

Міністерство освіти і науки України

Центральноукраїнський національний технічний університет

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ

для контрольних робіт
з курсу

«Промислова електроніка»

для студентів спеціальності

141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

заочна форма навчання

*Затверджено на засіданні кафедри АВП
Протокол № 3 від 26. 09. 2018р.*

Кропивницький
2018

Методичні вказівки до контрольних робіт з курсу «Промислова електроніка» для студентів спеціальності 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

Кропивницький, 2018 р.

Склав: Прохватилов С.Г.

1. ПІДСИЛЮВАЧІ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ

Теоретичні відомості і розрахункові співвідношення

Підсилювачем називається пристрій, призначений для підвищення потужності вхідного електричного сигналу. Структурна схема підсилювача показана на рис. 1.1. На схемі підсилювач представлений у виді активних чотириполюсників, до вхідних зажимів (1, 2) яким підключається джерело вхідного сигналу у виді джерела напруги (рис. 1.1, а) чи джерела струму (рис. 1.1, б).

З розгляду вхідного ланцюга (рис. 1.1, а, б) випливає, що

$$U_{BX} = E_{\Gamma} \frac{R_{BX}}{R_{BX} + R_{BH}}; \quad I_{BX} = I_{\Gamma} \frac{R_{BH}}{R_{BH} + R_{BX}} \quad (1.1)$$

З виразу (1.1) випливає, що $U_{BX} \approx E_{\Gamma}$ при $R_{BX} \gg R_{BH}$, а $I_{BX} \approx I_{\Gamma}$ при $R_{BH} \gg R_{BX}$.

Вихідний ланцюг підсилювача можна також представити у виді джерела напруги $K_{\Pi} U_{BX}$ (рис. 1.1, а) чи джерела струму $K_{\Pi} I_{BX}$ (рис. 1.1, б) із внутрішнім опором для обох джерел $R_{вих}$.

Основними технічними параметрами підсилювача є: коефіцієнти підсилення (по напрузі, струму і потужності), вхідний і вихідний опори, вихідна потужність, коефіцієнт корисної дії, номінальна вхідна напруга, діапазон посилюваних частот, динамічний діапазон амплітуд і рівень власних перешкод, нелінійні, частотні і фазові перекручування посилюваного сигналу.

Коефіцієнт підсилення являє собою відношення напруги чи струму (потужності) на виході підсилювача до напруги чи струму (потужності) на його вході й у загальному випадку є комплексною величиною:

$$\dot{K}_{\Pi} = \frac{\dot{A}_{вих}}{\dot{A}_{вх}} = \left(\frac{A_{вих}}{A_{вх}} \right) \cdot e^{j(\varphi_{вих} - \varphi_{вх})} = K_{\Pi} \cdot e^{j\varphi}, \quad (1.2)$$

де $K_{\Pi} = A_{вих} / A_{вх}$ - модуль коефіцієнта підсилення; $\varphi = \varphi_{вих} - \varphi_{вх}$ -

фазове зміщення між вхідною і вихідною напругами чи струмами.

Відповідно до призначення підсилювача розрізняють коефіцієнти:

$$\dot{K}_{ПУ} = \frac{\dot{U}_{вих}}{\dot{U}_{вх}}; \dot{K}_{PI} = \frac{\dot{I}_{вих}}{\dot{I}_{вх}}; K_{Pr} = \frac{P_{вих}}{P_{вх}} = \dot{K}_{ПУ} \cdot \dot{K}_{PI}.$$

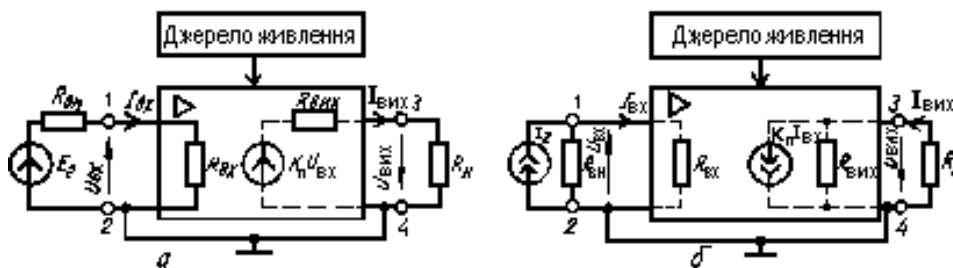


Рис.1.1

Якщо підсилювач містить n каскадів, то

$$K_{II} = \dot{K}_{II1} \dot{K}_{II2} \dots \dot{K}_{II n} = \prod_{i=1}^n K_{IIi} \quad (1.3)$$

чи в логарифмічному масштабі

$$LK_{II} = 10 \lg \left(\frac{P_{вих}}{P_{вх}} \right) = 10 \lg K_{II}; \quad (1.4)$$

$$LK_{IU}(\partial B) = 20 \lg \left(\frac{U_{вих}}{U_{вх}} \right) = 20 \lg K_{IU}; \quad (1.5)$$

$$LK_{II}(\partial B) = 20 \lg \left(\frac{I_{вих}}{I_{вх}} \right) = 20 \lg K_{II}.$$

При цьому коефіцієнт підсилення багатокаскадного підсилювача (дБ)

$$LK_{II} = LK_{II1} + LK_{II2} + \dots + LK_{II n} = \sum_{i=1}^n LK_{IIi}. \quad (1.6)$$

Вхідний опір $R_{вх}$ підсилювача являє собою опір між вхідними зажимами (1,2) підсилювача (рис. 1.1)

$$R_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}}. \quad (1.7)$$

Вихідний опір $R_{вих}$ визначають між вихідними зажимами (3,4) підсилювача (рис. 1.1) при відключеному опорі навантаження ($R_n = \infty$)

$$R_{вих} = \frac{\Delta U_{вих}}{\Delta I_{вих}} \quad (1.8)$$

Вхідна і вихідна потужності підсилювача відповідно визначаються виразами

$$P_{вх} = \frac{1}{2} U_{мвх} I_{мвх} = \frac{1}{2} \frac{U_{мвх}^2}{R_{вх}} = \frac{1}{2} I_{мвх}^2 R_{вх}; \quad (1.9)$$

$$P_{вих} = \frac{1}{2} U_{мвих} I_{мвих} = \frac{1}{2} \frac{U_{мвих}^2}{R_n} = \frac{1}{2} I_{мвих}^2 R_n. \quad (1.10)$$

Коефіцієнт корисної дії:

$$\eta = \left(\frac{P_{вих}}{P_{спож}} \right) 100\%,$$

де $P_{спож}$ - потужність, споживана підсилювачем від джерела живлення.

Залежність модуля коефіцієнта підсилення від частоти являє собою амплітудно-частотну характеристику підсилювача (рис. 1.2, а). Оскільки модуль коефіцієнта підсилення на різних частотах має різні значення, гармонійні складові складного вхідного сигналу підсилюються неоднаково, і, отже, форма вихідного сигналу відмінна від форми вхідного сигналу. Такі перекручування посиленого сигналу називаються частотними перекручуваннями. Причиною частотних перекручувань є реактивні елементи підсилювача (індуктивності і ємності), опори яких залежать від частоти, а також залежність від частоти фізичних параметрів напівпровідникових приладів як активних елементів схеми підсилювача.

Мірою частотних перекручувань, що вносить підсилювач на частоті f , служить коефіцієнт частотних перекручувань M , що дорівнює відношенню модулів коефіцієнтів підсилення на середній і даній робочих частотах

$$M = \frac{K_{II0}}{K_{II f}}. \quad (1.12)$$

Для , багатокаскадного підсилювача будемо мати

$$M = M_1 M_2 \dots M_n = \prod_{i=1}^n M_i \quad (1.13)$$

Звичайно коефіцієнт частотних перекручувань визначають на граничних частотах $f_{н.гр}$ і $f_{в.гр}$ умовної смуги пропускання підсилювача, що представляє собою

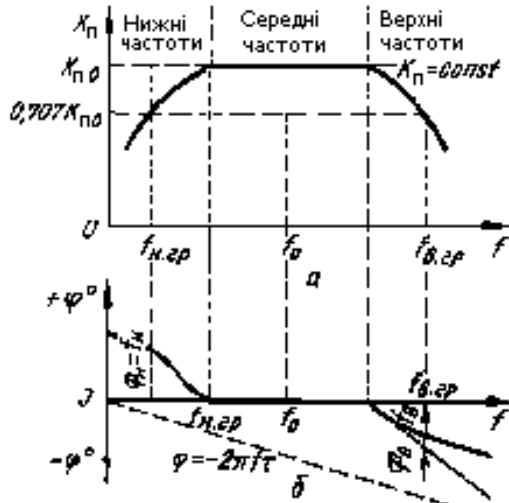


Рис.1.2

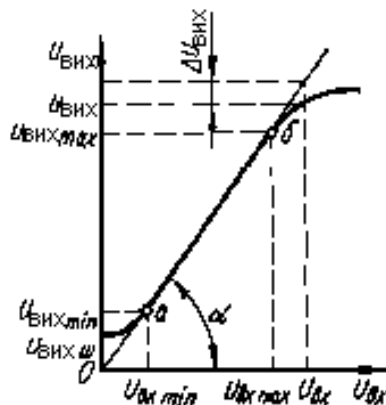


Рис.1.3

діапазон частот $\Delta f = f_{в.гр} - f_{н.гр}$, у межах якого зміна модуля коефіцієнта підсилення не перевищує заданої величини $M_n = K_{п0}/K_{пн}$ і $M_v = K_{п0}/K_{пв}$. На практиці смуга пропускання підсилювача вимірюється, коли $K_{пн} = K_{пв} = 0,707 \cdot K_{п0}$. В ідеальному випадку, при якому підсилювач не вносить частотних перекручувань ($M=1$), амплітудно-частотна характеристика представляє пряму, паралельну осі частот (рис. 1.2, а).

Фазочастотна характеристика відбиває залежність кута зміщення фази між вхідною і вихідною напругою, тобто аргументу коефіцієнта підсилення K_n від частоти (рис. 1.2, б). Нелінійний характер реальної фазочастотної характеристики вказує на різні тимчасові зміщення для окремих гармонік сигналу складної форми. Тому фазові перекручування, оцінювані звичайно так само, як і частотні перекручування на нижній $f_{н.гр}$ і верхній $f_{в.гр}$ граничних частотах смуги пропускання, визначаються не абсолютним значенням кута ϕ , а різницею ординат Φ фазочастотної характеристики і дотичних до неї (штрихпунктирні лінії на рис. 1.2, б). Очевидно, $\Phi_n = \phi_n$ і $\Phi_v < \phi_v$.

Важливими характеристиками підсилювача є амплітудна характеристика $U_{вих}=f(U_{вх})$ на деякій постійній частоті (рис. 1.3) і динамічний діапазон, кількісно оцінюваний як

$$D = U_{ex.max} / U_{ex.min}, \quad (1.14)$$

де $U_{вх.min}$ і $U_{вх.max}$ — мінімальна і максимальна вхідні напруги, при яких нелінійні перекручування не перевищують установлених норм. Якщо динамічний діапазон виражається в децибелах, то

$$D(\text{дБ}) = 20 \lg D = 20 \lg \left(U_{ex.max} / U_{ex.min} \right).$$

При наявності нелінійних перекручувань посилений сигнал містить струм (напругу) першої (корисної) гармоніки і струми (напруги) вищих гармонійних, починаючи з другої. Рівень нелінійних перекручувань чисельно оцінюється коефіцієнтом гармонік K_{Γ} , що пропорційний потужності, що розвивається вищими гармоніками

$$K_{\Gamma} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} P_{(n)}} / P_{(1)},$$

де $P_{(n)} (n = 2, 3, 4, \dots)$ - потужність вищих гармонік вихідного сигналу;

$P_{(1)}$ - потужність першої гармоніки.

Якщо підсилювач навантажений на активне лінійне навантаження, то коефіцієнт гармонік може бути виражений як

$$K_{\Gamma} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_{(n)}^2} / U_{(1)} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{(n)}^2} / I_{(1)}, \quad (1.16)$$

де $U_{(1)}, I_{(1)}, U_{(n)}, I_{(n)}$ - відповідно діюче значення першої і n -ї гармонійних складових вихідної напруги і струму. Для багатокаскадного підсилювача, що містить n каскадів,

$$K_{\Gamma} = K_{\Gamma 1} + K_{\Gamma 2} + \dots + K_{\Gamma n} = \sum_{i=1}^n K_{\Gamma i}. \quad (1.17)$$

Використовуючи амплітудну характеристику, можна приблизно оцінити нелінійні перекручування. З рис. 1.3 видно, що при $U_{вх}$ реальна вихідна напруга $U_{вих}$ відрізняється від отриманого при ідеальній характеристиці на $\Delta U_{вих}$. Коефіцієнт нелінійності визначається відношенням $K_n = \Delta U_{вих} / U_{вих}$.

Характер роботи підсилювального каскаду і його параметрів істотно визначаються режимом роботи активного елемента підсилювача по постійному струмі. У залежності від положення робочої точки на динамічній прохідній характеристиці транзистора $I_k = f(U_{бе})$ і амплітуди вхідного сигналу струм у колекторному ланцюзі транзистора протікає протягом частини періоду вхідного сигналу.

Роботу підсилювального елемента зручно характеризувати величиною кута θ , що дорівнює половині частини періоду сигналу у вихідному ланцюзі підсилювального елемента. У залежності від кута θ розрізняють п'ять основних режимів роботи підсилювального каскаду — класи A , B , AB , C і D .

У режимі класу A робоча точка транзистора знаходиться на середині

лінійної ділянки динамічної характеристики $I_k = f(U_{be})$ і амплітуда вхідного сигналу така, що вихідний струм протікає протягом усього періоду вхідного сигналу, тобто відсічення струму немає, а $\theta = \pi$ (рис. 1.4, а). Режим класу А характеризується малими нелінійними переключуваннями. Від джерела живлення безупинно, незалежно від рівня вхідного сигналу, споживається струм $I_0 \approx I_{0K}$. При цьому к.к.д., що представляє собою відношення корисної (що віддається) потужності до потужності, споживаної від джерела живлення P_{cn} дорівнює

$$\eta = \frac{P_{вих}}{P_{cn}} = \frac{0,5 U_{Kmax} I_{Kmax}}{(U_{OKE} I_0)} \approx \frac{U_{Kmax} I_{Kmax}}{2(U_{OKE} I_{OK})}, \quad (1.18)$$

де U_{Kmax}, I_{Kmax} — амплітудні значення першої гармоніки колекторної напруги і струму; U_{OKE} — постійна напруга (у робочій точці) на колекторі; I_{OK} — середнє значення колекторного струму.

З виразу (1.18) випливає, що к. к. д. підсилювача в режимі класу А не може перевищити 50 %.

У режимі класу В робоча точка знаходиться на початку динамічної прохідної характеристики і вихідний струм транзистора тече протягом половини періоду вхідного сигналу $\theta = \pi/2$ (рис. 1.4, б). К.к.д. у режимі класу В високий і досягає 78,5%. Тому його застосовують у потужних двотактних підсилювачах.

Режим класу АВ є проміжним між режимами А і В. При малих і середніх вхідних сигналах він має властивості режиму А, а при великому вхідному сигналі — режиму В. К.к.д. менше, ніж у режимі класу В.

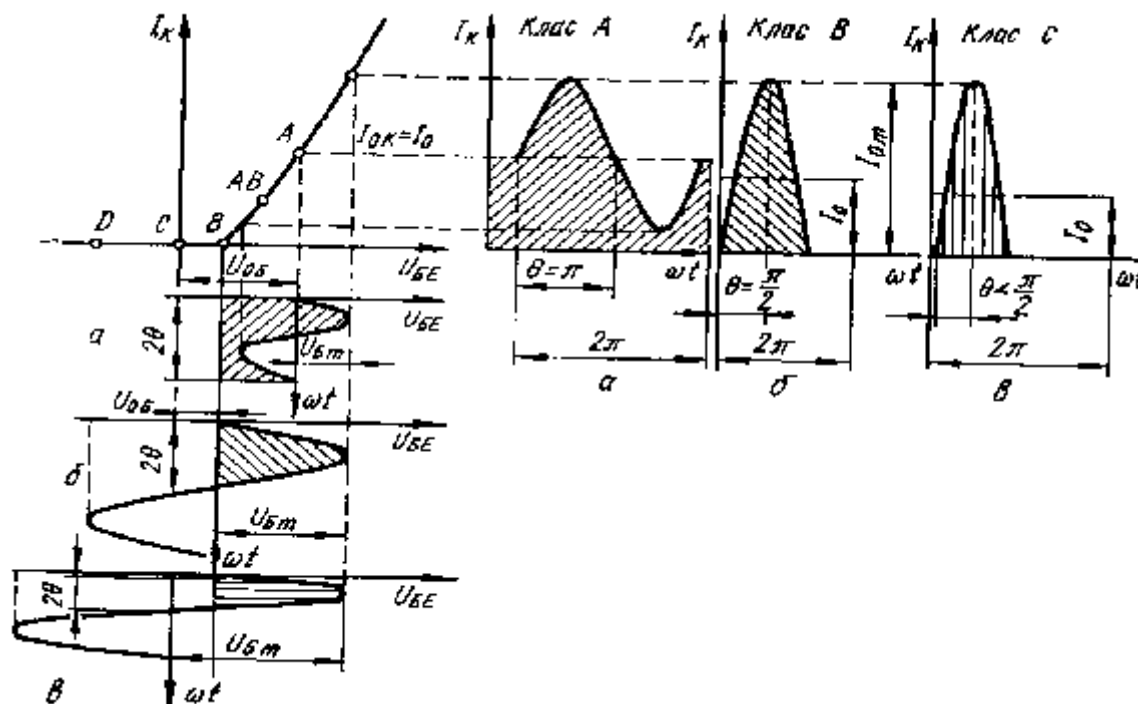


Рис.1.4

При роботі підсилювального елемента в класі С початковий зсув і

положення робочої точки транзистора вибираються такими, щоб кут $\theta < \pi/2$, при цьому струм спокою дорівнює нулю. Цей режим є для аналогових пристроїв найбільш економічним (к.к.д. досягає 80 %), тому що при відсутності вхідного сигналу транзистор майже не споживає потужності. Режим класу С використовується у високочастотних одноктактних і двотактних підсилювачах потужності з резонансними контурами, що ефективно фільтрують вищі гармоніки.

У режимі класу D транзистор працює як ключ.

У табл. 1.1 приведена класифікація режимів роботи аналогових пристроїв і основні їхні характеристики.

Таблиця 1.1.

Вид характеристики	Клас підсилювача				
	A	AB	B	C	D
Кут θ	π	$\pi/2 \dots \pi$	$\pi/2$	$< \pi/2$	$< \pi/4$
$\eta_{\max}$	50	50...78,5	78,5	78,5	90...95
Середнє значення струму	$I_{ок}$	$((1-\cos\theta)/2\pi) \cdot I_{om}$	I_{om}/π	$((1-\cos\theta)/2\pi) \cdot I_{om}$	Ключовий режим

Зворотні зв'язки в підсилювачах. У тих випадках, коли вторинні параметри підсилювача не задовольняють вимогам у відношенні стабільності підсилення, значень вхідного і вихідного опорів, рівня лінійних і нелінійних перекручувань і т.д., застосовують зворотні зв'язки.

Основним показником ланки зворотного зв'язку по напрузі є коефіцієнт передачі ланки зворотного зв'язку β , що показує, яка частина напруги з виходу підсилювача передається на його вхід (рис. 1.5):

$$\dot{\beta} = \frac{\dot{U}_{зз}}{\dot{U}_{вих}} \quad (1.19)$$

Дія зворотного зв'язку виявляється в зміні рівня вхідного сигналу підсилювача, наприклад

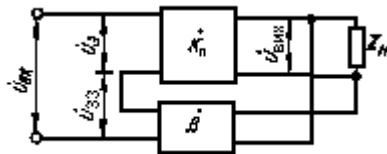


Рис.1.5

$$\dot{U}_з = \dot{U}_{вх} + \dot{U}_{зз} = \dot{U}_{вх} + \beta \dot{U}_{вих} \quad (1.20)$$

Якщо $\dot{K}_{\Pi} = \frac{\dot{U}_{вих}}{\dot{U}_з}$ — коефіцієнт підсилення підсилювача без

зворотнього зв'язку, а $K_{\Pi.зз} = U_{вих}/U_{вх}$ - коефіцієнт підсилення підсилювача, охопленого зворотним зв'язком, то напруга на виході схеми

$$\dot{U}_{вих} = \dot{K}_{\Pi} \dot{U}_з = \dot{K}_{\Pi} (\dot{U}_{вх} + \beta \dot{U}_{вих}). \quad (1.21)$$

Розділив обидві частини рівняння (1.20) на $U_{вх}$, отримаємо

$$\dot{U}_{вх}/\dot{U}_{вх} = \dot{K}_{\Pi} \left(1 + \dot{\beta} (\dot{U}_{вх}/\dot{U}_{вх}) \right)$$

або

$$\dot{K}_{\Pi.33} = \dot{K}_{\Pi} (1 + \dot{\beta} \dot{K}_{\Pi.33}), \text{ звідки}$$

$$\dot{K}_{\Pi.33} = \frac{\dot{K}_{\Pi}}{1 - \dot{\beta} \dot{K}_{\Pi}} \quad (1.22)$$

де $\dot{\beta} \dot{K}_{\Pi}$ — фактор зворотнього зв'язку, що називається петлевим підсиленням, що визначає характер зворотнього зв'язку і величину коефіцієнта підсилення $K_{\Pi.33}$; $1 - \dot{\beta} \dot{K}_{\Pi}$ — глибина зворотнього зв'язку.

Оскільки в загальному випадку $K_{\Pi} = K_{\Pi} e^{j\varphi_K}$ і $\beta = \beta e^{j\varphi_{\beta}}$, де φ_K і φ_{β} — кути фазових зрушень сигналів, внесених відповідно підсилювачем і ланкою зворотного зв'язку, вираз (1.22) можна записати у виді

$$\dot{K}_{\Pi.33} = K_{\Pi} e^{j\varphi_K} / (1 - \beta K_{\Pi} e^{j(\varphi_K + \varphi_{\beta})}) \quad (1.23)$$

Якщо $\varphi_K + \varphi_{\beta} = \pi$, то $\beta K_{\Pi} = -\beta K_{\Pi}$ — величина негативна, а напруга зворотного зв'язку U_{33} протилежно по фазі напрузі підсилюваного сигналу в тих точках ланцюга, куди підводиться зв'язок, отже, віднімається з напруги сигналу, зменшуючи його. Вираз (1.23) при цій умові має вид

$$K_{\Pi.33} = K_{\Pi} / (1 + \beta K_{\Pi}). \quad (1.24)$$

Таким чином, якщо сигнал зворотнього зв'язку надходить на вхід підсилювача в протифазі з вхідним сигналом, то коефіцієнт підсилення підсилювача зменшується в $(1 + \beta K_{\Pi})$ раз. Такий зворотний зв'язок називають негативним зворотним зв'язком. Незважаючи на зменшення підсилення, негативний зворотний зв'язок широко використовують у підсилювачах, тому що з його введенням значно поліпшується ряд параметрів підсилювача. Так, зменшення коефіцієнта підсилення супроводжується збільшенням його стабільності, що підвищує стійкість роботи підсилювача. Диференціюючи рівняння (1.24) по K_{Π} , одержимо

$$dK_{\Pi.33}/dK_{\Pi} = 1/(1 + \beta K_{\Pi})^2. \quad (1.25)$$

Перегрупувавши в рівнянні (1.25) змінні і розділивши їх на (1.24), отримаємо

$$dK_{\Pi.33}/K_{\Pi.33} = (dK_{\Pi}/K_{\Pi})(1/(1 + \beta K_{\Pi})). \quad (1.26)$$

Отже, відносна зміна коефіцієнта підсилення підсилювача з негативним зворотним зв'язком зменшується в $(1 + \beta K_{\Pi})$ раз.

При $\beta K_{\Pi} \gg 1$ (глибокий зворотний зв'язок) з (1.24) маємо

$$K_{\Pi.33} = 1/\beta, \quad (1.27)$$

тобто загальний коефіцієнт підсилення схеми не залежить від коефіцієнта підсилення K_{Π} власне підсилювача.

Послідовний негативний зворотний зв'язок збільшує вхідний опір

підсилювача. Замінивши в рівнянні (1.20) напруги через добутки вхідного струму на відповідні опори, одержимо

$$\dot{I}_{\text{вх}} Z_{\text{вх}} = \dot{I}_{\text{вх}} Z_{\text{вх.зз}} + \dot{I}_{\text{вх}} Z_{\text{вх}} \beta \dot{K}_{\Pi}. \quad (1.28)$$

З огляду на те, що при негативному зворотному зв'язку $\beta K_{\Pi} = -\beta K_{\Pi}$, після відповідних перетворень виразу (1.28) маємо

$$Z_{\text{вх.зз}} = Z_{\text{вх}} (1 + \beta K_{\Pi}). \quad (1.29)$$

Таким чином, можна показати, що паралельний негативний зворотний зв'язок зменшує $Z_{\text{вх}}$ в $(1 + \beta K_{\Pi})$ раз. Крім того, введення негативного зворотного зв'язку по напрузі в $(1 + \beta K_{\Pi})$ раз зменшує вихідний опір підсилювача $Z_{\text{вих}}$, а по струму-збільшує його:

$$Z_{\text{вих.зз}} = Z_{\text{вих}} + Z_{\text{зз}} (1 + \beta K_{\Pi}),$$

де $Z_{\text{зз}}$ — опір, з якого знімається зворотний зв'язок.

Поряд з поліпшенням стабільності роботи підсилювача і параметрів його вхідного і вихідного ланцюгів негативний зворотний зв'язок у $(1 + \beta K_{\Pi})$ раз зменшує усі види лінійних і нелінійних перекручувань посилюваного сигналу, а також напруги шумів і перешкод. Таким чином, введення негативного зворотного зв'язку дозволяє впливати на величину вхідного і вихідного опорів, форму частотної, фазової і перехідної характеристик і інші параметри підсилювача, змінюючи їх у потрібному напрямку.

При збігу по фазі напруги зворотного зв'язку $U_{\text{зз}}$ з напругою посилюваного сигналу в тих точках ланцюга, куди підводиться зв'язок, тобто при $\varphi_{\kappa} + \varphi\beta = 2\pi n$, де $n = 0, 1, 2, \dots$, $\beta K_{\Pi} = \beta K_{\Pi}$, а формула (1.24) здобуває вигляд

$$K_{\Pi.зз} = K_{\Pi} / (1 - \beta K_{\Pi}). \quad (1.30)$$

Такий зворотний зв'язок називається позитивним зворотним зв'язком. Якщо $1 > \beta K_{\Pi} > 0$, коефіцієнт підсилення підсилювача відповідно до виразу (1.30) збільшується, маючи, однак, кінцеве значення, і прагне до нескінченності при $\beta K_{\Pi} = 1$. Умова $\beta K_{\Pi} = 1$ є умовою самозбудження підсилювача, оскільки на його виході можуть існувати коливання при нескінченно малому вхідному сигналі, що завжди мається у виді напруги шумів. При цьому підсилювач перетворюється в генератор електричних коливань широкого спектра частот.

На рис. 1.6 показані амплітудно-частотні (а) і амплітудні (б) характеристики підсилювачів зі зворотними зв'язками.

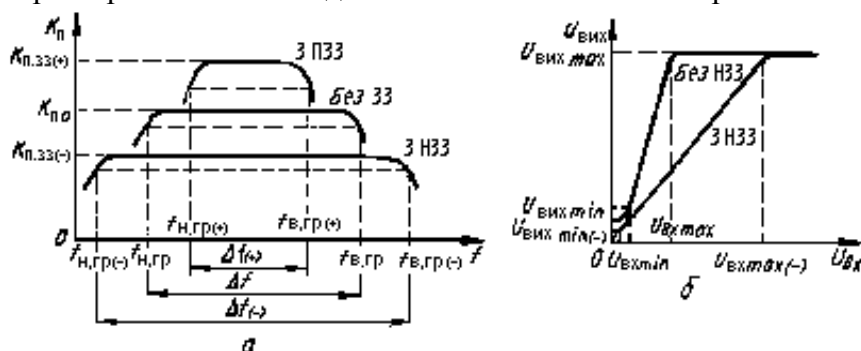


Рис.1.16.

Важливим елементом при розрахунку підсилювачів є вибір робочої

точки на навантажувальній прямій.

На рис. 1.7. задану величину напруги зсуву забезпечує джерело зсуву Еб.

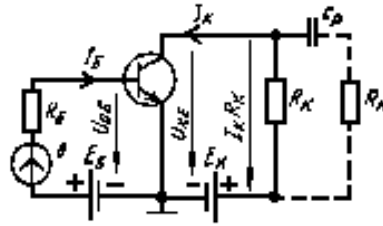


Рис.1.7

У практичних схемах джерело зсуву Еб використовується рідко, а струм зсуву $I_{об}$ і напруга зсуву $U_{об}$ задаються від джерела живлення E_k . При цьому в схему вводять додаткові елементи зсуву (звичайно дільники напруги чи гасячі опори), що деякою мірою впливають на режим роботи підсилювального каскаду й у стаціонарному режимі підсилення (при наявності вхідного сигналу). При такому зсуві емітерний перехід включається в прямому напрямку, а колекторний -у зворотньому. Метод забезпечення режиму роботи транзистора по постійному струмі, при якому початковий струм бази не залежить від параметрів транзистора і їхніх змін і визначається тільки зовнішніми параметрами, називають зсувом фіксованим струмом бази (схема 1, табл. 1.2). Напруга зсуву може подаватися на базу транзистора від загального джерела E_k з дільника з резисторів R_1 і R_2 — схема з фіксованою напругою база-емітер (схема 2, табл. 1.2).

Для термостабілізації положення точки спокою використовують негативні зворотні зв'язки по напрузі, чи струму комбіновані, котрі знижують дію дестабілізуючих факторів (схема 3, 4, 5, табл. 1.2). Якщо транзистор включений за схемою з ЗК., у формулах для схем 4,5 необхідно вважати $R_k=0$.

На практиці дуже часто використовується схема 4 (табл. 1.2), для якої справедливі вирази

$$I_E = I_K + I_B; I_K = h_{21E} I_B + I_{КБО}(1 + h_{21E}); \quad (1.31)$$

$$U_{BE} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E_k^2 - I_E R_E; \quad I_B = \frac{1}{R_1 + R_2} \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} E_k - U_{BE} - I_K R_E \right); \quad (1.32)$$

$$s = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_{КБО}} = \frac{1 + h_{21E}}{1 + h_{21E} R_E / (R_E + R_B)} = \frac{1 + h_{21E}}{K_{П.н}}, \quad (1.33)$$

де $R_B = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$; $K_{П.н} = 1 + h_{21E} R_E / (R_E + R_0)$ – коефіцієнт покращення стабільності.

Чисельником у виразі (1.33) є коефіцієнт нестабільності схем з фіксованим струмом бази і фіксованою напругою бази (див. схеми 1, 2, табл. 1.2), а знаменник показує, у скільки разів зменшується нестабільність.

Загальним недоліком усіх схем стабілізації робочої точки є збільшення потужності, споживаної від джерела живлення, зменшення к.к.д. і збільшення частотних перекохувань через включення

блокувальних конденсаторів. Така стабілізація ефективна в малопотужних підсилювальних каскадах. У потужних підсилювальних каскадах успішно використовується термокомпенсація, що використовує температурно-залежні елементи, що змінюють свій опір зі зміною температури: термістори, що мають негативний температурний коефіцієнт; позистори, що мають позитивний температурний

Таблиця 1.2.

№ №	Тип	Ланцюг зміщення	Формули для визначення опорів	$S_{\text{дод}}$	Коефіцієнт температурної нестабільності
1	З фіксованим струмом бази		$R_K = \frac{E_K - U_{0K}}{I_{0K}}, R_B = \frac{E_K}{I_{0B}}, I_{0B} = \frac{I_{0K}}{h_{21e}}$	-	$S = 1 + h_{21e}$
2	З фіксованою напругою бази		$R_1 = \frac{E_K - U_{0B}}{I_D + I_{0B}}, R_2 = \frac{U_{0B}}{I_D}$ $R_K = \frac{E_K - U_{0K}}{I_{0K}}, I_D = (5..10)I_{0B}$	-	$S = 1 + h_{21e}$
3	З колекторною стабілізацією (ВЗЗ по постійній напрузі)		$R_B = \frac{U_{0K} - U_{0B}}{I_{0B}}$ $R_K \approx \frac{R_B(h_{21e} - S_{\text{дод}})}{h_{21e}(S_{\text{дод}} - 1)}$ $E_K = U_{0K} + R(I_{0K} + I_{0B})$	$S_{\text{дод}} \geq 5..10$	$S = \frac{1 + h_{21e}}{1 + h_{21e} \cdot \frac{R_e}{R_K + R_B}}$
4	З емітерною стабілізацією (ВЗЗ по постійному струму)		$R_e = \frac{(0.05..0.3)E_K}{I_{0E}}$ $R_B = R_e \frac{S_{\text{дод}} - 1}{1 - \frac{S_{\text{дод}}}{1 + h_{21e}}}$ $R_2 = \frac{R_B E_K}{E_K - R_B I_{0B} - U_{0B} - R_e I_{0E}}$ $R_1 = \frac{R_B R_2}{R_2 - R_B}, I_D = \frac{E_K}{R_1 + R_2} \geq (2..5)I_{0E}$ $R_B = (5..10)R_{\text{вх}}$	$1.5 \leq S_{\text{дод}} \leq 5$	$S \approx \frac{1 + h_{21e}}{1 + h_{21e} \cdot \frac{R_e}{R_1 + R_e}}$
5	З емітерно- колекторною стабілізацією (ВЗЗ по постійному струму і напрузі)		$R_1 = \frac{E_K(S_{\text{дод}} - 1)}{I_{0K} - S_{\text{дод}}I_{0B}}$ $E_K' = E_K - I_{0K}R_{\phi}(\frac{S_{\text{дод}}}{S_{\text{дод}} - 1})$ $R_{\phi} = (0.1..0.25)R_K$ $R_2 = \frac{(S_{\text{дод}} - 1)(R_1 + R_{\phi})E_1 - S_{\text{дод}}R_1R_{\phi}}{I_{0K}R_1(\frac{1 + h_{21e} - S_{\text{дод}}}{h_{21e}}) - E_1(S_{\text{дод}} - 1)}$ $E_1 = E_K - U_{0K} - I_{0K}R_K$ $R_2(R_1 - R_{\phi}(S_{\text{дод}} - 1) - \frac{S_{\text{дод}}R_1}{1 + h_{21e}})$ $R_e = \frac{E_1}{(S_{\text{дод}} - 1)(R_1 + R_2 + R_{\phi})}$	$1.5 \leq S_{\text{дод}} \leq 5$	$S = \frac{1 + h_{21e}}{1 + h_{21e} \cdot \frac{R_e + \frac{R_{\phi}}{R_B} + \frac{R_e R_{\phi}}{R_1 \cdot R_e}}{1 + \frac{R_e}{R_B} + \frac{R_{\phi}}{R_B} + \frac{R_e R_{\phi}}{R_1 \cdot R_e}}}$ де $R_B = R_1 R_2$

коефіцієнт; напівпровідникові діоди і транзистори в діодному включенні; ці елементи включаються замість резистора R2 у схемі 2 табл. 1.2.

На рис. 1.8, а показана схема підсилювального каскаду на польовому транзисторі із затвором у виді р-п переходу (з каналом п-типа), що використовує одне джерело живлення E_c . Початковий режим роботи польового транзистора забезпечується значенням постійного струму стоку I_{oc} і відповідною йому постійною напругою на стоці U_{oc}

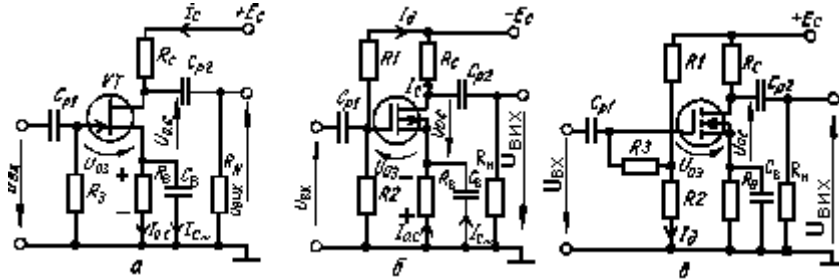


Рис.1.8

Струм I_{oc} у вихідному (стоковому) ланцюгу встановлюється за допомогою джерела живлення E_c і початкової напруги зсуву на затворі U_{03} негативної полярності щодо витоку (для польового транзистора з р-каналом — позитивної полярності). У свою чергу напруга U_{03} забезпечується за рахунок того ж самого струму I_{oc} , що протікає через резистор у ланцюзі витоку R_b , тобто $U_{03} = I_{oc} R_b$, що через резистор R прикладається до затвора з полярністю, зазначеною на рис. 1.8, а. Змінюючи опір R , можна змінювати напругу U_{03} і струм стоку I_{oc} , установлюючи необхідне їхнє значення. Напруга U_{oc} у розглянутій схемі можна знайти з виразу

$$U_{oc} = E_c - I_{oc} (R_b + R_c). \quad (1.34)$$

Резистор R_b крім функції автоматичного зсуву на затвор виконує функцію термостабілізації режиму роботи підсилювача по постійному струмі, стабілізуючи величину I_{oc} . Щоб на цьому опорі не виділялася напруга за рахунок змінної складової струму I_c (що привело б до наявності негативного зворотного зв'язку по сигналі), його шунтують конденсатором C_b , ємність якого визначається з умови $C_b \gg 1/(\omega R_b)$, де ω - кругова частота підсилюваного сигналу. Резистор R_3 включений паралельно вхідному опору підсилювача, який дуже великий, повинний мати порівнянне з ним значення.

Динамічний режим роботи польового транзистора забезпечується резистором у ланцюзі стоку R_c , з якого знімається змінний вихідний сигнал при наявності вхідного підсилюваного сигналу. Звичайно $R_c \ll R_3 \approx R_{bx}$. Тому якщо навантаженням підсилювального каскаду на польовому транзисторі є вхідний опір аналогічного каскаду підсилення, то опори навантаження підсилювача постійної і змінної складових струму стоку для області середніх частот приблизно рівні, тобто

$$R_c \approx R_{c\sim} = R_c R_H / (R_c + R_H). \quad (1.35)$$

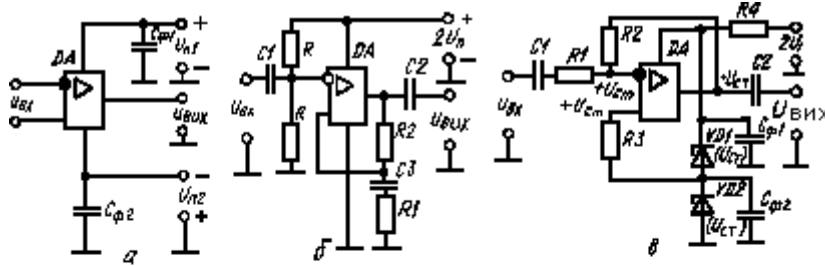


Рис.1.9

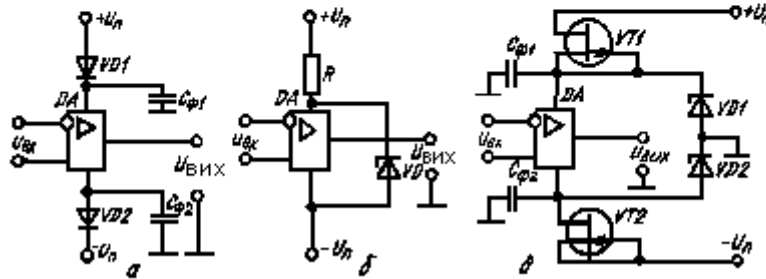


Рис.1.10

Автоматичний зсув у підсилювальних каскадах на польових МДП-транзисторах, у яких полярність напруги на стоці і затворі однакова, здійснити неможливо. У цьому випадку напруга зсуву на затвор $U_{0з}$ подається від джерела стокового живлення E_C через резисторні дільники R_1 , R_2 (рис. 1.8, б, в), як і в підсилювальних каскадах на біполярних транзисторах. При цьому дільник повинний бути дуже високоомним, щоб не знижувати істотно вхідний опір підсилювального каскаду. Такий же зсув можна здійснювати в польових транзисторах з n- чи p-каналом. Розрахунок елементів ланцюга зсуву можна зробити по наступним формулах:

$$R_6 \leq \frac{(0,1...0,3)E_C}{I_{0c}}; \quad R_C = \frac{(0,7...0,9)E_C - U_{0c}}{I_{0c}};$$

$$R_2 = \frac{U_{0з} + R_6 I_{0c}}{I_D} \approx \frac{(0,1...0,3)E_C + U_{0з}}{I_D};$$

$$R_1 = \frac{E_C - I_D R_2}{I_D} \approx \frac{(0,7...0,9)E_C - U_{0з}}{I_D};$$

$$I_D = (0,01...0,1)I_{0c}.$$

(1.36)

Для того щоб дільник R_1 , R_2 не знижував вхідний опір підсилювача між його середньою точкою і затвором включають резистор R_3 досить великого опору (одиниці, десятки, сотні мегаом); тоді $I_3 \approx 0$ (рис. 1.8, в). У цьому випадку дільник можна вибирати низькомним, а еквівалентний опір затвора при цьому буде

$$R_{3,ЕКВ} = R_3 + R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$$

Живлення операційних підсилювачів (ОП), як правило, здійснюється від двох джерел з однаковими постійними напругами $U_{п1}$ і $U_{п2}$ (рис. 1.9, а).

Протилежні полюси джерела живлення з'єднані із землею. Для виключення паразитного гальванічного зворотнього зв'язку через джерело живлення між виводом ланки живлення ОП і землею включають фільтруючі конденсатори $C_{\phi} = C_{\phi 1} = C_{\phi 2} = (0,01 \dots 0,1) \text{ мкФ}$.

В підсилювачах змінного струму на ОП використовують і несиметричне живлення від загального джерела з напругою $2U_{\text{п}}$ (рис. 1.9, б, в). В схемі рис. 1.9, в несиметричне живлення здійснено з допомогою стабілітронів VD1, VD2 з напругою стабілізації $U_{\text{ст}} = (2U_{\text{п}} - U_{\text{Р4}})/2$.

Для захисту ОП від зворотнього включення в ланку джерела живлення включають діоди VD1, VD2 (рис. 1.10, а), а для захисту від перенапруг до ланки джерела живлення в схему живлення вводять стабілітрони (рис. 1.10, б, в). Захист від всплесків (перевищень) напруги вхідного сигналу здійснюється з допомогою зустрічно-паралельного включення діодів VD1, VD2 на вході ОП (рис. 1.11). Замість зустрічно-паралельного включення діодів може застосовуватись зустрічно-послідовне включення стабілітронів. Діоди VD1, VD2 відкриваються при перевищенні вхідним сигналом допустимого значення і вхідна напруга ОП обмежена прямим падінням напруги на кожному діоді.

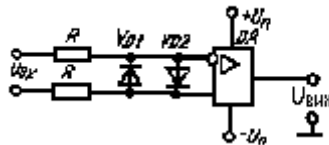


Рис.1.11.

ЗАДАЧІ І ВПРАВИ

1.1. Назвіть області застосування підсилювачів і ознаки, за якими вони класифікуються.

1.2. Зобразіть типові схеми одиночних каскадів на біполярних і польових транзисторах. Поясніть призначення кожного елемента схеми і риведіть їх розрахункові параметри.

1.3. В яких класах переважно роблять каскади підсилення напруги чи струму, а також однотактні і двотактні підсилювачі потужності? Поясніть режими їх роботи з використанням динамічної характеристики, вказав можливі значення к.к.д. каскадів.

1.4. Що таке коефіцієнт частотних перекручень?

1.5. Як визначаються верхня і нижня граничні частоти смуги пропускання підсилювача змінного струму?

1.6. Визначте оптимальне значення опору джерела сигналу і мінімальний коефіцієнт шуму каскада 3Е на транзисторі ГТ313А, якщо $I_{\text{к}} = 5 \text{ мА}$; $I_{\text{к0}} = 3 \text{ мкА}$ (при $t = 25^\circ \text{C}$); $h_{21\text{е}} = 71$; $r_{\text{б}} = 40 \text{ Ом}$; $r_{\text{е}} = 360 \text{ Ом}$; $R_{\text{н}} = 600 \text{ Ом}$.

1.7. Визначте оптимальне значення опору джерела сигналу і мінімальний коефіцієнт шуму каскада 3В (загальний витік) на польовому транзисторі КП302А, якщо $s = 5 \text{ мСм}$; $I_{\text{з}} = 1 \cdot 10^{-8} \text{ А}$; $r_{\text{з}} = 1 \cdot 10^8 \text{ Ом}$; $R_{\text{н}} = 2 \text{ кОм}$.

1.8. Визначте коефіцієнт підсилення транзисторного підсилювача, якщо $U_{\text{вих}} = 12 \text{ В}$; $U_{\text{вх}} = 0,4 \text{ В}$.

1.9. Визначте коефіцієнт частотних перекручень, що вносяться підсилювачем на нижній і верхній граничних частотах, якщо при коефіцієнті підсилення в області середніх частот $K_{\text{п0}} = 70 \text{ дБ}$ підсилення на нижній і верхній граничних частотах знижується на 5 дБ.

1.10. Визначте опір резисторів $R_{\text{б}}$ і $R_{\text{к}}$ в схемі 1, табл. 1.2., якщо підсилювач зібраний на транзисторі КТ315Б з $h_{21\text{емин}} = 50$; вибрана робоча

точка має координати $U_{0к}=5$ В; $I_{0к}=2$ мА; напруга джерела живлення $E_k=9$ В.

1.11. Визначте опори резисторів R_1 і R_2 підсилювача напруги в схемі 2, табл. 1.2, якщо підсилювач зібраний на транзисторі КТ608А з $h_{21е}=50$; вибрана робоча точка має координати $U_{0к}=10$ В; $I_{0к}=500$ мА; $E_k=12$ В; $U_{0б}=1$ В.

1.12. Визначте опір резисторів в підсилювачі на транзисторі КТ608А з відємним зворотнім зв'язком по постійному струмові (схема 4, табл. 1.2). Координати робочої точки $I_{0к}=150$ мА; $I_{0б}=3,75 \cdot 10^{-3}$ А; $U_{0б}=0,9$ В; $h_{21е}=40$.

1.13. Визначте опір резисторів в підсилювачі на транзисторі КТ608А з паралельним зворотнім зв'язком по постійній напрузі (схема 3, табл. 1.2). Координати робочої точки $I_{0к}=150$ мА; $I_{0б}=3,75$ мА; $U_{0к}=8$ В; $U_{0б}=0,9$ В; $E_k=12$ В; $h_{21е}=40$.

1.14. Визначте опір резисторів в підсилювачі на транзисторі з відємним зворотнім зв'язком по постійному струмі і напрузі (схема 5, табл. 1.2). Координати робочої точки: $I_{0к}=150$ мА; $I_{0б}=3,75$ мА; $U_{0к}=7$ В; $U_{0б}=0,9$ В; $E_k=12$ В; $h_{21е}=40$.

1.15. Визначте опір резисторів в підсилювачі на транзисторі КП901А (рис. 1.9, в). Координати робочої точки: $I_{0с}=0,75$ А; $U_{0зв}=+6$ В; $U_{0с}=+35$ В; $E_c=+60$ В.

1.16. Визначте коефіцієнт передачі напруги відємного зворотнього зв'язку підсилювача, якщо його використання зменшує коефіцієнт підсилення з $K_{п}=100$ до $K_{п.зз}=40$.

1.17. Визначте опір резисторів R_c і R_b схеми (рис. 1.8, а), якщо $E_c=30$ В; $U_{0с}=20$ В; $I_{0с}=120$ мА; $U_{0з}=-4$ В.

1.18. Визначте зміну колекторного струму транзистора в підсилювальних каскадах, виконаних на транзисторі ГТ313А (табл. 1.2). Координати робочої точки: $U_{0к}=5$ В; $U_{0б}=0,23$ В; $I_{0к}=5$ мА; $I_{0б}=40$ мкА; $h_{21min}=20$; $h_{12max}=250$; $R_k=1$ кОм; $h_{11}=400$ Ом.

1.19. Для каскада завчасного підсилення по схемі 3Е, виконаного на малопотужному транзисторі (схема 1, табл. 1.2), побудуйте динамічну характеристику по постійному і змінному струмові при наступних даних: $R_k=1$ кОм; $E_k=16$ В; $I_{0б}=0,5$ мА; $R_{н}=10$ кОм.

1.20. Визначте максимальне значення вхідного сигналу для підсилюваного каскада (схема 1, табл. 1.2), нагрузочна пряма по змінному струмові якого така ж, як і в задачі 1.19.

1.21. Побудуйте сквозну динамічну характеристику, використовуючи результати прикладів 1.19 і 1.20. Опір джерела вхідного сигналу $R_{вх}=500$ Ом.

1.22. Підсилювальний каскад зібраний за схемою з 3В(загальний витік) на польовому транзисторі з керуючим $p-n$ переходом. Визначите коефіцієнт підсилення по напрузі, якщо: а) $U_{зв}=-1$ В; б) $U_{зв}=-0,5$ В; в) $U_{зв}=0$; $I_{с.мах}=2$ мА; $s=2$ мА/В; $R_c=10$ кОм.

1.23. Визначте напругу зсуву затвор-витік $U_{зв}$; крутизна транзистора в робочій точці s ; опір резистора R_b ; опір навантаження R_c (схема рис. 5.8, а), якщо $U_{відс}=2$ В; $I_{смах}=1,8$ мА; $K_{пу}=10$ і при напрузі джерела живлення $E_c=20$ В струм стоку $I_c=1$ мА. Внутрішній опір транзистора $R_{вн}=d U_{св}/d I_c|U_{зв}=const \gg R_c$, а ємнісний опір конденсатора C_b на робочій частоті пренебрежимо малий.

1.24. Визначте опір резистора R_b (схема 1, табл. 1.2), коефіцієнти підсилення по напрузі $K_{пу}$, по струму $K_{пi}$, по потужності $K_{пр}$ вхідний $R_{вх}$ і вихідний $R_{вих}$ опір підсилювального каскаду, якщо $E_k=10$ В; $R_k=1$ кОм;

координати робочої крапки $U_{0к} = 3,5В$; $U_{0б} = 350 мВ$; $I_{0б} = 150$; $h_{21} = 56$; $h_{11} = 330 Ом$; $h_{22} = 62 \cdot 10^{-6} См$; $h_{12} = 0$.

1.25. Визначте коефіцієнт підсилення підсилювача по напрузі, якщо струм через навантажувальний резистор $R_k = 500 Ом$ дорівнює $10 мА$, а вхідна напруга $U_{вх} = 0,1 В$.

1.26. Визначте е.р.с. джерела вхідного сигналу, якщо вхідний струм і вхідний опір підсилювача відповідно рівні $2 мА$ і $200 Ом$. Внутрішній опір джерела складає $50 Ом$.

1.27. Визначте вхідний опір підсилювача, якщо $E_{дж} = 0,1В$, струм у вхідному ланцюзі $I_{вх} = 2 мА$ і внутрішній опір джерела е.р.с. $R_{вн} = 10 Ом$.

1.28. Визначте вихідну напругу і вихідний опір підсилювального каскаду (схема 1, табл. 1.2), якщо $E_{дж} = 6 мВ$; його внутрішній опір $R_{вн} = 200 Ом$; опір $R_k = 2 кОм$; $R_б \gg h_{11}$; транзистор має параметри $h_{21} = 60$; $h_{11} = 1 кОм$; $h_{22} = 15 \cdot 10^{-5} См$.

1.29. Визначте ємність конденсатора C_e підсилювального каскаду (схема 3, табл. 5.2), якщо $R_e = 2 кОм$, а найнижча частота підсилюваного сигналу $f_H = 50 Гц$.

1.30. Визначте коефіцієнт підсилення підсилювального каскаду (рис. 5.8, а), якщо $R_e = 5 кОм$ і $s = 2 мА/В$.

1.31. Визначте коефіцієнти підсилення по напрузі $K_{пу}$ і по струму $K_{пс}$, вхідний $R_{вх}$ і вихідний $R_{вих}$ опори підсилювального каскаду з ЗК на транзисторі, у якого $h_{11} = 330 Ом$, $h_{21} = 56$, $h_{22} = 62,5 \cdot 10^{-6} См$, якщо $R_e = 1 кОм$.

1.32. Визначте значення $K_{пу}$, $K_{пс}$, $R_{вх}$ і $R_{вих}$ емітерного повторювача на транзисторі, у якого $h_{11} = 650 Ом$, $h_{21} = 40$, $h_{12} = 1,5 \cdot 10^{-4} См$, якщо $R_e = 2 кОм$.

1.33. Визначте коефіцієнт гармонік каскаду ЗЕ, що працює в режимі $U_{0к} = 6В$; $I_{0б} = 95 мкА$; $I_{0к} = 15 мА$; опір навантаження $R_H = 400 Ом$; е.р.с. джерела сигналу $E_{дж} = 200 мВ$ і його внутрішній опір $R_{вн} = 550 Ом$

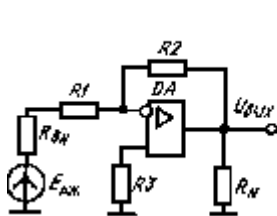


Рис.1.12

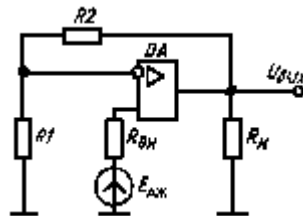


Рис.1.13

1.34. Визначте коефіцієнт гармонік каскаду ЗВ на польовому транзисторі КП302Б, що працює в режимі $U_{0с} = 12 В$, $U_{зв} = -1,5В$; $I_{0с} = 11 мА$; $U_{зм} = 1В$ на навантаження з опором $R_H = 800 Ом$.

1.35. Розрахуйте елементи транзисторного каскаду попереднього підсилення (схема 4, табл. 1.2), навантаженого другим підсилювальним каскадом (схема 2, табл. 1.2). Дані другого підсилювального каскаду: вхідний опір $R_{вх} = 500 Ом$; результуючий опір пліч дільника $R_{12} = R_1 R_2 / (R_1 + R_2) = 2000 Ом$; амплітудне значення вхідного струму підсилюваного сигналу $I_{бм2} = 0,2 мА$. Крім того, задано: $f_H \dots f_B = 100 \dots 4000 Гц$; $M_{н2} = M_B = M_{н.е} = 1,12$; амплітуда вхідного струму першого каскаду підсилення $I_{бм1} = 0,01 мА$; напруга джерела живлення $E_K = 12,6 В$.

1.36. У якому з типових каскадів (ЗЕ, ЗБ, ЗК) можна одержати: а) найбільший вхідний опір; б) найменший вихідний опір; в) найбільший коефіцієнт підсилення по напрузі; г) найменший коефіцієнт підсилення по струму; д) найбільший коефіцієнт підсилення по потужності?

1.37. Визначте, у скільки разів зменшиться коефіцієнт підсилення по напрузі в схемі рис. 1.8, а, якщо забрати конденсатор великої ємності C_B , шунтуючий резистор R_B . Прийняти крутизну характеристики польового транзистора $s = 5 \text{ мА/В}$ і $R = 500 \text{ Ом}$.

1.38. Визначте вхідний опір схеми 4 табл. 1.2 при відсутності конденсатора C_e з урахуванням резисторів базового дільника і без їхнього врахування. Параметри транзистора: $h_{21e} = 100$; $r_b = 100 \text{ Ом}$; $r_e = 5 \text{ Ом}$; опори $R_1 = R_2 = 10 \text{ кОм}$; $R_e = 500 \text{ Ом}$.

1.39. Визначте вихідний опір у схемі 3 табл. 1.2, якщо $R_k = 1 \text{ кОм}$; $R_6 = 10 \text{ кОм}$; $h_{21e} = 100$.

1.40. Визначте опір резисторів R_1 , R_2 , R_3 , вхідний і вихідний опори в операційному інвертуючому підсилювачі (рис. 1.12), якщо $K_u = 25$; $R_H = 25 \text{ кОм}$; $R_{BH} = 50 \text{ Ом}$; $U_{II} = \pm 15 \text{ В}$; $E_H = 0,3 \text{ В}$.

1.41. Визначте опір резисторів R_1 , R_2 , вхідний і вихідний опори в операційному неінвертуючому підсилювачі, рис. 1.13, якщо $K_u = 25$; $R_H = 25 \text{ кОм}$; $R_{BH} = 50 \text{ Ом}$.

1.42. Визначте значення $K_{пу}$, $R_{ВХ}$, $R_{ВІХ}$ інвертуючого підсилювача (рис. 1.12) з врахуванням неідеальних параметрів ОП, якщо $R_1 = 10 \text{ кОм}$; $R_2 = 1 \text{ МОм}$, а ОП має параметри $K_{пу0} = 10^4$; $R_{ВХ ОП} = 300 \text{ кОм}$; $R_{ВІХ ОП} = 700 \text{ Ом}$.

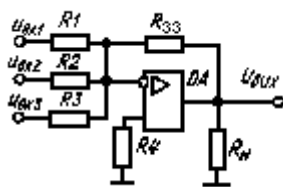


Рис.1.14

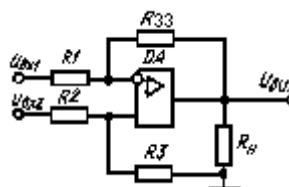


Рис.1.15

1.43. Оцініть відносну статичну похибку і дрейф, приведений до інвертуючого входу 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 $K_{пу} = 10$, що працює на навантаження $R_H = 5 \text{ кОм}$, вхідний опір не менш 10 кОм , вихідний опір не більш 100 Ом . Джерело сигналу має $E_{ДЖ} = 0,2 \text{ В}$, а $R_{BH} = 1 \text{ кОм}$.

1.44. Знайти напруги похибки на виході підсилювача (рис. 1.12) якщо температура змінилася на 40°C , а $R_1 = 10 \text{ кОм}$, $R_2 = 90 \text{ кОм}$; $R_3 = 9 \text{ кОм}$; дрейф напруги зсуву $\Delta U_{зс}/\Delta T = 1 \text{ мВ}/^\circ \text{C}$, дрейф різницевого вхідного струму $\Delta I_{борізп}/\Delta T = 1 \text{ нА}/^\circ \text{C}$.

1.45. Знайти залежність вихідної напруги суматора на ОП (рис. 1.14) від вхідної напруги, якщо $R_1 = R$; $R_2 = 0,5R$; $R_3 = 2R$; $R_4 = 0,22R$; $R_{33} = R$; $R_H = 10R$.

1.46. Як варто змінити схему включення суматора на ОП (рис. 1.14), щоб $U_{ВХ}(t)$ і $U_{ВІХ}(t)$ виявилися синфазними.

1.47. Визначте вихідний струм підсилювача на ОП в схемі рис. 1.15, якщо $R_1 = R_2 = 10 \text{ кОм}$; $R_3 = R_{33} = 50 \text{ кОм}$; $R_H = 5 \text{ кОм}$; $U_{ВХ2} - U_{ВХ1} = 1 \text{ В}$; $R_{ВІХ ОП} = 0$, $K_{пг ОП} = \infty$.

1.48. Чому дорівнює $U_{ВІХ}$ у схемі різницевого підсилювача (рис. 1.15), якщо $U_{ВХ1} = 0,2 \text{ В}$; $U_{ВХ2} = -0,1 \text{ В}$; $R_{33} = R_3 = 120 \text{ кОм}$, $R_1 = R_2 = 10 \text{ кОм}$.

1.49. Визначте вхідні опори $R_{ВХ.інв}$ і $R_{ВХ.неінв}$ схеми різницевого підсилювача (рис.1.15), якщо $R_2 = R_1 = 10 \text{ кОм}$; $R_{33} = R_3 = 100 \text{ кОм}$; $R_{ВХ ОП} = \infty$; $K_{пу ОП} = \infty$.

1.50. Що необхідно зробити зі схемою неінвертуючого підсилювача (рис. 1.13), щоб перетворити його в повторювач напруги з коефіцієнтом підсилення $K_{пу} = 1$?

1.51. Розрахуйте опори резисторів R_1 , R_2 , R_3 так, щоб забезпечити залежність вихідної напруги $U_{\text{вих}} = -(2U_{\text{вх1}} + 3U_{\text{вх2}} + 5U_{\text{вх3}})$. Опір резистора $R_{33} = 150 \text{ кОм}$.

1.52. Визначте опори резисторів у схемі рис. 1.15, якщо $R_{\text{вихОП}} = 1 \text{ кОм}$, $U_{\text{вих}} = 3(U_{\text{вх2}} - U_{\text{вх1}})$.

1.53. Визначте резонансну частоту і коефіцієнт підсилення на резонансній частоті виборчого підсилювача (рис. 1.16), якщо $R_1 = 10 \text{ кОм}$; $R_2 = 50 \text{ кОм}$; $L = 10 \text{ мГн}$; $C = 1000 \text{ пФ}$. Операційний підсилювач вважати ідеальним.

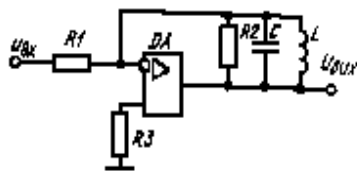


Рис.1.16

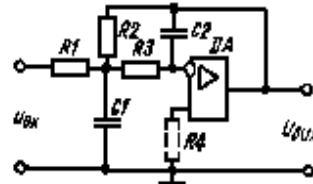


Рис.1.17

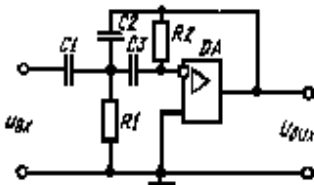


Рис.1.18

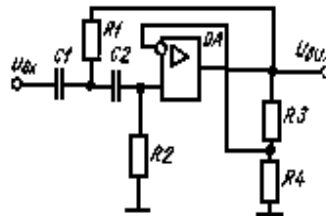


Рис.1.19

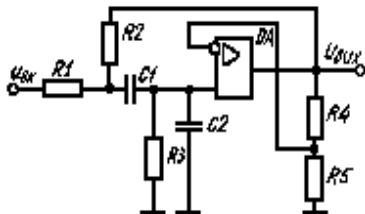


Рис.1.20

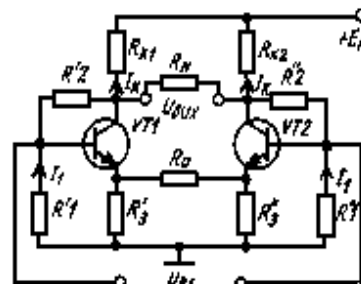


Рис.1.21

1.54. Визначте найбільший коефіцієнт підсилення, резонансну частоту і смугу пропускання виборчого підсилювача (рис. 1.16), якщо $R_2 = \infty$; $R_1 = 200 \text{ Ом}$; $R_{\text{вих}} = 1 \text{ кОм}$; $L = 10 \text{ мГн}$; $R_L = 100 \text{ Ом}$; $C = 632 \text{ пФ}$.

1.55. Визначте параметри фільтра нижніх частот (рис. 1.17), 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 у смузі обмеження.

1.56. Визначте коефіцієнт передачі фільтра верхніх частот (рис. 1.18) у смузі пропускання і частоту зрізу, якщо $R_1 = R_2 = 10 \text{ кОм}$; $C_1 = 0,1 \text{ мкФ}$; $C_2 = C_3 = 0,01 \text{ мкФ}$ [6].

1.57. Визначте реальну смугу пропускання фільтра верхніх частот (рис. 1.19), побудованого на операційному підсилювачі типу 140УД6, якщо коефіцієнт передачі в смузі пропускання $K_0 = 20 \text{ дБ}$, а частота зрізу $f_0 = 10 \text{ кГц}$ [6].

1.58. Визначте параметри смугового фільтра (рис. 1.20), якщо $K_0 = 10$, $f_0 = 15 \text{ кГц}$, $\Delta f = 0,5 \text{ кГц}$.

1.59. Розрахуйте ППС рівнобіжного балансу (рис. 1.21), якщо припустима величина дрейфу в навантаженні $\Delta I_{\text{др}} = 30 \text{ мкА}$; опір

навантаження $R_H = 5 \text{ кОм}$; напруга джерела живлення $E_K = 24 \text{ В}$.

1.60. Розрахуйте транзисторний кінцевий каскад підсилення потужності в режимі А в діапазоні частот $100 \dots 5000 \text{ Гц}$, що має коефіцієнт гармонік $K_g \leq 5\%$, $M_n \leq 1,5 \text{ дБ}$. Каскад повинний забезпечити в навантаженні підсилювача ($R_H = 3 \text{ Ом}$), підключеної через вихідний трансформатор, потужність $P_{\text{вих}} = 1 \text{ Вт}$. Температура навколишнього середовища лежить у діапазоні $T_{\text{навк min}} \dots T_{\text{навк max}} = 10 \dots 40 \text{ }^\circ\text{C}$. Напруга джерела живлення $E_{\text{дж}} = 16 \text{ В}$.

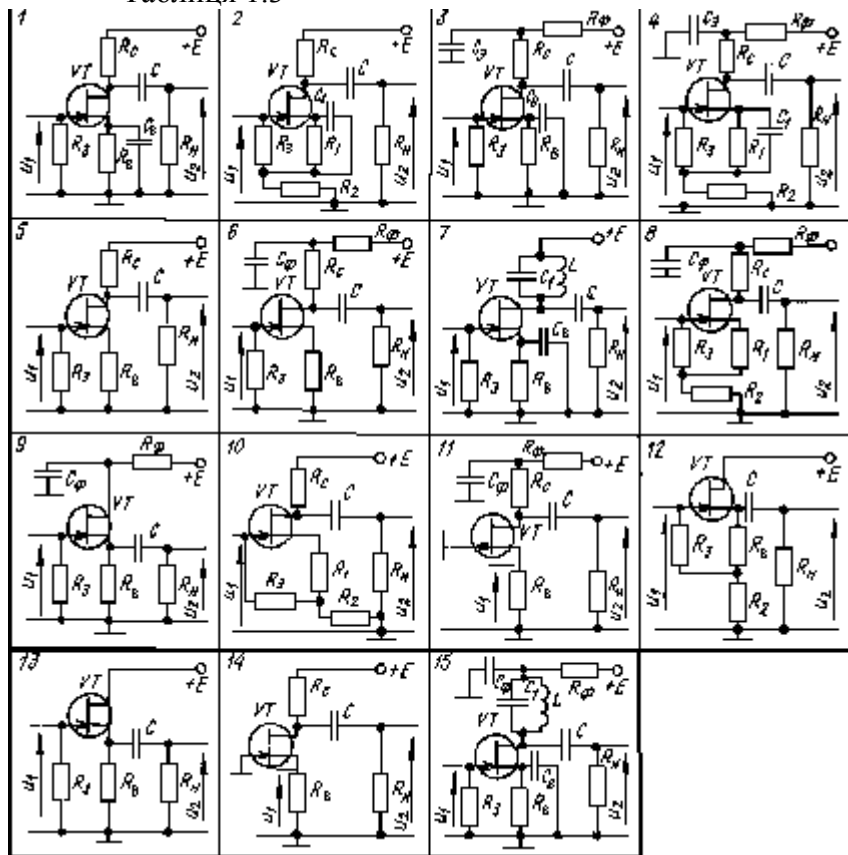
КОНТРОЛЬНІ ЗАВДАННЯ

Варіант завдання вибирається згідно номеру по списку поділеного на 2.

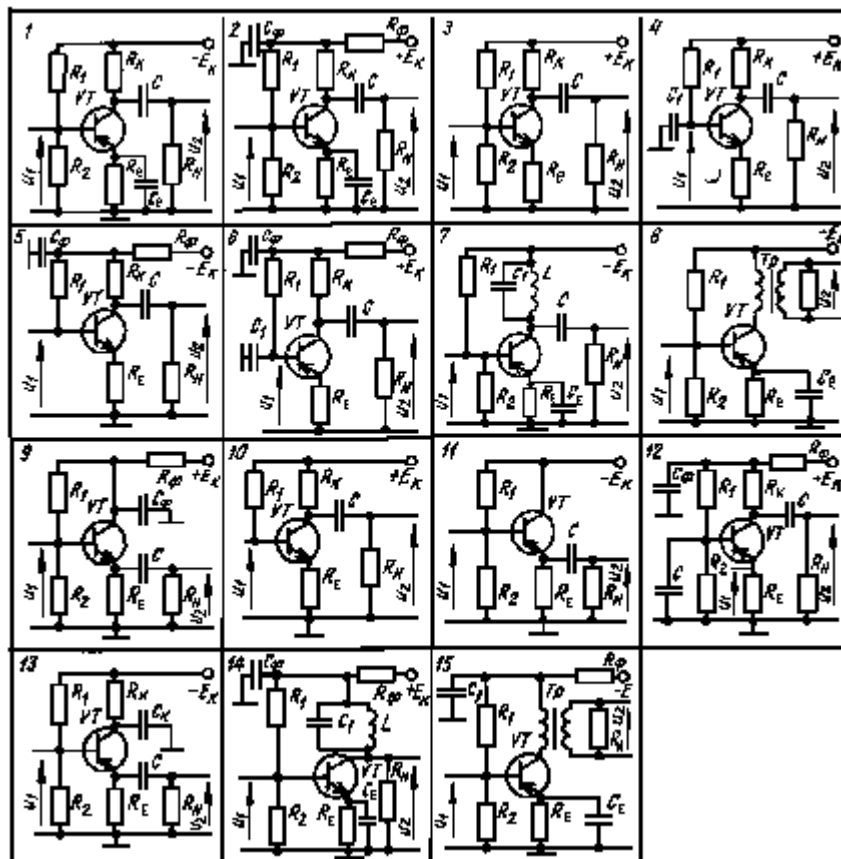
Завдання 1.1. Для заданої, відповідно до варіанта, схеми (табл. 1.3 і 1.4) визначте статичний і динамічний режими роботи для області середніх частот, використовуючи графоаналітичний метод розрахунку. Тип і конкретні чисельні значення елементів схеми необхідно вибрати самостійно.

Завдання 1.2. Для схеми, що відповідає завданню 1.1 і працюючій в області середніх частот, визначте вторинні параметри (коефіцієнт передачі напруги, вхідний і вихідний опори), к.к.д. схеми.

Таблиця 1.3



Таблиця 1.4.



Методика виконання завдання

Приклад 1. Визначити напруги, струми і потужності розсіювання на елементах схеми і параметри польового транзистора КП102 у робочій точці, що відповідає режиму спокою ($t=0 - t_1$) у виборчому LC-підсилювачі (рис. 1.22), якщо відомо: $E_C = -12$ В, $C_1 = 200$ пФ, $L = 590$ мкГн, $R_B = 3$ кОм, добротність котушки індуктивності $Q_L = 62$, $R_H = 10$ кОм, $R_3 = 330$ кОм.

Для схеми (рис. 1.22) складемо рівняння вихідного і вхідного контурів:

$$U_{CB} = E_C - (R_L + R_B)I_C \approx E_C - R_B I_C, \quad (1.37)$$

$$U_{3B} = R_B I_C, \quad (1.38)$$

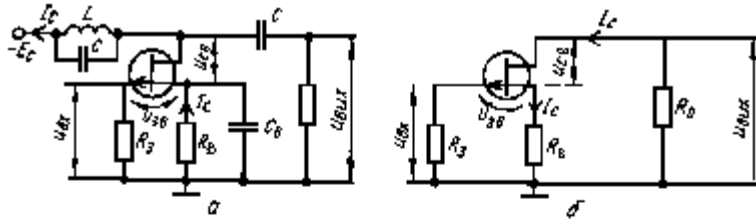


Рис.1.2

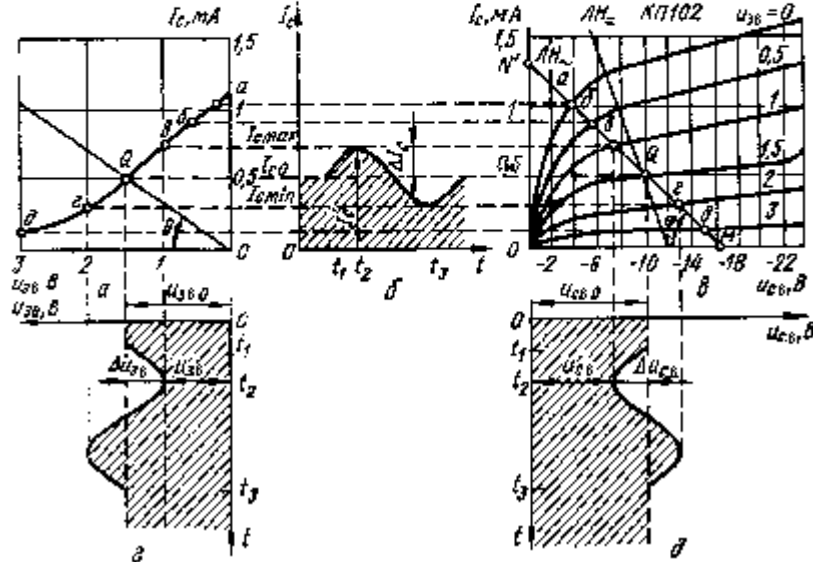


Рис.1.23

де R_L -опір котушки індуктивності L постійному струму. Практично $R_L < R_B$.

Визначаємо параметри польового транзистора в робочій точці Q (рис. 1.23):

внутрішній опір

$$R_{BH} = \left. \frac{\Delta U_{CB}}{\Delta I_C} \right|_{\text{при } U_{CB.0} = 1,5B} = \frac{12 - 8}{0,033} = 120 \text{ кОм};$$

крутизна струму стоку

$$s = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{CB}} \right|_{\text{при } U_{CB.0} = 10B} = \frac{0,5 - 0,20}{2 - 1,5} = 0,6 \text{ мА/В};$$

статичний коефіцієнт підсилення

$$\mu = \left. \frac{\Delta U_{CB}}{\Delta U_{CB}} \right|_{\text{при } I_{CO} = 0,5 \text{ мА}} = s R_i = 72.$$

Рівність $\mu = s R_i$ дотримується при малих змінах вхідного сигналу.

Потужності розсіювання на елементах схеми:

на стощі транзистора

$$P_{CB0} = U_{CB0} I_{CO} = 10 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} \text{ Вт} = 5 \text{ мВт}$$

на опорі в ланцюзі джерела

$$P_{R_Б} = I_{CO}^2 R_B = (0,5 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 3 \cdot 10^3 = 0,75 \text{ мВт}.$$

Сумарна споживана потужність підсилювачем

$$P_0 = E_C I_{C0} \approx P_{CB0} + P_{R_0} = 5,75 \text{ мВ.}$$

Приклад 2. Для схеми виборчого LC-підсилювача на польовому транзисторі (див. рис. 1.22), що працює 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, к.к.д. схеми η), вхідний динамічний діапазон підсилення, якщо на вході схеми підключений генератор з напругою $E_{дж} = 1,25 \sin \omega t$ і внутрішнім опором $R_{вн} = 4 \text{ кОм}$.

Схема (див. рис. 1.22, а) у динамічному режимі перетвориться до виду рис. 1.22, б. Домовимося напруги, струми, що відповідають режиму збудження, позначати зі штрихами. Оскільки транзистор КП102 має канал р-типу, то очевидно, що потенціали усіх вузлів щодо нульового потенціалу будуть негативними.

Для схеми на рис. 1.22, б запишемо рівняння відповідно вихідного і вхідного контурів:

$$U_{CB} = U_{CB0} - (I'_c - I_{C0})(R_0 + R_B); \quad (1.39)$$

$$U_{BX} = U'_{3B} - U_{3B0} + (I'_c - I_{C0})R_B, \quad (1.40)$$

де $R_0 = \frac{R R_H}{R + R_H} = \frac{106 \cdot 10}{106 + 10} = 9 \text{ кОм}$ —опір навантаження змінному струму в ланцюзі 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 контура на резонансній частоті.

Можна будувати лінію навантаження змінному струму як пряму, що проходить через точку Q під кутом

$$\varphi' = \arctg \frac{m_u}{m_i (R_0 + R_B)} = 46^\circ 30'.$$

Наявність негативного зворотнього зв'язку в схемі враховується побудовою статико-динамічних характеристик. Однак розрахунок схем зі зворотним зв'язком можна спростити, якщо перерахувати не все сімейство статичних вихідних характеристик транзистора, а тільки координати точок перетину лінії навантаження змінному струму зі статичними вихідними характеристиками —а, б, в, г, д (див. рис. 1.23, в).

Визначимо значення вхідної напруги в зазначених точках, використовуючи рівняння (1.40):

а — якщо $U'_{3B} = 0$, то $I'_c = 1,1 \text{ мА}$; $U_{BX} = 0 - (1,5) - (1,1 - 0,5) \times 3 = -4,3 \text{ В}$;

б — якщо $U'_{3B} = 0,5 \text{ В}$, то $I'_c = 1,0 \text{ мА}$; $U_{BX} = 0,5 - (1,5) - (1 - 0,5) \times 3 = -2,5 \text{ В}$;

в — якщо $U'_{3B} = 1 \text{ В}$, то $I'_c = 0,75 \text{ мА}$; $U_{BX} = 1,0 - (1,5) - (0,75 - 0,5) \times 3 = -1,25 \text{ В}$;

Q — якщо $U'_{3B} = U_{3B0} = +1,5 \text{ В}$, то $I'_c = I_{C0} = 0,5 \text{ мА}$; $U_{BX} = 0$;

г — якщо $U'_{3B} = +2 \text{ В}$, то $I'_c = 0,3 \text{ мА}$; $U_{BX} = 2 - (1,5) - (0,3 - 0,5) \times 3 = 1,1 \text{ В}$;

д - якщо $U_{зв}' = +3В$, то $I_C' = 0,1$ мА; $U_{вх} = 3 - (1,5) - (0,1 - 0,5) \times 3 = 2,7 В$.

Для заданої амплітуди вхідного сигналу ($-1,25 В$) на сімействі вихідних і керуючої характеристик (див. рис. 1.23, а, в) знаходимо змінні складові струму стоку I_C (див. рис. 1.23, б) і напруги $U_{зв}$ і $U_{св}$ (див. рис. 1.23, г, д).

Обчислюємо вторинні параметри схеми. Коефіцієнт передачі напруги

$$K_u = \frac{\Delta U_C}{U_{вх}} = \frac{-\Delta I_C R_0}{U_{вхm}} = -\frac{(I_C - I_{C0}) R_0}{U_{вхm}} = \frac{(0,75 - 0,5) \cdot 9}{1,25} = -1,8.$$

Вхідний опір схеми

$$R_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}} = \frac{U_{вх}}{U_{вх}/R_e} = 330 \text{ кОм}.$$

Повний коефіцієнт передачі напруги (з урахуванням співвідношення внутрішнього опору джерела вхідного сигналу і вихідного опору LC-підсилювача)

$$K_E = \frac{U_{вих}}{E_C} = \frac{R_{вх}}{R_{вх} + R_B} \quad K_V = \frac{-330}{330 + 3} \cdot 1,8 = -1,78$$

Вихідний опір $R_{вих} = \frac{R'_{вих} R_0}{R'_{вих} + R_0}$, де

$$R'_{вих} = \frac{\Delta U_C}{\Delta I_C} = \frac{9}{0,7} \text{ В/мА} = 53 \text{ кОм}$$

Задаємося приростом потенціалу стоку $\Delta U_C = U_C^Q - U_C^m = 10 - 1 = 9 В$ (див. рис. 1.23, в) і визначаємо збільшення струму $\Delta I_C = I_C^Q - I_C^m = 0,5 - 0,33 = 0,17$ мА, де U_C^Q, U_C^m і I_C^Q, I_C^m — потенціали і струм стоку відповідно в точках Q і m (див. рис. 1.23).

2. ГЕНЕРАТОРИ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ

Теоретичні відомості і розрахункові співвідношення

Для одержання електричних сигналів різної форми використовуються генератори гармонійних коливань і імпульсів. В основу роботи цих генераторів покладені підсилювальні елементи, охоплені ланцюгом позитивного зворотного зв'язку. При цьому в генераторах гармонійних коливань підсилювальні елементи працюють в активному (підсилювальному) режимі, а в імпульсних генераторах характерними є граничні режими підсилювального елемента (насичення чи відсічення), перехід яких з одного стану в друге відбувається лавиноподібно через проміжний підсилювальний режим. Швидкість цього переходу визначає тривалість фронтів генеруємих імпульсів і повинна бути максимальною.

Гармонійні коливання в генераторах підтримуються частотно-виборчими чотириполюсниками: резонансними LC-контурами чи іншими резонуючими елементами (кварцеві чи об'ємні резонатори і т.п.), чи за допомогою фазующих RC-ланцюгів, ввімкнених у ланцюг ПЗЗ підсилювачів.

В імпульсних генераторах, що можуть працювати в двох режимах: автоколивальному та чекаючому, ПЗЗ створюється за допомогою RC-ланцюгів чи імпульсними трансформаторами.

Генератори гармонійних коливань. При охопленні підсилювача ПЗЗ він самозбуджується, тому що коефіцієнти підсилення на визначених частотах досягають нескінченно великого значення (2.30). Така схема працює в автоколивальному режимі і є автогенератором, якщо дотримуються умови балансу амплітуд:

$$K_n^u \beta \geq 1 \quad 2.1$$

та умова балансу фаз:

$$\varphi_k + \varphi_\beta = 2\pi n \quad 2.2$$

де $n = 0, 1, 2, 3, \dots$

Генератори гармонійних коливань розділяються на LC-автогенератори, RC-автогенератори і кварцові генератори.

Основні типи LC-генераторів приведені на (рис. 2.1). Вони поділяються на схеми з трансформаторним зв'язком (рис. 2.1, а), індуктивної (рис. 2.1, б і в), ємнісної (рис. 2.1, в і д) та трьохточкові.

У схемі (рис. 2.1,а) використовується індуктивний зв'язок обмотки резонансного контуру LC, що є навантаженням однокаскадного підсилювача за схемою з ЗЕ, а інша обмотка L включена в ланцюг порушення підсилювача (у ланцюг бази). Елементи R1, R2 призначені для забезпечення необхідного режиму по постійному струмі. За рахунок конденсатора C2, реактивний опір якого на частоті генерації незначний, заземлюється один кінець базової обмотки. Опір контуру на резонансній частоті носить виключно активний характер.

Для одержання стійкого автоколивального процесу з частотою f_c необхідно вибрати транзистор, у якого:

$$h_{21e} \geq (h_{11e} + r_{33})CR_k/M + M/L$$

У схемах LC-автогенераторів (рис. 2.1.,б,в,г,д) частина резонансного контуру використовується для одержання зворотного зв'язку. Такі схеми одержали назву трьохточкових.

У схемах (рис. 2.1, б, г,) відомих за назвою індуктивної трьохточки, секційована індуктивний ланцюг коливального контуру, загальна точка якого через нульовий опір джерела живлення перемінної складової струму приєднана до емітеру. Зворотний зв'язок між індуктивностями L_1 і L_2 (рис 2.1, б) здійснюється за рахунок взаємоіндуктивності M .

Режим по постійному струму і його термостабілізація здійснюються в трьохточкових схемах за рахунок таких же елементів, що й у підсилювачах (R_1 , R_2 , R_e , C_e). Реактивний опір конденсатора зворотного зв'язку C_e на частоті генерації досить малий.

Частота генеруємих коливань і критичний коефіцієнт підсилення визначаються відповідно з виразів:

$$f_T \approx (1/2\pi) \sqrt{1/[C_1(L_1 + L_2 + 2M)]}; \quad (2.4)$$

$$h_{21\Omega} \approx (L_2 + M)/(L_1 + M). \quad (2.5)$$

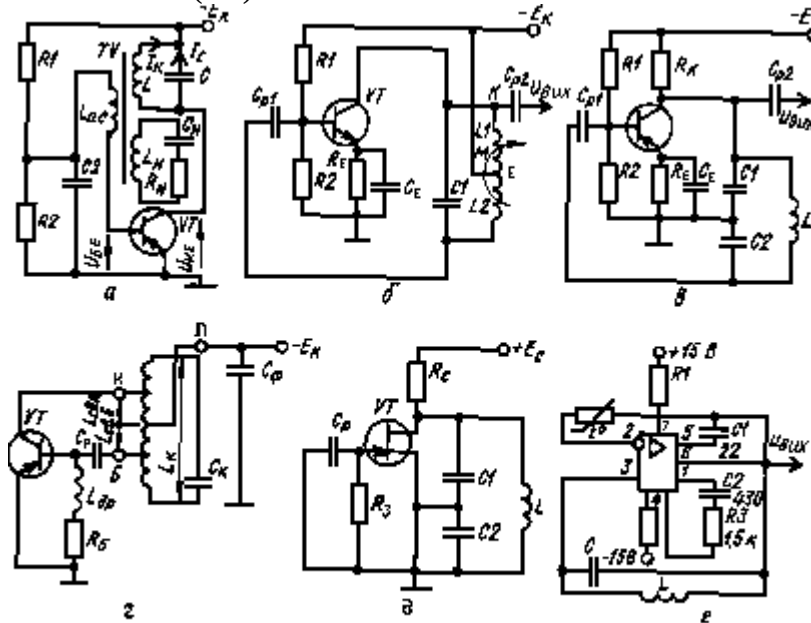


Рис 2.1

LC-автогенератор за схемою ємнісної трьохточки містить у ємнісній вітці коливального контуру два конденсатори C_1 і C_2 . Напряга зворотного зв'язку з останнього надходить у вхідний ланцюг підсилювальної ланки. При такому включенні конденсаторів полярності миттєвих значень напруг на їх обкладках щодо загальної точки протилежні.

Частота генеруємих коливань і критичний коефіцієнт підсилення і визначаються відповідно з виразів:

$$f_T \approx (1/2\pi) \sqrt{1/[LC_1C_2/(C_1 + C_2)]}; \quad (2.6)$$

$$h_{21E} \approx C_2/C_1 \quad (2.7)$$

Високими технічними показниками володіють LC-автогенератори

гармонійних коливань, що використовують в якості підсилювальних ланок ОП. Великий коефіцієнт ОП дозволяє,

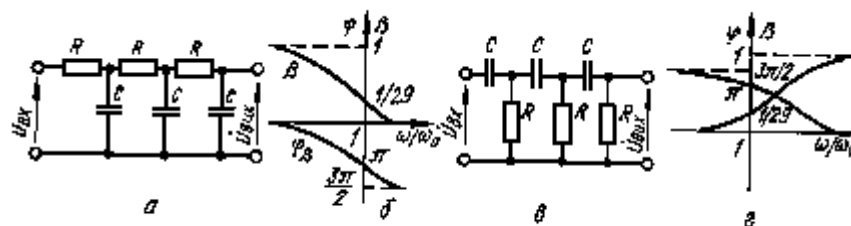


Рис. 2.2

крім позитивного зворотного зв'язку, через частотно-виборчий резонансний контур знижувати досить глибокі додаткові негативні зворотні зв'язки, що істотно підвищує стабільність частоти генеруємих коливань. Крім того, ОП має великий вхідний і дуже малий вихідний опір, що дозволяє не враховувати їх при розрахунку і проектуванні конкретних схем LC-автогенераторів.

Один з типових варіантів LC-автогенератора на ОП типу 153УД1 показаний на (рис. 2.1, е). У цій схемі LC-контур включений у ланцюг ПЗЗ між виходом (вивід 6) і інвертуючим входом (вивід 3) ОП. Включення в ланцюг негативного зворотного зв'язку між виходом та інвертуючим входом підсилювача (вивід 2) терморезистора забезпечує високий рівень термостабілізації амплітуди і частоти генеруємих коливань.

У RC-автогенераторах, на відміну від резонансної частоти ω коливального LC-контру, частоту ω називають квазірезонансною.

Для того щоб із усього можливого спектра частот RC-автогенератор генерував лише одну, умови самозбудження генератора (формули 2.1, 2.2) повинні бути виконані на цій частоті. За принципом побудови RC-автогенератори підрозділяються на автогенератори з поворотом фази сигналу в ланцюзі ПЗЗ на $\pm 180^\circ$ на квазірезонансній частоті ω і автогенератори без повороту фази, у яких фазове зрушення сигналу в ланцюзі ПЗЗ на квазірезонансній частоті дорівнює нулю.

RC-автогенератори з поворотом фази містять підсилювач, фаза вихідної напруги якого відрізняється від фази вхідного на 180° . Тому виконання умови балансу фаз можливо в тому випадку, коли ланцюг частотно-залежного зворотного зв'язку (фазуючий ланцюжок) також забезпечить поворот фази напруги на частоті генерації на 180° .

У якості фазуючих використовують ланцюжки, що складаються з найпростіших Г-подібних RC-ланцюгів (звичайно трьох чи чотирьох). Трьохцепочний ланцюжок, так названа С-паралель, показана на рис. 2.2, а, а R-паралель — на рис. 2.2, в. Частотні і фазові характеристики ланцюжків С- і R-паралелей приведені відповідно на рис. 2.2, б і 2.2, г.

Як видно з рис. 2.2, б і 2.2, г, на квазірезонансній частоті фазове зрушення ϕ_ϕ між вхідною і вихідною напругами для ланцюжка R-паралелі дорівнює $+180^\circ$, а для ланцюжка С-паралелі — -180° .

На цій же частоті коефіцієнт передачі напруги $\dot{\beta} = \dot{U}_{\text{вих}} / \dot{U}_{\text{вх}}$ для обох ланцюжків має значення β_0 і дорівнює $1/29$. Таким чином, підсилювальний каскад зі зрушенням фази напруги підсилювального сигналу на 180° , у якому здійснений ПЗЗ за допомогою трьохцепочних ланцюжків R- чи С-паралелей, може генерувати гармонійні коливання з частотою f_0 (для ланцюжка R-паралелі $f_0 = \omega_0 / 2\pi = 1 / (2\pi RC\sqrt{6})$, для ланцюжка С-паралелі $f_0 \approx \omega_0 / 2\pi = \sqrt{6} / (2\pi RC)$), якщо

його коефіцієнт підсилення перевищує 29, що відповідає також виконанню умови балансу амплітуд (нерівність 2.1).

На рис. 2.3 приведені принципові схеми RC-автогенераторів на біполярних транзисторах з ланцюжками R-паралелі(а,б)і С-паралелі(в,г).

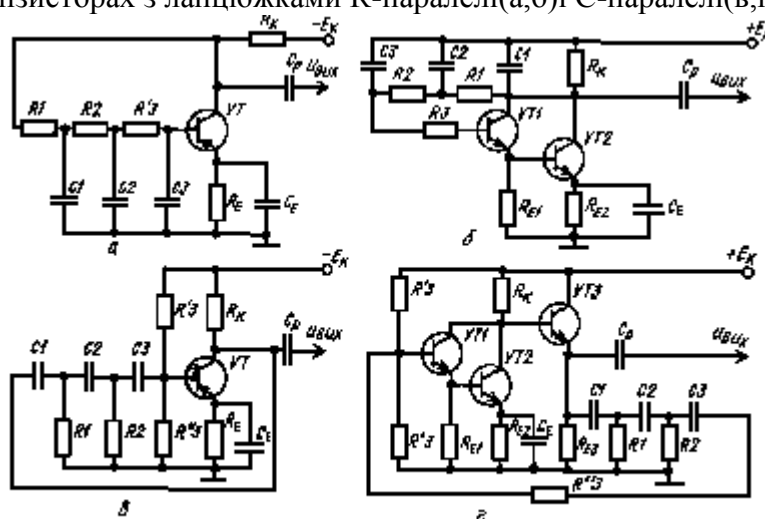


Рис. 2.3.

Частота генеруємих коливань і критичний коефіцієнт підсилення визначаються відповідно з виразів:

для схем(рис. 2.3, а, б)

$$f_r = \frac{1}{2\pi RC} \sqrt{7 + \frac{3}{m}}$$

(2.8)

$$h_{21e.KP} = 21 + 32m + 3/m$$

(2.9)

$$\text{де } R=R1=R2=R3=mR_0; C=C1/m=C2=C3; R3=R'_3=R_{BX};$$

$$m \approx [(1+h_{21E})U_{OK}]/[3(L_K-U_{OK})]; \text{ для схем рис. 2.3, в, г}$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi RC} \sqrt{\frac{1}{4m+6}} \quad (2.10)$$

$$h_{21e.KP} = (23+29m+4/m)R3/(R3+R_{BX}), \quad (2.11)$$

$$\text{де } m = R_{вих}/(R3||R_{вих}) = 2...5; R = R1 = R2, = R3 || R_{вих}; C = mC1 = C2 = C3.$$

Залежність критичного коефіцієнта передачі по струму від вхідного опору підсилювального каскаду обумовлює необхідність застосування транзисторів з $h_{21E} > 45...60$, що може бути забезпечене далеко не кожним транзистором. Цей недолік можна усунути застосуванням складеного включення транзисторів чи додаткового каскаду за схемою з ЗК, що погодить фазуючий ланцюжок з підсилювальною ланкою (рис.2.2, б, г). Однак найбільший ефект може бути отриманий при використанні в якості підсилювальної ланки ОП.

На рис. 2.4, а, б показані схеми RC-автогенераторів на ОП з фазуючими ланцюжками С-паралель і R-паралель. Оскільки частотно-виборча RC-ланцюг включена між виходом та інвертуючим входом ОП, загальне фазове зрушення в замкнутій петлі дорівнює 360° , що забезпечує виконання умови балансу фаз. У зв'язку з надмірністю коефіцієнта підсилення ОП умова балансу амплітуд забезпечується без затруднення. Великий вхідний і малий вихідний опір ОП

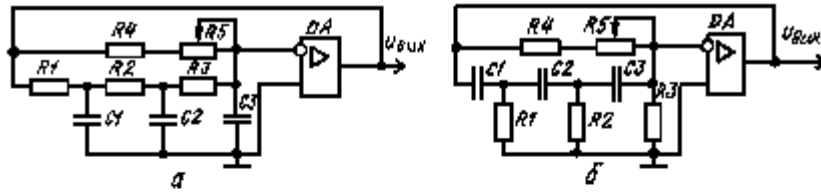


Рис.2.4

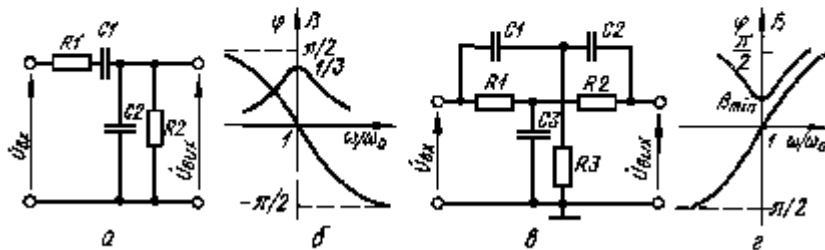


Рис.2.5

дозволяють здійснити режим практично ідеального узгодження фазуючого ланцюга з підсилювальною ланкою. При цьому частота генерації визначається виразами

$$f_{\Gamma} = \sqrt{\frac{6}{2\pi RC}} \quad \text{для схеми 2.4, а} \quad (2.12)$$

$$f_{\Gamma} = 1/(2\pi RC\sqrt{6}) \quad \text{для схеми 2.4, б} \quad (2.13)$$

RC-автогенератори без повороту фази використовують як частотно-залежні елементи послідовно-паралельний RC-ланцюжок (міст Вінна) (рис.. 2.5, а), квазірезонансна частота і коефіцієнт передачі якого визначаються виразами

$$f_o = 1/(2\pi RC); \quad (2.14)$$

$$\beta_o = 1/3 \quad (2.15)$$

де $R = R_1 = R_2$; $C = C_1 = C_2$, а його АЧХ і ФЧХ приведені на (рис.. 2.5, б), чи подвійний Т-подібний міст (рис.. 2.5, в), АЧХ і ФЧХ якого приведені на (рис.. 2.5, г).

Квазірезонансна частота і коефіцієнт передачі подвійного Т-образного мосту визначаються виразами

$$f_o = \sqrt{n}/(2\pi RC); \quad (2.16)$$

$$\beta_o = (4n - 1)/[4n + (1/2n) + 1], \quad (2.17)$$

де $R = R_1 = R_2$; $C = C_1 = C_2$; $2C/C_3 = R/2R_3 = n$.

У залежності від вибору значення n змінюються співвідношення між елементами і якісні показники. При $n = 2$, $C_1 = C_2 = C_3 = C$, $R_3 = 0,25 R$; при $n = 0,5$, $C_3 = 4 C$, $R_1 = R_2 = R_3$.

На рис.. 2.6 приведені принципові схеми RC-автогенераторів на біполярних транзисторах, виконаних з мостом Вінна (а) і подвійним Т-подібним мостом (б). Включення емітерного повторювача на транзисторі VTЗ виключає вплив вхідного опору схеми з ЗЕ на параметри фазуючого

ланцюга, а отже на f_0 і β_0 .

При відсутності емітерного повторювача через шунтування резистора R_2 вхідним опором $R_{вх}$ схеми з ЗЕ на транзисторі VT_1 ,

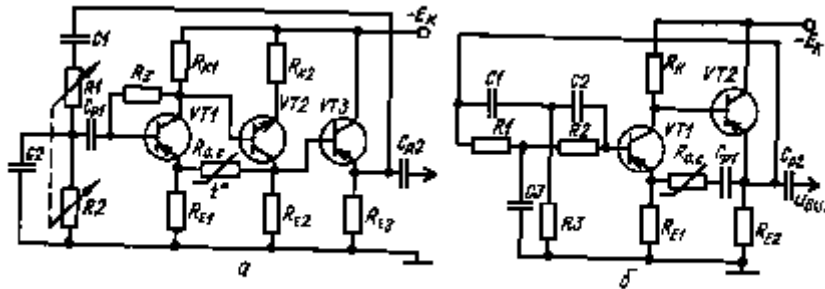


Рис. 2.6

яке досить невелике, частота квазірезонанса і значення коефіцієнта передачі визначаються виразами:

$$f_0 = f_T = 1 / (2\pi \sqrt{R_1 [R_2 R_{BX} / (R_2 + R_{BX})] C_1 C_2}); \quad (2.18)$$

$$\beta_0 = 1 / \{1 + [(R_1 R_2 + R_{BX} / R_2 R_{BX}) + C_2 / C_2]\} \quad (2.19)$$

З формул (2.18) і (2.19) випливає, що квазірезонансна частота збільшується, а коефіцієнт передачі напруги при цьому зменшується.

У схемі (рис.. 2.6, б) з подвійним Т-подібним мостом ПЗЗ не залежить від частоти і реалізується за допомогою елементів R_{e1} , R_{e2} , C_{p1} , C_{s3} . Так як транзистор VT_1 з ЗЕ зрушує фазу вхідного сигналу на 180° , то виборчий 2Т-міст утворить ланцюг ВЗЗ і загальне фазове зрушення по замкнутій петлі підсилювач — 2Т-мост дорівнює 180° . При цьому на частоті квазірезонанса f_0 негативний зв'язок відсутній, тобто $\phi\beta = 0$, $\phi_k = 0$, а $\beta_0 = \min$.

На (рис.. 2.7, а) показана схема автогенератора на ОП з мостом Вінна, що підключений між виходом та інвертуючим входом ОП, тому загальне фазове зрушення по замкнутій петлі дорівнює нулю, що забезпечує умову балансу фаз. Частотно-незалежний ВЗЗ здійснюється за допомогою двополярних діодних обмежників VD_1 , VD_2 , що зменшують значення опору R_3 при збільшенні амплітуди вихідного сигналу.

На рис.л. 2.7, б приведена схема генератора з 2Т-мостом, включеним між виходом і входом інвертуючого ОП. На частоті квазірезонанса зрушення фаз 2Т-мостом дорівнює 0° .

Генератори прямокутних імпульсів з RC-зв'язками. Ці генератори знаходять найбільш широке застосування і можуть працювати в автоколебательном чи чекаючому режимах. Вони можуть виконуватися на дискретних елементах, логічних інтегральних мікросхемах і операційних підсилювачах.

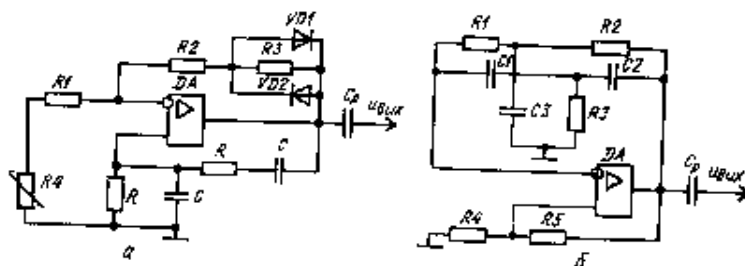


Рис. 2.7

Найбільш розповсюджена схема транзисторного автоколебального

мультивібратора (МВ) приведена рис. 2.8, а. У цій схемі в кожному із квазістійких станів один транзистор

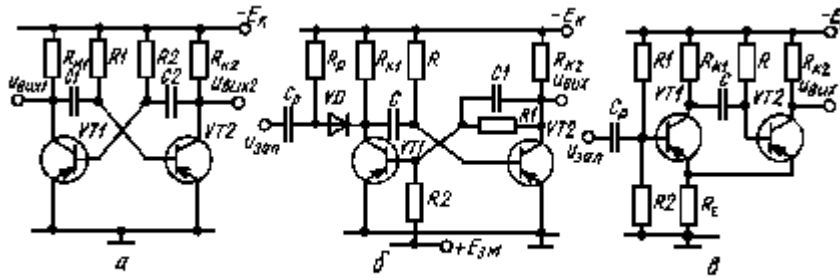


Рис. 2.8

відкритий, а інший — закритий. При цьому конденсатор закритого плеча заряджається через емітерний перехід відкритого транзистора (допоміжний цикл), а конденсатор відкритого плеча перезаряджається від початкової напруги $\approx E_K$ до $-E_K$ через відкритий транзистор і відповідний резистор $R1$ чи $R2$. Граничною напругою є напруга відкривань транзистора, що складає частки вольт, тому звичайно приймають $U_{пор} \approx 0$. При досягненні напруги на конденсаторі (а виходить, і на базі закритого транзистора) $U_{пор}$ схема переключається і починається новий цикл. На виходах $U_{вих1}$ і $U_{вих2}$ формуються прямокутні імпульси з протилежними фазами і тривалостями, знайденими по формулах:

$$t_{i1} = R2C2 \ln \frac{2E_K + I_{KO}(R2 - R_{K2})}{E_K + I_{KO}R2}, \quad (2.20)$$

$$t_{i2} = R1C1 \ln \frac{2E_K + I_{KO}(R2 - R_{K1})}{E_K + I_{KO}R2}, \quad (2.21)$$

Якщо виконуються умови

$$E_K \gg I_{KO}R1, \quad E_K \gg I_{KO}R2, \quad (2.22)$$

$$\text{будемо мати } t_{i1} \approx 0.7R2C2 \quad (2.23)$$

$$t_{i1} \approx 0.7R1C1 \quad (2.24)$$

Тривалість негативного фронту вихідного імпульсу при запиранні транзистора через заряд конденсатора через колекторний опір дорівнює

$$t_{\phi1}^- \approx 3R_{K1}C1 \quad (2.25)$$

$$t_{\phi2}^- \approx 3R_{K2}C2 \quad (2.26)$$

Тривалість позитивного фронту звичайно приймають $t_{\phi}^+ \approx 3\tau_{\alpha}$. Умова насичення відкритого транзистора

$$R_{1,2} \leq \beta_{\min} R_{K1,2} \quad (2.27)$$

а максимальна шпаруватість імпульсів

$$Q_{\max} = \frac{\beta_{\min}}{3} + 1 \quad (2.28)$$

Розглянута схема може бути перетворена в чекаючий генератор (одновібратор) (рис. 2.8, б).

Через позитивний зсув від джерела E_{3M} через дільник R_1, R_2 на базу VT1 останній в чекаючому режимі закритий (стійкий стан). При закриванні VT2 по ланцюзі ПЗЗ відкривається VT1.

Основні параметри розраховуються аналогічно схемі МВ. Час відновлення в $t_i \approx 0,7RC$ вихідний стан визначається $t_{відн} = 3R_{K1}C$.

В схемі чекаючого генератора (рис.2.8, в) ПЗЗ виконується через загальний еміторний опір R_e , а вихідний ланцюг не зв'язаний з процесами перезаряду конденсатора, тому вона має меншу тривалість t_{ϕ} і меншу залежність процесів перемикавання від навантаження.

Розрахунок вихідних параметрів імпульсів ведеться по формулам :

$$(2.29) \quad t_{відн} \approx (3.5) \cdot R_{K1} \cdot C \quad (2.30)$$

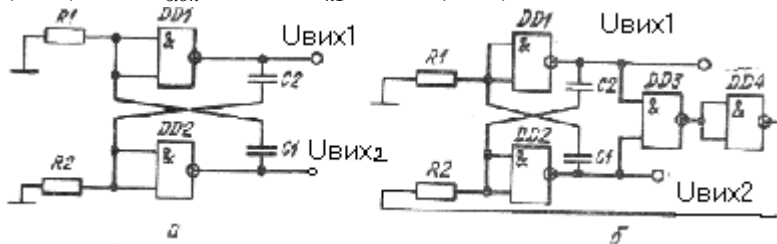


Рис. 2.9

Автоколивальний мультивібратор на логічних елементах ЧИ-НІ представлений на рис. 2.9, а. Схема являє собою два підсилювачі, охоплених перехресним ПЗЗ через часозадаючі RC-ланцюги. Стрибок напруги на виході, наприклад, першого логічного елемента (ЛЕ) DD1 через конденсатор передається на вхід другого ЛЕ DD2, встановлюючи на його виході нуль. При цьому конденсатор C_1 розряджається до нуля, відновлюючи свій початковий стан, а C_2 заряджається через резистор R_2 . При цьому квазістійкий стан схеми зберігається доти, поки зменшуючий через заряд конденсатора C_2 струм не приведе до зменшення напруги на вході DD2 до порогового значення. З цього моменту схема перемикається в інший квазістійкий стан.

Тривалість імпульсів на виходах схеми визначається рівняннями

$$t_{i1} = (R_2 + R_{вих}^1) \cdot C_2 \cdot \ln \frac{U_{вих}^1 - U_{вих}^0 + U_{R2}}{U_{пор}} \approx (R_2 + R_{вих}^1) \cdot C_2 \cdot \ln \frac{U_{вих}^1}{U_{пор}} \quad (2.31)$$

$$t_{i2} = (R_1 + R_{вих}^1) \cdot C_1 \cdot \ln \frac{U_{вих}^1 - U_{вих}^0 + U_{R1}}{U_{пор}} \approx (R_1 + R_{вих}^1) \cdot C_1 \cdot \ln \frac{U_{вих}^1}{U_{пор}} \quad (2.32),$$

де $U_{\text{вих}}^1, U_{\text{вих}}^0$ - напруга логічної одиниці і логічного нуля; U_{R1}, U_{R2} - падіння напруги на резисторах $R1$ і $R2$, від протікання вхідного струму $I_{\text{вх}}^0$ мікросхеми при низькому рівні вхідного сигналу; $R_{\text{вих}}^1$ - вихідний опір мікросхеми при високому рівні вхідного напруги.

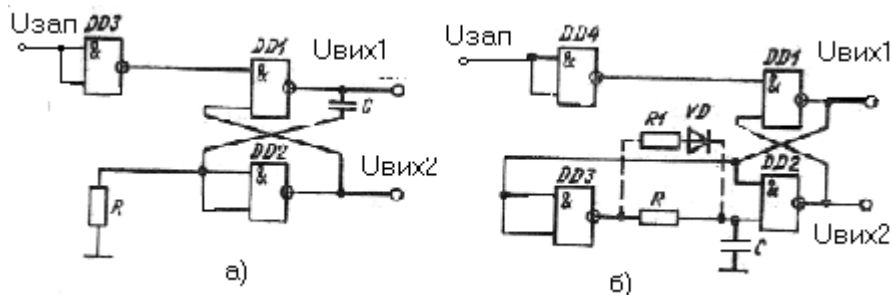


Рис. 2.10.

Для виключення «жорсткого» запуску мультивібратора, при якому обидва ЛЕ можуть мати низький рівень напруги на виході, в схему включаються елементи $DD3$ і $DD4$ (див. рис. 2.9, б). При цьому якщо $U_{\text{вих1}}=U_{\text{вих2}}=U_{\text{вих}}^0$, на виході $DD3$ встановлюється 1, на виході $DD4$ – 0, який, передаючись на вхід $DD2$, встановлює на його виході $U_{\text{вих}}^1$, виключаючи тим самим початковий неробочий стан.

Подібно схемам на дискретних елементах автоколивальний МВ на ЛЕ може бути перетворений в схему чекаючого МВ (рис. 6.10, а). У цій схемі при $U_{\text{зап}}=0$, $U_{\text{вих1}}=U_{\text{вих}}^0$, $U_{\text{вих2}}=U_{\text{вих}}^1$ конденсатор практично розряджений. При надходженні короткого запускаючого імпульсу елементи $DD3$ і $DD1$ перемикаються, $U_{\text{вих1}}=U_{\text{вих}}^1$. Ця напруга через конденсатор C передається на вхід $DD2$, також перемикаючи його. Цей стан зберігається доти, поки падіння напруги на вході $DD2$ від струму заряду конденсатора не знизиться до $U_{\text{пор}}$. Після цього схема повертається в вихідний стан, який встановлюється після заряду конденсатора. Тривалість вихідного імпульсу при $R \gg R_{\text{вих}}^1$

$$t_i = R \cdot C \cdot \ln \frac{U_{\text{вих}}^1 - U_{\text{вих}}^0 + U_R}{U_{\text{пор}}} \approx R \cdot C \cdot \ln \frac{U_{\text{вих}}^1}{U_{\text{пор}}} \quad (6.33)$$

де $U_R = I_{\text{вх}}^0 R$.

Більш стабільно працюють схеми чекаючих МВ з елементами затримки, винесеними з ланцюга ПЗЗ (рис. 2.10, б). У початковому стані на виході елемента $DD2$ логічна одиниця, оскільки на його вході діють взаємоінверсні сигнали, на виході $DD1$ логічний нуль, оскільки на його входах дві одиниці. Конденсатор C заряджений до напруги $U_{\text{вих}}^1$. З приходом короткого позитивного запускаючого імпульсу “опрокидується” елемент $DD4$, потім елементи $DD1$, $DD3$ і $DD2$. На виході елемента $DD3$ встановлюється логічний нуль, який після закінчення запускаючого імпульсу підтримує схему в квазістійкому стані. Конденсатор C розряджається через резистор R і вихід відкритого елемента $DD3$. Коли напруга на ньому поменшає до порогової напруги $DD2$, схема повертається в початковий стан, який характеризується відновленням напруги на конденсаторі C .

Тривалість вихідного імпульсу визначається наближеною формулою

$$t_i \approx (R + R_{вых}^0) \cdot C \cdot \ln \ln \frac{U_{вых}^1}{U_{пор}} \quad (2.34)$$

Схема автоколивального МВ на ОП представлена на рис. 2.11, а. Схема стрибком переходить із одного квазістійкого стану в інший при напрузі на конденсаторі С

$$U_{вих} = U \cdot \frac{R1}{R1 + R2} = U_{вихY}$$

Напруга $U_{вих}$ змінює свій знак при переключенні схеми, приймаючи значення $U_{вих\max}^+$ чи $U_{вих\max}^-$ і формуючи тим самим нове значення порога схеми.

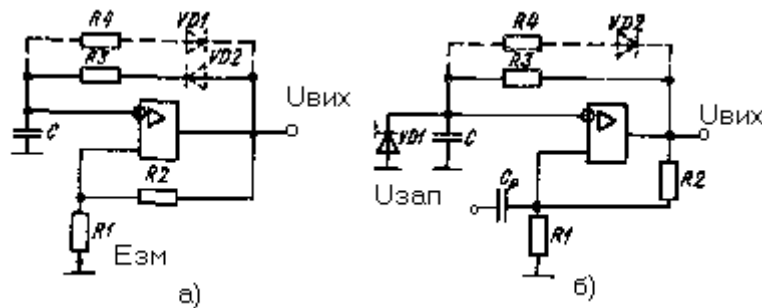


Рис.2.11,а

Тривалість квазістійкості станів для позитивного і негативного вихідних імпульсів:

$$t_{и}^+ = t_{и}^- \approx R3C \ln \left(1 + \frac{2R1}{R2} \right) \quad (2.35)$$

Для зміни частоти і шпаруватості вихідних імпульсів можна подати в точку а напругу $E_{зм}$ чи ввести асиметрію в часозадаючий ланцюг (показаний штрихами).

Аналогічний принцип може бути використаний і для побудови на ОП чекаючого МВ (рис. 2.11, б). У чекаючому режимі $u_{вих} = U_{вих\max}^-$ діод VD1 відкритий і шунтує конденсатор С. Напруга на неінвертованому вході визначається дільником на резисторах $R1, R2$:

$$U_{зм1} = \frac{U_{вых\max}^-}{R1 + R2} R1 = U_{вых\max}^- \gamma$$

При подачі на вхід позитивного імпульсу вихідна напруга ОП інвертується, приймаючи значення $U_{вих\max}^+$ діод VD1 закривається і починається заряд конденсатора С через резистор R до напруги $U_{вих\max}^+$. Це продовжується доти, поки напруга на ньому не досягне напруги на неінвертованому вході рівна

$$U_{зм2} = \gamma U_{вих\max}^+$$

Після цього схема повертається у вихідний стан, обумовлений перезарядом конденсатора від напруги $U_{зм2}$ до 0.

Тривалість вихідного імпульсу визначається рівнянням (2.35), а час

відновлення

$$t_{\text{від}} \approx R_3 \cdot C \cdot \ln\left(1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) \quad (2.36)$$

Блокінг-генератори, У цьому типі генераторів прямокутних імпульсів ПЗЗ здійснюється за допомогою імпульсного трансформатора, що зв'язує вихідну і вхідну ланцюги транзистора. Основна схема блокінг-генератора (БГ) в автоколивальному режимі представлена на (рис. 2.12). Параметри імпульсів, генеруємих цією схемою, визначаються наступними співвідношеннями.

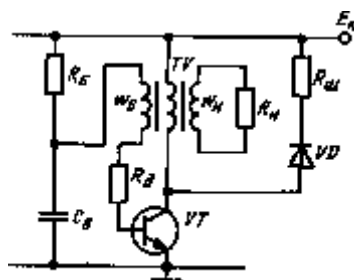


Рис.2.11

Тривалість фронтів вихідного імпульсу $t_{\phi} \approx 2.3 \cdot n_{\phi} \left[\tau_{\alpha} \left(1 + \frac{R'_{\text{ex}}}{R'_H}\right) + R'_{\text{ex}} \cdot C \right] \quad (2.37.)$

де $n_B = \omega_B / \omega_K$ коефіцієнт трансформації; ω_B , ω_K — число витків базової і колекторної обмоток; $R'_H = R_H / n^2$, $R'_{\text{ex}} = R_{\text{ex}} / n^2$ — опір навантаження і вхідний опір транзистора, приведені до колекторного ланцюга; C_K — ємність колекторного переходу.

Тривалість вершини залежить від співвідношення між постійними часу τ_{β} транзистора і вхідного ланцюга $\tau_{\text{вх}} = (R_{\text{вх}} + R_d) \cdot C_{\delta}$, $R_{\text{вх.н}}$ — вхідний опір транзистора в режимі насичення. Якщо $\tau_{\text{вх}} \gg \tau_{\beta}$, то

$$t_i = \frac{L_{\mu} \left(\frac{n_B \cdot \beta}{R_{\text{ex}}} - \frac{1}{R'_H} \right)}{\frac{L_{\mu} n_B \cdot \beta}{C_B R_{\text{ex}}^2} + 1} \quad (2.38.)$$

Якщо $\tau_{\text{ex}} \ll \tau_{\beta}$, то

$$t_i \approx \frac{1 - \frac{\tau_{\beta}}{n_B \cdot \beta \cdot C_B \cdot R'_H}}{\frac{1}{\tau_{\beta}} + \frac{\tau_{\beta}}{n_B \cdot L \cdot L_{\mu} \cdot C_B}} \quad (2.39.)$$

де L_{μ} — індуктивність намагнічування.

Тривалість паузи

$$t_{\text{п}} = C \cdot R \cdot \ln\left(1 + \frac{U_{\text{CBmax}}}{E_K + I_{K0} R}\right) \quad (2.40),$$

де U_{CBmax} — максимальна напруга на конденсаторі на початку паузи.

Генератори пилкоподібної напруги (ГПН). Цей тип генераторів складає

особливий клас імпульсних генераторів, у яких підсилювальні елементи для стабілізації струму заряду конденсатора, що забезпечує лінійність наростання напруги на конденсаторі часозадаючого ланцюга, працюють в активному (підсилювальному) режимі, а стан чи відсічення насичення характерно для стадії відновлення напруги вихідного стану конденсатора.

Схема ГПН із параметричним струмостабілізуючим елементом на транзисторі VT2 приведена на рис. 2.13). Транзистор VT1 призначений для відновлення напруги на конденсаторі.

Коефіцієнт нелінійності схеми

$$\varepsilon = \frac{U_{max} R_e}{U_{B2}} \left(\frac{1}{R_{вихB2}} + \frac{1}{R_n} \right) \quad (2.41)$$

де $U_{max} \approx U_{B2} t_w / (R_e C)$ — амплітуда вихідної напруги; $R_{вихB2} \approx 1/h_{22B}$ — вихідний опір транзистора VT2, включеного за схемою з загальною базою.

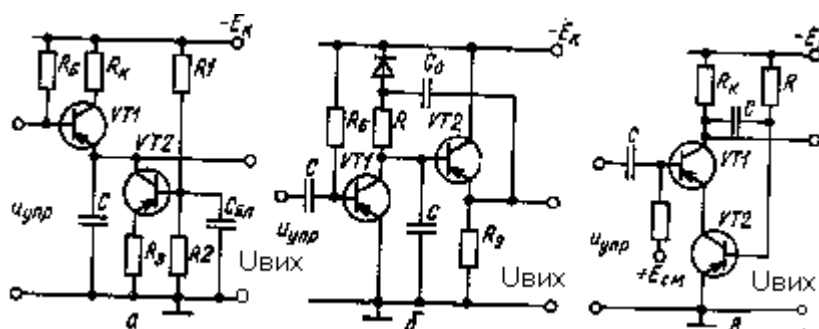


Рис. 2.13

Тривалість вихідного імпульсу t_p , визначається тривалістю вхідного, а час відновлення $t_{від} = 3CR_{к1}$.

Схема ГПН із ПЗЗ представлена на (рис. 2.13, б). Коефіцієнт нелінійності в ній дорівнює

$$\varepsilon \approx \frac{U_{max}}{E_k} \left[(1 - k_U) + \frac{C}{C_0} + \frac{R}{R_{ex}} \right] \quad (2.42)$$

де $k_U = \frac{\beta \cdot R_e}{h_{11} + \beta R_e}$ — коефіцієнт підсилення емітерного повторювача $R_{ex} \approx R_e \beta$

вхідний опір емітерного повторювача

Час відновлення вихідного стану

$$t_{відн} \approx \frac{U_{max} C R_B}{\beta E_k} + 3C_0 R_0 \quad (2.43)$$

Схема ГПН з ВЗЗ представлена на (рис. 2.13, в), де транзистор VT2 — струмостабілізуючий, а VT1 — ключовий.

Коефіцієнт нелінійності цієї схеми

$$\varepsilon \approx \frac{U_{max} \cdot R}{E_k \cdot \beta E_k} \quad (2.44),$$

а час відновлення $t_{від} = 3CR_{к1}$.

Великий ефект для підвищення якості роботи ГПН дає застосування ОП (рис. 2.14). Найбільш проста схема ГПН з ВЗЗ. (2.14, а)

її коефіцієнт нелінійності

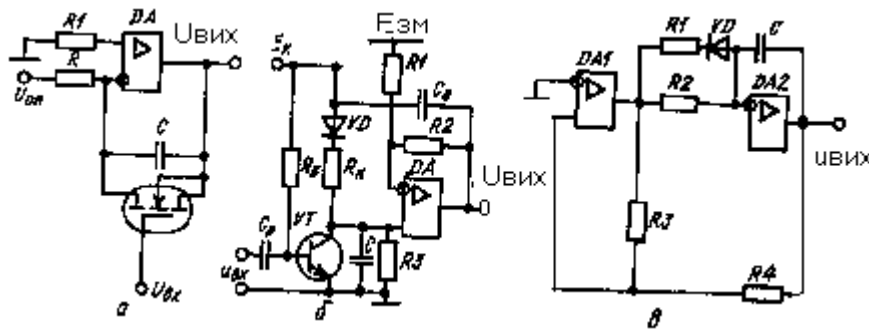


Рис.2.14

$$\varepsilon \approx \frac{t_{iex}}{K_{OP} RC} \quad (2.45)$$

а максимальна амплітуда вихідної напруги

$$U_{max} = -\frac{U_{вихmax}}{RC} \cdot t_{iex} \quad (2.46)$$

У схемі (рис. 2.14, б) ОП заміняє емітерний повторювач у схемі (2.13, б). Задаючи коефіцієнт підсилення $K_{оп}$ за допомогою резисторів $R1$ і $R2$, можна одержати коефіцієнт нелінійності, близький до нуля, якщо дотримуватися співвідношення

$$\frac{R2}{R1} = \frac{C}{C0} + \frac{R}{R_{exOP}} \quad (2.47)$$

Максимальна і мінімальна амплітуди вихідної напруги

$$U_{max} = \frac{E_{\kappa}}{R_{\kappa} C} t_{iex} \quad (2.48)$$

$$U_{min} = -(E_{зм}/R2)R1 \quad (2.49)$$

Час відновлення пилкоподібної напруги

$$t_{відн} \approx \frac{t_i}{R_{\kappa} \beta / R_6 - 1} \quad (2.50)$$

Схема автоколивального ГПН з ВЗЗ приведена на (рис. 2.14, в). У ній ОП $DA1$ працює як компаратор, а ОП $DA2$ — як струмостабілізуючий елемент, подібний до схеми (рис. 2.14, а).

Максимальна амплітуда вихідного сигналу в цій схемі

$$U_{max} = \frac{2U_{вихmax}}{R_3} R_4 \quad (2.51),$$

тривалість робочого ходу

$$t_p = 2 \cdot R_2 \cdot C \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad (2.52),$$

тривалість відновлення
$$t_{відн} = 2 \cdot \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \cdot C \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad (2.53).$$

ЗАДАЧІ І ВПРАВИ

2.1. Що таке генератор електричних коливань? Привести класифікацію електронних генераторів.

2.2. Чи є наявність нелінійності обов'язковою властивістю автоколивальної системи, здатної генерувати стійкі по амплітуді коливання ?

2.3. Перелічіть способи збудження електронних генераторів, приведіть залежність частоти коливань від параметрів коливального контуру, умови резонансу струмів і резонансу напруг.

2.4. Накреслити найпростіші принципові схеми транзисторних автогенераторів гармонійних коливань із трансформаторним зворотнім зв'язком, з індуктивною трьохточкою, з ємнісною трьохточкою. Пояснити умови самозбудження, записати формули, що визначають частоту електричних коливань.

2.5. Привести схеми RC-автогенераторів з поворотом фази і пояснити принцип дії, а також формули для розрахунку частоти генеруємих коливань і умови самозбудження генераторів.

2.6. Привести схеми RC-автогенераторів без повороту фази і пояснити принцип дії, а також формули для розрахунку частоти генеруємих коливань і умови самозбудження генераторів.

2.7. Привести схему генераторів із трансформаторним зворотнім зв'язком, вказати умови його самозбудження і визначити частоту генеруємих коливань, якщо коливальний контур містить елементи: $C = 2500$ пф, $L = 1,0$ Гн.

2.8. Визначити струм у паралельному коливальному LC-контурі і його добротність, якщо струм у нерозгалуженому ланцюзі $I_p = 10$ мА, еквівалентний опір LC-контуру при резонансі $R_k = 10$ кОм, а його активний опір $R_1 = 4$ Ом.

2.9. Визначити еквівалентний резонансний опір, ємність конденсатора паралельного коливального LC-контуру, частоту коливань при резонансі f_r довжину хвилі λ електричних коливань, якщо індуктивність контуру $L = 0,2$ Гн, активний опір $R = 10$ Ом; добротність контуру $Q = 50$.

2.10. Визначити частоту генерації LC-автогенератора, побудованого за схемою (рис. 2.1, в), при відсутності навантаження, а також максимальне навантаження, при якій частота зміниться не більше ніж на 5 %. Параметри елементів схеми: $R_1 = 10$ кОм; $R_2 = 2,7$ кОм; $R_k = 5$ кОм; $C_1 = 1000$ пф; $C_2 = 100$ пф; $L = 200$ мкГн; $X_{ce} = 0$. Транзистор має наступні параметри: $h_{21e} = 40$; $h_{11e} = 1300$ Ом; $h_{22e} = 125$ мкСм; $h_{21e} \approx 0$.

2.11. Визначити індуктивність контуру LC-автогенератора, побудованого за схемою (рис. 2.1, д), якщо $f_r = 500$ кГц, а ємності конденсаторів $C_1 = C_2 = C = 500$ пф.

2.12. Розрахувати елементи схеми RC-автогенератора на біполярних транзисторах з фазообертаючим ланцюгом з наступними даними:

а) вихідна частота $f_r = 1$ кГц; опір навантаження $R_n = 3$ кОм; вихідна напруга $U_{вих} = 4$ В; напруга джерела живлення $E_k = 12$ В;

б) $f_r = 10$ кГц; $U_{вих} = 3$ В; $R_n = 10$ кОм; $E_k = 10$ В;

в) $f_r = 50$ кГц; $U_{вих} = 5$ В; $R_n = 20$ кОм; $E_k = 12$ В.

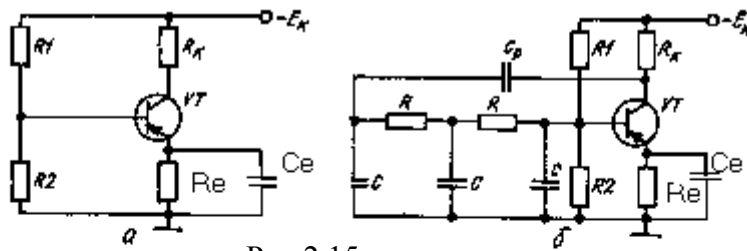


Рис.2.15

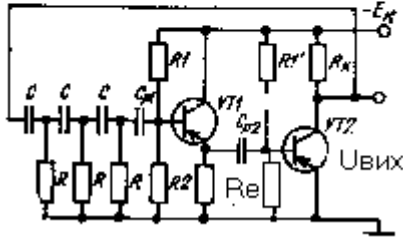


Рис.2.16

2.13. Розрахувати елементи фазоздвигаючого ланцюжка, щоб перевести однокаскадний підсилювач (рис. 2.15, а) у генераторний режим з частотою коливань $f_T = 12$ кГц. Параметри транзистора $h_{21e} = 50$; $h_{11e} = 1$ кОм; $h_{22e} = 100$ мкСм; $h_{12} \approx 0$. Опори резисторів підсилювача $R_K = 5$ кОм; $R_1 = 20$ кОм; $R_2 = 5$ кОм.

2.14. Розрахувати транзисторний RC-автогенератор з фазуючим ланцюжком R-паралель (рис. 2.16), якщо частота генерируємих коливань $f_T = 3000$ Гц. Напруга джерела живлення $E_K = 12$ В.

2.15. Розрахувати RC-автогенератор з мостом Віна (рис. 2.7, а) з робочою частотою $f_T = 1$ кГц і опором навантаження $R_H = 2$ кОм.

2.16. Розрахувати RC-автогенератор з мостом Віна на біполярних транзисторах $f_T = 10$ кГц, $U_{вих} = 5$ В, $R_H = 2,5$ кОм, $E_K = 12$ В.

2.17. Розрахувати RC-автогенератор з мостом Віна на операційному підсилювачі $f_T = 25$ кГц, $U_{вих} = 3$ В; $R_H = 0,1$ мОм.

2.18. Розрахувати RC-автогенератор з частотно-залежним негативним зворотнім зв'язком $f_T = 50$ кГц, $U_{вих} = 4$ В, $R_H = 5$ кОм, $C_H = 15$ пф, $E_K = 10$ В.

2.19. Як зміниться частота генеруємих коливань, якщо ОП типу 140УД1 (схема рис. 2.7, а) ($K_P = 35 \cdot 10^3$, $R_{вх} \geq 0,3$ мОм, $R_{вих} < 100$ Ом) замінити на ОП типу 140УД6 ($K_P = 70 \cdot 10^3$, $R_{вх} = 2$ мОм, $R_{вих} \leq 150$ Ом)?

2.20. За яких умов проводиться вибір опорів резисторів R_1 і R_2 (рис. 2.7, а)?

2.21. Вибрати елементи RC- автогенератора з мостом Віна на біполярних транзисторах (рис. 2.6, а), якщо частота генерації змінюється від $f_{T \min}$ до $f_{T \max}$.

2.22. Автоколивальний мультивібратор (рис. 2.8, а) працює з частотою $f = 10^3$ Гц і шпаруватістю $Q = 2$. Що треба зробити, щоб при збільшенні $\tau_1 = R_1 C_1$ у 1,5 рази частота роботи не змінилася? Визначте тривалості імпульсів t_{11} і t_{12} шпаруватість Q на обох виходах мультивібратора: а) до і б) після збільшення τ_1 .

2.23. Тривалість періоду імпульсів на виході автоколивального мультивібратора (рис. 2.8, а) $T_1 = 1$ мс, $Q = 2$. Визначити частоту і шпаруватість імпульсів на виході $U_{вих1}$ якщо постійну часу $\tau_2 = R_2 C_2$ збільшити в 3 рази.

2.24. Визначити постійні часу $\tau_1 = R_1 C_1$ і $\tau_2 = R_2 C_2$ часозадаючих ланцюгів мультивібратора (рис. 2.8, а), якщо скважність імпульсів на виході $U_{вих1}$ $Q = 5$, тривалість періоду автоколивань $T = 0,2$ мс.

2.25. Визначити, як зміниться частота роботи мультивібратора (рис. 2.8, а), якщо загальну точку резисторів R_1 і R_2 підключити до джерела напруги $-E_0 = -$

$E_k/2$, $R_1 = R_2 = R = 10 \text{ кОм}$, $C_1 = C_2 = C = 0,1 \text{ мкФ}$; $E_k = -12 \text{ В}$, $\beta_{\min} = 50$. Знайдіть мінімальне значення E_0 , при якому мультивібратор зберігає працездатність.

2.26. Визначити максимальну шпаруватість вихідних імпульсів у схемі мультивібратора (рис. 2.8, а) з діодною фіксацією колекторних потенціалів при $E_{\phi} = -4 \text{ В}$, $E_k = -12 \text{ В}$, тип транзистора ГТ321Б ($\beta_{\min} = 40$), $R_1 = R_2$, $R_{K1} = R_{K2}$.

2.27. Автоколивальний мультивібратор за схемою (рис. 2.8, а) на $n-p-n$ транзисторах має параметри $E_k = 15 \text{ В}$, $R_{K1} = R_{K2} = 2 \text{ кОм}$, $R_1 = R_2 = 20 \text{ кОм}$, $C_1 = 5100 \text{ пФ}$, $C_2 = 0,01 \text{ мкФ}$, гранична частота транзисторів $f_a = 1 \text{ МГц}$, $\beta_{\min} = 30$, $I_{K01} = I_{K02} = 10 \text{ мкА}$, $U_{БН} = 0,8 \text{ В}$, $U_{пор} = 0,6 \text{ В}$. Визначити період коливаний T , тривалість імпульсу на колекторі VT_2 , тривалість фронтів $t_{\phi+}$

і $t_{\phi-}$ імпульсів, що знімаються: а) з колектора VT_1 ; б) з колектора VT_2 .

2.28. Автоколивальний мультивібратор (рис. 2.8, а) має параметри $R_{K1} = R_{K2} = 1 \text{ кОм}$, $C_1 = C_2 = 1000 \text{ пФ}$, $\beta_{\min} = 30$. Визначити опір резисторів R_1 і R_2 для одержання симетричних коливаний з частотою 50 кГц .

2.29. Визначити, як зміниться тривалість імпульсу t_{i2} на колекторі VT_2 у схемі (рис. 2.8, а), якщо:

а) збільшити C_1 ; б) збільшити C_2 в) зменшити R_1 ; г) зменшити R_2 .

2.30. Визначити, як зміниться тривалість переднього фронту вихідного імпульсу на виході $U_{ВХ2}$ у схемі (рис. 2.8, а), якщо: а) збільшити C_2 ; б) збільшити R_{K2} ; в) зменшити R_1 ; г) збільшити R_2 ;

д) збільшити R_{K1} .

2.31. Визначити, як зміниться тривалість імпульсу на виході чекаючого мультивібратора (рис. 2.8, б), якщо: а) зменшити R_{K1} ; б) збільшити R_{K2} ; в) зменшити R ; г) збільшити C ; д) зменшити E_k ;

е) збільшити $E_{см}$; ж) зменшити R_2 ; з) збільшити R_1 ; і) зменшити температуру навколишнього середовища; й) зменшити опір навантаження?

2.32. У схемі чекаючого мультивібратора (рис. 2.8, б) задані наступні параметри: $R = 20 \text{ кОм}$,

$R_1 = 10 \text{ кОм}$, $R_2 = 5 \text{ кОм}$, $E_k = -20 \text{ В}$, $E_{см} = 5 \text{ В}$, $R_{K1} = R_{K2} = 2 \text{ кОм}$, $\beta_{\min} = 50$, $I_{K0} \approx 0$. Який мінімальний опір по струму $R_{н. \min. i}$ (паралельно R_{K2}) і по напрузі $R_{н. \min. u}$ (паралельно транзисторові VT_2) може бути включений в схему?

2.33. Чекаючий мультивібратор (рис. 2.8, б) має параметри $E_k = -15 \text{ В}$, $E_{см} = 0$, $R_{K1} = R_{K2} = 1 \text{ кОм}$, $R_1 = 15 \text{ кОм}$, $R_2 = \infty$, $R = 20 \text{ кОм}$, $C = 0,01 \text{ мкФ}$, $C_1 = 2200 \text{ пФ}$, $U_{пор} = -0,6 \text{ В}$, $I_{K0} = 10 \text{ мкА}$, $U_{БН} = 0,8 \text{ В}$, $U_{кн} = 0,2 \text{ В}$, $\beta_{\min} = 30$, $f_a = 2 \text{ МГц}$. Перевірте виконання умов насичення і закритого стану транзисторів у чекаючому режимі, і визначите частоту і тривалість вихідних імпульсів, якщо на вхід схеми надходять позитивні запускаючі імпульси з частотою $f = 2 \text{ кГц}$.

2.34. Визначити максимальну частоту запускаючих імпульсів чекаючого мультивібратора (рис. 2.8, б) з параметрами, заданими в задачі 2.33.

2.35. Схема чекаючого мультивібратора (рис. 2.8, б) має наступні параметри:

$R_{K1} = R_{K2} = 2,5 \text{ кОм}$, $R = 30 \text{ кОм}$, $C = 0,01 \text{ мкФ}$, $C_1 = 340 \text{ пФ}$, $R_1 = 10 \text{ кОм}$,

$R_2 = 5 \text{ кОм}$. Визначити максимальну частоту і тривалість вихідних імпульсів, якщо $I_{K0} \approx 0$.

2.36. Чекаючий мультивібратор, (рис. 2.8, б) запускається одиничним імпульсом. Як зміниться тривалість вихідного імпульсу, якщо збільшити: а) ємність C ; б) опір R ; в) опір R_{K2} ; г) опір R_n на виході; д) температуру навколишнього середовища?

2.37. Визначити тривалість стадії відновлення твд у схемі (рис. 2.8, а) якщо R

$\kappa_1 = 2 \text{ кОм}$, $R_e = 200 \text{ Ом}$, $C = 1500 \text{ пФ}$, $R_1 \gg R_e$, $R_{\kappa 2} \gg R_e$.

2.38. Як зміниться максимальна амплітуда вихідної напруги в схемі (рис. 2.8, б), якщо збільшити: а) опір R_1 ; б) ємність C ; в) опір R_e ; г) опір R_n .

2.39. Визначити період коливань і тривалість імпульсів на виходах

мультивібратора (рис. 2.9, а), якщо $C_1 = C_2 = 0,01 \text{ мкФ}$, $R_1 = R_2 = 1,5 \text{ кОм}$, $U^1_{\text{вих}} = 4 \text{ В}$, $U_{\text{пор}} = 1,5 \text{ В}$, $R^1_{\text{вих}} = 50 \text{ Ом}$.

2.40. Як зміниться період коливань і тривалість імпульсів у задачі 2.39, якщо:

а) збільшити C_2 у два рази; б) збільшити C_1 у два рази; в) зменшити R_1 до 500 Ом ; г) збільшити R_2 до $2,5 \text{ кОм}$?

2.41. Поясніть, чому в схемі (рис. 2.9, а) можлива відсутність коливань при наявності напруги живлення?

2.42. Визначити максимальне значення опору резисторів R_1 і R_2 , при якому мультивібратор (рис. 2.9, а) втрачає працездатність. Елементи $DD1$ і $DD2$ виконанні у виді ТТЛ і мають параметри:

$U_{\text{пор}} = 1,4 \text{ В}$, $E_{\kappa} = 5 \text{ В}$, $U_{\text{вих}} = 0,7 \text{ В}$, $R_{\kappa} = 4 \text{ кОм}$, де R_{κ} — резистор у базовому ланцюзі вхідного багатоемітерного транзистора ТТЛ елемента.

2.43. Визначити параметри C_1 і C_2 часозадаючих ланцюгів мультивібратора (рис. 2.9, а), виконаного на мікросхемах серії 155 для одержання на виході імпульсів з частотою $f = 5 \text{ кГц}$, шпаруватістю $Q = 2$, якщо параметри логіки: $U^1_{\text{вих}} = 2,4 \text{ В}$, $U^0_{\text{вих}} = -0,4 \text{ В}$, $R^1_{\text{вих}} \approx 0,2 \text{ кОм}$, $R_1 = R_2 = 1,5 \text{ кОм}$.

2.44. Як відіб'ється на працездатності схеми (рис. 2.9, а) заміна елементів І-НІ на елементи ЧИ-НІ?

2.45. Як відіб'ється на працездатності схеми (рис. 2.9, б)

заміна елементів І-НІ на елементи ЧИ-НІ?

2.46. Укажіть, у якому вихідному стані знаходяться логічні елементи схеми чекаючого МВ (рис. 2.10, а) і яка напруга на конденсаторі C ?

2.47. Поясніть, чому по закінченню запускаючого імпульсу схема (рис. 2.10, а) повертається у вихідний стан не відразу, а після закінчення визначеного часу. Від чого залежить цей час?

2.48. Визначити тривалість і період коливань на виході елемента $DD2$ що чекає МВ на мікросхемах серії К155 (рис. 2.10, а), якщо період запускаючих імпульсів $T_{\text{зап}} = 150 \text{ мкс}$, $t_{\text{і зап}} = 2,5 \text{ мкс}$, $U^1_{\text{вих}} = 4,5 \text{ В}$, $U_{\text{пор}} = 1,5$, $R^1_{\text{вих}} = 80 \text{ Ом}$, $R = 1,5 \text{ кОм}$, $C = 0,01 \text{ мкФ}$.

2.49. Як зміняться в задачі 2.48 період коливань і тривалість запускаючих імпульсів, якщо: а) збільшити C в 5 разів; б) зменшити R в 2 рази; в) збільшити частоту вхідних імпульсів у 10 разів; г) використовувати мікросхеми з $U^1_{\text{вих}} = 9 \text{ В}$, $U_{\text{пор}} = 2,5$.

2.50. На виході чекаючого МВ (рис. 2.10, б), виконаного на ТТЛ-інверторах з параметрами $U^1_{\text{вих}} = 4,5 \text{ В}$, $U_{\text{пор}} = 1,5 \text{ В}$, $R^1_{\text{вих}} = 50 \text{ Ом}$, $R^0_{\text{вих}} = 10 \text{ Ом}$, $U^0_{\text{вих}} = 0,2 \text{ В}$, діє позитивний імпульс тривалістю $t_{\text{зап}} = 1,5 \text{ мкс}$ і амплітудою $u_{\text{вх}} = 4,5 \text{ В}$. Визначити тривалість формованого на виході імпульсу при $R = 1 \text{ кОм}$, $C = 0,01 \text{ мкФ}$.

2.51. Визначити ємність конденсатора C в схемі чекаючого МВ (рис. 2.10, б), виконаного на ТТЛ-інверторах з параметрами, заданими в задачі 2.50, для формування імпульсу тривалістю $t_i = 25 \text{ мкс}$ при $R = 0,5 \text{ кОм}$.

2.52. Визначити мінімальний час відновлення схеми (рис. 2.10, б), якщо використовуються ТТЛ-інвертори з параметрами, заданими в задачі 2.50, $R = 0,5 \text{ кОм}$, $C = 0,1 \text{ мкФ}$, $R_1 = 50 \text{ Ом}$, прямий опір діода 10 Ом .

2.53. Визначити період коливань і тривалість імпульсу в схемі (рис. 2.11, а), якщо:

$C = 0,02 \text{ мкФ}$, $R_3 = 43 \text{ кОм}$, $R_2 = 82 \text{ кОм}$, $R_1 = 51 \text{ кОм}$, $U_{\text{вих}}^+_{\text{мах}} = U_{\text{вих}}^-_{\text{мах}}$, $E = 0$,

$R_4 = \infty$, діоди $VD1$ і $VD2$ відсутні.

2.54. Визначити тривалість негативних t_{i1} і позитивних t_{i2} імпульсів на виході автоколивального МВ (рис. 2.11, а), шпаруватість негативних імпульсів і частоту, якщо націпні елементи схеми $R_3 = R_1 = 10 \text{ кОм}$, $R_2 = 10 \text{ кОм}$, $C = 27 \text{ нФ}$, $R_4 = \infty$, діоди $VD1$, $VD2$ відсутні, $E_{зм} = 5 \text{ В}$, тип операційного підсилювача К140УД7, його вихідна напруга $U_{вих.мах} = \pm 10,5 \text{ В}$.

2.55. Визначити тривалість негативних імпульсів, їхню шпаруватість і частоту для автоколивального мультивібратора (рис. 2.11, а), виконаного на ОП К140УД7, що має $U_{вих.мах} = \pm 10,5 \text{ В}$, з націпними елементами з параметрами $R_3 = R_1 = R_2 = 10 \text{ кОм}$, $C = 27 \text{ нФ}$, $R_4 = \infty$, діоди $VD1$ і $VD2$ відсутні, $E_{зм} = 0$.

2.56. Як зміняться частота, тривалість негативних t_{i1} і позитивних t_{i2} імпульсів і шпаруватість коливань мультивібратора по задачі 2.53, якщо резистор R_3 зашунтувати ланцюгом, що складається з послідовного з'єднання діода $VD1$ і резистора $R_4 = R_3$?

2.57. Визначити тривалість позитивних імпульсів, їх шпаруватість і частоту для автоколивального мультивібратора (рис. 2.11, а), виконаного на ОП К140УД7, що має $U_{вих.мах} = \pm 10,5 \text{ В}$, з націпними елементами $C = 0,01 \text{ мкФ}$, $R_3 = 30 \text{ кОм}$, $R_4 = 62 \text{ кОм}$, $R_2 = 68 \text{ кОм}$, $R_1 = 33 \text{ кОм}$, $E_{зм} = 0$. Діоди $VD3$ і $VD4$ вважати ідеальними.

2.58. Визначити, як зміняться тривалість позитивних імпульсів, їхня шпаруватість і частота в схемі (рис. 2.11, а), розрахованої в задачі 2.57, якщо закоротити діоди: а) $VD1$, б) $VD2$.

2.59. Визначити тривалість вихідного імпульсу, час відновлення і період коливань для схеми чекаючого МВ (рис. 2.11,2), виконаного на ОП К140УД7, якщо $U_{вих}^+_{мах} = U_{вих}^-_{мах}$, $C = 0,01 \text{ мкФ}$, $R_3 = 30 \text{ кОм}$, $R_2 = R_1 = 51 \text{ кОм}$, $R_4 = \infty$, період запускаючих імпульсів $T_{зап} = 500 \text{ мкс}$.

2.60. Як позначиться на роботі схеми чекаючого мультивібратора (рис. 2.11, б) обрив ланцюга діода $VD1$?

2.61. Які зміни необхідно зробити в схемі (рис. 2.11, б) для того, щоб одержати на виході імпульси негативної полярності?

2.62. Який вплив на роботу схеми (рис. 2.11, б) робить додатковий ланцюг $R4$, $VD2$, підключений паралельно опору $R3$?

2.63. Чекаючий мультивібратор (рис. 2.11, б) призначений для одержання імпульсів тривалістю $t_i = 10 \text{ мкс}$ і виконаний на ОП К544УД2 з вихідною напругою $U_{вих.мах} = \pm 10 \text{ В}$. Начіпні параметри схеми $R_1 = R_3 = 10 \text{ кОм}$, $R_2 = 100 \text{ кОм}$, $R_4 = \infty$,

$C = 11 \text{ нФ}$. Визначити максимальну частоту запускаючих імпульсів $f_{мах}$ при якій схема зберігає працездатність.

2.64. Які зміни необхідно зробити в схемі чекаючого МВ по задачі 2.71 для того, щоб одержати можливість підвищити частоту запускаючих імпульсів до $f_{мах} = 100 \text{ Гц}$?

2.65. Як зміниться тривалість вихідного імпульсу блокінг-генератора (рис. 2.12), якщо: а) збільшити C_B ; б) збільшити R_B ; в) збільшити R_D ; д) зменшити R_H ?

2.66. Як зміниться частота вихідних імпульсів блокінг-генератора (рис. 2.12), якщо: а) зменшити C_B , б) зменшити R_B , в) зменшити число витків обмотки ω_B , г) збільшити R_D ?

2.67. Блокінг-генератор (рис. 2.12) має наступні параметри: $E_K = 10 \text{ В}$, $R_H = 500 \text{ Ом}$, $R_B = 40 \text{ кОм}$, $R_D = 400 \text{ Ом}$, $R_{BX} = 100 \text{ Ом}$, $n_H = n_B = 1$, індуктивність колекторної обмотки $L_\mu = 1 \text{ мГн}$, $C_B = 0,022 \text{ мкФ}$, транзистор має $\tau_B = 3 \text{ мкс}$, $C_K = 30 \text{ пФ}$, $\beta = 40$, $I_{K0} = 10 \text{ мкА}$. Визначити тривалість імпульсу t_i і період коливань T .

2.68. Як зміняться в задачі 2.67 тривалість вихідного імпульсу t_i і період

коливань T , якщо: а) зменшити R_H до 100 Ом; б) збільшити C_B до 0,044 мкФ; в) зменшити R_B до 20 кОм?

2.69. У трансформаторі блокінг-генератора (рис. 2.12) з'явилися короткозамкнуті витки. Як це позначиться на роботі блокінг-генератора?

2.70. Яку роль у схемі блокінг-генератора (рис. 2.12) грає опір R_D і з яких розуміннь визначається його опір?

2.71. Як позначиться на роботі блокінг-генератора (рис. 2.12) інверсне включення транзистора VT , тобто якщо колектор і емітер поміняти місцями?

2.72. Поясніть призначення транзисторів $VT1$ і $VT2$ у схемі ГПН (рис. 2.13, а).

2.73. Як зміниться максимальна амплітуда вихідної напруги в схемі ГПН (рис. 2.13, а), якщо:

а) збільшити C ; б) зменшити тривалість вхідного імпульсу $t_{i\text{ вх}}$; в) збільшити R_e ; г) зменшити R_B ?

2.74. Як зміниться коефіцієнт нелінійності в схемі ГПН (рис. 2.13, а), якщо: а) зменшити C ; б) збільшити $t_{i\text{ вх}}$; в) збільшити R_e ; г) збільшити напругу на резисторі R_2 ?

2.75. Визначити амплітуду U_{max} , коефіцієнт нелінійності ε і час відновлення $t_{від}$ у ГПН (рис. 2.13, а) з параметрами $E_K = 30$ В, $R_K = 1$ кОм, $R_B = 10$ кОм, $R_e = 4,7$ кОм, $R_1 = 16$ кОм, $R_2 = 6,2$ кОм, $C = 0,033$ мкФ, тривалість вхідних імпульсів $t_{вх} = 200$ мкс, їхня частота $f_{вх} = 1$ кГц, $\beta = 30$, $R_H = \infty$, $h_{22Б} = 2$ мкСм.

2.76. Поясніть призначення конденсатора C_0 в схемі ГПН (рис. 2.13, б). Як впливає значення ємності цього конденсатора на коефіцієнт нелінійності і тривалість часу відновлення? Яким повинне бути співвідношення між ємностями конденсаторів C і C_0 ?

2.77. Поясніть призначення діода VD у ГПН (рис. 2.13, б) і назвіть вимоги, що ставляться до цього діода.

2.78. Визначити максимальну амплітуду U_{max} , тривалість імпульсу t_i , час відновлення $t_{від}$, коефіцієнт нелінійності і коефіцієнт використання напруги в схемі ЦПК (рис. 2.13, б, виконаному на транзисторах МП41 з $\beta_{min} = 30$, якщо $R_B = 30$ кОм, $R_K = 3$ кОм, $R_e = 4$ кОм, $R_H = 10$ кОм, $C = 0,05$ мкФ, $C_0 = 15$ мкФ, $E_K = -10$ В, $E_e = 1,5$ В.

2.79. Як зміниться коефіцієнт нелінійності в схемі ГПН (рис. 2.13, б), якщо: а) збільшити C_0 ;

б) збільшити R_e , в) збільшити $t_{i\text{ вх}}$; г) застосувати транзистор з великим коефіцієнтом β ?

2.80. Поясніть, на якому принципі заснована лінеаризація напруги на конденсаторі C в схемі ГПН (рис. 2.13, в) і яким чином забезпечується постійність перезарядного струму цього конденсатора.

2.81. Як зміниться коефіцієнт нелінійності в схемі ГПН (рис. 2.13, в), якщо:

а) збільшити $f_{i\text{ вх}}$; б) збільшити R_{K1} ; в) зменшити C ; г) застосувати транзистор з великим β ?

2.82. Визначити амплітуду, коефіцієнт нелінійності і час відновлення вихідної напруги ГПН (рис. 2.13, в) з параметрами $E_K = 20$ В, $R = 20$ кОм, $C = 0,022$ мкФ, $t_{i\text{ вх}} = 100$ мкс, $R_{K1} = 2$ кОм, транзистори МП41 з $\beta_{min} = 30$, $h_{22Б} = 2$ мкСм.

2.83. Визначити, на скільки відсотків може відрізнятись від розрахункової швидкість наростання напруги в ГПН (рис. 2.14, а), якщо ємність конденсатора C і опір резистора R мають 10 %-ні відхилення.

2.84. Чи буде істотно змінюватися в ГПН (рис. 2.14, а) при зміні коефіцієнта підсилення ОП:

а) швидкість наростання напруги; б) коефіцієнт нелінійності; в) амплітуда вихідної напруги?

2.85. Який знак повинен мати температурний коефіцієнт ємності часозадаючого конденсатора C в ГПН на ОП (рис. 2.14, а), щоб здійснювати компенсацію зміни швидкості наростання напруги, викликаного температурною нестабільністю опору резистора R негативного знака?

2.86. Визначити максимальну амплітуду і коефіцієнт нелінійності вихідної напруги для ГПН (рис. 2.14, а), якщо ОП має параметри $U_{\text{вих.мах}} = \pm 10 \text{ В}$, $K = 10^3$, $R = 20 \text{ кОм}$, $C = 0,01 \text{ мкФ}$, $t_{\text{вх}} = 100 \text{ мкс}$.

2.87. Визначити мінімальний коефіцієнт нелінійності ГПН на ОП (рис. 2.14, б), якщо: $K_E = 0,5$, $C/C_0 = R_2/R_1 = 0,2$, розкид параметрів δ_R резисторів і δ_C конденсаторів складає 10%. Вхідний опір ОП $R_{\text{вх}}$, вихідне $R_{\text{вих}} \approx 0$.

2.88. Визначити мінімальний і максимальний рівні вихідної напруги ГПН на ОП (рис. 2.14, б), якщо постійна часу заряду конденсатора $t_i = 40 \text{ мкс}$, $E_{\text{зм}} = 2 \text{ В}$, $E_K = 15 \text{ В}$. Коефіцієнт підсилення ОП зі зворотним зв'язком $K_{\text{зз}} = 1,2$, тривалість вихідного імпульсу $\tau_i = 10 \text{ мкс}$.

2.89. Визначити тривалість t_p робочого ходу лінійно-падаючого імпульсу і час відновлення $t_{\text{відн}}$ схеми при максимальній його амплітуді 4 В автоколивального ГПН (рис. 2.14, б), виконаному на ОП К544УД1Б, у якого $U_{\text{вих.мах}} = \pm 10 \text{ В}$, $R_{\text{н.мін}} = 2 \text{ кОм}$, $R_1 = 5,3 \text{ кОм}$, $R_2 = 50 \text{ кОм}$, $C = 0,6 \text{ мкФ}$, $R_3 = 500 \text{ кОм}$, $R_4 = 100 \text{ кОм}$.

КОНТРОЛЬНІ ЗАВДАННЯ

Вибрати варіант завдання відповідно останньої цифри номеру по списку в групі.

Завдання 2.1. Дано LC-автогенератор гармонійних коливань, побудований на біполярному транзисторі за схемою, зазначеної в (табл. 2.1).

Виконати:

1. Побудову схеми генератора.
2. Вибрати напруга джерела живлення, розрахувати елементи зсуву.
3. Розрахувати елементи резонансного контуру й опору обмотки котушки індуктивності.
4. З умов самозбудження визначити величини елементів зворотнього зв'язку.
5. Визначити амплітуду стаціонарних коливань.

Таблиця 2.1

Номер варіанту	Тип схеми генератора	Частота f_r		$P_{\text{вих}} \text{ (Вт)}$
		а (кГц)	б (МГц)	
1	Індуктивна трьохточка	200	1	0,15
2	Ємнісна трьохточка	400	2	0,13
3	З трансформаторним ЗЗ	300	3	0,5
4	Індуктивна трьохточка	500	4	0,14
5	Ємнісна трьохточка	700	5	0,17
6	З трансформаторним ЗЗ	800	1	0,3
7	Індуктивна трьохточка	600	2	0,17
8	Ємнісна трьохточка	550	3	0,14
9	З трансформаторним ЗЗ	600	4	0,2
10	Індуктивна трьохточка	800	5	0,17

Завдання 2.2. Даний RC-автогенератор гармонійних коливань, побудований на операційному підсилювачі К140УД7 за схемою, вказаної в (табл. 2.2).

Використовуючи довідкові дані підсилювача K , $U_{вих}^+$, $U_{вих}^-$, $R_{вх}$, $R_{вих}$ і дані із табл. 2.2, необхідно:

1. Побудувати схему генератора.
2. Розрахувати елементи схеми генератора.

Таблиця 2.2

Номер варіанту	Тип генератора	Частота, Гц		U _{вих} (В)
		а (кГц)	б(кГц)	
1	3 фазоздвигаючою RC-ланкою	0,1	0,2	2
2	3 фазоздвигаючою CR-ланкою	0,4	0,6	4
3	3 мостом Вінна	0,8	1,0	6
4	3 подвійним Т-мостом	1,2	1,5	8
5	3 фазоздвигаючою RC-ланкою	2,0	2,5	3
6	3 фазоздвигаючою CR-ланкою	3,0	4,0	5
7	3 мостом Вінна	5,0	7,0	7
8	3 подвійним Т-мостом	8,0	10,0	4
9	3 фазоздвигаючою CR-ланкою	10	15	6
10	3 мостом Вінна	20	30	5

МЕТОДИКА ВИКОНАННЯ ЗАВДАННЯ

Розрахунок RC-автогенераторів на ОП з фазоповертаючими ланцюжками. Операційні підсилювачі дозволяють порівняно просто будувати RC-автогенератори з фазоздвигаючими ланками чи ланцюжками мостового типу.

1. При розрахунку RC-автогенераторів з фазоздвигаючими ланцюжками приймають: $R_1 = R_2 = R_3 = R$; $C_1 = C_2 = C_3 = C$ (рис. 2.4, а, б).
2. Для одержання високої стабільності частоти і зменшення впливу паразитних ємностей підсилювача і монтажу приймаємо $C > (200...300)$ пФ.
3. У залежності від виду фазоздвигаючої ланки опір резистора R :

$R = 1 / (2\pi f \sqrt{6} C)$ -для трьохланкового ланцюжка R-паралель;

$R = \sqrt{6} / (2\pi f C)$ -для трьохланкового ланцюжка C-паралель.

4. Коефіцієнт негативного зворотнього зв'язку визначають з умови самозбудження генератора

$$\beta \approx 1 / [(1,6..2) K_{\pi} U_{кр}],$$

де $K_{\pi} U_{кр} \geq 29$ для генератора з трьохланковим ланцюжком.

5. Загальний опір у ланцюзі негативного зворотнього зв'язку $R_{зз} = R(1-\beta)/\beta$

6. Приймаємо $R_4 = (0,1...0,3) R_{зз}$ і обчислюємо величину опору потенціометра R_5

$$R_5 = R_{зз} - R_4$$

За допомогою резисторів R_4 , R_5 регулюється коефіцієнт передачі ОП, що забезпечує стійке самозбудження з визначеною амплітудою і формою вихідного сигналу.

Розрахунок RC-автогенераторів з мостовими схемами.

Розрахунок, схеми (рис. 2.7, а).

1. Опір резистора R і ємність конденсатора C : $R_1 = R_2 = R$; $C_1 = C_2 = C$; $C > 500 \text{ нФ}$; $R = 0,159/(Cf_2)$. Якщо одержуємо $R > 50 \text{ кОм}$, то вибираємо нове значення ємності C і робимо розрахунок заново.
2. Максимальний опір потенціометра $R_4 = 0,45 R$.
3. Опори резисторів ланцюга негативного зворотнього зв'язку $R_1 = 1,3 R$; $R_2 = 2 R$; $R_3 = R$. Ємність розділового конденсатора C_p визначаємо з умови мінімального спаду напруги $C_p = 0,3/(f_2 R_H)$, де f_2 (кГц), R_H (кОм), C_p (мкФ).
4. Вибір діодів $VD1, VD2$ роблять з умови $\Gamma_d > 10 R_3$, де R_d - диференціальний опір діода.

Розрахунок схеми (рис. 2.7, б).

1. Задаємося коефіцієнтом $n = 0,5$ ($n = 0,5 \dots 2$).
2. Опір $R_1 = R_2 = R \approx \sqrt{R_{\text{вих}} R_{\text{вх}}}$, де $R_{\text{вих}}, R_{\text{вх}}$ — відповідно вхідний і вихідний опори ОП.
3. Опір $R_3 = R/(2n) = R$
4. Ємність конденсатора $C_1 = C_2 = C = \sqrt{n}/(2\pi f_2 R)$.
5. Ємність конденсатора $C_3 = 2C/n = 4C$.
6. Коефіцієнт передачі моста з (2.17) на частоті генерації $\beta_0 = (4n - 1)/[2n + (1/2n) + 1] = 1/4$
7. Коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача, що забезпечує умову самозбудження
(2.1), $K_{\text{п.у}} = 1/\beta_0 = 4$
8. Опір резистора R_4 вибирається рівним $(1 \dots 10) \text{ кОм}$.
9. Опір резистора $R_5 = R_4(K_{\text{п.у}} - 1)$.

3. ЦИФРОВІ КОМБІНАЦІЙНІ ПРИСТРОЇ

Теоретичні відомості і розрахункові співвідношення

Пристрої, що оперують з двійковою (дискретною) інформацією, підрозділяються на два класи: комбінаційні і послідовні (часові).

Комбінаційні пристрої характеризуються відсутністю пам'яті. Сигнали на їх виходах у будь-який момент часу однозначно визначаються сполученням сигналів на входах і не залежать від попередніх станів. Схемними ознаками таких пристроїв служить відсутність ланцюгів зворотнього зв'язку, тобто замкнених петель, для проходження сигналів з виходів на входи. Комбінаційні пристрої характеризуються великою розмаїтністю, однак серед них можна виділити ряд типових, що найбільше часто зустрічаються на практиці. До них відносяться суматори, дешифратори, перетворювачі кодів, мультиплексори, демультиплексори, схеми порівняння кодів і інші.

Суматори. Суматори являють собою функціональні цифрові пристрої, виконуючі операцію додавання чисел. У цифровій техніці підсумовування здійснюється в двійковому або, рідше, двійково-десятковому коді. По характеру дії суматори підрозділяються на комбінаційні (не мають елементів пам'яті) і накопичувальні (зберігають результати обчислень). У свою чергу, кожний із суматорів, що оперує з багаторозрядними числами, в залежності від способу їхнього додавання може бути віднесений до послідовного або паралельного типу.

Додавання багаторозрядних чисел у послідовних суматорах здійснюється порозрядно, послідовно в часі, а в суматорах паралельного типу - одночасно.

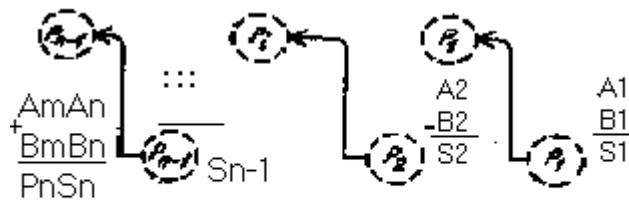


Рис. 3.1

Як послідовні, так і паралельні суматори будуються на основі однорозрядних підсумовуючих

схем. Процедура додавання двох n -розрядних чисел ілюструється на (рис. 3.1).

Додавання виконується в кожному розряді окремо, але з урахуванням результату додавання попереднього розряду. Так, додавання цифр A_1 і B_1 молодшого розряду дає біт суми S_1 і біт переносу P_1 . У наступному (другому) розряді відбувається додавання цифр P_1, A_2 і B_2 , що формує суму S_2 і перенос P_2 . Операція триває, поки не буде складена кожна пара цифр у всіх розрядах. Результатом додавання буде число $S = P_n S_n \dots S_1$, де P_n і S_1 відображають 1 або 0, отримані у результаті порозрядного додавання.

З розглянутого принципу додавання випливає, що для побудови n -розрядного суматора необхідно мати два типи однорозрядних схем, що називаються напівсуматором і повним суматором, або просто суматором. Напівсуматор має два входи A і B для двох доданків і два виходи: S (сума) і P (перенос). Позначенням напівсуматора служать букви HS (halfsum - напівсума). Він не враховує результату переносу з попереднього розряду, тому може

використовуватися тільки в першому розряді n -розрядного суматора. Напівсуматори застосовують також для побудови повного суматора.

Повний суматор має три входи: доданків i -го розряду A_i і B_i і переносу з $(i-1)$ -го розряду P_{i-1} .

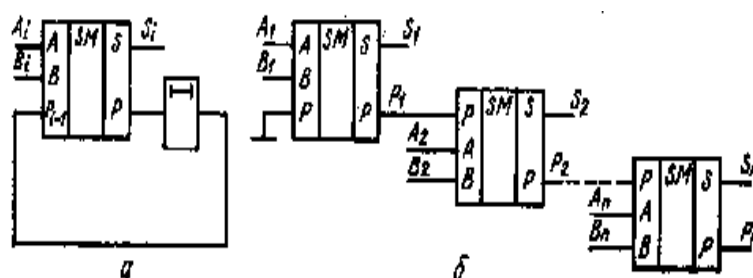


Рис. 3.2

Таблиця 3.1.

Номер порядковий	Входи			Виходи	
	A_i	B_i	P_{i-1}	P_i	S_i
0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	0	1
2	0	1	0	0	1
3	0	1	1	1	0
4	1	0	0	0	1
5	1	0	1	1	0
6	1	1	0	1	0
7	1	1	1	1	1

Опис роботи напівсуматора і повного суматора здійснюється за допомогою таблиць істинності (відповідності), що складаються відповідно за принципом роботи цих схем для суматора (табл. 3.1).

Схема послідовного багаторозрядного суматора приведена на (рис. 3.2, а). При послідовному введенні використовується один, спільний для всіх розрядів повний суматор з додатковим ланцюгом затримки. Обоє доданків кодуються послідовностями імпульсів, що синхронно вводяться в суматор через входи A і B , починаючи з молодших розрядів. Ланцюг затримки забезпечує збереження імпульсу переносу P_i на час одного такту, тобто до приходу пари доданків наступного розряду, з якими він буде просумований. Перевага послідовних суматорів - малі апаратні витрати. Недолік - порівняно низька швидкодія, тому що одночасно додається лише пара доданків.

Схема паралельного n -розрядного суматора з послідовним переносом приведена на (рис. 3.2, б). Вона зібрана на однорозрядних суматорах, перший з яких працює в режимі напівсуматора, для чого на його вході переносу P_i встановлено потенціал U^0 . Доданки A_i і B_i складаються у всіх розрядах одночасно, а перенос P надходить із закінченням операції додавання в попередньому розряді.

Швидкодія таких суматорів обмежується затримкою переносу t_n кожного розряду. Сумарний час затримки переносу $t_{n\Sigma} = nt_n$, тому що формування сигналу переносу на виході старшого розряду не може відбутися доти, поки сигнал переносу молодшого розряду не пошириться послідовно по всій системі.

Час переносу істотно зменшується в схемах з паралельним (прискореним) переносом, принцип якого полягає в тому, що для кожного двійкового розряду додатково формуються два сигнали: утворення переносу G і поширення

переносу H , відповідно рівні:

$$G_i = A_i B_i, \quad H_i = A_i + B_i.$$

Якщо $G_i = 1$, тобто $A_i = B_i = 1$, в i -му розряді формується сигнал переносу P_i у наступний вищий розряд незалежно від формування функцій суми в попередніх розрядах. Якщо хоча б одне з доданків A_i або B_i дорівнює 1 (тобто $H_i = 1$), те перенос у наступний розряд відбудеться при наявності сигналу переносу з попереднього розряду. Якщо функції поширення переносу в двох сусідніх розрядах рівні 1, тобто $H_i = H_{i+1} = 1$, і при цьому існує сигнал переносу P_{i-1} з попереднього розряду, то перенос виробляється безпосередньо в розряд з номером $i+2$.

Процес і схема формування прискореного переносу описуються рівнянням

$$P_i = G_i + H_i G_{i-1} + H_i H_{i-1} G_{i-2} + \dots + H_i H_{i-1} \dots H_2 H_1 P_0.$$

Суматори входять у номенклатуру декількох серій мікросхем ТТЛ і КМОП. Умовні позначки мікросхем К155ИМ2 і К155ИМ3 приведені на (рис. 3.3, а і б).

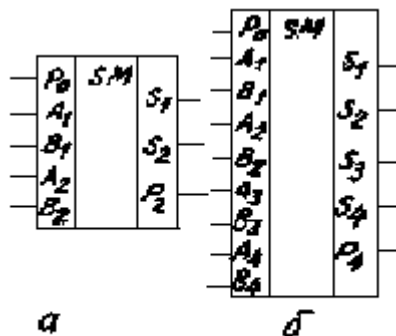


Рис.3.3

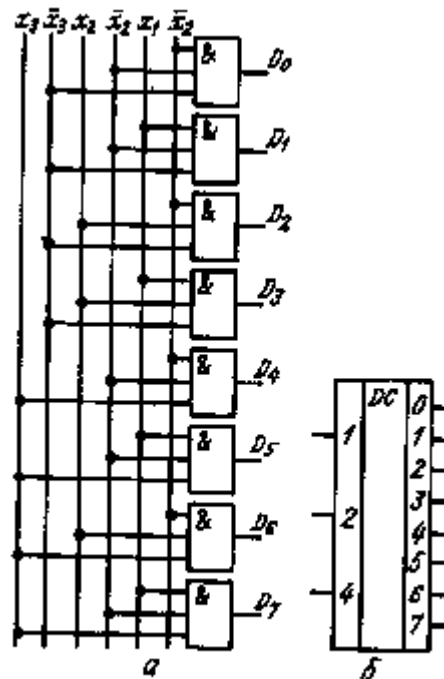


Рис.3.4

При послідовному з'єднанні мікросхем з метою нарощування розрядності вихід переносу безпосередньо з'єднують із входом переносу мікросхем, приналежних більш високим розрядам.

Дешифратори. Дешифратор (декодер) - це комбінаційний пристрій з декількома входами і виходами, у якого визначеним комбінаціям вхідних сигналів відповідає активний стан одного з виходів. Дешифратори перетворюють двійковий і двійково-десятковий коди в унітарний код, тобто код двійкового n -розрядного числа, представленого 2^n розрядами, тільки один з розрядів якого дорівнює 1.

Дешифратори можуть бути повними і неповними. У повного дешифратора n входів відповідає 2^n виходів. У неповного дешифратора число виходів $m < 2^n$.

Відомі три основні структури дешифраторів: матрична (лінійна), каскадна і пірамідальна.

Матричні (лінійні) дешифратори складаються з 2^n логічних схем збігу,

кожна з яких має n входів. На входи цих логічних елементів подаються всі можливі комбінації прямих і інверсних розрядів дешифрованого числа X . Приклад матричного дешифратора 3×8 приведений на (рис. 3.4, а), а його умовне позначення - на (рис. 3.4, б).

Матричні дешифратори мають саму високу швидкість. Час затримки появи сигналу на виході в дешифраторах з n -вхідними логічними елементами складає час затримки одного елемента ($t_{3\Sigma} = t_3$), але їхній недолік - велике число входів логічних елементів з ростом розрядності. Цей недолік менш істотний при використанні діодної логіки. Приклад схеми дешифратора 3×8 , виконаного на діодній логіці, приведений на (рис. 3.5).

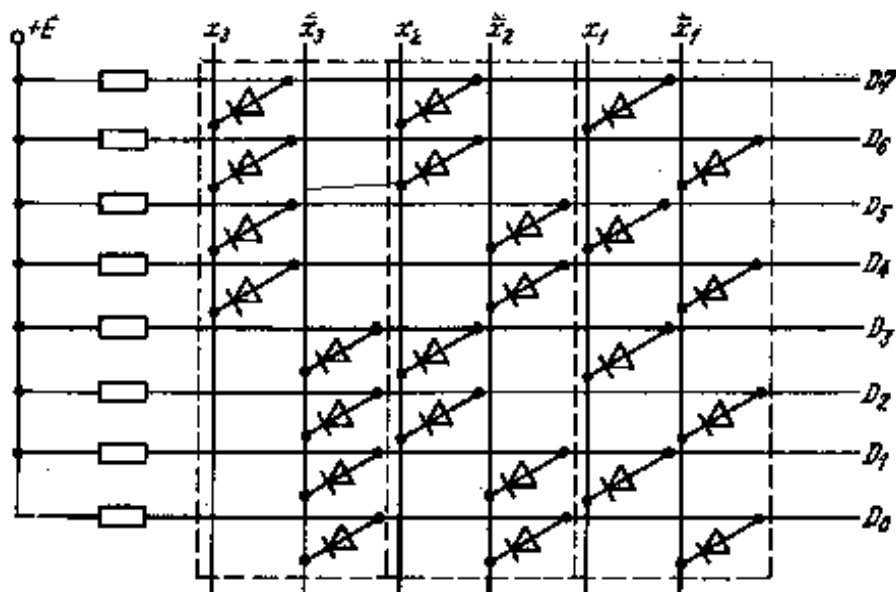


Рис.3.5

Для того щоб такий дешифратор мав властивість нарощувальності для збільшення розрядності вхідного числа, він повинний будуватися з однакових схем (на рис. 3.5. обведені пунктирною лінією).

Так, матричний дешифратор 2×4 може бути побудований на основі двох таких схем, дешифратор 3×8 - на основі трьох схем, дешифратор 4×16 - на основі 8 схем, дешифратор 5×32 - на основі 20 схем і т.д.

При каскадній побудові дешифраторів вхідне число розбивається на декілька підчисел, кількість яких може знаходитися в діапазоні від 2 до $\lfloor n/2 \rfloor$. При непарному значенні n кількість підчисел округляється у бік найближчого більшого цілого числа. Для кожного підчисла формуються всі його мінтерми шляхом побудови окремих матричних дешифраторів. Усі дешифратори підчисел складають перший каскад дешифратора. У кожному наступному каскаді кон'юнкції мінтермів з попереднього каскаду. У залежності від n і числа входів логічних елементів каскадний дешифратор можна виконувати в різних варіантах, що відрізняються числом каскадів, числом матричних дешифраторів і т.п. Приклади каскадного дешифратора на двох- і трьохвходових елементах при $n=8$ приведені на (рис. 3.6, а і б).

Швидкість каскадних дешифраторів визначається числом каскадів m , а сумарний час затримки $t_{3\Sigma} = mt_3$.

Пірамідальний дешифратор відрізняється від каскадного тем, що в його каскадах кожна конституєнта одиниці формується як кон'юнкція однієї з конституєнт попереднього каскаду й одного з розрядів вхідного числа, ще не

використовуваного для формування конституент. Принцип побудови пірамідального дешифратора ілюструється (рис. 3.7). Кількість каскадів пірамідального дешифратора дорівнює $n-1$, а сумарний час затримки сигналу $t_{\Sigma}=t_3(n-1)$.

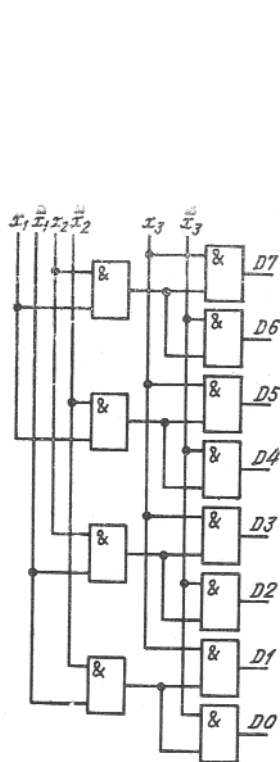


Рис.3.7

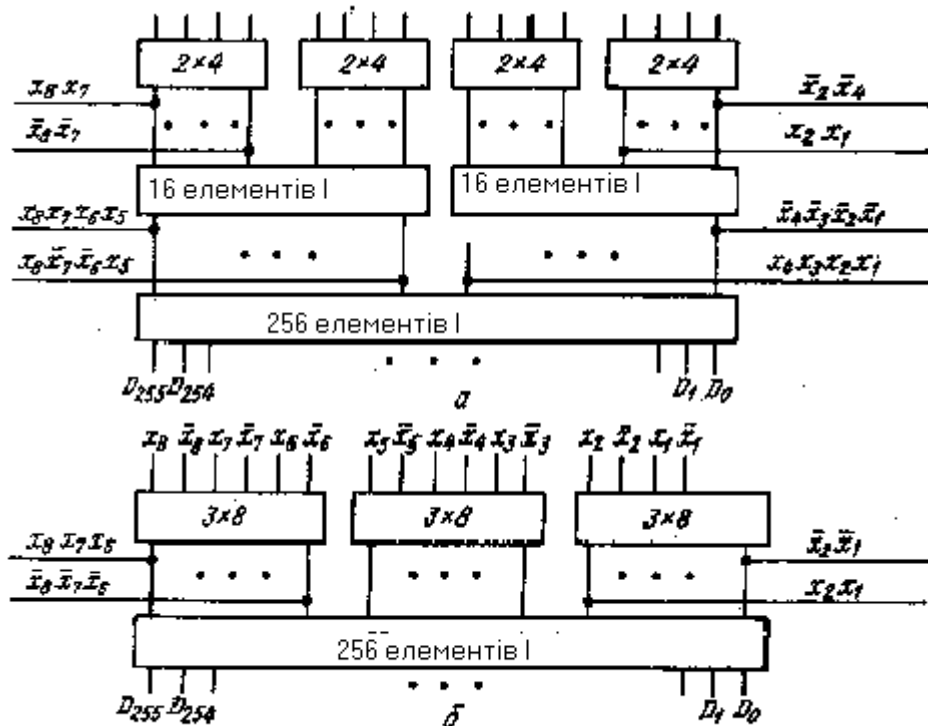


Рис.3.6

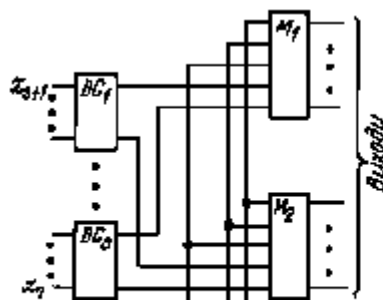


Рис. 3.8

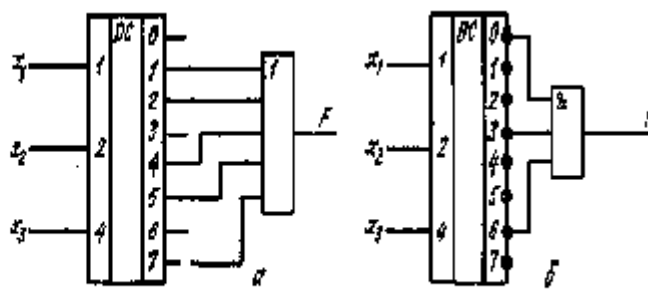


Рис. 3.9

В інтегральній схемотехніці особливий інтерес представляють методи синтезу дешифраторів на однотипних модулях. Для реалізації дешифратора на n входів з набору однотипних модулів будується багатокаскадна схема. Принцип її побудови пояснюється (рис. 3.8). До керуючого входу кожного з модулів $M_1, M_2, \dots, M_{2^{n-s}}$ підключено по одному виході від кожного дешифратора $DC_1, DC_2, \dots, DC_r$, де s - число інформаційних входів модуля, r - число керуючих входів модуля.

Дешифратори можна використовувати для реалізації логічних функцій згідно заданій таблиці істинності. Нехай, наприклад, функція $F(x_1, x_2, x_3)$ задана одиничними значеннями на номерах наборів 1, 2, 4, 5, 7 і нульовими на наборах 0, 3 і 6. Зроблена диз'юнктивна форма цієї функції має вигляд

$$F = m_1 + m_2 + m_4 + m_5 + m_7. \quad (3.1)$$

де m_i - конституєнта одиниці i -го набору.

Зроблена кон'юнктивна форма функції

$$F = \overline{m_0} \overline{m_3} \overline{m_6} \quad (3.2)$$

Для побудови схеми досить мати дешифратор 3X7 і з'єднати його прямі виходи відповідно до рівняння (3.1) (рис. 3.9, а) або інверсні виходи згідно рівнянню (3.2) (рис. 3.9, б).

Дешифратори входять у вигляді функціональних вузлів до складу декількох серій ТТЛ і КМОП. Як приклад на (рис. 3.10), а приведені умовні позначення мікросхем дешифратора 4X16 типу К155ІД3. Мікросхема має чотири адресних входи D0...D3, два дозволяючих входи і 16 виходів, пронумерованих від 0 до 15. Якщо на обох дозволяючих входах підтримується рівень $V_0 = V_1 = 0$, мікросхема працює як дешифратор. Потенціал U^1 на кожному із дозволяючих входів установить рівень U^1 на усіх виходах незалежно від стану входів. Для нарощування розрядності (наприклад, одержання дешифратора 5X32) шини молодших чотирьох розрядів з'єднують із входами D0...D4 обох мікросхем, а сигнали старшого розряду подають у прямому вигляді на один із дозволяючих входів першої мікросхеми, в інверсному - на дозволяючий вхід другої. Другі

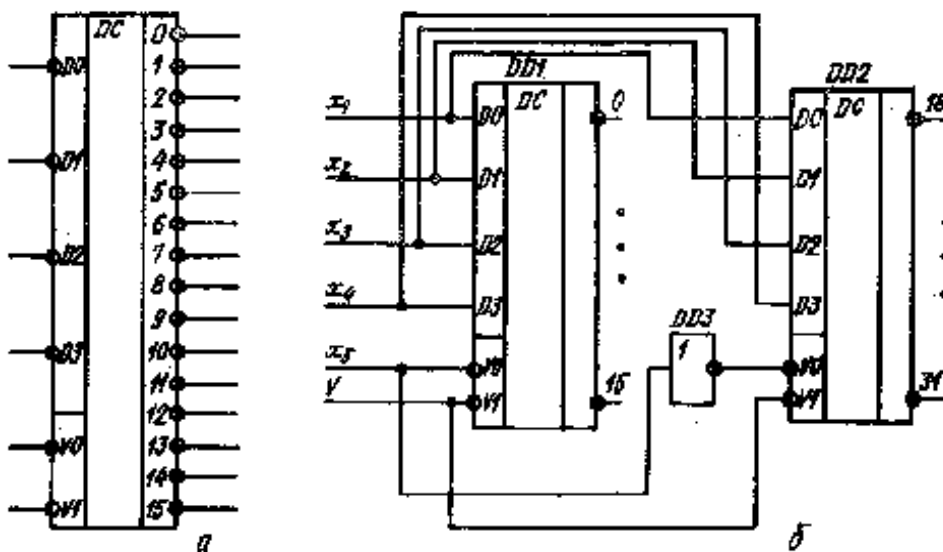


Рис.3.10

дозволяючі входи, заземлюються.

Шифратори. Шифратором називається комбінаційний пристрій, що перетворює унітарний код, який подають на вхідні шини, у відповідний код на вихідних шинах. Таким чином, шифратори виконують функцію, зворотну функції, виконуваної дешифратором. Якщо з вихідних шин шифратора знімається n -розрядний код, то максимальне число вхідних шин визначається числом можливих кодових комбінацій і складає 2^n .

Розглянемо як приклад синтез шифратора з п'ятьма входами, перетворюючого унітарний код у двійковий. Фрагмент таблиці істинності цього шифратора приведений у вигляді (табл. 3.2). На інших наборах вхідних перемінних вихідні функції мають байдужні значення. Рівняння, функції, що описують, F_1 , F_2 і F_3 , найбільше зручно представити в наступному вигляді:

$$F_1 = x_5 + x_3 + x_1; \quad F_2 = x_4 + x_3; \quad F_3 = x_2 + x_1. \quad (3.3)$$

Найбільш просто шифратори реалізуються на діодній логіці. Так, для приведеного приклада діодний шифратор повинен мати п'ять вхідних і три вихідні шин, причому кожна вхідна шина з'єднується через діоди з вихідними відповідно до рівнянь (3.3) (див. рис. 3.11) або безпосередньо по таблиці істинності (табл. 3.2.).

Якщо шифратори, розроблені на окремих логічних елементах, перетворюють унітарний вхідний код практично в будь-який вихідний паралельний код відповідної розрядності, то шифратори, виконані у вигляді мікросхем, як правило, перетворюють сигнал, поданий тільки на один вхід (наприклад, 9), у вихідний паралельний двійковий код (у даному випадку 1001). У мікросхемах шифратора для того, щоб він відповідав на сигнал тільки одного входу, його схему роблять пріоритетною. Тоді вихідний код повинний відповідати номеру "старшого" входу, що одержав сигнал. Припустимо, що активні рівні надійшли на входи з номерами 3, 4 і 9. Старший по номеру вхід тут 9, він має пріоритет, тому вихідний код шифратора 1001.

Перетворювачі кодів (ПК). Призначені для перетворення одного паралельного коду в інший. Вони використовуються для шифрації і дешифрації цифрової інформації і можуть мати n входів і k виходів. Співвідношення між числами n і k можуть бути будь-якими: $n=k$, $n < k$ і $n > k$.

По призначенню ПК можна розділити на два типи: з невагомими і з вагомими перетворенням кодів. У перетворювачах першого типу відсутній чисельний взаємозв'язок вхідного і вихідного кодів, а має місце символ на взаємозв'язок, наприклад перетворення двоїчно-десятькового коду в код семисегментного індикатора десяткових цифр. Перетворювачі другого типу використовуються, як правило, для перетворення числової інформації, тоді між числами вхідного і вихідного кодів має місце заданий математичний взаємозв'язок.

Перетворення n -елементного коду в k -елементний можна здійснити з попередньою дешифрацією першого коду і без неї. У першому випадку спочатку дешифрується n -елементний код і на кожній з 2^n вихідних шин виходить сигнал, що відповідає одній з вхідних кодових комбінацій. Потім кожний з вихідних сигналів кодується в k -елементному коді за допомогою шифратора.

Розглянемо як приклад перетворення трьохелементного коду в п'ятиелементний згідно (табл. 3.3). Схема, що реалізує такий ПК, показана на (рис. 3.12). Як дешифратор використовується повний дешифратор 3Х8, а як шифратор - діодний матричний шифратор.

В другому випадку при побудові ПК без попередньої дешифрації вхідного коду досить відповідно до заданих умов перетворення скласти структурні формули для кожного з елементів того коду, у якому варто перетворити заданий

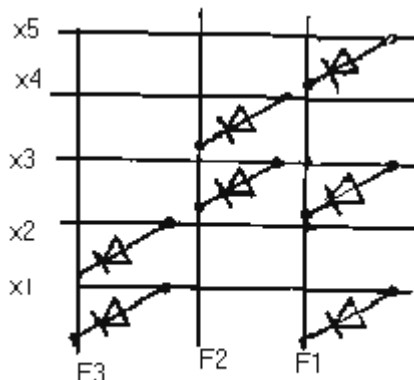


Рис. 3.11

код, і потім скласти схему ПК.

ПК із неваговим перетворенням кодів, як правило, описуються таблицями істинності, однозначно визначальні вхідні і вихідні коди.

ПК із ваговим перетворенням досить часто використовується для чисельного перетворення однієї безупинної функції в іншу (наприклад, $\sin \alpha$ у $\cos \alpha$) шляхом їхньої дискретизації, визначення вхідних і вихідних кодів кожної функції у ті самі моменти дискретизації, і вже на підставі цих кодів будується схема ПК. У цих випадках розрядність коду визначає точність перетворення, тому що з її збільшенням збільшується точність апроксимації безупинної функції її дискретним еквівалентом.

Таблиця 3.2.

Входи					Виходи		
X_1	X_2	X_3	X_4	X_5	F_3	F_2	F_1
0	0	0	0	1	0	0	1
0	0	1	1	0	0	1	0
0	0	0	0	0	0	1	1
0	1	0	0	0	1	0	0
1	0	0	0	0	1	0	1

Таблиця 3.3.

Трьохелемент- ний код			Пятиелементний код				
X_3	X_2	X_1	Y_1	Y_2	Y_3	Y_4	Y_5
0	0	0	0	1	0	1	0
0	0	1	0	1	1	0	0
0	1	0	0	0	0	1	0
0	1	1	1	0	0	1	0
1	0	0	0	0	0	0	1
1	0	1	1	1	1	0	0
1	1	0	1	0	0	1	1
1	1	1	0	0	0	0	1

Мультиплексори. Мультиплексором називається комбінаційний пристрій, призначений для комунікації в бажаному порядку сигналів з декількох вхідних шин на одну вихідну. За допомогою мультиплексора здійснюється часовий поділ інформації, що надходить по різних каналах. Його можна уподібнити безконтактному багатопозиційному перемикачу.

Входи мультиплексора поділяються на інформаційні, адресні і дозволяючі (стробуючі). На інформаційні входи подається інформація, передана на вхід мультиплексора. Адресні входи допомагають вибрати потрібний інформаційних вхід, а на дозволяючий вхід подається стробуючий дозволяючий сигнал підключення обраного входу на один спільний (рідше два взаємоінверсних) виходи. Дозволяючий вхід, як правило, один, а число інформаційних і адресних

входів взаємозалежно. Якщо число адресних входів n , то з їхньою допомогою можна комутувати 2^n каналів, тобто число інформаційних входів 2^n .

Наявність дозволяючого входу дає можливість синхронізувати роботу мультиплексора з роботою інших вузлів, а також нарощувати його розрядність.

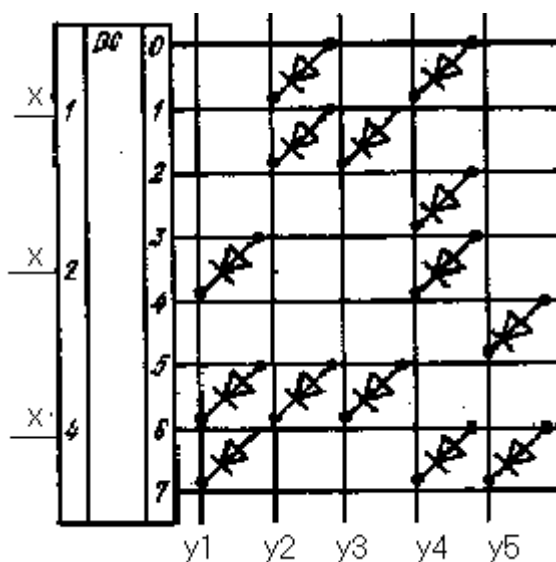


Рис.3.12

Робота мультиплексора описується наступним логічним рівнянням:

$$F = V \bigvee_{i=0}^{2^n-1} D_i m_i \quad (3.4)$$

де D_i - вхідні інформаційні сигнали мультиплексора; m_i - мінтерми, утворені змінними адресних шин; V - стробуючий сигнал.

З цього рівняння випливає, що структура мультиплексора складається з 2^n схем збігу, кожна з яких має n адресних, один інформаційний і один стробуючий входи, і однієї АБО схеми з n входами, що підсумовує усі вихідні сигнали схем збігу. Вихід АБО схеми є виходом мультиплексора. Приклад схеми мультиплексора з чотирма інформаційними входами "чотири лінії до однієї" (4X1) приведений на рис. 3.13, а, а умовні позначки мікросхем мультиплексорів К155КП7, К155КП1 і КП155КП5 - на (рис. 3.13, б, в, г).

Мультиплексори КМОП будуються на основі дешифраторів і двонаправлених вентилях ключів. Оскільки ключі КМОП можуть проводити струм у двох напрямках, мультиплексори на них можуть бути використані і у зворотному режимі в якості демультиплексорів - пристроїв, комутуючих сигнали від однієї шини до декількох. Спільне введення інформаційних сигналів використовується як вихідний для мультиплексора або як вхідний для демультиплексора. Ці пристрої нерідко називають мультиплексор-демультиплексорами, комутаторами, селекторами. Мультиплексори, що випускаються у вигляді окремих мікросхем, мають обмежене число інформаційних входів (не більш 16). Для збільшення числа входів мультиплексори нарощують об'єднанням декількох мультиплексорів у пірамідальну (деревоподібну) або паралельну системи.

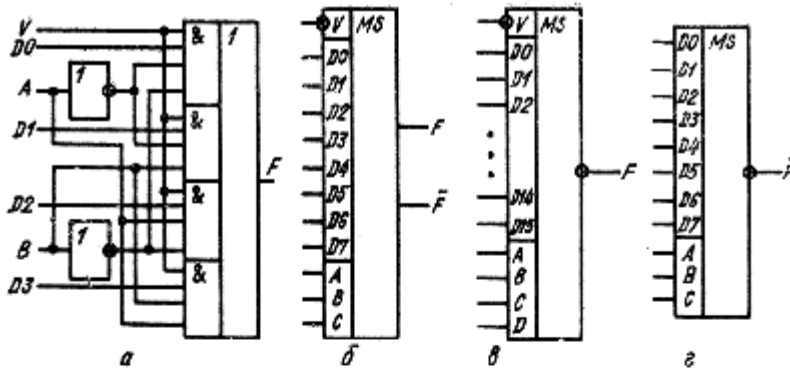


Рис.3.13

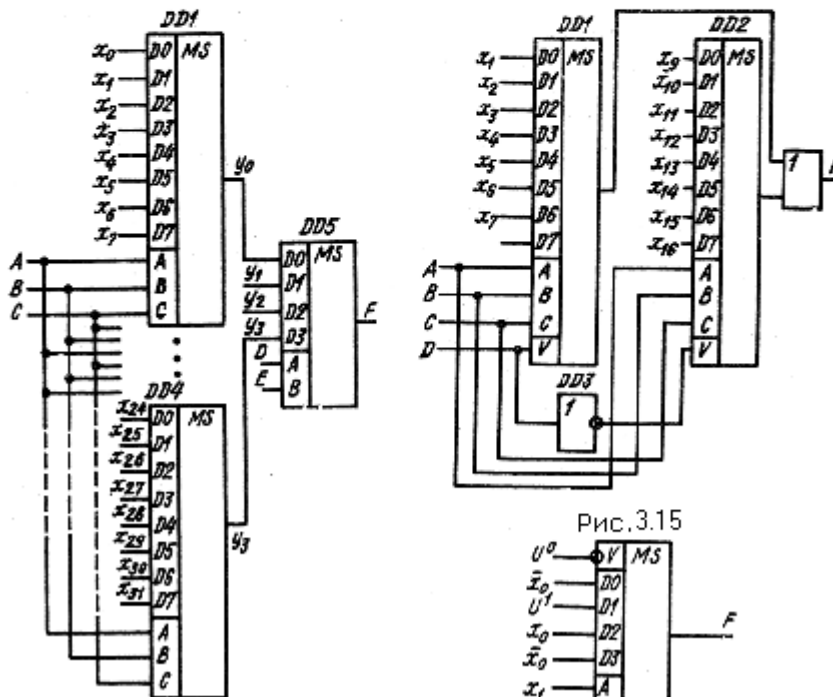


Рис.3.14

Рис. 3.16

Пірамідальні мультиплексори будуються по каскадному принципу. Число каскадів визначається необхідним числом входів і числом входів реальних мікросхем і може бути 2, рідше 3 і більш. На адресні входи мультиплексорів першого каскаду подаються молодші розряди коду адреси. Виходи мультиплексорів першого каскаду подаються на інформаційні входи мікросхем другого каскаду. На адресні входи цих мікросхем підключаються наступні по старшинству розряди коду адреси і т.д. В останньому k-м каскаді виявляється одна мікросхема мультиплексора, на інформаційні входи якої підключаються виходи всіх мультиплексорів (k-1)-го каскаду, а на адресні - старші розряди коду адреси. При наявності стробуючих входів усі вони поєднуються спільною шиною. Приклад пірамідальної структури приведений на (рис. 3.14) [7]. Недоліками пірамідальних структур є підвищена витрата мікросхем і зниження швидкодії.

Якщо мікросхема мультиплексора має дозволяючий вхід, то за рахунок його використання як інформаційного можна наростити розрядність, включаючи окремі мікросхеми паралельно.

У цьому випадку дозволяючі входи усіх мультиплексорів підключаються до виходів дешифратора, на входи якого подаються старші розряди коду адреси. Адресні шини молодших розрядів поєднуються через АБО схему. Приклад

об'єднання двох мультиплексорів 8X1 в один 16X1 приведений на (рис. 3.15). Для цієї схеми достатній дешифратор 1X2, що реалізується на інверторі.

Швидкодія таких мультиплексорів істотно вище і не залежить від розрядності. Час затримки вхідного сигналу $t_{3\Sigma}$ практично дорівнює часу затримки одного корпусу, тобто $t_{3\Sigma} \approx t_3$.

Таблиця 3.4.

Номер	X_2	X_1	X_0	F	Рівняння виходу
0	0	0	0	1	$F = \bar{x}_0$
1	0	0	1	0	
2	0	1	0	1	$F = 1$
3	0	1	1	1	
4	1	0	0	0	$F = x_0$
5	1	0	1	1	
6	1	1	0	1	$F = \bar{x}_0$
7	1	1	1	0	

Мультиплексори можуть використовуватися не тільки як комутатори, але і для інших цілей. Одна з перспективних областей їхнього використання - реалізація комбінаційних, а в ряді випадків і послідовнісних логічних схем. На мультиплексорах можна реалізувати будь-яку логічну функцію, що містить до $n+1$ перемінних, де n - число адресних входів. Розглянемо, наприклад, логічну функцію F трьох перемінних, задану (табл. 3.4). Якщо перемінні x_1 і x_2 узяти як адресні сигнали, то значення функції F залежить від значення сигналів, установлених на відповідних інформаційних входах мультиплексора. При $x_1=x_2=0$ з (табл. 3.3) видно, що $F=x_0$. При $x_1=1, x_2=0$ незалежно від значення x_0 $F=1$. При $x_1=0, x_2=1$ $F=x_0$, при $x_1=x_2=1$ $F=x_0$. Таким чином, якщо на інформаційні входи подати інформацію $D_0=x_0, D_1=1, D_2=x_0, D_3=x_0$, то така схема реалізує шукану функцію (рис. 3.16).

Демультимплексори. Демультимплексори у функціональному відношенні протилежні мультиплексорам. У них сигнали з одного інформаційного входу розподіляються в необхідній послідовності по декількох виходах відповідним кодам на адресних входах. При n адресних входах демультимплексор може мати до $2n$ виходів.

Принцип роботи демультимплексора пояснює (рис. 3.17, а), де x - інформаційний, A - адресний входи. У залежності від сигналу A по адресному входу відкритий верхній або нижній логічний елемент ТА і через нього сигнал x підключається або до виходу F_0 , або до виходу F_1 . Як і мультиплексори, демультимплексори доповнюються керуючим входом V . Приклад демультимплексора 1X4 представлений на (рис. 3.17, б).

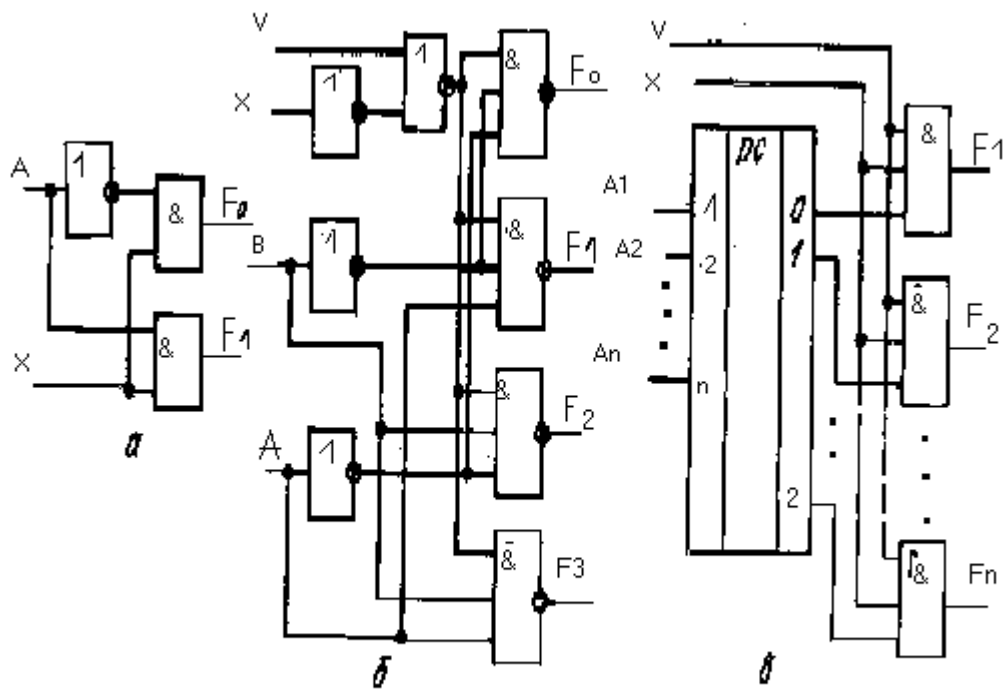


Рис. 3.17

Демультимплектори можуть також бути виконані з використанням дешифратора і додаткової логіки (рис. 3.17, в). У цій схемі дешифратор виконує роль адресного пристрою, за допомогою якого вибирається відповідна схема ТА, на інші входи кожної схеми ТА подаються спільні інформаційний x і що дозволяє V сигнали.

Якщо в демультимплектора 1X4 на інформаційний вхід підключити сигнал U^0 або на дозволяючий вхід, U^1 , то він буде працювати як дешифратор 2X4. Отже, дешифратор можна розглядати як звернений по входах демультимплексор, у якого адресні входи стали інформаційними, а інформаційний вхід - дозволяючим. Нарощування розрядності демультимплексора принципово не відрізняється від аналогічної задачі у мультимплексорів. Так, у пірамідальній (каскадній) схемі нарощування виробляється ступінями, причому кожна наступна ступінь має більше елементів, чим попередня, а число елементів наступної ступіні визначається числом інформаційних виходів попередньої ступіні. Приклад складання демультимплексора 1X32 з мультимплексора 1X4 і чотирьох 1X8 показаний на (рис. 3.18 [7]).

На (рис. 3.19) показана умовне позначення мікросхеми K155ИД4, що може виконувати роль як демультимплексора, так і дешифратора. Якщо входи A , B і C використовувати як адресні, а інформацію подавати на вхід V , схема працює як демультимплексор 1X8. При заземленому вході V вона працює як дешифратор стану трьох входів A , B , C на вісьми виходах (від D_0 до E_3).

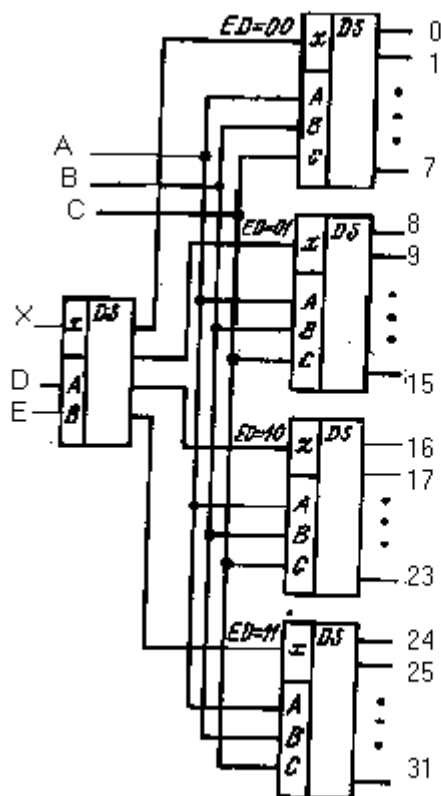


Рис. 3.18

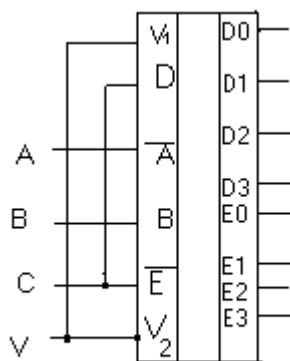


Рис.3.19

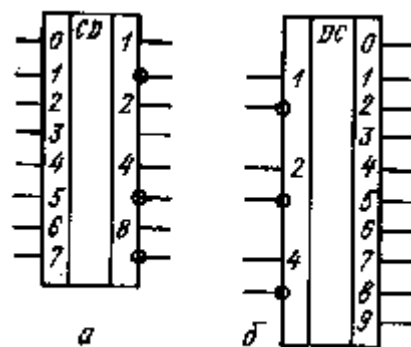


Рис. 3.20

Таблиця 3.5.

Входи					Виходи		
X_1	X_2	X_3	X_4	X_5	F_3	F_2	F_1
0	0	0	0	1	1	1	0
0	0	0	1	0	0	1	1
0	0	1	0	0	0	0	0
0	1	0	0	0	0	1	0
1	0	0	0	0	0	0	1

Задачі і вправи

3.1. Додайте в двійковому коді числа: а) 0101 і 0111; б) 0110 і 1010; в) 1101 і 1010. Скільки розрядів n повинний мати суматор для додавання цих чисел?

3.2. Додайте в двійковому коді числа: а) 101 і 11011; б) 11 і 101; в) 110000 і 110; г) 00011 і 10. Скільки розрядів повинний мати суматор у кожному окремому випадку?

3.3. Поясніть, що таке напівсуматор і суматор і чим вони відрізняються?

3.4. Скільки однорозрядних суматорів і напівсуматорів необхідно мати для додавання чисел: а) двох-, трьохрозрядних чисел; б) двох однорозрядних числі; в) двох п'ятирозрядних чисел; г) одного двохрозрядного й одного трьохрозрядного; д) одного трьохрозрядного й одного восьмирозрядного?

3.5. На (рис. 3.3), а представлене умовне зображення мікросхеми суматора К155ИМ2. Поясніть, скільки розрядів має цей суматор і вкажіть призначення його входів і виходів?

3.6. На (рис. 3.3, б) показане умовне зображення мікросхеми суматора К155ИМ3. Поясніть, скільки розрядів має цей суматор і вкажіть призначення його входів і виходів?

3.7. Чи можна взаємно змінювати входи усередині одного розряду суматора?

3.8. Яким чином варто з'єднувати мікросхеми суматорів з метою нарощування розрядності?

3.9. Намалюйте схему суматора для додавання двох чотирьохрозрядних чисел на мікросхемі К155ИМ2. На які входи мікросхем такого суматора подаються молодші розряди додаваних чисел, а на які - старші?

3.10. Намалюйте схему суматора для додавання одного трьохрозрядного й одного шестирозрядного чисел на мікросхемі К155ИМ3. На які входи отриманої схеми суматора подаються числа, що складаються?

3.11. Скільки схем повних однорозрядних суматорів необхідно для побудови послідовного суматора двох шестирозрядних чисел?

3.12. Повний цикл підсумовування двох однорозрядних чисел у послідовному суматорі складає 2 мкс. Який максимальний час необхідне для підсумовування двох восьмирозрядних чисел?

3.13. Час формування переносу в одному розряді паралельного суматора з послідовним переносом складає 0.5 мкс. Який максимальний час необхідне для підсумовування одного трьохрозрядного й одного восьмирозрядного чисел?

3.14. Поясніть принцип формування прискореного (наскрізного) переносу в паралельних суматорах з паралельним переносом.

3.15. Для чого необхідний елемент затримки в ланцюзі сигналу переносу в послідовному суматорі?

3.16. Повний цикл підсумовування двох однорозрядних чисел у послідовному суматорі складає 1.5 мкс. Який максимальний час необхідний для підсумовування однорозрядного і десятирозрядного чисел?

3.17. Час підсумовування в одному розряді послідовного суматора складає 0.2 мкс, час затримки сигналу переносу дорівнює 0.5 мкс. Який буде: а) час повного циклу підсумовування; б) максимальний час підсумовування трьохрозрядного і восьмирозрядного числа?

3.18. Як з повного однорозрядного суматора одержати напівсуматор?

3.19. Складіть таблицю істинності напівсуматора.

3.20. Які значення суми S_i і переносу P_i будуть на виході однорозрядного повного суматора, якщо значення входів A_i і B_i і переносу P_{i-1} приймають наступні значення: а) $A_i=0$; $B_i=1$; $P_{i-1}=0$; б) $A_i=1$; $B_i=0$; $P_{i-1}=1$; в) $A_i=1$; $B_i=1$; $P_{i-1}=0$?

3.21. Яка комбінаційна схема називається дешифратором і в чому її відмінність від інших комбінаційних схем?

3.22. Які схеми побудови дешифраторів Ви знаєте і у чому їхньої особливості?

3.23. Для яких типів дешифраторів (матричних, каскадних або пірамідальних) вимагаються логічні елементи з мінімальним коефіцієнтом об'єднання?

3.24. Якого типу дешифратори (матричні, каскадні або пірамідальні) доцільно будувати при розрядності вхідного числа, що перевищує коефіцієнт об'єднання логічних елементів, на яких розробляється дешифратор?

3.25. Скільки двохвходових логічних елементів необхідно мати для побудови матричного дешифратора при розрядності вхідного числа $n=3$?

3.26. Яке мінімальне число логічних елементів типу АБО-НІ потрібно для побудови дешифратора при розрядності вхідного числа $n=5$, у випадку, коли це число представлене тільки прямими значеннями змінних?

3.27. Яка структура дешифратора (матрична, каскадна або пірамідальна) потрібна при побудові мінімальної кількості логічних елементів?

3.28. Якого типу елементів (ТА-НІ чи АБО-НІ) потрібно менше для побудови дешифратора з прямими виходами?

3.29. Дешифратор якого типу (матричний, каскадний або пірамідальний) має найбільшу швидкодію?

3.30. Модульний дешифратор має три інформаційних входи й один керуючий. Скільки таких модулів необхідно для побудови дешифратора з розрядністю вхідного числа $n=4$?

3.31. Визначіть затримку сигналів $t_{3\Sigma}$ на виході пірамідального дешифратора на 8 входів, якщо час затримки сигналу одним логічним елементом $t_3=1$ мкс.

3.32. Визначіть затримку сигналів $t_{3\Sigma}$, внесену каскадним дешифратором, побудованим на двохвходових логічних елементах, при розрядності вхідного числа $n=5$.

3.33. Скільки схем збігу міститься в одній декаді матричного дешифратора двоїчно-десятькового коду?

3.34. Скільки діодів міститься в одній декаді матричного дешифратора двоїчно-десятькового коду, виконаного на діодній логіці?

3.35. Скільки діодів повинно міститися в матричному дешифраторі восьмирозрядного двійкового коду?

3.36. Намалюйте на основі дешифратора з прямими виходами схеми для реалізації логічних функцій, заданих повним набором їхніх вихідних значень: а) $F(x_1, x_2, x_3)=01011100$; б) $F(x_1, x_2, x_3)=11010011$; в) $F(x_1, x_2, x_3)=\varphi\varphi1011\varphi0$; г) $F(x_1, x_2, x_3)=\varphi1011000$.

3.37. Намалюйте на основі дешифратора з інверсними виходами схему для реалізації логічної функції трьох перемінних із двома виходами F_1 і F_2 , заданих зробленою диз'юнктивною формою:

$$F_1=x_3x_2x_1+x_3x_2x_1+x_3x_2x_1,$$

$$F_2=x_3x_2x_1+x_3x_2x_1+x_3x_2x_1+x_3x_2x_1.$$

3.38. Намалюйте на основі дешифратора з інверсними виходами схему для реалізації логічної функції трьох перемінних з чотирма виходами, заданої повним набором їхніх вихідних значень:

$$\text{а) } F_1(x_1, x_2, x_3)=001\varphi\varphi010, F_2(x_1, x_2, x_3)=10100\varphi\varphi1, F_3(x_1, x_2, x_3)=01000001,$$

$$F_4(x_1, x_2, x_3)=0\varphi0\varphi110\varphi.$$

3.39. На (рис. 3.10, а) представлено умовне зображення мікросхеми дешифратора К155ИДЗ. Поясніть, для чого служить ця мікросхема, яка розрядність вхідного числа і призначення входів і виходів мікросхеми.

3.40. На вхід мікросхеми К155ИДЗ (рис 3.10, а) надходить трьохрозрядне

число в двійковому коді. До яких входів мікросхеми його варто підключати і з яких виходів можна буде зняти вихідний сигнал?

3.41. Чи можна використовувати мікросхему дешифратора K155ИДЗ (рис. 3.10, а) як два незалежних дешифратори двохрозрядних двійкових чисел, подаючи їх відповідно на входи D0, D1 і D2, D3?

3.42. Скільки корпусів N мікросхем K155ИДЗ необхідно для дешифрації п'ятирозрядного двійкового числа?

3.43. Намалюйте схему дешифратора для дешифрації п'ятирозрядного двійкового числа, виконаного на мікросхемі K155ИДЗ.

3.44. Який комбінаційний пристрій називається шифратором, що спільного і чим відрізняються шифратор і дешифратор?

3.45. Скільки вихідних шин n повинний мати шифратор, якщо число вхідних шин m дорівнює: а) $m=3$; б) $m=5$; в) $m=7$; г) $m=12$; д) $m=24$; е) $m=32$.

3.46. Скільки вхідних шин m може мати шифратор, якщо число вихідних шин n дорівнює: а) $n=2$; б) $n=3$; в) $n=4$; г) $n=5$?

3.47. Скільки комбінацій N коду вихідного числа може бути на виході шифратора, якщо число вхідних шин m дорівнює: а) $m=5$; б) $m=17$; в) $m=24$?

3.48. Шифратор заданий таблицею істинності (табл. 3.5). Запишіть рівняння для його виходів і реалізуйте схему на двухвходових елементах ТА-НІ.

3.49. Намалюйте схему шифратора, заданого таблицею 3.5, на діодній логіці.

3.50. Скільки діодів необхідно для реалізації шифратора, заданого таблицею істинності (табл. 3.5)?

3.51. Скільки діодів необхідно для реалізації шифратора з числом входів $m=8$ і числом виходів $n=3$?

3.52. Скільки діодів необхідно для реалізації шифратора з числом входів $m=16$ і числом виходів $n=4$?

3.53. На (рис. 3.20) представлене умовне позначення двох схем. Визначити їхнє призначення, а також призначення основних входів і виходів.

3.54. На входах 0, 1, 5 і 12 мікросхеми шифратора присутні сигнали логічної одиниці. Який код установлюється на виході мікросхеми, якщо його розрядність $n=4$?

3.55. На входах 0, 4, 8 і 15 мікросхеми шифратора присутні сигнали логічної одиниці. Який код установлюється на виході мікросхеми, якщо його розрядність $n=4$?

3.56. Які комбінаційні пристрої називаються перетворювачами кодів і як вони підрозділяються по призначенню?

3.57. Які способи побудови ПК існують і чим вони розрізняються?

3.58. Скільки елементів повинний містити вихідний код ПК одного двоїчно-десятькового числа в код керування семисегментним знаковим індикатором одnorозрядного десятикового числа?

3.59. Яка розмірність дешифратора необхідна для перетворення п'ятиелементного коду, заданого в (табл. 3.2), у трьохелементний двійковий код і скільки діодів при цьому повинний містити шифратор?

3.60. Як впливає на точність перетворення розрядність вихідного коду ПК при незмінній розрядності вхідного коду при перетворенні однієї безупинної функції, що задається вхідним кодом, в іншу безупинну функцію?

3.61. Які комбінаційні пристрої називаються мультиплексорами, як вони позначаються на схемах і для яких цілей використовуються?

3.62. На один спільний вихід за допомогою мультиплексора необхідно комутиувати 13 різних шин, Яку розрядність повинні мати адресні шини цього мультиплексора?

3.63. На входах мультиплексора (рис. 3.13, а) установлені наступні сигнали: а) $D0=1, D1=0, D2=1, D3=0, V=1, A=0, B=1$; б) $D0=1, D1=1, D2=0, D3=0, V=1, A=B=1$; в) $D1=D2=D3=0, D0=0, V=0, A=1, B=0$. Які сигнали будуть на виході F схеми?

3.64. На входах мультиплексора K155КП7 (рис. 3.13, б) установлені наступні сигнали: а) $D0=D1=1, D2=D3=1, D4=D7=1, A=B=C=0, V=0$; б) $D0=D3=D5=D7=1, D1=D2=D4=D6=0, A=B=1, C=0, V=1, A=B=1$; в) $D0=1, D1=0, D2=x_1, D3=x_1, D4=D5=1, D6=D7=0, A=0, B=C=1, V=0$; 2) $D0=y_1, D1=1, D2=0, D3=y_2, D4=1, D5=x_2, D6=D7=0, A=1, B=0, C=1, V=0$. Які сигнали будуть на прямому F і інверсному F виходах?

3.65. На входах мультиплексора K155КП1 (рис. 3.13, в) установлені наступні сигнали: а) $D0..D5=1, D6..D15=0; A=B=1; C=D=0; V=1$; б) те ж, але $V=0$; в) $D0=D5=D6=D8=D12=0$, на інших інформаційних входах одиниця; $A=1, B=0, C=1, D=0, V=0$. Які сигнали будуть на виході мікросхеми?

3.66. Назвіть основні способи нарощування розрядності мультиплексорів і приведіть їхні порівняльні характеристики.

3.67. Поясніть методику пірамідального з'єднання мікросхем мультиплексорів.

3.68. Для побудови мультиплексора 32X1 використовуються тільки мікросхеми K155КП7 (рис. 3.13, б). Який спосіб нарощування розрядності впливає використовувати? Скільки корпусів мікросхем потрібно?

3.69. Для побудови мультиплексора 48 X 1 використовуються мікросхеми K155КП5 (рис. 3.13, г). Відповісти: а) скільки каскадів необхідно для побудови цього мультиплексора; б) скільки розрядів повинний мати код адреси; в) скільки мікросхем необхідно для побудови цього мультиплексора; г) як з'єднуються адресні шини першого і наступного каскадів, якщо вони позначаються, починаючи з молодших розрядів літерами A, B, C, D, E, F, G і т.д.

3.70. Визначити сумарний час затримки $t_{3\Sigma}$ вхідного сигналу в трьохкаскадному пірамідальному мультиплексорі, якщо час затримки однієї мікросхеми, з яких складений мультиплексор, $t_3=2$ мкс.

3.71. Для побудови мультиплексора 88X1 з паралельною структурою використовуються мікросхеми K155КП7 (рис. 3.13, б). Відповісти: а) скільки корпусів мікросхем необхідно; б) яка повинна бути розрядність коду адреси; в) яка розмірність дешифратора необхідна для керування, що дозволяються входами окремих мікросхем.

3.72. Які сигнали необхідно подати на інформаційні виходи $D0..D3$ мультиплексора 4X1 із прямим виходом, щоб по адресних входах A і B він реалізував функцію $F=x_2x_1+x_2x_1$?

3.73. На адресні входи A і B мультиплексора 4X1 з інверсним виходом подані відповідно сигнали x_1 і x_2 . Які сигнали необхідно подати на інформаційні входи $D0, D1, D2, D3$, щоб була реалізована функція $F=x_0x_1+x_0x_2+x_1x_2$?

3.74. На адресні входи A і B мультиплексора 4 X 1 із прямим виходом подані відповідно сигнали x_1 і x_2 . Які сигнали необхідно подати на інформаційні входи $D0, D1, D2, D3$, щоб була реалізована функція а) $F=x_2x_1$; б) $F=x_2x_1$; в) $F=x_1+x_2$; г) $F=x_1(x_0+x_2)$; д) $F=x_2x_1x_0+x_2x_1x_0$?

3.75. На адресні входи A, B, C мультиплексора K155КП5 (рис. 3.13, г) подані відповідно сигнали x_1, x_2, x_3 . Які сигнали необхідно подати на інформаційні входи, щоб були реалізовані наступні логічні функції чотирьох перемінних функцій x_0, x_1, x_2, x_3 : а) $F=VKi^4$, де $i=0, 1, 3, 5, 9$; б) $F=VKi^4$, де $i=1, 2, 3, 6, 7$; в) $F=VKi^4$, де $i=0, 1, 2, 7, 12, 13, 14$?

3.76. На адресні входи A, B, C мультиплексора K155КП1 (рис. 3.13, б) подані відповідно сигнали x_1, x_2, x_3 . Які сигнали необхідно подати на

інформаційні і керуючий входи для реалізації наступних логічних функцій: а) $F=x_3x_2+x_3x_2+x_2x_0$; б) $F=x_3x_1+x_2+x_3x_0$?

3.77. Які сигнали необхідно подати на інформаційні входи D0, D1, D2, D3 чотирьохканального мультиплексора з інверсним виходом, щоб по адресним входам А і В він реалізував функції: а) $F=AB+AB$; б) $F=A+B+C$; в) $F=ABC$; г) $F=AB+C$?

3.78. Який комбінаційний пристрій називається демультимплексором, як позначаються демультимплексори на схемах і для яких цілей використовуються?

3.79. Число виходів демультимплексора 28. Яке число адресних шин він повинний мати?

3.80. Що мають спільного й у чому відрізняються мультиплексори і дешифратори?

3.81. Поясніть принципи нарощування демультимплексоров.

3.82. Яке максимальне число виходів демультимплексора може бути отримане при наявності 5 мікросхем демультимплексоров 1X8?

3.83. При яких умовах мікросхема К155ИД4 (рис. 3.19) може бути використана як дешифратор, а при яких - як демультимплексор?

3.84. Мікросхеми мультиплексора 1X4 і демультимплексора 1X4 включені послідовно і мають спільні адресні шини. На інформаційних входах мультиплексора наступні сигнали: D0=1, D1=0, D2=0, D3=1. При яких адресних сигналах А і В на виході демультимплексора буде логічна одиниця?

3.85. Які сигнали будуть на виходах демультимплексора (рис. 3.17, б), якщо сигнали на його входах: а) $x=1, A=1, B=0, V=1$; б) $x=1, A=0, B=1, V=0$?

3.86. Які сигнали повинні бути на входах демультимплексора (рис. 3.17, б) для того, щоб сигнал на виході $F_2=1$?

3.87. Демультимплексор 1X8 зібраний за схемою (рис. 3.17, в). Які сигнали повинні бути на входах демультимплексора для того, щоб: а) сигнал на виході $F_3=1$; б) сигнал на виході $F_5=0$.

3.88. Чим відрізняються демультимплексори, виконані на мікросхемах ТТЛ і КМОП?

3.89. Які сигнали повинні бути на входах демультимплексора (рис. 3.18) для того, щоб інформаційний вхід був з'єднаний з виходом 21?

3.90. На входах демультимплексора (рис. 3.18) наступні сигнали: $A=0, B=1, C=1, D=1, E=0$. З яким виходом з'єднаний інформаційний вхід x ?

Контрольні завдання

Варіант завдання вибирається відповідно до номеру по списку у групі.

Завдання 3.1. Додати три шістнадцятирозрядних двійкових числа, заданих в табл. 3.2 і 3.3.

Методика виконання завдання

1. Відповідно до порядкового номера (1 або 2) групи на курсі і своїм обліковим номером n у групі з табл. 3.11 і 3.12 вибирають номер варіанта n і відповідно до цього номера визначають три шістнадцятирозрядних двійкових числа за наступною методикою:

перше число задається рядком з номером $N=n$;

друге число задається рядком з номером $N=n+1$ при $n \leq 29$ і $n+1-30$ при $n=30$;

третє число задається рядком з номером $N=n+1$ при $n \leq 28$ і $n+2-30$ при $28 \leq n \leq 30$. Наприклад, для першої одиниці по одному групи на курсі й облікового номера 30 вибираємо:

перше число ($N=30$) $A=111000\phi\phi1100011\phi$;

друге число (N=1) $B=111\phi00\phi\phi01111010$;

третє число (N=2) $B=1011\phi1000110\phi\phi01$.

Усі байдужі стани заміняються одиничними значеннями:

$A=1110001111000111$;

$B=1111001101111010$;

$B=1011110001101101$.

3. Складають два перших числа A і B, для чого їх порозрядно записують один під одним і порозрядно складають з урахуванням переносів з попередніх розрядів:

$P_1=110001111111110$

$A=1110001111000111$

$B=1111001101111010$

$S_1=1101011101000001$

4. Складають отриману суму S_1 і третє число B, для чого їх порозрядно складають з урахуванням переносів з попередніх розрядів:

$P_1=1111110001000001$

$S_1=11101011101000001$

$C=10111100011011101$

$S=10100100111010110$

Отримана сума S і є шуканим числом.

Завдання 3.2. Розробити перетворювач коду за схемою дешифратор-шифратор с шифратором, виконаним по матричній діодній схемі, для перетворення вхідних функцій, заданих табл. 3.6 і 3.7, у відповідні ним вихідні при умові, що вхідні функції задані двійковим чотирьохрозрядним кодом, вихідні - двійковим п'ятирозрядним кодом, а діапазон зміни параметра x складає $(0...1)\pi/2$ з дискретністю 0.1.

Методика виконання завдання

1. Відповідно до порядкового номера (1 або 2) групи на курсі і своїм обліковим номером n у групі з табл. 3.6 і 3.7 вибирають номер варіанта n і виписують вхідну і вихідну функції розроблювального ПК. Наприклад, для першої одиниці по одному з груп і облікового номера 30 вибирають функції $F_{вх}=\sin\pi x$; $F_{вих}=\cos\pi x$.

2. Визначають дискретні значення вхідної функції при рівномірній дискретизації з кроком 0.1π при зміні x від 0 до 1. Отримані дані переводять у двійковий чотирьохрозрядний код, для чого кожне з отриманих дискретних значень функції множать на число (2^4-1) , результат округляють до найближчого цілого числа, що і записують у двійковому чотирьохрозрядному коді. Результати зводять у таблицю (для приведеного приклада табл. 3.8), де у рядку 1 зазначені значення x , рядку 2 - πx , рядку 3 - $\sin\pi x$ у десятковому коді, у рядку 4 - $(2^4-1)\sin\pi x$ - значення перетвореної функції $\sin\pi x$ у десятковому коді з урахуванням розрядності вхідного двійкового коду, рядку 5 - $(2^4-1)\sin\pi x$ округлені до найближчого цілого десяткового числа значення функції $\sin\pi x$ у десятковому виді з урахуванням розрядності вхідного двійкового коду; рядку 6 - двійковий чотирьохрозрядний код перетвореної функції.

3. Визначають дискретні значення вихідної функції при тих же значеннях x по тій же методиці з обліком того, що вихідна функція записується в двійковому п'ятирозрядному коді. Результати зводяться в таблицю (для приведеного приклада табл. 3.9), де в рядках 4, 5 і 6 для перекладу функції $\cos\pi x$ у двійковий код використовуються коефіцієнти (2^5-1) .

4.Будується схема перетворювача кодів. Для цього використовується дешифратор 4X16, вихідні шини 0...15 якого за допомогою діодів з'єднані з п'ятьма вихідними шинами шифратора відповідно до отриманого в результаті виконання пунктів 2 і 3 кодами вхідної і вихідної функцій. При цьому двійковий чотирьохрозрядний код вхідної функції на кожному з наборів визначає номер вихідної шини дешифратора, а відповідний йому двійковий п'ятирозрядний код - вузли з'єднання цієї вихідної шини з відповідною розрядною вихідною шиною шифратора. З'єднання вихідної шини дешифратора і вихідних шин шифратора здійснюється за допомогою діодів тільки в тих розрядах, де код вихідного п'ятирозрядного двійкового числа дорівнює одиниці. Схема ПК для розглянутого приклада приведена на (рис. 3.21).

В разі, якщо одному і тому ж коду відповідають різні вихідні коди, що пояснюється помилками, визваними дискретизацією неперервної функції остаточною числом її дискретних значень (наприклад, два останніх стовбчика табл. 3.8. та 3.9.), слід взяти одне із значень вихідного коду (в розглянутому прикладі взяли код 00000, так як при $x=1 \cos \pi x=0$).

Завдання 3.3 Розробити на основі мультиплексора 8*1(наприклад мікросхема K155КП7)комбінаційну схему для реалізації чотирьохмісних логічних функцій, заданих в таблиці 3.2.

Методика виконання завдання

1.Відповідно до порядкового номера (1 або 2) групи на курсі і своїм обліковим номером n у групі з табл. 3.10 і 3.11 вибирають номер варіанта n і виписують вхідну і вихідну функції розроблювального ПК. Наприклад, для першої по порядку групи й облікового номера 30 вибирають функції F задану фрагментом таблиці 3.11. Це таблиця відповідності функції чотирьох змінних, заданих на кожній із номерів 0...15.

2. Перетворюють записану таблицю в форму, придатну для синтезу реалізуємої схеми.

3. Малюємо схему для реалізації заданої логічної функції, подаючи на входи мультиплексора сигнали у відповідності з таблицею, отриманої в п.2 завдання (для розглянутого прикладу рис. 3.22).

Таблиця 3.8.

Номер	Характер операції	Дискретні значення перетворюємих функцій										
1	X	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
2	$[\pi x]^0$	0	9	18	27	36	45	54	63	72	81	90
3	$\sin \pi x$	0	0,16	0,31	0,45	0,59	0,71	0,81	0,89	0,95	0,99	1,0
4	$(2^5 -) \sin \pi x$	0	2,5	4,65	6,75	8,85	10,7	12,2	13,4	14,3	14,3	15
5	$[(2^5 - 1) \sin \pi x]$	0	3	5	7	7	9	11	12	13	13	15
6	Двійковий код $[(2^5 - 1) \sin \pi x]$	000 0	001 1	011 0	011 1	100 1	101 1	110 0	110 1	111 0	111 1	111 1

Таблиця 3.9.

Номер	Характер операції	Дискретні значення перетворюємих функцій										
1	x	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
2	$[\pi x]^0$	0	9	18	27	36	45	54	63	72	81	90
3	$\cos \pi x$	1,0	0,98	0,95	0,88	0,80	0,71	0,57	0,44	0,29	0,14	0
4	$(2^5 - 1) \cos \pi x$	31	30,4	29,7	27,4	24,8	22	17,7	13,7	9,0	4,3	0
5	$[(2^5 - 1) \cos \pi x]$	31	30	30	27	25	22	18	14	9	4	0
6	Двійковий код $[(2^5 - 1) \cos \pi x]$	111 11	111 10	111 10	110 11	110 01	101 10	100 10	011 10	010 01	001 00	000 00

Таблиця 3.10.

Варіант	Номер конститuentи															
1	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
2	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	1	0
3	1	0	1	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1
4	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0
5	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0	0	1	0	0	1	1
6	0	0	1	1	1	0	0	0	1	0	0	0	1	1	1	0
7	1	1	0	1	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	1	1
8	0	0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	1	1	0	0	0
9	1	0	0	0	0	1	1	0	1	1	1	0	0	0	0	0
10	1	0	0	1	1	0	1	0	1	1	1	0	0	0	0	0
11	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	1	1
12	0	1	1	0	1	1	1	0	1	0	0	0	0	1	1	1
13	1	1	1	0	0	1	1	0	1	0	0	0	1	1	0	0
14	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	0	1
15	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1	1	1	0	0	1	1
16	0	1	0	0	0	1	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1
17	0	0	1	0	0	0	0	1	0	1	0	1	1	0	1	1
18	0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	0	1	1	1	0	0
19	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	0	0	0
20	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	1	0	0	0	0
21	0	0	0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	0	0	1	0
22	0	0	1	1	1	0	0	0	1	0	0	1	1	0	0	1
23	0	0	1	0	0	1	0	1	1	1	0	0	1	1	0	0
24	0	1	0	1	0	0	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0
25	1	0	1	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0
26	1	1	1	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1	0	1	0
27	1	0	0	0	1	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0
28	0	1	0	1	1	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1

29	1	0	1	1	0	0	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0
30	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	1	1	0

Таблиця 3.11.

Варі- ант	Номер конститuentи															
1	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
2	0	1	0	1	1	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0
3	1	0	1	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	1	0
4	0	1	0	0	1	0	1	0	0	0	1	1	1	0	0	0
5	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0	1
6	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	1	1	1	0	1
7	0	1	1	1	0	1	1	0	1	1	1	1	0	0	0	0
8	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	0	1	1	1	1	0
9	1	0	0	1	0	0	1	0	1	1	1	1	0	0	0	0
10	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0
11	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	1
12	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	1	0	1	0	0	1
13	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	1	1	0	1
14	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	1	1
15	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	1	1
16	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	1
17	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0
18	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	1	0
19	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1
20	1	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1
21	1	0	0	1	1	1	1	0	0	0	1	0	0	0	1	1
22	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1	1
23	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	1	1	1	0	0	1
24	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1
25	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	1	0	0
26	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1
27	1	1	0	0	1	1	1	1	0	0	0	1	0	0	1	1
28	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1
29	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	0	1
30	0	1	1	1	1	1	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0

Таблиця 3.6

Номер варіанта	Вхідна функція	Вихідна функція
1	$\sin \pi x$	x
2	$\cos \pi x$	x
3	$1 - \sin \pi x$	$0,8x$
4	$1 - \cos \pi x$	$0,8x$
5	$\sin \pi x$	x^2
6	$\cos \pi x$	x^2
7	$1 - \sin \pi x$	x^2
8	$1 - \cos \pi x$	x^2
9	$(1 - \sin \pi x)^2$	$0,5x$
10	$(1 - \cos \pi x)^2$	x
11	$\sqrt{1 - \sin \pi x}$	x
12	$\sqrt{1 - \cos \pi x}$	x
13	$\frac{1}{\sqrt{2}\pi} \sqrt{\pi - x + \frac{1}{2} \sin 2x}$	x
14	$\frac{1}{\sqrt{2}\pi} \sqrt{\pi - x + \frac{1}{2} \cos 2x}$	x
15	$\sin^2 \pi x$	x
16	$\cos^2 \pi x$	x
17	$1 - \sin^2 \pi x$	x
18	$1 - \cos^2 \pi x$	x
19	$x \sin \pi x$	$\sin x$
20	$x \sin \pi x$	$\cos x$
21	$x (1 - \sin \pi x)$	x
22	$x (1 - \cos \pi x)$	x
23	$x (1 - \sin \pi x)^2$	$\sin x$
24	$x (1 - \cos \pi x)^2$	$\cos x$
25	$x \sqrt{1 - \sin \pi x}$	x
26	$x \sqrt{1 - \cos \pi x}$	x
27	$x \sqrt{1 - \sin \pi x}$	$\sin x$
28	$x \sqrt{1 - \cos \pi x}$	$\cos x$
29	$1 - x \sin^2 x$	$1 - x \cos^2 x$
30	$\sin \pi x$	$\cos \pi x$

Таблиця 3.6

Номер варіанта	Вхідна функція	Вихідна функція
1	$1 - x \sin^2 \pi x$	$\sin \pi x$
2	$1 - x \cos^2 \pi x$	$\cos \pi x$
3	x	$\sin \pi x$
4	x	$\cos \pi x$
5	$\sin \pi x$	$\sqrt{1 - \sin \pi x}$
6	$\sin \pi x$	$\sqrt{1 - \cos \pi x}$
7	$\cos \pi x$	$\sqrt{1 - \sin \pi x}$
8	$\cos \pi x$	$\sqrt{1 - \cos \pi x}$
9	$(1 - \sin \pi x)^2$	$\sin \pi x$
10	$(1 - \sin \pi x)^2$	$\cos \pi x$
11	$(1 - \cos \pi x)^2$	$\sin \pi x$
12	$(1 - \cos \pi x)^2$	$\cos \pi x$
13	x	$\sqrt{x(1 - \sin \pi x)}$
14	x	$\sqrt{x(1 - \cos \pi x)}$
15	$\sin^2 x$	$\cos^2 x$
16	x	$1 - \sin \pi x$
17	x	$1 - \cos \pi x$
18	x^2	$\sin \pi x$
19	x^2	$\cos \pi x$
20	x	$1 - \sin^2 \pi x$
21	x	$1 - \cos^2 \pi x$
22	$\sin \pi x$	$\sin^2 \pi x$
23	$\cos \pi x$	$\cos^2 \pi x$
24	$\cos \pi x$	$\sin \pi x$
25	$\sin \pi x$	$x \cdot \sin \pi x$
26	$\sin \pi x$	$x \cos \pi x$
27	$\cos \pi x$	$x \cos \pi x$
28	$\cos \pi x$	$x \sin \pi x$
29	$\sqrt{\sin \pi x}$	$\cos \pi x$
30	$\sqrt{\cos \pi x}$	$\sin \pi x$

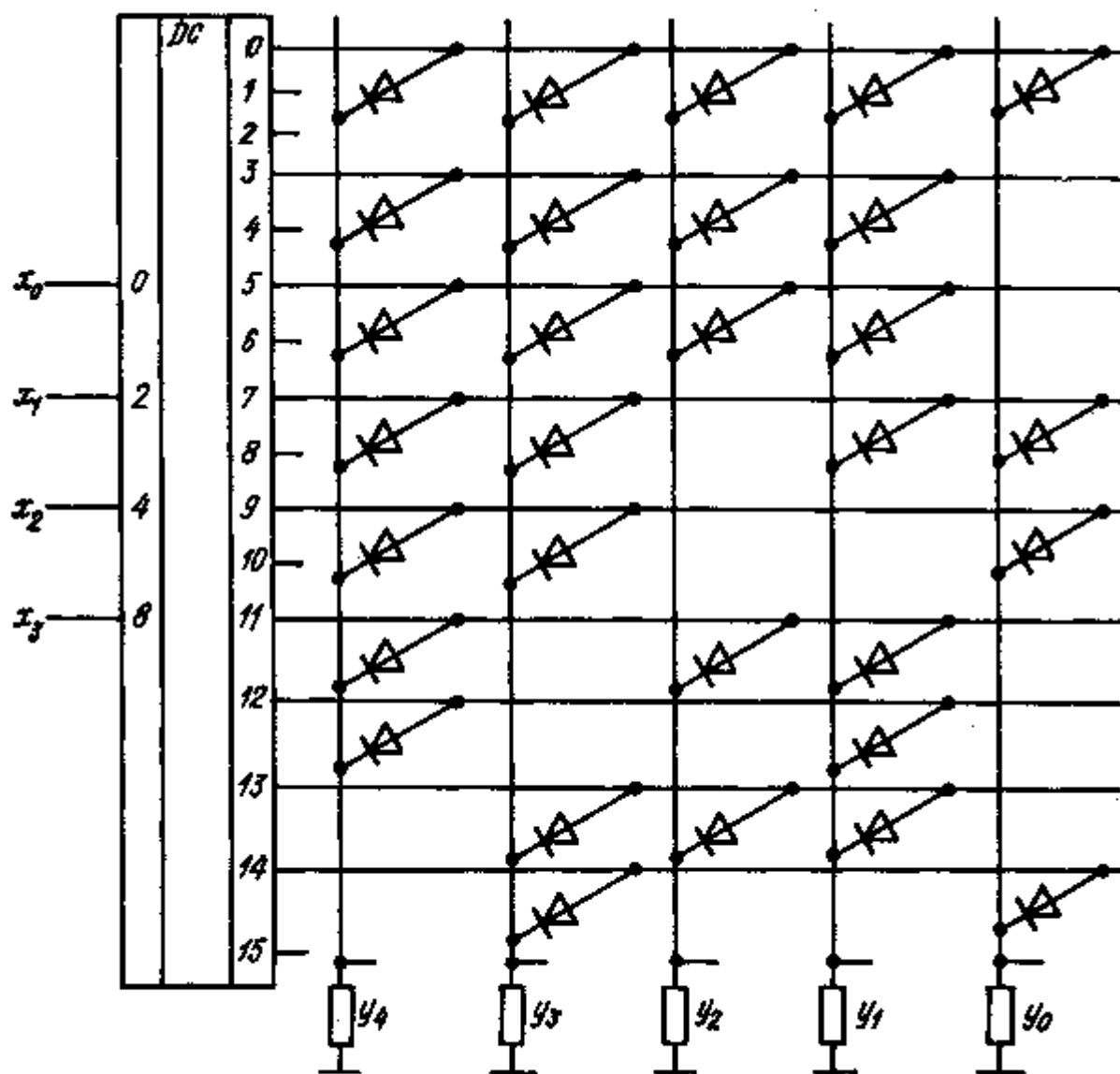


Рис.3.21

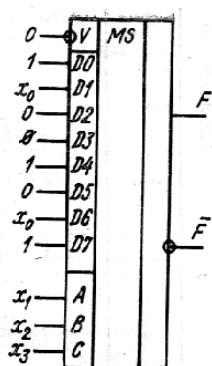


Рис. 3.22.

Література.

- 1.Алексеевко А.Г., Коломбет Е.А., Стародуб Г.И. Применение аналоговых прецизионных схем.-М.: Радио и связь, 1981.- 223с.
- 2.Войшвилло Г.В. Усилительные устройства.- 2-е изд., перераб.и доп.-М.: Радио и связь, 1983 – 384с.
- 3.Гершунский Б.С. Справочник по расчету электронных схем.- К.:Выща шк. Изд-во при Киев ун-те. 1983.-240с.
- 4.Гусев В.Г.,Гусев Ю.М. Электроника. –М.:Высш. шк., 1982-495с.
- 5.Расчет электронных схем. Примеры и задачи/ Г.И. Изъюрова, Г.В. Королев, В.А. Терехов и др. – М.: Высш. шк. 1987 – 335с.
- 6.Немигенчев И.Н. Электронные аналоговые схемы и устройства.- Габрово: ВМЭИ, 1987 – 424с.
- 7.Преснухин Л.Н.,Воробьев Н.В., Шишкевич В.А. Расчет элементов цифровых устройств. –М.:Высш.шк.,1982 –384с.