

Затверджено науково-методичною  
радою ЖДТУ  
протокол від «\_\_»\_\_\_\_\_ 20\_\_ р.  
№\_\_

**МЕТОДИЧНІ РЕКОМЕНДАЦІЇ**  
для проведення практичних занять  
з навчальної дисципліни  
**«ЕЛЕКТРОНІКА ТА МІКРОПРОЦЕСОРНА ТЕХНІКА**

для студентів освітнього рівня «БАКАЛАВР»  
денної форми навчання  
спеціальності 151 «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології»  
освітньо-професійна програма «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані  
технології»  
Факультет комп'ютерно-інтегрованих технологій, мехатроніки і  
робототехніки  
Кафедра метрології та інформаційно-вимірювальної техніки

Розглянуто і рекомендовано  
на засіданні кафедри метрології  
та інформаційно-вимірювальної  
техніки  
протокол від 28 серпня 2019р., № 12

Розробники: доцент кафедри метрології та інформаційно-вимірювальної  
техніки к.т.н., Чепюк Л.О., асистент кафедри метрології та інформаційно-  
вимірювальної техніки Воронова Т.С.

Методичні рекомендації для практичних занять з дисципліни «ЕЛЕКТРОНІКА ТА МІКРОПРОЦЕСОРНА ТЕХНІКА» для студентів спеціальності 151 «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології»/ Розробники Л.О. Чепюк, Т.С. Воронова. – Житомир: ДУ «Житомирська політехніка», 2019. – 36 с.

Розробники: Л.О. Чепюк, Т.С. Воронова

Рецензенти:

к.т.н., доцент кафедри АтаКІТ ім. проф. Б.Б. Самотокіна Добржанський О.О.;  
доцент кафедри МтаІВТ Тарарака В.Д.

**Завдання 1.** У відповідності з вказаним викладачем варіантом (табл. 2) розрахувати однофазний випрямляч.

*Об'єм та послідовність виконання завдання*

1. Розрахувати однофазний випрямляч з ідеальними вентилями і трансформатором (без врахування втрат у них), що працює на активне навантаження. Вибрати тип напівпровідникових вентилів, що найбільш підходить за параметрами, визначити коефіцієнт трансформації силового трансформатора, вважаючи, що живлення здійснюється від мережі  $U_m = 220$  В,  $f_m = 50$  Гц.

2. Розрахувати Г-подібний  $LC$  фільтр випрямляча, що згладжує, який забезпечує вказані у табл. 1 пульсації у навантаженні, вибрати ємність, вважаючи, що  $L_\phi = 4$  Гн. Врахувати, якщо коефіцієнт згладжування (відношення пульсації на виході випрямляча до пульсації на виході фільтра) більший 25, рекомендується брати багатоланковий фільтр (наприклад, дволанковий, який складається з двох ланок, які утворені з однакових конденсаторів і дроселів).

Таблиця 1

№ варіанту	$U_0$ , В	$I_0$ , А	Тип сх.	$K_n$ , %	№ варіанту	$U_0$ , В	$I_0$ , А	Тип сх.	$K_n$ , %
1	30	4,0	1	5	16	150	0,3	1	10
2	35	5,0	3	1	17	80	0,7	3	7
3	40	4,0	2	2	18	20	4,0	2	3
4	45	6,0	3	2	19	70	0,5	3	2
5	40	3,0	1	6	20	60	5,0	3	3
6	60	5,0	2	2	21	60	1,5	1	9
7	30	2,5	3	4	22	100	0,3	2	7
8	50	2,0	1	7	23	150	1,2	3	6
9	50	3,0	3	2	24	200	0,6	2	5
10	60	1,0	2	3	25	55	3,0	3	2
11	40	5,5	3	4	26	60	3,0	2	4
12	100	0,5	1	8	27	65	2,0	2	3
13	120	1,5	3	6	28	30	3,5	1	5
14	90	0,6	2	4	29	70	2,0	3	5
15	50	2,5	3	4	30	70	1,0	1	4

*Примітка.* Тип схеми: 1 – однопівперіодна, 2 – двопівперіодна зі середньою точкою, 3 – двопівперіодна мостова.

### Стислі теоретичні відомості

Найчастіше в якості джерел живлення електронних приладів використовують вторинні джерела, в яких напруга необхідної якості отримують в результаті її перетворення зі змінної напруги електричної мережі (частота – 50 Гц, діюче значення напруги – 220 В.). Безпосереднє використання напруги електричної мережі (первинне джерело) в більшості випадків неможливе в зв'язку:

- необхідністю використовувати для живлення електронних приладів постійної напруги, припустимі зміни якої не повинні перевищувати достатньо вузькі межі;
- значним розкидом номіналів напруги, що використовують для живлення електронних приладів;
- значною нестабільністю напруги електричної мережі (+13%...мінус 20%).

До останнього часу найбільш застосовувались джерела вторинного електроживлення, структурна схема яких зображена на рис. 1.

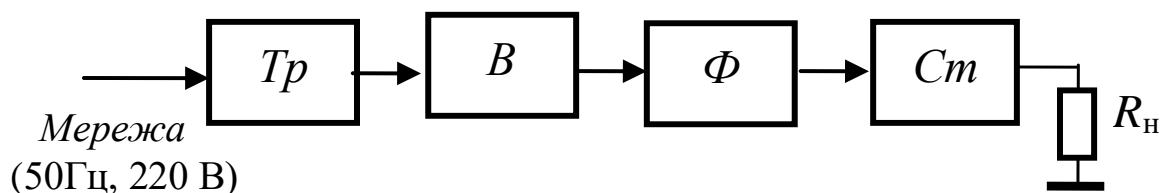


Рис. 1

Вона сформована з послідовно з'єднаних трансформатора ( $Tr$ ), випрямляча ( $B$ ), згладжувального фільтра ( $\Phi$ ) і стабілізатора ( $Cm$ ). Трансформатор забезпечує первинне узгодження за рівнем напруги, випрямляч – за частотою, стабілізацію коротко часову забезпечує фільтр, довго часову – стабілізатор.

#### Однофазний однопівперіодний випрямляч

Схема найпростішого однофазного однопівперіодного випрямляча зображена на рис. 2,а. Проаналізуємо його роботу, припустивши, що він працює на активне навантаження  $R_n$ , а вхідна напруга змінюється по синусоїдальному закону  $U_{вх} = U_m \sin \omega t$ .

На інтервалі  $0 \leq t \leq T/2$  (рис. 2,б) на напівпровідниковий діод  $VD$  надходить пряма напруга. Тому він проводить струм, який в навантаженні створює напругу, що повторює вхідний сигнал.

На інтервалі  $T/2 \leq t \leq T$  діод  $VD$  зміщений в зворотному напрямку і струм та напруга навантаження дорівнює нулю. Уся вхідна напруга виникає на діоді, що може призвести до його пробію. Найбільш ймовірний пробій при максимальному, амплітудному значенні зворотної напруги  $U_m$ .

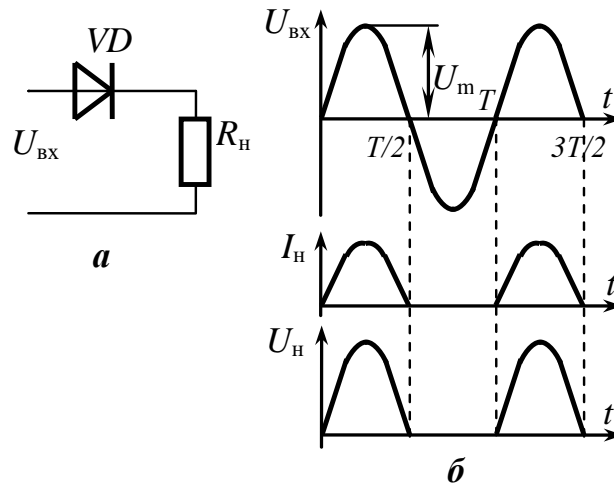


Рис. 2

Подібна картина буде спостерігатися в усіх послідовних періодах. Середня напруга навантаження

$$U_0 = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} U_m \sin \omega t \, dt = -\frac{U_m}{T \omega} \Big|_0^{T/2} = U_m / \pi .$$

Середній струм діода дорівнює середньому струму ланцюга.

Струм та напруга навантаження – пульсуючі однополярні. Якщо розкласти їх в ряд Фур'є, то маємо:

$$u_i = \frac{U_m}{\pi} + \frac{U_m}{2} \sin \omega t - \frac{2U_m}{3\pi} \cos 2\omega t + \dots,$$

де  $(U_m / \pi)$  – постійна складова випрямленої напруги, яка дорівнює середнє випрямленому значенню  $U_0$  (див. вище отримане значення для  $U_0$ );

$U_1 = (U_m / 2) \sin \omega t$  – перша (основна) гармоніка напруги навантаження;

$(2 U_m / 3\pi) \cos \omega t + \dots$  – друга та подальші гармоніки напруги навантаження.

Змінний, пульсуючий характер вихідної напруги випрямляча, характеризують коефіцієнтом пульсацій, який визначається відношенням амплітуди найбільшої гармоніки до постійної складової:

$$K_n = \frac{U_1}{U_0} = \frac{\pi}{2} \approx 1,57 .$$

#### Однофазний двопівперіодний випрямляч

Параметри вихідної напруги можна покращити, якщо струм крізь навантаження буде проходити в обидва півперіоди вхідної напруги. Це можна зробити використовуючи дві схеми однопівперіодного випрямляча, що будуть робити на одне навантаження. Для цього на кожен з них необхідно подавати протифазну напругу. Це реалізовано в однофазному випрямлячі, вторинна обмотка трансформатора якого має дві однакові обмотки з виводом від середньої точки (рис. 3,а). Тому на кожен діод поступає однакова за величиною напруга, фаза якої зміщена на  $180^\circ$  (рис. 3,б, де  $U_{Iвх} = U_{m\,об} \sin \omega t$  і

$U_{2вх} = U_{m об} \sin(\omega t + \pi)$ ;  $U_{m об}$  – амплітуда напруги на одній половині вторинної обмотки трансформатора).

В один з півперіодів, коли верхній вивід обмотки позитивний відносно середнього струм навантаження проходить крізь діод  $VD1$ . В наступний півперіод струм формується діодом  $VD2$  причому струм в навантаженні знову йде в напрямку до середньої точки. Тому середній струм та напруга навантаження зростає два рази в порівнянні з однопівперіодним випрямлячем:

$$U_0 = 2U_{m \dot{a}} / \pi.$$

Середній струм кожного діода зменшується в два рази в порівнянні з середнім струмом навантаження

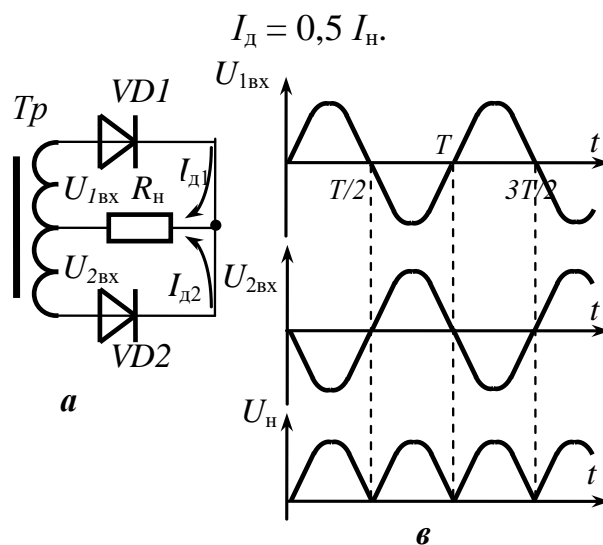


Рис. 3

Зменшуються і пульсації вихідної напруги. Коефіцієнт пульсацій зменшується до значення  $K_n = 0,67$ , причому частота максимальної складової зростає у два рази ( $f_n = 2 f_m = 100$  Гц). Однак зворотна напруга на закритому діоді також зростає у два рази порівняно з напругою однієї половини обмотки, бо до закритого діода буде прикладена напруга всієї вторинної обмотки трансформатора.

Найкращі показники має мостова схема випрямляча (рис. 4). В ньому при позитивній вхідній напрузі струм навантаження йде крізь діоди  $VD3$  і  $VD2$ , при негативній – крізь діоди  $VD4$  і  $VD1$ . Тому форма напруги та струму навантаження не відрізняються від наведених на рис. 3. Не відрізняються і співвідношення між середніми та амплітудними значеннями і значеннями коефіцієнта пульсацій. Максимальна зворотна напруга на діоді дорівнює амплітуді вхідної.

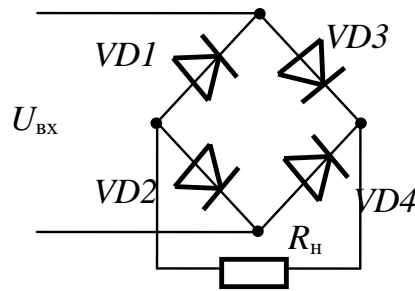


Рис. 4

*Вказівки до виконання завдання*

Функціональні схеми однофазних випрямлячів наведені на рис. 2, 3, 4. Як було пояснено, у першій схемі випрямляється лише один півперіод напруги, яка виникає на вторинній обмотці трансформатора. У двох інших схемах випрямляється два півперіоди, тому вони названі двопівперіодними.

Діод, який забезпечує випрямлення напруги, повинен бути здатен витримати середній спрямлений струм ( $I_{д}$ ), що проходить через нього при прямій напрузі та максимальну зворотну напругу ( $U_{д зв}$ ), яка з'являється на вторинній обмотці трансформатора. Співвідношення між ними та середніми спрямленими напругою  $U_0$  і струмом  $I_0$  (дані, що вказані в табл. 2) для різних схем випрямляча наведені у табл. 3.

Таблиця 3

Параметр	Тип схеми		
	Однопів-періодна	Двopівперіодна з середньою точкою	Мостова
Струм діода, $I_{д}$	$I_0$	$I_0 / 2$	$I_0 / 2$
Зворотна напруга, $U_{д зв}$	$\pi U_0$	$\pi U_0$	$0,5 \cdot \pi U_0$
Коефіцієнт Пульсацій	1,57	0,67	0,67

*Примітка до табл. 3.* Наведені співвідношення відповідають роботі випрямляча на активне навантаження. Урахування реактивності навантаження значно ускладнює розрахунки [9,11, 13].

Гранично (максимально) припустимі параметри вибраного (за довідником) діода повинні задовольняти нерівностям:

$$I_{сер макс} \leq K_1 I_{д}, \quad U_{зв макс} \leq K_1 U_{д зв}, \quad (1)$$

де  $I_{сер макс}$  – максимально припустимий середній спрямлений струм діода;

$U_{зв.макс}$  – максимально припустима зворотна напруга діода;

$K_1 = 1,2 \dots 1,5$  – коефіцієнт запасу.

Величини  $I_{сер макс}$  та  $U_{зв.макс}$  беруться з довідникової літератури [14] або технічної документації.

Коефіцієнт трансформації трансформатора визначається за однією з формул:

$$K_{\text{тр}} = \frac{U_{2 \text{ макс}}}{U_{\text{м макс}}} = \frac{U_2}{U_{\text{м}}} . \quad (2)$$

де  $U_{2 \text{ макс}}$ ,  $U_{\text{м макс}}$  – амплітуди напруги на вторинній обмотці трансформатора та напруги мережі,  $U_2$ ,  $U_{\text{м}}$  – їх діючі значення.

Співвідношення амплітудного і діючого значень для синусоїдного сигналу

$$U_{\text{макс}} = 1,41 U_{\text{діюч}} . \quad (3)$$

Для зменшення пульсацій використовують фільтри. Дія фільтра характеризується коефіцієнтом згладжування  $q$ , який дорівнює

$$q = \frac{K_{\text{п вх}}}{K_{\text{п вих}}} , \quad (4)$$

де  $K_{\text{п вх}}$ ,  $K_{\text{п вих}}$  – коефіцієнти пульсацій на вході та виході фільтра. Значення першого наведено у табл. 3, другого – в табл. 2.

Згладжуючі властивості фільтра визначаються його типом і номіналами елементів, що використовують. Для Г-подібного  $LC$  фільтра співвідношення між значеннями індуктивності і ємності та коефіцієнтом згладжування визначаються формулою:

$$L_{\circ} C_{\circ} = \frac{10}{m^2} (q+1), [\text{Гн мкФ}] \quad (5)$$

де  $m = 1$  для однопівперіодної схеми випрямляча;

$m = 2$  – для двопівперіодної.

Індуктивність дроселя задано, тому за формулою (5) визначається необхідна ємність конденсатора. За розрахованою величиною вибирається тип конденсатора і його номінали [20]. Ці дані наводяться у звіті.



**Завдання 2.** Розрахувати підсилювач з емітерною стабілізацією (рис. 5), який працює у режимі класу А.

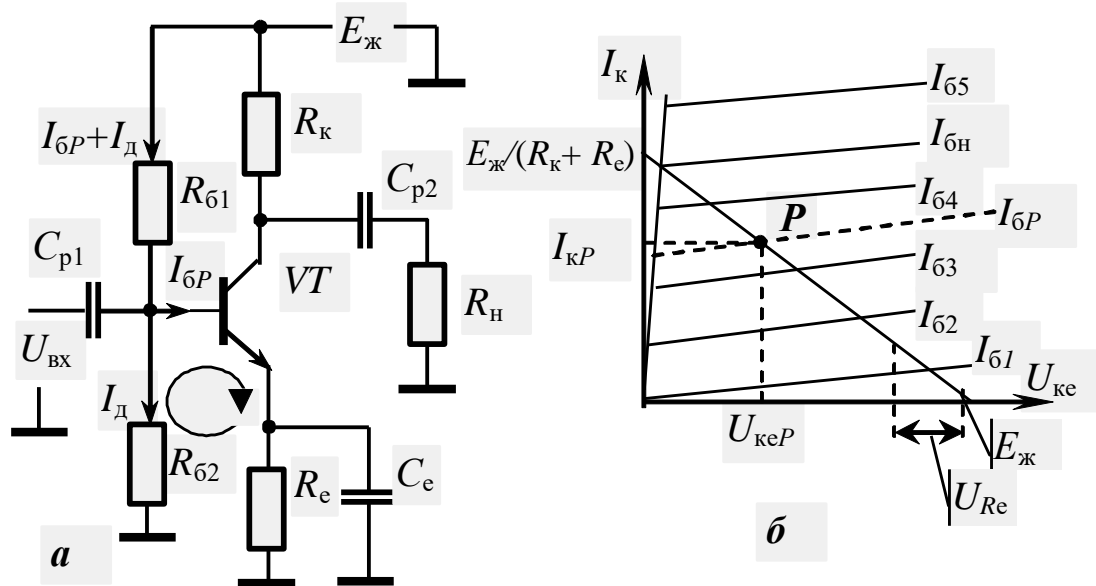


Рис. 5

Основні входні дані надані в табл. 4. Варіант вказує викладач. Додатково необхідно вважати, що

- коефіцієнти частотних спотворень на нижній та верхній частотах  $M_H = M_B \leq 1,21$ ;
- вихідний опір генератора сигналу  $R_r = 300 \text{ Ом}$ .

**Примітки до табл. 4:**

1. Використані позначення:

- $f_H, f_B$  – нижня і верхня частоти сигналу;
- $U_r$  – напруга джерела сигналу (генератора);
- $U_R$  – напруга сигналу на навантаженні;
- $R_H$  – опір навантаження;
- $T_{сер}$  – максимальна температура зовнішнього середовища, при якій може працювати підсилювач.

2. У таблиці наведені діючі значення напруги. Для визначення максимальних (амплітудних) значень можна користуватись виразом (3).

*Стисле теоретичне обґрунтування  
методики розрахунку підсилювача*

Електронним підсилювачем називається пристрій, що дозволяє перетворювати входні електричні сигнали в сигнали більшої потужності без істотного спотворення їхньої форми. Процес перетворення здійснюється за допомогою нелінійного активного елемента (в даному випадку – транзистора), який збільшує потужність сигналу, беручи додаткову енергію з

джерела живлення. Підсилення сигналу відбувається в результаті зміни напруги і струмів, які формуються на елементах та колах підсилювача в результаті приєднання до нього джерела живлення. Тому існує залежність показників підсилювача за змінним струмом і електричним режимом, що обумовлений постійною напругою джерела живлення.

Таблиця 4

Варіант	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$f_H$ , Гц	100	50	150	100	75	120	60	40	60	30
$f_B$ , кГц	25	15	50	75	100	50	16	18	20	30
$U_G$ , В	0,20	0,20	0,3	0,30	0,25	0,20	0,20	0,20	0,40	0,15
$U_R$ , В	3	4	4	5	6	3	4	5	4	2,5
$R_H$ , кОм	0,5	0,4	1,0	0,3	0,2	0,1	0,2	0,3	0,1	0,5
$T_{сер}$ , °С	+60	+50	+60	+45	+50	+60	+50	+40	+60	+50
Варіант	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
$f_H$ , Гц	200	140	50	90	250	90	50	140	200	30
$f_B$ , кГц	25	80	75	12	60	12	75	80	100	40
$U_G$ , В	0,35	0,30	0,2	0,2	0,45	0,3	0,4	0,3	0,15	0,3
$U_R$ , В	5	4	3	4	7	4	5	5	4	3
$R_H$ , кОм	0,4	0,3	0,1	0,2	0,5	0,2	0,2	0,1	0,3	0,15
$T_{сер}$ , °С	+40	+40	+50	+60	+60	+50	+60	+50	+45	+50
Варіант	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
$f_H$ , Гц	60	80	40	120	75	100	50	100	75	75
$f_B$ , кГц	20	30	40	70	100	50	25	25	80	60
$U_2$ , В	0,4	0,4	0,2	0,5	0,25	0,3	0,3	0,5	0,3	0,25
$U_R$ , В	4	5	4	7	5	6	6	9	5	2
$R_H$ , кОм	0,25	0,3	0,1	0,4	0,15	0,5	0,35	0,5	0,4	0,05
$T_{сер}$ , °С	+50	+40	+60	+50	+40	+40	+50	+60	+40	+50

Відповідно до цього розрахунок підсилювача проводиться у два етапи. Спочатку визначають параметри елементів, які визначають електричний режим роботи за постійним струмом (встановлюють номінали резисторів та вибирають тип транзистора). На другому етапі встановлюють номінали реактивних елементів (в наданій схемі це конденсатори) і розраховують параметри та характеристики підсилювача за змінним струмом.

Оснoву розрахунку за постійним струмом являє вибір положення точки спокою (точка  $P$  рис.5,б) на лінії навантаження та визначення номіналів резисторів, при яких забезпечується визначений розподіл напруги в

вихідному колі транзистора при струмі колектора  $I_{кР}$ . Величина останнього визначається з нерівності:

$$I_{кР} \geq (1,2 \dots 1,5) I_{н \max}, \quad (6)$$

де  $I_{н \max}$  – максимальний струм навантаження.

На основі законів Кірхгофа та Ома для напруги в вихідному колі транзистора маємо:

$$E_{ж} = U_{Rк} + U_{ке} + U_{Re} \approx I_{кР} R_{к} + U_{ке} + I_{кР} R_{e}. \quad (7)$$

Останній вираз отриманий з припущенням рівності струмів колектора і емітера.

Постійна напруга на емітерному резисторі в зв'язку з тим, що резистор шунтований конденсатором значної ємності не бере участі в формуванні змінної напруги навантаження. Значення цієї напруги визначають з відношення:

$$U_{Re} = I_{кР} R_{e} = (0,05 \dots 0,2) E_{ж}. \quad (8)$$

Сигнал, що пройде крізь конденсатор  $C_{р1}$ , бо його опір для змінного струму буде незначним, почне міняти напругу бази та, відповідно, й її струм. Це призведе до зміни струму колектора

$$I_{к} = h_{21e} I_{б}, \quad (9)$$

де  $h_{21e}$  – коефіцієнт передачі струму бази.

Почне змінюватись струм та розподіл напруги між елементами схеми рис. 4.1,а. Тобто в вихідному ланцюгу з'явиться змінний сигнал, керований вхідним. Динамічне переміщення точки  $P$  під впливом сигналу буде спостерігатись тільки здовж лінії навантаження між точками її пересічення з координатними висями. Максимальні (амплітудні) значення зміни струму та напруги визначиться положенням точки спокою відносно точок пересічення висів. Щоб мати мінімальні викривлення вихідного сигналу *при його максимальних амплітудах*, точку спокою розташовують в середині відрізка лінії навантаження, на якому можлива зміна напруги під впливом вхідного сигналу, тобто:

$$U_{ке} = U_{Rк} = I_{кР} R_{к} = 1/2 (E_{ж} - U_{Re}) \quad (10)$$

Якщо врахувати, що амплітуда вихідного сигналу за напругою не перевищує падіння напруги на транзисторі або колекторному резисторі, то можна визначити умову для значення напруги джерела живлення:

$$E_{ж} \geq 2 U_{\max \text{ нав}} + (3 \dots 5) \text{ В}, \quad (11)$$

де  $U_{\max \text{ нав}}$  – максимальна амплітуда напруги сигналу в навантаженні. Додаток в декілька вольтів обумовлений врахуванням падіння напруги на емітерному резисторі.

Вибрані значення падіння напруги на елементах вихідного кола підсилювача дозволяють визначити (згідно закону Ома) необхідну величину опору резисторів  $R_e$  та  $R_k$ .

На даному етапі розрахунку вже можна сформулювати вимоги до припустимих параметрів транзистора за потужністю, напругою та струмом, на основі яких встановлюють його тип.

У стані спокою через транзистор протікає струм  $I_{кP}$  та існує напруга  $U_{кP}$ . Тому на ньому виділяється потужність

$$P_{кP} = I_{кP} U_{кP}, \quad (12)$$

яка має бути розсіяна транзистором у навколишній простір. Отже, припустима постійна потужність транзистора  $P_{к\text{ макс}}$  повинна задовольняти нерівності:

$$P_{к\text{ макс}} \geq K_{\text{зап } P} P_{кP}, \quad (13)$$

де  $K_{\text{зап } P}$  – коефіцієнт запасу за потужністю, використання якого забезпечує надійну роботу приладу в реальних умовах. Зазвичай  $K_{\text{зап } P}$  вибирається з діапазону 1,2...1,5, хоча можуть бути й інші значення, обумовлені особливостями експлуатації та призначення апаратури, для якої розробляють підсилювач.

Довідкове значення потужності  $P_{к\text{ макс}}$ , яку здатен розсіяти транзистор, необхідно визначити з урахуванням температури навколишнього середовища, в якому працюватиме підсилювач.

Вхідний сигнал може повністю закрити транзистор, тому припустима напруга колектор-емітер повинна задовольняти нерівності:

$$U_{кe\text{ макс}} \geq K_{\text{зап } U} E_{ж}. \quad (14)$$

Коефіцієнт запасу за напругою  $K_{\text{зап } U}$  зазвичай беруть таким же, як і коефіцієнт запасу за потужністю.

Процес виходу транзистора з ладу при проходженні через нього значного струму інший, ніж при прикладанні значної напруги. Він інерційний і походить на процес руйнування від розігріву в результаті виділення електричної потужності. Тому припустимий колекторний струм визначають, виходячи зі струму спокою:

$$I_{к\text{ макс}} = K_{\text{зап } I} I_{кP}, \quad (15)$$

однак коефіцієнт запасу за струмом  $K_{\text{зап } I}$  зазвичай беруть більшим, ніж для потужності та напруги. Найчастіше беруть  $K_{\text{зап } I} = 2$ .

Вибір типу транзистора дозволяє визначити і його параметри, в тому числі й коефіцієнт передачі струму бази, який згідно довідковим даним, зазвичай, має розкид від  $h_{21e\text{ мін}}$  до  $h_{21e\text{ макс}}$ . Використовуючи *середнє* значення  $h_{21e}$

встановлюють (на підставі виразу (9)) струм спокою бази  $I_{бP}$ . Це дозволяє визначити значення опору резисторів  $R_{б1}$  та  $R_{б2}$ , які формують у вхідному колі підсилювача дільник напруги джерела живлення. Необхідні для розрахунку падіння напруги визначаються виразами:

$$U_{R_{б2}} = U_{Re} + U_{бeP}, \quad (16)$$

$$U_{R_{б1}} = E_{ж} - U_{R_{б2}}, \quad (17)$$

а струм дільника  $I_{д}$  знаходять на підставі нерівності:

$$I_{д} \geq (2 \dots 5) I_{бP},$$

де  $U_{бeP}$  – постійна напруга емітерного переходу, що визначається з вхідної характеристики транзистора, при якій струм бази дорівнює  $I_{бP}$ . В разі відсутності вхідної характеристики можна прийняти одне з значень з відношення  $U_{бeP} = (0,5 \dots 0,8)$  В. Постійні струми, які протікають крізь резистори дільника, вказані на рис. 5,а.

Найважливішими технічними показниками підсилювача за змінним струмом є: коефіцієнти підсилення (напруги, струму і потужності), вхідний і вихідний опори, діапазон підсилювальних частот, а також показники, що характеризують спотворення сигналу.

*Коефіцієнт підсилення* – відношення сталих значень параметрів вихідного і вхідного сигналів підсилювача. В залежності від параметру електричного сигналу, яким цікавляться, розрізняють коефіцієнти підсилення

- напруги  $K_u = \Delta U_2 / \Delta U_1$ ;
- струму  $K_i = \Delta I_2 / \Delta I_1$ ;
- потужності  $K_p = P_2 / P_1$ ,

де  $\Delta U_1$ ,  $\Delta U_2$ ,  $\Delta I_1$ ,  $\Delta I_2$  – прирости діючого (або амплітудного) значення напруги чи струму сигналів на вході та виході;

$P_1$ ,  $P_2$  – потужність вхідного та вихідного сигналів.

Замість приросту величин використовують також їх абсолютні значення.

За умов діючих значень напруги та струму  $P_1 = U_1 I_1$  і  $P_2 = U_2 I_2$ , тому коефіцієнт підсилення потужності  $K_p = K_u K_i$ .

Для визначення параметрів підсилювача за змінним струмом скористуємось його еквівалентною схемою для середніх частот (рис. 6).

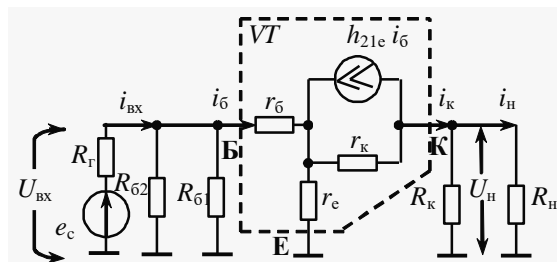


Рис. 6

Коефіцієнти підсилення можна визначити поділивши на відповідні вхідні показники напругу та струм навантаження, встановивши їх згідно еквівалентної схеми. Однак, частіше коефіцієнти встановлюють на підставі деяких спрощень. Такий підхід виправданий в зв'язку з значним розкидом параметрів реальних елементів схеми – транзисторів та резисторів.

Найчастіше коефіцієнт підсилення струму приймають рівним статичному коефіцієнту передачі струму в схемі зі СЕ,  $K_i = h_{21e}$ . Однак, це приводить до завищеної оцінки величини коефіцієнта підсилення струму. Тому, пропонується вважати  $K_i$  рівним мінімальному значенню  $h_{21e}$ , яке надається в довідковій літературі:

$$K_i = h_{21e \text{ мін}} \quad (18)$$

Проведемо деякі очевидні перетворення коефіцієнта підсилення напруги:

$$\begin{aligned} K_u &= U_H / U_{ВХ} = i_K R_{H \text{ екв}} / (i_{ВХ} R_{ВХ \text{ під}}) \approx \\ &\approx K_i R_{H \text{ екв}} / R_{ВХ \text{ під}} = h_{21e \text{ мін}} R_{H \text{ екв}} / R_{ВХ \text{ під}}, \end{aligned} \quad (19)$$

де  $R_{ВХ \text{ під}}$  – вхідний опір підсилювача;

$R_{H \text{ екв}}$  – еквівалентний опір паралельного з'єднанням  $R_K$  та  $R_H$ :

$$R_{H \text{ екв}} = (R_H R_K) / (R_H + R_K). \quad (20)$$

Вхідний опір каскаду визначається паралельним з'єднанням резисторів  $R_{\beta 1}$ ,  $R_{\beta 2}$  діляника та вхідного опору транзистора:

$$1 / R_{ВХ \text{ під}} = 1 / R_{\beta 1} + 1 / R_{\beta 2} + 1 / R_{тр \text{ вх}}, \quad (21)$$

де  $R_{тр \text{ вх}}$  – вхідний опір транзистора, який можна визначити з виразу:

$$R_{тр \text{ вх}} = \frac{U_{r_6} + U_{r_e}}{i_6},$$

де  $U_{r_6}$  та  $U_{r_e}$  – падіння напруги сигналу на диференціальних опорах бази та емітера транзистора.

Виконавши заміни на підставі рис. 6, отримаємо:

$$\begin{aligned} R_{тр \text{ вх}} &= \frac{i_6 \cdot r_6 + i_e \cdot r_e}{i_6} = \\ &= \frac{i_6 \cdot r_6 + i_6 (h_{21e} + 1) \cdot r_e}{i_6} = r_6 + (h_{21e} + 1) \cdot r_e. \end{aligned} \quad (22)$$

Найчастіше, цей опір і визначає величину вхідного опору каскаду.

З огляду на великий диференціальний опір закритого колекторного переходу для вихідного опору підсилювача маємо:

$$R_{Вих \text{ під}} = R_K. \quad (23)$$

Частотні спотворення сигналу на нижніх частотах визначаються номіналами ємності конденсаторів та частотними параметрами транзистора. Формули для визначення номіналів конденсаторів та впливу властивостей

транзистора на підставі заданих коефіцієнтів частотних спотворень надані далі.

#### *Вказівки до виконання завдання*

Розрахунок підсилювача (рис. 5,а) полягає у визначенні: типу транзистора, номіналів резисторів та конденсаторів, коефіцієнтів підсилення за струмом  $K_i$ , напругою  $K_u$ , потужністю  $K_p$ ; вхідного  $R_{вх}$  та вихідного  $R_{вих}$  опорів підсилювача. Основні положення їх визначення надані в попередньому розділі. В цьому розділі зроблені їх деякі уточнення та роз'яснення.

Для розрахунку підсилювача необхідно встановити напругу джерела живлення (вир. (11)) та визначити струм і необхідний розподіл цієї напруги на елементах вихідного кола (вир. (6), (11)). Знайдене значення напруги джерела живлення уточнюють у відповідності з рекомендованим рядом напруги (див. додаток Б). Необхідні для розрахунків максимальні значення струму і напруги навантаження можуть бути отримані на підставі даних табл. 4.

Після розрахунку опорів резисторів  $R_k$  і  $R_e$  на основі обраного розподілу падіння напруги та струму колектора необхідно визначити їх номінальні значення у відповідності з рядами номінальних опорів (додаток А). Рекомендується використовувати ряд E12 (допустимо – E24), причому вибирається номінал, *найближчий* до результату, отриманому при розрахунку. *В подальших розрахунках повинні використовуватись тільки обрані номінальні значення.*

При виборі типу транзистора необхідно звернути увагу на його граничну частоту для схеми зі спільним емітером  $f_{h21e}$ . Бажано, щоб  $f_{h21e} \geq (2...3) f_b$ , що забезпечить виконання вимог до припустимим спотворенням на верхній частоті.

Найбільші складності при виборі типу транзистора пов'язані з необхідністю розсіяти потужність, яка виділяється на ньому під час роботи підсилювача (вир. (13)). Справа в тому, що наведене в довідниках значення  $P_{к\max}$  надається відповідно до значення температури зовнішнього середовища, яке не співпадає з температурою умов використання  $T_{сер}$ . Причому реальна температура середовища зазвичай більша. Зрозуміло, що чим вона вище, тим меншу потужність здатен розсіяти транзистор без руйнування. Тому для визначення  $P_{к\max}$  зазвичай необхідно провести додаткові розрахунки.

Потужність, яка може бути розсіяна на колекторі, при максимальній температурі навколишнього середовища визначається по формулі:

$$P_{к\max} = \frac{T_{пер} - T_{сер}}{R_T}, \quad (24)$$

де  $T_{доп}$  – максимальна припустима температура колекторного переходу;

$T_{сер}$  – максимальна температура навколишнього середовища;

$R_T$  – температурний опір між переходом та корпусом транзистора.



Необхідні для розрахунку данні на деякі транзистори можна найти в довідниках [15 – 17].

Можливі інші способи визначення допустимою потужності, яку здатен розсіяти транзистор при підвищеній температурі зовнішнього середовища. Наприклад, в тих же довідниках [15 – 17] часто приводять відповідні вказівки для визначення  $P_{к\text{ макс}}$  конкретних транзисторів на підставі показників спаду припустимої потужності при підвищенні зовнішньої температури.

Після вибору типу транзистора визначають робочий струм бази (вир. (9)) та номінали резисторів вхідного дільника  $R_{б1}$  і  $R_{б2}$ .

На цьому розрахунок підсилювача за постійним струмом завершується.

Одним з головних параметрів за змінним струмом є вхідний опір підсилювача, знання якого також необхідно при визначенні коефіцієнту підсилення за напругою (вир. (19)). Для його обчислення необхідно знайти вхідний опір транзистора (вир. (22)). Однак в довідниках відсутні дані значень  $r_б$  і  $r_е$ . Їх безпосередньо можна визначити на основі значень  $I_{еP}$  ( $I_{еP} \approx I_{кP}$ ) та  $\tau_{до}$  – постійна часу ланцюга зворотного зв'язку транзистора (надається в довідниках на деякі типи транзисторів):

$$r_б = \tau_{до} / C_к, \quad r_е \approx m \varphi_T / I_{кP}, \quad (25)$$

де  $C_к$  – ємність колекторного переходу;

$\varphi_T \approx 25$  мВ – температурний потенціал,

$m = 1$  – для германієвих,  $m = 2$  для кремнієвих транзисторів.

Вхідний опір транзистора по змінному струму також можна визначити по одному з наступних виразів (якщо необхідні для розрахунку параметри є в довіднику):

- $R_{вх\text{ тр}} = h_{11e}$ ;
- $R_{вх\text{ тр}} = h_{11б} (h_{21e} + 1)$ , (26)

де  $h_{11e}$ ,  $h_{11б}$  – вхідний опір транзистора для схем зі СЕ та СБ.

Визначити  $R_{вх\text{ тр}}$  можна як похідну до точки спокою ( $I_{бP}$ ,  $U_{бeP}$ ) на вхідній характеристиці транзистора (залежності  $I_{бP}$  від  $U_{бeP}$ ).

$$R_{вх\text{ тр}} \approx \frac{\Delta U_{бe}}{\Delta I_б} \quad (27)$$

де  $\Delta I_б$  – зміна струму бази при зміні напруги на базі на величину  $\Delta U_{бe}$  відносно точки спокою.

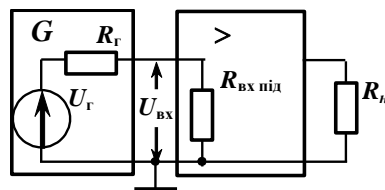


Рис. 7

Частотні спотворення на нижніх частотах визначаються ємностями конденсаторів. З достатньою точністю можна вважати, що



$$M_H = M_1 M_2 M_e,$$

де  $M_1, M_2, M_e$  – коефіцієнти частотних викривлень, які зумовлені ємностями  $C_{p1}, C_{p2}, C_e$ .

Ємність  $C_e$  найбільш часто визначають за формулою:

$$C_e \geq 10 / (2 \pi f_H R_e), \quad (29)$$

де  $f_H$  – нижня частота підсилювача.

В цьому випадку можна вважати  $M_e \approx 1$ . Тоді

$$\tilde{N}_1 \geq \left[ 2\pi f_i (R_a + R_{a0}) \sqrt{\dot{I}_1^2 - 1} \right]^{-1}, \quad (30)$$

$$\tilde{N}_2 \geq \left[ 2\pi f_i (R_e + R_i) \sqrt{\dot{I}_2^2 - 1} \right]^{-1}.$$

Номінали ємностей конденсаторів уточнюють в відповідності з рядом державного стандарту (додаток А). Найчастіше в попередньому розрахунку вважають  $M_1 = M_2$ , що при заданому коефіцієнті частотних спотворень призводить до виразу:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_2 = \sqrt{\dot{I}_i}$$

Коефіцієнт частотних спотворень на верхній частоті підсилювача визначають за формулою:

$$\dot{I}_a = \sqrt{1 + \left[ 2\pi f_a R_{i\text{ааа}} C_s \right]^2}, \quad (31)$$

де  $C_i = C_e + C_k (h_{21e} + 1) + C_H$ ;

$C_k, C_e$  – ємності відповідно колекторного і емітерного переходів транзистора (довідкові дані);  $C_H$  – ємність навантаження (згідно табл. 4 вона не надана, тому можна вважати, що  $C_H = 0$ ).

Коефіцієнт частотних викривлень на  $f_v$  повинен бути менш того, що заданий згідно з вхідними даними на підсилювач.

Наприкінці рішення повинні бути вибрані типи конденсаторів [20] та резисторів [19]. Для цього для конденсаторів треба визначити вимоги до номінальної напруги, а для резисторів – до номінальної потужності:

$$U_{C\text{ном}} \geq K_1 U_C, \quad P_{R\text{ном}} \geq K_1 P_{Ri} \quad (32)$$

де  $K_1$  – коефіцієнт запасу ( $K_1 = 1, 2 \dots 1,5$ );

$U_C$  – різниця потенціалів, що може виникнути на відповідній ємності підсилювача;

$P_{Ri}$  – електрична потужність, яка виділяється на резисторі при його роботі в схемі підсилювача:

$$P_{Ri} = I_{Ri} U_{Ri} \quad (33)$$

$I_{Ri}, U_{Ri}$  – струм, що тече крізь резистор, та падіння напруги на ньому.

З врахуванням коефіцієнтів запасу можна прийняти  $U_{C1\text{ном}} = U_{C2\text{ном}} = E_{ж}$ ;  
 $U_{Ce\text{ном}} = 0,5 E_{ж}$ .

Номінали резисторів за потужністю, які підходять для застосування в підсилювачах, що розраховуються, дорівнюють 0,125, 0,25, 0,5, 1,0 та 2 Вт.

Завершується розрахунок схемою підсилювача і переліком елементів схеми. В перелік включається транзистор та всі конденсатори і резистори з

повною вказівкою їхніх номіналів [21]. Припустимо надавати ці дані безпосередньо після визначення кожного елемента.

**Завдання 3.** Згідно з вказаним варіантом вхідних даних (табл. 6) підібрати транзистор для заміни використаного в підсилювачі транзистора. Обґрунтувати запропонований варіант заміни. Перелік типів транзисторів, які використовують для заміни, наведені в табл. 5

Таблиця 5

№ п/п	Тип транз.	№ п/п	Тип транз.	№ п/п	Тип транз.	№ п/п	Тип транз.	№ п/п	Тип транз.
1	ГТ108	10	ГТ310	19	ГТ346	28	КТ207	37	КТ317
2	ГТ109	11	ГТ311	20	ГТ362	29	КТ208	37	КТ326
3	ГТ112	12	ГТ313	21	ГТ402	30	КТ209	39	КТ331
4	ГТ122	13	ГТ320	22	ГТ404	31	КТ210	40	КТ332
5	ГТ124	14	ГТ321	23	КТ104	32	КТ214	41	КТ333
6	ГТ125	15	ГТ322	24	КТ120	33	КТ301	42	КТ343
7	ГТ305	16	ГТ328	25	КТ201	34	КТ307	43	КТ357
8	ГТ308	17	ГТ330	26	КТ202	35	КТ312	44	КТ361
9	ГТ309	18	ГТ341	27	КТ203	36	КТ315	45	КТ363

#### Приклад виконання завдання

Нехай вказані наступні дані:

Транзистор, до якого треба підібрати заміну – МП28. Донні підсилювача:  $E_{ж} = 4 \text{ В}$ ;  $R_{б1} = 6,8 \text{ кОм}$ ;  $R_{б2} = 1,1 \text{ кОм}$ ;  $R_{к} = 910 \text{ Ом}$ ;  $R_{е} = 200 \text{ Ом}$ ;  $T_{сер} = 40^{\circ} \text{ С}$ ;  $f_{в} = 0,1 \text{ МГц}$ . Нехай заміну треба шукати серед транзисторів: ГТ109; КТ202; ГТ305; ГТ309 та КТ315.

Параметри та характеристики транзистора МП28 [16]:

МП28 – геранієвий сплавний *p-n-p* транзистор з низьким рівнем шумів, який має:

$$h_{21e} = 20 \dots 100, f_{пред} = 5 \text{ МГц}; \text{ коефіцієнт шуму } K_{ш} = 5;$$

$$I_{к макс} = 6 \text{ мА}; U_{ке макс} = 5 \text{ В}; P_{к макс} = 30 \text{ мВт}; T_{сер} = -60 \dots +60^{\circ} \text{ С}.$$

Можна було би спробувати підібрати серед запропонованих транзистор з параметрами не гірше, ніж ті, що характеризують транзистор МП28. Однак більш правильно оцінити вимоги до параметрів транзистора, який буде застосовано, на підставі аналізу величин, що характеризують його роботу в підсилювачі.

2. Транзистори, які повинні бути розглянуті при аналізі можливої заміни, позначені номерами в стовпці “Типи транзисторів до заміни” табл. 6. Самі типи транзисторів наведені в табл. 5. Наприклад, якщо в табл. 6 вказані номери 1, 5, 19 та 41, то необхідно аналізувати, який з транзисторів типів ГТ108, ГТ124, ГТ346 чи КТ317 (див. відповідні номери табл.5) більш підійде

для заміни транзистора, що вказане у другому стовпчику табл. 6. При аналізі треба уточнити модифікацію параметрів транзистора, що визначається кінцевою літерою в позначенні. Наприклад, потрібно встановити, якій з транзисторів КТ208А, КТ208Б чи КТ208В найбільш задовольнить вимогам до параметрів транзистора, що виникають при роботі підсилювача.

Таблиця 6

№ вар.	Тип транз.	$E_{ж}$ , В	$R_1$ , кОм	$R_2$ , кОм	$R_k$ , кОм	$R_e$ , кОм	$f_{в}$ , МГц	$T_{max}$ , °С	Типи транзисторів до заміни
1	МП115	9	6,8	2	1,5	0,6	0,1	70	4, 16, 25, 43
2	МП42	12	9,1	2,4	0,81	0,1	0,1	40	3, 9, 13, 32
3	МП40А	15	13	2,7	1,2	0,3	0,1	60	5, 8, 17, 39
4	КТ315А	20	33	7,5	3	1	0,5	50	6, 18, 35, 40
5	МП25А	24	39	9,1	3,3	1,3	0,08	40	4, 13, 24, 37
6	МП27А	30	27	4,3	4,3	1,1	0,07	40	1, 14, 22, 32
7	ГТ311И	6	43	15	2,4	1,1	0,6	50	7, 17, 20, 39
8	МП39Б	12	18	39	1,8	0,68	0,1	40	2, 16, 18, 29
9	ГТ122В	15	24	4,3	3,3	1	0,1	60	4, 9, 17, 38
10	КТ312Б	20	16	4,7	27	1,2	0,7	50	16, 31, 37, 40
11	МП40А	24	22	2,4	1,8	0,62	0,2	45	4, 13, 17, 45
12	КТ208F	30	24	4,3	2	0,62	0,2	50	6, 15, 21, 35
13	МП112А	6	8,2	3	1,2	0,51	0,15	60	12, 17, 31, 40
14	КТ202А	12	51	13	5,1	2	0,2	40	14, 24, 30, 33
15	МП21А	15	24	6,2	2	1	0,1	40	4, 8, 13, 31
16	КТ209Г	20	15	4,3	2,2	1,1	0,2	50	10, 19, 28, 41
17	КТ312Б	24	43	6,2	4,3	1,1	0,8	60	2, 12, 16, 26
18	МП25А	30	24	5,1	3,9	1,8	0,1	40	3, 7, 17, 35
19	ГТ109А	5	47	13	1,0	0,51	0,1	40	1, 6, 18, 32
20	МП37А	9	5,1	4,2	1,5	0,62	0,15	50	4, 12, 21, 28
21	МП42Б	12	27	1	3,9	2,4	0,15	40	5, 10, 17, 42
22	КТ342А	20	180	33	2,7	0,82	0,5	40	18, 33, 36, 44
23	КТ312А	24	33	8,2	1,2	0,51	0,5	50	17, 31, 36, 45
24	КТ315В	30	22	5,6	2,2	0,68	0,6	70	7, 19, 34, 35
25	КТ326А	9	75	15	2,4	0,82	0,6	60	16, 35, 38, 44
26	МП41А	12	24	6,2	1,2	0,24	0,1	40	6, 15, 20, 34
27	МП111Б	15	12	3,6	3	1,5	0,15	50	8, 24, 29, 41
28	КТ361Г	20	81	22	2	0,91	0,6	60	15, 23, 35, 39
29	КТ358Б	24	43	8,2	2,2	0,82	0,7	50	11, 20, 35, 44
30	КТ208Ж	30	24	6,2	2,7	1,2	0,2	40	8, 25, 32, 43

Примітки:

1. Транзистор, який треба змінити, призначається для використання в однокаскадному підсилювачі, що зображений на рис. 5,а. Номінали резисторів та напруга живлення схеми наведені в табл. 6.

Напруга на транзисторі та його колекторний струм пов'язані лінійною залежністю

$$U_{ке} = E_{ж} - I_{к} (R_{к} + R_{е}).$$

З цього слідує, що при повному закритті транзистора ( $I_{к} = 0$ )  $U_{ке} = E_{ж} = 4$  В, а при повному відмиканні ( $U_{ке} = 0$ )

$$I_{к} = \frac{E_{ж}}{R_{к} + R_{е}} = \frac{4}{910 + 200} = 3,6 \text{ мА.}$$

Максимальна потужність, яку повинен бути здатний розсіяти транзистор, якщо в стані спокою точка  $P$  на рис. 5,б буде характеризуватися наступними значеннями:  $U_{ке P} = 0,5 E_{ж} = 2$  В;  $I_{к P} = 0,5 E_{ж} / (R_{к} + R_{е}) = 0,5 \cdot 4 / (910 + 200) = 1,8$  мА.

$$\text{Тоді } P_{к} = U_{ке P} I_{к P} = 2 \cdot 1,8 \cdot 10^{-3} = 3,6 \text{ мВт.}$$

Отже, транзистор, що замінює, повинен бути здатний (з урахуванням коефіцієнтів запасу) розсіяти потужність приблизно 5 мВт при температурі  $+40^{\circ}\text{C}$ . Інші вимоги до транзистора можуть бути сформульовані на підставі виразів (14), (16) (завдання 2):

$$U_{ке \text{ макс}} \square K_1 E_{ж} = 1,25 \cdot 4 = 5 \text{ В; } I_{к \text{ макс}} \square \square 2 I_{к P} = 2 \cdot 1,8 \cdot 10^{-3} = 3,6 \text{ мА;}$$

$$f_{h_{21e}} \square \square K_2 f_{в} = 3 \cdot 1 \cdot 10^5 = 0,3 \text{ МГц.}$$

Крім того, на підставі інших даних, що характеризують транзистор МП28, необхідне, щоб транзистор, якій призначений для заміни, був  $p-n-p$  типу. Тому транзистор КТ315 з подальшого розгляду виключаємо, бо він є транзистором  $n-p-n$  типу. Додатково бажано, щоб обраний транзистор був з незначним коефіцієнтом шуму, германієвим з коефіцієнтом передачі струму бази в межах 20...100.

В табл. 7 призведені параметри інших транзисторів [16], що аналізувались до заміни, з уточненням їх модифікації (в позначенні транзистора є відповідна буква).

Таблиця 7

Параметри	Типи транзисторів			
	ГТ109Е	КТ202Б	ГТ305А	ГТ309Б
$I_{к \text{ макс}}$ , мА	20	10	40	10
$U_{ке \text{ макс}}$ , В	6	15	15	40
$P_{к \text{ макс}}$ , мВт	22	15	35	40
$T_{ср \text{ макс}}$ , $^{\circ}\text{C}$	55	85	60	55
$h_{21e}$	50 ... 100	40 ... 160	25 ... 80	60 ... 180
$K_{ш}$	4	—	6	6

$f_{h_{21E}}$ , МГц	0,05	5	(1,6)	(1,6)
---------------------	------	---	-------	-------

*Примітки.* 1. Наведені значення потужності розраховані для температури 40<sup>0</sup>С.

2. Значення  $f_{h_{21e}}$  для транзисторів ГТ305А і ГТ309Б в довідникові [16] вістуні. В таблиці наведені мінімальні частоти, при яких визначалися інші довідкові параметри транзисторів. Правомірність використання цих значень ґрунтується також на тому, що ці транзистори високочастотні ( $f_{h_{21e}} > 30$  МГц).

Транзистор ГТ109Е не може бути використаний для заміни, тому що він низькочастотний (його  $f_{h_{21e}} < 0,3$  МГц). Транзистор КТ202Б також необхідно вилучити з двох причин: по-перше, він кремнієвий, що зумовлює наявність у вхідній характеристиці ( $i_{\sigma} = f(U_{\sigma e})$ ) порогу в порівнянні з аналогічною характеристикою германієвого транзистора; по-друге, в [14] відсутні дані щодо  $K_{uv}$ , що робить неможливим його порівняльну оцінку. Перша причина може призвести до деяких нелінійних викривлень сигналу, друга – важлива, якщо буде відомо, що до підсилювача, в якому використаний транзистор МП28, встановлені вимоги до шумів (в даних табл. 6 такі вимоги відсутні).

#### *Висновки.*

Для заміни можуть бути взяті транзистори ГТ305А чи ГТ309Б. При цьому перевага може бути віддана другому, тому що він має більш високі значення  $h_{21e}$ , що приведе до більших значень коефіцієнтів підсилення каскаду.

**Завдання 4.** У відповідності до варіанту даних табл. 8 розрахувати схему підсилювача (рис. 8) на основі інтегрального операційного підсилювача (ОП), типи яких також вказані в таблиці.

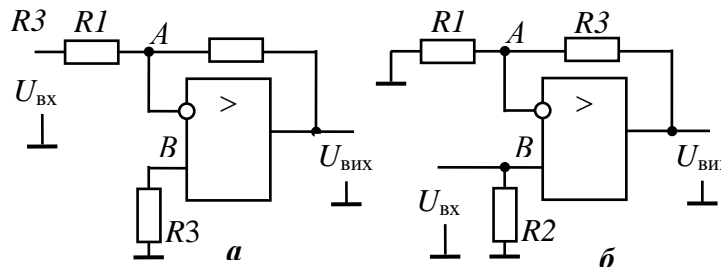


Рис. 8

*Обсяг завдання 4:*

- \* розрахувати номінали та вибрати типи резисторів;
- \* визначити вхідний і вихідний опір підсилювача;
- \* визначити мінімальну смугу частот, у межах якої буде працювати підсилювач (критерій – спад коефіцієнта підсилення на 3 дБ);
- \* визначити максимальне значення відносної похибки вихідного сигналу, обумовлену різницею вхідних струмів;
- \* визначити відносну похибку вихідного сигналу від зміни параметрів інтегрального ОП при зміні температури на  $40^{\circ}\text{C}$ .

#### *Стислі теоретичні відомості*

*Операційним* підсилювачем (ОП) називається підсилювач, що характеризується набором параметрів, які дозволяють йому виконувати з електричними сигналами математичні операції (додавання, віднімання, інтегрування, логарифмування тощо). Ця властивість й визначила найменування “операційний підсилювач”. Спочатку підсилювачі такого класу призначалися, головним чином, для виконання математичних операцій в аналогових обчислювальних машинах. На даний час вони є основними інтегральними елементами аналогової електроніки і виготовляються як самостійні мікросхеми, так і як вузли більш складних приладів.

Основними параметрами, що забезпечують “математичні здібності”, є:

- великий коефіцієнт підсилення за напругою (в ідеалі  $K_{OP} \Rightarrow \infty$ );
- великий вхідний опір (в ідеалі  $R_{вх\ ОП} \Rightarrow \infty$ );
- нижня частота підсилювальних сигналів  $f_{н\ ОП} = 0$ .

Останній параметр указує на те, що ОП повинен бути підсилювачем постійного струму (ППС). Ця вимога пояснюється тим, що однією з поширених математичних операцій є дія з константами, наприклад, їх додавання. У цьому випадку математична змінна реалізується змінним сигналом, константа – постійним. На даний час, коли сфера застосування ОП

значно розширилася, у багатьох випадках вимога  $f_n = 0$  не є обов'язковою і навіть іноді недоцільною. Однак перетворити ППС в підсилювач змінного струму досить просто (наприклад, вводячи розділові ємності на вході та виході). Тому більшість операційних підсилювачів в інтегральному виконанні випускаються як підсилювачі постійного струму.

Таблиця 8

Варіант	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Схема	а	б	а	б	а	б	а	б	а	б
$K_u$	10	10	15	15	20	20	5	5	25	25
$U_{вх}, мВ$	100	100	50	50	30	30	45	45	30	30
Тип ОП	-----К140УД6----- -----									
Варіант	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
Схема	а	б	а	б	а	б	а	б	а	б
$K_u$	25	25	10	10	15	15	20	20	30	30
$U_{вх}, мВ$	15	15	20	20	100	100	10	10	5	5
Тип ОП	-----К140УД7----- -----									
Варіант	21	22	23	24	25	26	27	28	29	20
Схема	а	б	а	б	а	б	а	б	а	б
$K_u$	40	40	50	50	60	60	10	10	15	15
$U_{вх}, мВ$	1	1	25	25	50	50	40	40	60	60
$R_{вх}, кОМ$	10	20	10	15	10	15	30	25	20	30
Тип ОП	-----К140УД8----- -----									

*Примітки:* 1. Позначення схем підсилювача надано у відповідності до рис. 9: а – схема інвертуючого, б – неінвертуючого підсилювача.

2. При розрахунку можна використати параметри означеного ОП будь-який модифікації (з будь-якими кінцевими літерами або без них). Параметри ОП, зі зазначенням на літературу, повинні бути наведені в звіті

Операційні підсилювачі мають два входи і один вихід. Фаза вихідного сигналу збігається з фазою вхідного сигналу на одному вході і протилежна фазі на іншому. Тому перший з входів називають неінвертуючим (прямим), а другий – інвертуючим (інверсним).

Таким чином, ОП є диференціальним підсилювачем, тобто він підсилює різницю вхідних сигналів, які поступають ці два входи. Це дозволяє при “математичному” варіанті застосування підсилювача досить просто



здійснити операцію вирахування, при інших – поліпшити багато параметрів пристрою, наприклад, реалізовувати кола як від’ємного, так і додатного зворотного зв'язку, позбавитись від синфазного сигналу і т.п.

На умовному графічному позначенні ОП вхід, що інвертує сигнал, позначають кружком (рис. 8). Інколи біля інвертуючого входу ставлять знак “-”, неінвертуючого – “+”.

Коефіцієнт підсилення за напругою, яким характеризують ОП, є коефіцієнтом підсилення різницевого, диференціального сигналу. Типове його значення лежить у діапазоні 10000...100000 (80...100 дБ), і в нових ОП має місце тенденція до збільшення.

Узагальнена амплітудно-частотна характеристика ОП наведена на рис. 9. Характеристика сформована апроксимаційними прямими до реальної і надана в логарифмічних координатах. Реальна АЧХ має вид плавної кривої, яка зазвичай лежить нижче наведених на рисунку ліній. В точках перетину останніх реальна крива проходить на 3 дБ нижче.

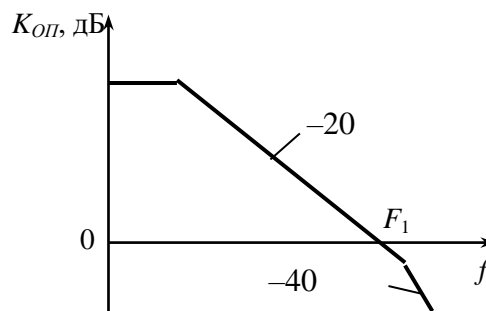


Рис. 9

Оскільки операційний підсилювач являє собою ППС, його АЧХ має ненульовий коефіцієнт підсилення на нульовій частоті. Зазначені вище високі коефіцієнти підсилення відповідають досить вузькому діапазону частот – від нуля до приблизно декількох десятків/сотень герц. Потім коефіцієнт підсилення починає зменшуватися з “швидкістю” мінус 20 дБ / дек. ( $-6$  дБ / октаву).

Швидкості спадання  $K_{оп}$  може підвищитись до мінус 40 дБ / дек та більш. Точки перегину відповідають верхнім частотам окремих каскадів підсилювача і встановлюються при проектуванні ОП. Точку другого зламу АЧХ зазвичай прагнуть розташувати на частотах більших так званої *частоти одиничного підсилення*  $F_1$  – частоти, на якій модуль коефіцієнта підсилення рівняється одиниці. Типове значення  $F_1$  дорівнює 1...10 МГц.

При розгляді вхідних опорів розрізняють диференціальний та синфазний вхідні опори, тобто опори для диференціального і синфазного сигналів (однаковий з величиною та фазою сигнал, який одночасно приходить на два входи ОП). Диференціальний вхідний опір вимірюється між івертуючим та

неінвертуючим входами, а синфазний – між з'єднаними входами і землею. Диференціальний вхідний опір при побудові ОП на біполярних транзисторах зазвичай лежить у діапазоні  $1 \dots 10$  МОм. Для ОП з польовими транзисторами на вході диференціальний опір складає сотні – тисячі мегом. Синфазний опір на кілька порядків більший диференціального. Тому що корисним є диференціальний сигнал, та, зазвичай, цікавляться диференціальним опором.

Операційному підсилювачу притаманні недоліки, які характерні для всіх ППС. Вони визначаються наступними параметрами:

- приведеною до входу напругою зміщення  $U_{зм}$ ;
- вхідними струмами  $I_{зм}$ ;
- різницею вхідних струмів  $\Delta I_{зм}$ ;
- зміною (дрейфом) вказаних вище параметрів під впливом різноманітних дестабілізуючих факторів (в довідниках найчастіше наводять значення дрейфу параметрів при зміні температури).

Розкид значень перерахованих параметрів визначається, насамперед, типом використаних в ОП транзисторів. Типові значення вхідної напруги зміщення  $U_{зм}$  для ОП загального призначення –  $1 \dots 10$  мВ при побудові на біполярних транзисторах й більше 10 мВ – на польових. Погіршення показника обумовлене складністю забезпечити ідентичність параметрів польових транзисторів. Для прецизійних ОП, в яких використовуються спеціальні технологічні міри для балансування каскадів (наприклад, лазерне припасування резисторів диференціального каскаду) або спеціальні схемотехнічні засоби (наприклад, динамічна компенсація вхідних похибок), ця величина може бути на порядок меншою. Типові величини дрейфу нуля при зміні температури –  $1 \dots 10$  мкВ/°С, а для прецизійних ОП – в десятки разів менш.

Вхідні струми ОП  $I_{зм}$  – це струми баз або заслонів транзисторів вхідного каскаду. Відповідно, в ОП на польових транзисторах вхідні струми значно менші. Типова величина вхідного струму складає величину порядку  $0,1 \dots 1$  нА для ОП з вхідним каскадом на біполярних транзисторах та 1 пА – на польових. В ОП з польовими транзисторами різниця вхідних струмів практично не відрізняється від величини самих вхідних струмів. Це обумовлено тим, що в зв'язку з незначністю струмів заслонів польових транзисторів, як самі вхідні струми, так і їхня різниця порівнянні зі струмами, які залежать від якості монтажу і стану поверхні корпусу транзистора. Тому для ОП на польових транзисторах не ефективний метод зниження похибки, обумовленої вхідними струмами, шляхом забезпечення рівності опорів резисторів у колах подачі вхідних диференціальних сигналів.

Еквівалентна схема вхідного кола ОП представлена на рис. 10. На рисунку синфазний вхідний опір показаний у виді двох резисторів, що приєднані до двох входів, тому їх опір, вказаний на рисунку, у два рази більше реального  $R_{\text{син}}$ .

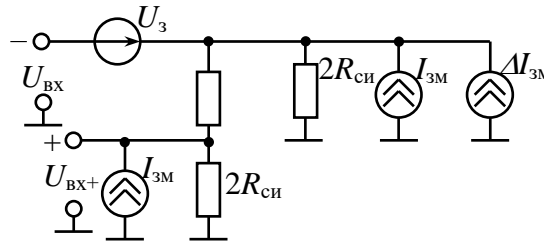


Рис. 10

Вихідний опір ОП являє собою внутрішній опір ОП без зворотного зв'язку. Величина вихідного опору визначає максимальний вихідний струм ОП, тому в довідниках наводиться тільки один з них. Типове значення вихідного опору – 10...1000 Ом, а максимального вихідного струму – 10...20 мА. Іноді в параметрах ОП вказується значення мінімального опору навантаження, за яким можна також визначити вихідний струм, знаючи максимально допустиму напругу на виході:

$$I_{\text{або іае}} = \frac{U_{\text{або іае}}}{R_{\text{ііі}}} \quad (35)$$

Перевищення вихідного струму (або, що те ж саме, надмірне зменшення опору навантаження) може вивести деякі ОП з ладу. Однак переважна більшість сучасних ОП має внутрішній захист вихідного каскаду від перевантаження за струмом. Такі ОП витримують короткі замикання виходу ОП не тільки на землю, але і на джерела живлення.

Наявність похибок ОП призводить до практичної неможливості безпосереднього його використання для підсилення аналогових сигналів, де неодмінною вимогою є незначні спотворення. Продемонструємо це на прикладі. Нехай ОП характеризується наступними параметрами:  $U_{\text{зМ}} = \pm 5 \cdot 10^{-3}$  В;  $K_{\text{оп}} = 10^4$ ;  $E_{\text{ж}} = \pm 15$  В. Тоді навіть при відсутності вхідного сигналу на виході підсилювача може виникнути напруга

$$U_{\text{вих}} = K_{\text{оп}} \cdot U_{\text{зМ}} = \pm 5 \cdot 10^{-3} \cdot 10^4 = \pm 50 \text{ В},$$

що неможливо бо отримане значення в декілька разів більше за напругу живлення. Навіть якщо її компенсувати зовнішніми засобами, то можливий дрейф напруги зміщення нівелює ефективність компенсації.

Причиною появи не рівної нулю напруги на виході ( $U_{\text{вих}} \neq 0$  при  $U_{\text{вх}} = 0$ ) може бути не тільки напруга зміщення нуля та її дрейф, але також вхідні струми. Ці струми з'являються в колах, через які подаються сигнали на бази транзисторів.

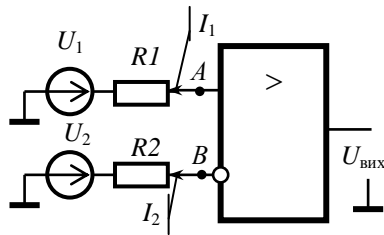


Рис. 11

Для спрощення аналізу впливу вхідних струмів будьмо вважати, що у вхідних колах кожного входу мається окреме джерело вхідного струму  $I_1$  та  $I_2$ , а на входи каскаду подані сигнали  $U_1$  та  $U_2$  (рис. 6.9). Сигнали надходять на прямій і інверсний входи через резистори  $R1$  і  $R2$ . Ці резистори враховують зовнішні резистори і вихідні опори джерел сигналу. Як випадок, опори  $R1$  або  $R2$  можуть дорівнювати нулю.

Нехай ДП має нульову напругу зміщення нуля ( $U_{зм\ вх} = 0$ ). Тоді

$$U_{вих} = K_{ОП}(U_A - U_B), \quad (35)$$

де  $U_A$  і  $U_B$  – напруга в точках  $A$  і  $B$  (на прямому та інверсному вході ДП), які визначаються виразами:

$$U_A = U_1 - I_1 R1; \quad U_B = U_2 - I_2 R2.$$

де  $I_1 = (I_{вх\ ні} + I_{1с})$ ;  $I_2 = (I_{вх\ ін} + I_{2с})$ ;

$I_{1с}$ ,  $I_{2с}$  – складові, обумовлені сигналами.

Підставляючи ці вирази у (36), одержуємо:

$$U_{вих} = K_{ОП}(U_1 - U_2) - K_{ОП}[(I_{вх\ ін} R1 - I_{вх\ ні} R2) - (I_{1с} R1 - I_{2с} R2)].$$

З останнього виразу випливає, що навіть у відсутності вхідної диференціальної напруги ( $U_1 - U_2 = 0$ ) та нульовій напрузі зміщення напруга на виході може відрізнитись від нульової. Тобто маємо зміщення нульового рівня, обумовлене вхідними струмами ОП:

$$U_{вих} = -K_{ОП}(I_{вх\ ін} R1 - I_{вх\ ні} R2).$$

При конструюванні вхідних кіл ОП прагнуть до максимальної ідентичності каналів, тому можна припустити, що в реальних підсилювачах вхідні струми повинні бути близькими за значенням. Це підказує шлях зменшення похибки, яка обумовлена вхідними струмами: необхідно зробити однаковими опори резисторів у вхідних колах ( $R1 = R2 = R$ ). Тоді напруга зміщення нуля буде визначатися різницею вхідних струмів:

$$U_{вих\ зм} = K_{ОП} R (I_2 - I_1) = K_{ОП} R \Delta I_{вх}. \quad (36)$$

Реально різниця вхідних струмів зміщення приблизно на порядок менше, вхідних струмів. Типове співвідношення між ними, яке наводяться в довідниках, знаходиться в межах 2...5. Тобто при забезпеченні однакових опорів резисторів у вхідних колах, не менш ніж у стільки ж разів може бути зменшена похибка, обумовлена вхідними струмами.

У схемах рис. 8 до інвертуючого входу приєднані резистори зворотного зв'язку  $R1$ ,  $R3$ , які відносно вхідного струму виявляються включеними паралельно. Тому для зменшення похибки, обумовленої вхідними струмами у

коло прямого входу введений резистор  $R2$ , опір якого визначається за формулою:

$$R = R2 = R1 R3 / (R1 + R3). \quad (37)$$

При використанні ОП для підсилення аналогових сигналів, де неодмінною вимогою є незначні спотворення, його охоплюють від'ємним (негативним) зворотнім зв'язком (ВЗЗ), вводячи ланцюги між виходом та інвертуючим входом.

В підсилювачах рис. 8 від'ємний зворотній зв'язок утворений ланцюгом  $R3$   $R1$ . Відносно вихідного сигналу він є зв'язком за напругою, відносно входу – залежить від того, на який вхід подається сигнал. У інвертуючого підсилювача він паралельний, у неінвертуючого – послідовний.

Як звісно [1], введення ЗЗ суттєво змінює більшість параметрів підсилювача. Насамперед, від'ємний зворотній зв'язок зменшує коефіцієнт підсилення. Для схем рис. 8 коефіцієнти підсилення дорівнюють:

$$K_{з\text{і} \text{з}а} = \frac{R3}{R1}, \quad K_{з\text{в} \text{з}а} = \frac{R3}{R1} + 1. \quad (38)$$

Однак, розширюється смуга частот, в якій підсилення сигналу відбувається з припустимими спотвореннями. На рис. 12 надана амплітудно-частотна характеристика підсилювача, охопленого ВЗЗ. Вона утворена лінією, яка паралельна осі  $f$  з ординатою  $K_{\text{під}}$ , і частиною спадаючої ділянки АЧХ ОП (на рисунку зображені неперервними лініями).  $K_{\text{під}}$  – коефіцієнт підсилення інвертуючого або неінвертуючого підсилювача, в залежності від розгляду.

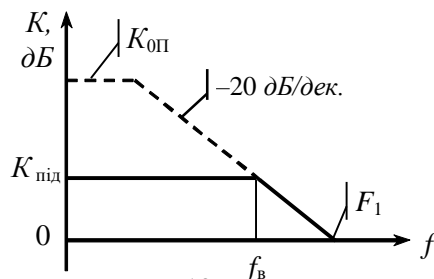


Рис. 12

Як було вказано, рівномірні частини АЧХ ОП без зворотного зв'язку відповідають досить вузькому діапазону частот (штрихові лінії рис. 12). З введенням ВЗЗ рівномірний коефіцієнт підсилення підсилювача розширюється до верхньої частоти, яка (по рівню спаду на 3 дБ)

дорівнює

$$f_a = F_1 / K_{з\text{в} \text{з}а}. \quad (39)$$

В подальшому необхідно пам'ятати, що прості формули для коефіцієнтів підсилення при ВЗЗ були отримані в припущенні  $R_{\text{вх ОП}} \gg R3$ . З врахуванням коефіцієнтів запасу на довідкові параметри можна вважати, що

$$R3 \leq R_{\text{вх ОП}} / (3 \dots 5). \quad (40)$$

Вихідний опір підсилювача з ВЗЗ за напругою

$$R_{\text{вих}} = R_{\text{вих ОП}} K_{\text{під}} / K_{\text{оп}}, \quad (41)$$

де  $R_{\text{вих ОП}}$  – вихідний опір ОП.

Вхідний опір підсилювача з ВЗЗ в порівнянні з вхідним опором ОП змінюється по різному. При паралельному ВЗЗ (інвертуючий підсилювач) він зменшується і практично визначається опором зовнішнього резистора:

$$R_{\text{вх ін}} = R1.$$

При послідовному ВЗЗ (неінвертуючий підсилювач) він зростає і становиться рівним  $R_{\text{сін}}$ . Однак, в зв'язку з тим, що прямий вхід неінвертуючого підсилювача приєднаний до ґрунту через резистор  $R2$ , то

$$R_{\text{вх ін}} = R2.$$

Максимальне значення абсолютної похибки вихідної напруги, яка викликана зміною температури, дорівнює дрейфу напруги зміщення:

$$U_{\text{зм}} = [(dU_{\text{зм}}/dT) + (dI_{\text{зм}}/dI) R] \Delta T (K_{\text{під}} + 1), \quad (42)$$

де  $dU_{\text{зм}}/dT$ ,  $dI_{\text{зм}}/dI$  – температурні дрейфи напруги зміщення нуля та вхідних струмів ОП.

### Додаткові вказівки

Необхідний коефіцієнт підсилення  $K_{\text{під}}$ , заданий в табл. 8 ( $K_u$ ), згідно вищенаведеного визначається співвідношенням значень опорів резисторів  $R3$  та  $R1$ . В тому разі, якщо заданий вхідний опір (інвертуючий підсилювач згідно варіантів 21...30), то визначення номіналу опору другого резистору не викликає ніяких затруднень. Для неінвертуючого підсилювача згідно варіантів 21...30 з врахуванням значної величини коефіцієнта підсилення ( $K_{\text{під}} \gg 1$ ) можна вважати

$$R2 = \frac{R1 R3}{R1 + R3} = \frac{R1 (R3/R1)}{1 + R3/R1} \approx R1, \quad (43)$$

а умову (40) перевіряють.

В підсилювачах згідно варіантів 1...20 вхідний опір не заданий, тому один з резисторів необхідно вибрати з якісь додаткових угод. Пропонується визначити його з умови припустимої похибки, яка пов'язана в різницею вхідних струмів. На резисторах, крізь які проходять вхідні струми ОП, виникає вхідна напруга, обумовлена різницею вхідних струмів. Вона буде підсилена нарівні з напругою вхідного сигналу, що еквівалентно виникненню похибки. Якщо регламентувати відносне значення цієї похибки, то, з врахуванням (43), можна визначити значення опору резистора  $R1$ :

$$R2 \Delta I_{\text{вх ОП}} \approx R1 \Delta I_{\text{вх ОП}} < \delta U_{\text{вх}}, \quad (44)$$

де  $\delta$  – відносне значення похибки (найчастіше беруть  $\delta = 0,1$ ).

При виборі номіналу резистора  $R3$  необхідно пам'ятати, що його опір не повинен бути малим бо це може призвести до значного зростання вихідного струму ОП. Враховуючи обмеження (40), маємо:

$$(5...10) U_{\text{вих макс}} / I_{\text{вих макс}} \leq R3 \leq R_{\text{вх}} / (3...5), \quad (45)$$

де  $U_{\text{вих макс}}$ ,  $I_{\text{вих макс}}$  – максимальні припустимі значення вихідної напруги та струму ОП.

Якщо для визначення лівої частини нерівності не вистачає довідкових параметрів, то мінімальне значення  $R3$  можна знайти з одного з наступних виразів:

$$R3 \geq (5...10) R_{\text{вих ОП}},$$

$$R_3 \gg R_{н\text{ мін}}, \quad (47)$$

де  $R_{н\text{ мін}}$  – мінімально припустимий опір навантаження. За  $R_3$  можна взяти з довідника значення опору навантаження, при якому визначені основні параметри ОП.



## ВИМОГИ ДО ОФОРМЛЕННЯ КОНТРОЛЬНОЇ (РОЗРАХУНКОВОЇ) РОБОТИ

Контрольну (розрахункову)<sup>1</sup> роботу потрібно виконати в учнівському зошиті або на листах формату А4. На обгортці зошита (титульному листі) вказують назву університету, факультету, назву дисципліни, номер студентської групи, *номер варіанту*, прізвище та ініціали студента, прізвище та ініціали викладача.

Звіт по контрольній поділяють на розділи, які відповідають рішенню її окремих завдань. Назва розділу відповідає найменуванню завдання, яке використовується у даних методичних вказівках. Наприклад: "Завдання 1". Потім *наводять завдання і вхідні дані згідно з заданим варіантом* (беруть з методичних вказівок).

Контрольна робота пишеться від руки з використанням чорнила (пасти) темного кольору (чорний, синій, фіолетовий). Допускається її виконання машинописним або друкованим способом. Якщо контрольна пишеться в зошиті, то можна використовувати дві сторони листка, причому *потрібно обов'язково залишати поля* шириною 30 мм, де можуть бути розміщені зауваження викладача. При використанні окремих листків, текст розміщують на одній стороні листка, залишаючи поля: ліве – не менше 30 мм, праве – 10 мм, верхнє – 15 мм та нижнє – 20 мм. *Можна* на листках олівцем чи пастою нанести обмежувальну рамку, або використовувати листи із спеціальними рамками для текстової документації. Окремі листки нумерують.

Рішення кожного завдання повинно включати текстовий, розрахунковий та ілюстративний матеріали, які підтверджують правильність рішення.

Текст повинен бути написаний розбірливим почерком українською або російською мовою, без граматичних помилок (допускається не більше двох виправлень на сторінку). Не допускається використання довільних скорочень, крім загальноживаних (т.п., і т.д., та ін.). Після цифр позначення їх розмірності повинні відповідати загальноприйнятим (А, мА, В, % і т.п.). Якщо наводиться декілька цифр, то позначення одиниці вимірювання ставлять після останньої цифри, наприклад: "10,14 та 24 мкА"; чи "5,6 і 12 МГц".

Математичні знаки  $>$ ,  $<$ ,  $\square$ ,  $\square$ ,  $\approx$ ,  $\neq$  ставлять лише тільки перед і (або) між цифрами. Не допустимо використовувати їх у тексті замість відповідних слів – менше (більше) або дорівнює, не дорівнює, приблизно, від і до і т.п.. Математичний знак мінус ( $-$ ) у тексті перед від'ємними значеннями величини замінюють словом "мінус".

При виконанні обчислень спочатку пишуть формулу, потім проставляють чисельні значення символів, що входять у формулу, а потім результат. Наприклад:

“Визначимо номінал резистора у колі колектора

<sup>1</sup> Подальше однаково відноситься як до контрольної, так і до розрахункової робіт.



$$R_k = \frac{E_{\text{ж}} - U_{\text{кер}}}{I_{\text{кР}}} = \frac{15 - 6}{1,7 \cdot 10^{-3}} = 5,3 \text{ кОм.}$$

Вибираємо найближчий номінал з ряду E12:  $R_k = 5,6 \text{ кОм.}$ ”

*Результати обчислень округлюють.* Кількість значущих цифр повинна бути достатньою для наступних дій. Як правило **досить 2...3 значущих цифр.**

Необхідно підкреслити, що *коли після обчислень проводять вибір номіналу будь якого елементу, то у наступних розрахунках використовують вже вибране значення, а не те, яке було отримане в результаті обчислень.* Наприклад, в попередньому прикладі при наступних розрахунках потрібно використовувати значення 5,6 кОм, а не 5,3 кОм.

У контрольній роботі нумерують лише формули, на які далі передбачається посилання. Нумерація формул – наскрізна.

Для пояснення тексту і розрахунків в контрольній роботі повинні бути ілюстрації (рисунок, креслення, графіки і т.п.). Всі ілюстрації називаються рисунками і нумеруються наскрізною нумерацією, яка ставиться під рисунком після слова "Рис. ".

Ілюстрації, за потреби, можуть мати найменування та пояснюючі дані (підрисунковий текст). В цьому випадку слово “Рис.” і його найменування розміщують після пояснюючих даних таким чином:

“Рис. 3. Функціональна схема формувача”

Рисунки, як правило, виконують на тому ж самому папері, що і текст. Допускається виконання рисунків на кальці або міліметровці, або на креслярському папері. Їх наклеюють на папір, на якому виконується звіт або скріплюють разом з іншими листками.

Креслення виконують олівцем чи ручкою, за допомогою якої пишуть текст. Зображення електронних елементів на схемах повинні відповідати вимогам державних стандартів.

Не допускається посилання на рисунок, не розміщений в роботі, яка здається, наприклад, на рисунок цих методичних вказівок. Якщо він необхідний для певних доведень (обґрунтувань і т.п.), то його потрібно привести в звіті по контрольній роботі. Рисунки розташовують так, щоб їх можна було розглядати без повороту документа. Якщо неможливо виконати цю умову, то рисунки розташовують так, щоб для їх розгляду звіт необхідно було повернути за годинниковою стрілкою на 90 градусів.

В кінці контрольної роботи потрібно помістити список літературних джерел, які використовувались при розв’язку контрольної роботи. Його іменують або "Список літератури", або "Література". З правилами написання інформаційних джерел можна ознайомитись в [21]. Приклад їх виконання можна знайти у "списку літератури" даних методичних вказівок.

В тих місцях тексту, де використовують дані джерела, в квадратних дужках розміщують цифри, які повинні відповідати номеру джерела, під яким він розміщений в списку літератури. Приклади таких посилань можна знайти на протязі усього тексту даних методичних вказівок.

Розрахункову роботу студенти денної форми навчання здають виконанні роботи безпосередньо викладачу, контрольну (студенти заочної форми навчання) – в деканат для реєстрації.

Викладач, який перевіряє контрольну роботу, може її зарахувати, зарахувати умовно чи не зарахувати. В залежності від складності питань, що вимагають доробки, контрольна може бути або повернена студенту, або усунення недоліків буде відкладене на час консультації.

## ДОДАТОК А

### РЯДИ НОМІНАЛЬНИХ ОПОРІВ (ЄМНОСТЕЙ) ТА ЇХ ДОПУСКІВ

Номинальний опір (ємність) – значення опору резистора (ємності конденсатора), на які розрахований відповідний виріб і яке на ньому позначене або вказане у нормативній документації, що супроводжує його. Номинальні значення опорів (ємностей), які випускає вітчизняна промисловість та зарубіжні фірми, стандартизовані і зведені у сім рядів: E3; E6; E12; E24; E48; E96; E192. Для конденсаторів значної ємності (більш 1...10 мкФ) номінали можуть встановлюватись поза рядів E і залежати від типу конденсатора.

Ряди E являють собою десяткові ряди геометричної прогресії із знаменником прогресії, що дорівнює  $q^{1/N}$ , де N – номер ряду. Цифра після букви E (номер ряду) вказує кількість номінальних величин у кожному десятковому інтервалі. Наприклад, ряд E6 містить шість значень номінальних опорів (ємностей) у кожній декаді, які відповідають числам 1,0; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8 або числам, які отримані шляхом ділення або множення цих чисел на  $10^n$ , де n – ціле додатне або від'ємне число. Значення номінальних чисел для рядів, які найбільш використовуються, наведені у табл. А1.

Таблиця А.1.

E3	E6	E12	E24	E3	E6	E12	E24
1,0	1,0	1,0	1,0		3,3	3,3	3,3
			1,1				3,6
		1,2	1,2			3,9	3,9
			1,3				4,3
	1,5	1,5	1,5	4,7	4,7	4,7	4,7
			1,6				5,1
		1,8	1,8			5,6	5,6
			2,0				6,2
2,2	2,2	2,2	2,2		6,8	6,8	6,8

			2,4				7,5
		2,7	2,7			8,2	8,2
			3,0				9,1

Фактичні значення опорів (ємностей) можуть відрізнятися від номінальних у межах допустимих відхилень. Ряд допустимих відхилень також нормований. Допуски на номінали опору наводяться у відсотках і обираються у відповідності з рядом:

$\pm 0,001$ ;  $\pm 0,002$ ;  $\pm 0,005$ ;  $\pm 0,01$ ;  $\pm 0,02$ ;  $\pm 0,05$ ;  $\pm 0,1$ ;  $\pm 0,25$ ;  $\pm 0,5$ ;  $\pm 1,0$ ;  $\pm 2,0$ ;  $\pm 5,0$ ;  $\pm 10$ ;  $\pm 20$ ;  $\pm 30$ .

Для резисторів ряду E3 допуск  $\pm 30\%$ ; E6 –  $\pm 20\%$ ; E12 –  $\pm 10\%$ ; E24 –  $\pm 5\%$

Допуски на номінали ємностей конденсаторів вказуються у відсотках і обираються із ряду:

$\pm 0,1$ ;  $\pm 0,25$ ;  $\pm 0,5$ ;  $\pm 1$ ;  $\pm 2$ ;  $\pm 10$ ;  $\pm 20$ ;  $\pm 30$ ;  $0 + 50$ ;  
 $-10 + 30$ ;  $-10 + 50$ ;  $-10 + 100$ ;  $-20 + 50$ ;  $-20 + 80$ .

Величина допуску, яка використовується, визначається не лише рядом номіналів (рядом E), а також і типом конденсатора. Для конденсаторів із номінальними ємностями нижче 10 пФ відхилення, які допускаються, вказуються у абсолютних значеннях:  $\pm 0,1$ ;  $\pm 0,25$ ;  $\pm 0,5$  та  $\pm 1$  пФ.

## ДОДАТОК Б

### ДЖЕРЕЛА ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ

Номінальне значення напруги живлення постійного струму (у вольтах – В) повинне обиратися із слідує чого ряду:

0,25; 0,4; 0,6; 1,2; 2,4; 3,0; 4,0; 5,0; 6,0; 6,3; 9,0; 10,0;  
 12,0 (12,6); 15,0; 20,0; 24,0; 27,0; 30,0; 40,0; 48,0; 60,0;  
 80,0; 100 (125); 150; 200; 250 (300); 400 (500); 600; 800;  
 1000; 1250; 1500; 2000; 2500; 3000; 4000; 5000; 6000; 8000.

За вихідною потужністю джерела поділяють на мікропотужні (до 1 Вт), малої потужності (1...10 Вт), середньої потужності (10...200 Вт), підвищеної потужності (100... 1000 Вт) та великої потужності (більше 1000 Вт). Вихідні напруги до 100 В називають низькими, від 100 до 1000 В – середніми та більше 1000 В – високими.

## ЛІТЕРАТУРА

1. Гніліцький В.В., Купкін Є.С., Новацький А.О. Аналогова електроніка: Навчальний посібник. – Житомир: ЖДТУ, 2011. – 272 с.
2. Медяний Л.П. Аналогова схемотехніка: Підручник. - К.: КПІ ім.. Ігоря Сікорського, 2017. – 177 с.
3. Подчашинський Ю.О., Тарарака В.Д., Чепюк Л.О. Електроніка та мікропроцесорна техніка. Цифрова електроніка: навч. посібник. - Житомир: Видавець О.О. Євнок. 2020. - 236 с.
4. Схемотехніка: Пристрої цифрової електроніки [Електронний ресурс] : в 2 т. : підручник для студентів, що навчаються за спеціальності «Електроніка» / В. М. Рябенський, В. Я. Жуйков, Ю. С. Ямненко, А. В. Заграничний ; НТУУ «КПІ». – Електронні текстові дані (2 файли: 5,06 Мбайт, 5,46 Мбайт). – Київ, 2016. – 757 с. – Назва з екрана. <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/18970>.
5. Сенько В.І., Панасенко М.В., Сенько Є.В., Юрченко М.М., Сенько Л.І. Електроніка і мікросхемотехніка : підручник. Т.3 : Цифрові пристрої. – К. : Каравела, 2018. – 400 с.
6. Квітка С.О., Яковлев В.Ф., Нікітіна О.В. Електроніка та мікросхемотехніка: Підручник. – К.: за заг. ред. проф. Яковлева В.Ф.– Суми : 2012. – 350 с.
7. Якименко Ю.І., Терещенко Т.О., Сокол Є.І., Жуйков В.Я., Перергеря Ю.С. Мікропроцесорна техніка : підручник. – 2-ге вид., перероб. та доп. – К. : ІВЦ "Видавництво "Політехніка", 2018. – 440 с.
8. Колонтаєвський Ю.П. Сосков А.Г. Електроніка і мікросхемотехніка: Підручник 2-е вид. / За ред.. А.Г Соскова. – Каравела, 2009. – 416 с.
9. Колонтаєвський Ю. П., Сосков А. Г. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум / За ред. А. Г. Соскова. – К.: Каравела, 2004.– 432 с.