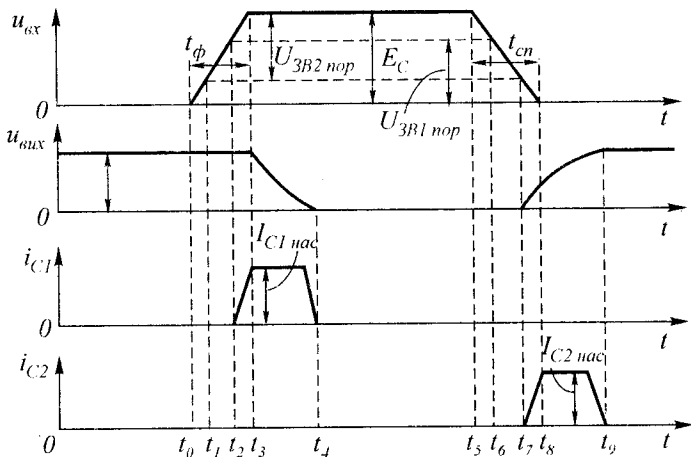


Рис. 7.34

то, як в усталеному, так і в перехідному режимах, відсутні моменти, коли одночасно протікають струми стоку обох транзисторів.

Припустимо, що до моменту $t = t_0$ керуючий вхідний сигнал відсутній, тобто $u_{вх} = 0$ (рис. 7.34). При цьому відносно витоку $VT2$ на його затворі присутня напруга

$$|U_{ЗВ2}| = |E_C| > |U_{ЗВ пор2}|$$

внаслідок чого $VT2$ ввімкнений, C_n заряджений до E_C . В зв'язку з тим, що навантаження, як видно з рис. 7.33, має суто ємнісний характер, $i_{C2} = 0$. Транзистор $VT1$ при цьому надійно вимкнений, тому що $U_{ЗВ1} = 0 < U_{ЗВ пор1}$.

В момент $t = t_0$ на вхід ключа подається позитивний перепад з амплітудою E_C та тривалістю фронту імпульсу t_ϕ . Нехтуючи процесами перезаряду вхідних ємностей транзисторів, будемо вважати, що напруга на затворах $VT1$ та $VT2$ повторюватиме форму $u_{вх}$. Тоді в момент $t = t_1$ $|U_{ЗВ2}| = |U_{ЗВ пор2}|$ і транзистор $VT2$ вимикається. Оскільки струми в колі навантаження відсутні, вихідна напруга залишається на рівні $U_{вих} = E_C$.

На інтервалі $t_1 - t_2$

$$|U_{ЗВ2}| < |U_{ЗВ пор2}|; \quad U_{ЗВ1} < U_{ЗВ пор1} \quad (7.62)$$

і тому обидва транзистори вимкнені. Напруга на C_n не змінюється.

В момент $t = t_2$ $U_{ЗВ1} = U_{ЗВ пор1}$ і подальше збільшення приводить до вмикання транзистора $VT1$. Транзистор потрапляє в область насичення ($I_{C1 нас}$) і починається розряд C_n . За своїм меха-

нізмом він подібний до процесів у вище розглянутих ключах, за винятком того, що заряд конденсатора повністю здійснюється через $VT1$, тому що $VT2$ вимкнений. Тому процес розряду C_H йде скоріше, ніж у розглянутих раніше схемах. Слід відзначити, що на інтервалі $t_0 - t_4$ схема не споживає енергії від джерела живлення.

В момент t_4 $u_{\text{вих}} = U_{\text{СВІ}} \approx 0$ і $i_{\text{С1}} = 0$. Далі, до моменту t_5 , оскільки $VT2$ надійно вимкнений, схема також практично не споживає енергію від джерела живлення.

В момент t_5 на вході ключа діє негативний перепад з амплітудою E_C і тривалістю спаду імпульсу $t_{\text{сп}}$. При цьому, в міру зменшення $u_{\text{вих}}$ в момент t_6 вимкнеться транзистор $VT1$. Напруга на навантаженні при цьому буде підтримуватись тільки за рахунок енергії, накопиченої у вихідній ємності транзистора та ємності навантаження ключа. Далі, із зменшенням вхідної напруги, в момент t_7 відкривається транзистор $VT2$. Це призводить до початку перезаряду вихідної ємності C_H , а напруга на виході ключа почне збільшуватися. Процес перезаряду так само, як і при вмиканні ключа, йде з максимально можливою швидкістю, тому що перезаряд відбувається через транзистор $VT2$ ($VT1$ закритий).

В момент t_8 транзистор $VT2$ повністю відкритий, проте процес перезаряду ємності навантаження до цього часу ще не завершився, тому до моменту t_9 струм $i_{\text{С2}} > 0$. В момент t_9 струм стоку транзистора $VT2$ зменшується до нуля, що свідчить про закінчення процесу перемикання.

Аналіз показує, що, якщо виконується умова (7.61), в схемі відсутній інтервал, на якому насичені обидва транзистори. А це означає, що енергія, яка споживається від джерела живлення, тільки на інтервалі $t_7 - t_9$ витрачається виключно на перезаряд вихідної ємності ключа. Отже, ця потужність для використаних транзисторів зведена до мінімально можливої. При цьому швидкість перезаряду вихідної ємності максимальна, тому що струми стоків транзисторів $VT1$ та $VT2$ течуть тільки через ємність навантаження.

Таким чином, КМОН-ключ вигідно відрізняється від інших ключів на польових транзисторах досягненням максимально високої швидкодії при мінімізації розсіюваної потужності.

7.4. СТАТИЧНІ ВТРАТИ В ТРАНЗИСТОРНОМУ КЛЮЧІ

Практичне застосування схем комутації, розглянутих в § 7.3, можна реалізувати за двома принципово відмінними напрямками. Перший з них використовує інформаційний аспект комутації, тобто інформацію про те, ввімкнений або вимкнений ключ у даний момент. Цей напрямок покладено в основу імпульсних інформаційних і цифрових пристроїв. У цих схемах, як правило, не цікавляться

ні потужністю, яка розсіюється в навантаженні, ні підсиленням вхідного керуючого сигналу. Основним є лише констатація самого факту ввімкненого (відкритого) або вимкненого (закритого) станів транзисторного ключа.

Другий напрямок використовує енергетичний аспект комутації. Очевидно, що у всіх розглянутих схемах комутації відкритому та закритому станам ключа відповідають різні рівні потужності, яка відбирається від джерела живлення та розсіюється в навантаженні. Тому, змінюючи часи відкритого та закритого станів ключа, можна змінювати сумарну потужність, що виділяється в навантаженні, тобто підсилювати вхідний керуючий сигнал. Ця властивість покладена в основу розробки класу пристроїв імпульсного регулювання потужністю.

Відповідно до сказаного, перший напрямок відноситься до використання транзисторного ключа в пристроях обробки та передачі інформації, а другий — до використання в пристроях розподілу та перетворення електричної енергії (пристроях силової електроніки).

Причиною широкого застосування транзисторних ключів у пристроях, пов'язаних з регулюванням електричної потужності, є можливість одержання в них ККД, близького до 1.

Розглянемо послідовну схему комутації на біполярному транзисторі (рис. 7.35,а). Припустимо, що на вході транзистора діє послідовність керуючих імпульсів тривалістю t_i і періодом T , забезпечуючи його роботу у ключовому режимі. Тоді на навантаженні будуть формуватися послідовність прямокутних однополярних імпульсів (рис. 7.35,б), діюча напруга яких визначається

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_i} u_n^2 dt} = U_d \sqrt{\frac{t_i}{T}} = U_d \sqrt{\gamma}, \quad (7.63)$$

де U_d — напруга джерела живлення, ввімкненого у коло навантаження; $\gamma = t_i/T$ — коефіцієнт заповнення або відносна тривалість відкритого стану транзисторного ключа.

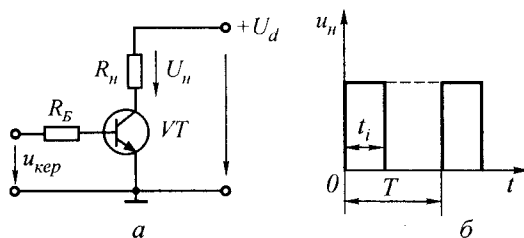


Рис. 7.35

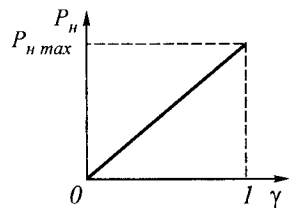


Рис. 7.36

Якщо навантаження має суто активний характер, то потужність, що виділяється в ній,

$$P_n = U^2 / R_n = (U_d \sqrt{\gamma})^2 / R_n = P_{\max} \cdot \gamma. \quad (7.64)$$

Таким чином, змінюючи коефіцієнт заповнення γ , можна регулювати потужність, що виділяється в навантаженні (рис. 7.36).

Згідно з виразом (7.64) процес імпульсного регулювання не пов'язаний з втратами потужності. Дійсно, якщо припустити, що транзисторний ключ є ідеальним, тобто виконуються умови

$$R_{\text{вм}} = 0; \quad R_{\text{вим}} = \infty; \quad t_{\text{пер}} = 0; \quad P_{\text{кер}} = 0, \quad (7.65)$$

то потужність, що відбирається від джерела живлення, повністю виділяється в навантаженні, а це означає, що ККД такого пристрою дорівнює 1.

Для реальних пристроїв такий ККД природно не досяжний, що пояснюється невиконанням в реальних транзисторних ключах умов ідеальності (7.65). Проте реальний ККД такого ключа суттєво вищий, ніж у пристроїв, які використовують активний режим роботи транзистора.

Основні вимоги до ключів, що використовуються у пристроях силової електроніки, звичайно спрямовані на більш повну реалізацію їх потенційних переваг, а саме на підвищення ККД. До них можна віднести: зменшення потужності, яка розсіюється у колах керування при відкритому та закритому станах транзисторного ключа; зменшення потужності у силових колах транзисторних ключів при їх відкритому та закритому станах; зменшення потужності, пов'язаної з кінцевим значенням часу переходу транзисторного ключа з відкритого стану в закритий та навпаки.

Слід відзначити, що підвищення ККД ключа не є самометою, а нерозривно пов'язане з основною тенденцією розвитку сучасної електроніки, а саме з комплексною мініатюризацією радіоелектронного обладнання.

Очевидно, що розміри будь-якого електронного пристрою навіть при використанні найдосконаліших технологічних засобів у заданих умовах експлуатації в кінцевому рахунку визначаються потужністю, яка в ньому виділяється. Таким чином, підвищення ККД є основною умовою, за якою застосування гібридної та напівпровідникової технології дозволяє суттєво зменшити масу та об'єм, а, отже, розширити функціональні можливості радіоелектронної апаратури.

Основною схемою транзисторного ключа є схема, яка виконана на основі біполярного або польового транзистора, ввімкненого відповідно за схемами із спільним емітером або витоком. Використання цих схем ввімкнення пояснюється можливістю одержання максимального коефіцієнта підсилення за потужністю.

Статичні втрати — це втрати в усталеному ввімкненому та вимкненому станах транзисторного ключа

$$P_{ст} = P_{вм} + P_{вим} \quad (7.66)$$

В загальному випадку втрати у ввімкненому стані складаються з втрат у колах керування та втрат в силовому колі транзистора

$$P_{вм} = P_{кер} + P_{сил} = E_{кер} I_{кер} + U_{кл.зал} I_{н} \quad (7.67)$$

У ключі, виконаному на біполярному транзисторі, присутні дві складові втрат. У ключі на польовому транзисторі основну частку втрат складають втрати у силовому колі транзистора. Це пояснюється тим, що процес протікання струму між стоком і витокотом теоретично не пов'язаний з протіканням струму в колі керування.

Для транзисторного ключа струм $I_{н}$ звичайно заданий. Тому втрати в силовому колі відкритого транзистора залежать від конкретної залишкової напруги $U_{кл.зал}$. Якщо розглянути вихідні характеристики як біполярного, так і польового транзисторів, можна зробити висновок, що зменшення залишкової напруги досягається для польового транзистора збільшенням напруги $E_{кер} = U_{зв}$, а для біполярного — збільшенням $I_{кер} = I_{Б}$.

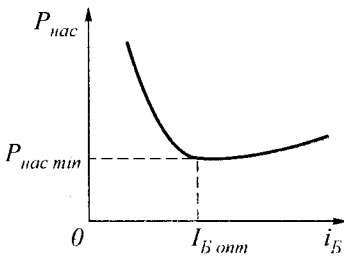


Рис. 7.37

У ключі на польовому транзисторі, оскільки $I_{кер} = 0$, збільшення $E_{кер}$ веде до монотонного спаду $U_{кл.зал}$ і, отже, $P_{вм}$. В ключі на біполярному транзисторі збільшення $I_{Б}$ разом із зменшенням $U_{кл.зал}$ та відповідно втрат в силовому колі збільшує втрати в колах керування. Тому залежність $P_{вм} = f(I_{Б})$ має екстремум (рис. 7.37).

Очевидно, що існує такий оптимальний струм $I_{Б} = I_{Б\ опт}$, для якого при заданому струмі навантаження втрати в насиченому (відкритому) біполярному транзисторі будуть мінімальними. Струм $I_{Б\ опт}$ зручніше характеризувати оптимальним коефіцієнтом насичення, який для сучасних біполярних транзисторів знаходиться в межах

$$K_{нас\ опт} = I_{Б} h_{21E} / I_{К\ нас} = 1,5...2 \quad (7.68)$$

Треба зазначити, що в районі екстремуму $P_{вм}$ змінюється незначно. Тому на практиці для мінімізації втрат у насиченому біполярному транзисторі цілком допустимо використовувати умову (7.68).

Очевидно, що для зменшення втрат на керування в насиченому стані в біполярному транзисторі можна також зменшувати напругу $E_{кер}$. Проте на практиці $E_{кер}$ не зменшують нижче 4...6 В.

Це обумовлено тим, що, якщо транзисторний ключ працює у широкому діапазоні зміни температур навколишнього середовища, при менших значеннях $E_{кер}$ зміна $U_{БЕ} = f(T, °C)$ приводить до значних відхилень $K_{нас}$ від $K_{нас\text{ опт}}$, і, як наслідок, до значного збільшення втрат.

Як уже зазначалося, процес регулювання потужності транзисторним ключем пов'язаний зі зміною відносної тривалості імпульсів. Тому транзисторний ключ знаходиться у ввімкненому стані тільки частину періоду і сумарні втрати в біполярному транзисторі визначаються виразом

$$P_{вм} = (E_{кер} I_{кер} + U_{кл\text{ нас}} I_{н}) \gamma. \quad (7.69)$$

Для ключа на польовому транзисторі, як було сказано вище, втрати у ввімкненому стані визначаються тільки втратами у силовому колі

$$P_{вм} = U_{кл\text{ нас}} I_{н} \gamma. \quad (7.70)$$

Транзисторний ключ вважається вимкненим, якщо струм, що протікає в його силовому колі, задовольняє нерівності

$$I_{кл\text{ вим}} < 0,1 I_{н}.$$

Втрати у вимкненому стані також складаються з двох складових

$$P_{вм} = P_{кер} + P_{сил} = E_{кер} I_{вм} + U_{кл\text{ вим}} I_{кл\text{ вим}}, \quad (7.71)$$

де $U_{кл\text{ вим}}$ — напруга на закритому транзисторі, $I_{вм}$ — струм у колі керування при закритому транзисторі.

З цього виразу випливає, що мінімальні втрати у вимкненому стані для ключа, виконаного на біполярному транзисторі, будуть відповідати режиму глибокої відсічки

$$P_{вм\text{ min}} = I_{КБ0} (E_{кер} + U_d). \quad (7.72)$$

Оскільки процес роботи ключа пов'язаний з комутацією навантаження, загальні втрати у вимкненому стані також залежать від коефіцієнта заповнення

$$P_{вм} = (E_{кер} I_{вм} + U_d I_{кл\text{ вим}}) (1 - \gamma). \quad (7.73)$$

Цей вираз справедливий для біполярного транзистора. Для польового транзистора за аналогією із закритим станом складова $E_{кер} I_{вм}$ дорівнює нулю.

Приклад 7.15. Визначити статичні втрати в ключі послідовної схеми комутації (рис. 7.35,а) при використанні біполярного транзистора КТ874Б та польового транзистора КП704А ; напруга живлення $U_d = 27 \text{ В}$, опір навантаження $R_H = 2,5 \text{ Ом}$, напруга керування $E_{\text{кер}} = U_{\text{кер}} = \pm 4 \text{ В}$.

Р о з в' я з а н н я . 1. Згідно з довідковими даними, транзистор має такі параметри: $h_{21E} = 10$; $U_{\text{КЕ нас}} = 1 \text{ В}$ ($I_K = 30 \text{ А}$, $I_B = 5 \text{ А}$); $I_{\text{КБ0}} = 3 \text{ мА}$.

2. Еквівалентний опір насиченого транзистора

$$R_{\text{КЕ нас}} = U_{\text{КЕ нас}} / I_K = 1/30 = 0,033 \text{ Ом}.$$

3. Максимальний струм навантаження

$$I_{\text{H max}} = U_d / (R_H + R_{\text{КЕ нас}}) = 27 / (2,5 + 0,033) = 10,66 \text{ А}.$$

4. Максимальний базовий струм транзистора

$$I_{\text{B max}} = (I_{\text{K max}} / h_{21E}) K_{\text{нас}} = 10,66 \cdot 1,75 / 10 = 1,87 \text{ А}.$$

5. Спад напруги на насиченому транзисторі

$$U_{\text{КЕ нас}} = I_{\text{H max}} R_{\text{КЕ нас}} = 10,66 \cdot 0,033 = 0,35 \text{ В}.$$

6. Статичні втрати у ввімкненому транзисторі

$$\begin{aligned} P_{\text{вм}} &= (U_{\text{кер}} I_{\text{B max}} + I_{\text{K max}} U_{\text{КЕ нас}}) \gamma = \\ &= (4 \cdot 1,87 + 10,66 \cdot 0,35) \gamma = 11,21 \gamma. \end{aligned}$$

7. Статичні втрати у вимкненому транзисторі в режимі глибокої відсічки

$$P_{\text{вим}} = (U_{\text{кер}} + U_d) I_{\text{КБ0}} (1 - \gamma) = 0,093(1 - \gamma).$$

8. Загальні статичні втрати в біполярному транзисторі

$$P_{\text{ст}} = P_{\text{вм}} + P_{\text{вим}} = 0,093(1 - \gamma) + 11,21 \gamma;$$

$$P_{\text{ст min}} = 0,093 \text{ Вт } (\gamma = 0);$$

$$P_{\text{ст max}} = 11,3 \text{ Вт } (\gamma = 1).$$

9. Згідно з довідником, польовий транзистор КП704А має такі параметри:

$$I_{\text{С поч}} (U_{\text{ЗВ}} = 0) = 0,8 \text{ мА}; R_{\text{СВ вм}} (U_{\text{ЗВ}} = 15 \text{ В}) = 0,35 \text{ Ом}.$$

10. Максимальний струм навантаження

$$I_{\text{H max}} = U_d / (R_H + R_{\text{СВ вм}}) = 27 / (2,5 + 0,35) = 9,47 \text{ А}.$$

11. Спад напруги на ввімкненому транзисторі

$$U_{\text{СВ вм}} = I_{\text{H max}} R_{\text{СВ вм}} = 9,47 \cdot 0,35 = 3,31 \text{ В}.$$

12. Статичні втрати у ввімкненому транзисторі

$$P_{\text{вм}} = I_{\text{н max}} U_{\text{СВ вм}} \gamma = 9,47 \cdot 3,31 \gamma = 31,35 \gamma .$$

13. Статичні втрати у вимкненому транзисторі

$$P_{\text{вим}} = I_{\text{С поч}} U_d (1 - \gamma) = 0,8 \cdot 10^{-3} \cdot 27 = 21,6 \cdot 10^{-3} (1 - \gamma) .$$

14. Загальні статичні втрати в польовому транзисторі

$$P_{\text{ст}} = P_{\text{вм}} + P_{\text{вим}} = 31,35 \gamma + 21,6 (1 - \gamma) ;$$

$$P_{\text{ст min}} = 21,6 \cdot 10^{-3} \text{ Вт } (\gamma = 0) ;$$

$$P_{\text{ст max}} = 31,35 \text{ Вт } (\gamma = 1) .$$

Порівнюючи одержані у прикладі результати, можна сказати, що, незважаючи на відсутність втрат на керування, статичні втрати в польовому транзисторі перевищують втрати в біполярному транзисторі. Це пояснюється більшим еквівалентним опором приладу у відкритому стані $R_{\text{СВ вм}}$. З удосконаленням технології величина цього опору зменшується, що веде до зменшення статичних втрат в польовому транзисторі.

7.5. ДИНАМІЧНІ ВТРАТИ В ТРАНЗИСТОРНОМУ КЛЮЧІ

Динамічними режимами називають режими ключів у процесі переходу з одного стану в інший. Тому електромагнітні процеси, які при цьому відбуваються, називають перехідними. Однією з важливих характеристик ключа в динамічних режимах є динамічна ВАХ ключа, що описує залежність напруги від струму на ключі при переході його з ввімкненого стану у вимкнений та навпаки. Загальний час перемикання залежить від швидкодії ключа та є одним з найважливіших параметрів.

Динамічні ВАХ залежать від внутрішніх параметрів електронного ключа та від параметрів коמוтованого кола (далі буде розглядатися у вигляді електричних схем заміщення).

Динамічні втрати в транзисторному ключі визначаються в основному втратами в його силовому колі і тому не залежать від типу використаного транзистора (біполярний або польовий). Основними визначаючими факторами є тривалість фронту та зрізу імпульсу колекторного (стокового) струму транзистора та тип навантаження.

Аналітичний опис динамічних процесів, що адекватно враховують фізичні явища в транзисторах, є складним. Тому при аналізі процесів перемикання в транзисторних ключах використовуються спрощені математичні моделі, які дозволяють в багатьох випадках

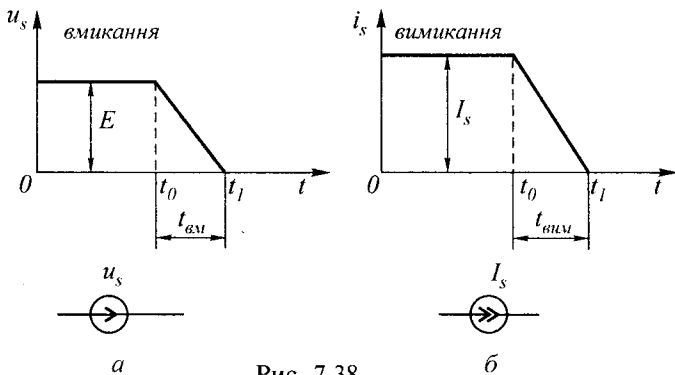


Рис. 7.38

одержувати результати з достатньою для практичних цілей точністю. Наприклад, загальноприйнятими є зображення транзисторного ключа на інтервалі вмикання джерелом лінійно спадної напруги, а на інтервалі вимикання — джерелом лінійно спадного струму. Тривалості спаду напруги та струму до нуля відповідно приймаються рівними часу вмикання $t_{\text{вм}}$ і вимикання $t_{\text{вим}}$. Діаграми напруги u_s та струму i_s ключа такої моделі представлені на рис. 7.38.

Припускаючи лінійність їх зміни, відповідні еквівалентним джерелам напруга та струм можуть бути визначені

$$u_s(t) = E(1 - t/t_{\text{вм}});$$

$$i_s(t) = I_s(1 - t/t_{\text{вим}}), \quad (7.74)$$

де E та I_s — усталені значення напруги та струму до комутації, $t_{\text{вм}}$ та $t_{\text{вим}}$ — часи вмикання та вимикання транзисторного ключа.

Очевидно, що струм ключа при вмиканні та напруга на ньому при вимиканні будуть характеризувати реакцію комутуваної схеми на зміну стану ключа.

Розглянемо процеси більш докладно на прикладі комутації транзисторним ключем електричних кіл з різним характером пасивного навантаження H (рис. 7.39). Для цього скористаємося методом еквівалентних джерел.

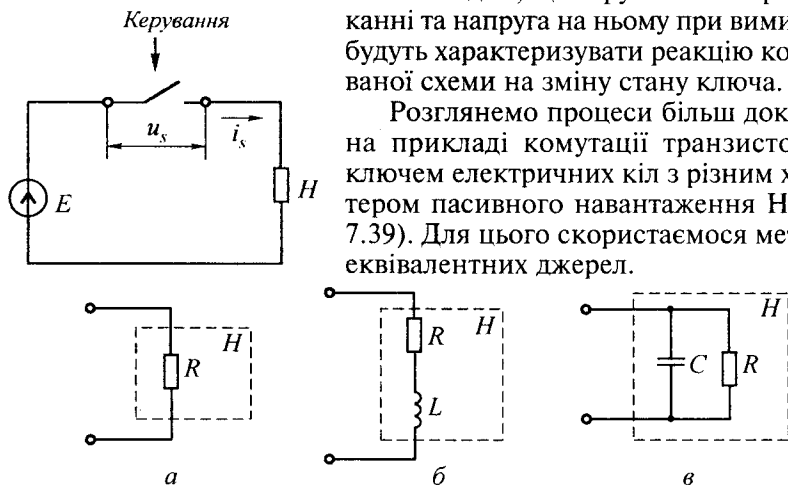


Рис. 7.39

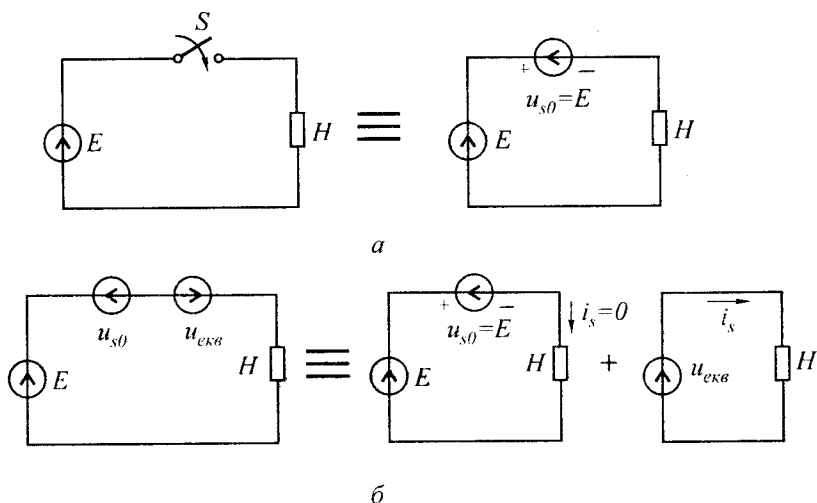


Рис. 7.40

Згідно з цим методом струм, який виникає в колі навантаження при підключенні його до джерела напруги E , можна визначити як реакцію пасивного кола (яке не містить джерел струму або напруги) на підключення еквівалентного джерела, напруга якого $u_{екв}$ спрямована назустріч напрузі холостого ходу (напруга на вимкненому ключі до початку моменту вмикання при $t = t_0$), тобто $U_{s0} = E$ (рис. 7.40). Напруга еквівалентного джерела визначається

$$u_{екв}(t) = U_{s0} - u_s(t) = E - u_s(t), \quad (7.75)$$

де $u_s(t)$ — напруга на ключі на інтервалі вмикання [див. (7.74)].

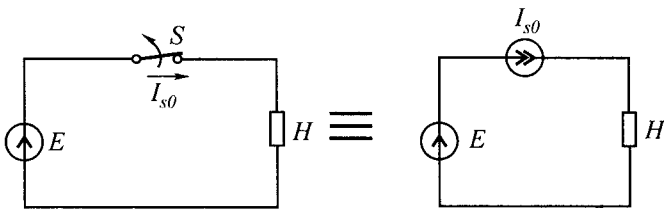
В розглядуваній схемі струм i_s навантаження та струм ключа S співпадають.

Перехідний процес при вимиканні ключа може розглядатися як реакція пасивного кола на дію еквівалентного джерела струму (рис. 7.41)

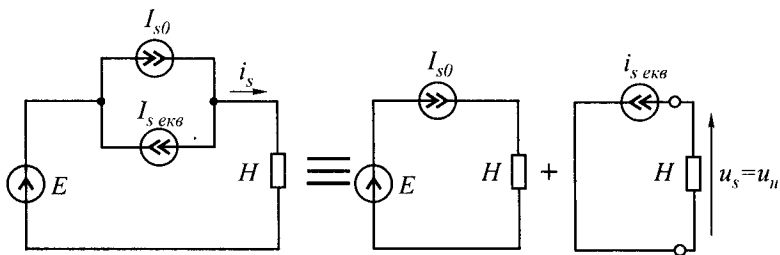
$$i_{екв}(t) = I_{s0} - i_s(t) = I_s - i_s(t), \quad (7.76)$$

де I_{s0} — струм, який протікає в колі до початку моменту комутації ($t = t_0$); $i_s(t)$ — струм в ключі на інтервалі вимикання, який визначається з (7.74).

Отже, напруга на ключі може бути визначена як напруга на навантаженні u_H , що виникає під впливом струму $i_{екв}$. Таким чином, знаючи параметри навантаження та враховуючи (7.74) — (7.76), можуть бути визначені струм i_s при вмиканні та напруга u_s при вимиканні. Залежності струму від напруги при вмиканні та напруги від струму при вимиканні називаються динамічними вольт-



a



б

Рис. 7.41

амперними характеристиками електронного ключа в конкретній схемі. Іноді їх також називають траєкторіями перемикання або траєкторіями комутації.

Значення u_s та i_s дозволяють визначити енергію, яка виділяється в ключі на інтервалах комутації,

$$W_k = \int_{t_0}^{t_1} u_s(t) i_s(t) dt. \quad (7.77)$$

При періодичній комутації середня потужність втрат, обумовлених перехідними комутаційними процесами (динамічними), визначається

$$P_{sd} = P_{sd \text{ в м}} + P_{sd \text{ в и м}} = (W_{k \text{ в м}} + W_{k \text{ в и м}}) f_k, \quad (7.78)$$

де f_k — частота комутації (періодичних вмикань та вимикань ключа S).

Загальні втрати активної потужності в ключі дорівнюють сумі статичних і динамічних, тобто

$$P_s = P_{ст} + P_{sd}. \quad (7.79)$$

Характер навантаження та його параметри будуть суттєво впливати на динамічні ВАХ ключа, а, отже на втрати енергії в ньому при комутації.

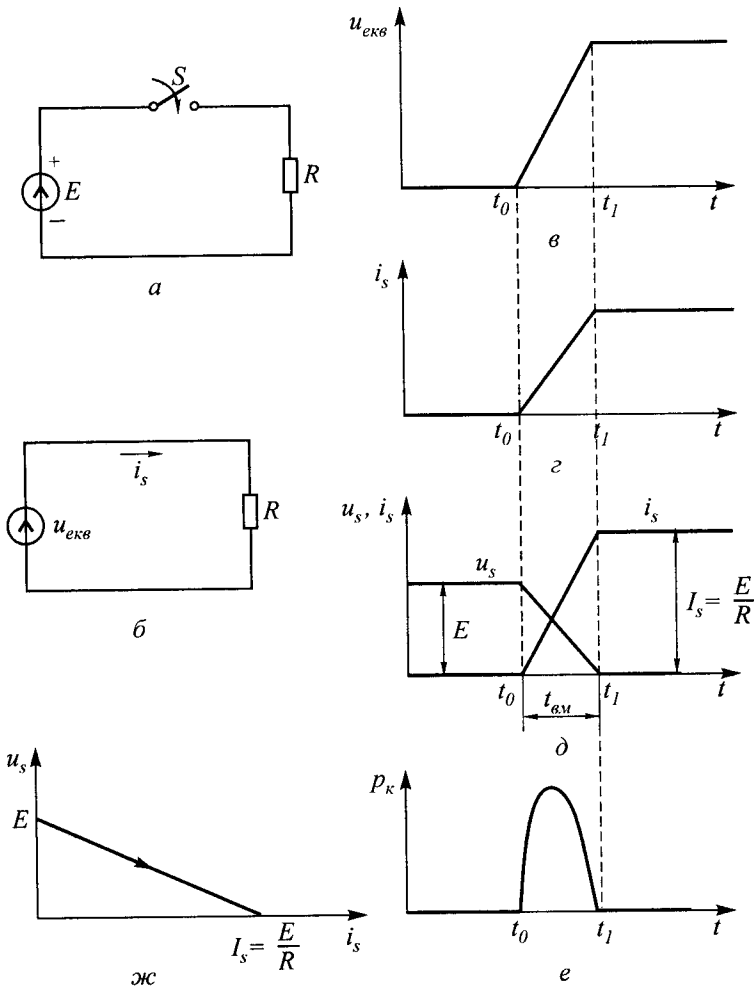


Рис. 7.42

В простішому випадку комутації активного навантаження (рис. 7.42) зміни струму та напруги описуються лінійними співвідношеннями.

Згідно з (7.74) з урахуванням (7.75) струм, який виникає при вмиканні, в схемі 7.42,а можна визначити у вигляді

$$i_s = \frac{u_{екв}}{R} = \frac{E - u_s}{R} = \frac{E - E(1 - t/t_{вм})}{R} = \frac{Et}{Rt_{вм}}, \quad (7.80)$$

де $t_{вм} = t_1 - t_0$ (рис. 7.42,в).

Миттєві значення потужності при комутації та енергії відповідно визначаються

$$p_k(t) = u_s(t)i_s(t) = \frac{E^2}{R} \left[\frac{t}{t_{\text{вм}}} - \frac{t^2}{t_{\text{вм}}^2} \right];$$

$$W_k = \int_0^{t_{\text{вм}}} u_s(t)i_s(t)dt = \frac{E^2 t_{\text{вм}}}{6R}. \quad (7.81)$$

Для транзисторного ключа (рис. 7.35,а) вираз (7.81) матиме вигляд

$$W_k = I_{\text{Кнас}} U_d t_{\text{вм}} / 6, \quad (7.82)$$

де $I_{\text{Кнас}} = U_d / R_{\text{н}}$.

З урахуванням того, що комутація транзистора здійснюється з деякою частотою f_k , для втрат на вмикання з (7.78) одержимо

$$P_{\text{вм}} = W_k f_k = I_{\text{Кнас}} U_d t_{\text{вм}} f_k / 6. \quad (7.83)$$

Виключаючи час з (7.74) та (7.80), одержимо аналітичний вираз динамічної ВАХ при вмиканні активного навантаження

$$u_s = E - i_s R. \quad (7.84)$$

З (7.84) випливає, що час вмикання не впливає на динамічну ВАХ при активному навантаженні (рис. 7.42,е).

Втрати енергії та потужність втрат на етапі вимикання транзистора визначаються співвідношенням

$$W_{\text{вим}} = \int_0^{t_{\text{вим}}} u_s \frac{t}{t_{\text{вим}}} i_s \left(1 - \frac{t}{t_{\text{вим}}} \right) dt = \frac{I_{\text{Кнас}} E t_{\text{вим}}}{6};$$

$$P_{\text{вим}} = I_{\text{Кнас}} E t_{\text{вим}} f_k / 6.$$

В реальних схемах спостерігається ефект затягування струму колектора та сплески колекторної напруги, тому в дійсності потужність розсіювання буде більша розрахованої.

Використовуючи аналогічний підхід, можна описати динамічні процеси при вимиканні активного навантаження (рис. 7.43). В цьому випадку

$$u_s = i_{\text{екв}} R = (I_s - i_s(t)) R = \left[\frac{E}{R} - \frac{E}{R} \left(1 - \frac{t}{t_{\text{вим}}} \right) \right] R = E \frac{t}{t_{\text{вим}}}. \quad (7.84,а)$$

Динамічна ВАХ (рис.7.43,е) при вимиканні активного навантаження також є лінійною та описується виразом, аналогічним (7.84).

Процеси комутації навантаження, яке містить реактивні елементи, протікають інакше. В цих випадках закони зміни струму та на-

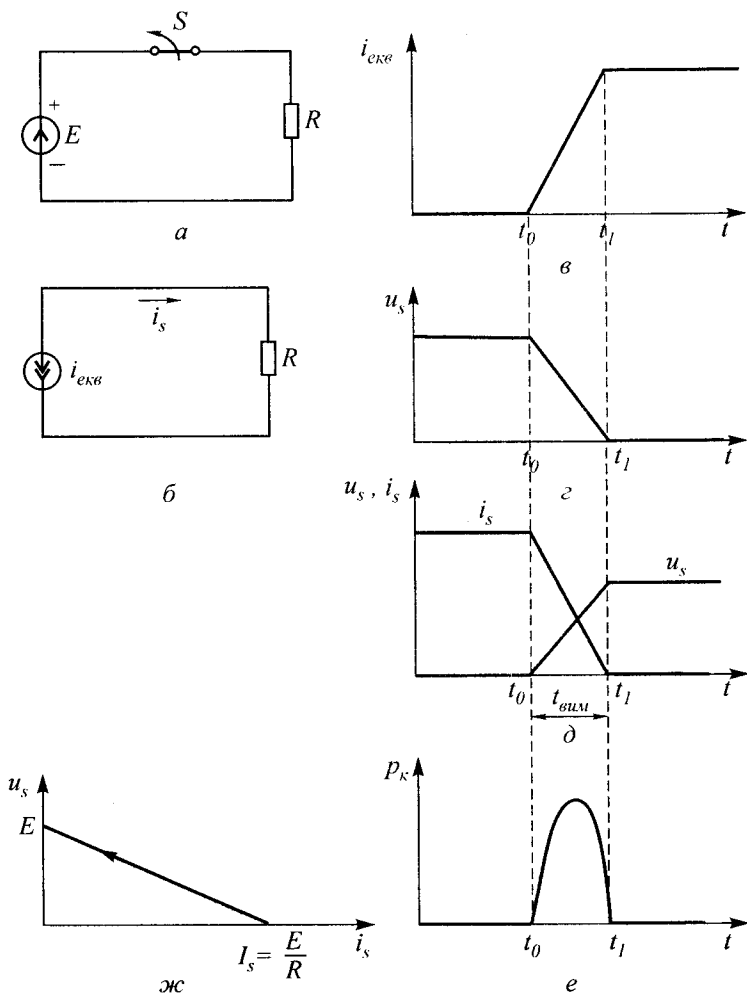


Рис. 7.43

пруги в перехідних процесах неідентичні. В загальному випадку для аналізу динамічних процесів у колі з реактивними елементами доцільно скористатися інтегралом Дюамеля або інтегралом згортки. Проте при формах $i_{екв}$ та $u_{екв}$, що розглядаються (рис. 7.43, в та рис. 7.42, в), для знаходження $u_s(t)$ та $i_s(t)$, простіше уявити еквівалентні джерела напруги та струму у вигляді ідентичних, але різнополярних і зсунутих у часі функцій (рис. 7.44). Таке уявлення відповідає принципу суперпозиції, тому що еквівалентні кола лінійні. В цьому випадку реакція визначається на інтервалі комутації $(0 - t_{вм})$ та $(0 - t_{вим})$ дією функції

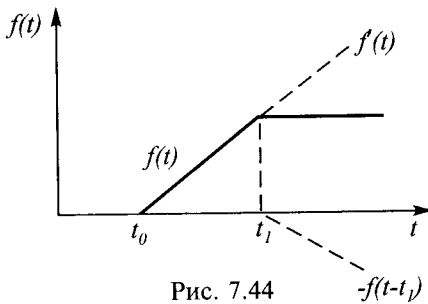


Рис. 7.44

$$u_{\text{екв}} = E \frac{t}{t_{\text{вм}}};$$

$$i_{\text{екв}} = I_s \frac{t}{t_{\text{вм}}}, \quad (7.85)$$

а після комутації при $t > t_{\text{вм}}$ або $t > t_{\text{вм}}$ діяннями функцій

$$u_{\text{екв}} = E \frac{t}{t_{\text{вм}}} - E \frac{(t - t_{\text{вм}})}{t_{\text{вм}}};$$

$$i_{\text{екв}} = I_s \frac{t}{t_{\text{вм}}} - I_s \frac{(t - t_{\text{вм}})}{t_{\text{вм}}}. \quad (7.86)$$

Враховуючи типовий характер для визначення струмів і напруг у колі, доцільно використати операторний метод. В цьому випадку на інтервалах комутації зображення функцій джерел діяння набувають вигляду

$$u_{\text{екв}}(p) = \frac{E}{t_{\text{вм}} p^2};$$

$$i_{\text{екв}}(p) = \frac{I_s}{t_{\text{вм}} p^2}, \quad (7.87)$$

де p — оператор Лапласа.

З урахуванням викладеного метода розрахунку динамічних режимів розглянемо процес вмикання активно-індуктивного навантаження (рис. 7.45, а, б). Зображення струму в колі навантаження на інтервалі $0 < t < t_{\text{вм}}$ матиме вигляд

$$i_s(p) = \frac{u_{\text{екв}}(p)}{R + pL} = \frac{E}{t_{\text{вм}} L p^2 (p + 1/\tau)}, \quad (7.88)$$

де $\tau = L / R$.

Переходячи до оригіналу $i_s + i(p)$, одержимо при $0 < t < t_{\text{вм}}$

$$i_s = \frac{E}{R t_{\text{вм}}} \left[t - \frac{L}{R} (1 - e^{-t/\tau}) \right]. \quad (7.89)$$

Після завершення комутації для $t > t_{\text{вм}}$ струм i_s визначимо як суму струмів (7.86). Для цього, сумуючи струм, одержаний з (7.89),

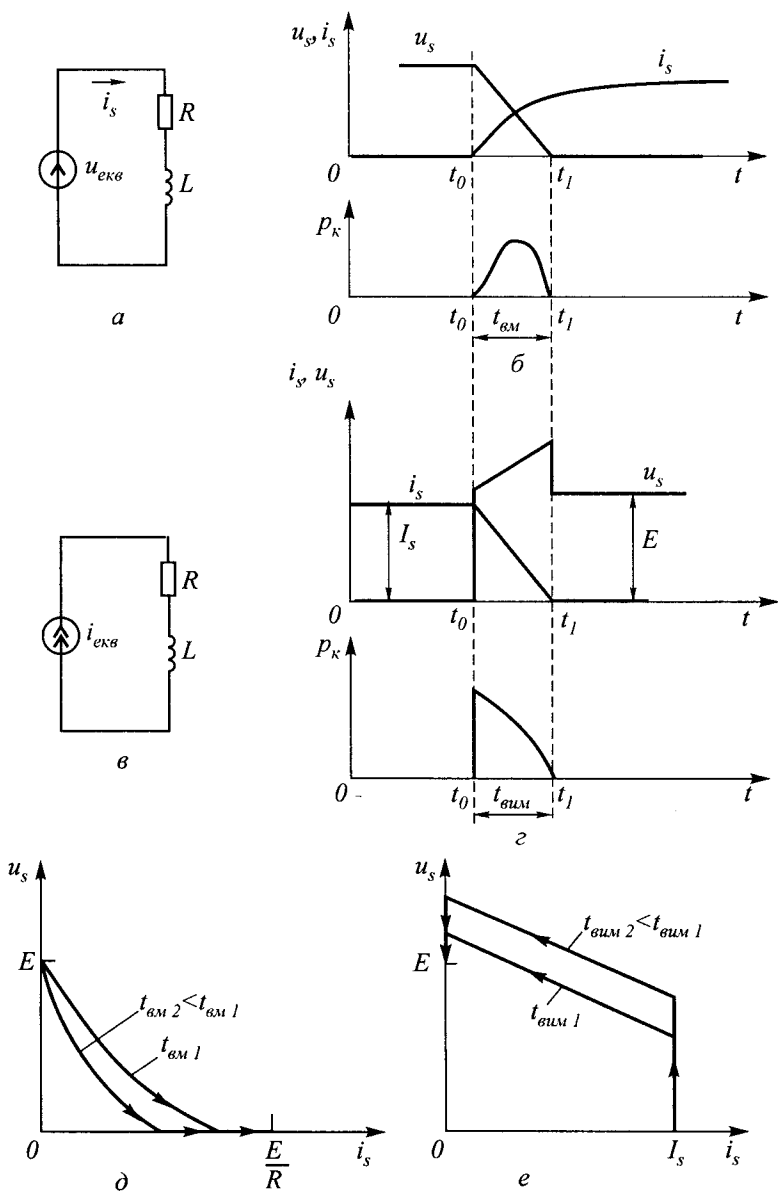


Рис. 7.45

з ідентичним струмом, в якому час зміщення t замінено на $t - t_{\text{вм}}$, одержимо при $t > t_{\text{вм}}$

$$i_s = \frac{E}{t_{\text{вм}} R} \left[t_{\text{вм}} - \frac{L}{R} e^{-t/\tau} (e^{-t/\tau} - 1) \right]. \quad (7.90)$$

Миттєва потужність на інтервалі комутації може бути визначена

$$p_k(t) = \frac{E^2}{R t_{\text{вм}}} \left[t - \frac{t^2}{t_{\text{вм}}} - \frac{L}{R} (1 - e^{-t/\tau}) \left(1 - \frac{t}{t_{\text{вм}}} \right) \right]. \quad (7.91)$$

Інтегруючи (7.91) в межах $0 < t < t_{\text{вм}}$, одержимо значення енергії, яка виділяється в ключі при комутації.

Згідно з (7.89) індуктивність у колі навантаження сповільнює зростання струму при вмиканні і, отже, зменшує значення миттєвої потужності та енергії, яка виділяється в ключі (рис. 7.45,б).

При цьому динамічна ВАХ ключа стає явно залежною від часу $t_{\text{вм}}$ (рис. 7.45,д) і від параметрів кола.

Процеси, які протікають при вмиканні індуктивного навантаження (рис. 7.45,в,з), можуть бути описані за тією ж методикою. В цьому випадку завдання полягає в визначенні реакції навантаження на дію джерела струму (див. 7.41,б), зображення якого відповідає (7.87). Тоді зображення напруги $u_s(p)$ на ключі матиме вигляд

$$u_s(p) = i_s(p)(R + pL) = \frac{i_s L(1/\tau + p)}{t_{\text{вм}} p^2}. \quad (7.92)$$

Переходячи до оригіналу $u_s \div u_s(p)$ та приймаючи $t_0 = 0$, одержимо при $0 < t < t_{\text{вм}}$

$$u_s(t) = \frac{i_s L}{t_{\text{вм}}} (t/\tau + 1). \quad (7.93)$$

В момент часу $t = t_{\text{вм}}$ процес вимикання закінчується, що можна врахувати введенням негативної складової струму (див. рис. 7.44). Тоді для $t > t_{\text{вм}}$ одержимо

$$u_s = i_s R = E. \quad (7.94)$$

З (7.93) видно, що вимикання індуктивного навантаження призводить до появи перенапруги на ключі ($u_s > E$) та, отже, до збільшення втрат потужності при вимиканні (рис. 7.45,з). Динамічна ВАХ при вимиканні залежить від параметрів кола навантаження та значення $t_{\text{вм}}$ (рис. 7.45,е). Враховуючи дуальність перехідних процесів в активно-індуктивному та активно-ємнісному колах, на основі (7.89) та (7.93) можна одержати залежності, які описують процеси комутації активно-ємнісного навантаження (рис. 7.46). Відповідно, при вмиканні ключа в колі виникає сплеск струму ($I_s > i_s$), який на інтервалі $0 < t < t_{\text{вм}}$ може бути визначений

$$i_s(t) = \frac{EC}{t_{\text{ВМ}}} \left(\frac{t}{RC} + 1 \right); \quad (7.95)$$

на інтервалі $t > t_{\text{ВМ}}$

$$i_s = E/R.$$

При вимиканні активно-ємнісного кола, знову враховуючи принцип дуальності та згідно з (7.90), на інтервалі $0 < t < t_{\text{ВМ}}$ одержимо

$$u_s(t) = \frac{i_s R}{t_{\text{ВМ}}} \left[t - RC \left(1 - e^{-t_{\text{ВМ}}/RC} \right) \right],$$

на інтервалі $t > t_{\text{ВМ}}$

$$u_s(t) = \frac{i_s R}{t_{\text{ВМ}}} \left[t_{\text{ВМ}} - RC e^{-t/RC} \left(e^{-t_{\text{ВМ}}/RC} - 1 \right) \right]. \quad (7.96)$$

З (7.95) і (7.96) витікає, що зміна миттєвої потужності при комутації визначає значення виділеної енергії, а також динамічні ВАХ, які для активно-ємнісного та активно-індуктивного навантажень будуть ідентичні з урахуванням дуальності цих кіл (рис. 7.46, д, е).

При активно-індуктивному навантаженні схема транзисторного ключа (рис. 7.35, а) не може бути використана. Викликано це тим, що в кінці імпульсу струм в індуктивності $L_{\text{н}}$ досягне деякого значення $I_{L_{\text{н}}} = I_{\text{К}}(t_i)$ і спроба розірвати цей струм за допомогою транзисторного ключа приведе до появи проти ЕРС $u_{L_{\text{н}}} = L_{\text{н}} di_{\text{К}}/dt$, яка буде прагнути до підтримки струму $i_{L_{\text{н}}}$ на досягнутому рівні. Ця проти ЕРС, яка додається до напруги $E_{\text{К}}$, прикладається між выводами емітера та колектора транзистора, що вимикається. Це може привести до пробоя транзистора. Для усунення цієї небезпеки RL -навантаження звичайно шунтують зворотним діодом (рис. 7.47).

Цей діод утворює коло протікання струму дроселя на інтервалі, коли транзистор вимкнений і тому називається зворотним (замикаючим). Ввімкнення діода якісно змінює процес комутації транзистора.

Треба відзначити, що ввімкнення зворотного діода фактично перетворює послідовну схему комутації в послідовно-паралельну, яка дозволяє реалізувати так званий безрозривний режим комутації навантаження. В цьому режимі незалежно від стану транзисторного ключа існує коло для протікання струму навантаження, що принципово необхідне для нормального функціонування навантажень, які містять індуктивність.

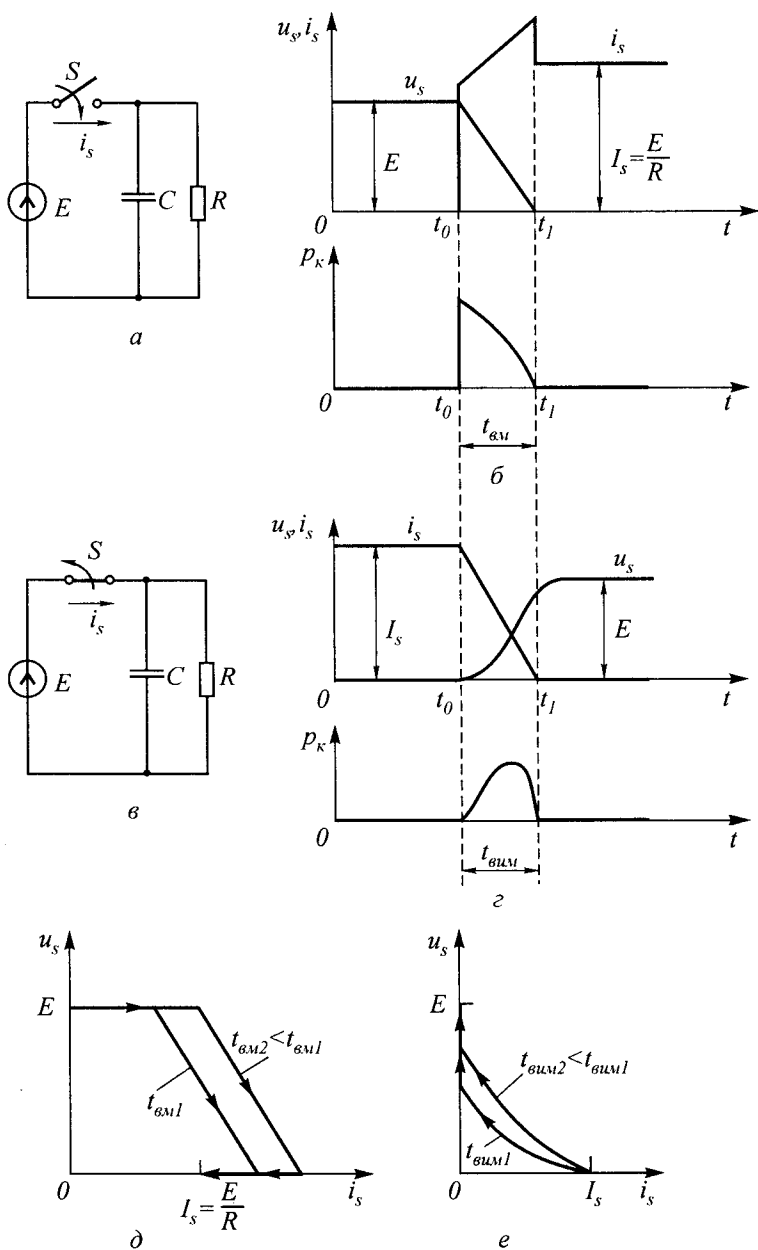


Рис. 7.46

Розглянемо процеси зміни струму та напруги транзистора при комутації RL -навантаження. При цьому будемо вважати, що стала часу навантаження $\tau_H = L_H/R_H$ суттєво більша періоду комутації транзистора VT .

Припустимо, що транзистор VT закритий і в деякий момент часу t_0 на його базу подано позитивний перепад напруги, достатній для його вмикання. При цьому до моменту $t = t_0$ в індуктивності L_H через зворотний діод VD протікав деякий струм I_{BM} (рис. 7.48), і до силових виводів транзисторного ключа була прикладена напруга $E_K + U_D$.

Під дією керуючої напруги транзистор починає відкриватися. При цьому, тому що $\tau_H \gg T$, можна вважати, що $i_H = I_{BM} = \text{const}$, а струм зворотного діода в міру збільшення i_K зменшується за лінійним законом $i_D = I_{BM} - i_K$. Тому що зворотний діод, через який протікає різниця струмів $I_{BM} - i_K$, як і раніше ввімкнений, збіль-

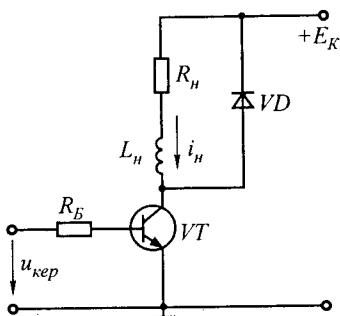


Рис. 7.47

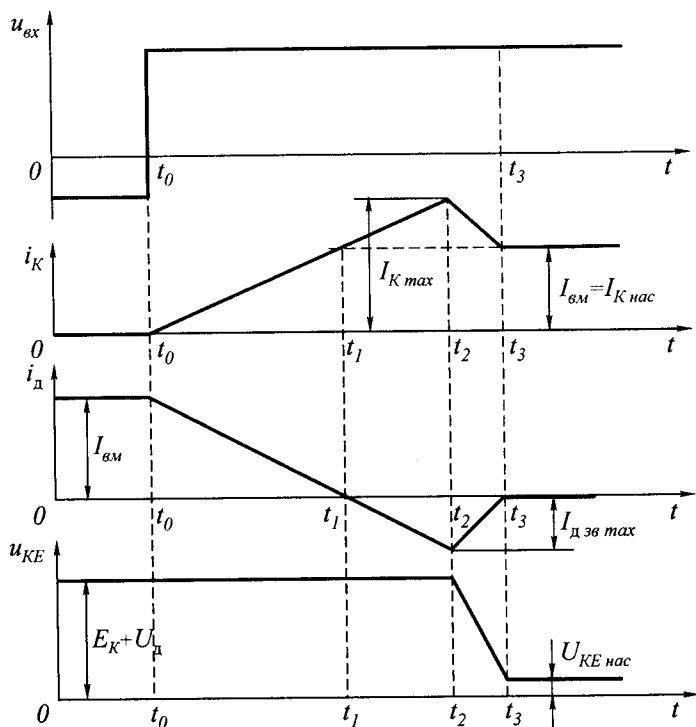


Рис. 7.48

шення колекторного струму відбувається при напрузі між виводами емітера та колектора, що дорівнює $E_K + U_D$. В момент t_1 струм колектора досягає величини I_{BM} , але, через інерційність зворотного діода, останній ще деякий час, який визначається часом відновлення його зворотного опору, буде відкритий і напруга на транзисторі як і раніше дорівнюватиме $E_K + U_D$, а струм колектора зростатиме.

В момент t_2 діод почне закриватися і напруга на транзисторі буде повільно спадати до $U_{KE\text{нас}}$, а струм колектора зменшиться до I_{BM} .

Відповідно до сказаного, енергія, яка виділяється в транзисторі при одному вмиканні транзистора,

$$W_{BM} = \int_0^{t_H} E_K I_K \left(\frac{t}{t_H} \right) dt + \int_0^{t_C} E_K \left(1 - \frac{t}{t_C} \right) I_{K\text{нас}} dt = \frac{E_K I_{K\text{нас}}}{2} t_{BM}, \quad (7.97)$$

де $t_{BM} = t_H + t_C$; $t_H = t_2 - t_0$ — час наростання струму колектора; $t_C = t_3 - t_2$ — час спаду колекторної напруги.

Розглянемо процеси, які протікають у схемі при вимиканні транзисторного ключа (рис. 7.49). Припустимо, що в момент t_0 струм

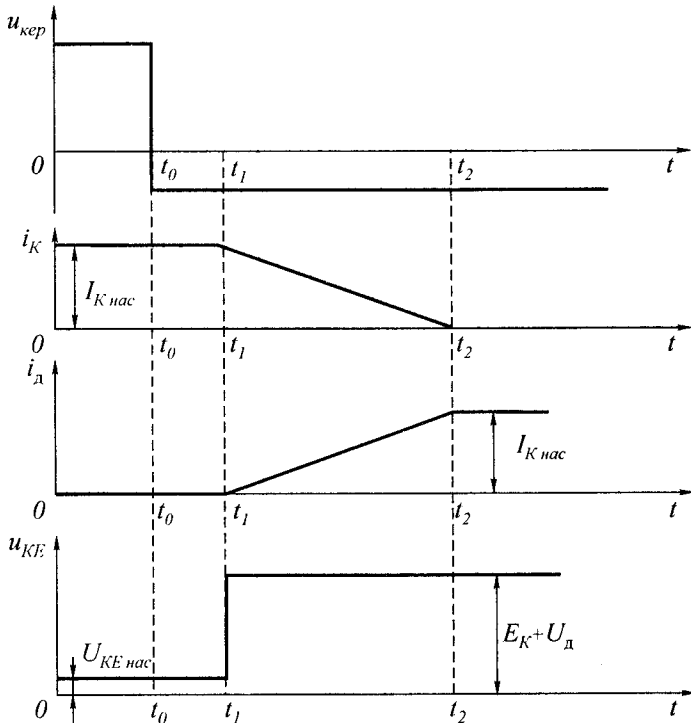


Рис. 7.49

індуктивності навантаження $I_{L_{\text{н}}} = I_{\text{К нас}}$ і на базу транзистора подана запірня напруга. Протягом інтервалу розсмоктування неосновних носіїв в області бази, як ми вже говорили раніше, відносно навантаження транзисторний ключ залишається ввімкненим і струм колектора підтримується на рівні $I_{\text{К нас}}$ (інтервал $t_0 - t_1$). Після моменту t_1 струм колектора починає зменшуватись. Будемо як і раніше вважати, що ця зміна відбувається за лінійним законом. Як тільки порушується рівність $i_{\text{К}} = I_{\text{К нас}}$, тобто $i_{\text{К}}$ стає менше струму $I_{\text{К нас}}$, за законом електромагнітної індукції напруга на $L_{\text{н}}$ змінює знак, намагаючись підтримати струм кола на незмінному рівні. При цьому до зворотного діода прикладається пряма напруга. Зворотний діод відкривається і напруга на транзисторі стрибком збільшується до $E_{\text{К}} + U_{\text{Д}}$, тобто як і при вмиканні, зміна колекторного струму відбувається при напрузі на транзисторі, що дорівнює $E_{\text{К}} + U_{\text{Д}}$. Енергію, яка виділяється в транзисторі при його одному вимиканні, можна визначити з виразу

$$W_{\text{вим}} \approx \int_{t_1}^{t_2} E_{\text{К}} i_{\text{К}} dt = I_{\text{К нас}} E_{\text{К}} t_{\text{вим}} / 2. \quad (7.98)$$

Підсумкові динамічні втрати в транзисторі дорівнюють сумі втрат на вмикання та вимикання. З урахуванням заданої частоти комутації для них можна записати такий вираз

$$P_{\text{дин}} = U_{\text{д}} f_{\text{К}} (I_{\text{К max}} t_{\text{вм}} + I_{\text{К нас}} t_{\text{вим}}) / 2. \quad (7.99)$$

Підсумовуючи сказане, можна відзначити дві основні особливості процесу перемикавання транзисторного ключа при роботі на RL -навантаження:

зміна колекторного (стокового) струму транзисторного ключа при вмиканні-вимиканні відбувається при напрузі на колекторі (стоку), яка дорівнює приблизно напрузі живлення;

максимальний струм колектора (стоку) транзисторного ключа при вмиканні більше струму навантаження.

Очевидно, що навіть при використанні безінерційного зворотного діода динамічні втрати в транзисторному ключі при комутації RL -навантаження перевищують аналогічні втрати при комутації активного навантаження у три рази. Це збільшення втрат пояснюється необхідністю забезпечення безперервності струму навантаження, що потребувало заміни послідовної схеми комутації на послідовно-паралельну.

Як уже було показано раніше, при комутації активного навантаження робоча точка транзистора рухається по навантажувальній прямій між точками A і B (рис. 7.50), які відповідають ввімкнено-

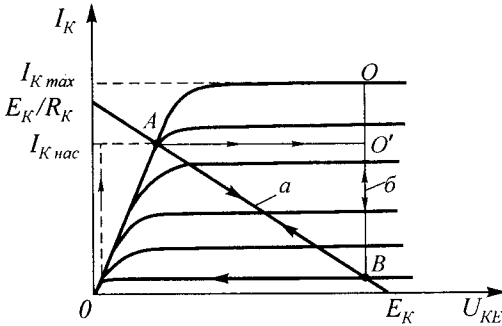


Рис. 7.50

причому в обох випадках $U_{KE} \approx E_K$, що пов'язано з виділенням у транзисторі дуже великої миттєвої потужності.

му та вимкненому станам транзистора. Рух робочої точки транзистора при комутації RL -навантаження буде відбуватися не по навантажувальній прямій, а по ламаній BOA або $AO'B$, тобто при вмиканні транзистор потрапляє в точку O , для якої $i_K = I_{K_{max}}$, а при вимиканні — в точку O' , для якої $i_K = I_{K_{нас}}$,

7.6. ГРАНИЧНІ РЕЖИМИ РОБОТИ ТРАНЗИСТОРІВ

Гранично допустимі режими роботи транзисторів визначаються максимально допустимими напругами та струмами, максимально розсіюваною потужністю і допустимою температурою корпусу приладу. Основними причинами, які призведуть до виходу транзистора з ладу або порушення нормальної роботи схеми в результаті зміни основних параметрів транзисторів, можуть бути: дуже велика зворотна напруга на одному з переходів і перегрів приладу при збільшенні струму крізь переходи.

В довідкових даних на транзистори звичайно обумовлюють граничні експлуатаційні параметри:

- максимально допустима постійна напруга колектор-емітер $U_{KE_{max}}$ або стік-витік $U_{CB_{max}}$;
- максимально допустима імпульсна напруга колектор-емітер $U_{KE_{i_{max}}}$ або стік-витік $U_{CB_{i_{max}}}$;
- постійний або імпульсний струми колектора $I_{K_{max}}$ та $I_{K_{i_{max}}}$ та такі ж значення струму стоку польових транзисторів;
- постійний або імпульсний струми бази $I_{B_{max}}$ та $I_{B_{i_{max}}}$;
- постійна або імпульсна напруга на затворі $U_{3_{max}}$ та $U_{3_{i_{max}}}$;
- постійна або імпульсна розсіювана потужність колектора $P_{K_{max}}$ та $P_{K_{i_{max}}}$, або аналогічні потужності, розсіювані стоками $P_{C_{max}}$ та $P_{C_{i_{max}}}$;
- гранична температура переходу $T_{п_{max}}$ або корпусу приладу $T_{K_{max}}$.

Всі перелічені параметри граничних режимів обумовлені розвитком одного з видів пробою: за напругою — лавинного, за струмом — струмового або теплового, за потужністю — викликаного досягненням максимальної температури переходу.

Механізми розвитку пробоїв у транзисторах можуть бути різними, проте незалежно від цього всі види пробоїв можна умовно поділити на первинні та вторинні.

Первинні пробої транзистора відрізняються тим, що вони є оборотними. Якщо транзистор потрапляє в режим первинного пробою, то його нормальна робота порушується, проте при виході з режиму пробою його працездатність відновлюється. Будь-який **вторинний пробій** необоротний, тому що після нього відбувається деградація транзистора, яка обумовлена псуванням переходів. Основними видами первинних пробоїв є: лавинний, тепловий та струмовий.

Лавинний пробій іноді називають електричним, тому що він виникає при високому значенні напруги зворотно зміщеного переходу. Коефіцієнт лавинного розмножування носіїв можна приблизно оцінити за формулою

$$M = \left[- \left(U_{зв} / U_{проб} \right)^2 \right]^{-1},$$

де $U_{зв}$ — прикладена до переходу зворотна напруга; $U_{проб}$ — напруга лавинного пробою. Коли $U_{зв} \rightarrow U_{проб}$, коефіцієнт лавинного розмножування необмежено зростає ($M \rightarrow \infty$).

Пробій у транзисторі має деякі особливості, пов'язані з взаємним впливом емітерного і колекторного переходів. Пробивна напруга колектор-емітер завжди менша пробивної напруги колекторного переходу. Це пояснюється впливом емітерного переходу на колекторний. Струм колектора транзистора з урахуванням коефіцієнта лавинного розмножування носіїв визначається формулою

$$I_K = (h_{21Б} I_E + I_{КБ0}) M.$$

Струм бази транзистора в режимі лавинного пробою

$$I_B = I_E - I_K = I_E - (h_{21Б} I_E + I_{КБ0}) M.$$

Якщо транзистор працює з від'єднаною базою (або до бази увімкнений великий опір), то $I_B = 0$ і, отже, струм колектора приймає значення

$$I_K = I_E = \frac{M I_{КБ0}}{1 - h_{21Б} M}. \quad (7.100)$$

З (7.100) випливає, що струм колектора буде необмежено зростати при наближенні добутку $M h_{21Б}$ до одиниці. В той же час пробій колекторного переходу відбувається за умови, що добуток $M h_{21Б} \rightarrow \infty$, тобто при більш високій напрузі на колекторі.

Це явище пояснюється тим, що при відімкненій базі всередині транзистора діє позитивний зворотний зв'язок. Заряди, які утворюються в результаті лавинного розмножування, накопичуються в базі, збільшуючи її заряд. Це викликає приплив неосновних носіїв з емітера, які збільшують струм колектора. Цей процес зростає лавиноподібно і називається лавинним пробоем з емітерним множенням. На величину цього позитивного зворотного зв'язку можна впливати схемним шляхом. Так, наприклад, якщо подати на емітер транзистора запірну напругу, то його вплив різко зменшується і пробивна напруга збільшується. Такий же ефект можна одержати введенням в коло емітера опору, бо струм емітера, проходячи по цьому опору, створює напругу негативного зворотного зв'язку і зменшує дію емітера на лавинний процес.

У більшості застосувань, особливо для потужних транзисторів, рекомендують між базою та емітером вмикати невеликий опір R_B . Для визначення напруги лавинного пробоя в цьому випадку можна користуватися формулою

$$U_{KER} = U_{KE\text{ проб}} \sqrt{1 - \frac{R_B h_{21E}}{R_E + R_B}},$$

де U_{KER} — пробивна напруга при вмиканні між емітером і базою опору R_B ; $U_{KE\text{ проб}}$ — напруга лавинного пробоя переходу колектор-база; R_B — опір між базою та емітером; R_E — опір в колі емітера.

Таким чином, в довідкових даних транзистора можна знайти три різних значення напруг лавинного пробоя:

- напруга U_{KE0} — напруга пробоя при вимкненій базі ($I_B = 0$);
- напруга $U_{KER} > U_{KE0}$ — напруга пробоя при вмиканні між базою та емітером опору R_B (при $R_E = 0$);
- напруга U_{KEK} — напруга лавинного пробоя, якщо база закорочена з емітером ($R_B = 0$).

Всі ці напруги лавинного пробоя менші напруги пробоя переходу колектор-база $U_{KB\text{ проб}}$, тобто $U_{KB\text{ проб}} > U_{KEK} > U_{KER} > U_{KE0}$.

На рис. 7.51 показані ВАХ транзистора в режимі лавинного пробоя за різних умов у його базі. Звідси видно, що при використанні транзистора при напругах, близьких до пробоя, можна суттєво впливати на напругу пробоя схемним шляхом.

Тепловий пробій транзистора виникає внаслідок лавиноподібного зростання температури p - n -переходу. Зі зростанням температури переходу зростають струми спливу та напівпровідник переходить у провідний стан, а p - n -перехід зникає. Таке явище називають переходом кристалів в стан власної провідності.

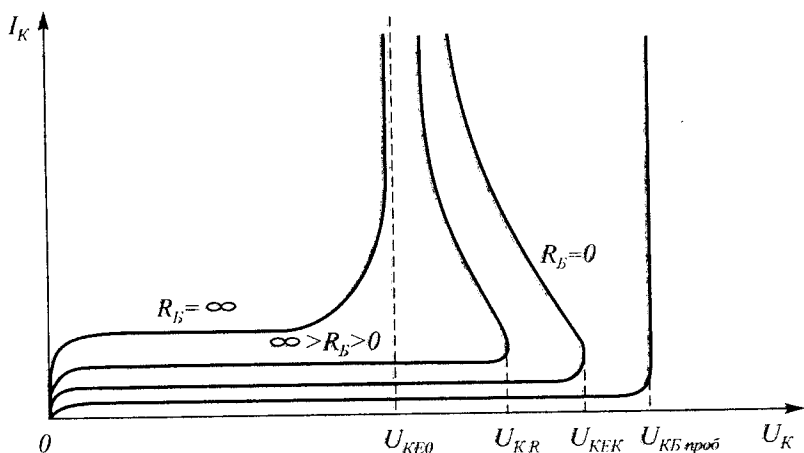


Рис. 7.51

В реальних умовах це явище не завжди обмежує зростання температури, тому що вже при більш низьких температурах може спостерігатися різка залежність від температури одного або декількох з основних параметрів, наприклад, коефіцієнта передачі струму або граничної робочої напруги.

Розсіювання потужності транзистором спостерігається при будь-якому режимі роботи, проте воно максимальне, коли транзистор знаходиться у відкритому стані або вимикається.

При високій частоті комутації втрати зростають пропорційно частоті. Зі збільшенням споживаної потужності зростає і температура транзистора.

Для оцінки теплового режиму транзистора використовують поняття теплового опору, під яким розуміють опір елементів транзистора розповсюдженню теплового потоку від колекторного переходу до корпусу або в навколишнє середовище. Тепловий опір між переходом і корпусом визначають як відношення різниці температур переходу $T_{\text{п}}$ та корпусу $T_{\text{к}}$ до потужності $P_{\text{сп}}$, яка споживається транзистором. Таким чином, тепловий опір визначається як перепад температури на одиницю потужності втрат $P_{\text{втр}}$ у транзисторі

$$R_{\text{т.п-к}} = \frac{T_{\text{п}} - T_{\text{к}}}{P_{\text{втр}}}$$

Аналогічно, тепловий опір перехід-середовище визначається як відношення різниці температур переходу $T_{\text{п}}$ та навколишнього середовища $T_{\text{с}}$ до потужності втрат $P_{\text{втр}}$ у транзисторі

$$R_{\text{т.п-с}} = \frac{T_{\text{п}} - T_{\text{с}}}{P_{\text{втр}}}$$

Якщо в транзисторі протікає імпульсний струм, то тепловий опір залежатиме від часу. В цьому випадку він зветься перехідним і залежить від форми імпульсів струму та моменту часу, в який воно визначається.

В довідкових даних на транзистори звичайно наводяться:

- тепловий опір перехід-корпус (або перехід-середовище) $R_{\text{т.п-к}}$;
- гранична допустима температура переходу $T_{\text{п max}}$;
- гранична середня (або імпульсна) потужність втрат у транзисторі $P_{\text{втр max}}$;
- гранична допустима температура корпусу приладу $T_{\text{к max}}$.

Температуру корпусу транзистора можна вимірювати безпосередньо. Для цього на потужних приладах може бути вказана точка, в якій необхідно проводити цей вимір. Безпосередньо виміряти температуру переходу транзистора в процесі експлуатації практично неможливо. У зв'язку з цим використовують непрямі методи, що ґрунтуються на температурній залежності якого-небудь параметру. Такі методи звичайно не дають можливості визначити температуру в найбільш гарячих точках структури, які виникають через розкид електрофізичних властивостей кристалу або дефектів конструкції. Для визначення усередненої температури переходу використовують тепловий опір. Ефективна температура переходу в установленому режимі може бути визначена за формулами

$$T_{\text{п}} = T_{\text{к}} + P_{\text{втр}} R_{\text{т.п-к}}$$

або

$$T_{\text{п}} = T_{\text{с}} + P_{\text{втр}} R_{\text{т.п-с}}$$

З іншого боку, маючи відомості про максимально допустиму температуру переходу $T_{\text{п max}}$, можна визначити допустиму потужність втрат у транзисторі

$$P_{\text{втр max}} = \frac{T_{\text{п max}} - T_{\text{с}}}{R_{\text{т.п-с}}}, \quad (7.101)$$

де $T_{\text{п max}} = 200^{\circ}\text{C}$ для кремнію та 150°C — для германію.

З (7.101) витікає, що при температурі середовища, яка дорівнює $T_{\text{с}} = T_{\text{п max}}$, транзистор використовувати практично неможливо, тому що допустима потужність втрат у ньому дорівнює нулю. Оскільки потужність, яка споживається транзистором, в основному витрачається на колекторному переході, то

$$P_{\text{втр max}} = U_{\text{KE}} I_{\text{K}} = \text{const}, \quad (7.102)$$

що визначає гіперболу максимальної потужності втрат, графік якої наведений на рис.7.52.

Оскільки при постійних значеннях T_c та $R_{\text{т.п-с}}$ потужність, яка споживається транзистором, однозначно визначає температуру переходу, то гіпербола максимальної потужності втрат є межею розвитку теплового пробою.

Струмівий пробій транзистора виникає при досягненні струмом максимально допустимого значення. Теоретично значення максимального струму колектора визначається рівністю загального рухомого заряду в області колектор-емітер і загального сталого просторового заряду, визначеного за формулою

$$I_{\text{K max}} = C_{\text{к}} E_{\text{пр}} V_s,$$

де $C_{\text{к}}$ — ємність колектор-база (пропорційна площині колекторного переходу); $E_{\text{пр}} \approx 10^5 \text{ В/см}$ — пробивна напруженість поля; $V_s = 6 \cdot 10^6 \text{ см/с}$ — швидкість насичення дрейфу носіїв заряду.

На практиці це значення струму ніколи не досягається і звичайно значення $I_{\text{K max}}$ визначається можливістю пошкодження з'єднань (перегорянням провідників) усередині транзистора. Значення максимально допустимого струму $I_{\text{K max}}$ звичайно зазначається у довідкових даних транзистора.

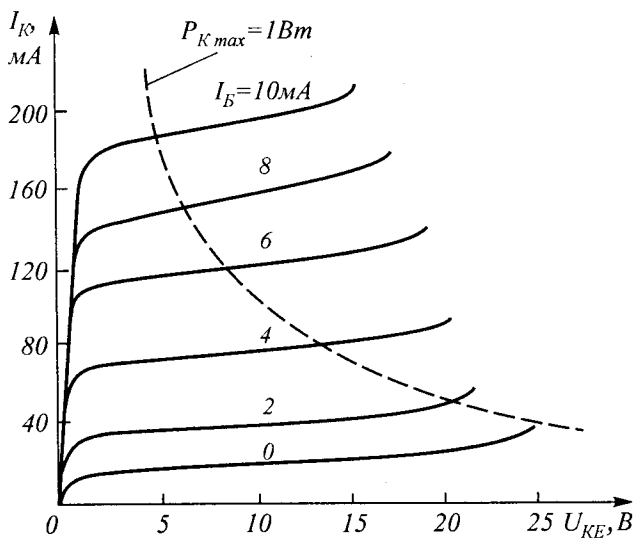


Рис. 7.52

В окремих випадках максимально допустимий струм транзистора визначається за зниженням коефіцієнта передачі струму нижче визначеного значення. Якщо струмовий пробій не пов'язаний з перегоранням з'єднувальних провідників, то він є оберненим.

Вторинний пробій транзистора виникає або після розвитку одного з видів первинного пробою, або безпосередньо, минаючи розвиток первинного пробою. Безпосередній розвиток вторинного пробою відбувається звичайно в області порівняно високих напруг на колекторі та пов'язаний з розвитком так званого «струмового шнура». При цьому колекторний струм концентрується в дуже малій області колектора, яка проплавляється та замикає колектор з базою. Вторинний пробій відбувається при значеннях струму та напруги, менших гіперболи максимальної потужності (рис. 7.52).

Якщо транзистор працює в підсилювальному режимі, то розвиток вторинного пробою та виникнення струмового шнура пов'язані з втратою термічної стійкості, при якій збільшення струму в будь-якому місці структури приводить до підвищення її температури, а підвищення температури збільшує струм. Цей процес зростає лавиноподібно та приводить до проплавлення кристалу.

Для розвитку вторинного пробою потрібен певний час, який може складати 1...100 мкс. Цей час називають часом затримки розвитку вторинного пробою. Якщо час знаходження транзистора в небезпечному режимі менший часу розвитку вторинного пробою, то вторинний пробій не виникає. Тому при коротких тривалостях імпульсів струму в транзисторі вторинний пробій може і не розвинути. Дослідження показали, що при розвитку вторинного пробою (під час затримки) в колі бази можуть виникнути автоколивання порівняно високої частоти, які можуть бути використані для провіщання небезпечного значення струму та захисту транзистора.

На рис. 7.53 показані ВАХ транзистора при розвитку вторинного пробою з різних областей: з області підсилюючого режиму (крива *a*), області пасивного вимикання (крива *б*) та області активного вимикання (при зворотному змищенні емітерного переходу) (крива *в*). У всіх трьох випадках при розвитку вторинного пробою виникає різке збільшення

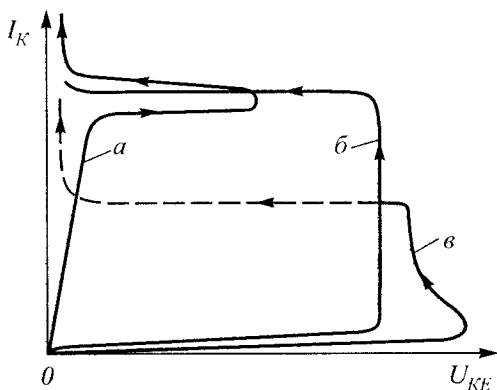


Рис. 7.53

струму колектора та зменшення напруги на колекторі, пов'язані з проплавленням колекторного переходу.

Вторинний пробій відсутній в польових транзисторах. Так, наприклад, для польових транзисторів з керуючим $p-n$ -переходом із збільшенням температури струм стоку зменшиться, як показано на рис. 7.54. Таким чином, розігрівання структури при протіканні струму стоку приводить до його зменшення, а не до збільшення, як у біполярному транзисторі. Останнє говорить про відсутність позитивного зворотного зв'язку та неможливість саморозігріву польового транзистора.

Область безпечної роботи (ОБР) визначає межі інтервалу надійної роботи транзистора без заходу в область одного з видів пробою (область допустимих значень електричних параметрів транзистора). Ця область обмежується граничними значеннями струму, напруги та допустимою потужністю втрат транзистора, які визначаються електронними та тепловими процесами, що протікають у транзисторі з урахуванням умов його експлуатації. Іноді цю область називають областю максимальних режимів.

Загальноприйнятим є граничне зображення цієї області в прямокутних координатах, по осі ординат яких відкладається струм (I_K) транзистора, а по осі абсцис — напруга (U_{KE}). При цьому часто використовується логарифмічний масштаб. Згідно з (7.102) межа ОБР, яка визначається допустимою потужністю втрат при логарифмічному масштабі, описується лінійною залежністю

$$\lg I_K = \lg P_{\text{втр max}} - \lg U_{KE}.$$

Розрізняють статичну та імпульсну ОБР. Статична ОБР (рис. 7.55,а) обмежується ділянками: струмового пробою (граничним значенням струму $I_{K \text{ max}}$) (1), теплового пробою (граничною потужністю втрат $P_{K \text{ max}}$) (2), вторинного пробою (3) та лавинного пробою (граничним значенням напруги $U_{KE \text{ max}}$) (4).

Імпульсна ОБР визначається імпульсним струмом колектора $I_{Ki \text{ max}}$ та максимальною імпульсною напругою пробою $U_{KEi \text{ max}}$. При малих тривалостях імпульсів на ній можуть бути відсутні ділянки, обумовлені тепловим пробоем. При тривалостях імпульсу менших 1 мкс імпульсна ОБР має тільки дві межі $I_{Ki \text{ max}}$ та

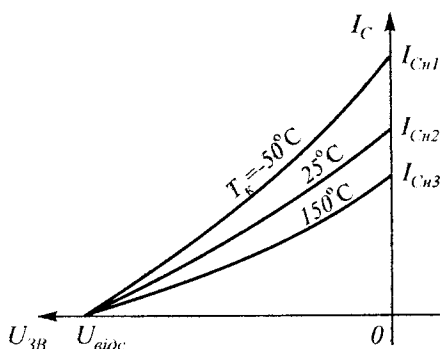


Рис. 7.54

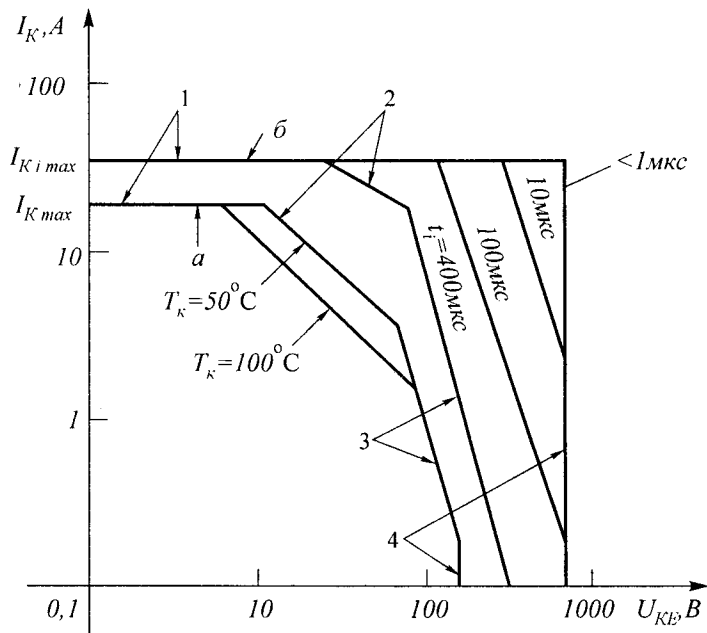


Рис. 7.55

$U_{KE i max}$. При збільшенні тривалості імпульсу з'являються ділянки, що обмежують ОБР за рахунок розвитку вторинного пробою (3) та теплового пробою (2).

Межі областей безпечної роботи транзистора залежать від температури його корпусу. Зі збільшенням температури корпусу транзистора межі ОБР, обумовлені лавинним пробою, зміщуються ліворуч. Межі ОБР, обумовлені лавинним або вторинним пробою, практично від температури не залежать.

За визначенням ОБР миттєві значення u_{KE} та i_K транзистора в кожний момент часу в усіх режимах роботи, включаючи процес комутації, не повинні виходити з області ОБР. Це значить, що статичні та динамічні ВАХ транзистора (ключа), тобто залежності струму i_K від напруги u_{KE} , повинні знаходитися всередині ОБР. Навіть короточасний вихід робочої точки за межі відповідної ОБР приводить до того, що транзистор попадає в область пробою, тобто робота транзистора (ключового приладу) не гарантується. Проте динамічні ВАХ ключа (транзистора, тиристора) залежать від параметрів комутованого кола (див. § 7.5). Наявність ємностей в комутованому колі може приводити до суттєвого сплеску струму при вмиканні, а наявність індуктивності — до сплеску напруги при вимиканні. Тому для надійної роботи ключа треба забезпечи-

ти відповідність динамічної ВАХ та ОБР. Проте практично забезпечити повну їх відповідність складно без прийняття спеціальних заходів захисту приладу. Наприклад, для захисту напівпровідникових приладів вмикають додаткові електричні елементи, зокрема, конденсатори та реактори, які забезпечують відповідність динамічних ВАХ ключа та його ОБР. Тому що динамічна ВАХ зображує собою траєкторію перемикавання ключа в координатах i_s та u_s (див. § 7.5), то вмикання додаткових елементів з метою зміни динамічної ВАХ можна розглядати як формування бажаної (відповідно до ОБР) траєкторії перемикавання. Сукупність запроваджених для формування траєкторії перемикавання елементів можна назвати колом формування траєкторії перемикавання (КФТП). В технічній літературі КФТП часто називають снабер (англ. snubber). По суті КФТП є пристрій захисту ключа в динамічних режимах.

Схемотехніка КФТП визначається типом напівпровідникового приладу, а також топологією та параметрами коמוтованого кола. Основою КФТП є реактивні елементи ємнісного або індуктивного характеру. Це обумовлено тим, що конденсатор здатний обмежувати значення та швидкість зростання напруги на ключі в процесі комутації, а індуктивність — значення та швидкість зміни комутованого струму. При цьому реактивні елементи поглинають енергію за час комутації. Ця енергія розсіюється в активних елементах КФТП (дисипативні КФТП), або повертається в джерело живлення чи то в коло навантаження (не дисипативні КФТП).

Приклад 7.16. Визначити динамічні втрати в транзисторі КТ874Б при комутації RL -навантаження (рис. 7.47) з параметрами: $R_n = 2,5 \text{ Ом}$; $L_n = 10^{-2} \text{ Гн}$; $U_d = 27 \text{ В}$; $f_k = 20 \text{ кГц}$. Вважати, що час розсмоктування діода у два рази менший тривалості фронту колекторного струму транзистора.

Розв'язання. 1. Стала часу навантаження

$$\tau_n = L_n / R_n = 10^{-2} / 2,5 = 4 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

2. Оскільки $\tau_n \gg T_k = 1/f_k = 1/20 \cdot 10^3 = 50 \cdot 10^{-6} \text{ с}$, то можна вважати, що при незмінному коефіцієнті заповнення струм навантаження практично сталий та дорівнює своєму середньому значенню

$$I_{n \text{ ср}} = U_d \gamma / R_n = 27 \gamma / 2,5 = 10,8 \gamma.$$

3. Згідно з довідковими даними на транзистор КТ874Б при $I_K / I_B = 6$ і $U_{KE} = 30 \text{ В}$ для $I_K = 5 \text{ А}$ тривалість фронту колекторного струму при вмиканні $t_{\text{ф}} = 10^{-6} \text{ с}$, для $I_K = 10 \text{ А}$ тривалість $t_{\text{ф}} = 0,77 \cdot 10^{-6} \text{ с}$, причому залежність $t_{\text{ф}} = f(I_K)$ близька до лінійної.

При зміні I_K від 5 до 10 А тривалість зрізу колекторного струму при вимиканні зменшується приблизно лінійно від $0,18 \cdot 10^{-6}$ до $0,15 \cdot 10^{-6} \text{ с}$.

Апроксимуючи дані залежності прямими лініями, одержуємо

$$t_{\phi} = 10^{-6} (1,23 - 4,6 \cdot 10^{-2} I_K), \quad t_{3p} = 10^{-6} (0,21 - 6 \cdot 10^{-3} I_K).$$

4. Вважаючи, що струм транзистора при вмиканні збільшується за лінійним законом за умови $t_{\text{вм}} = 1,5t_{\phi}$, максимальний струм колектора дорівнює

$$I_{K \text{ max}} = 1,5I_{\text{н ср}}.$$

5. Підсумкові динамічні втрати в транзисторі згідно з виразом (7.99) дорівнюють

$$P_{\text{дин}} = 27 \cdot 20 \cdot 10^3 / 2 \cdot [1,5 \cdot 10,8\gamma \cdot 10^{-6} (1,23 - 4,6 \cdot 10^{-2} \cdot 10,8\gamma) + 10,8\gamma \cdot 10^{-6} (0,21 - 6 \cdot 10^{-3} \cdot 10,8\gamma)] = \gamma(5,99 - 2,36\gamma)$$

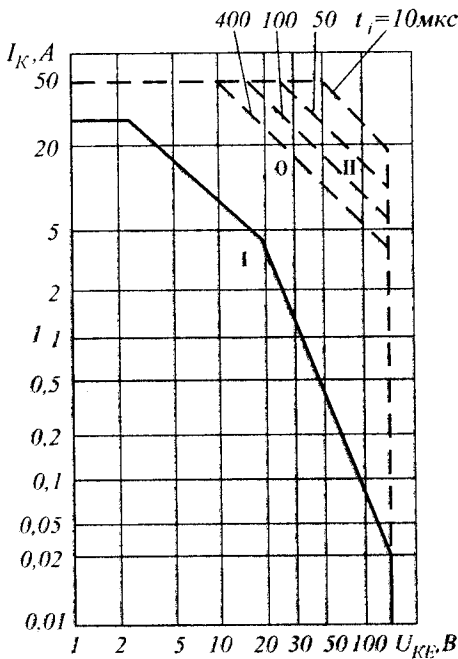


Рис. 7.56

При $\gamma \rightarrow 1$ $P_{\text{дин}} = 3,63 \text{ Вт}$.
При $\gamma = 0,5$ $P_{\text{дин}} = 2,4 \text{ Вт}$.

6. Визначимо, чи не виходить траєкторія перемикання транзистора з області його безпечної роботи. Максимальний струм колектора при вмиканні відповідає режиму $\gamma \rightarrow 1$ та дорівнює $I_{K \text{ max}} = 1,5 \cdot 10,8 = 16,2 \text{ А}$.

На рис. 7.56 наведена запозичена з довідника область безпечної роботи транзистора КТ874Б, на яку нанесена точка «0» з координатами $I_K = 16,2 \text{ А}$, $U_{KE} = 30 \text{ В}$. Очевидно, що ця точка виходить з області I, що відповідає статичному режиму роботи, але лежить в середині області II для динамічного режиму при $t_i = 50 \cdot 10^{-6} \text{ с}$. Отже, в усіх режимах роботи параметри транзистора не перевищують гранично допустимі значення.

7.7. ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ БЕЗПЕЧНОЇ РОБОТИ ТРАНЗИСТОРІВ

Головною умовою надійної роботи транзисторів є забезпечення відповідності ОБР транзисторів як статичних, так і динамічних ВАХ, визначених конкретними умовами роботи (див. § 7.6).

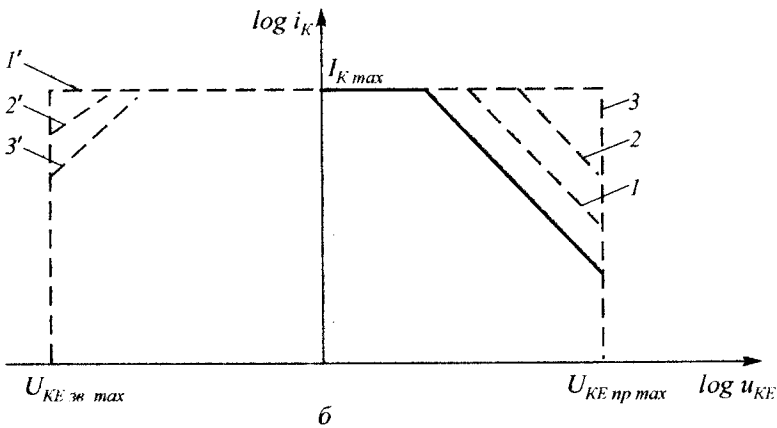
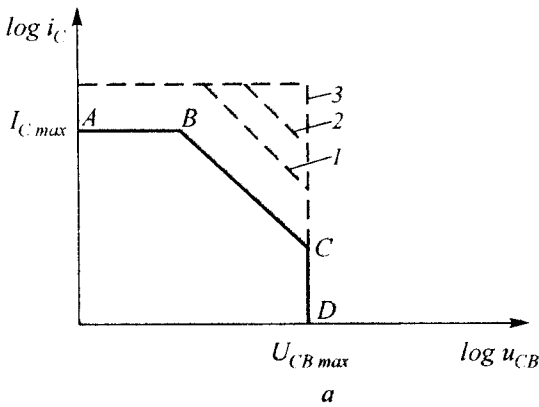


Рис. 7.57

Обмеженнями, які визначають ОБР польових транзисторів, є: максимальні допустимі значення струму стоку $I_{C \max}$ та напруги стік-витік $U_{CB \max}$, а також допустимі значення розсіюваної потужності, які визначаються опором транзистора у відкритому стані R_{CB} та напругою стік-витік U_{CB} (на рис. 7.57, а дільниця BC). Так само як і для біполярних транзисторів, межі ОБР для польових транзисторів в імпульсних режимах розширюються. Позитивною особливістю ОБР польових транзисторів є відсутність обмежень, пов'язаних з вторинним пробоем, який в цьому класі транзисторів не виникає.

Для БПІЗ-транзисторів існують ОБР як для прямої, так і зворотної напруг (рис. 7.57, б). Для прямих напруг ОБР має схожість як з ОБР біполярного, так і з ОБР польового транзисторів. Максимальне значення струму $I_{K \max}$ обмежується умовою переходу транзистора в активний режим з підвищеними втратами потужності.

Як було показано раніше, потужність, яка розсіюється у транзисторному ключі в режимі перемикування, визначається добутком миттєвих значень струму та напруги на інтервалах фронту та зрізу імпульсу струму транзистора. Тому радикальним методом зменшення динамічних втрат є рознесення в часі інтервалів зміни його струму та напруги. Це передбачає, що на інтервалі зміни струму транзисторного ключа напруга на ньому повинна бути близькою до нуля або, навпаки, при зміні напруги на транзисторному ключі струм, який протікає через нього, повинен бути близьким до нуля. Такого режиму роботи можна добитися двома принципово різними способами. Перший використовується, коли існує можливість в деякому діапазоні довільно варіювати параметри навантаження. Тоді параметри навантаження транзисторного ключа вибирають таким чином, щоб до моменту комутації автоматично виконувалася умова $U_{\text{кл}} = 0$ або $I_{\text{кл}} = 0$. Такий режим можливий, якщо навантаження за своїми еквівалентними параметрами являє собою резонансний контур, а період комутації кратний резонансній частоті цього контуру.

Другий спосіб використовується, якщо параметри навантаження сталі, і полягає у введенні в схему додаткових кіл, які штучно розносять у часі перепади струму та напруги на ключі, що перемикається.

При комутації з підвищеною частотою важливо не тільки забезпечити відповідність динамічної ВАХ та ОБР, але й зменшити потужність, яка виділяється в транзисторному ключі на інтервалі вимикання. Це дає можливість у цілому зменшити динамічні втрати в транзисторі. Для цього треба сформувати бажану траєкторію перемикування за допомогою підключення до транзистора відповідного КФТП. На рис. 7.58 наведена схема (а) транзистора з КФТП для зменшення втрат при вимиканні та часові діаграми струму, напруги і миттєвої потужності при $C_s = 0$ (б) та при $C_s \neq 0$ (в,г). При вимиканні транзистора струм навантаження починає заряджати конденсатор C_s через діод VD_s . Напруга на транзисторі зростає так само, як на конденсаторі, і тим повільніше, чим більша ємність конденсатора. Це веде до зменшення енергії, яка виділяється в транзисторі при вимиканні $W_s = \int_0^t p_s dt$. Без RCD-кола напруга на колекторі наростає миттєво і енергія втрат визначається співвідношенням

$$W = \frac{U_d I_{\text{К нас}} t_i}{2} . \quad (7.103)$$

При використанні КФТП втрати в транзисторі знижуються, а в RCD-колі зростають. Енергія зарядженого конденсатора кінець

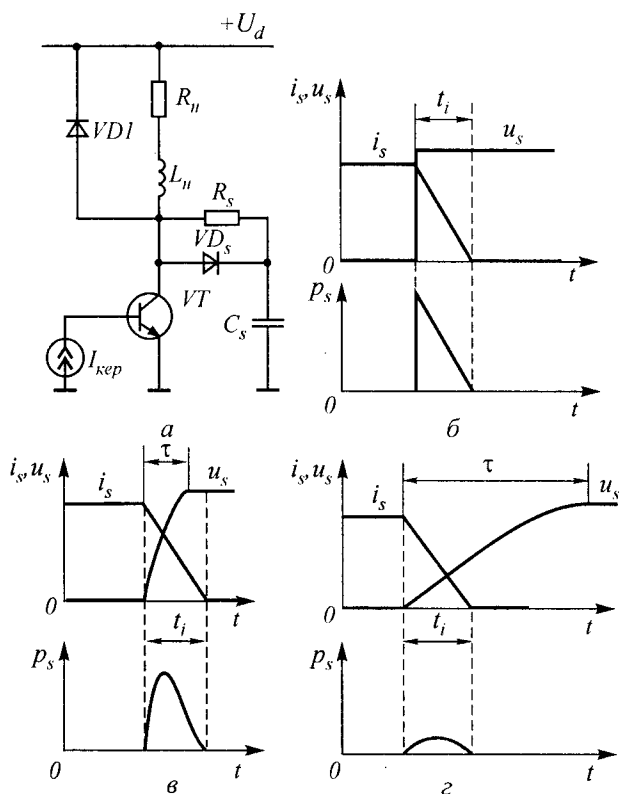


Рис. 7.58

кінцем досягає значення $C_s U_d^2 / 2$. Якщо конденсатор заряджається повністю раніше, ніж струм колектора зменшиться до нуля, то загальні втрати визначаються рівнянням

$$W_t = \frac{U_d I_{K \text{ нас}} t_i}{2} \left(1 - \frac{4k}{3} + k^2 \right) \quad (7.104)$$

для $k \leq 1$, де $k = \tau / t_i$; t_i — час спаду струму ключа; τ — час зростання напруги на конденсаторі.

Якщо конденсатор не встигає зарядитися до U_d раніше, ніж струм знизиться до нуля ($k \geq 1$), загальні втрати визначаються рівнянням

$$W_t = \frac{U_d I_{K \text{ нас}} t_i}{2} \frac{k^2 - k + 1/3}{k - 1/2}. \quad (7.105)$$

На рис. 7.59 наведені залежності відносних втрат у схемі. З кривих видно, що реальні втрати енергії в транзисторі без КФТП при-

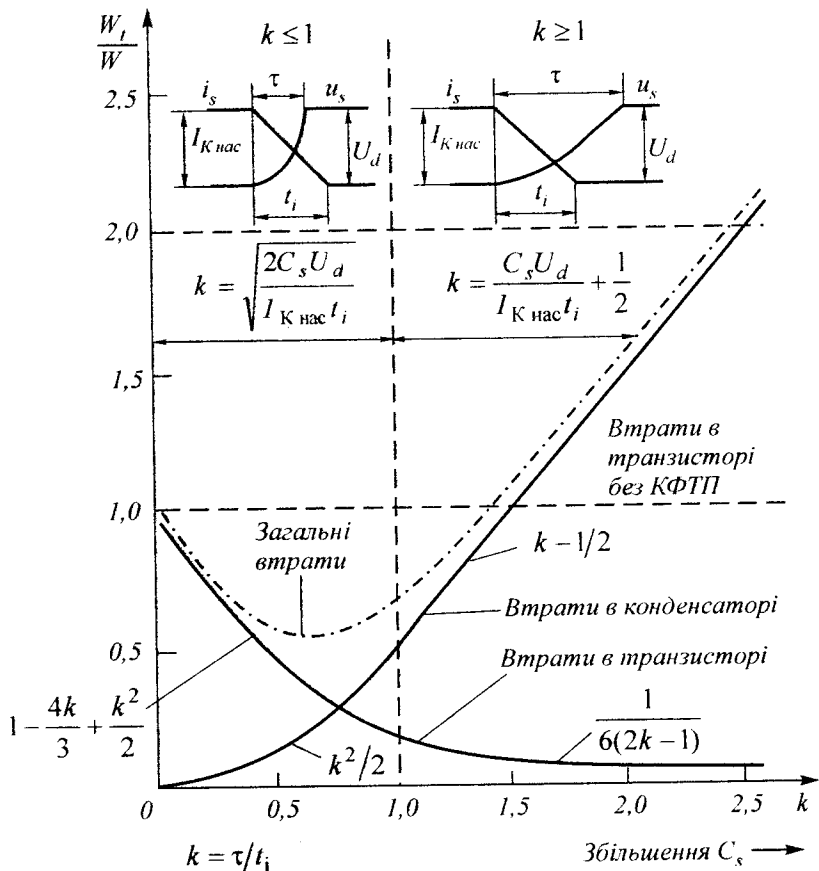


Рис. 7.59

близко у два рази більші, ніж одержані за (7.103), що пояснюється наявністю «хвоста» в кривій струму та перенапругами. При збільшенні ємності C_s зростає k , а втрати в транзисторі зменшуються за рахунок збільшення втрат у КФТП. Якщо $k \leq 1,41$, загальні втрати менші, ніж в схемі без КФТП. Мінімальні втрати спостерігаються при $k = 2/3$ і складають $5/9$ втрат у схемі без КФТП. При цьому ємність конденсатора C_s визначається із співвідношення

$$C_s = \frac{2}{9} \frac{I_{K \text{ нас}} t_i}{U_d}. \quad (7.106)$$

КФТП не тільки зменшує загальні втрати за рахунок перерозподілу їх, але і сприяє більш ефективному розсіюванню тепла.

Енергія конденсатора розсіюється в резисторі R_s на етапі ввімкненого стану транзистора. Потужність, яка виділяється в резисторі, визначається співвідношенням

$$P_{R_s} = 0,5C_s U_d^2 f_k. \quad (7.107)$$

Опір резистора R_s визначається двома факторами:

1. Струм розряду конденсатора U_d/R_s складається з струмом навантаження і підсумковий струм не повинен перевищувати допустимий колекторний струм транзистора.

2. Конденсатор повинен встигнути повністю розрядитися за час ввімкненого стану транзистора $t_{\text{вм}}$, тобто $t_{\text{вм min}} = 5C_s R_s$.

На рис. 7.60 показані траєкторії робочої точки транзистора, який вимикається, при різних значеннях параметра k .

При вмиканні транзистора виникають неприпустимі для транзистора перевантаження за струмом, які треба обмежувати відповідно до ОБР. Високі значення швидкості зростання струму в транзисторі di_K/dt приводять до зростання динамічних втрат при періодичному перемиканні транзистора. Для зменшення значення di_K/dt використовують КФТП, яка складається з реактора L_s , з'єднаною послідовно з транзистором. Подібна КФТП може бути використана для обмеження струмових перевантажень при вмиканні ємнісного навантаження та в схемі із зворотним діодом VD (рис. 7.61, а). На рис. 7.61 наведені часові діаграми струму, напруги і миттєвої потужності при $L_s = 0$ (б) та при $L_s \neq 0$ (в, г). КФТП при вмиканні являє собою комбінацію індуктивності L_s та діода VD_s в колекторному колі транзистора. Індуктивність визначає час

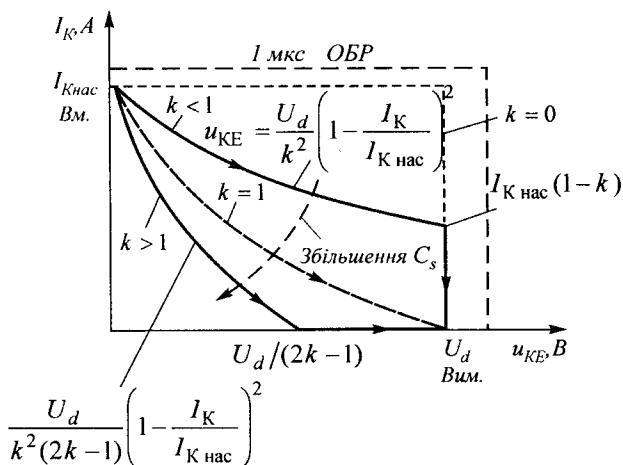


Рис. 7.60

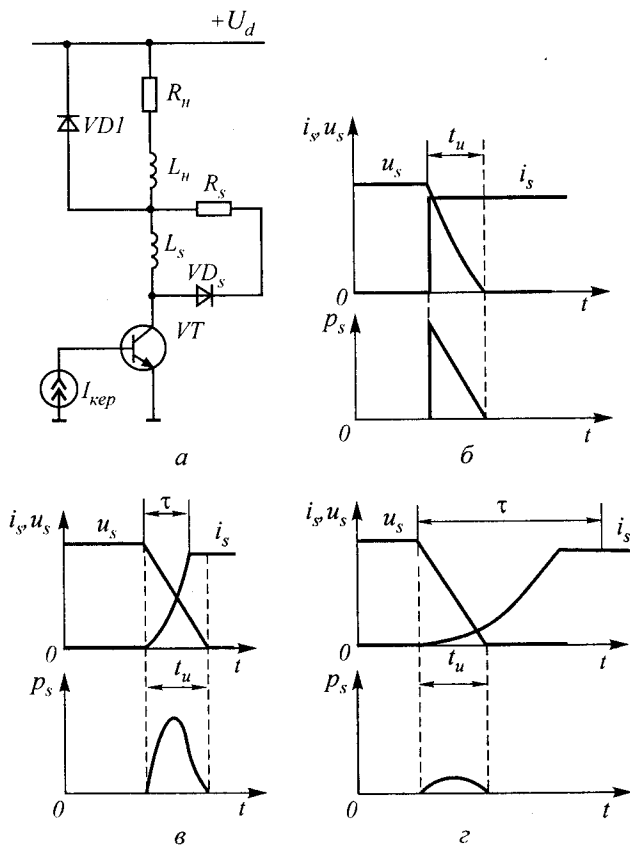


Рис. 7.61

наростання струму колектора. Енергія, яка накопичується в індуктивності L_s до моменту вимкання транзистора, розсіюється у вигляді тепла в шунтуючому діоді VD_s та активному опорі резистора R_s .

Втрати енергії при вмиканні транзистора визначаються співвідношеннями (7.103) ÷ (7.105), в яких замість часу t_i треба ставити час t_u . Мінімум втрат при вмиканні будуть при

$$L_s = \frac{U_d}{I_{K \text{ нас}}} t_u \frac{2}{9}. \quad (7.108)$$

Максимальні втрати потужності залежать від частоти і визначаються рівнянням

$$P_{L_s} = 0,5 L_s I_{K \text{ нас}}^2 f_K. \quad (7.109)$$

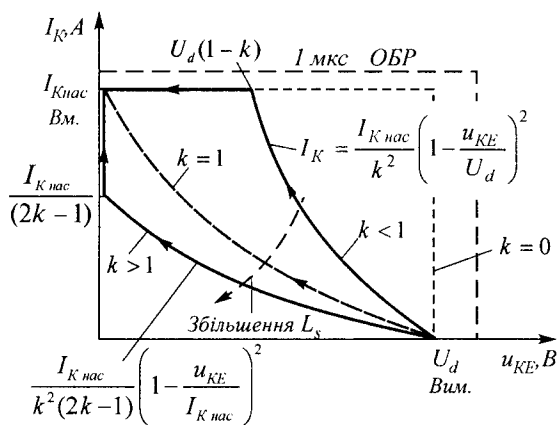


Рис. 7.62

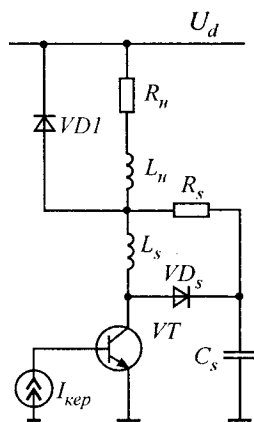


Рис. 7.63

Час закритого стану транзистора $t_{\text{вим}}$ повинен бути достатньо великим, щоб процес розсіювання енергії завершився до моменту наступного ввімкнення транзистора

$$t_{\text{вим min}} = 5L_s/R_s.$$

На рис. 7.62 показані траєкторії робочої точки транзистора, який вмикається, при різних значеннях параметра k .

Оскільки звичайно ключовий режим роботи транзисторів пов'язаний з періодичною його комутацією, то використовуються схеми КФТП, які формують необхідні траєкторії як при вмиканні, так і при вимиканні (рис. 7.63). Існує велика різноманітність схем КФТП для біполярних транзисторів.

На відміну від біполярних МОН-транзистори не мають обмежень в ОБР, пов'язаних із вторинним пробоем. Крім того у відкритому стані ці транзистори характеризуються великими значеннями еквівалентного опору $R_{\text{св}}$. Область безпечної роботи МОН-транзисторів у імпульсних режимах має прямокутну форму, що полегшує завдання їх захисту. При вимиканні активно-індуктивного навантаження для виводу енергії, накопиченої в індуктивному опорі, використовують такі ж способи, що і для біполярних транзисторів (див. рис. 7.47). Проте для зняття перенапруг, які обумовлені малими значеннями «паразитних» індуктивностей монтажу і в той же час високими значеннями di_n/dt , використовують RC -кола. Ці кола підключаються паралельно транзистору (рис. 7.64) і ними, як правило, обмежуються.

Для біполярних транзисторів з ізольованим затвором рекомендуються такі ж КФТП, як і для МОН-транзисторів.

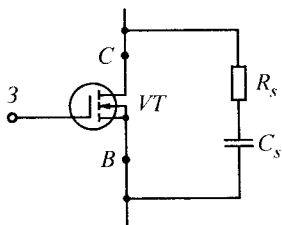


Рис. 7.64

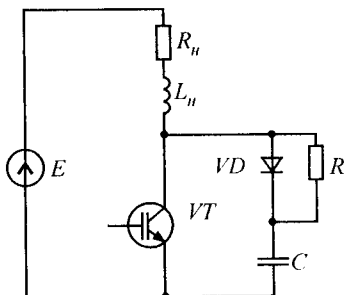


Рис. 7.65

Приклад 7.17. Визначити динамічні втрати в транзисторі VT при його вмиканні та вимиканні (рис. 7.65). ЕРС джерела живлення $E = 100 \text{ В}$; час вмикання та вимикання транзистора $t_{\text{вм}} = t_{\text{вим}} = 10 \text{ мкс}$; статичні характеристики транзистора та діода ідеальні; транзистор вмикається та вимикається з частотою $f_k = 100 \text{ Гц}$ та щільністю $Q = 2$; активний опір навантаження $R_n = 10 \text{ Ом}$, а індуктивність $L_n = 1 \text{ мГн}$; діод VD ідеальний (час вмикання та вимикання діода дорівнюють нулю); ємність конденсатора $C = 10 \text{ мкФ}$; опір резистора $R = 0,1 \text{ Ом}$.

Розв'язання. 1. Напряга на транзисторі в процесі вмикання змінюється так, як показано на рис. 7.45,а, а струм транзистора в процесі вимикання змінюється, як показано на рис. 7.45,з, тобто $u_{VT} = E(1 - t/t_{\text{вм}})$; $i_{VT} = I_n(1 - t/t_{\text{вим}})$.

2. Струм навантаження при вмиканні транзистора визначається виразом (7.89).

3. Напряга на конденсаторі в процесі вмикання змінюється за законом

$$u_c = E \left(1 - \frac{t}{t_{\text{вм}}} \right) - \frac{ERC}{t_{\text{вм}}} (e^{-t/\tau_1} - 1),$$

де $\tau_1 = RC$.

Струм розряду конденсатора

$$i_c = -C du_c / dt = \frac{EC}{t_{\text{вм}}} (1 - e^{-t/\tau_1}).$$

Струм транзистора на етапі вмикання

$$i_{VT} = i_n + i_c.$$

Енергія, що виділяється в транзисторі, при вмиканні

$$\begin{aligned} W_{\text{вм}} &= \int_0^{t_{\text{вм}}} p(t) dt = \int_0^{t_{\text{вм}}} u_{VT}(t) [i_n(t) - i_c(t)] dt = \\ &= \frac{E^2}{t_{\text{вм}}} \int_0^{t_{\text{вм}}} \left[-\frac{L_n}{R_n^2 t_{\text{вм}}} t e^{-t/\tau} + \frac{C}{t_{\text{вм}}} t e^{-t/\tau_1} - C e^{-t/\tau_1} + \frac{L_n}{R_n^2} e^{-t/\tau} - \frac{t^2}{R_n t_{\text{вм}}} + \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \left(\frac{1}{R_H} \frac{C}{t_{\text{вим}}} + \frac{L_H}{R_H^2 t_{\text{вим}}} \right) t + C \Big] dt = \\
& = \frac{100^2}{10^{-5}} \int_0^{10^{-5}} \left[-\frac{10^{-3}}{10^2 \cdot 10^{-5}} t e^{-t/10^{-4}} + \frac{10^{-5}}{10^{-5}} t e^{-t/10^{-6}} - 10^{-5} e^{-t/10^{-6}} + \right. \\
& \left. + \frac{10^{-3}}{10^2} e^{-t/10^{-4}} - \frac{t^2}{10 \cdot 10^{-5}} + \left(\frac{1}{10} - \frac{10^{-5}}{10^{-5}} + \frac{10^{-3}}{10^2 \cdot 10^{-5}} \right) t + 10^{-5} \right] dt = \\
& = 0,1114 \text{ Дж},
\end{aligned}$$

де $\tau = L_H / R_H = 10^{-3} / 10 = 10^{-4} \text{ с} = 100 \text{ мкс}$; $\tau_1 = RC = 0,1 \cdot 10 \cdot 10^{-6} \text{ с} = 1 \text{ мкс}$.

2. Струм конденсатора на етапі вимикання

$$i_c = I_H - [I_H (1 - t/t_{\text{вим}})] = I_H t/t_{\text{вим}}.$$

Напруга на конденсаторі та резисторі

$$u_c = u_{VT} = \frac{1}{C} \int i_c dt = I_H t^2 / 2Ct_{\text{вим}}.$$

Енергія, яка виділяється в транзисторі при вимиканні,

$$\begin{aligned}
W_{\text{вим}} &= \int_0^{t_{\text{вим}}} p(t) dt = \int_0^{t_{\text{вим}}} u_{VT}(t) i_{VT}(t) dt = \frac{I_H^2}{t_{\text{вим}}} \int_0^{t_{\text{вим}}} \left(\frac{t^2}{2C} - \frac{t^3}{2Ct_{\text{вим}}} \right) dt = \\
&= \frac{10^2}{10^{-5}} \int_0^{10^{-5}} \left(\frac{t^2}{2 \cdot 10^{-5}} - \frac{t^3}{2 \cdot 10^{-5} \cdot 10^{-5}} \right) dt = 41,7 \cdot 10^{-6} \text{ Дж}.
\end{aligned}$$

2. Середня потужність динамічних втрат

$$P_{\text{дин ср}} = f(W_{\text{вим}} + W_{\text{вим}}) = 100(0,1114 + 0,0000417) \approx 11,1 \text{ Вт}.$$

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Якими параметрами характеризуються електричні сигнали?
2. Що таке активна тривалість імпульсу?
3. Як визначаються тривалість фронту та зрізу імпульсу?
4. Що таке спад вершини імпульсу?
5. Що таке коефіцієнт заповнення?
6. Поясніть фізичні процеси, які відбуваються в диференціюючому колі при дії на його вході прямокутних імпульсів напруги.
7. Як змінюється форма напруги на виході диференціюючого кола, якщо змінювати опір резистора R , ємність C , тривалість і період вхідних прямокутних імпульсів?

8. В чому різниця прохідного кола від диференціюючого?
9. Як впливає на форму вихідного імпульсу диференціюючого кола паразитна ємність, яка шунтує резистор, і внутрішній опір генератора імпульсів?
10. Поясніть фізичні процеси, які відбуваються в інтегруючому колі при дії на його вході прямокутних імпульсів напруги.
11. Як змінюється форма вихідного сигналу інтегруючого кола, якщо змінити опір кола, ємність, тривалість і період вхідних прямокутних імпульсів?
12. Чим визначається напруга вмикання послідовного діодного ключа?
13. Які граничні значення має кут нахилу передавальної характеристики діодних ключів?
14. Як впливає місце ввімкнення джерела на вигляд передавальної характеристики діодних ключів різних типів?
15. Чим визначаються інерційні властивості напівпровідникового діода?
16. Що таке ефект модуляції опору бази діода?
17. Як бар'єрна ємність діода впливає на процеси встановлення напруги на діоді при його вмиканні?
18. Як рівень інжекції пов'язаний з інерційними властивостями напівпровідникового діода при його вмиканні?
19. Чому безпосередньо після перемикавання вхідної напруги напівпровідниковий діод має практично нульовий опір?
20. Які відміни має перехідний процес у послідовному ключі при вхідній напрузі у вигляді однополярних імпульсів?
21. Від чого залежить тривалість дії післяінжекційної напруги?
22. Чому спад напруги на насиченому транзисторі менший спаду напруги на прямо зміщеному діоді?
23. Доведіть, чому спад напруги на насиченому транзисторі практично не залежить від сигналу керування.
24. Чому транзисторна схема комутації характеризується двома статичними передавальними характеристиками, в той час як для діодної схеми існує тільки одна така характеристика?
25. Що таке коефіцієнт насичення біполярного транзистора?
26. Доведіть, чому потужність, яка розсіюється в транзисторі в режимі пасивного вимикання, більша потужності в режимі глибокої відсічки.
27. Як визначити параметри кола керування біполярного транзистора для забезпечення режимів пасивного вимикання та глибокої відсічки?
28. В чому причина виникнення перехідних процесів при перемиканні ключа на біполярному транзисторі?

29. Які можна виділити стадії включення біполярного транзистора?
30. Сформулюйте умови, ввімкнення яких дозволяє виділити три етапи ввімкнення біполярного транзистора.
31. Чим відрізняються процеси перемикавання дрейфових і дифузійних транзисторів?
32. Як час життя неосновних носіїв в області бази впливає на тривалість фронту та спаду колекторного струму біполярного транзистора?
33. Чому процес ввімкнення біполярного транзистора не закінчується в момент $i_K = I_{Kнас}$?
34. Які фази вимкнення біполярного транзистора можна виділити?
35. Як змінюється колекторний струм на інтервалі розсмоктування неосновних носіїв в області бази?
36. Як перехідні процеси перемикавання біполярного транзистора пов'язані з частотою керуючої напруги?
37. Чому застосування форсуючого конденсатора у базовому колі біполярного транзистора зменшує час його перемикавання?
38. Якими способами можна забезпечити роботу біполярного транзистора без заходу в режим насичення?
39. Назвіть відмінність статичних передавальних характеристик транзисторних ключів на польових і біполярних транзисторах.
40. Чим відрізняються процеси перемикавання біполярного і польового транзисторів?
41. Які параметри впливають на тривалість перехідних процесів у ключі на МОН-транзисторі з активним навантаженням?
42. Доведіть, що в ключі з навантажувальним МОН-транзистором останній виконує роль нелінійного елементу.
43. Яка схема комутації реалізується у КМОН-ключі?
44. За яких умов КМОН-ключ забезпечує найбільш економічний режим роботи?
45. В чому основна відміна використання схем комутації в інформаційних силових пристроях?
46. Чому зміна відносної тривалості відкритого стану транзисторного ключа призводить до зміни потужності, яка виділяється в навантаженні?
47. Поясніть, чому ККД силових пристроїв перевищує ККД аналогових підсилювачів.
48. Що таке оптимальний коефіцієнт насичення біполярного транзистора?
49. Як для транзисторів різного типу статичні втрати в ключі пов'язані з параметрами керуючої напруги?

50. Що називають динамічними втратами в транзисторному ключі?
51. Поясніть, як динамічні втрати в транзисторному ключі пов'язані з типом навантаження (R або RL).
52. Чому при вмиканні транзистора на RL -навантаження його максимальний струм перевищує струм навантаження?
53. Чому необхідно зменшувати динамічні втрати в транзисторному ключі?
54. Чим визначаються гранично допустимі режими роботи транзисторів?
55. Які види пробоїв існують у транзисторів?
56. Що таке вторинний пробій біполярного транзистора?
57. Що таке область безпечної роботи транзистора?
58. Чим відрізняються ОБР біполярних і польових транзисторів?
59. Які методи зменшення динамічних втрат ви знаєте?

ТРИГЕРИ ТА ІМПУЛЬСНІ ГЕНЕРАТОРИ

У всіх імпульсних пристроях доводиться мати справу, як правило, тільки з двома рівнями сигналу. Тому в основі їх побудови лежать розглянуті в розділі 7 схеми комутації. Загальним для всіх схем комутації є робота напівпровідникових приладів у ключовому режимі. Це припускає можливість мінімізації розсіюваної в них потужності і, отже, використання при виготовленні методів гібридної та напівпровідникової технологій. Останнє є головною причиною широкого застосування пристроїв імпульсної електроніки, які дозволяють розробляти на їх основі надійні, економічні, малогабаритні системи, призначені для вирішення різних практичних завдань.

Для генерування імпульсів широко застосовують так звані регенеративні схеми, що являють собою нелінійні системи, в яких за певних умов виникає регенеративний процес, обумовлюючи утворення стрибків напруги або струму. При цьому генерацію імпульсних сигналів можна здійснити:

одноразово, при подачі на вхід схеми одного або серії запускаючих імпульсів (керовані або спускові схеми);

безперервно, без зовнішнього керування (автогенераторні схеми).

Для спускових схем нормальним є стійкий стан рівноваги, який порушується тільки під час дії керуючого імпульсу. В автогенераторних схемах автоколивний режим існує постійно. До спускових схем належать тригери та одновібратори, до автогенераторних — мультивібратори, блокінг-генератори, генератори лінійно-змінної напруги.

8.1. ТРАНЗИСТОРНІ ТРИГЕРИ

Тригер (від англ. trigger — курок) — безконтактний електронний пристрій з двома стійкими станами рівноваги (рис. 8.1), який здатний під дією зовнішнього керуючого сигналу переходити стрибком з одного стану в інший. На двох виходах у момент впливу

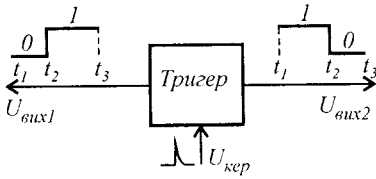


Рис. 8.1

керуючих імпульсних сигналів $U_{\text{кер}}$ виникають стрибки напруги $U_{\text{вих1}}$ та $U_{\text{вих2}}$. Двом рівням вихідної напруги, значення яких умовно показані у вигляді «0» та «1», відповідають два рівні стійкої рівноваги. Отже, по закінченні дії керуючих імпульсних сигналів тригер має вла-

стивість зберігати двійкову інформацію, що є дуже важливим в імпульсній цифровій техніці.

В інтервалі часу $t_1 - t_2$ $U_{\text{вих1}}$ відповідає нульовому рівню напруги, а $U_{\text{вих2}}$ — одиничному (перший стан стійкої рівноваги). В такому стані спокою тригер може перебувати як завгодно довго до надходження керуючого імпульсу. Після надходження на вхід тригера у момент часу t_2 керуючого імпульсу рівні напруг на обох виходах змінюються на протилежні (другий стан стійкої рівноваги — інтервал часу $t_2 - t_3$). Отже, сигнали на двох виходах тригера, один з яких називають прямим, а другий — інверсним, змінюються у протифазі.

Тригер, який виробляє коливання розривного типу, являє собою підсилювач постійного струму з перехресним зворотним зв'язком. Тому під впливом керуючого імпульсу в тригері протікає регенеративний процес, який обумовлює виникнення в ньому стрибків напруги з необмеженим частотним спектром. Для регенеративного процесу умова самозбудження такої структури, що визначається умовами балансу фаз та амплітуд (див. рівняння (5.7) та (5.6)), має виконуватись за будь-якої частоти у діапазоні від 0 до ∞ .

Важливішими вимогами, які пред'являються до тригерів, є:

- висока чутливість тригера до керуючих імпульсів, слабка її залежність від різних дестабілізуючих факторів (особливо від температури);
- висока стійкість тригера у стані рівноваги при наявності коливань напруги живлення, зовнішніх та внутрішніх імпульсних завад;
- незмінність амплітуди (перепадку) вихідної напруги з часом, при дії дестабілізуючих факторів, а також при підключенні зовнішнього навантаження.

Тригери широко застосовуються як генератори прямокутних імпульсів, електронних реле, в цифрових лічильниках кількості імпульсів та подільниках частоти. Вже з загального принципу роботи можна зробити висновок про можливість використання тригера як пристрою збереження (запам'ятовування) інформації одного розрядного числа у двійковому коді (0, 1), що часто використовують

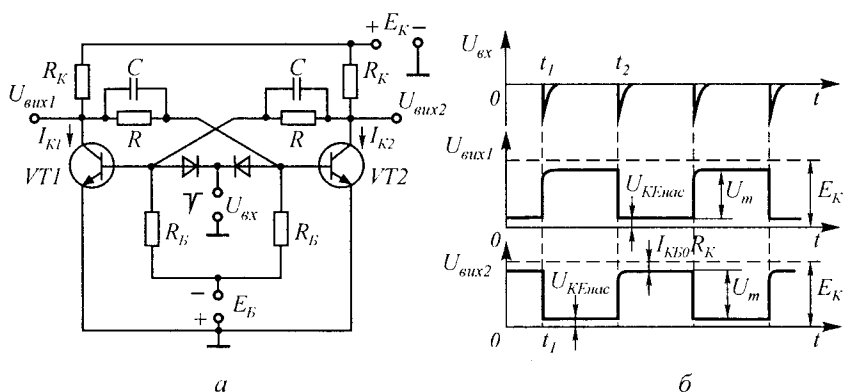


Рис. 8.2

на практиці. Важливою обставиною є висока сумісність тригерних пристроїв з методами інтегральної технології.

Симетричні тригери на біполярних транзисторах з колекторно-базовими зв'язками (рис. 8.2,а). Тригер являє собою двокаскадний ключ із СЕ, вихід якого замкнутий на вхід. Зв'язок між каскадами здійснюється через резистори R , які ввімкнені між колекторами і базами суміжних транзисторів. Для формування процесів перемикання тригера використовують прискорювальні конденсатори C , які шунтують резистори R . Запускається тригер, коли подаються керуючі імпульси одночасно на бази обох транзисторів (лічильний запуск). Проаналізуємо фізичні процеси, які протікають у тригері.

Схема має два стани стійкої рівноваги: транзистор $VT1$ вимкнений, $VT2$ насичений, або $VT1$ — насичений, а $VT2$ — вимкнений. Один з таких станів (причому наперед невідомо, який з них) встановлюється самодовільно після підключення до схеми джерела живлення E_K . Припустимо, що у початковому стані транзистор $VT2$ закритий. Тоді на його колекторі позитивний потенціал близький до E_K . Цей потенціал через опір R зворотного зв'язку прикладається до бази транзистора $VT1$ і переводить його в стан насичення. Оскільки потенціал колектора насиченого транзистора $U_{KE\text{нас}}$ близький до нуля, то до бази транзистора $VT2$ від джерела зміщення E_B через подільник напруги R, R_B подається негативна напруга, яка надійно підтримує транзистор $VT2$ у вимкненому стані. Такий стан тригера, коли немає на його вході керуючих імпульсів, є стійким.

Надійний вимкнений стан транзистора $VT2$ забезпечується за умови

$$R_B \leq E_B / I_{KB0}, \quad (8.1)$$

де $I_{КБ0}$ — зворотний струм колектора транзистора. Ця умова повинна виконуватися при мінімальному E_B та максимальному $I_{КБ0}$. Звичайно значення E_B складає $(1...2)V$, що достатньо для вимкнення транзистора.

Для забезпечення умови насичення транзистора $VT1$ треба, щоб

$$R \leq R_k \left[h_{21E} / \left(1 + h_{21E} \frac{E_B R_k}{E_K R_B} \right) - 1 \right], \quad (8.2)$$

яке повинно виконуватися при мінімальних R_k і h_{21E} .

З надходженням до спільного входу схеми у момент часу t_1 (рис. 8.2,б) імпульсу негативної полярності малої тривалості стан вимкненого транзистора $VT2$ не змінюється, однак транзистор $VT1$ виходить зі стану насичення (робоча точка транзистора переходить з області насичення до межі з активною областю) і відновлюються його підсилювальні властивості. При цьому колекторний струм I_{K1} зменшується, а напруга на колекторі збільшується. Позитивний приріст колекторної напруги через резистор R передається до бази транзистора $VT2$. Коли цей приріст напруги компенсує напругу зміщення на базі транзистора $VT2$, останній виходить із вимкненого стану і його підсилювальні властивості відновлюються. З цього моменту виконуються умови самозбудження й починається процес перевертання тригера. При цьому подальше зменшення струму I_{K1} збільшує приріст позитивної напруги на колекторі транзистора $VT1$, яка передається до бази транзистора $VT2$, викликаючи його форсоване ввімкнення. Струм I_{K2} збільшується, а напруга на колекторі транзистора $VT2$ зменшується. Цей приріст негативного потенціалу передається до бази транзистора $VT1$, запираючи його в ще більшій мірі. Відбувається подальше зменшення колекторного струму I_{K1} і т.д. Закінчується процес перевертання вимиканням транзистора $VT1$ ($U_{K1} = U_{вих1} \approx E_K$), ввімкненням транзистора $VT2$ ($U_{K2} = U_{вих2} \approx U_{КЕ\text{ нас}}$) й припиненням дії позитивного зворотного зв'язку. Тригер переходить до другого стану стійкої рівноваги. Наступний імпульс запуску в момент часу t_2 (рис. 8.2,б) перевертає тригер до початкового стану (перший стан стійкої рівноваги). Після цього в ньому протікає регенеративний процес, аналогічний до описаного вище.

Таким чином, регенеративний процес перемикання схеми проходить у моменти надходження до входу імпульсів запуску. Решту часу схема перебуває в стані стійкої рівноваги. Як видно з часових діаграм, після надходження до входу тригера чотирьох імпульсів на колекторі будь-якого транзистора (обидва виходи — прямий та

інверсний — рівноцінні) отримуємо два імпульси. Отже, тригер, формуючи вихідні імпульси прямокутної форми, поділяє кількість імпульсів на два, що зумовлює широке використання його як подільника частоти.

Для прискорення регенеративного процесу (зменшення тривалості фронтів вихідних імпульсів) резистори R шунтують прискорюючими конденсаторами C невеликої ємності (десятки та сотні пікофарад).

Тривалість переднього фронту імпульсу, який формується на колекторі (виході) транзистора, що насичується, визначається виразом

$$t_{\phi} = \tau_c \left[1 / \left(1 - \frac{\tau_{h_{21B}}}{\tau_c} \frac{1}{1 - U_{BE3}/E_K} \right) \right], \quad (8.3)$$

де $\tau_c = CR_K$; $\tau_{h_{21B}} = 1/\omega_{h_{21B}}$ — стала часу коефіцієнта передачі h_{21B} ; U_{BE3} — початкове негативне зміщення на базі транзистора, який насичується.

Тривалість зрізу імпульсу, який формується на колекторі (виході) транзистора, який вимикається,

$$t_{зр} \approx 2,2\tau_c. \quad (8.4)$$

Найменший інтервал часу між двома імпульсами запуску, які обумовлюють безперебійне перемикання тригера, називають дозвільним часом тригера. При цьому допустима ймовірність збою під час перемикання тригера мізерно мала (менше одного збою на $10^{11} \dots 10^{13}$ перемикань). У будь-якому випадку $T_{доzv}$ не може бути меншим за тривалість регенеративного процесу. Величину $F_{шв} = 1/T_{доzv}$ ($\Gamma\zeta$), яка визначає найбільше можливе число безперебійних перемикань тригера за 1 с за незмінної величини $T_{доzv}$ між керуючими імпульсами, називають швидкодією тригера. Швидкодія сучасних тригерних пристроїв досягає 100 МГц та більше. Максимальна швидкодія тригера з колекторно-базовими зв'язками

$$F_{шв,max} \approx 0,7f_{h_{21B}}, \quad (8.5)$$

де $f_{h_{21B}}$ — гранична частота підсилення транзистора у схемі із СБ залежить від амплітуди імпульсу запуску і досягається за умови $t_{\phi} = t_3$. З цієї умови визначають оптимальну ємність прискорювальних конденсаторів

$$C_{opt} = 1,5/(\omega_{h_{21B}} R_K). \quad (8.6)$$

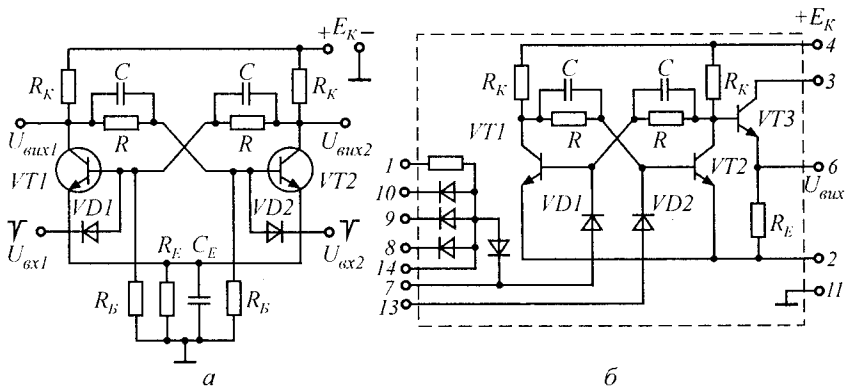


Рис. 8.3

Амплітуда вихідних імпульсів

$$U_m = (E_K - I_{KB0} R_K) R / (R + R_K). \quad (8.7)$$

На відміну від розглянутої схеми з лічильним входом тригер можна запускати і в режимі з роздільним входом (роздільний запуск, рис. 8.3,а). В цьому випадку тригер переходить з одного стійкого стану рівноваги у другий після подачі по чергово до бази кожного транзистора імпульсів однієї полярності або до бази одного з транзисторів імпульсів по чергової полярності. В схемі є автоматичне зміщення за рахунок напруги U_E , яка виділяється на резисторі R_E , коли протікає струм емітера $I_E = I_K / h_{21Б}$ у ввімкненому транзисторі. Ємність конденсатора C_E , який забезпечує сталу напругу U_E в процесі перевертання тригера, розраховують за формулою $C_E = 20 / f_{h_{21Б}} R_E$.

Автоматичне зміщення не потребує додаткового джерела живлення, що є безперечною перевагою схеми. Однак амплітуда вихідних імпульсів трохи менша, ніж у схемі тригера із зовнішнім зміщенням, адже частина напруги джерела живлення виділяється на резисторі R_E . Тому для визначення амплітуди вихідних імпульсів у формулі (8.7) необхідно замінити E_K на $(E_K - U_E)$.

На рис. 8.3,б показана інтегральна схема тригера з роздільним входом (мікросхема 221ТР1). Суть процесів регенерації, які протікають в цій схемі, повністю відповідає процесам в описаній схемі за рис. 8.3,а. Схемотехнічна відмінність мікросхеми 221ТР1 в тому, що сигнали керування запуском тригера з одного входу надходять через логічну схему I . Для поліпшення умов узгодження тригера з навантаженням вхідні імпульси знімають з його виходу через емітерний повторювач на транзисторі $VT3$.

Тригер з емітерним зв'язком (тригер Шмітта), схему якого наведено на рис. 8.4, відрізняється від симетричного тригера з колекторно-базовими зв'язками несиметричністю зв'язків між транзисторами.

Якщо для зв'язку виходу транзистора $VT1$ з входом транзистора $VT2$, як і в симетричному тригері, використовується резистивно-ємнісне форсуюче коло RC , то коло позитивного зворотного зв'язку утворене вмиканням в емітерні кола транзисторів спільного резистора R_E .

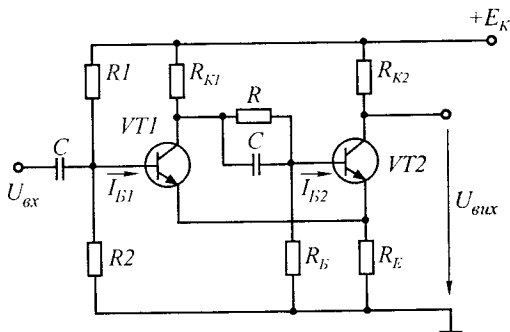


Рис. 8.4

В початковому стані ($U_{вх} = U_{кер} = 0$) транзистор $VT2$ ввімкнений (режим насичення) і в його вхідному колі тече струм $I_{Б2}$ від джерела живлення $+E_K$ через послідовно з'єднані резистори R_K та R . На резисторі R_E присутній спад напруги $U_{KE} = I_{E2} R_E$, який надійно вимикає транзистор $VT1$. Конденсатор C заряджений до напруги $U_C \approx I_{Б2} R$.

При збільшенні вхідної напруги $U_{вх} > U_{0BE1} + I_{E2} R_E$, де U_{0BE1} — порогова напруга емітерного переходу транзистора $VT1$, транзистор $VT1$ починає вмикатися. Напруга зарядженого конденсатора C (U_C) починає зміщувати емітерний перехід транзистора $VT2$ у зворотному напрямку, зменшуючи його струм бази $I_{Б2}$. Покажемо, що зворотний зв'язок, утворений резистором R_E , позитивний, і тому сприяє форсованому перемицанню транзисторів $VT1$ і $VT2$. Припустимо, що обидва транзистори знаходяться в активному режимі роботи та струм $I_{Б1}$ одержав деякий позитивний приріст $\Delta I_{Б1}$. Цей приріст викликає пропорційну зміну колекторного струму $\Delta I_{K1} = \Delta I_{Б1} h_{21E}$.

Оскільки напруга на конденсаторі C в силу законів комутації не може змінитися стрибком, то у першому наближенні можна вважати, що $\Delta U_{KE1} = \Delta U_{BE2} \approx 0$. Отже, зміна колекторного струму транзистора $VT1$ може відбуватися тільки за рахунок зменшення базового струму транзистора $VT2$, тобто $\Delta I_{K1} = -\Delta I_{Б2}$, і не супроводжується зміною напруг на резисторах R_{K1} та R_E . Зменшення базового струму транзистора $VT2$ на $\Delta I_{Б2}$ призводить до відповідного зменшення як його емітерного струму [$\Delta I_{E2} = (h_{21E} + 1)\Delta I_{Б2}$], так і спаду напруги на резисторі зворотного зв'язку R_E .

$$\Delta U_{KE} = -\Delta I_{Б1} h_{21E1} (h_{21E2} + 1) R_E.$$

Напруга, яка прикладена до емітерного переходу транзистора $VT1$, $U_{BE1} = U_{BK} - U_{RE}$ при незмінній величині U_{BK} одержить позитивний приріст $\Delta U_{BE} = \Delta U_{RE}$, що призводить до подальшого збільшення струму бази транзистора $VT1$ та зменшення струму бази транзистора $VT2$. Цей процес відбувається лавиноподібно і завершується насиченням транзистора $VT1$ та вимкненням транзистора $VT2$.

Так само, як і симетричні тригери, несиметричні мають два стійких стани рівноваги. В одному з них транзистор $VT1$ насичений, а транзистор $VT2$ — вимкнений. При цьому умова насичення транзистора $VT1$ та умова запирання транзистора $VT2$ мають відповідно вигляд

$$R_1 \leq h_{21E} R_2 R_{K1} / (h_{21E} R_E + R_2); \quad (8.8)$$

$$R_B \leq E_K R_E / [I_{KB0} (R_{K1} + R_E)]. \quad (8.9)$$

Протягом регенеративного процесу тригер переходить у другий стан стійкої рівноваги, при якій транзистор $VT1$ вимикається, а $VT2$ входить в насичення. Умови запирання транзистора $VT1$ та умова насичення транзистора $VT2$ з урахуванням несиметричності тригера дещо інші, а саме:

$$R_2 \leq \frac{h_{21E} R_E R_{K1} E_K}{E_K R_{K2} + h_{21E} R_{K1} (R_{K2} + R_E) I_{KB0}}; \quad (8.10)$$

$$R \leq h_{21E} R_B \frac{E_K R_{K2} - R_{K1} (R_E + R_{K2}) I_{KB0}}{E_K (R_B + h_{21E} R_E)}. \quad (8.11)$$

Умови (8.8) — (8.11) слушні з урахуванням ідентичності параметрів транзисторів $VT1$ і $VT2$. При цьому також необхідно, щоб $R_{K1} \geq R_{K2}$. На практиці звичайно $R_{K1} = (2...3)R_{K2}$. Значення ємності форсуючого конденсатора C вибирають з тих же міркувань, що і для симетричного тригера.

Вихідну напругу прямокутної форми можна знімати з резистора R_E . В цьому випадку вихідний опір тригера малий, що сприятливо позначається на умовах його узгодження з низькоомним навантаженням, проте і амплітуда вихідних імпульсів мала. Тому частіше зовнішнє навантаження підключають до колектора транзистора $VT2$. Оскільки резистор R_{K2} в коло зворотного зв'язку не входить, вплив навантаження на процес перекидання тригера практично не позначається. При цьому амплітуда вихідних імпульсів, які знімаються з колектора $VT2$,

$$U_m = E_K R_{K2} / (R_{K2} + R_E). \quad (8.12)$$

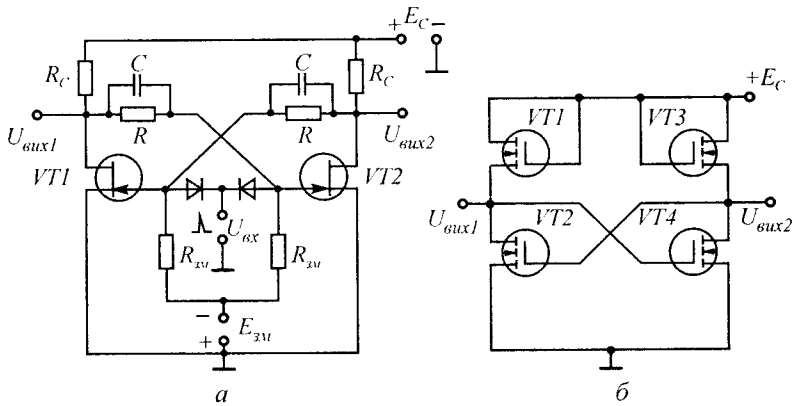


Рис. 8.5

Треба відмітити спільну особливість обох розглянутих схем. Конденсатори, які застосовуються в тригерах, служать лише для прискорення процесів перемикання транзисторів, а тому можуть бути відсутніми. Отже, схема тригера може бути виконана тільки з використанням резисторів і напівпровідникових елементів, що важливо з точки зору застосування сучасних методів технології виготовлення електронних пристроїв.

Структури схем симетричних **тригерів на польових транзисторах** аналогічні структурам схем симетричних тригерів на біполярних транзисторах. На рис. 8.5,а показана схема симетричного тригера на польових транзисторах із затвором у вигляді *p-n*-переходу та каналом *n*-типу. Як видно з рисунку, схема тригера являє собою двокаскадний підсилювач із спільним витоком, охоплений перехресним зворотним зв'язком шляхом передачі частини напруги із стокового кола одного плеча схеми в коло затвора другого плеча через резистори *R*.

Тригер має два стани стійкої рівноваги. В одному з них (назвемо його першим) транзистор *VT1* ввімкнений, *VT2* — вимкнений. Вхідний керуючий імпульс позитивної полярності, у момент надходження якого в тригері протікає регенеративний процес перекидання, перемикає тригер у другий стан стійкої рівноваги, при якій транзистор *VT1* вимкнений, а *VT2* — ввімкнений. Протягом регенеративного процесу паразитні ємності швидко перезаряджаються через малі опори відкритих транзисторів. Тривалість переднього фронту вихідного імпульсу

$$t_{\phi} = 3R_C C_0,$$

де C_0 — підсумкова ємність, яка визначається паразитною ємністю монтажу, навантаження та ємністю переходів транзистора.

Тривалість заднього фронту (зрізу) імпульсу залежить від вихідного опору польового транзистора, тобто

$$t_{зр} = 3C_0 R_C R_{вих} / (R_C + R_{вих}).$$

На рис. 8.5,б показано схему симетричного тригера на польових транзисторах з ізольованим затвором в інтегральному виконанні. Роль ключів у цій схемі виконують транзистори VT2 і VT4. Транзистори VT1 і VT3 виконують функції навантажувальних резисторів у колах стоків ключових транзисторів, між якими існує безпосередній зв'язок.

Недоліком тригерів на польових транзисторах є їх порівняно великий вихідний опір, що не тільки збільшує тривалість зрізу вихідних імпульсів, але й погіршує узгодження тригера з зовнішнім навантаженням.

Приклад 8.1. Розрахувати транзисторний симетричний тригер зі спільним входом при таких початкових даних: амплітуда вихідних імпульсів $U_m = 5B$, частота повторювання запускаючих імпульсів $F_{max} = 300 \text{ кГц}$, максимальна температура навколишнього середовища 50°C .

Р о з в' я з а н н я. 1. Напряга джерела живлення

$$E_K = (1,1 \dots 1,2) U_m = 1,2 \cdot 5 = 6 B.$$

2. Вибираємо транзистори з умов

$$U_{KE \text{ доп}} > E_K = 6 B$$

і згідно з виразом (8.5) знаходимо

$$f_{h_{21B}} \geq F_{шв.маx} / 0,7 = 300 \cdot 10^3 / 0,7 = 430 \text{ кГц}.$$

Цим умовам задовольняють транзистори КТ201В з параметрами $U_{KE \text{ доп}} = 10 B$; $I_{K \text{ доп}} = 20 \text{ мА}$; $f_{h_{21B}} = 10 \text{ МГц}$; $h_{21E} = 30 + 90$; $I_{KB0 \text{ max}} = 10 \text{ мкА}$.

3. Вибираємо $I_{K \text{ нас}} = 10 \text{ мА} < I_{K \text{ доп}} = 20 \text{ мА}$. Тоді $R_K = E_K / I_{K \text{ нас}} = 6 / 10 \cdot 10^{-3} = 600 \text{ Ом}$

Приймаємо $R_K = 1 \text{ кОм}$.

4. Вибираємо напругу джерела негативного зміщення $E_B = -2 B$.

5. Ємність прискорювального конденсатора (8.6)

$$C = 1,5 / (2\pi f_{h_{21B}} R_K) = 1,5 / (2\pi \cdot 10 \cdot 10^6 \cdot 1 \cdot 10^3) = 24 \text{ нФ}.$$

Приймаємо $C = 24 \text{ нФ}$.

6. За формулою (8.1) визначаємо опір резистора

$$R_B \leq \frac{E_B}{I_{KB0 \text{ max}}} = \frac{2}{10 \cdot 10^{-6}} = 200 \text{ кОм}.$$

При розрахунку треба, щоб виконувалась нерівність

$$R_B \leq \frac{1}{(2...3)CF_{\max}} = \frac{1}{3 \cdot 24 \cdot 10^{-12} \cdot 300 \cdot 10^3} = 46 \text{ кОм}.$$

Остаточно приймаємо $R_K = 43 \text{ кОм}$.

7. Знаходимо за формулою (8.2) опір резистора зв'язку

$$R \leq R_K \left(\frac{h_{21E}}{1 + h_{21E} \frac{E_B R_K}{E_K R_B}} - 1 \right) = 1 \cdot 10^3 \left(\frac{35}{1 + 35 \frac{2 \cdot 1 \cdot 10^3}{6 \cdot 43 \cdot 10^3}} - 1 \right) \approx 27 \text{ кОм}.$$

Приймаємо $R = 27 \text{ кОм}$.

Приклад 8.2. Розрахувати тригер з емітерним зв'язком при таких початкових даних: амплітуда вихідних імпульсів $U_m = 10 \text{ В}$; період різнополярних імпульсів запуску $T = 20 \text{ мкс}$; максимальна температура навколишнього середовища 50°C .

Розв'язання. 1. Напряга джерела живлення

$$E_K = (1,1...1,2)U_m + U_E = 1,2 \cdot 10 + 2 = 14 \text{ В},$$

де $U_E = 1...5 \text{ В}$.

2. З тих же умов, що і в прикладі 8.1, вибираємо транзистори ГТ404А з параметрами $U_{KE \text{ доп}} = 25 \text{ В}$; $I_{K \text{ доп}} = 500 \text{ мА}$; $f_{h_{21B}} = 1 \text{ МГц}$; $h_{21B} = 30...80$; $I_{KB0} = 25 \text{ мкА}$.

3. Вибираємо $I_{K \text{ нас}} = 10 \text{ мА} \leq I_{K \text{ доп}} = 500 \text{ мА}$. Тоді

$$R_{K2} = E_K / I_{K \text{ нас}} = 14 / 10 \cdot 10^{-3} = 1,4 \text{ кОм}.$$

Приймаємо $R_{K2} = 2 \text{ кОм}$.

4. Опір резистора R_K визначаємо із співвідношення $R_{K1} = (2...3)R_{K2}$.

Приймаємо $R_{K1} = 4,7 \text{ кОм}$.

5. Опір резистора R_E

$$R_E = \frac{E_K - U_m}{U_m} R_{K2} = \frac{14 - 10}{10} \cdot 2 \cdot 10^3 = 800 \text{ Ом}.$$

Приймаємо $R_E = 750 \text{ Ом}$.

6. Ємність прискорювального конденсатора

$$C = \frac{1,5}{2\pi f_{h_{21B}} R_{K1}} = \frac{1,5}{6,28 \cdot 1 \cdot 10^6 \cdot 4,7 \cdot 10^3} = 51 \text{ нФ}.$$

Приймаємо $C = 75 \text{ нФ}$.

7. Згідно з формулою (8.9) знаходимо опір резистора R_B

$$R_B \leq \frac{E_K R_E}{I_{KB0} (R_{K1} + R_E)} = \frac{14 \cdot 750}{25 \cdot 10^{-6} (4,7 \cdot 10^3 + 750)} = 77 \text{ кОм}.$$

8. Перевіряємо можливість вибору такої величини опору з урахуванням необхідних частотних властивостей тригера

$$R_B \leq \frac{T}{(2 \dots 3)C} = \frac{20 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 75 \cdot 10^{-12}} \approx 90 \text{ кОм}.$$

Остаточно приймаємо $R_B = 75 \text{ кОм}$.

9. Знаходимо за формулою (8.11) опір резистора зв'язку

$$R \leq h_{21E} R_B \frac{E_K R_{K2} - R_{K1} (R_E + R_{K2}) I_{KB0}}{E_K (R_B + h_{21E} R_E)} =$$

$$= 30 \cdot 75 \cdot 10^3 \frac{14 \cdot 2 \cdot 10^3 - 4,7 \cdot 10^3 (0,75 \cdot 10^3 + 2 \cdot 10^3) 25 \cdot 10^{-6}}{14 (75 \cdot 10^3 + 30 \cdot 0,75 \cdot 10^3)} = 200 \text{ кОм}.$$

Приймаємо $R = 200 \text{ кОм}$.

10. За формулами (8.10) і (8.8) розраховуємо опори резисторів подільника

$$R_2 = \frac{h_{21E} R_{K1} R_E E_K}{E_K R_{K2} + h_{21E} R_{K1} (R_{K2} + R_E) I_{KB0}} =$$

$$= \frac{30 \cdot 4,7 \cdot 10^3 \cdot 0,75 \cdot 10^3 \cdot 14}{14 \cdot 2 \cdot 10^3 + 30 \cdot 4,7 \cdot 10^3 (2 \cdot 10^3 + 0,75 \cdot 10^3) 25 \cdot 10^{-6}} = 39,3 \text{ кОм}.$$

$$R_1 = \frac{h_{21E} R_2 R_{K1}}{h_{21E} R_E + R_2} = \frac{30 \cdot 39,3 \cdot 10^3 \cdot 4,7 \cdot 10^3}{30 \cdot 0,75 \cdot 10^3 + 39,3 \cdot 10^3} = 89,6 \text{ кОм};$$

Приймаємо $R_2 = 39 \text{ кОм}$; $R_1 = 82 \text{ кОм}$.

8.2. МУЛЬТИВІБРАТОРИ

Якщо в тригерних пристроях початковий розвиток регенеративного процесу, який забезпечує формування крутих перепадів напруги, викликається зовнішніми імпульсами керування, то в мультивібраторах цей процес розвивається автоматично, дякуючи наявності часозадавальних (хронувальних) елементів, якими звичайно є RC -кола. Зрозуміло, що в одному та другому випадках генераторний пристрій являє собою підсилювальну ланку того чи іншого типу, охоплену позитивним зворотним зв'язком. Таким чином, мультивібратор — це релаксаційний автогенератор напруги прямокутної форми. Термін «автогенератор» означає, що він генерує коливання, які не згасають без будь-якого запуску ззовні, і не має стійких станів рівноваги. Релаксаційний характер вихід-

них коливань вказує на те, що умови самозбудження (див. формули (5.6) та (5.7)) виконуються в широкому діапазоні частот. У мультівібраторі частота повторення імпульсів прямокутної форми визначається параметрами кіл, які задають час, властивостями схеми і режимами її живлення. На частоту автоколиваний впливає навантаження. Часто автоколивний мультівібратор застосовують як генератор імпульсів великої тривалості, які далі використовують для формування імпульсів необхідної тривалості та амплітуди. Таким чином, мультівібратори, які працюють в автоколивному режимі, застосовують найчастіше як задавальні генератори. В зв'язку з цим до мультівібратора ставляться вимоги високої стабільності частоти, якої можна досягти лише застосуванням спеціальних заходів. Відносна нестабільність частоти під впливом дестабілізуючих факторів становить приблизно кілька відсотків.

Мультівібратори можуть також працювати в загальмованому (чекаючому) режимі та в режимі синхронізації.

В режимі очікування мультівібратор має один стан стійкої рівноваги. При дії запускаючого імпульсу мультівібратор виробляє один прямокутний імпульс, після чого повертається у стан стійкої рівноваги. Тому дуже часто їх називають одновібраторами.

В режимі синхронізації на мультівібратор діє зовнішня періодична напруга (синусоїдної або імпульсної форми). При цьому частота періодичної послідовності прямокутних імпульсів, які генеруються мультівібратором, дорівнює або в ціле число разів менша частоти синхронізуючої напруги. При знятті синхронізуючої напруги мультівібратор продовжує працювати в автоколивному режимі.

При проектуванні мультівібраторів як елементну базу використовують транзистори, а також аналогові та цифрові інтегральні схеми. Останніми частіше є операційні підсилювачі і логічні елементи. Напівпровідникові прилади в мультівібраторах працюють у ключовому режимі.

Симетричний автоколивний мультівібратор з колекторно-базовим позитивним зворотним зв'язком (рис. 8.6,а). Симетричність схеми означає ідентичність симетрично розміщених елементів, тобто $R_{K1} = R_{K2}$; $R_{B1} = R_{B2}$; $C_{B1} = C_{B2}$; параметри транзисторів однакові. Мультівібратор складається з двох підсилювальних каскадів за схемою СЕ, вихідна напруга кожного з яких подається на вхід другого.

Якщо ввімкнути напругу джерела живлення E_K , то обидва транзистори пропускають колекторні струми (їх робочі точки знаходяться в активній області), тому що на бази через резистори R_{B1} та R_{B2} подається позитивне зміщення. Але такий стан не стійкий. За наявності в схемі позитивного зворотного зв'язку легко вико-

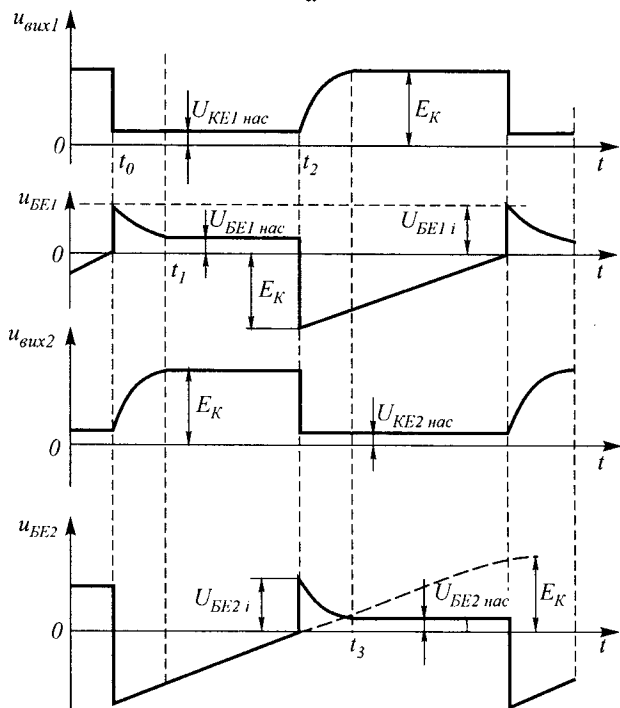
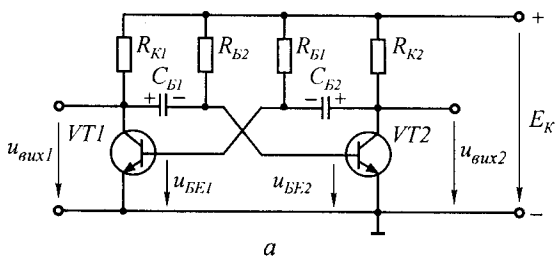


Рис. 8.6

нується умова $\beta K \geq 1$ і двокаскадний підсилювач самозбуджується. Починається процес регенерації, тобто швидке збільшення струму одного транзистора й зменшення струму другого.

Уявімо, що в результаті будь-якої випадкової зміни напруги на базах або колекторах трохи збільшиться струм I_{K1} транзистора $VT1$. При цьому збільшиться спад напруги на резисторі R_{K1} , і негативний потенціал колектора транзистора $VT1$ матиме приріст. Через те, що напруга на конденсаторі C_{B1} миттєво зміниться не може, цей приріст подається на базу транзистора $VT2$, призакриваючи його. Колекторний струм I_{K2} при цьому зменшується,

напруга на колекторі транзистора $VT2$ стане більш позитивною і, передаючись через конденсатор C_{B2} на базу транзистора $VT1$, ще більше відкриває його, збільшуючи струм I_{K1} . Цей процес відбувається лавиноподібно і завершується тим, що транзистор $VT1$ входить у режим насичення, а транзистор $VT2$ — в режим відсічки. Схема переходить в один зі своїх тимчасових стійких станів (квазістійкий стан). При цьому ввімкнений стан транзистора забезпечується зміщенням від джерела E_K через резистор R_{B1} , а вимкнений стан транзистора $VT2$ — негативною напругою на конденсаторі C_{B1} ($u_{C_{B1}} = u_{BE2} < 0$), який через відкритий транзистор $VT1$ ввімкнений у проміжок база-емітер транзистора $VT2$. Описані процеси відповідають моменту часу $t = t_0$ на рис. 8.6,б. Тепер конденсатор C_{B2} швидко заряджається в колі $+E_K - R_{K2} - C_{B2} -$ база-емітер $VT1 - (-E_K)$ до напруги E_K . Конденсатор C_{B1} , заряджений в попередньому періоді, перезаряджається через резистор R_{B2} і відкритий транзистор $VT1$ струмом джерела живлення E_K . Напруга на конденсаторі C_{B1} прагне збільшитися до $+E_K$ (див. графік для u_{BE2}). В момент часу t_2 напруга $u_{C_{B1}} = u_{BE2}$ змінює знак, внаслідок чого відкривається транзистор $VT2$ і виникає струм I_{K2} . Збільшення струму I_{K2} призводить до процесу, аналогічного описаному вище, коли збільшувався струм I_{K1} . Внаслідок цього транзистор $VT2$ входить у режим насичення, а транзистор $VT1$ — у режим відсічки (другий тимчасового стійкий стан). В інтервалі часу $t_0 - t_2$ відбувається заряд конденсатора C_{B1} та перезаряд конденсатора C_{B2} .

Таким чином, мультивібратор періодично переходить з одного тимчасового стійкого стану в другий, а вихідна напруга, що знімається з колектора будь-якого транзистора, має майже прямокутну форму.

Напруга на базі будь-якого з транзисторів (для перезаряду конденсатора C_{B1} на рис. 8.6,б експонента замінена лінією) змінюється за експоненціальним законом

$$u_{BE} = 2E_K \exp(-t / \tau_B) - E_K. \quad (8.13)$$

де $\tau_B = R_B C_B$; $R_{B1} = R_{B2} = R_B$; $C_{B1} = C_{B2} = C_B$. При $t = t_2$ $u_{BE} = 0$. З рівності (8.13) визначимо тривалість одного імпульсу

$$t_{i1} = \tau_B \ln 2 \approx 0,7 R_B C_B. \quad (8.14)$$

Період коливань мультивібратора симетричної схеми

$$T = 2t_{i1} = 1,4 R_B C_B. \quad (8.15)$$

Отже, частота генерованих коливань визначається швидкістю перезаряду конденсаторів C_{B1} та C_{B2} , які задають час. Амплітуда імпульсу U_m визначається, як і для транзисторного ключа

$$U_m = E_K - I_{0K} R_K - U_{KEнас} \approx E_K \quad (8.16)$$

Визначимо тривалість фронту імпульсу з урахуванням сталої часу перехідного процесу в транзисторі (див. рівність (7.7)) і сталої часу колекторного кола

$$t_\phi = \tau_{h_{1E}} + C_K R_K \approx 2,3 R_K C_K, \quad (8.17)$$

де C_K — ємність колектора.

Тривалість зрізу залежить від часу заряду конденсатора

$$t_{зр} \approx 3C_B R_K. \quad (8.18)$$

Оскільки ємність конденсатора, який задає час, звичайно велика, завжди виконується нерівність $C_B \gg C_K$, $t_{зр} \gg t_\phi$. Зменшити тривалість фронтів колекторних імпульсів можна без застосування додаткових елементів, але із застосуванням резисторів R_K менших номіналів. При цьому збільшується швидкість зростання напруги на колекторах транзисторів (збільшується крутизна фронтів). Зменшення опору резисторів R_{K1} і R_{K2} призводить до збільшення струму, який протікає через мультівібратор, а отже, до збільшення розсіяваної ним потужності.

В практичні схеми мультівібраторів в інтегральному виконанні з колекторно-базовими зв'язками вводять додаткові елементи корекції форми імпульсів. Схема мультівібраторів в інтегральному виконанні (мікросхема 119ГГ1А) зображена на рис. 8.7,а. Навісні дискретні конденсатори $C1$ та $C2$ RC-кола, що задають час, приєднують до зовнішніх виводів 6-13 та 4-9 мікросхеми (рис. 8.7,б).

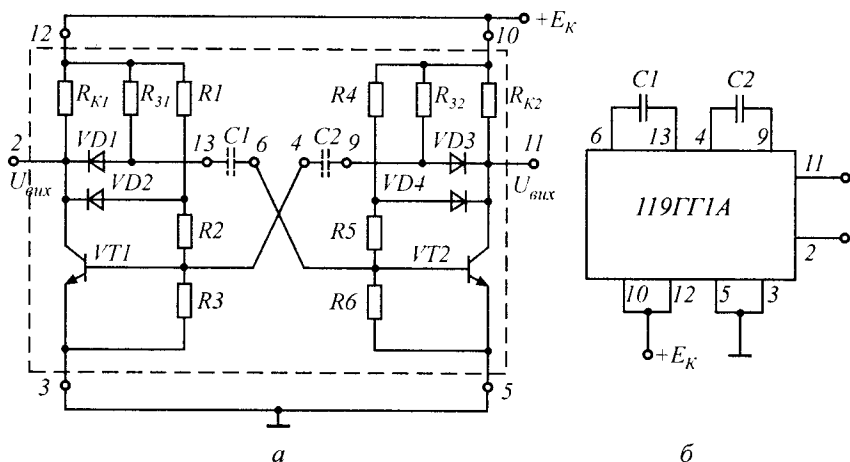


Рис. 8.7

Для отримання близької до прямокутної форми імпульсів введені відсікаючі діоди $VD1$ та $VD3$. В цьому випадку конденсатор $C1$ (при цьому транзистор $VT1$ закритий) заряджається через резистор R_{31} , бо $U_{R_{31}}$ більша за $U_{R_{K1}}$ і діод $VD1$ закритий. При насиченні транзистора $VT1$ конденсатор розряджається через насичений транзистор і відкритий в цей інтервал часу діод $VD1$. Еквівалентний опір колекторного навантаження зменшується

$$R_{K \text{ екв}} = R_{K1} R_{31} / (R_{K1} + R_{31}).$$

Кола $VD2$, $R1$, $R2$, $R3$ і $VD4$, $R4$, $R5$, $R6$ служать для забезпечення ненасиченого режиму транзисторів за принципом транзисторного ключа з нелінійним негативним зворотним зв'язком (див. рис. 7.9,б). Цим досягається висока швидкодія мультівібраторів в інтегральному виконанні.

Принцип побудови **симетричних мультівібраторів на польових транзисторах** аналогічний принципу побудови таких схем на біполярних транзисторах. Схема симетричного мультівібратора на польових транзисторах з керуючим $p-n$ -переходом і каналом n -типу показана на рис. 8.8. У цій схемі два підсилюючих каскади із спільним витком взаємопов'язані конденсаторами часозадавальних кіл $R_3 C_3$, з'єднуючих стік одного польового транзистора з затвором другого.

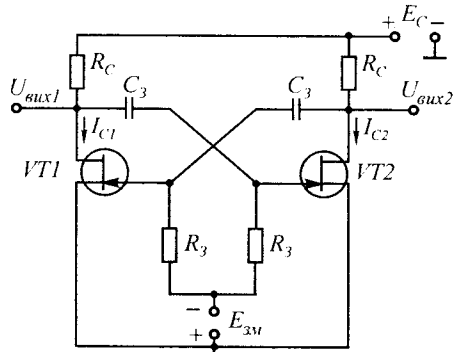


Рис. 8.8

Завдяки цьому в схемі забезпечується перехресний позитивний зворотний зв'язок. Принцип роботи мультівібраторів на польових транзисторах такий самий, як і на біполярних транзисторах. Тому треба звернути увагу тільки на особливості таких мультівібраторів.

Польові транзистори мають дуже великий вхідний опір. Завдяки цьому опори R_3 часозадавальних кіл можуть бути вибрані великих номіналів без помітної зміни режиму транзисторів, що дозволяє одержати періодичні коливання прямокутної форми в діапазоні дуже низьких частот (аж до одиниць і часток герца). З цієї причини в таких мультівібраторах дуже просто забезпечується плавне перестроювання частоти з великим діапазоном перекриття.

Мультівібратори на операційних підсилювачах. Для побудови автогенераторних пристроїв з прямокутною формою генерованих коливань необхідно скористатися компараторним увімкненням

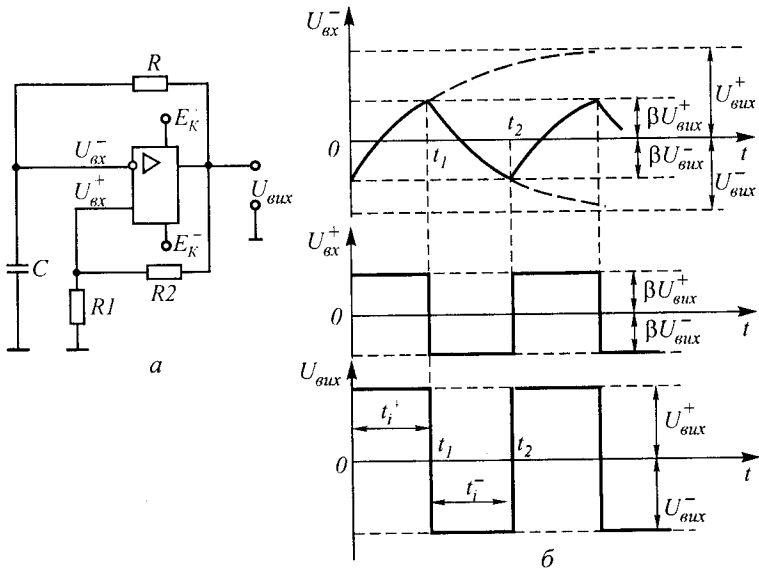


Рис. 8.9

операційного підсилювача з позитивним зворотним зв'язком. Основою мультивібратора (рис. 8.9,а) є компараторний пороговий вузол на операційному підсилювачі з пороговою характеристикою, поданою на рис. 6.8,а. Режим автоколивань в схемі забезпечується позитивним зворотним зв'язком, який охоплює операційний підсилювач з його виходу на неінвертувальний вхід за допомогою подільника напруги на резисторах R_1, R_2 . Часозадавальне коло, що складається з конденсатора C та резистора R і забезпечує процес перемикання схеми з одного тимчасово стійкого стану в другий, ввімкнене між виходом ОП та інвертувальним входом в коло негативного зворотного зв'язку. Для нормальної роботи мультивібратора позитивний зворотний зв'язок має бути сильнішим.

Суть перебігу процесів у мультивібраторі полягає ось у чому. Припустимо, що в інтервалі часу від $t = 0$ до $t = t_1$ рівень напруги на виході операційного підсилювача $U_{вих} = U_{вих}^+ \approx E_K^+$. Тоді напруга на неінвертувальному вході також позитивна і стала: $U_{вх}^+ = \beta U_{вих}^+$, де $\beta = R_1 / (R_1 + R_2)$, а напруга на інвертувальному вході, яка дорівнює напрузі на конденсаторі ($U_{вх}^- = u_c$), експоненціально збільшується, прагнучи до асимптотичного рівня $U_{вих}^+$ внаслідок заряду конденсатора через резистор R . У момент часу $t = t_1$ $U_{вх}^- = U_{вх}^+$, і операційний підсилювач входить у підсилювальний режим. Після цього вихідна напруга зменшується, а отже, зменшується через подільник R_1, R_2 напруга $U_{вх}^+$, що викликає подальше зменшення вихідної напруги, і т.д.

Такий лавиноподібний регенеративний процес закінчується тим, що $U_{\text{вих}}$ стрибкоподібно досягає рівня $U_{\text{вих}}^- \approx -E_K$, а $U_{\text{вих}}^+ = \beta U_{\text{вих}}^-$ (відбувається перемикання ОП в протилежний стан).

Тепер конденсатор C розряджається через резистор R та вихід ОП, і напруга на інвертувальному вході зменшується з тією самою сталою часу $\tau = RC$, що й при заряді конденсатора, прагнучи до асимптотичного рівня $U_{\text{вих}}^-$. У момент $t = t_2$, коли при перезаряді напруга на конденсаторі (інвертувальному вході) зрівняється з напругою на неінвертувальному вході, знов відбувається перемикання ОП. Цим завершується формування негативного імпульсу вихідної напруги тривалістю t_i^- . В подальшому процеси повторюються із заданою періодичністю. При цьому щільність імпульсної напруги дорівнює двом. Період коливань імпульсної напруги симетричного мультівібратора за рівності тривалостей підтримування високого й низького рівнів напруги ($t_i^+ = t_i^- = t_i$)

$$T = t_i^+ + t_i^- = 2t_i. \quad (8.19)$$

Частота повторення імпульсів

$$f = 1/T = 1/2t_i. \quad (8.20)$$

Інтервал часу t_i , можна визначити, наприклад, через інтервал часу t_i^+ , протягом якого відбувається перезаряд конденсатора C через резистор R в колі з напругою $U_{\text{вих}}^+$ від $-\beta U_{\text{вих}}^-$ до $\beta U_{\text{вих}}^+$ (рис. 8.9, б). Напруга перезаряду конденсатора

$$u_c(t) = U_c(\infty) - [U_c(\infty) - U_c(0)]e^{-t/\tau}, \quad (8.21)$$

де $U_c(\infty) = U_{\text{вих}}^+$; $U_c(0) = \beta U_{\text{вих}}^-$; $\tau = RC$.

Отже,

$$U_c(t) = U_{\text{вих}}^+ - (U_{\text{вих}}^+ + \beta U_{\text{вих}}^-)e^{-t/\tau} \quad (8.22)$$

Прийнявши у виразі (8.22) $U_c(t_i) = \beta U_{\text{вих}}^+$, отримаємо

$$t_i = \tau \ln \frac{\beta U_{\text{вих}}^- + U_{\text{вих}}^+}{U_{\text{вих}}^+ - \beta U_{\text{вих}}^-}. \quad (8.23)$$

При повній симетрії вихідного сигналу відносно нульового рівня ($U_{\text{вих}}^+ = U_{\text{вих}}^-$) маємо

$$t_i = \tau \ln [(1 + \beta)/(1 - \beta)] = \tau \ln (1 + 2R_1/R_2). \quad (8.24)$$

Частота повторення імпульсів

$$f = 1/2\tau \ln (1 + 2R_1/R_2). \quad (8.25)$$

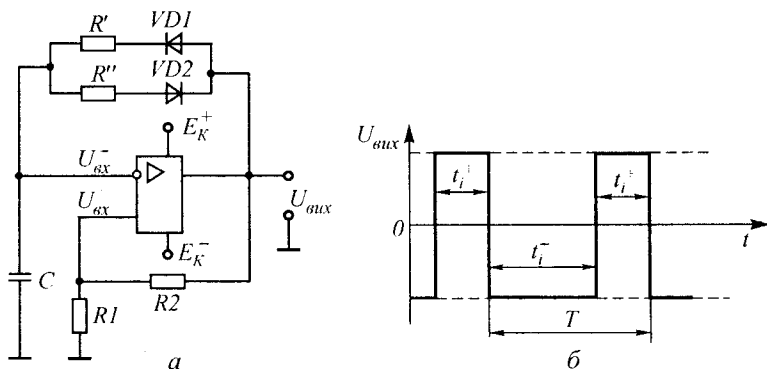


Рис. 8.10

Несиметричний мультивібратор на ОП можна створити за схемою симетричного мультивібратора, замінивши в ній резистор R на коло з двох діодних ключів (рис. 8.10,а). При цьому стали часу $\tau' = R'C$ та $\tau'' = R''C$ для позитивних та негативних вихідних імпульсів, які проходять по черзі через резистори R' та R'' , можна зробити різними $R' \neq R''$, що забезпечує отримання необхідної щільності генерованих імпульсів. Форма вихідних імпульсів для $R'' > R'$ зображена на рис. 8.10,б. Тривалість вихідних імпульсів t_i^+ та t_i^- розраховують за формулою (8.24) з підстановкою відповідної сталої часу τ' та τ'' , а частоту повторення імпульсів — за формулою $F = 1/(t_i^+ + t_i^-)$.

Опір резисторів R , R_1 , R_2 вибирають з урахуванням максимально допустимого вихідного струму ОП.

При цьому розрахункова формула з урахуванням того, що $E_K^+ = E_K^- = E_K$ і $U_{вих}^+ = U_{вих}^- \approx E_K$, має вигляд

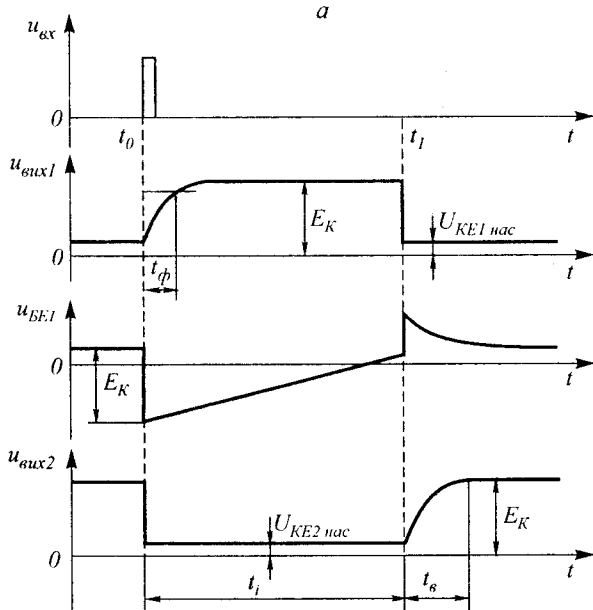
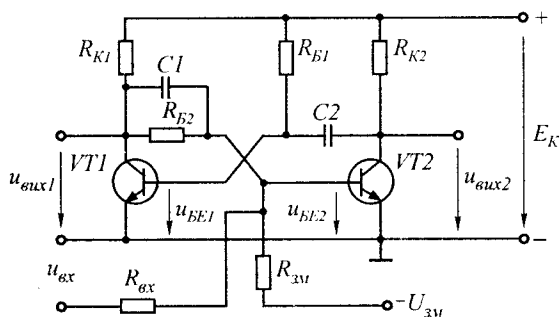
$$E_K \left(\frac{1}{R_n} + \frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1 + \beta}{R} \right) \ll I_{вих \max}, \quad (8.26)$$

де R_n — опір зовнішнього навантаження мультивібратора.

Загальмовані мультивібратори працюють у режимі очікування. У такому режимі мультивібратор має один стан стійкої рівноваги. Імпульси прямокутної форми формуються лише після надходження імпульсу запуску, який переводить мультивібратор із стійкого стану рівноваги до тимчасово стійкого стану. Момент закінчення тимчасово стійкого стану визначається колом, яке задає час. Таким чином, під впливом імпульсу запуску загальмований мультивібратор виробляє один прямокутний імпульс, після чого повертається до стану стійкої рівноваги. Змінюючи сталу часу (дискретно або плавно) часозадавального кола, можна регулювати тривалість

вихідних імпульсів у широких межах. Загальмований мультивібратор ще називають одновібратором, спусковою схемою, однотактним релаксатором, кіп-реле та ін. Однак незалежно від назви загальмований мультивібратор являє собою пристрій з позитивним зворотним зв'язком, що має один стійкий та один тимчасово стійкий стан рівноваги.

Загальмований мультивібратор на біполярних транзисторах можна створити з автоколивного мультивібратора з колекторно-базовим позитивним зворотним зв'язком (див. рис. 8.11,а), якщо його примусово закрити в одному із тимчасово стійких станів, перетво-



б
Рис. 8.11

ривши його в стійкий стан. Цього можна добитися, якщо, наприклад, хоча б один із зв'язків між схемами комутації за змінним струмом замінити на зв'язок за постійним струмом (рис. 8.6,а).

Стійким є стан, при якому транзистор VT_1 , насичений струмом, який протікає через резистор R_{B1} . При цьому конденсатор C_2 заряджений практично до напруги джерела живлення ($U_{C_2} = E_K - I_{KB02}R_{K2} - U_{BE1} \approx E_K$), а конденсатор C_1 розряджений. Транзистор VT_2 закритий, що забезпечується подачею на його емітерний перехід через резистор R_{3M} напруги зміщення ($-U_{3M}$). Очевидно, що цей стан може зберігатися нескінченно довго, тому що при цьому струми та напруги всіх елементів схеми незмінні з часом.

Запуск загальмованого мультівібратора здійснюється подачею на емітерний перехід транзистора VT_2 через резистор R_{Bx} імпульсу позитивної полярності. Параметри цього імпульсу (амплітуда та тривалість) вибираються з умови короткочасного відкриття транзистора VT_2 . Зменшення напруги $U_{KE2} = U_{вих2}$, яке виникає при цьому, призводить до появи на базі транзистора VT_1 негативного зміщення ($u_{BE1} = u_{вих2} - u_{C_2}$) та, внаслідок дії механізму ПЗЗ, його форсованого запирання. Збільшення напруги $u_{KE1} = u_{вих1}$ переводить транзистор VT_2 у режим насичення. При цьому його базовий струм в міру заряду конденсатора C_1 спадає від $I_{B2i} \approx E_K / R_{K1}$ до усталеного значення $I_{B2нас} \approx E_K / (R_{K1} + R_{B2})$. Новий стан схеми є квазіусталеним, бо він підтримується лише до тих пір, поки на базі транзистора VT_1 присутня запирна напруга, тобто поки не розрядиться конденсатор C_2 . Тому для тривалості вихідного імпульсу за аналогією з (8.14) можна записати

$$t_i = t_1 - t_0 = 0,7R_{B1}C_2. \quad (8.27)$$

Як впливає з схеми мультівібратора (рис. 8.11,а), швидкість зміни напруги $u_{вих1}$ при запиранні VT_1 визначається процесом заряду конденсатора C_1 (рис. 8.11,б). Тому

$$t_\phi \approx 2,3R_{B2}R_{K1}C_1 / (R_{B2} + R_{K1}). \quad (8.28)$$

Після насичення транзистора VT_1 та формування зрізу імпульсу $u_{вих1}$ процеси в схемі не завершуються. Це пояснюється тим, що струми та напруги її елементів не відповідають стійкому стану рівноваги. Тому для повернення схеми в початковий стан потрібен деякий час, який зветься часом відновлення $t_{відн}$. Цей час визначається процесом заряду конденсатора C_2 до напруги живлення та визначається виразом

$$t_{відн} \approx 4R_{K2}C_2. \quad (8.29)$$

Якщо наступний імпульс запуску з'явиться на вході схеми раніше, ніж закінчиться інтервал відновлення, на виході мультівіб-

ратора буде сформований імпульс тривалістю меншою, ніж t_1 , визначеною відповідно до (8.27).

Проведений аналіз показує, що у загальмованому мультівібраторі конденсатор C_2 , як і в автогенераторній схемі, виконує роль часозадавального конденсатора, який визначає тривалість вихідного імпульсу всього пристрою. Конденсатор C_1 є форсуючим. Він, як і конденсатори в тригері, лише прискорює процес перемикання транзисторів схеми і тому може бути відсутнім.

На практиці широке застосування одержала схема загальмованого мультівібратора з емітерним зв'язком (рис. 8.12,а). Схема вміщує двокаскадний транзисторний ключ, в якому один зв'язок між каскадами здійснюється за допомогою конденсатора C , а інший — спільним резистором в колі емітерів R_E .

В початковому стані стійкої рівноваги транзистор VT_1 закритий, а транзистор VT_2 відкритий і знаходиться в режимі насичення, тому що резистор R_E обирають таким чином ($R_E \leq h_{21E} R_{K2}$), щоб через нього протікав базовий струм, достатній для насичення VT_2 . За рахунок емітерного струму транзистора VT_2 на спільному резисторі R_E створюється спад напруги $U_E = I_{E2} R_E$ з указаною на рисунку полярністю, а за рахунок джерела живлення E_K на нижньому плечі подільника R_1, R_2 — спад напруги U_{R2} . Якщо виконується умова $|U_E| > |U_{R2}|$, то на базу транзистора VT_1 подається позитивна напруга U_{BE1} , яка запирає його. Конденсатор C при цьому виявляється зарядженим до напруги $U_c = E_K - U_E$ з указаною на рисунку полярністю. Заряд конденсатора відбувається по колу: $+E_K - R_E$ — емітер-база VT_2 — C — R_{K1} — $(-E_K)$.

При подачі на вхід одновібратора в момент часу t_1 (див. рис. 8.12,б) імпульсу запуску негативної полярності з амплітудою, яка перевищує напругу на базі ($|U_{вх}| > |U_{BE1}|$), транзистор VT_1 починає

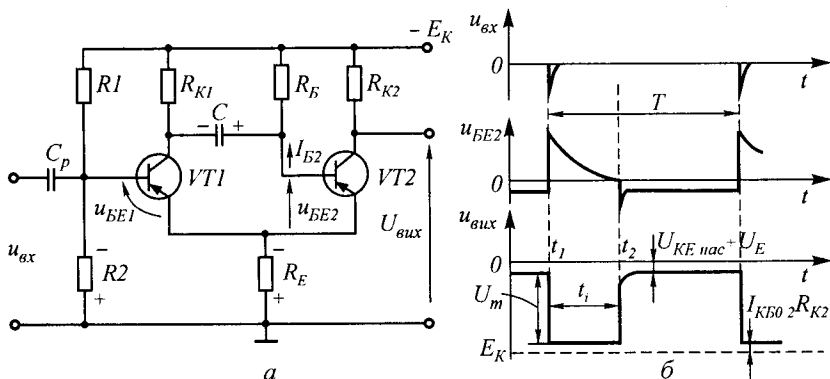


Рис. 8.12

відкриватися і напруга на його колекторі одержує декотрий приріст. Через те, що напруга на конденсаторі C миттєво змінитися не може, цей приріст позитивної напруги передається на базу транзистора $VT2$, призакриваючи його. При цьому зменшується спад напруги на резисторі R_E за рахунок струму I_E , що зменшується. Це сприяє подальшому відкриттю транзистора $VT1$. Цей регенеративний процес зростає лавиноподібно і закінчується закриванням транзистора $VT2$, напруга на колекторі якого (на виході одновібратора) зменшується приблизно до напруги джерела живлення $-E_K$, та насиченням транзистора $VT2$. Закритий стан транзистора $VT2$ підтримується напругою на конденсаторі C , тому що ліва його обкладка приєднана тепер через насичений транзистор $VT1$ до емітера транзистора $VT2$ і $u_{BE2} \approx U_c > 0$.

Такий стан одновібратора є тимчасово стійким. Оскільки тепер конденсатор C починає перезаряджатись по колу: $+E_K$ (корпус) — R_E — емітер-колектор $VT1$ — C — R_B — $(-E_K)$ і напруга на ньому, а отже, на базі транзистора $VT2$ U_{BE2} зменшується (див. рис. 8.12, б). Коли ця напруга в момент часу t_2 досягне нульового рівня, транзистор $VT2$ відкривається і в схемі виникає регенеративний процес перевертання, аналогічний описаному вище, в результаті якого одновібратор повертається в початковий стійкий стан.

Тривалість імпульсу, що формується на колекторі транзистора $VT2$, від моменту подачі імпульсу запуску до закінчення тимчасово стійкого стану визначається тими ж співвідношеннями, що і для автоколивного мультівібратора

$$t_i = 0,7CR_B. \quad (8.30)$$

Час відновлення одновібратора визначається часом заряду конденсатора C і приблизно дорівнює

$$t_{\text{відн}} \approx 3\tau_{\text{зар}} \approx 3C(R_{K1} + R_E). \quad (8.31)$$

Для нормальної роботи одновібратора період повторення імпульсів запуску не повинен бути меншим повного циклу його роботи

$$T \geq t_i + t_{\text{відн}}. \quad (8.32)$$

Амплітудне значення імпульсу на виході одновібратора визначається співвідношенням

$$U_m = E_K R_{K2} / (R_{K2} + R_E). \quad (8.33)$$

Загальмовані мультівібратори, в яких задають час два конденсатори, є в серії 218 інтегральних мікросхем. А в серії 119 є загальмовані мультівібратори з одним конденсатором, що задає час.

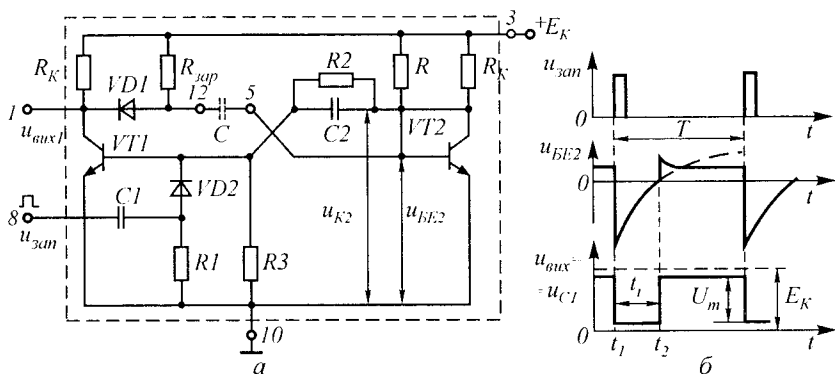


Рис. 8.13

Розглянемо принцип роботи загальмованого мультивібратора 119ГФ3 з одним конденсатором, що задає час (рис. 8.13,а).

У вихідному стані транзистор $VT2$ відкритий фіксованим базовим струмом, який протікає через резистор R , верхній кінець якого з'єднаний з джерелом колекторного живлення E_K . Через те, що напруга на колекторі цього відкритого транзистора мала, напруга на базі транзистора $VT1$ з урахуванням коефіцієнта передачі подільника напруги $R2, R3$ близька до нуля, тобто $VT1$ закритий. Напруга на колекторі закритого транзистора $VT1$ майже дорівнює напрузі джерела живлення (рис. 8.13,б). Конденсатор C через ділянку емітер-база відкритого транзистора $VT2$ заряджений до напруги $U_C(0) \approx E_K - U_{BE2}$ де U_{BE2} — напруга на базі.

З подачею до входу вивід 8 мультивібратора в момент часу t_1 (рис. 8.13,б) імпульсу запуску $U_{зан}$ позитивної полярності діод $VD2$ пропускає до бази транзистора $VT1$ лише позитивний, попередньо скорочений диференціюючим колом ($C1, R1$) короткий імпульс. При цьому транзистор $VT1$ починає відкриватися й напруга u_c дещо зменшується. Оскільки напруга на конденсаторі C миттєво змінитися не може, то цей приріст негативної напруги передається до бази транзистора $VT2$, призакриваючи його. Напруга u_{c2} при цьому збільшується, що завдяки конденсатору прискорення $C2$ призводить до збільшення напруги на базі транзистора $VT1$. Цей регенеративний процес зростає лавиноподібно і закінчується закриттям транзистора $VT2$ і насиченням транзистора $VT1$, напруга на колекторі якого u_c (на виході мультивібратора) зменшується до напруги насичення транзистора $U_{KE нас}$. Увесь негативний потенціал правої обкладки конденсатора C прикладається до бази транзистора $VT2$.

Але такий стан мультивібратора є тимчасово стійким. Конденсатор C починає перезаряджатися в колі $+E_K - R - C - VD1 -$

емітер-колектор $VT1$ — $(-E_K)$, і напруга U_{BE2} на базі транзистора $VT2$ збільшується. Коли ця напруга в момент часу t_2 досягає нульового рівня, транзистор $VT2$ відкривається, і в схемі виникає регенеративний процес перевертання, аналогічний до описаного вище, в результаті якого мультівібратор повертається у початковий стан.

Тривалість імпульсу, який формується на колекторі транзистора $VT1$, від моменту подавання імпульсу запуску до закінчення тимчасово стійкого стану,

$$t_1 = RC \ln(2 - 3\chi), \quad (8.34)$$

де $\chi = U_D / E_K$, U_D — напруга на діоді.

Якщо врахувати, що для мікросхеми 119ГФ3 $E_K = 3$ В та $U_D = 0,5 \dots 0,6$ В, то відповідно до виразу (8.34)

$$t_i = 0,4RC. \quad (8.35)$$

Час відновлення загальмованого мультівібратора дорівнює часу заряду конденсатора C

$$t_{\text{відн}} \approx 3\tau_{\text{зар}} \approx 3CR_{\text{зар}}. \quad (8.36)$$

Для нормальної роботи схеми період повторення імпульсів запуску має бути не меншим ніж повний цикл його роботи

$$T > t_i + t_{\text{відн}}. \quad (8.37)$$

Амплітуду вихідних імпульсів, як і для автоколивних мультівібраторів, можна розрахувати за формулою (8.16). Вихідну напругу доцільно знімати з колектора транзистора $VT1$, адже коло корекції з діода $VD1$ та резистора $R_{\text{зар}}$ забезпечує корекцію форми імпульсу, як і в автоколивних мультівібраторах (див. рис. 8.7,а). Конденсатор C навісного типу приєднаний до виводів 5 та 12 мікросхеми.

Принципова схема та схема ввімкнення загальмованого мультівібратора 218ГФ2 з двома конденсаторами, які задають час (як і в попередньому варіанті, також навісного типу), показана на рис. 8.14,а,б. Розглянемо її особливості. У початковому стані схеми транзистор $VT1$ відкритий, адже його база через резистори $R1$ та $R2$ приєднана до джерела живлення $+E_K$, а транзистор $VT2$ — закритий, бо його база через резистор $R5$ з'єднана з корпусом. Запускається мультівібратор імпульсами негативної полярності, попередньо скороченими диференціюючим колом $R3, C3$. Таким чином, після запуску закривається транзистор $VT1$. Коло з послідовно ввімкнених діодів $VD4$ та $VD5$ підвищує завадостійкість

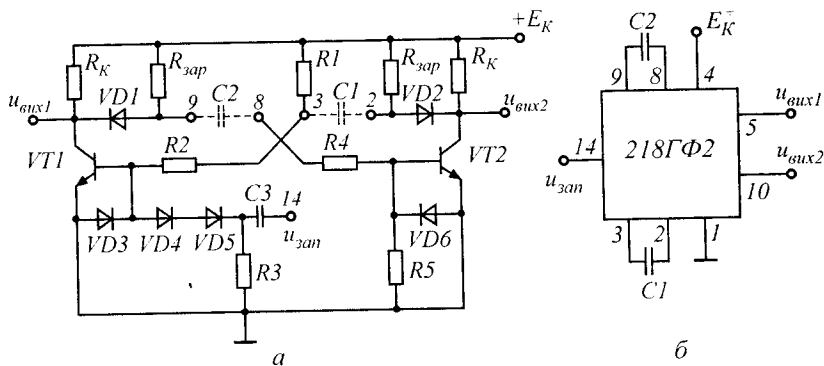


Рис. 8.14

схеми. Вихідну напругу можна знімати з колекторних кіл обох транзисторів, які мають кола корекції форми імпульсів ($VD1, R_{зар}$ та $VD2, R_{зар}$).

Загальмовані мультівібратори на операційних підсилювачах. Схеми таких мультівібраторів створюють зі схем автоколивних мультівібраторів, забезпечуючи переведення останніх з автоколивного режиму в режим очікування. Конденсатор, який задає час у схемі загальмованого мультівібратора на ОП, можна ввімкнути в коло зворотного зв'язку за інвертувальним або неінвертувальним входом. Мультівібратори другого виду мають найгірші характеристики і використовуються рідко. Схема загальмованого мультівібратора з ввімкненням конденсатора у коло негативного зворотного зв'язку за інвертувальним входом показана на рис. 8.15, *a*. Вона отримана зі схеми автоколивного мультівібратора (див. рис. 8.9, *a*), де паралельно конденсатору C ввімкнено додатковий діод $VD1$ та введено коло запуску з елементів $C1, R2, VD2$. Діод $VD1$ забезпечує чекаючий режим роботи мультівібратора. Коло диференціювання $C1, R2$ формує імпульси запуску малої тривалості. Через діод $VD2$ до інвертувального входу операційного підсилювача надходять імпульси лише позитивної полярності.

В стані стійкої рівноваги мультівібратора (інтервал часу $0 - t_1$), який визначається петлею позитивного зворотного зв'язку, напруга на виході $U_{вих}^- \approx E_K^-$. Безперечно, що

$$U_{вих}^+ = \gamma U_{вих}^- = \left\{ (R_1 \parallel R_2) / [(R_1 \parallel R_2) + R_3] \right\} U_{вих}^-$$

має низький негативний рівень, а напруга $U_{вих}^-$, яка збігається з напругою на відкритому діоді $VD1$, майже дорівнює нулю.

Імпульс запуску з амплітудою $U_{м\ зап} > |\gamma U_{вих}^-|$, який надходить у момент часу t_1 до неінвертувального входу ОП, викликає розви-

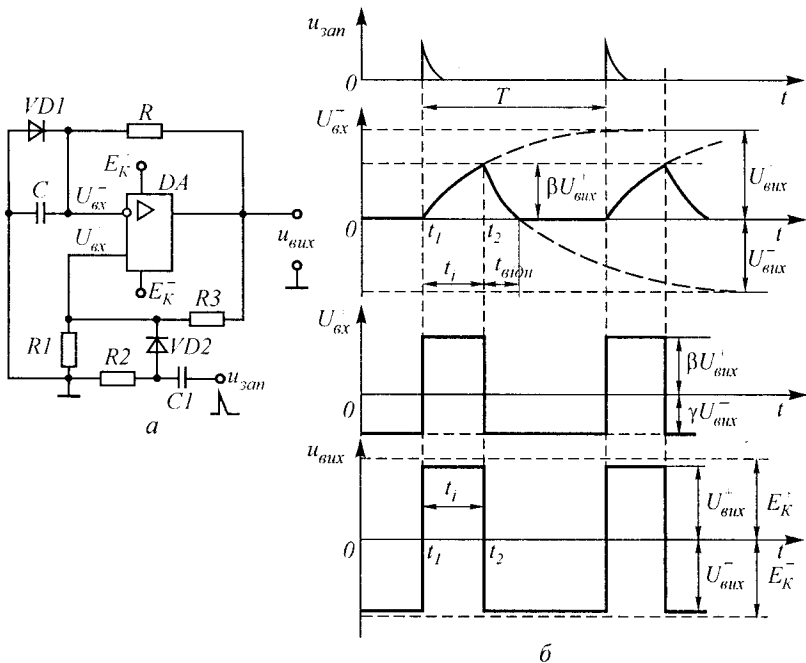


Рис. 8.15

ток лавиноподібного процесу перемикання мультивібратора завдяки дії позитивного зворотного зв'язку через резисторний дільник напруги $R1$, $R3$. При цьому напруга на виході стрибком збільшується до $U_{вих}^+ \approx E_K$, і мультивібратор переходить у тимчасово стійкий стан. Напруга на неінвертувальному вході змінюється на позитивну $U_{вх}^+ = \beta U_{вих}^+$, де $\beta = R_1 / (R_1 + R_3)$ — нове значення коефіцієнта передачі напруги з виходу ОП на неінвертувальний вхід ($\beta \neq \gamma$), адже діод $VD2$ внаслідок зміни полярності вихідної напруги зміщується в зворотному напрямі і від'єднує елементи $R2$, $C1$ від подільника напруги $R1$, $R3$. Позитивний рівень вихідної напруги закриває відкритий до цього моменту діод $VD1$, і конденсатор C починає заряджатися в колі з резистором R . Напруга на конденсаторі $u_c = U_{вх}^-$ експоненціально зростає до асимптотичного рівня $U_{вих}^+$. Коли в момент часу t_2 $U_{вх}^- = U_{вих}^+ = \beta U_{вих}^+$ ОП входить в підсилювальний режим, напруга на виході зменшується. При цьому в результаті дії зворотного зв'язку зменшується також вхідна напруга $U_{вх}$, що викликає подальше зменшення вихідної напруги і т. д. Розвиток регенеративного процесу призводить до перевертання мультивібратора (підсилювач спрацьовує як двовходовий компаратор) і закінчення процесу формування імпульсу позитивної полярності. Одновібратор повертається до стійкого стану рівноваги.

Процес заряду конденсатора C описує рівняння (8.21), в якому $u_c(\infty) = U_{\text{вих}}^+$, $\tau = RC$,

$$u_c(t) = U_{\text{вих}}^+ (1 - e^{-t/\tau}). \quad (8.38)$$

В процесі заряду напруга на конденсаторі не досягає $U_{\text{вих}}^+$, оскільки в момент часу t_2 ($U_{\text{вих}}^- = u_c = \beta U_{\text{вих}}^+$) ОП повертається у початковий стан, тому, прийнявши в рівнянні (8.38) $u_c(t_i) = \beta U_{\text{вих}}^+$, визначимо тривалість вихідного імпульсу

$$t_i = \tau \ln[1/(1 - \beta)] = \tau \ln(1 + R_1/R_3). \quad (8.39)$$

Час відновлення стійкого стану мультівібратора $t_{\text{відн}}$ визначається процесом перезаряду конденсатора через резистор R та вихід ОП, який згідно з рівнянням (8.21), де $U_c(0) = \beta U_{\text{вих}}^+$, $u_c(\infty) = -U_{\text{вих}}^+$ (полярність напруги на виході ОП змінилася), описується залежністю

$$u_c(t) = (\beta U_{\text{вих}}^+ + U_{\text{вих}}^-) e^{-t/\tau}. \quad (8.40)$$

Через те, що в процесі перезаряду конденсатора, напруга на якому в момент часу $t = t_{\text{відн}}$ зменшується до нуля (рис. 8.15,б), то, прийнявши в рівнянні (8.40) $U_c = 0$, а також $U_{\text{вих}}^+ = U_{\text{вих}}^-$, отримуємо

$$t_{\text{відн}} = \tau \ln(1 + \beta) = \tau \ln[(2R_1 + R_3)/(R_1 + R_3)]. \quad (8.41)$$

Порівнявши вирази (8.39) та (8.41) і враховуючи, що $\beta < 1$, переконуємося у правильності нерівності $t_{\text{відн}} < t_i$. Якщо в схемі (рис. 8.15,а) змінити полярність вмикання діода $VD1$ (катод діода приєднати до корпусу), то вихідна напруга ОП в режимі стійкого стану мультівібратора буде позитивною, а полярність вихідних імпульсів — негативною.

Приклад 8.3. Розрахувати автоколивний мультівібратор на біполярних транзисторах з такими параметрами: $E_K = -12 \text{ В}$; $T = 10 \cdot 10^{-4} \text{ с}$; $t_i = 3 \cdot 10^{-4} \text{ с}$.

Розв'язання. 1. Схема мультівібратора аналогічна наведеній на рис. 8.6,а. В ній використовуються транзистори p - n - p -типу, тому що джерело живлення має негативну полярність.

2. Вибираємо тип транзисторів з таких умов:

$$U_{\text{КЕ}} > E_K = 12 \text{ В}; U_{\text{БЕ}} \geq E_K = 12 \text{ В}; f_{h21E} > 1/T = 1/(10 \cdot 10^{-4}) = 1 \text{ кГц}.$$

Переліченим умовам задовольняє транзистор p - n - p -типу КТ203Б, для якого $U_{\text{КЕ max доп}} = 30 \text{ В}$; $U_{\text{БЕ зв}} = 15 \text{ В}$; $f_{h21E \text{ min}} = 55 \cdot 10^3 \text{ Гц}$; $I_{\text{К max}} = 10 \text{ мА}$; $h_{21E} = 30 \dots 90$.

3. Оскільки навантаження мультівібратора не задане, опір резистора R_K визначимо з умови $I_{\text{К max}} = 0,7 I_{\text{К max доп}}$

$$R_K = (E_K - U_{KE \text{ нас}}) I_{K \text{ max}} \approx E_K / (0,7 I_{K \text{ max доп}}) = 12 / 7 = 1,42 \text{ кОм}.$$

Вибираємо $R_K = 1,5 \text{ кОм}$.

4. Опір R_B знаходимо з умови забезпечення коефіцієнта насичення $K_{\text{нас}} = 1,5$.

$$R_B = R_K h_{21E \text{ min}} / K_{\text{нас}} = 1,5 \cdot 30 / 1,5 = 30 \text{ кОм}.$$

5. Ємності конденсаторів C_1 та C_2 визначимо з умови одержання заданих тривалостей імпульсу та паузи вихідної напруги. Згідно з виразом (8.14) знаходимо

$$C_{B1} = t_i / (0,7 R_B) = 3 \cdot 10^{-4} / (0,7 \cdot 30 \cdot 10^3) = 1,43 \cdot 10^{-8} \text{ Ф};$$

$$C_{B2} = (T - t_i) / (0,7 R_B) = (10 \cdot 10^{-4} - 3 \cdot 10^{-4}) / (0,7 \cdot 30 \cdot 10^3) = 3,3 \cdot 10^{-8} \text{ Ф}$$

Вибираємо $C_{B1} = 15 \text{ нФ}$; $C_{B2} = 33 \text{ нФ}$.

6. Згідно з виразом (8.17), тривалості фронтів вихідної напруги відповідно дорівнюють

$$t_{\Phi 1} = 2,3 R_{K1} C_{B1} = 2,3 \cdot 1,5 \cdot 10^3 \cdot 15 \cdot 10^{-9} = 51,75 \cdot 10^{-6} \text{ с};$$

$$t_{\Phi 2} = 2,3 R_{K2} C_{B2} = 2,3 \cdot 1,5 \cdot 10^3 \cdot 33 \cdot 10^{-9} = 114 \cdot 10^{-6} \text{ с}.$$

7. Перевіряємо схему з точки зору підготовки до наступного переми-
кання.

Для цього $\max\{t_{\Phi 1}, t_{\Phi 2}\} < \min\{t_i, t_n\}$

$$\max\{t_{\Phi 1}, t_{\Phi 2}\} = 1,14 \cdot 10^{-4} \text{ с};$$

$$\min\{t_i, t_n\} = 3 \cdot 10^{-4} \text{ с}.$$

Отже, умова виконується.

Приклад 8.4. Розрахувати симетричний мультівібратор на біполярних транзисторах з такими параметрами: $U_m = 10 \text{ В}$; $f = 5 \text{ кГц}$; $t_{\Phi} = 0,5 \text{ мкс}$; $T, ^\circ\text{C} = 50^\circ \text{C}$.

Р о з в' я з а н н я. 1. Вибираємо схему рис. 8.6,а.

2. Напруга джерела живлення

$$E_K \geq (1,1 \dots 1,2) U_m = 1,2 \cdot 10 = 12 \text{ В}.$$

3. Вибираємо тип транзистора, параметри якого задовольняють умовам

$$f_{h_{21B}} \geq \frac{1}{2\pi t_{\Phi}} = \frac{1}{2\pi \cdot 0,5 \cdot 10^{-6}} = 320 \text{ кГц};$$

$$U_{KE \text{ max доп}} = U_{KB \text{ max доп}} \geq 2E_K = 2 \cdot 12 = 24 \text{ В};$$

$$h_{21E} \geq \frac{3(Q-1)(K_{\text{нас}}+1)}{\ln 2} = \frac{3(2-1)(1+1)}{\ln 2} = 8,7,$$

$$\text{де } Q = T / t_i = \frac{1}{f t_i} = 2.$$

Вибираємо транзистор $n-p-n$ -типу КТ369Б, для якого $f_{гр} = 200 \text{ МГц}$; $f_{h_{21E}} > 320 \text{ кГц}$; $U_{КБ} = 45 \text{ В}$; $U_{КЕ} = 45 \text{ В}$; $I_{К доп} = 250 \text{ мА}$; $h_{21E} = 40 \dots 200$; $I_{КБ0} = 10 \text{ мкА}$.

4. Вибираємо колекторний струм насичення транзистора

$$I_{К нас} = 50 \text{ мА} < I_{К доп}.$$

5. Визначаємо колекторні та базові опори

$$R_{К} = \frac{E_{К}}{I_{К нас}} = \frac{12}{50 \cdot 10^{-3}} = 240 \text{ Ом};$$

$$R_{Б} = \frac{h_{21E} E_{К}}{(2 \dots 3) \left(\frac{E_{К}}{R_{К}} - h_{21E} I_{КБ0} \right)} = \frac{100 \cdot 12}{2,5 \left(\frac{12}{240} - 100 \cdot 10 \cdot 10^{-6} \right)} = 10,7 \text{ кОм}$$

Вибираємо $R_{Б} = 10 \text{ кОм}$.

6. Ємність конденсаторів

$$C_{Б} = \frac{t_i}{R_{Б} \ln \left(1 + \frac{E_{К}}{E_{К} + I_{КБ0} R_{Б}} \right)} = \frac{100 \cdot 10^{-6}}{10 \cdot 10^3 \ln \left(1 + \frac{12}{12 + 10 \cdot 10^{-6} \cdot 10^4} \right)} = 14,6 \text{ нФ},$$

де $t_i = T/2 = 1/2f = 1/2 \cdot 5 \cdot 10^3 = 100 \cdot 10^{-6} \text{ с}$.

Вибираємо $C_{Б} = 0,015 \text{ мкФ}$.

Приклад 8.5. Розрахувати транзисторний мультівібратор у автоколливому режимі з такими даними: амплітуда $U_m = 10 \text{ В}$; тривалість зрізу імпульсу $t_3 \leq 0,02t_i$; частота повторення імпульсів $f = 100 \text{ кГц}$; максимальна температура $t = 40^\circ\text{C}$; час відновлення схеми $t_{відн} \leq 0,2t_i$.

Р о з в' я з а н н я. 1. Напряга джерела живлення.

$$E_{К} \geq (1,1 \dots 1,2) U_m = 1,2 \cdot 10 = 12 \text{ В}.$$

2. Вибираємо транзистор, параметри якого повинні задовольняти умовам:

$$U_{КБ \max} \geq 2E_{К}; \quad f_{h_{21E}} \geq 0,7f_{\max}; \quad f_{h_{21E}} \geq 1/t_{зр}.$$

Відповідно до завдання транзистор повинен мати

$$U_{КБ \max} \geq 2 \cdot 12 = 24 \text{ В}; \quad f_{h_{21E}} \geq 0,7 \cdot 10 = 7 \text{ кГц};$$

$$t_i = T/2 = 1/(2f) = 1/2 \cdot 10 \cdot 10^3 = 50 \text{ мкс};$$

$$t_{зр} \leq 0,02t_i = 0,02 \cdot 50 \cdot 10^{-6} = 1 \text{ мкс};$$

$$f_{h_{21E}} \geq 1/(1 \cdot 10^{-6}) = 1 \text{ МГц}.$$

Вибираємо транзистор ГТ115Б, для якого $I_{K \max} = 30 \text{ мА}$, $U_{KB \max} = 30 \text{ В}$;
 $f_{h_{1Б}} \geq 1 \text{ МГц}$; $h_{21E} = 20 \dots 80$; $I_{KB0 \max} = 40 \text{ мкА}$ (до температури $T, ^\circ\text{C} = 45^\circ\text{C}$).
 У вибраного транзистора $h_{21E \text{ сеп}} = 50$; $f_{h_{21E}} \approx f_{h_{1Б}} / (h_{21E} + 1) \approx 20 \text{ кГц}$.
 3. Опір резистора R_K

$$E_K / I_{K \max} \leq R_K \leq (0,05 \dots 0,1) E_K / I_{KB0 \max} \cdot$$

$$12 / (30 \cdot 10^{-3}) \leq R_K \leq (0,1 \cdot 12) / (40 \cdot 10^{-6});$$

$$0,4 \text{ кОм} \leq R_K \leq 30 \text{ кОм}.$$

Вибираємо $R_K = 1 \text{ кОм}$.

4. Визначаємо опір R_B за середнім значенням $h_{21E \text{ сеп}} = 50$ та коефіцієнтом насичення $K_{\text{нас}} = 2$

$$R_B = h_{21E \text{ сеп}} R_K / K_{\text{нас}} = 50 \cdot 1 \cdot 10^3 / 2 = 25 \text{ кОм}.$$

Вибираємо $R_B = 24 \text{ кОм}$.

При цьому базовий струм відкритого транзистора

$$I_B \approx E_K / R_B = 12 / (24 \cdot 10^3) = 500 \text{ мкА},$$

що перевищує $I_{KB0 \max}$ більш, ніж на порядок, завдяки чому схема термо-стабільна.

5. Визначаємо ємності конденсаторів C_{B1} і C_{B2}

$$C_{B1} = C_{B2} = t_i / 0,7 R_B = 50 \cdot 10^{-6} / (0,7 \cdot 24 \cdot 10^3) \approx 3000 \text{ пФ}.$$

Вибираємо $C_{B1} = C_{B2} = 3000 \text{ пФ}$.

6. Визначаємо час відновлення схеми

$$t_{\text{відн}} \approx 3CR_K = 3 \cdot 3000 \cdot 10^{-12} \cdot 1 \cdot 10^3 = 9 \text{ нс},$$

що не перевищує допустимого $t_{\text{відн}} \leq 0,2 \cdot 50 \cdot 10^{-6} = 10 \text{ нс}$.

Приклад 8.6. Розрахувати одновібратор, який забезпечує одержання на виході імпульсів тривалістю $t_i = 10^{-3} \text{ с}$; $E_K = -12 \text{ В}$; $U_{\text{зм}} = +1 \text{ В}$, $t_{\Phi} = 10^{-6} \text{ с}$.

Розв'язання. 1. Схема одновібратора (загальмованого мультівібратора) аналогічна наведеній на рис. 8.11,а).

2. Оскільки початкові дані на розрахунок близькі до умов прикладу 8.3, вибираємо транзистори КТ203Б, $R_{K1} = R_{K2} = 1,5 \text{ кОм}$, $R_{B1} = 30 \text{ кОм}$ (див. розв'язання прикладу 8.3).

3. Для транзистора вибраного типу $I_{KB0} = 1 \cdot 10^{-6} \text{ А}$, отже

$$R_{\text{зм}} \leq U_{\text{зм}} / I_{KB0} = 1 / 10^{-6} = 10^6 \text{ Ом}.$$

Приймаємо $R_{\text{зм}} = 100 \text{ кОм}$.

4. Базовий резистор R_{B2} вибираємо з умови насичення транзистора VT2

$$R_{K1} + R_{B2} = R_{K2} h_{21E \text{ min}} / K_{\text{нас}} = 30 \text{ кОм}.$$

Тоді $R_{Б2} = 30 - 1,5 = 28,5 \text{ кОм}$.

Вибираємо $R_{Б2} = 27 \text{ кОм}$.

5. Ємність часозадавального конденсатора згідно з виразом (8.27)

$$C_2 = t_i / (0,7 R_{Б2}) = 10^{-3} / (0,7 \cdot 27 \cdot 10^3) \approx 0,047 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}.$$

Вибираємо $C_2 = 47 \text{ нФ}$.

6. Ємність форсуючого конденсатора відповідно до виразу (8.28)

$$C_1 = \frac{t_{\Phi} (R_{Б2} + R_{К1})}{2,3 R_{Б2} R_{К1}} = \frac{10^{-6} (27 + 1,5) 10^3}{2,3 \cdot 27 \cdot 10^3 \cdot 1,5 \cdot 10^3} = 0,3 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}.$$

Вибираємо $C_1 = 300 \text{ пФ}$.

7. Час відновлення одновібратора згідно з виразом (8.29)

$$t_{\text{відн}} = 4 R_{К2} C_2 = 4 \cdot 1,5 \cdot 10^3 \cdot 0,047 \cdot 10^{-6} = 0,28 \cdot 10^{-3} \text{ с}.$$

Таким чином, час відновлення складає 28% від тривалості вихідного імпульсу пристрою.

Приклад 8.7. Розрахувати симетричний мультівібратор на операційному підсилювачі з частотою вихідних імпульсів $f = 4 \text{ кГц}$ і амплітудою $U_m = 10 \text{ В}$.

Розв'язання. 1. Вибираємо схему мультівібратора рис. 8.9, а.

2. З довідника вибираємо ОП типу К140УД2А, у якого $U_{\text{вих}} = \pm 10 \text{ В}$ при $E_K = \pm 12,6 \text{ В}$.

3. Приймаємо $C = 0,047 \text{ мкФ}$.

4. Опір резистора R визначаємо з виразу (8.25)

$$R = \frac{T}{2C \ln \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right)} = \frac{1}{4 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 0,047 \cdot 10^{-6} \ln(1 + 2 \cdot 0,1)} = 14,6 \text{ кОм},$$

де $R_1 / R_2 = 0,1$ — обираємо.

Приймаємо стандартну величину $R = 15 \text{ кОм}$.

5. Вибираємо опір резистора $R_2 = R = 15 \text{ кОм}$.

6. Визначаємо опір резистора

$$R_1 = R_2 / 0,1 = 150 \text{ кОм}.$$

Приклад 8.8. Розрахувати генератор трикутної напруги на операційному підсилювачі з параметрами: $f = 10 \text{ кГц}$; $U_m^+ = 2 \text{ В}$; $U_m^- = 1 \text{ В}$.

Розв'язання. 1. Генератор трикутної напруги можна одержати з мультівібратора на ОП (рис. 8.16), якщо вихідну напругу знімати з часозадавального конденсатора C (див. напругу $U_{\text{вх}}^-$ на рис. 8.9, б).

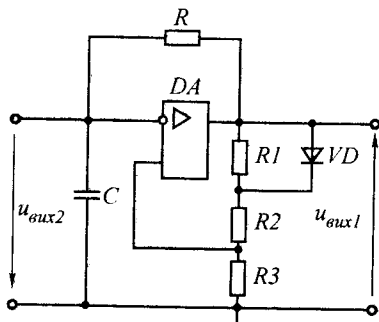


Рис. 8.16

2. Для побудови схеми потрібний ОП, у якого

$$U_{\text{вих } m} \geq \max \{U_m^+, U_m^-\}.$$

Вибираємо ОП типу К574УД1, для якого $U_{\text{вих max}} = \pm 10 \text{ В}$; $R_{\text{нmax}} = 2 \text{ кОм}$.

3. Елементи кола ПЗЗ вибираємо з заданих амплітуд вихідної напруги та максимального для ОП навантаження

$$R_2 + R_3 = R_{\text{нmax}};$$

$$\frac{U_{\text{вих max}} - U_{\text{Д}}}{R_2 + R_3} R_3 = U_m^+;$$

$$\frac{U_{\text{вих max}}}{R_1 + R_2 + R_3} R_3 = U_m^-.$$

Звідки

$$R_3 = \frac{U_m^+(R_2 + R_3)}{U_{\text{вих max}} - U_{\text{Д}}} = \frac{2 \cdot 2 \cdot 10^3}{10 - 0,8} = 0,435 \text{ кОм}.$$

Приймаємо $R_3 = 430 \text{ кОм}$.

Як діод використовуємо діод Д220А, для якого $U_{\text{Д}} = 0,8$.

$$R_2 = R_{\text{нmax}} - R_3 = 2 - 0,43 = 1,57 \text{ кОм}.$$

Приймаємо $R_2 = 1,6 \text{ кОм}$.

Уточнене значення U_m^+ дорівнює

$$U_m^+ = \frac{10 - 0,8}{0,43 + 1,6} \cdot 0,43 = 1,95 \text{ В};$$

$$R_1 = \frac{U_{\text{вих max}} R_3}{U_m^-} - R_2 - R_3 = \frac{10 \cdot 0,43}{1} - 1,6 - 0,43 = 2,3 \text{ кОм}.$$

Приймаємо $R_1 = 2,4 \text{ кОм}$.

Уточнене значення U_m^- дорівнює

$$U_m^- = \frac{10 \cdot 0,43}{1,6 + 0,43 + 2,4} = 0,97 \text{ В}.$$

4. Тому що коефіцієнт передачі кола ПЗЗ для різних полярностей вихідної напруги неоднаковий, то для періоду вихідної напруги генератора з рішення (8.21) можна записати

$$T = RC \left[\ln \left(1 + \frac{R_3}{R_2} \right) + \ln \left(1 + \frac{R_3}{R_1 + R_2} \right) \right].$$

Тоді стала часу кола НЗЗ

$$RC = \frac{T}{\ln(1 + R/R_2) + \ln[1 + R_3/(R_1 + R_2)]} =$$

$$= \frac{10^{-4}}{\ln(1 + 0,43/1,6) + \ln[1 + 0,43/(2,4 + 1,6)]} = 2,94 \cdot 10^{-4} \text{ с.}$$

Припустимо $C = 0,1 \text{ мкФ}$. Тоді $R = 2,49 \cdot 10^{-4} / (0,1 \cdot 10^{-6}) = 2,49 \text{ кОм}$.
Приймаємо $R = 3 \text{ кОм}$.

Приклад 8.9. Визначити тривалість імпульсу та час відновлення схеми одновібратора (рис. 8.15,а), якщо $C = 0,05 \text{ мкФ}$; $R = 33 \text{ кОм}$; $R_1 = 51 \text{ кОм}$; $R_3 = 75 \text{ кОм}$; $U_{\text{вих}}^+ = |U_{\text{вих}}^-|$.

Розв'язання. 1. Коефіцієнт зворотного зв'язку

$$\beta = R_1 / (R_1 + R_3) = 51 / (51 + 75) = 0,4.$$

2. Стала часу заряду конденсатора C

$$\beta = RC = 33 \cdot 10^3 \cdot 0,05 \cdot 10^{-6} \approx 1,6 \text{ мс.}$$

3. Тривалість вихідного імпульсу згідно з (8.39)

$$t_i = \tau \ln[1 / (1 - \beta)] = 1,6 \cdot 10^{-3} \ln \frac{1}{1 - 0,4} = 0,82 \text{ мс.}$$

4. Час відновлення стійкого стану одновібратора згідно з (8.41)

$$t_{\text{відн}} = \tau \ln(1 + \beta) = 1,6 \cdot 10^{-3} \ln(1 + 0,4) = 0,54 \text{ мс.}$$

8.3. БЛОКІНГ-ГЕНЕРАТОРИ

Блокінг-генератори призначені для генерування коротких імпульсів напруги або струму, близьких за формою до прямокутних. Такі генератори характеризуються сильним індуктивним зворотним зв'язком, який забезпечується спеціальними імпульсними трансформаторами. Застосовуються блокінг-генератори як формувачі керуючих імпульсів для цифрових систем, у схемах формування пілкоподібного струму для створення часової розгортки електронного променя на екрані електронно-променевої трубки (ЕПТ) з електромагнітним керуванням та ін.

Блокінг-генератори мають велику щільність генерованих імпульсів, яку практично неможливо отримати іншими способами. Тривалість імпульсів блокінг-генератора становить від десятих частин мікросекунди до десятих частин мілісекунди, а частота — від десятків герц до сотень кілогерц. Амплітуда генерованих імпульсів

може наблизитися до напруги джерела живлення, а за наявності третьої підвищувальної обмотки імпульсного трансформатора перевищувати її в багато разів. Блокінг-генератор, як і автоколивний мультивібратор, може працювати в автоколивному режимі, загальмованому режимі (очікування) та режимі синхронізації.

В аналоговій серії 119 є елемент блокінг-генератора (мікросхе-ма 119ГФ1), який можна використовувати для побудови як автоколивного, так і генератора очікування. Розглянемо принцип роботи блокінг-генератора.

Автоколивні блокінг-генератори. Класична схема автоколивного блокінг-генератора з колекторно-базовим трансформаторним зворотним зв'язком та базовим часозадавальним RC -колом показана на рис. 8.17, *а*. До кола колектора транзистора приєднана обмотка імпульсного трансформатора w_k , а до кола бази — базова обмотка зворотного зв'язку між колектором та базою $w_б$. Зовнішнє навантаження приєднують до вихідної підвищувальної обмотки w_n . Це дозволяє отримати необхідні полярність та амплітуду вихідних імпульсів. Колекторна та базова обмотки ввімкнені назустріч, що забезпечує в схемі позитивний зворотний зв'язок. Частота повторення імпульсів визначається часозадавальним RC -колом, приєднаним до бази транзистора. Автоколивний режим у схемі виникає за виконання вимог самозбудження (5.7 та 5.6), які для блокінг-генератора мають вигляд

$$\varphi_k + \varphi_n = 2\pi; \quad (8.42)$$

$$K / n \geq 1,$$

де φ_k — фазовий кут, що задається транзисторним ключем; φ_n — фазовий кут, що задається імпульсним трансформатором; $n = w_б / w_k$ — коефіцієнт трансформації обмоток $w_б$ та w_k імпульсного трансформатора.

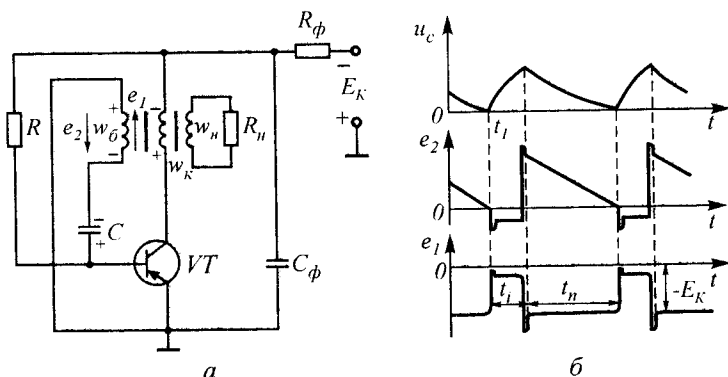


Рис. 8.17

Через те, що транзисторний ключ та імпульсний трансформатор зсувають фазу на 180 ел. град., виконання в схемі умов балансу фаз (формула (8.42)) очевидне. Враховуючи коефіцієнт підсилення транзисторного ключа на межі активного режиму $K/n = h_{21E} R'_H / [n(R'_{BX} + R'_H)]$ з використанням нерівності (8.42), запишемо коефіцієнт передачі струму бази транзистора, що забезпечує умови балансу амплітуд

$$h_{21E} \geq n [1 + (R'_{BX} / R'_H)], \quad (8.43)$$

де $R'_{BX} = R_{BX} / n^2$ — приведений до колекторної обмотки вхідний опір ключа; $R'_H = R_H / n^2$ — приведений до колекторної обмотки опір навантаження; $n_H = w_H / w_K$ — коефіцієнт трансформації обмоток w_H та w_K імпульсного трансформатора. За вихідний прийmemo такий стан, в якому транзистор VT закритий, а конденсатор C , заряджений у попередньому циклі роботи до максимальної напруги, повільно перезаряджається через резистор R та обмотку w_6 (рис. 8.17, б). Напруга на базі позитивна і транзистор утримується в закритому стані. Коли в процесі перезаряду напруга на базі, яка дорівнює напрузі на конденсаторі (якщо зміна струму повільна, напругою обмотки w_6 нехтуємо), досягає нуля (момент часу t_1), транзистор відкривається і з'являються базовий та колекторний струми. Приріст колекторного струму викликає в обмотці w_K ЕРС самоіндукції e_1 , за рахунок якої в обмотці w_6 наводиться ЕРС взаємоіндукції e_2 негативної відносно бази полярності. Процес зменшення напруги на базі і відповідного зростання колекторного та базового струмів має лавиноподібний характер і закінчується насиченням транзистора. В цей момент формується фронт генерованого імпульсу, а оскільки тривалість його мала, то напруга на конденсаторі практично не встигає змінитися. Швидкість регенеративного процесу визначається тривалістю фронту імпульсу

$$t_\Phi = 3n\tau_{h_{21E}} [1 + (R'_{BX} / R'_H)]. \quad (8.44)$$

Якщо вхідний опір та опір навантаження ($R'_{BX} = R'_H$) погоджені $n = n_0 = w_6 / w_K = \sqrt{R'_{BX} / R'_H}$, швидкість регенеративного процесу максимальна, а тривалість фронту мінімальна:

$$t_\Phi \approx 6n_0\tau_{h_{21E}}. \quad (8.45)$$

Найчастіше n_0 вибирають в межах 0,1...0,8.

Далі починається формування вершини імпульсу. В цей час струм бази не керує струмом колектора, швидкість його зміни дорівнює нулю і ЕРС e_2 , яка наводиться в обмотці w_6 , починає зменшуватися, що, в свою чергу, викликає зменшення базового

струму. Внаслідок зменшення базового струму в обмотці w_B виникає ЕРС самоіндукції, яка перешкоджає зменшенню базового струму і має таку саму полярність, як і ЕРС взаємоіндукції e_2 . Це призводить до швидкого заряду конденсатора C базовим струмом через малий опір емітерного переходу насиченого транзистора і обмотку w_6 до напруги $U_{c \max} \approx nE_K$. Таким чином, на цьому етапі одночасно зменшується базовий струм, оскільки заряджається конденсатор, і збільшується колекторний струм завдяки зростанню струму намагнічування осердя трансформатора. Формування вершини імпульсу закінчується в момент переходу транзистора з режиму насичення в активний режим. Закінчується процес формування імпульсу, тривалість якого

$$t_i \approx L_K \left[(nh_{21E}/R_{BX}) - (n^2/R_H) \right], \quad (8.46)$$

де L_K — індуктивність колекторної обмотки.

При формуванні зрізу імпульсу зменшення колекторного струму викликає появу ЕРС e_1, e_2 в обмотках w_K та w_6 . Їх полярність зворотна до тієї, яка була під час формування фронту імпульсу. Завдяки дії позитивного зворотного зв'язку в схемі виникає зворотний лавиноподібний процес, під час якого струми колектора та бази різко зменшуються, і транзистор закривається. Оскільки процеси формування фронту і зрізу імпульсу аналогічні, їх тривалість приблизно однакова. Внаслідок інерційності транзисторів фронт і зріз генерованих імпульсів подовжуються, але для сучасних транзисторів їх тривалість не перебільшує десятків наносекунд.

Через те, що в момент закривання транзистора колекторний струм не припиняється миттєво, виникає ЕРС самоіндукції, що перешкоджає зникненню струму з обмотки w_K , і на колекторі з'являється негативний викид напруги. Після цього починається повільний розряд конденсатора по колу корпус — обмотка w_6 — C — R — $(-E_K)$, який визначає тривалість паузи між імпульсами, після чого процеси в схемі повторюються. Тривалість паузи

$$t_{II} = \tau \ln \left[1 + U_{c \max} / (E_K + I_{KB0} R) \right], \quad (8.47)$$

де $\tau = RC$ — стала часу часозадавального кола.

На рис. 8.18,а показана принципова схема інтегрального блокінг-генератора (мікросхема 119ГФ1) на транзисторі VT3. Транзистор VT2 призначений для узгодження джерела імпульсів запуску з блокінг-генератором (використовується у режимі очікування роботи). Для усунення післяімпульсного викиду аперіодичного характеру використовують транзистор VT1 у діодному ввімкненні, який приєднується паралельно колекторній обмотці імпульсного транс-

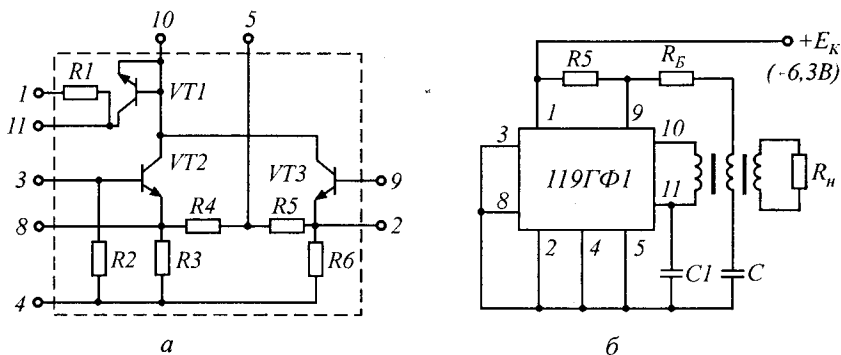


Рис. 8.18

форматора. Резистор R_1 відіграє роль елемента фільтра розв'язки у колі живлення (R_Φ на рис. 8.17,а). Резистори R_3, R_4 та R_5, R_6 виконують функції подільників напруги джерела живлення і використовуються для створення напруг закривання транзисторів VT_2 та VT_3 , а також у режимі очікування блокінг-генератора.

Схему в інтегральному виконанні можна використовувати для створення автоколивного блокінг-генератора з колекторно-базовим зворотним зв'язком, оскільки у ньому є вільні емітерні виводи 2 та 8 транзисторів VT_2 та VT_3 . Якщо з'єднати разом виводи 3 та 8, то транзистор VT_2 переводиться в закритий стан і тим самим усувається його вплив на роботу генератора. Вплив резисторів $R_2 - R_6$ можна усунути, з'єднавши з корпусом виводи 2, 3 та 5. Імпульсний трансформатор та часозадавальне RC -коло навісні. Схема автоколивного блокінг-генератора з базовим часозадавальним колом, виконану на мікросхемі 119ГФ1, показана на рис. 8.18,б. Аналіз цієї схеми аналогічний до аналізу схеми блокінг-генератора за рис. 8,17,а.

Схема автоколивного блокінг-генератора на мікросхемі 119ГФ1 з колекторно-емітерним зворотним зв'язком зображена на рис. 8.19. Процеси в цьому блокінг-генераторі аналогічні до процесів у блокінг-генераторі з базовим часозадавальним колом (рис. 8.17,а). Блокінг-генератор з колекторно-емітерним зворотним зв'язком має кращі показники часових параметрів імпульсів. У цій схемі виводи 3 та 8 також з'єднані, тому транзистор VT_2 закритий і його вплив на роботу генератора відсутній. Вивід 5 (див. рис. 8.18,а) з'єдна-

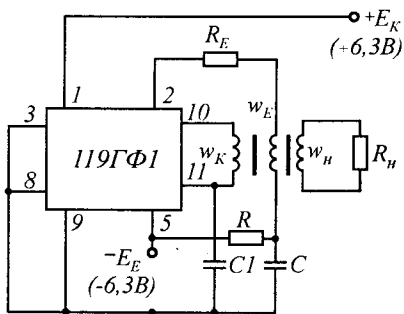


Рис. 8.19

ний з джерелом $-E_E$ (рис. 8.19), що забезпечує режим автоколивань. RC -коло, яке задає час, приєднане до емітера транзистора $VT3$ через резистор R_E , опір якого складається з опору емітерної обмотки трансформатора, ділянки база-емітер та додаткового навісного резистора, що стабілізує тривалість імпульсу. Як правило, $R_E \approx 20 \dots 50 \text{ Ом}$. Оскільки конденсатор C заряджається емітерним, а не базовим струмом, як у схемах рис. 8.17,а, 8.18,б, тривалість імпульсу блокінг-генератора з емітерним конденсатором менша, ніж у блокінг-генератора з базовим конденсатором при однакових ємностях конденсаторів, що задають час в обох схемах.

Загальмовані блокінг-генератори. Для переведення автоколивного блокінг-генератора в режим очікування необхідно подати на базу позитивну напругу від джерела зміщення E_B (рис. 8.20,а), або негативну напругу зміщення у випадку застосування в схемі транзистора $n-p-n$ -типу, або забезпечити за допомогою подільника $R1, R2$ негативну напругу на емітері U_E від джерела живлення E_K (рис. 8.20,б). В останній схемі амплітуда вихідних імпульсів зменшується на величину U_E , проте відпадає необхідність у додатковому джерелі зміщення. В обох випадках транзистор у схемі закритий і блокінг-генератор перебуває в стані стійкої рівноваги. Конденсатор C , який задає час, заряджений до напруги $u_c = E_B - I_{KB0}R$; $u_c = -I_{KB0}R \approx 0$.

Позитивна напруга на базах транзисторів, що забезпечує його закриття,

$$U_{B \text{ зап}} = u_c = E_B - I_{KB0}R > 0; \quad (8.48)$$

$$U_{B \text{ зап}} = U_E - I_{KB0}R > 0.$$

Якщо амплітуда вхідного імпульсу $U_{\text{зап}}$ негативної полярності перевищує рівень напруги закриття, що визначається рівні-

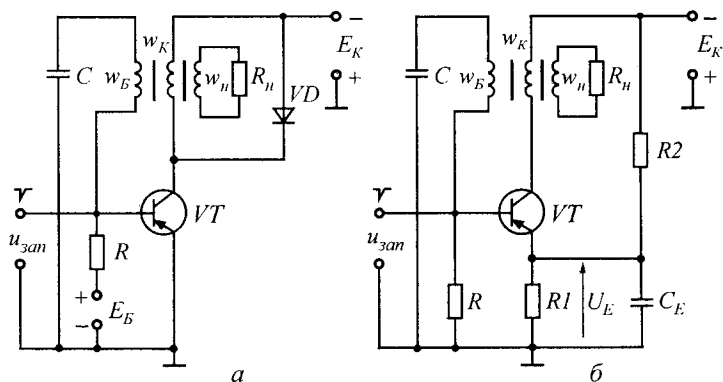


Рис. 8.20

стю (8.48), то транзистор відкривається й розвивається регенеративний процес перемикання блокінг-генератора. При цьому формується фронт імпульсу. Процеси формування вершини і зрізу імпульсу відбуваються так само, як і в автоколивному блокінг-генераторі (див. рис. 8.17,а), після чого схема повертається в стійкий стан рівноваги. Форма ЕРС у колекторній обмотці аналогічна до показаної на нижній часовій діаграмі (рис. 8.17,б). Для усунення негативного викиду аперіодичного характеру у вихідному імпульсі колекторну обмотку шунтують діодом VD , як показано на рис. 8.20,а.

Загальмовані блокінг-генератори запускаються двома способами: послідовним та паралельним. У разі послідовного запуску джерело імпульсів вмикають у розрив базового кола. При цьому вихідний опір джерела має бути низьким. Тому як вихідні каскади схем запуску можна також використовувати додаткові емітерні повторювачі. У разі паралельного запуску вихідний опір джерела імпульсів має бути якнайбільшим.

На рис. 8.21 показана схема загальмованого блокінг-генератора з використанням інтегральної мікросхеми 119ГФ1, принципова схема якої зображена на рис. 8.18,а. Якщо вивід 5 мікросхеми приєднати до джерела живлення E_K , а виводи 8 та 2 через навісні конденсатори $C1$ та $C2$ — до виводу 10, то утворюється подільник напруги $R3$, $R4$ та $R5$, $R6$ (див. рис. 8.18,а), який забезпечує

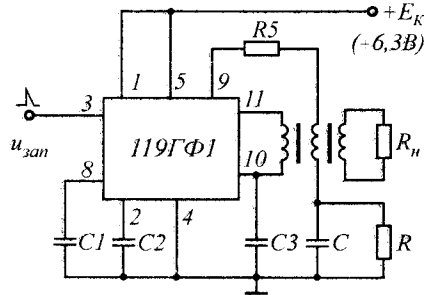


Рис. 8.21

закривання транзисторів $VT2$ та $VT3$ в стані стійкої рівноваги. Таким чином, у початковому стані транзистор $VT2$ закритий позитивною напругою на його емітері, яка знімається з подільника напруги $R3$, $R4$, і в схемі блокінг-генератора забезпечується паралельний запуск. Колекторна обмотка навісного імпульсного трансформатора, яка шунтується транзистором у діодному вмиканні $VT1$, приєднана між виводами 10 та 11, а базова обмотка з RC -колом, яка задає час, — між виводом 9 та корпусом.

Режим синхронізації блокінг-генератора полягає в генерації ним вихідних імпульсів на частоті $f_{\text{синх}}$, яка задається зовнішнім синхронізуючим автогенератором. Для цього в коло блокінг-генератора (частіше в коло бази транзистора, рис. 8.22,а) треба подавати періодичні синхронізуючі сигнали $U_{\text{синх}}$ достатньої великої амплітуди від синхронізуючого автогенератора. Періодична послідовність синхронізуючої напруги може мати різну форму. Проте най-

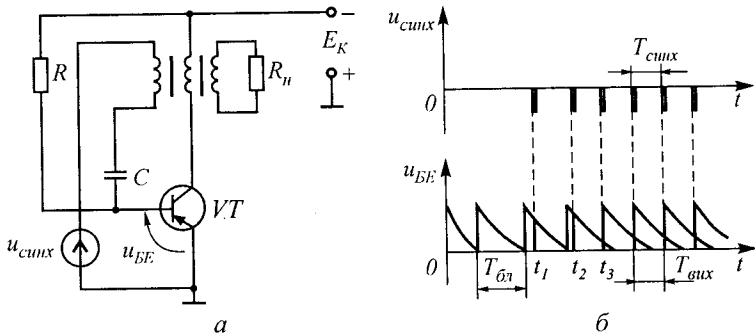


Рис. 8.22

більш жорсткий режим часового узгодження спостерігається при використанні гострокінцевих імпульсів. Частота $f_{\text{синх}}$ повинна бути більша, ніж частота блокінг-генератора $f_{\text{бл}}$.

Нехай на базі транзистора блокінг-генератора в режимі синхронізації (рис. 8.22,а) діють синхронізуючі імпульси $U_{\text{синх}}$ з періодом прямування $T_{\text{синх}} < T_{\text{бл}}$, де $T_{\text{бл}}$ — період власних коливань блокінг-генератора (при відсутності синхронізуючих імпульсів). У момент включення синхронізуючого автогенератора часове положення синхронізуючих імпульсів відносно власних імпульсів блокінг-генератора може бути будь-яким (рис. 8.22,б). Перший синхронізуючий імпульс (при $t = t_1$), що зменшує напругу U_B на базі транзистора в період розряду часозадавального конденсатора, не перекидає блокінг-генератор, тому що при заданій амплітуді імпульсу залишкова напруга на базі більше нуля. Оскільки $T_{\text{синх}} < T_{\text{бл}}$, то в кожному наступний період імпульси синхронізації зміщуються відносно моментів відкриття транзисторів, поки один з імпульсів (у даному випадку третій імпульс при $t = t_3$) не викличе передчасне відкриття транзистора, а отже, примусовий розвиток регенеративного процесу перекидання блокінг-генератора. Наступні синхронізуючі імпульси будуть викликати перекидання блокінг-генератора кожний раз раніше, ніж відбудеться розрядження часозадавального конденсатора C через резистор R . У схемі встановлюється стаціонарний режим, при якому період повторення $T_{\text{вих}}$ вихідних імпульсів блокінг-генератора в режимі синхронізації дорівнює періоду повторення синхронізуючих імпульсів.

Якщо частота синхронізуючих імпульсів $f_{\text{синх}} = kf_{\text{бл}}$, де k — задане ціле число, яке називається коефіцієнтом ділення частоти, то блокінг-генератор працює в режимі ділення частоти, тобто в режимі захоплення зовнішньою синхронізуючою напругою. У випадку, наприклад, $k = 3$ примусове перекидання блокінг-генератора відбувається при дії кожного третього синхронізуючого імпульсу. З рис. 8.22,б видно, що кратність ділення частоти суттє-

во залежить від амплітуди U_m синхронізуючих імпульсів. Якщо задавати різні значення параметрів $T_{\text{синх}}$, $T_{\text{бл}}$, U_m , то можна одержати будь-який режим ділення частоти.

Приклад 8.10. Розрахувати блокінг-генератор у автоколивному режимі при таких даних: $U_m = 10 \text{ В}$; $I_m = 0,1 \text{ А}$; $t_i = 50 \text{ мкс}$; $t_{\phi} = 1 \text{ мкс}$; $f = 2 \text{ кГц}$; $T, ^\circ\text{C} = 50^\circ\text{C}$.

Розв'язання. 1. Вибираємо схему рис. 8.17,а.

2. Напряга джерела живлення

$$E_K = (1,05 \dots 1,2) U_m = 1,2 \cdot 10 = 12 \text{ В}.$$

3. Коефіцієнт трансформації

$$n_H = U_m / E_K = 10 / 12 = 0,833.$$

4. Вибираємо тип транзистора. Вважаючи вихідні імпульси прямокутними ($t_{\phi} \ll t_i$), можна оцінити частотні властивості транзистора як

$$f_{h_{21E}} \geq (5 \dots 10) / t_i = 10 / (50 \cdot 10^{-6}) = 200 \text{ кГц},$$

$$U_{\text{КБ max}} \geq (1,5 \dots 1,8) E_K = 1,8 \cdot 12 = 21,6 \text{ В}.$$

$U_{\text{КЕ max}} \geq k_1 E_K$, де $k_1 = (1,2 \dots 1,7)$ — коефіцієнт, який враховує післяімпульсний викид напруги на колекторі (якщо в схемі застосований шунтуючий діод VD , то $k_1 = 1,05 \dots 1,1$).

$$U_{\text{КЕ max}} = 1,7 \cdot 12 = 20,4 \text{ В};$$

$$I_{\text{К max}} \geq I_{\text{К H}} = n_H I_m = 0,833 \cdot 0,1 = 0,083 \text{ А}.$$

З довідника вибираємо транзистор КТ369А з параметрами $f_{\text{ГР}} = 200 \text{ МГц}$; $I_{\text{К доп}} = 250 \text{ мА}$; $U_{\text{КЕ доп}} = 45 \text{ В}$; $U_{\text{КБ доп}} = 45 \text{ В}$; $I_{\text{КБ0}} = 10 \text{ мкА}$; $R_{\text{ВХ}} = 70 \text{ Ом}$; $h_{21E} = 20 \dots 90 = 55$.

5. Оптимальний коефіцієнт трансформації базової обмотки

$$n_{\text{Б опт}} = \sqrt{\frac{R_{\text{ВХ}} n_H^2}{R_H}} = \sqrt{\frac{70 \cdot 0,833^2}{100}} = 0,69,$$

де $R_H = U_m / I_m = 10 / 0,1 = 100 \text{ Ом}$.

Якщо опір $R_{\text{ВХ}}$ транзистора невідомий, то звичайно приймають $n_{\text{Б}} \approx 0,5 \dots 0,7$.

6. Перевіряємо коефіцієнт h_{21E}

$$h_{21E} \geq n_{\text{Б}} \left(1 + \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_H} \cdot \frac{n_H^2}{n_{\text{Б}}^2} \right) = 0,69 \left(1 + \frac{70}{100} \cdot \frac{0,833^2}{0,69^2} \right) = 1,39.$$

7. Опір часозадавального кола

$$(10 \dots 20) R_{\text{ВХ}} \leq R \leq E_K / (10 I_{\text{КБ0}});$$

$$20 \cdot 70 \leq R \leq \frac{12}{10 \cdot 10^{-6}};$$

$$1,4 \text{ кОм} \leq R \leq 120 \text{ кОм}.$$

Вибираємо $R = 6,8 \text{ кОм}$.

8. Тривалість паузи

$$t_{\text{п}} = T - t_i = 1/2 \cdot 10^3 - 50 \cdot 10^{-6} = 450 \text{ мкс}.$$

9. Максимальна напруга на конденсаторі C

$$U_{Cm} = n_B E_K = 0,69 \cdot 12 = 8,3 \text{ В}.$$

10. Ємність часозадавального конденсатора

$$C = \frac{t_{\text{п}}}{R \ln \left(1 + \frac{U_{Cm}}{E_K + I_{KB0} R} \right)} =$$

$$= \frac{450 \cdot 10^{-6}}{6,8 \cdot 10^3 \ln \left(1 + \frac{8,3}{12 + 10 \cdot 10^{-6} \cdot 6800} \right)} = 0,126 \text{ мкФ}.$$

Вибираємо $C = 0,15 \text{ мкФ}$.

11. Індуктивність колекторної обмотки імпульсного трансформатора

$$L_K = \frac{t_i}{\frac{n_B \cdot h_{21E}}{R_{\text{вх}}} \frac{n_n^2}{R_n}} = \frac{50 \cdot 10^{-6}}{\frac{0,69 \cdot 55}{70} \frac{0,833^2}{100}} = 94 \text{ мкГн}.$$

12. Тривалість фронту імпульсу

$$t_{\text{ф}} = 6n_{\text{Бонт}} \tau_{h_{21B}} = 6 \cdot 0,69 / (2\pi \cdot 200 \cdot 10^{-6}) = 0,0035 \text{ мкс}.$$

13. Ємність конденсатора фільтра

$$C_{\text{ф}} \geq I_{K \text{ м}} t_i / \Delta U_c = 0,83 \cdot 50 \cdot 10^{-6} / 1,2 = 34,6 \text{ мкФ},$$

де $\Delta U_c = 0,1 E_K = 0,1 \cdot 12 = 1,2 \text{ В}$.

Вибираємо $C_{\text{ф}} = 33 \text{ мкФ}$.

14. Опір резистора фільтра

$$R_{\text{ф}} = 1,47 / C_{\text{ф}} = 1,4 \cdot \frac{1}{2 \cdot 10^3 \cdot 33 \cdot 10^{-6}} = 21,2 \text{ Ом}.$$

Вибираємо $R_{\text{ф}} = 22 \text{ Ом}$.

15. За значеннями L_K , n_n та n_B розраховуємо імпульсний трансформатор.

Приклад 8.11. У схемі 8.17,а $E_K = 10 \text{ В}$; $R_H = 500 \text{ Ом}$; $R = 40 \text{ кОм}$; $R_{\text{вхн}} = 100 \text{ Ом}$; $n_H = n_B = 1$; $L_K = 1 \text{ мГн}$; $C = 0,022 \text{ мкФ}$ транзистор має $\tau_{h_{21E}} = 3 \text{ мкс}$; $h_{21E} = 40$; $I_{\text{КБ0}} = 10 \text{ мкА}$. Визначити тривалість імпульсу t_i та період коливань T .

Розв'язання. 1. Визначаємо сталу вхідного кола

$$\tau_{\text{вх}} \approx CR_{\text{вхн}} = 0,022 \cdot 10^{-6} \cdot 100 = 2,2 \text{ мкс}.$$

2. Оскільки $\tau_{\text{вх}} < \tau_{h_{21E}}$, то використовуємо формулу для тривалості імпульсу

$$t_i \approx \frac{1 - \frac{\tau_{h_{21E}}}{n_B h_{21E} C R'_H}}{\frac{1}{\tau_{h_{21E}}} + \frac{\tau_{h_{21E}}}{n_B L_K C}} = \frac{1 - \frac{3 \cdot 10^{-6}}{1 \cdot 40 \cdot 0,022 \cdot 10^{-6} \cdot 500}}{\frac{1}{3 \cdot 10^{-6}} + \frac{3 \cdot 10^{-6}}{1 \cdot 1 \cdot 10^{-3} \cdot 0,022 \cdot 10^{-6}}} \approx 3 \text{ мкс},$$

де $R'_H = R_H / n_H^2 = 500 / 1^2 = 500 \text{ Ом}$.

(Якщо $\tau_{\text{вх}} > \tau_{h_{21E}}$, то треба використовувати формулу $t_i = \frac{L_K \left(\frac{n_B h_{21E}}{R_{\text{вхн}}} - \frac{1}{R'_H} \right)}{\frac{L_K \cdot n_B h_{21E}}{C \cdot R_{\text{вхн}}^2} + 1}$).

3. Тривалість паузи

$$t_{\text{п}} = CR \ln \left(1 + \frac{U_{\text{см}}}{E_K + I_{\text{КБ0}} R} \right) =$$

$$= 0,022 \cdot 10^{-6} \cdot 40 \cdot 10^3 \ln \left(1 + \frac{10}{10 + 10 \cdot 10^{-6} \cdot 40 \cdot 10^3} \right) = 592 \text{ мкс},$$

де $U_{\text{см}} = n_B E_K = 1 \cdot 10 = 10 \text{ В}$.

4. Період коливань

$$T = t_i + t_{\text{п}} = 3 \cdot 10^{-6} + 592 \cdot 10^{-6} = 595 \text{ мкс}.$$

Приклад 8.12. Визначити тривалість (t_i) і період (T) вихідних імпульсів у схемі рис. 8.20,а, якщо $E_K = 15 \text{ В}$; $R_H = 1 \text{ кОм}$; $R = 1 \text{ кОм}$; $R_{\text{д}} = 220 \text{ Ом}$; $R_{\text{вх}} = 50 \text{ Ом}$; $w_K = w_H = w_B = 200$ витків; $L_K = 0,8 \text{ мГн}$; $C = 0,056 \text{ мкФ}$; транзистор має $\tau_{h_{21E}} = 3 \text{ мкс}$; $h_{21E} = 40$; частота імпульсів запуску $f_{\text{зап}} = 2 \text{ кГц}$; $E_{\text{зм}} = 1 \text{ В}$; $I_{\text{КБ0}} = 10 \text{ мкА}$.

Розв'язання. 1. Оскільки $\tau_{\text{вх}} = C(R_{\text{вх}} + R_{\text{д}}) = 0,056 \cdot 10^{-6} (50 + 220) = 15,2 \text{ мкс} > \tau_{h_{21E}}$, то тривалість імпульсу складає

$$t_i = \frac{L \left(\frac{n_B h_{21E}}{R_{\text{вх}} + R_{\text{д}}} - \frac{1}{R'_H} \right)}{\frac{L \cdot n_B h_{21E}}{C (R_{\text{вх}} + R_{\text{д}})^2} + 1} = \frac{0,8 \cdot 10^{-3} \left(\frac{1 \cdot 40}{220} - \frac{1}{1 \cdot 10^3} \right)}{\frac{0,8 \cdot 10^{-3}}{0,056 \cdot 10^{-6}} \cdot \frac{1 \cdot 40}{220^2} + 1} \approx 13,4 \text{ мкс},$$

де $R'_H = R_H / n_H^2 = 1 \cdot 10^3 / 1^2 = 1 \text{ кОм}$; R_D — додатковий резистор, ввімкнений послідовно з базовою обмоткою для обмеження базового струму транзистора.

2. Період вихідних імпульсів буде визначатися періодом імпульсів запуску

$$T_{\text{вих}} = 1/f_{\text{зап}} = 1/2 \cdot 10^3 = 500 \text{ мкс}.$$

3. Перевіряємо, чи встигне конденсатор розрядитися до приходу наступного імпульсу запуску,

$$T_B = 3\tau_{\text{розр}} = 3CR = 3 \cdot 0,056 \cdot 10^{-6} \cdot 1 \cdot 10^3 = 168 \text{ мкс} < T_{\text{зап}}.$$

Приклад 8.13. Чому для синхронізації блокінг-генератора треба, щоб власний період коливань ($T_{\text{бл}}$) був би більшим періоду прямування синхронізуючих імпульсів ($T_{\text{синх}}$)?

Розв'язання. Якщо $T_{\text{бл}} < T_{\text{синх}}$, синхронізація неможлива, тому що відкриваючі імпульси синхронізації діятимуть на базу вже відкритого транзистора.

Приклад 8.14. Чому при підключенні генератора синхронізуючих імпульсів частота вихідних імпульсів блокінг-генератора може встановлюватися рівною частоті $f_{\text{синх}}$ не відразу, а через деякий час?

Розв'язання. Перші імпульси синхронізації можуть надходити в той час, коли напруга на конденсаторі велика, тому дія синхроімпульсів у цьому випадку не приводить до відкриття транзистора.

8.4. ГЕНЕРАТОРИ ЛІНІЙНО ЗМІНЮВАНОЇ НАПРУГИ

Генератори лінійно змінюваної пилкоподібної напруги призначені для отримання напруги, яка за деякий час зростає або зменшується за лінійним або близьким до лінійного законом. Такі генератори можуть працювати в автоколивному або загальмованому (очікування) режимах. Проте в тому чи іншому режимі роботи всі вони виконують функції одержання імпульсів напруги пилкоподібної форми, незалежно від типу схеми, вони будуть називатися генераторами пилкоподібної напруги. У пристроях промислової електроніки генератори напруги, яка змінюється лінійно, використовують у пристроях порівняння, фіксуючих момент досягнення напругою заданого рівня, для часової затримки і розширення імпульсів, для отримання часової розгортки ЕПТ і т.д. Імпульси напруги пилкоподібної форми можуть бути як позитивної, так і негативної полярності. На рис. 8.23,а показана реальна форма пилкоподібного імпульсу позитивної полярності.

Основні параметри лінійно змінюваної напруги: тривалість прямого (робочого) ходу $t_{\text{пр}}$, тривалість зворотного ходу $t_{\text{зв}}$, період

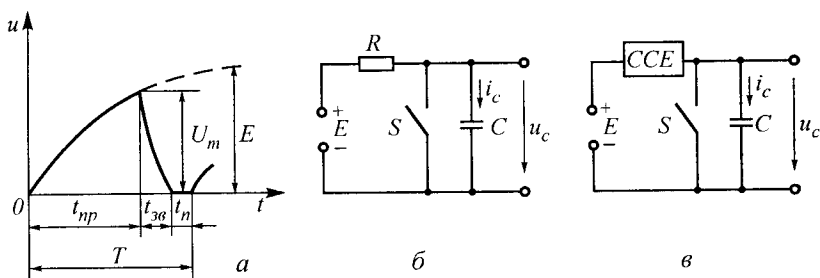


Рис. 8.23

повторення T , амплітуда імпульсу U_m . Оскільки точно лінійної зміни напруги $U(t)$ отримати неможливо, ступінь відхилення її від лінійного закону характеризується коефіцієнтом нелінійності.

$$\epsilon = \frac{|u'(t)|_{t=0} - |u'(t)|_{t=t_{np}}}{|u'(t)|_{t=0}}, \quad (8.49)$$

де $|u'(t)|_{t=0}$ та $|u'(t)|_{t=t_{np}}$ — відповідно швидкість зміни напруги на початку та в кінці робочого ходу. В режимі очікування ще є тривалість паузи t_n , протягом якої $u(t) = \text{const}$.

У практичних схемах генераторів лінійно змінюваної напруги t_{np} дорівнює від десятих частин мікросекунди до десятків секунд, $t_{зв}$ — від 1 до 20 % від t_{np} , U_m — від одиниць до тисяч вольт. Значення ϵ також залежить від призначення схеми і досягає (наприклад, в осцилографії) 10%.

Важливим параметром, який характеризує схему генератора лінійно змінюваної напруги, є коефіцієнт використання напруги джерела живлення E , під яким розуміють відношення

$$\xi = U_m / E. \quad (8.50)$$

Постійний принцип одержання пилкоподібної напруги заснований на процесі заряду або розряду конденсатора C через резистор R (рис. 8.23, б). Якщо ключ S розімкнений, то конденсатор заряджається від джерела постійної напруги E . При цьому напруга на конденсаторі u_c (виході схеми), наближаючись до асимптотичного рівня E (див. рис. 8.23, а), змінюється за експоненціальним законом

$$u_c = E \left(1 - e^{-t_{np}/RC} \right). \quad (8.51)$$

Замикання ключа S приводить до швидкого розряду конденсатора. Швидкість розряду конденсатора залежить від опору ключа в замкненому стані. Потім процес повторюється. Прямий хід

пилкоподібної напруги в цій схемі формується при розімкненому ключі, а зворотний — при замкненому. Таким чином, для реалізації цього принципу генератор повинен складатися з зарядного або розрядного пристрою, інтегруючого конденсатора та ключа.

Узявши похідні du_c / dt від виразу (8.51), коли $t=0$ та $t = t_{\text{пр}}$, і підставивши їх у формулу (8.49), отримаємо коефіцієнт нелінійності

$$\varepsilon = 1 - e^{-t_{\text{пр}} / RC}. \quad (8.52)$$

Оскільки за $t = t_{\text{пр}}$, $u_c = U_m$, то згідно з рівнянням (8.51)

$$U_m = E \left(1 - e^{-t_{\text{пр}} / RC} \right)$$

або з урахуванням виразу (8.50)

$$\varepsilon = U_m / E = \xi. \quad (8.53)$$

Отже, високий степінь лінійності пилкоподібної напруги (мале ε) можливий за умови $E \gg U_m$. Це призводить до поганого використання напруги джерела живлення. Наприклад, коли $U_m = 10 \text{ В}$, а $\varepsilon = 1 \%$, напруга джерела живлення має бути 1000 В .

Напруга на конденсаторі u_c зв'язана з протікаючим у ньому струмом i_c відомим співвідношенням

$$u_c = \frac{1}{C} \int i_c dt.$$

У випадку $i_c = I = \text{const}$ напруга на конденсаторі $u_c = It / C = kt$ змінюється у часі за лінійним законом. Отже, щоб напруга на конденсаторі змінювалася не за експоненціальним законом, а точно пропорційно часу, зарядний струм конденсатора має бути сталим. Для цього можна застосувати струмостабілізуючі елементи (ССЕ), струм яких не залежить від прикладеної напруги. Схема одержання пилкоподібної напруги з зарядним ССЕ показана на рис. 8.23, в. Реально не існує елементів або двополюсників, які забезпечували б ідеальну залежність $u_c = kt$. Проте, якщо використовувати як ССЕ колекторно-емітерне коло транзистора, колекторний струм якого на робочій ділянці характеристики практично не залежить від колекторної напруги, то напругу на конденсаторі з певною мірою наближення можна вважати лінійно змінною. Для стабілізації струму заряджання або розряджання конденсатора в генераторі напруги, яка змінюється лінійно, застосовують негативний зворотний зв'язок.

Схема автоколивного генератора пилкоподібної напруги, яка виконана за принципом заряджання конденсатора сталим струмом

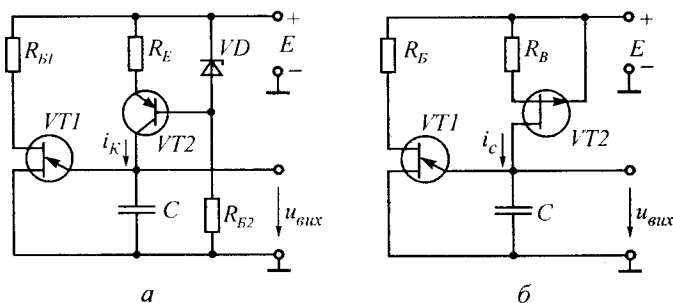


Рис. 8.24

струмостабілізуючого елемента (рис. 8.23,б), показана на рис. 8.24,а. Роль ключа в цій схемі виконує одноперехідний транзистор $VT1$, а роль струмостабілізуючого елемента — біполярний транзистор $VT2$.

Режим роботи транзистора $VT2$ забезпечують таким чином, щоб у межах зміни напруги на його колекторі, рівних змінам напруги на конденсаторі C , ввімкненому в коло колектора, струм колектора практично не змінювався. Стабілізація положення робочої точки (часова та температурна) цього транзистора забезпечується стабілітроном VD , який підтримує сталість напруги на базі транзистора.

При підключенні схеми до джерела живлення конденсатор C заряджається сталим струмом колектора транзистора $VT2$. Коли напруга на конденсаторі досягне рівня напруги вмикання одноперехідного транзистора $VT1$, останній відкривається і конденсатор швидко розряджається через емітерний перехід $VT1$. При розряді конденсатора C струм розряду, а, отже, струм емітера транзистора $VT1$ зменшується і в деякий момент транзистор $VT1$ закривається. Описані процеси, таким чином, будуть періодично повторюватися.

На рис. 8.24,б наведена схема автоколивного генератора пилкоподібної напруги на польовому та одноперехідному транзисторах. Принцип дії схеми аналогічний схемі рис. 8.24,а. Відмінність полягає тільки в тому, що як струмостабілізуючий елемент використаний польовий транзистор $VT2$. Через те, що стокові характеристики польового транзистора мають малий нахил до осі напруг, конденсатор заряджається практично сталим струмом і напруга на ньому зростає за лінійним законом. Температурна стабільність польового транзистора $VT2$ досягається вибором такої напруги зміщення, при якій $VT2$ має температурний дрейф, близький до нуля.

Схема генератора пилкоподібної напруги в режимі очікування, в якій паралельно конденсатору інтегруючого RC -кола ввімкнений комутуючий транзистор VT , показана на рис. 8.25,а. У початково-

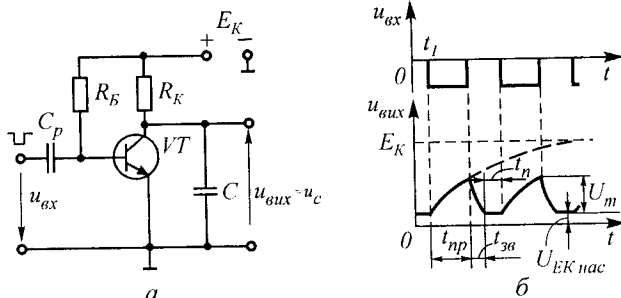


Рис. 8.25

му стані транзистор насичений за рахунок вибору співвідношення між резисторами R_B та R_K так, щоб $R_B \leq h_{21E} R_K$. Напруга на конденсаторі, яка дорівнює напрузі $U_{K \text{ нас}}$ на колекторі насиченого транзистора, мала.

За подаванням до бази транзистора у момент часу t_1 (рис. 8.25, б) керуючого імпульсу негативної полярності з амплітудою, достатньою для закривання транзистора, останній входить у режим відсічки (закривання транзистора — ключ розімкнутий), і конденсатор C заряджається у колі $+E_K - R_K - C - (-E_K)$. Напруга на конденсаторі, наближаючись до асимптотичного рівня E_K , збільшується за законом

$$u_c = (E_K - I_{KB0} R_C) (1 - e^{-t/RC}) \approx E_K (1 - e^{-t/RC}). \quad (8.54)$$

По закінченні вхідного керуючого імпульсу транзистор відкривається, однак його робоча точка залишається в активній області, оскільки напруга на колекторі транзистора в перший момент дорівнює амплітудному значенню напруги U_m на конденсаторі (на виході схеми). Після цього конденсатор розряджається через ділянку емітер-колектор транзистора і останній входить у режим насичення (ключ замкнутий). Далі процес повторюється.

З розглянутого процесу видно, що прямий хід пилкоподібної напруги з тривалістю $t_{пр}$ формується в схемі, коли ключ розімкнутий, а зворотний хід з тривалістю $t_{зв}$ — коли замкнутий. Таким чином, для реалізації цього принципу генератор мусить мати зарядний або розрядний пристрій, інтегруючий конденсатор та ключ. Імпульси напруги пилкоподібної форми можуть бути як позитивної, так і негативної полярності. На рис. 8.25, б показана реальна форма пилкоподібного імпульсу позитивної полярності. Імпульс негативної полярності є дзеркальним відображенням останнього відносно часової осі.

Коефіцієнт нелінійності пилкоподібної напруги визначається виразом (8.52).

Тривалість прямого ходу

$$t_{\text{пр}} \approx CU_m / I_{\text{Кнас}} = \varepsilon E_{\text{К}} C / I_{\text{Кнас}} = \varepsilon CR. \quad (8.55)$$

Тривалість зворотного ходу

$$t_{\text{зв}} = t_{\text{пр}} / (K_{\text{нас}} - 1). \quad (8.56)$$

Схема генератора пилкоподібної напруги, яка використовує розряд конденсатора через струмостабілізуючий двополюсник (рис. 8.26), містить конденсатор C , струмостабілізуючий транзистор $VT2$ і ключ на транзисторі $VT1$. До початку прямого ходу транзистор $VT1$ насичений, а $VT2$ знаходиться в активній області, конденса-

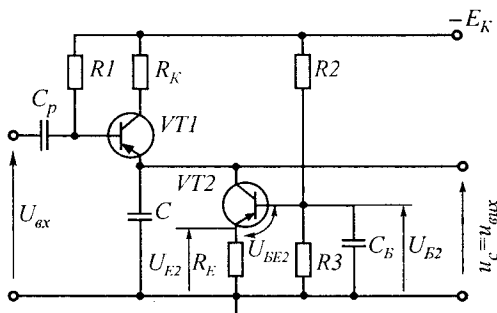


Рис. 8.26

тор C заряджений до напруги $U_C = E_{\text{К}} - I_{\text{К1нас}} R_{\text{К}} \approx E_{\text{К}}$, тому що опір резистора $R_{\text{К}}$ малий. Активний режим транзистора $VT2$ забезпечується подільником R_2, R_3 , який є низькоомним, щоб струм бази $VT2$ мало залежав від струму подільника. Напруга на базі та струми емітера і колектора транзистора $VT2$

$$U_{\text{Б2}} = E_{\text{К}} R_3 / (R_2 + R_3); \quad (8.57)$$

$$I_{\text{Е2}} = U_{\text{Е2}} / R_{\text{Е}} \approx U_{\text{Б2}} / R_{\text{Е}}; \quad (8.58)$$

$$I_{\text{К2}} = h_{21\text{Б}} I_{\text{Е2}}. \quad (8.59)$$

При подачі на вхід позитивного імпульсу напруги ключ на транзисторі $VT1$ закривається та починається розряд конденсатора C через транзистор $VT2$, для якого конденсатор стає джерелом колекторної напруги. В міру розряду конденсатора напруга колектор — база транзистора $VT2$ зменшується, проте колекторний струм $VT2$ зменшується незначно через малий нахил колекторних характеристик транзистора. Конденсатор C розряджається сталим струмом, а напруга на ньому змінюється за лінійним спадаючим законом. У схемі генератора (рис. 8.26) конденсатор може розрядитися до напруги $U_{\text{СК}}$, яка дорівнює $U_{\text{Б2}}$. При цьому напруга між колектором і базою $VT2$ дорівнює нулю.

Максимальна амплітуда пилкоподібної напруги

$$U_m = E_{\text{К}} - I_{\text{Кн1}} R_{\text{К1}} - U_{\text{Б2}}. \quad (8.60)$$

Коефіцієнт нелінійності пилкоподібної напруги

$$\varepsilon = \frac{U_m}{I_{K2} R_{\text{вих}}} \quad (8.61)$$

В момент закінчення імпульсу запуску транзистор $VT1$ відкривається, і конденсатор C заряджається через $VT1$ та резистор R_K . Тривалість зворотного ходу пилкоподібної напруги

$$t_{\text{зв}} = 3CR_K \quad (8.62)$$

Для зменшення тривалості зворотного ходу опір резистора R_K доцільно вибрати невеликим. Мінімальна величина цього опору

$$R_K \geq U_m / I_{\text{к.доп}} \quad (8.63)$$

Ємність конденсатора

$$C = I_{K2} t_{\text{пр}} / U_m \quad (8.64)$$

Схема генератора пилкоподібної напруги з негативним зворотним зв'язком показана на рис. 8.27,а; часові діаграми — на рис. 8.27,б.

В початковому стані транзистор $VT1$ закритий позитивною напругою $U_{0\text{БЕ}} > 0$ за рахунок джерела зміщення $E_{\text{зм}}$, напруга якого вибирається з умови

$$E_{\text{зм}} > E_K (R_{\text{зм}}/R_B) + R_{\text{зм}} I_{\text{КБ0}} \quad (8.65)$$

При цьому діод VD відкритий і конденсатор C по колу $+E_K$ (корпус) — $E_{\text{зм}}$ — $R_{\text{зм}}$ — VD — C — R_K — $(-E_K)$ заряджений до напруги

$$U_{C0} = U_{0\text{БЕ}} + E_K - I_{\text{КБ0}} R_K \quad (8.66)$$

При надходженні на вхід схеми в момент часу t_1 імпульсу негативної полярності діод VD закривається та відключає джерело

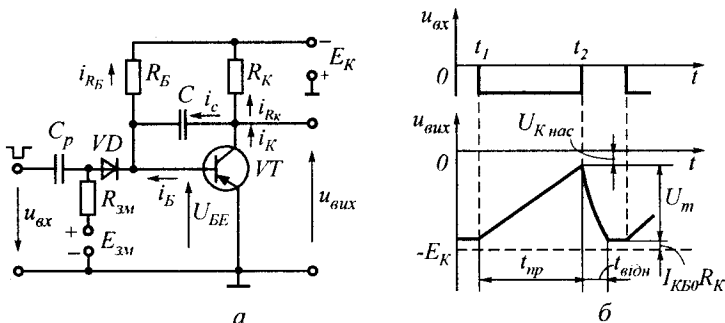


Рис. 8.27

зміщення $E_{зм}$, а транзистор відкривається. Конденсатор C починає розряджатися по колу $+E_K$ (корпус) — емітер-колектор $VT - C - R_B - (-E_K)$. Тому що ліва обклашка конденсатора C через малий опір ділянки база-емітер відкритого транзистора приєднана до корпусу і, отже, має практично нульовий потенціал, то напруга при розряді конденсатора зростає тільки на його правій обкладці (на виході схеми, див. рис. 8.27, б). Завдяки дії механізму негативного зворотного зв'язку це зростання відбувається практично за лінійним законом.

Фізична сутність лінеаризації пилкоподібної напруги полягає ось у чому. Виходячи з струмового механізму керування транзистором і вважаючи, що ділянка база-емітер короткозамкнена, одержуємо очевидну рівність $i_{R_B} = i_C + i_B = E_K / R_B = \text{const}$. Якщо при розряді конденсатора струм i_C скільки-небудь зменшиться, то зросте струм бази i_B , а отже, струм колектора $i_K = h_{21E} i_B$. Оскільки струм i_K протікає не тільки через резистор R_K , але й відгалужується в коло конденсатора, то тим самим компенсується зменшення струму розряду i_C , який практично залишається сталим. Розряд конденсатора сталим струмом ϵ , як відомо, умовою лінійної зміни напруги на конденсаторі.

У момент закінчення імпульсу запуску ($t = t_2$) діод VD відкривається (ключ замкнений) та транзистор закривається напругою джерела зміщення $E_{зм}$. Конденсатор заряджається по раніше вказаному колу. Стала кола заряду з урахуванням того, що $R_{зм} + R_d \ll R_K$, де R_d — опір прямозмщеного діода, визначається виразом

$$\tau_{зар} \approx CR_K. \quad (8.65)$$

Час відновлення початкового стану схеми

$$t_{відн} = 5\tau_{зар} = 5CR_K. \quad (8.66)$$

Коефіцієнт нелінійності пилкоподібної напруги

$$\epsilon = (R_B / h_{21E} R_K) \quad (8.67)$$

тим менший при сталих значеннях параметрів ϵ , R_B , h_{21E} , чим більший опір колекторного навантаження R_K . Проте вибір резистора R_K великого опору приводить відповідно до (8.66) до збільшення часу відновлення схеми, що небажано. Слід також застосовувати в схемах генераторів транзистори з великим значенням статичного коефіцієнта передачі струму h_{21E} .

Амплітуда пилкоподібного імпульсу

$$U_m = (E_K / CR_B) t_{пр}. \quad (8.68)$$

Розглянемо конкретні схеми генераторів лінійно змінюваної напруги в інтегральному виконанні. Як активні ключові елементи у проектуванні таких генераторів в наш час найбільш широко використовують операційні підсилювачі, які мають велику функціональну надмірність. Щоб вихідна напруга була пропорційною інтегралові вхідної напруги, в ОП вмикають конденсатор в колі негативного зворотного зв'язку (див. п. 4.2.). Тому генератори пилкоподібної напруги на ОП будують за принципом генераторів із зворотним зв'язком, що інтегрують сталу напругу джерела живлення, яка є для них вхідною.

На рис. 8.28,а показана схема генератора пилкоподібної напруги з інтегруючим RC-колом, ввімкненим у коло негативного зворотного зв'язку ОП. Схемою керують імпульси $u_{зан}$ позитивної полярності, які подають до інвертувального входу підсилювача через діод VD, що кожного разу від'єднує схему (діодний ключ розімкнутий) від джерела керуючих імпульсів на час тривалості імпульсу. До подачі керуючого імпульсу $u_{зан}$ (інтервал часу $0 - t_1$, (рис. 8.28,б) напруга на інвертувальному вході $U_{вх}^-$ позитивна, але трохи перевищує нульовий рівень. Напруга на неінвертувальному вході $U_{вх}^+ = \beta E_K$, де $\beta = R_2 / (R_1 + R_2)$. Значення β за рахунок обраного співвідношення між опорами резисторів R_1 та R_2 задається таким чином, щоб рівень $U_{вх}^+$ забезпечував стан ОП в режимі обмеження, коли $U_{вих}^+ \approx E_K$. Конденсатор інтегратора заряджений до напруги джерела E_K .

Позитивний імпульс, впливаючи на вхід генератора в момент часу t_1 , закриває діод VD, напруга $U_{вх}^-$ збільшується при цьому до рівня, який забезпечує перехід підсилювача в активний режим, а напруга на виході стрибком зменшується на незначну величину. Конденсатор C починає розряджатися через резистор R. Оскільки ОП має скінченне значення коефіцієнта підсилення K , то струм розряду конденсатора, ввімкненого в коло негативного зворотного зв'язку, не є точно сталим і в процесі розряду трохи зменшується.

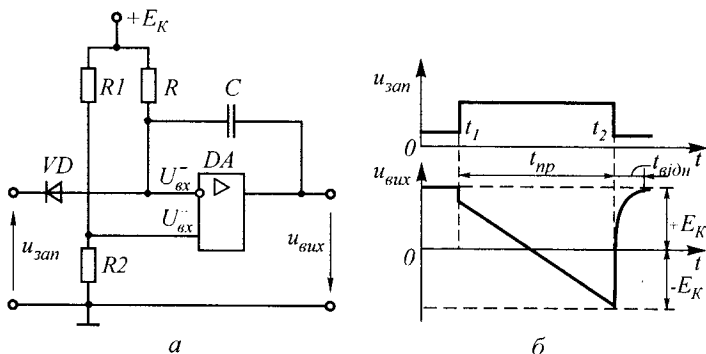


Рис. 8.28

ся. Тому напруга дещо збільшується, що викликає на виході в K разів більше зменшення вихідної напруги. Якщо розрахункове співвідношення між сталою часу інтегруючого RC -кола та тривалістю робочого ходу задовольняє рівність

$$RC \approx 0,5t_{np} \quad (8.69)$$

то за час імпульсу конденсатор повністю розряджається до нуля і перезаряджається до напруги $-E_K$.

Після закінчення в момент часу t_2 керуючого імпульсу діод відкривається, напруга $U_{вх}^-$ стрибкоподібно зменшується до вихідного рівня, а конденсатор швидко розряджається через відкритий діод та вихід підсилювача до нуля й заряджається до початкової напруги. Час відновлення генератора

$$t_{відн} = 5C(r_D + R_{вих}), \quad (8.70)$$

де r_D — опір відкритого діода; $R_{вих}$ — вихідний опір ОП.

Коефіцієнт нелінійності пилоподібної напруги

$$\epsilon = 1 / K \quad (8.71)$$

визначається підсилювальними властивостями ОП, а напруга протягом робочого ходу лінійно зменшується.

Генератор пилоподібної напруги, яка лінійно зростає, можна створити, якщо інтегруюче RC -коло ввімкнути в коло позитивного зворотного зв'язку (рис. 8.29,а). За відсутності вхідного керуючого імпульсу $u_{зан}$ (інтервал часу $0 - t_1$, рис. 8.29,б) $u_{вх} \approx 0$, діод VD відкритий, напруга на неінвертуючому вході $U_{вх}^+ = 0$ і конденсатор розряджений ($u_c(0) = 0$). Напруга на інвертувальному вході $U_{вх}^-$ (за відповідним чином розрахованими опором підільника на резисторах $R2, R3, R4$) задається такого рівня, при якому ОП перебуває в режимі обмеження з $u_{вих} = -E_K$.

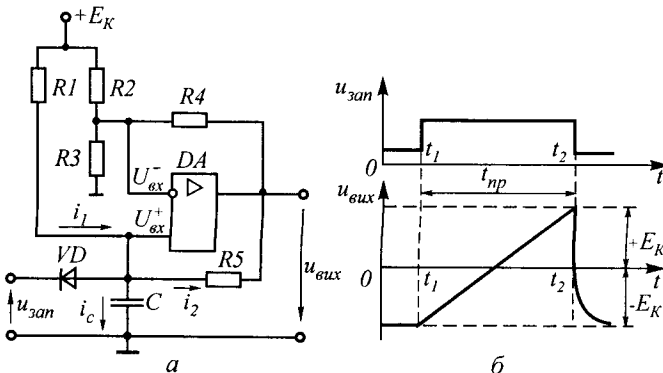


Рис. 8.29

Вхідний керуючий імпульс $u_{\text{зап}}$, впливаючи на вхід схеми в момент часу t_1 , закриває діод VD . Конденсатор C з урахуванням того, що ($u_c(0) \approx 0$) та $u_{\text{вих}} = -E_K$ починає заряджатися струмом $i_C = i_1 - i_2 = E/R_1 - E/R_2$. Якщо відповідним чином розрахувати параметри елементів схеми генератора, щоб $\Delta i_1 = \Delta i_2$, то $i_C = \text{const}$, і конденсатор заряджається точно постійним струмом. При цьому напруга $u_{\text{вих}}$ збільшується і в момент закінчення робочого ходу досягає значення $+E_K$. В момент закінчення керуючого імпульсу ($t = t_2$) діод різко відкривається і конденсатор з великою швидкістю розряджається. Вихідна напруга зменшується до рівня $-E_K$. Час відновлення вихідного стану схеми

$$t_{\text{відн}} = 5C(r_D + R_{\text{вих}}), \quad (8.72)$$

де r_D — опір відкритого діода VD ; $R_{\text{вих}}$ — вихідний опір джерела керуючих імпульсів.

Приклад 8.15. На вхід схеми рис. 8.25,а надходять імпульси негативної полярності тривалістю $t_{\text{вх}} = 50 \text{ мкс}$ та частотою $f = 1 \text{ кГц}$, забезпечуючи вмикання транзистора VT . Визначити амплітуду U_m , коефіцієнт нелінійності ϵ та час зворотного ходу вихідної напруги, якщо $E_K = 20 \text{ В}$; $R = 3 \text{ кОм}$; $C = 0,1 \text{ мкФ}$; $R_B = 51 \text{ кОм}$; $h_{21E} = 30$; $R_H = \infty$.

Р о з в' я з а н н я. 1. Амплітуда вихідної напруги згідно з виразом (8.55) складає

$$U_m = \frac{E_K t_{\text{пр}}}{RC} = 20 \cdot \frac{50 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}} \approx 3,3 \text{ В}.$$

2. Коефіцієнт нелінійності згідно з (8.53)

$$\epsilon = U_m / E_K = (3,3 / 20) \cdot 100 = 16,5\%$$

3. Час зворотного ходу складає згідно з (8.56)

$$t_{\text{зв}} \approx CU_m / (h_{21E} i_B - I_{\text{кн}}) = \frac{0,1 \cdot 10^{-6} \cdot 3,3}{30 \cdot 3,9 \cdot 10^{-4} - 6,7 \cdot 10^{-3}} \approx 66 \text{ мкс},$$

де $i_B = E_K / R_B = 20 / (51 \cdot 10^3) = 390 \text{ мкА}$; $I_{\text{кн}} = E_K / R = 20 / (3 \cdot 10^3) = 6,7 \text{ мА}$.

Приклад 8.16. Розрахувати основні елементи генератора пилкоподібної напруги зі струмостабілізуючим транзистором (див. рис. 8.26) при таких вихідних даних: амплітуда пилкоподібних імпульсів напруги $U_m = 15 \text{ В}$; тривалість прямого ходу $t_{\text{пр}} = 5000 \text{ мкс}$; період повторення імпульсів запуску $T = 600 \text{ мкс}$; коефіцієнт нелінійності $\epsilon = 5 \%$.

Р о з в' я з а н н я. 1. Напруга джерела живлення

$$E_K = U_m + U_{R_K} + U_{B2} = U_m + 0,2 \cdot U_m + 0,5 U_m = 15 + 3 + 7,5 = 25,5 \text{ В},$$

де $U_{R_K} = (0,1 \dots 0,2) U_m$; $U_{B2} = (0,2 \dots 0,5) U_m$.

Приймаємо $E_K = 27 \text{ В}$.

2. Вибираємо транзистори МП115Г з параметрами $U_{КБ\text{ доп}} = 30\text{ В} > E_K$; $h_{21Б} = 0,985$; $R_{\text{вих}} = 1/h_{22Б} = 400\text{ кОм}$; $I_{К\text{ доп}} = 30\text{ мА}$.

3. Визначаємо струм колектора транзистора VT2, використовуючи формулу (8.61)

$$I_{K2} = \frac{U_m}{\varepsilon R_{\text{вих}}} = \frac{15}{0,05 \cdot 400 \cdot 10^3} = 0,75\text{ мА}.$$

Приймаємо $I_{K2} = 1\text{ мА}$; при цьому $\varepsilon < 5\%$.

4. Згідно з (8.64) ємність конденсатора

$$C = \frac{I_{K2} t_{\text{пр}}}{U_m} = \frac{1 \cdot 10^{-3} \cdot 5000 \cdot 10^{-6}}{15} = 0,33\text{ мкФ}.$$

Приймаємо $C = 0,3\text{ мкФ}$.

5. Знаходимо з (8.58) та (8.59) опір емітерного резистора

$$R_E = \frac{U_{Б2}}{I_{E2}} = \frac{U_{Б2} h_{21E}}{I_{K2}} = \frac{7,5 \cdot 0,985}{1 \cdot 10^{-3}} = 7,4\text{ кОм}.$$

Приймаємо $R_E = 7,5\text{ кОм}$.

6. Визначаємо з (8.62) і (8.63) опір колекторного резистора

$$R_K = \frac{T - t_{\text{пр}}}{3C} = \frac{(6000 - 5000) \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 3 \cdot 10^{-6}} = 1,1\text{ кОм};$$

$$R_K \geq \frac{U_m}{I_{К\text{ доп}}} = \frac{15}{30 \cdot 10^{-3}} = 0,5\text{ кОм}.$$

Приймаємо $R_K = 1\text{ кОм}$.

7. Опір базового резистора

$$R_{Б1} \leq h_{21E} R_{K1} = 60 \cdot 1 \cdot 10^3 = 60\text{ кОм}.$$

Приймаємо $R_{Б1} = 51\text{ кОм}$.

8. Визначаємо опір резисторів подільника R_2 , R_3 , вважаючи струм подільника

$$I_{\text{под}} \geq 10I_{Б2} = 10I_{K2}/h_{21E} = \frac{10 \cdot 1 \cdot 10^{-3}}{60} \approx 0,17\text{ мА}.$$

Вибираємо $I_{\text{под}} = 0,8\text{ мА}$. Тоді

$$R_2 = \frac{E_K - U_{Б2}}{I_{\text{под}}} = \frac{27 - 7,5}{0,8 \cdot 10^{-3}} = 24\text{ кОм};$$

$$R_3 = \frac{U_{Б2}}{I_{\text{под}}} = \frac{7,5}{0,8 \cdot 10^{-3}} = 9,4\text{ кОм}.$$

Приймаємо $R_2 = 24\text{ кОм}$; $R_3 = 9,1\text{ кОм}$.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Поясніть, за яких умов стан рівноваги називається стійким, а за яких — квазістійким?
2. Які умови треба виконати для побудови схеми тригера?
3. Які існують основні схеми побудови тригерів?
4. Яку роль виконують ємності кіл зв'язку в схемах тригерів?
5. Якими параметрами визначається максимальна частота перемикавання тригера?
6. Докажіть, чому в схемі тригера з емітерним зв'язком введення в емітерні кола транзисторів спільного резистора забезпечує формування кола ПЗЗ.
7. Порівняйте характеристики симетричного тригера та тригера з емітерним зв'язком.
8. Як відбувається зміна стану тригера?
9. Який пристрій зветься мультівібратором?
10. Яку роль у схемах мультівібраторів виконують конденсатори зв'язку?
11. Які існують принципові відмінності між схемами автоколивних і загальмованих мультівібраторів?
12. Які коливання називаються релаксаційними? Що являє собою регенеративний процес?
13. Якими процесами визначаються тривалості фронту та зрізу вихідних імпульсів різних мультівібраторів?
14. З яких умов при заданій частоті перемикавання можна визначити мінімальну тривалість імпульсів автоколивних мультівібраторів?
15. Які умови треба виконати для того, щоб у схемах тригера і загальмованого мультівібратора відмовитися від додаткового джерела зміщення?
16. Намалюйте часову діаграму зміни напруги на конденсаторах симетричного мультівібратора.
17. Як визначити амплітуду прямокутної та трикутної вихідних напруг генератора на ОП?
18. Як зміниться частота вихідної напруги генератора на ОП при зменшенні сталої часу кола НЗЗ?
19. Які зміни треба внести в схему генератора на ОП для одержання на виході змінної прямокутної напруги з різною амплітудою позитивної та негативної напруг?
20. Який пристрій називається блокінг-генератором? В якому режимі роботи використовується блокінг-генератор?
21. Які умови самозбудження блокінг-генераторів?
22. Як одержують напругу пилкоподібної форми? Які можливості використовують для поліпшення її лінійності?
23. Наведіть приклади реалізації генераторів лінійно змінюваної напруги.
24. Наведіть схеми та поясніть принцип роботи генераторів лінійно змінюваної напруги на основі ОП.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Агаханян Т.М. Интегральные микросхемы. — М.: Энергоатомиздат, 1983. — 464 с.
2. Алексеенко А.Г., Шагурин А.А. Микросхемотехника. — М.: Радио и связь, 1990. — 496 с.
3. Аналоговая и цифровая электроника: Учебник для вузов / Ю.Ф. Опадчий, О.П. Глудкин, А.И. Гуров; Под ред. О.П. Глудкина. — М.: Радио и связь, 1996. — 768 с.
4. Вениаминов В.Н., Лебедев О.Н., Мирошниченко А.И. Микросхемы и их применение: Справ. пособие. — 3-е изд., перераб. и доп. — М.: Радио и связь, 1989. — 240 с.
5. Горбачев Г.Н., Чаплыгин Е.Е. Промышленная электроника / Под ред. В.А. Лабунцова. — М.: Энергоатомиздат, 1988. — 320 с.
6. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Высшая школа, 1991. — 622 с.
7. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. — 2-е изд., перераб. и доп. — Л.: Энергоатомиздат, 1988. — 304 с.
8. Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники: В 2 т. — М.: Высшая школа, 1980. — Т. 1, 2 — 530 с.
9. Електроніка і мікросхемотехніка: Підручник для вищ. навч. закл. освіти: У 4-х т. / В.І. Сенько, М.В. Панасенко, Є.В. Сенько та ін.; Під ред. В.І. Сенька. — К.: ТОВ «Видавництво «Обереги», 2000. — Т. 1. Елементна база електронних пристроїв. — 300 с.
10. Зельдин Е.А. Цифровые интегральные микросхемы в информационно-измерительной аппаратуре. — Л.: Энергоатомиздат, 1986. — 280 с.
11. Нелінійні електричні та магнітні кола: Навч. посібник / І.А. Курило. — К.: НМК ВО, 1992. — 280 с.
12. Ногин В.Н. Аналоговые электронные устройства. — М.: Радио и связь, 1992. — 300 с.
13. Остапенко Г.С. Усилительные устройства. — М.: Радио и связь, 1989. — 399 с.
14. Перетворювальна техніка. Частина 1: Підручник / В.С. Руденко, В.Я. Ромашко, В.Г. Морозов. — К.: ІСДО, 1996. — 262 с.
15. Полупроводниковые выпрямители / Под ред. Ф.И. Ковалева и Г.П. Мостковой. — М.: Энергия, 1983. — 450 с.

16. *Потемкин И.С.* Функциональные узлы цифровой автоматики. — М.: Энергоатомиздат, 1988. — 320 с.
17. Применение прецизионных аналоговых микросхем / А.Г. Алексеенко, Е.А. Коломбет, Г.И. Стародуб. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Радио и связь, 1985. — 256 с.
18. Промислова електроніка: Підручник / В.С. Руденко, В.Я. Ромашко, В.В. Трифонюк. — К.: Либідь, 1993. — 432 с.
19. *Прянишников В.А.* Электроника: Курс лекций. — СПб.: КОРОНА принт, 1998. — 400 с.
20. *Розанов Ю.К.* Основы силовой электроники. — М.: Энергоатомиздат, 1992. — 296 с.
21. *Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М.* Основы преобразовательной техники. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Высшая школа, 1980. — 424 с.
22. *Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М.* Преобразовательная техника. — К.: Вища школа, 1983. — 424 с.
23. *Руденко В.С., Сенько В.И., Трифонюк В.В.* Основы промышленной электроники. — К.: Вища школа, 1985. — 400 с.
24. *Руденко В.С., Сенько В.И., Трифонюк В.В.* Приборы и устройства промышленной электроники. — К.: Техніка, 1990. — 368 с.
25. *Скаржепа В.А., Сенько В.И.* Электроника и микросхемотехника. — К.: Вища школа, 1989. — 232 с.
26. *Титце У., Шенк К.* Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство: Пер. с нем. — М.: Мир, 1982. — 512 с.
27. *Токкейм Р.* Основы цифровой электроники: Пер. с англ. — М.: Мир, 1988. — 392 с.
28. *Фолкенберри Л.* Применение операционных усилителей и линейных ИС: Пер. с англ. — М.: Мир, 1985. — 572 с.
29. Цифрова техніка: Навч. посібник / Б.Е. Рицар. — К.: НМК ВО, 1991. — 372 с.
30. *Шило В.Л.* Популярные цифровые микросхемы. — М.: Металлургия, 1988. — 352 с.
31. Электрические и электронные аппараты: Учебник для вузов / Под ред. Ю.К. Розанова. — 2-е изд., испр. и доп. — М.: Информэлектро, 2001. — 420 с.

ЗМІСТ

Передмова	3
-----------------	---

Розділ I. ОСНОВНІ ВЛАСТИВОСТІ АНАЛОГОВИХ ПІДСИЛЮЮЧИХ ПРИСТРОЇВ

1.1. Загальні властивості, класифікація та основні характеристики підсилювача	4
1.2. Частотні характеристики підсилювальних пристроїв	18
1.3. Зворотний зв'язок у підсилювачах	27
1.4. Вплив кола зворотного зв'язку на основні характеристики підсилювального пристрою	31
1.5. Стійкість лінійних кіл із зворотним зв'язком	44
Контрольні запитання	50

Розділ 2. СХЕМОТЕХНІКА ПІДСИЛЮВАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ НА БІПОЛЯРНИХ ТА ПОЛЬОВИХ ТРАНЗИСТОРАХ

2.1. Підсилювальний каскад за схемою із спільним емітером	51
2.1.1. Біполярний транзистор в динамічному режимі та класи підсилення підсилювальних каскадів	51
2.1.2. Кола зміщення в підсилювальних каскадах	62
2.1.3. Термостабілізація режимів роботи підсилювальних каскадів	64
2.2. Підсилювальний каскад за схемою із спільним витоком	85
2.3. Емітерний та витоковий повторювачі	94
2.4. Складений транзистор	99
2.5. Джерела постійного струму і напруги	102
2.6. Підсилювальні каскади з динамічним навантаженням	113
2.7. Диференціальний підсилювач	115
2.8. Багатокаскадні підсилювачі	124
2.8.1. Особливості побудови і основні параметри багатокаскадних підсилювачів	124
2.8.2. Підсилювачі з резистивно-ємнісними зв'язками (з RC-зв'язками)	125
2.8.3. Підсилювачі з безпосереднім зв'язком	140
2.9. Спеціальні типи підсилювачів	148
2.9.1. Імпульсні підсилювачі	148
2.9.2. Вибіркові підсилювачі	151
2.10. Вихідні підсилювачі потужності	164
2.10.1. Вимоги до вихідних каскадів	164
2.10.2. Однотактні вихідні каскади	166
2.10.3. Двотактні вихідні каскади	170
Контрольні запитання	189

Розділ 3. ОПЕРАЦІЙНІ ПІДСИЛЮВАЧІ

3.1. Призначення та структурна схема операційного підсилювача	192
3.2. Основні параметри операційного підсилювача	198
3.3. Частотні властивості операційного підсилювача	200
3.4. Класифікація операційних підсилювачів і основні параметри типових схем операційних підсилювачів	202
Контрольні запитання	216

Розділ 4. ПЕРЕТВОРЮВАЧІ АНАЛОГОВИХ СИГНАЛІВ НА ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧАХ

4.1. Інвертувальний, неінвертувальний та диференціальний підсилювачі	217
4.2. Типові застосування стандартних операційних підсилювачів	234
4.3. Функціональні перетворювачі	252
4.4. Обмежувачі рівня	263
4.5. Джерела струму та напруги	264
4.6. Активні фільтри	269
Контрольні запитання	290

Розділ 5. ГЕНЕРАТОРИ ГАРМОНІЧНИХ КОЛИВАНЬ

5.1. Класифікація та призначення генераторів гармонічних коливань	292
5.2. Умови самозбудження автогенераторів	292
5.3. LC-автогенератори	295
5.4. RC-автогенератори	301
5.5. Стабілізація частоти вихідних коливань в автогенераторах	314
5.6. LC-автогенератори на тунельних діодах	320
Контрольні запитання	323

Розділ 6. ПРИСТРОЇ ПОРІВНЯННЯ АНАЛОГОВИХ СИГНАЛІВ

6.1. Робота операційного підсилювача при великих амплітудах вхідного сигналу	325
6.2. Однопороговий пристрій порівняння	329
6.3. Регенеративна схема порівняння	334
6.4. Інтегральні компаратори	342
Контрольні запитання	349

Розділ 7. КЛЮЧОВИЙ РЕЖИМ РОБОТИ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИЛАДІВ

7.1. Особливості імпульсного режиму електронних пристроїв	350
7.2. Диференціюючі та інтегруючі кола	353
7.3. Електронні ключі	360
7.3.1. Діодні ключі	361
7.3.2. Ключі на біполярних транзисторах	373
7.3.3. Ключі на польових транзисторах	396
7.4. Статичні втрати в транзисторному ключі	405
7.5. Динамічні втрати в транзисторному ключі	411
7.6. Граничні режими роботи транзисторів	426
7.7. Забезпечення безпечної роботи транзисторів	436
Контрольні запитання	445

Розділ 8. ТРИГЕРИ ТА ІМПУЛЬСНІ ГЕНЕРАТОРИ

8.1. Транзисторні тригери	449
8.2. Мультивібратори	460
8.3. Блокінг-генератори	483
8.4. Генератори лінійно змінюваної напруги	494
Контрольні запитання	506

Список літератури	507
-------------------------	-----

Навчальне видання

СЕНЬКО Віталій Іванович
ПАНАСЕНКО Микола Васильович
СЕНЬКО Євген Віталійович
ЮРЧЕНКО Микола Миколайович
СЕНЬКО Лариса Іванівна
ЯСІНСЬКИЙ Василь Васильович

ЕЛЕКТРОНІКА І МІКРОСХЕМОТЕХНІКА

Підручник для студентів вищих навчальних закладів,
що навчаються за напрямками
«Електромеханіка» та «Електротехніка».

У 4 томах

Том 2

АНАЛОГОВІ ТА ІМПУЛЬСНІ ПРИСТРОЇ

Під редакцією В. І. Сенька

Головний редактор *В. І. Галій*
Відповідальний за випуск *Л. В. Дмитрієва*
Художній редактор *Б. П. Бублик*
Технічний редактор *Л. Т. Ена*
Комп'ютерна верстка *М. Л. Теплицький*
Коректори *Б. Ф. Уліщенко, В. М. Верховень*