

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Миколаївський національний університет імені В.О. Сухомлинського
ВСП «Фаховий коледж МНУ імені В.О.Сухомлинського»
Циклова комісія технічного напрямку підготовки

ЗАТВЕРДЖЕНО»

навчально-методичною радою

ВСП «Фаховий коледж

МНУ імені В.О. Сухомлинського»

від «19» жовтня 2023 року протокол № 1

Голова навчально-методичної ради

Олена САХАРОВА

«19» жовтня 2023 р.



**МЕТОДИЧНІ РЕКОМЕНДАЦІЇ
ДО НАПИСАННЯ І ЗАХИСТУ
КУРСОВОЇ РОБОТИ**

з навчальної дисципліни

«КОМП'ЮТЕРНІ СИСТЕМИ ТА МЕРЕЖІ»

для здобувачів фахової передвищої освіти
освітньо-професійного ступеня фахового молодшого бакалавра
галузь знань 12 «Інформаційні технології»
спеціальність 123 «Комп'ютерна інженерія»
відділення денне

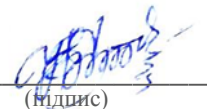
Методичні рекомендації до написання і захисту курсової роботи з навчальної дисципліни «Комп'ютерна електроніка» для здобувачів фахової передвищої освіти освітньо-професійного ступеня фахового молодшого бакалавра галузь знань 12 «Інформаційні технології» спеціальність 123 «Комп'ютерні системи та мережі» / укладач Суровцева Л.І. Миколаїв, 2023. 37 с.

Розробник: викладач-методист, вищої категорії ВСП «Фаховий коледж МНУ імені В.О.Сухомлинського» Суровцева Л.І.

Методичні рекомендації схвалено на засіданні циклової комісії технічного напрямку підготовки від «29» вересня 2023 року протокол № 2/1

Голова циклової комісії  (підпис) К.М.Санайко
(ПІБ)

Методичні рекомендації затверджені навчально-методичною радою ВСП «Фаховий коледж МНУ імені В.О.Сухомлинського» від «19» жовтня 2023 року протокол № 1

Голова навчально-методичної ради  (підпис) О.М. Сахарова
(ПІБ)

ТЕМАТИКА КУРСОВИХ РОБІТ
з дисципліни «Комп'ютерні системи та мережі» спеціальності 123
«Комп'ютерна інженерія»

Завдання на курсову роботу на тему «Комп'ютерна мережа офісу» відповідно до варіанту:

1. Моделювання потоків трафіку в комп'ютерній мережі.

Перша частина роботи передбачає наступні завдання:

- розробити структурну схему КМ згідно варіанту завдання (додаток, табл.1), де N – кількість комп'ютерів; S – кількість підмереж; IP – тип IP-адресації;

- виконати моделювання потоків трафіку в мережі в середовищі моделювання КМ.

Для цього відправити комплексні пакети від клієнта до серверів за відповідними протоколами (згідно варіанту). Переглянути їх маршрути, навести маршрут та вміст пакетів після кожного хопу (переходу).

2. Розрахунок подвоєної затримки розповсюдження сигналу в комп'ютерній мережі.

Друга частина роботи передбачає наступні завдання:

- розрахувати PDV мережі та обґрунтувати її працездатність;
- врахувати наявність/відсутність доменів колізій на висновок про процеспроможність мережі.

Нижче наведена методика розрахунку PDV:

- визначити всі сегменти КМ, тип комутаційного обладнання, довжини кабелів;

- визначити сумарну подвоєну затримку (в бітових інтервалах), яка вноситься кабелем між двома найбільш віддаленими комп'ютерами;

- визначити максимальну затримку, яка вноситься мережевими адаптерами двох найбільш віддалених комп'ютерів;

- визначити сумарну затримку, що вноситься комутаційним обладнанням, яке з'єднує два найбільш віддалених комп'ютери;

- просумувати результати розрахунків подвоєних затримок.

Результатом буде подвоєна затримка розповсюдження сигналу (PDV) в КМ;

- якщо обчислене $PDV \leq 512$ бітових інтервалів (для Ethernet та Fast Ethernet), або $PDV \leq 2048$ (для Gigabit Ethernet), то мережу з великою вірогідністю можна вважати процеспроможною.

3. Третя частина роботи передбачає наступні завдання:

- навести теоретичні відомості про використане комутаційне обладнання та фізичне середовище;

- згідно варіанту (Додаток табл. 2) навести теоретичні відомості про мережеві протоколи/стандарти та особливості їх використання в КМ

Додаток
Табл. 1.

Варіанти завдань

Варіант №	N	S	Технологія каналного рівня	Комутаційне обладнання	Фізичне середовище	IP	Маршрутизація	Сервери
1	51	4	Fast Ethernet	Комутатори	Оптичний кабель	Статична	Динамічна	HTTP, DNS
2	52	5	Gigabit Ethernet	Комутатори	Оптичний кабель	Динамічна	Динамічна	DHCP, NTP
3	51	4	Fast Ethernet	Комутатори	Вита пара	Статична	Статична	TFTP, NTP
4	50	3	Ethernet	Концентратори	Вита пара	Статична	Статична	HTTP, TFTP
5	54	4	Ethernet	Концентратори	Вита пара	Динамічна	Статична	DHCP, HTTP
6	52	4	Fast Ethernet	Комутатори	Вита пара	Статична	Динамічна	TFTP, NTP
7	53	3	Ethernet	Концентратори	Вита пара	Статична	Динамічна	TFTP, NTP
8	53	3	Ethernet	Концентратори	Вита пара	Статична	Динамічна	DNS, NTP
9	54	4	Ethernet	Концентратори	Вита пара	Динамічна	Динамічна	DHCP, DNS
10	55	3	Fast Ethernet	Комутатори	Вита пара	Статична	Динамічна	HTTP, NTP
11	52	4	Fast Ethernet	Комутатори	Вита пара	Статична	Динамічна	TFTP, NTP
12	50	5	Gigabit Ethernet	Комутатори	Оптичний кабель	Статична	Статична	HTTP, DNS
13	45	2	Fast Ethernet	Комутатори	Вита пара	Динамічна	Статична	DHCP, NTP
14	51	5	Fast Ethernet	Комутатори	Вита пара	Динамічна	Динамічна	DHCP, HTTP
15	47	2	Gigabit Ethernet	Комутатори	Оптичний кабель	Динамічна	Статична	DHCP, NTP
16	46	2	Fast Ethernet	Комутатори	Вита пара	Динамічна	Динамічна	DHCP, DNS
17	53	3	Ethernet	Концентратори	Вита пара	Динамічна	Статична	DHCP, TFTP

Варіанти завдань

Варіант №	Протоколи
1.	TCP, EIGRP
2.	HTTP, CDP
3.	FTP, PAgP
4.	OSPF, SLIP
5.	DHCP, PPP
6.	IPSec, ARP
7.	HTTPS, ICMP
8.	SNMP, IRDA
9.	RADIUS, BGP
10.	TACACS, RIP
11.	VTP, NTP
12.	ISAKMP, Infiniband
13.	STP, xDSL
14.	AFP, IP
15.	ICA, UDP
16.	XDR, OSPF
17.	PAP, HTTP
18.	SMPP, ICMP
19.	SCP, X.25
20.	DCCP, ARP
21.	FCP, NTP
22.	NCP, RS-232
23.	SCTP, RIP
24.	IPX, Telnet

Номер варіанту

№ з/п	ПІБ студента
1.	Воронін Владислав Андрійович
2.	Савун Іван Максимович
3.	Шаповалов Микита Анатолійович
4.	Невмержицький Микола Миколайович
5.	Маруцак Олексій Олексійович
6.	Поліщук Валерій Сергійович
7.	Яценко Євгеній В'ячеславович

Приклад розрахунку курсової роботи

Миколаївський національний університет імені В.О.Сухомлинського
ВСП «Фаховий коледж МНУ імені В.О.Сухомлинського»
Циклова комісія технічно-природничого напрямку підготовки

Пояснювальна записка

до курсової роботи з дисципліни «Комп'ютерна електроніка»
на тему: «ПІДСИЛЮВАЧ НА ТРАНЗИСТОРИ ГТ308Б»

Виконав: студент III курсу, групи 355
галузі знань 12 «Інформаційні технології»
спеціальності 123 «Комп'ютерна інженерія»

Керівник: _____

Рецензент _____

(прізвище та ініціали)

Миколаїв – 2023 року

ЗМІСТ

Завдання на курсову роботу.....	3
Вступ.....	6
Вхідні дані.....	7
Виконання завдання.....	9
1. Розрахунок резисторів R_1 , R_2 , $R_э$ і R_k	10
2. Моделювання роботи схеми при постійному струмі.....	12
3. Вивчення впливу зміни параметрів транзистора на роботу підсилювача.....	15
4. Аналіз результатів моделювання роботи схеми на постійному струмі.....	17
5. Визначення мало сигнальних параметрів схеми.....	18
6. Розрахунок ємностей конденсаторів і верхньої граничної частоти посилення.....	21
7. Моделювання роботи схеми на перемінному струмі.....	25
8. Вивчення реакції підсилювача на імпульсний сигнал.....	27
9. Аналіз результатів моделювання роботи схеми на перемінному струмі.....	28
Висновки.....	31
Список використаних джерел.....	33

ЗАВДАННЯ НА КУРСОВИЙ ПРОЕКТ

Розрахувати параметри резисторів R_1 , R_2 , R_3 і R_k , виходячи з заданого положення робочої точки в класі А ($I_{кА}$) і її нестабільності (S) при напрузі джерела живлення схеми (E_k), типу транзистора (VT1), для схеми, яка зображена на рис.1.

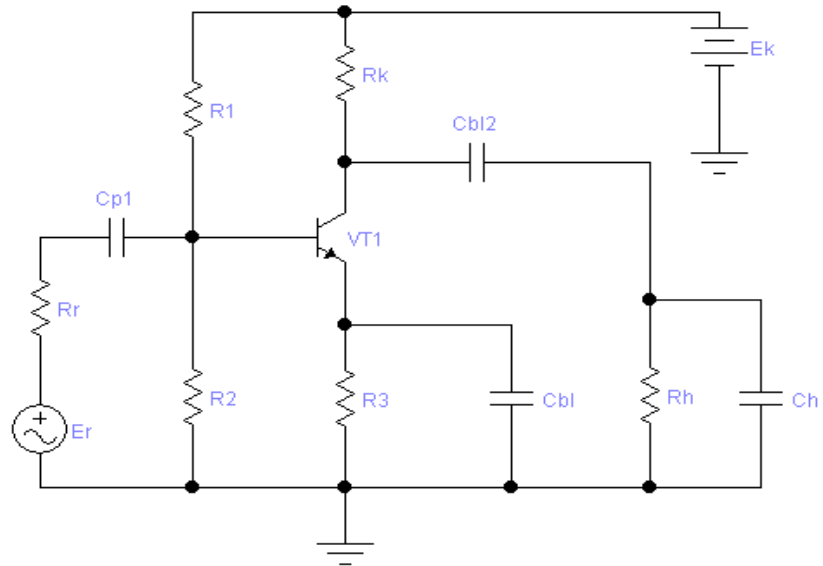


Рис. 1. Схема електрична принципова підсилювача

Використовуючи кожен з програм аналізу електронних схем, промодельовавши роботу схеми при постійному струмі. Розглянути вузлові потенціали в схемі. Побудувати передаточну характеристику схеми на ділянці база-колектор транзистора $U_k = f(U_b)$ і нанести на неї робочу точку. Позначити на характеристиці області роботи транзистора.

Змінити коефіцієнт підсилення по струму транзистора (B_{cm}) в два рази і визначити, на скільки зміниться струм колектора. Проробити те ж, змінивши некерований струм колекторного переходу в десять разів.

Дати висновок про ступінь відповідності прогнозу, зробленого на підставі аналітичних розрахунків, і результатів моделювання по роботі схеми на постійному струмі.

Оцінити розрахунковим шляхом основні малосигнальні параметри розглянутої схеми K_{u0} , K_{e0} , K_{i0} , K_p , R_{ex} , $R_{вых}$, а також, при якій амплітуді вхідного сигналу в схемі виникнуть нелінійні перекручування..

На основі даних про нижню граничну частоту (f_n) смуги пропусення підсилювача з урахуванням даних про опори навантаження (R_H) і джерела сигналу (R_z) визначити ємності розділових (C_{p1} і C_{p2}) і блокувального (C_{bl}) конденсаторів. Спрогнозувати верхню граничну частоту (f_g) смуги пропусення підсилювача.

Промоделювати роботу схеми на перемінному струмі і побудувати АЧХ і ФЧХ підсилювача, по яких визначити граничні частоти смуги пропусення підсилювача. Визначити також на основі моделювання з використанням залежного джерела сигналу вхідний ($R_{вх}$) і вихідний ($R_{вих}$) опори підсилювача на середній частоті.

Передбачити аналітично і досліджувати за допомогою моделювання реакцію підсилювача на імпульсний сигнал малої величини.

Провести порівняння аналітичних прогнозів поведінки підсилювача при перемінному струмі з результатами моделювання і зробити необхідні висновки.

Оформити звіт про пророблену роботу, у якому представити:

- вихідні дані і завдання;
- аналітичні розрахунки параметрів деталей схеми і параметрів вихідних сигналів, що характеризують її поведінку при постійному і перемінному струмі;
- результати моделювання у виді роздруківок принципової схеми з вузловими потенціалами, передаточної, амплітудно-частотної, фазо-частотної і перехідної характеристик (приведені графіки повинні бути оброблені і на них вказані параметри, що вимагаються); роздруківки бібліотечних параметрів транзистора VT1, джерел синусоїдального й імпульсного сигналів з поясненням яким чином усі ці параметри були призначені;
- висновки по роботі.

ВСТУП

Швидкий розвиток сфери інформаційних технологій призвів до виникнення численних новацій. Основу нових, вдосконалених та складних пристроїв складають прості логічні елементи. Сучасний етап розвитку мікросхем і електроніки дозволяє використовувати мільйони елементів на одній схемі.

Транзистор – це напівпровідниковий пристрій, призначений для підсилення, генерації та перетворення електричних коливань. Він формується на базі монокристалічного напівпровідника, який включає не менше трьох областей з різною провідністю: база, емітер та колектор.

Запатентований в 1948 році, транзистор став ключовим моментом у розвитку комп'ютерної індустрії. Винахідники – Уолтер Браттейн, Джон Бардінг та Вільям Шоклі – розробили транзистор як електронний ключ, що замінив складні електронні лампи. Його впровадження дозволило створити персональні комп'ютери із значно меншими розмірами та вищою продуктивністю, порівняно з тими, що базувалися на лампах.

Враховуючи низький енергоспоживання транзисторів та їхню велику швидкодію, вони швидко стали популярними. Порівняно з електронними лампами, які займали значно більше простору та мали обмежений час безвідмовної роботи, транзистори прискорили розвиток обчислювальної техніки. Таким чином, ця робота має на меті провести дослідження транзистора та його вплив на технологічний прогрес.

Таким чином, ця робота спрямована на дослідження транзистора та його значущого внеску в технологічний прогрес, розкриваючи ключові аспекти його функціонування та вплив на сучасне суспільство.

ВХІДНІ ДАНІ

Варіант № 35

Таблиця 1. Вхідні дані завдання на курсову роботу

п/п	$I_{кА}$, мА	S	E_k , В	Тип транзис- тора	f_H , Гц	R_z , кОм	R_H , кОм	C_H , пФ
35	3	10	5	ГТ308Б	300	1,5	4	85

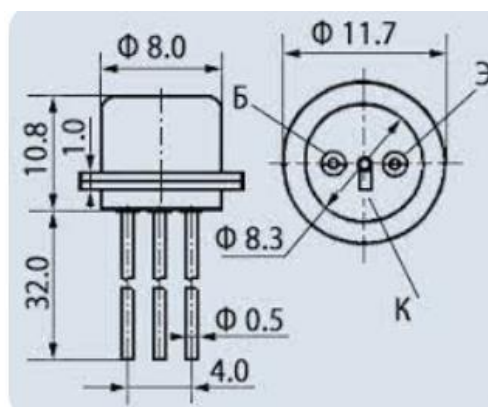
Згідно ГОСТ 11 336.919-81, транзистор ГТ308Б – це кремнієвий біполярний транзистор, який відноситься до категорії транзисторів кремнієвої епітаксійно-планарної структури з типом р-п-р, що робить його універсальним для різних застосувань.

Застосування цього транзистора охоплює підсилювачі високої і надвисокої частот, а також перемикаючі пристрої. Такий широкий спектр застосувань дозволяє використовувати транзистор в різних електронних пристроях, де необхідна висока продуктивність та надійність.

Корпус транзистора виготовлений із залізоукла і має гнучкі виводи, що полегшує процес монтажу та інтеграції в електричні схеми. Позначення типу розташоване на боковій поверхні корпусу, що спрощує ідентифікацію транзистора під час монтажу та обслуговування.

Маса транзистора не перевищує 0,5 г, що робить його легким та компактним. Це важливий параметр при розробці електронних пристроїв, особливо тих, які вимагають низької ваги та обмеженого об'єму.

Більш точно параметри цього транзистора визначимо, скориставшись довідником (табл. 2).



А)

Б)

Рис.2. Транзистор ГТ308Б його загальний вигляд (А) і його креслення (Б).

Таблиця 2. Параметри транзистора ГТ308Б, взяті з довідника

Параметр	Розшифровка	Одиниця виміру	Значення
$I_{K\max}$	Максимальний постійний струм колектора	мА	50
$U_{ЭБ0\max}$	Максимальна постійна напруга емітер-база при струмі колектора, рівному нулю	В	20
$U_{КЭ0\max}$	Максимальна постійна напруга колектор-емітер при струмі бази, рівному нулю	В	50
P_{\max}	Максимально припустима потужність транзистора, що розсіюється	мВт	150
T	Температура навколишнього середовища	°С	35
$T_{П\max}$	Максимально припустима температура переходу	°С	-60...+70
T_{\max}	Максимально припустима температура навколишнього середовища	°С	-60...+70
$h_{21э}$	Статичний коефіцієнт передачі струму біполярного транзистора в режимі малого сигналу в схемі з загальним емітером		50...120
$U_{КЭ}$	Постійна напруга колектор-емітер	В	3
$I_{э}$	Постійний струм емітера	мА	10
$U_{КЭнас}$	Напруга колектор-емітер у насиченні	В	1,2
$I_{КБ0}$	Зворотний струм колектора	мкА	2
$f_{гр}$	Гранична частота коефіцієнта передачі струму	МГц	120
C_K^0	Ємність колекторного переходу при нульовій напрузі база-колектор	пФ	8
$R_{Тн-с}$	Тепловий опір перехід-середовище	°С/Вт	650

ВИКОНАННЯ ЗАВДАННЯ

1. Розрахунок резисторів R_1 , R_2 , $R_э$ і R_k

Резистори R_1 , R_2 і R_k покликані забезпечити режим роботи транзистора VT1 по постійному струмі (вивести його робочу точку в клас А), а резистор $R_э$ – стабілізувати цей режим введенням послідовного негативного зворотного зв'язку по струму.

При розрахунку постійних складових використовуємо схему рис.3. При цьому не будемо враховувати зворотний струм колекторного переходу $I_{кб0}$.

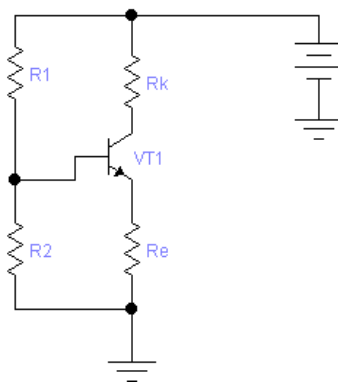


Рис. 3. Спрощена схема підсилювача для розрахунку постійних складових

У відповідність з табл. 2, прийmemo коефіцієнт підсилення струму

$$B = \frac{50+120}{2} = 85.$$

Нехай $U_{R_э} = 0.15 * E_k = 0.15 * 5V = 0,75V$. Тоді $R_э = \frac{U_{R_э}}{I_{эА}} = \frac{U_{R_э} \cdot \alpha}{I_{кА}}$, де

$$\alpha = \frac{I_k}{I_э} = \frac{B}{B+1} = \frac{85}{85+1} = 0.9883 \text{ – коефіцієнт передачі струму.}$$

$$\text{Отже, } R_э = \frac{0,75V \cdot 0.9883}{0.003A} = 247,075 \text{ Ом}$$

По першому закону Кірхгофа струм бази транзистора:

$$I_{\bar{б}} = I_{R_1} - I_{R_2}, \quad (1.1)$$

де

$$I_{R_1} = \frac{E_k - (U_{\bar{бэ}} + U_{R_э})}{R_1}; \quad (1.2)$$

$$I_{R_2} = \frac{U_{\bar{бэ}} + U_{R_э}}{R_2}. \quad (1.3)$$

(Оскільки використовується кремнієвий транзистор, то $U_{\bar{бэ}} = 0,4V$).

Якщо підставити (1.2) і (1.3) в (1.1), позначив $\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = R_1 \square R_2 = R_{\bar{\sigma}}$, то одержимо

ржимо

$$I_{\bar{\sigma}} = \frac{E_{\kappa}}{R_1} - \frac{U_{\bar{\sigma}\bar{\sigma}} + U_{R_{\bar{\sigma}}}}{R_{\bar{\sigma}}} \quad (1.4)$$

Врахуємо, що $U_{R_{\bar{\sigma}}} = I_{\bar{\sigma}} \cdot R_{\bar{\sigma}} = (B+1) \cdot I_{\bar{\sigma}} \cdot R_{\bar{\sigma}}$ и $I_{\bar{\sigma}A} = \frac{I_{\kappa A}}{B}$, тоді з (1.4):

$$\frac{I_{\kappa A}}{B} = \frac{E_{\kappa}}{R_1} - \frac{U_{\bar{\sigma}\bar{\sigma}} + (B+1) \cdot \frac{I_{\kappa A}}{B} \cdot R_{\bar{\sigma}}}{R_{\bar{\sigma}}} \quad (1.5)$$

Значення $R_{\bar{\sigma}}$ можна знайти з умови забезпечення заданої стабільності робочої точки транзистора. Оскільки $S = \frac{\delta I_{\kappa}}{\delta I_{\kappa B0}} = \frac{1}{1 - \frac{\alpha}{1 + \frac{R_{\bar{\sigma}}}{R_{\bar{\sigma}}}}}$, то

$$R_{\bar{\sigma}} = \frac{R_{\bar{\sigma}} * (S - 1)}{S * (\alpha - 1) + 1} = \frac{247,075 \text{ Ом} * (10 - 1)}{10 * (0,9883 - 1) + 1} = 2518,3 \text{ Ом}$$

Тепер (1.5) являє собою рівняння щодо опору R_1 . Вирішуючи (1.5), знаходимо

$$\begin{aligned} R_1 &= \frac{E_{\kappa} * B}{I_{\kappa A} + \frac{U_{\bar{\sigma}\bar{\sigma}} * B + (B + 1) * I_{\kappa A} * R_{\bar{\sigma}}}{R_{\bar{\sigma}}}} \\ &= \frac{5 \text{ В} * 85}{0,003 \text{ А} + \frac{0,4 \text{ В} * 85 + (85 + 1) * 0,003 \text{ А} * 247,075 \text{ Ом}}{2518,3 \text{ Ом}}} \\ &= 10119,05 \text{ Ом} \end{aligned}$$

Зрозуміло, що $R_2 = \frac{R_{\bar{\sigma}} * R_1}{R_1 - R_{\bar{\sigma}}} = \frac{2518,3 \text{ Ом} * 10119,05 \text{ Ом}}{10119,05 \text{ Ом} - 2518,3 \text{ Ом}} = 3353 \text{ Ом}$

Бажаючи одержати $U_{\kappa\bar{\sigma}} = U_{R_{\kappa}}$, розрахуємо величину опору R_{κ} :

$$R_{\kappa} = \frac{E_{\kappa} - U_{R_{\bar{\sigma}}}}{2 * I_{\kappa A}} = \frac{5 \text{ В} - 0,75 \text{ В}}{2 * 0,003 \text{ А}} = 708,3 \text{ Ом}$$

2. Моделювання роботи схеми при постійному струмі

Для моделювання роботи електричних схем будемо використовувати програму Electronics Workbench 5.12 Pro (як найбільш вивчену).

Параметри транзистора (рис. 4) призначимо з наступних розумінь. Для кремнієвих транзисторів типовим значенням струму насичення (Saturation current) при кімнатній температурі є $I_{SC} \approx 1 \cdot 10^{-14} \text{ A}$. Як значення коефіцієнта підсилення в схемі з загальним емітером (Forward current gain coefficient) візьмемо середнє значення (см. табл. 2 – параметр $h_{21\beta}$) $B = \frac{50+120}{2} = 85$. Типовими значеннями коефіцієнта підсилення струму в схемі ОЕ при інверсному включенні (Reverse current gain coefficient) і об'ємного опору бази (Base ohmic resistance) є відповідно $B_u = 0.1$ і $r_o = 10 \text{ Ом}$. Ємність колекторного переходу при нульовій напрузі (Zero-bias B-C junction capacitance) візьмемо з таблиці 2 – параметр C_K^0

NPN Transistor Model 'GT308B'	
Sheet 1	Sheet 2 Sheet 3 Sheet 4 Sheet 5
Saturation current (IS):	7.62e-16 A
Forward current gain coefficient (BF):	204
Reverse current gain coefficient (BR):	4
Base ohmic resistance (RB):	2.1 nΩ
Emitter ohmic resistance (RE):	0.525 nΩ
Collector ohmic resistance (RC):	0.21 nΩ
Substrate capacitance (CS):	0 F
Zero-bias B-E junction capacitance (CE):	4.85e-12 F
Zero-bias B-C junction capacitance (CC):	5.28e-12 F
B-E junction potential (UE):	0.75 V

NPN Transistor Model 'GT308B'	
Sheet 1	Sheet 2 Sheet 3 Sheet 4 Sheet 5
B-C junction potential (UC):	0.75 V
Forward transit time (TF):	3.18e-10 s
Reverse transit time (TR):	4.46e-08 s
B-E junction grading coefficient (ME):	0.333
B-C junction grading coefficient (MC):	0.333
Early voltage (VA):	113 V
Base-emitter leakage saturation current (ISE):	3.08e-13 A
Forward beta high-current knee-point (IKF):	0.07 A
Base-emitter leakage emission coefficient (NE):	2
Forward current emission coefficient (NF):	1

Рис. 4. Параметри моделі транзистора ГТ308Б

Час переносу заряду через базу (Forward transit time) розрахуємо як (див. табл. 2)

$$\tau_{\alpha} = \frac{1}{2\pi * f_{гр}} = \frac{1}{2 * 3.14 * 120 * 10^5 \text{ Гц}} = 0,0003 * 10^{-9} \text{ с.}$$

Час переносу заряду через базу в інверсному включенні (Reverse transit time) $\tau_u = \frac{B * \tau_{\alpha}}{B_u} =$

$$\frac{85 * 0,0003 * 10^{-9}}{0.1} = 2,5 * 10^{-6} \text{ с.}$$

Обидва переходи транзистора будемо вважати плавними, тому коефіцієнти плавності емітерного (B-E junction grading coefficient) і колекторного (B-C junction grading coefficient) переходів будемо вважати рівними 0.333. Напругу Ерлі (Early voltage) приймемо рівною $U_{K\approx 0\max}$ (см. табл. 2). Струм початку спаду посилення по струму (Forward beta high-current knee-point) будемо вважати рівним $I_{K\max}$ (див. табл. 2).

Картина розподілу вузлових потенціалів представлена в табл. 3. Відхилення струму колектора від заданого значення $\epsilon_{Ik} = \frac{3,5\text{mA} - 3\text{mA}}{3\text{mA}} * 100\% = 16,6\%$, що прийнятно.

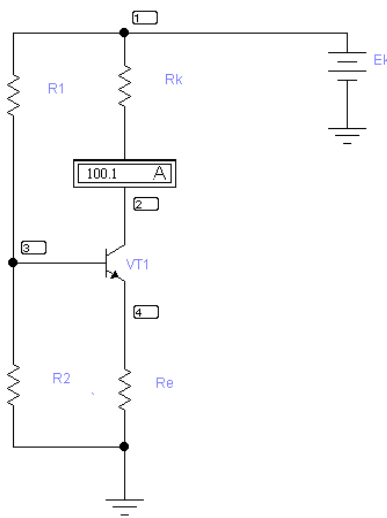


Рис. 5. Моделювання роботи підсилювача на постійному струмі

Таблиця 3. Розподіл вузлових потенціалів у схемі мал. 5.

Номер вузла	Вузлові потенціали, В	
	Теоретично	Моделювання
1	$\varphi_1 = E_k = 5.00$	12.0
2	$\varphi_2 = U_{Rэ} + \frac{E_k - U_{Rэ}}{2} = 0,75 + \frac{5 - 0,75}{2} = 2,9$	3.9
3	$\varphi_3 = U_{Rэ} + U_{бэ} = 0,75 + 0.4 = 1,15$	1.54
4	$\varphi_4 = U_{Rэ} = 0,75$	0,75

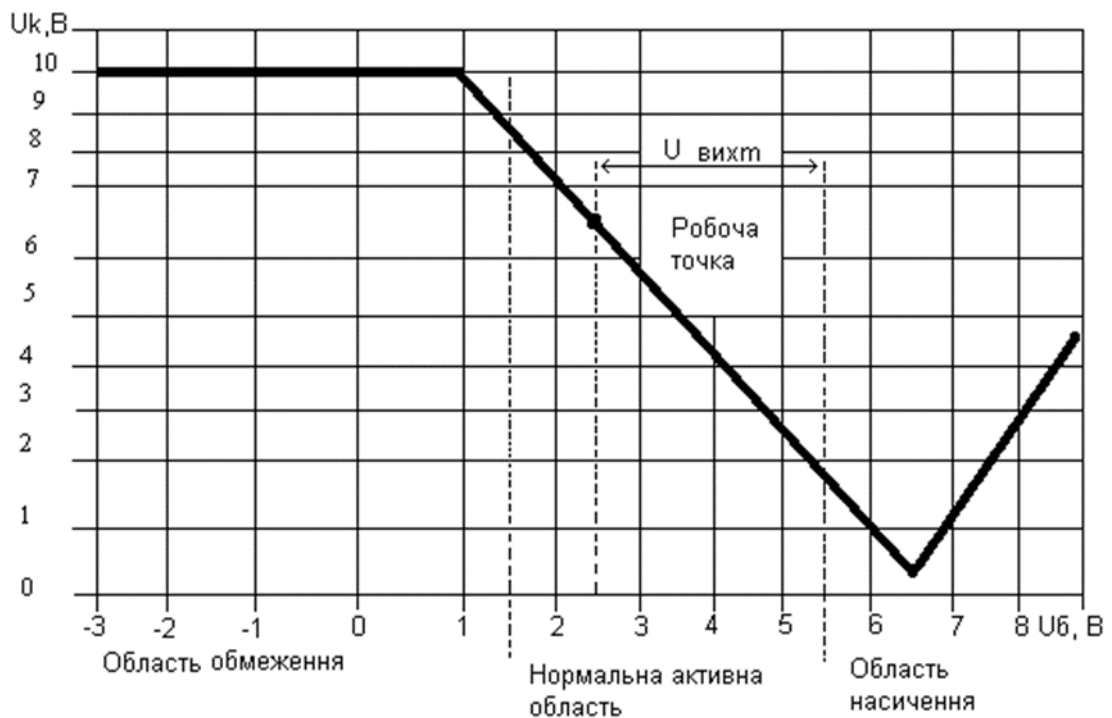


Рис.6. Передатна характеристика ділянки база-колектор для схеми рис.

5

Розташування робочої крапки підсилювача в середині лінійної частини передатної характеристики (рис. 6) (при цьому транзистор працює в нормальній активній області) свідчить про те, що основна задача даної стадії проектування - вибір резисторів, що забезпечують положення робочої точки підсилювача в класі А - вирішена вірно.

Крім того, з рис. 6 можна приблизно визначити коефіцієнт підсилення по напрузі на постійному струмі: $k_u = \frac{\Delta U_k}{\Delta U_b} \approx -30$

(знак «мінус» говорить про те, що підсилювач буде інвертувати вхідний сигнал).

3. Вивчення впливу зміни параметрів транзистора на роботу підсилювача

Із (1.5): $I_{\kappa} = B \cdot \frac{E_{\kappa} \cdot R_{\delta} - U_{\delta\delta} \cdot R_1}{R_1 \cdot [R_{\delta} + (B+1) \cdot R_{\delta}]}$, тому струм колектора при збільшенні коефіцієнта підсилення транзистора VT1 (рис. 5) в два рази повинний складати:

$$I_K = 170 * \frac{5 \text{ В} * 2518,3 \text{ Ом} - 0,4 \text{ В} * 10119,05 \text{ Ом}}{10119,05 \text{ Ом} * [2518,3 \text{ Ом} + (85+1) * 247,075 \text{ Ом}]} = 0,006039 \text{ А.}$$

Тобто, зміна колекторного струму теоретично повинна скласти

$$\Delta I_K = |0,006039 \text{ А} - 3 * 10^{-3} \text{ А}| = 0,003039 \text{ А} \quad \text{або} \quad \varepsilon_{IK} = \frac{\Delta I_K}{I_K} * 100\% =$$

$$\frac{0,006039 \text{ А}}{0,003039 \text{ А}} * 100\% = 198,7\% \text{ від номінального значення.}$$

Якщо ж, навпаки, зменшити коефіцієнт підсилення транзистора VT1 в два рази:

$$I_K = 42,5 * \frac{5 \text{ В} * 2518,3 \text{ Ом} - 0,4 \text{ В} * 10119,05 \text{ Ом}}{10119,05 \text{ Ом} * [2518,3 \text{ Ом} + (85+1) * 247,075 \text{ Ом}]} = 0,001509 \text{ А.}$$

$$\text{Тоді } \Delta I_K = |0,001509 \text{ А} - 0,003 \text{ А}| = 0,001491 \text{ А,}$$

$$\varepsilon_{IK} = \frac{0,001509 \text{ А}}{0,001491 \text{ А}} * 100\% = 101,2\%.$$

При перевірці отриманих результатів за допомогою моделювання в програмі Electronic Workbench 5.12 є деякі особливості. Математична модель біполярного транзистора в цій програмі містить параметр $I_{SC} = B \cdot I_{\delta}^m = B_u \cdot I_{\kappa}^m$ (де I_{δ}^m , I_{κ}^m – теплові струми відповідно емітерного і колекторного переходів). Тому щоб зміна параметра B не вплинуло на теплові струми переходів, потрібно відповідним чином змінювати параметри I_{SC} і B_u .

Проаналізуємо поведження схеми при збільшенні в 10 разів некерowanego струму колекторного переходу I_{KB0} .

Струм I_{KB0} дорівнює сумі двох складових: теплового струму колекторного переходу I_{κ}^m і струму витоку I_{κ}^y , обумовленого дефектами структури колекторного переходу. Для простоти, нехтуючи другою, будемо вважати $I_{KB0} = I_{\kappa}^m$.

Оскільки для транзистора справедлива рівність $B \cdot I_{\vartheta}^m = B_u \cdot I_{\kappa}^m$, то збільшення в 10 разів теплового струму колекторного переходу I_{κ}^m приведе до збільшення в стільки ж раз теплового струму емітерного переходу I_{ϑ}^m . Це, у свою чергу, спричинить зменшення напруги на ділянці база-емітер транзистора, оскільки

$$U_{\delta\vartheta} = \varphi_T \cdot \ln\left(\frac{I_{\vartheta}}{I_{\vartheta}^m} + 1\right).$$

Щоб обчислити зміна колекторного струму, запишемо:

$$I_{\kappa} = B \cdot I_{\delta} + (B+1) \cdot I_{\kappa B0},$$

тоді

$$\Delta I_{\kappa} = \frac{\delta I_{\kappa}}{\delta B} \cdot \Delta B + \frac{\delta I_{\kappa}}{\delta I_{\delta}} \cdot \Delta I_{\delta} + \frac{\delta I_{\kappa}}{\delta I_{\kappa B0}} \cdot \Delta I_{\kappa B0}.$$

Позначивши $S = \frac{\delta I_{\kappa}}{\delta I_{\kappa B0}}$, можна показати, що

$$\Delta I_{\kappa} = S \cdot \left[\left(\frac{I_{\kappa}}{B} + I_{\kappa B0} \right) \cdot \frac{\Delta B}{B+1} - \frac{\alpha \cdot \Delta U_{\delta\vartheta}}{R_{\vartheta} + R_{\delta}} + \Delta I_{\kappa B0} \right]^* \quad (1.6)$$

В даному випадку $\Delta B = 0$. Крім того, $\Delta I_{\kappa B0} \rightarrow 0$, тоді з (1.6):

$$\Delta I_{\kappa} = - \frac{\alpha \cdot \Delta U_{\delta\vartheta} \cdot S}{R_{\vartheta} + R_{\delta}}, \quad (1.7)$$

$$\text{де } \Delta U_{\delta\vartheta} \square \varphi_T \cdot \left[\ln\left(\frac{I_{\kappa A}}{I_{\vartheta 2}^m} + 1\right) - \ln\left(\frac{I_{\kappa A}}{I_{\vartheta 1}^m} + 1\right) \right] = \varphi_T \cdot \ln\left[\frac{\frac{I_{\kappa A}}{I_{\vartheta 2}^m} + 1}{\frac{I_{\kappa A}}{I_{\vartheta 1}^m} + 1} \right].$$

$$\text{Оскільки } I_{\vartheta 1}^m = \frac{I_{sc}}{B} = \frac{1 \cdot 10^{-14} \text{ A}}{85} = 1,17 \cdot 10^{-17} \text{ A},$$

$$I_{\vartheta 2}^m = 10 \cdot I_{\vartheta 1}^m = 10 \cdot 1,17 \cdot 10^{-17} = 1,17 \cdot 10^{-16} \text{ A, то}$$

$$\Delta U_{\delta\vartheta} = 0,026 \text{ В} \cdot \ln\left[\frac{\frac{0,003 \text{ A}}{1,17 \cdot 10^{-16} \text{ A}} + 1}{\frac{0,003 \text{ A}}{1,17 \cdot 10^{-17} \text{ A}} + 1} \right] = -0,05 \text{ В}.$$

Остаточно, з (1.7):

$$\Delta I_{\kappa} = - \frac{0,9883 \cdot (-0,05 \text{ В}) \cdot 10}{247,075 \text{ Ом} + 10119,05 \text{ Ом}} = 4,77 \cdot 10^{-5} \text{ А}.$$

* Цю формулу можна було використовувати раніше для розрахунку реакції схеми на зміну коефіцієнта підсилення струму транзистора, вважаючи $\Delta B \neq 0$, а $\Delta U_{\delta\vartheta} = 0$

Зіставлення даних аналітичного розрахунку і результатів моделювання дано в таблиці 4.

Таблиця 4. Дані до вивчення впливу зміни параметрів транзистора на роботу підсилювача

B	I_{sc}, A	V_u	Теоретично		Моделювання	
			$I_k,$ мА	відхилення від номіна- лу $\varepsilon_{I_k}, \%$	$I_k,$ мА	відхилення від номіна- лу $\varepsilon_{I_k}, \%$
85	$1 \cdot 10^{-14}$	0.1	2.00	—	1.09	2.0
42,5	9.57 $\cdot 10^{-3}$	0.05	1.90	89.56	1.00	0.0
170	1.023 $\cdot 10^{-3}$	0.2	2.16	2.25	1.17	4.7
85	$1 \cdot 10^{-14}$	0.1	2.00	0.75	1.18	5.0

* Номінальним значенням вважається $I_{кА} = 1.00$ мА

4. Аналіз результатів моделювання роботи схеми на постійному струмі

Результати аналітичного розрахунку практично збігаються з результатами моделювання. Розходження між ними не перевищує 5%. Наявність цих розбіжностей пояснюється наступним:

- при аналітичному розрахунку не враховувався зворотний струм колекторного переходу $I_{кбо}$;
- в процесі аналітичного розрахунку не враховувався опір базової області транзистора й ефект модуляції бази (ефект Ерлі);
- відсутні детальні описи алгоритмів, використовуваних програмою Electronic Workbench, що утрудняє усвідомлене завдання численних параметрів і потенційно є джерелом помилок.

5. Визначення малосигнальних параметрів схеми

При аналізі перемінних складових сигналу використання нелінійної моделі Мола-Еберса для опису роботи транзистора не має змісту, тому що зв'язок між малими збільшеннями визначається не самими функціями, а їх похідними. Тому для аналізу перемінних складових користаються спеціальними - малосигнальними моделями, що складаються з лінійних елементів.

Щоб одержати малосигнальну модель (мал. 7) підсилювача (мал. 3), необхідно транзистор VT1 замінити малосигнальною Т подібною схемою і врахувати, що виводи, підключені до шини живлення, завжди мають постійний потенціал, що еквівалентно їх заземленню на перемінному струмі.

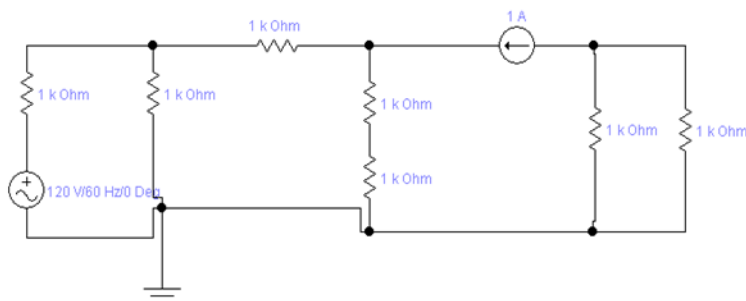


Рис. 7. Малосигнальна схема підсилювача

Далі для простоти будемо вважати, що опір $r_{кэ}$ досить великий (не шунтує генератор струму). Тоді його можна виключити зі схеми.

Конденсатори C_{p1} , C_{p2} , $C_{бл}$ мають великий опір на низьких частотах, що приводить до спаду амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) підсилювача в області низьких частот. Шунтуюча дія конденсаторів $C_{н}$, $C_{кз}$ виявляється на високих частотах і приводить до спаду АЧХ у цій області. Як правило, в області середніх частот АЧХ підсилювача йде горизонтально - це дозволяє сказати, що в даній частотній області жоден з конденсаторів не робить істотного впливу на проходження сигналу. Тому, для різних частотних областей можна будувати окремі малосигнальні схеми, більш прості, чим універсальна (рис. 7).

Побудуємо малосигнальну схему підсилювача для області середніх частот. Як було сказано, у цій області частотної області не один з конденсаторів у схемі мал.6 істотно не впливає на проходження сигналу, тому закоротим їх. Крім того, коефіцієнт посилення струму будемо вважати не комплексним (що необхідно для обліку ємкостей переходів транзистора), а дійсною величиною. Одержимо схему (мал. 7), по якій легко обчислити основні малосигнальні параметри підсилювача.

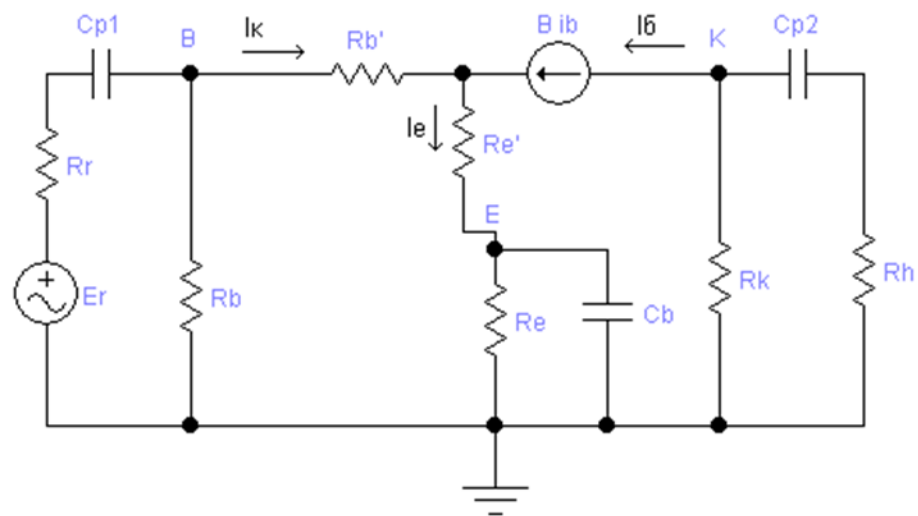


Рис. 8. Малосигнальна схема підсилювача для середніх частот

Диференціальний опір емітерного переходу транзистора:

$$r_{э} = \frac{\varphi_{\Gamma}}{I_{эА}} = \frac{\varphi_{\Gamma}}{I_{кА}} = \frac{0.026 \text{ В}}{3 \cdot 10^{-3} \text{ А}} = 8,6 \text{ Ом.}$$

Вхідний опір транзистора, включеного за схемою з загальним емітером:

$$R_{\text{вх.тр.ОЭ}} = \frac{U_{\text{бэ}}}{i_{\text{б}}} = \frac{i_{\text{б}} * r_{\text{б}} + i_{\text{э}} * r_{\text{э}}}{i_{\text{б}}} = r_{\text{б}} + (B + 1) * r_{\text{э}} = 10 \text{ Ом} + (85 + 1) *$$

$$8,66 \text{ Ом} = 754,76 \text{ Ом}.$$

Як видно з рис. 8, вхідний опір підсилювача:

$$R_{\text{вх}} = R_{\text{б}} * R_{\text{вх. тр. ОЭ}} = \frac{R_{\text{б}} * R_{\text{вх. тр. ОЭ}}}{R_{\text{б}} + R_{\text{вх. тр. ОЭ}}} = \frac{2518,3 \text{ Ом} * 754,76 \text{ Ом}}{2518,3 \text{ Ом} + 754,76 \text{ Ом}} = 580,71 \text{ Ом}.$$

Вихідний опір підсилювача:

$$R_{\text{вих}} = R_k = 708,3 \text{ Ом}.$$

$$\text{Якщо позначити } R_{KH} = R_K * R_H = \frac{R_K * R_H}{R_K + R_H} = \frac{708,3 \text{ Ом} * 4000 \text{ Ом}}{708,3 \text{ Ом} + 4000 \text{ Ом}} = 601,7 \text{ Ом}, \text{ то}$$

коефіцієнт підсилення по напрузі:

$$k_{u0} = \frac{u_{\text{вих}}}{u_{\text{вх}}} = \frac{i_k * R_{KH}}{i_{\text{б}} * R_{\text{вх.тр.ОЭ}}} = B * \frac{R_{KH}}{R_{\text{вх.тр.ОЭ}}} = 85 * \frac{601,7 \text{ Ом}}{754,76 \text{ Ом}} = 67,76.$$

Коефіцієнт підсилення по струму:

$$K_{i0} = \frac{i_H}{i_{\text{вх}}} = \frac{R_{\text{б}}}{R_{\text{б}} + R_{\text{вх.тр.ОЭ}}} * B * \frac{R_k}{R_k + R_H} \\ = \frac{2518,3 \text{ Ом}}{2518,3 \text{ Ом} + 754,76 \text{ Ом}} * 85 * \frac{708,3 \text{ Ом}}{708,3 \text{ Ом} + 4000 \text{ Ом}} = 9,84$$

Коефіцієнт підсилення потужності:

$$k_p = k_{i0} * k_{u0} = 9,84 * 67,76 = 666,659.$$

Коефіцієнт передачі ЕРС генератора:

$$k_{e0} = \frac{u_{\text{вих}}}{e_{\Gamma}} = k_{u0} * \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}} + R_{\Gamma}} = 67,76 * \frac{580,71 \text{ Ом}}{580,71 \text{ Ом} + 1500 \text{ Ом}} = 18,9.$$

Амплітуда вхідної напруги, при якій починають виникати нелінійні перекручування, приблизно можна обчислити (див. рис.8) як

$$u_{\text{вх} m} = \frac{u_{\text{вих} m}}{k_{u0}} = \frac{1,3 \text{ В}}{67,76} = 0,019 \text{ В}.$$

6. Розрахунок ємностей конденсаторів і верхньої граничної частоти підсилення

Еквівалентна постійна часу для нижньої граничної частоти підсилювача:

$$\tau_{H \text{ экв}} = \frac{1}{\omega_{H \text{ экв}}} = \frac{1}{2 * \pi * f_H} = \frac{1}{2 * 3,14 * 300 \text{ Гц}} = 0,00053 \text{ с}$$

Як сказано вище, в області низьких частот на проходження сигналу впливають лише конденсатори C_{p1} , C_{p2} , $C_{бл}$ (рис. 9). Тому можна записати

$$\frac{1}{\tau_{Н\text{экв}}} = \frac{1}{\tau_{C_{бл}}} + \frac{1}{\tau_{C_{p1}}} + \frac{1}{\tau_{C_{p2}}}, \quad (2.1)$$

де постійні часу перезарядки $\tau_{C_{бл}}$, $\tau_{C_{p1}}$, $\tau_{C_{p2}}$ визначаються за умови, що в схемі присутній лише одиний (відповідний) конденсатор.

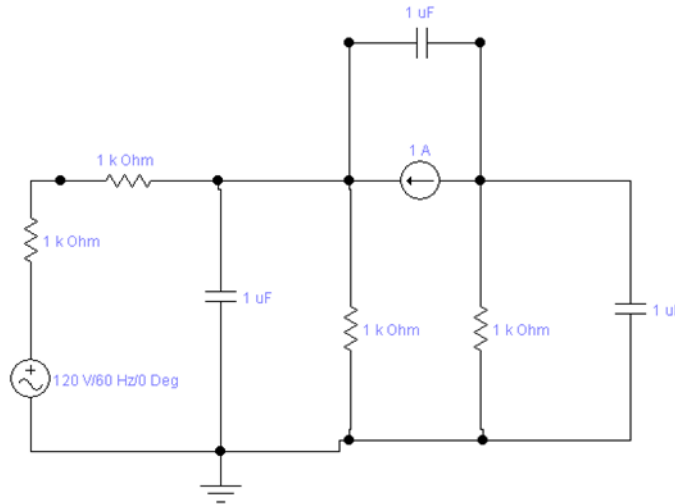


Рис. 9. Малосигнальна схема підсилювача для низьких частот

Позначимо $R'_Г = R_Г * R_б = \frac{R_Г * R_б}{R_Г + R_б} = \frac{1500 \text{ Ом} * 2518,3 \text{ Ом}}{1500 \text{ Ом} + 2518,3 \text{ Ом}} = 3709,56 \text{ Ом}$, тоді

$$\tau_{C_{бл}} = C_{бл} \cdot \left(R_э \cdot \left(r_э + \frac{r_б + R'_э}{B + 1} \right) \right) \cdot C_{бл} \cdot \frac{R_э \cdot \frac{R'_э}{B}}{R_э + \frac{R'_э}{B}} = C_{бл} \cdot \frac{R_э \cdot R'_э}{R_э \cdot B + R'_э} \quad (2.2)$$

$$\tau_{C_{p1}} = C_{p1} \cdot (R_э + R_{вх}) \quad (2.3)$$

$$\tau_{C_{p2}} = C_{p2} \cdot (R_{вх} + R_н) \quad (2.4)$$

Ємності конденсаторів розрахуємо, вважаючи, що $\tau_{C_{бл}}$, $\tau_{C_{p1}}$, $\tau_{C_{p2}}$ дають однаковий внесок в еквівалентну постійну часу перезарядки всієї схеми $\tau_{Н\text{экв}}$, тобто

$$\tau_{C_{бл}} = \tau_{C_{p1}} = \tau_{C_{p2}} = 3 * \tau_{Н\text{экв}} = 3 * 0,00053 \text{ с} = 0,00159 \text{ с}$$

З формул (2.2)-(2.4) находимо:

$$C_{бл} = \frac{\tau_{C_{бл}} * (R_э * B + R'_Г)}{R_э * R'_Г} = \frac{0,00159 \text{ с} * (247,075 \text{ Ом} * 85 + 3709,56 \text{ Ом})}{247,075 \text{ Ом} * 3709,56 \text{ Ом}} = 0,00004 \text{ Ф}$$

$$C_{p1} = \frac{\tau_{Cp1}}{R_r + R_{bx}} = \frac{0,00159 \text{ с}}{1500 \text{ Ом} + 580,71 \text{ Ом}} = 7,6 * 10^{-7} \text{ Ф}$$

$$C_{p2} = \frac{\tau_{Cp2}}{R_{vix} + R_H} = \frac{0,00159 \text{ с}}{708,3 \text{ Ом} + 4000 \text{ Ом}} = 3,37 * 10^{-7} \text{ Ф}$$

Отже, розрахунок ємностей розділових і блокувального конденсаторів завершений. Перейдемо до прогнозування верхньої граничної частоти підсилення.

В області високих частот можна нехтувати інерційністю транзистора. Оскільки колекторний перехід закритий, то має бар'єрної ємністю $C_{KЭ} = C_K^{U_{бк}} \cdot (B+1)$, де $C_K^{U_{бк}}$ – ємність колектора при напрузі база-колектор $U_{бк}$. Крім того, необхідно враховувати дифузійну ємність відкритого емітерного переходу. Ці особливості враховані в схемі рис. 10.

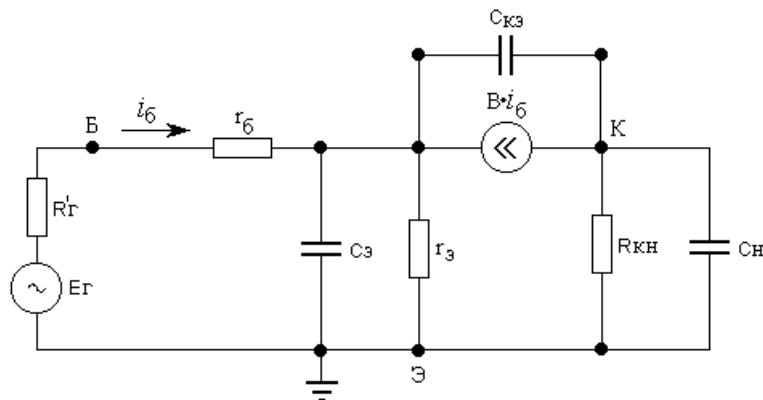


Рис. 10. Малосигнальна схема підсилювача для високих частот

Спочатку розрахуємо величини ємностей $C_{KЭ}$ і $C_э$.

Постійна напруга база-колектор у схемі підсилювача (див. табл. 3):

$$U_{бк} = \varphi_3 - \varphi_2 = 1,15 \text{ В} - 2,9 \text{ В} = -1,75 \text{ В}.$$

Бар'єрна ємність колекторного переходу при напрузі $U_{бк}$:

$$C_K^{U_{бк}} = C_K^0 \cdot \left(\frac{\psi_{кк}}{\psi_{кк} + |U_{бк}|} \right)^{n_s},$$

де $\psi_{кк} = 0,7 \text{ В}$ – контактна різниця потенціалів колекторного переходу;

$n_s = 0,33$ – коефіцієнт плавності емітерного переходу. Таким чином,

$$C_K^{U_{вх}} = 3 * 10^{-12} \text{ Ф} * \left(\frac{0,7 \text{ В}}{0,7 \text{ В} + |-1,75 \text{ В}|} \right)^{0,33} = 1,32 * 10^{-12} \text{ Ф}.$$

$$\text{Тоді } C_{KЭ} = 1,32 * 10^{-12} \text{ Ф} * (85 + 1) = 2,4392 * 10^{-10} \text{ Ф}.$$

Для розрахунку C необхідно попередня обчислити верхню частоту транзистора

$$f_B = \frac{f_{Гр}}{B} = \frac{120 * 10^6 \text{ Гц}}{85} = 1411764,71 \text{ Гц}$$

і середній час життя неосновних носіїв в базі

$$\tau_B = \frac{1}{2 * \pi * f_B} = \frac{1}{2 * 3.14 * 1411764,71 \text{ Гц}} = 8,86 * 10^{-8} \text{ с.}$$

$$\text{Тоді } C_{\text{э}} = \frac{\tau_B * I_{KA}}{\varphi_T} = \frac{8,86 * 10^{-8} \text{ с} * 3 * 10^{-3} \text{ А}}{0.026 \text{ В}} = 1,02 * 10^{-9} \text{ Ф.}$$

Постійні часу перезарядки конденсаторів схеми рис. 9:

$$\begin{aligned} \tau_{C_{\text{э}}} &= C_{\text{э}} * \left(r_{\text{э}} * \frac{r_{\text{б}} + R'_{\text{Г}}}{B + 1} \right) * C_{\text{э}} * \frac{r_{\text{э}} * \frac{R'_{\text{Г}}}{B}}{r_{\text{э}} + \frac{R'_{\text{Г}}}{B}} = \frac{C_{\text{э}} * r_{\text{э}} * R'_{\text{Г}}}{r_{\text{э}} * B + R'_{\text{Г}}} \\ &= \frac{1,02 * 10^{-9} * 8,6 \text{ Ом} * 3709,56 \text{ Ом}}{8,6 \text{ Ом} * 85 + 3709,56 \text{ Ом}} = 0,73 * 10^{-8} \text{ с} \end{aligned}$$

$$\tau_{C_{\text{Кэ}}} = C_{\text{Кэ}} * R_{\text{КН}} = 2,4392 * 10^{-10} \text{ Ф} * 601,7 \text{ Ом} = 1,46 * 10^{-7} \text{ с}$$

$$\tau_{C_{\text{Н}}} = C_{\text{Н}} * R_{\text{КН}} = 85 * 10^{-12} \text{ Ф} * 601,7 \text{ Ом} = 5,1 * 10^{-9} \text{ с}$$

Можна показати, що в області високих частот, еквівалентна постійна часу для всієї схеми

$$\tau_{\text{Вэкв}} = G_{O\text{э}} * \tau_{C_{\text{Кэ}}} + \tau_{C_{\text{э}}} + \tau_{C_{\text{Н}}}, \quad (2.5)$$

$$\text{Де } G_{O\text{э}} = \frac{R'_{\text{Г}} + r_{\text{б}} + r_{\text{э}}}{R'_{\text{Г}} + r_{\text{б}} + r_{\text{э}} * (B + 1)} = \frac{3709,56 \text{ Ом} + 10 \text{ Ом} + 8,6 \text{ Ом}}{3709,56 \text{ Ом} + 10 \text{ Ом} + 8,6 \text{ Ом} * (85 + 1)} = 0,92 - \text{ коефіцієнт,}$$

що описує умови роботи транзистора в схемі з загальним емітером. Тоді

$$\tau_{\text{Вэкв}} = G_{O\text{э}} * \tau_{C_{\text{Кэ}}} + \tau_{C_{\text{э}}} + \tau_{C_{\text{Н}}}$$

$$\tau_{\text{Вэкв}} = 0,92 * 1,46 * 10^{-7} \text{ с} + 0,73 * 10^{-8} \text{ с} + 5,1 * 10^{-9} \text{ с} = 7,1 * 10^{-7} \text{ с.}$$

Верхня гранична частота підсилювача:

$$f_B = \frac{1}{\tau_{\text{Вэкв}} * 2 * \pi} = \frac{1}{7,1 * 10^{-7} \text{ с} * 2 * 3.14} = 2,2 \text{ Гц.}$$

Тепер можна визначити середню частоту підсилювача (на цій частоті різниця фаз вхідного і вихідного сигналу інвертуючого підсилювача дорівнює 180°): $f_0 = \sqrt{f_H * f_B} = \sqrt{300 \text{ Гц} * 2,2 \text{ Гц}} = 38,1 \text{ Гц.}$

7. Моделювання роботи схеми на змінному струмі

Поблизу робочої точки підсилювач можна представити як лінійний чотирьохполюсник, тому можна побудувати його амплітудно-частотну (АЧХ) і фазо-частотну (ФЧХ) характеристики. Для цієї мети в пакеті Electronic Workbench 5.12 існує спеціальний засіб - будівник АЧХ і ФЧХ (Bode Plotter).

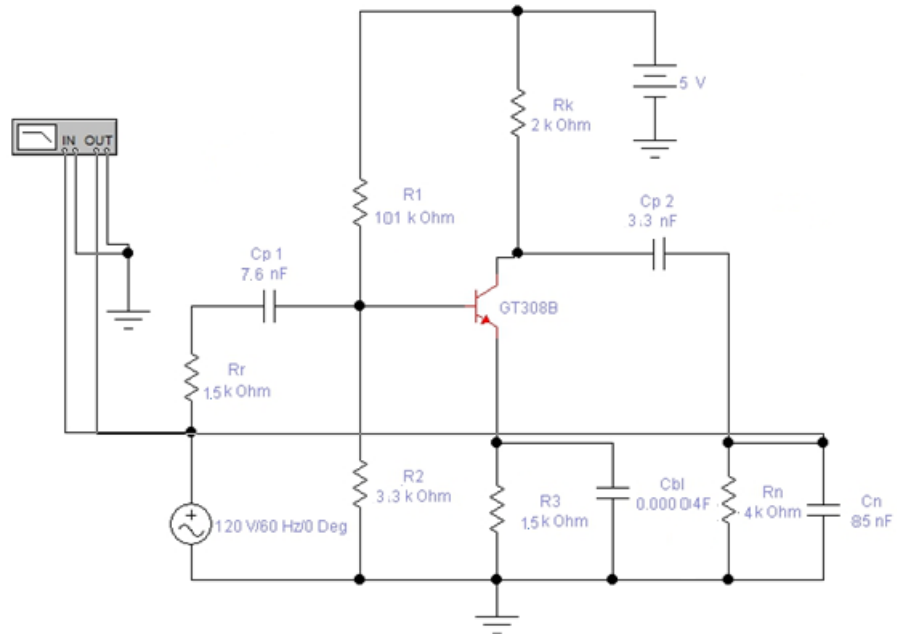


Рис. 11. Схема для зняття АЧХ і ФЧХ підсилювача

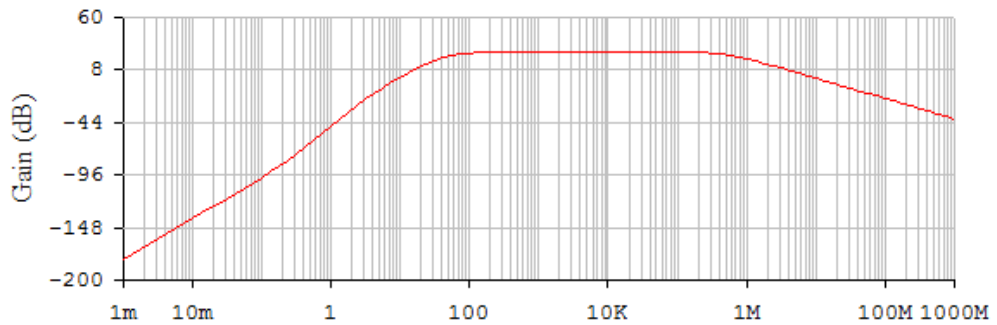


Рис. 12. Амплітудно-частотна характеристика підсилювача

Як видно з рисунка 12, $k_{e0}=18,9$; $f_H=300\text{Гц}$; $f_B=2,2\text{Гц}$.

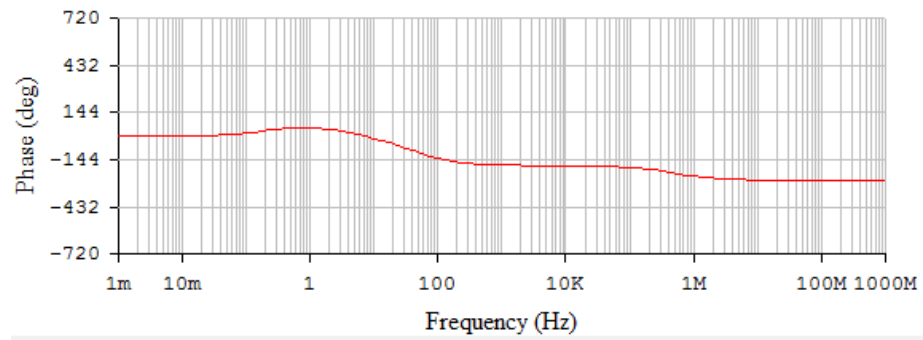


Рис. 13. Фазо-частотна характеристика підсилювача

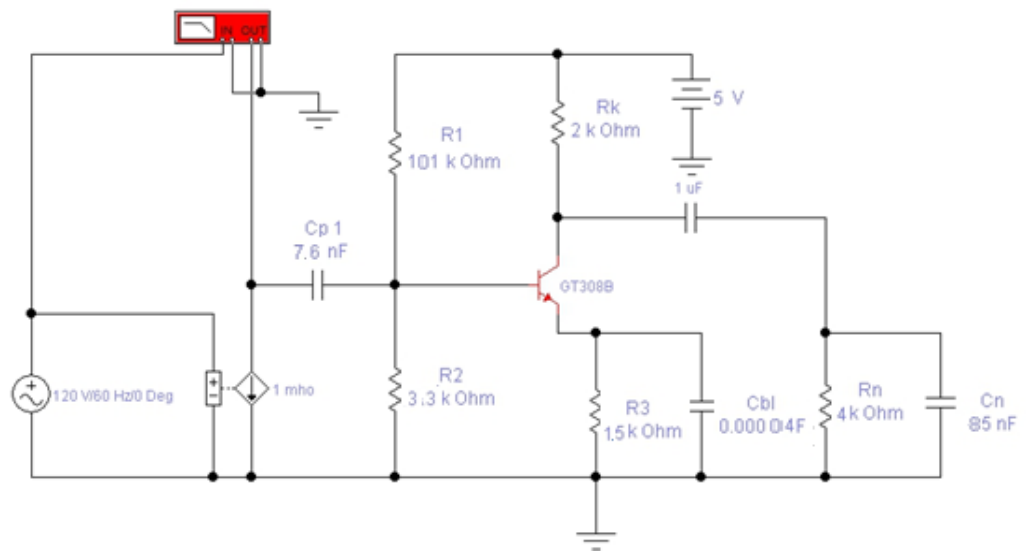


Рис. 14. Схема для визначення залежності вхідного опору підсилювача від частоти

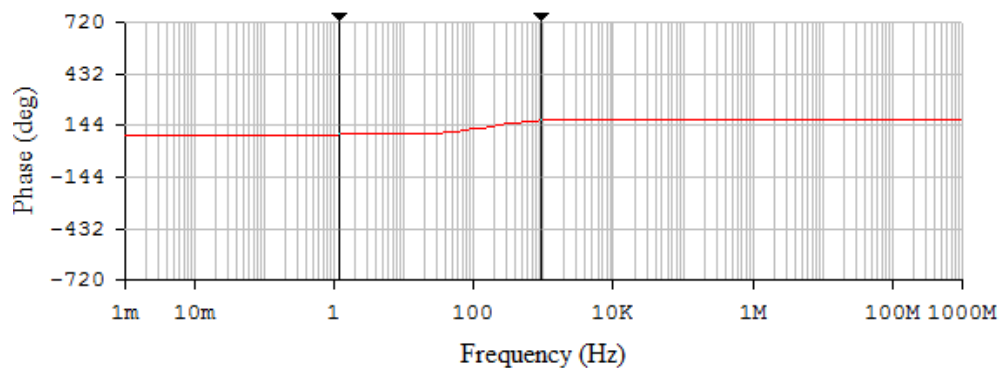


Рис. 15. Залежність вхідного опору підсилювача від частоти

Як видно з рисунка 15, вхідний опір підсилювача на середній частоті = $R_{вх} = 581 \text{ Ом}$.

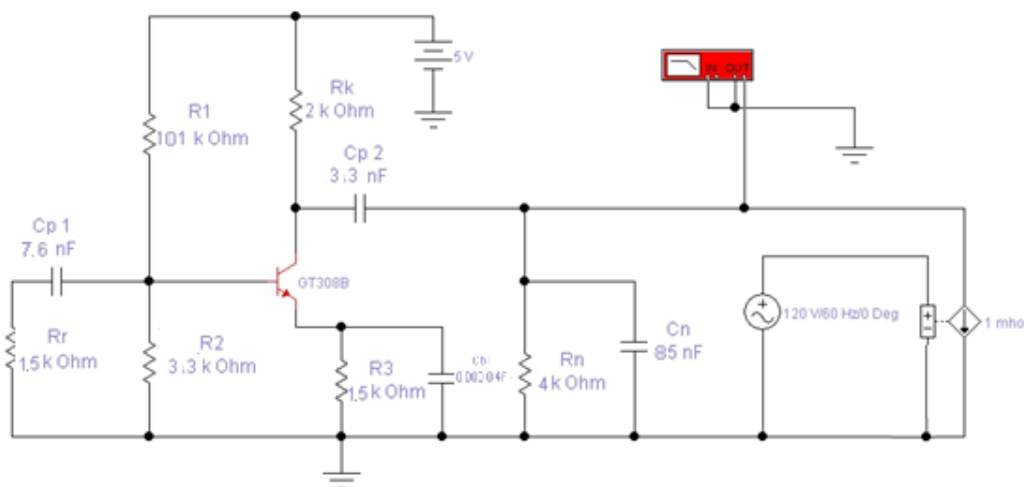


Рис. 16. Схема для визначення залежності вихідного опору підсилювача від частоти

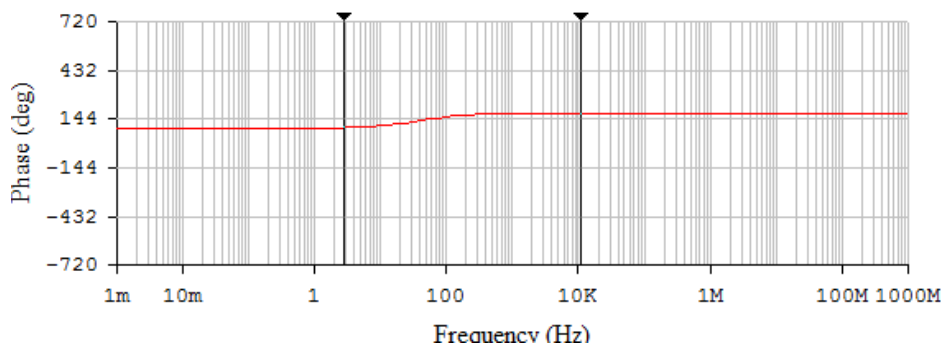


Рис. 17. Залежність вихідного опору підсилювача від частоти

Вихідний опір підсилювача на середній частоті (рис. 17) дорівнює $R_{вих} = 708,3 \text{ Ом}$.

Щоб визначити амплітуду вхідного сигналу, при якій в схемі виникають нелінійні спотворення, знімемо амплітудну характеристику $U_{нм} = f(e_{\alpha m})$ підсилювача (рис. 18). Для цього будемо, змінюючи амплітуду вхідної напруги за допомогою зміни ЕРС E_g , фіксувати за допомогою вольтметра відповідні амплітуди вихідної напруги (вимірювання проводимо на середній частоті підсилювача $f_0 = \sqrt{f_H * f_B} = \sqrt{300 \text{ Гц} * 2,2 \text{ Гц}} = 38,1 \text{ Гц}$).

З рисунка 19 випливає, що максимальна амплітуда ЕРС генератора E_g , при котрій ще не виникають нелінійні спотворення сигналу, дорівнює

$e_{\text{вх}m} = 50 \text{ мВ}$. Відповідно, максимальна амплітуда вхідної напруги, при якій немає нелінійних спотворень сигналу, дорівнює

$$U_{\text{вх}m} = e_{\text{вх}m} * \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\Gamma} + R_{\text{вх}}} = 50 \text{ мВ} * \frac{580,71 \text{ Ом}}{1500 \text{ Ом} + 580,71 \text{ Ом}} = 27,9 \text{ мВ.}$$

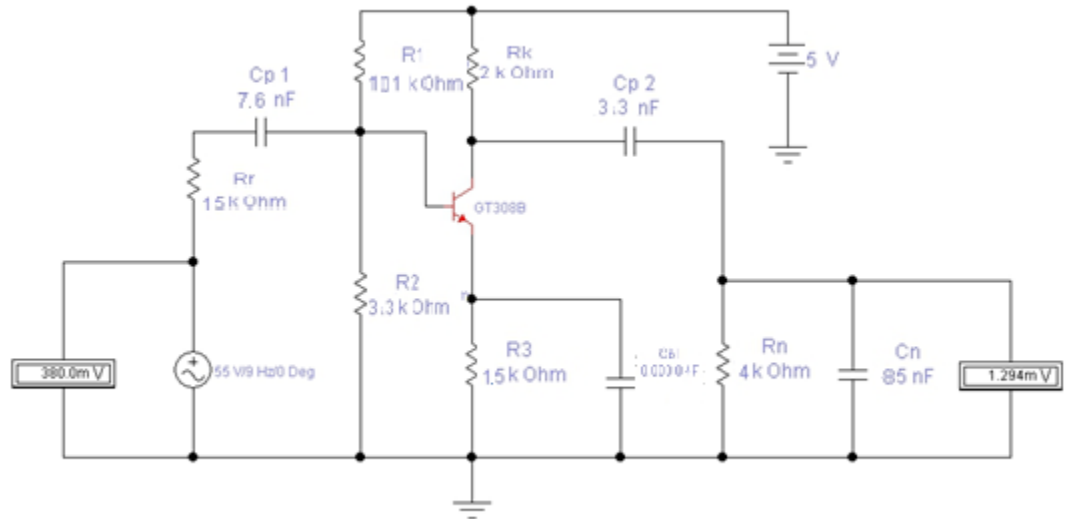


Рис. 18. Схема для зняття амплітудної характеристики підсилювача

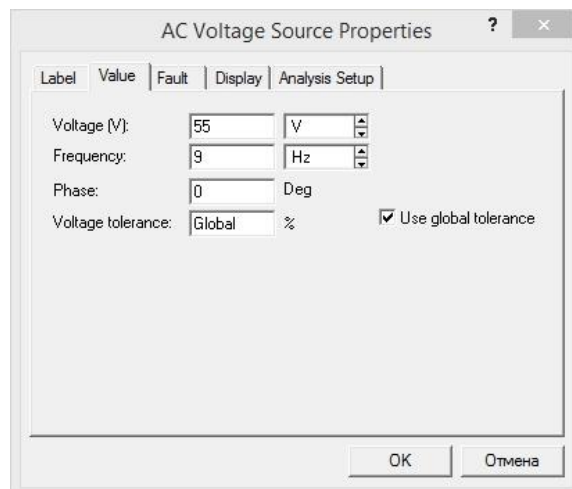


Рис. 19. Параметри джерела синусоїдальної напруги ЕГ в схемі рис. 18

$e_{\text{вх}}, \text{ мВ}$	$U_{\text{вм}}, \text{ мВ}$
0	0
10	26
20	52
30	78
40	104
50	120
60	156
70	182
80	208
90	234

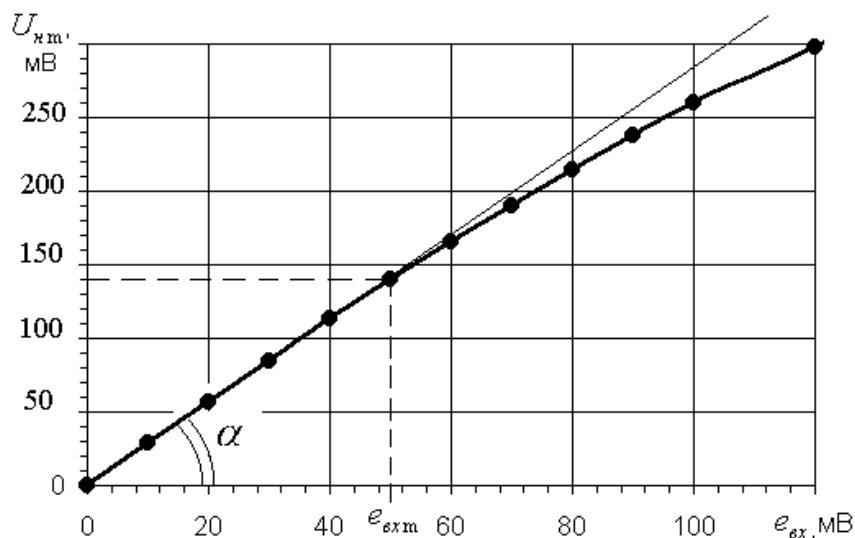


Рис. 20. Амплітудна характеристика підсилювача

По нахилу амплітудної характеристики можна визначити коефіцієнт ЕРС генератора:

$$k_{e0} = \operatorname{tg} \alpha = 18,9.$$

$$\text{Тоді } k_{u0} = k_{e0} * \frac{R_{\text{вх}} + R_{\Gamma}}{R_{\text{вх}}} = 18,9 * \frac{580,71 \text{ Ом} + 1500 \text{ Ом}}{580,71 \text{ Ом}} = 67,7.$$

8. Вивчення реакції підсилювача на імпульсний сигнал

Імпульсний сигнал, проходячи через підсилювач, спотворюється. Спотворення сигналу тим більше, що вже смуга пропускання підсилювача. Теоретично можна передбачити час наростання фронту τ_{ϕ} і відносний спад вершини δU вихідного сигналу.

$$\tau_{\phi} = 2,2 * \tau_{\text{ВЭКВ}} = 2,2 * 7,1 * 10^{-7} = 15,62 * 10^{-7} \text{ с.}$$

Якщо подавати на вхід підсилювача прямокутні імпульси напруги з частотою $f_0 = 38,1 \text{ Гц}$ (напівперіод такого сигналу $\tau_{\text{и}} = \frac{1}{2 * f_0} = \frac{1}{2 * 38,1 \text{ Гц}} = 1,31 * 10^{-5} \text{ с}$), то

$$\delta U = \frac{\Delta U}{U_m} = \frac{\tau_{\text{и}}}{\tau_{\text{НЭКВ}}} = \frac{2,5 * 10^{-6} \text{ с}}{0,00053 \text{ с}} = 0,047.$$

Для перевірки отриманих даних як генератора ЕГ в схему підсилювача включимо генератор прямокутних імпульсів, параметри якого наведені на рис. 21. Слід зазначити, що амплітуда прямокутного імпульсу повинна бути достатньо малою (менше $e_{\text{вх}}$ в 4-5 разів), щоб не перевантажити підсилювач.

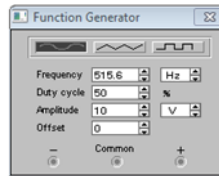


Рис. 21. Параметри генератора прямокутних імпульсів

З еюри вихідної напруги (рис. 22) находимо, що $\tau_\phi = 9.3 \cdot 10^{-7} c$ і

$$\delta U = \frac{\Delta U}{U_m} = \frac{3.1 \cdot 10^{-3} B}{55 \cdot 10^{-3} B} = 0.056$$

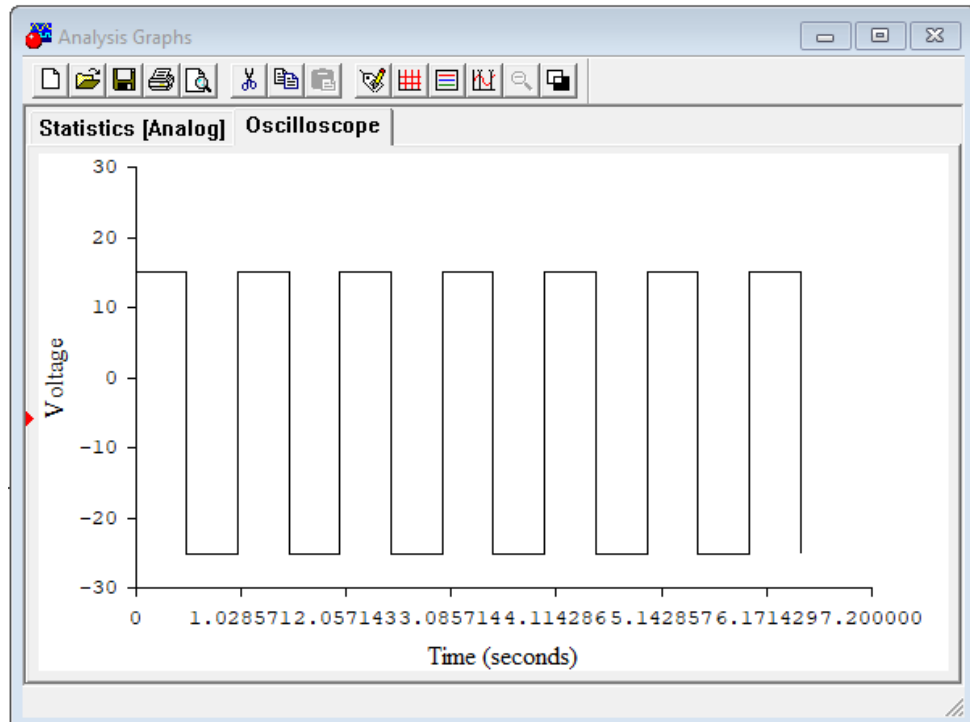


Рис. 22. Еюри напруг

9. Аналіз результатів моделювання роботи схеми на змінному струмі

Таблиця 5. Зіставлення даних теоретичного розрахунку і результатів моделювання роботи схеми на змінному струмі

Параметр	Одиниця виміру	теоретично	моделювання
k_{e0}	–	18,9	18,97
f_n	Гц	300	320
f_e	кГц	2,2	2,25
$R_{вх}$	Ом	580,71	582
$R_{вих}$	Ом	708,3	708
$u_{вх m}$	мВ	27,9	50

За результатами моделювання роботи підсилювача на змінному струмі можна зробити наступні висновки:

- Підсилювач має відносно вузьку (порядку 400 кГц) смугу пропускання сигналу і є інвертуючим, оскільки на середній частоті різниця фаз вхідного і вихідного сигналу рівні.

- Вхідний і вихідний опори підсилювача частотнозалежні. Зі збільшенням частоти сигналу ці опори зменшуються через зростаюче шунтування транзистора ємністю $\dot{C}_{кэ}$.

- Амплітудна характеристика містить таку важливу інформацію, як коефіцієнт посилення по напрузі підсилювача і максимально допустиму амплітуду вхідного сигналу, при якій ще немає нелінійних спотворень.

- Результати моделювання, в цілому, підтверджують дані теоретичного розрахунку (див. табл. 5). Досить велика розбіжність теоретичних і експериментальних даних при визначенні нижньої граничної частоти підсилення f_n пов'язано з допуском, прийнятим при теоретичному розрахунку, про незалежний вплив ємності C_{p1} , C_{p2} , $C_{бл}$ на властивості підсилювача в області низьких частот.

ВИСНОВКИ

В ході виконання даної курсової роботи був виконаний розрахунок підсилувача, побудованого по схемі з загальним емітером (ЗЕ). Результати всіх аналітичних розв'язків були проведені за допомогою моделювання. В підсумку отриманий підсилувач (далі проводячи конкретні налаштування з проектованого каскаду і дається їм оцінка).

Зміни параметрів транзистора (теплого струму колектору і коефіцієнт підсилення по струму) слабо впливає на положення його робочої точки.

Для складних нелінійних електричних кіл при розрахунку можна будувати більш прості еквівалентні схеми, нехтуючи частиною параметрів схеми. Так, можливо збудувати окремі схеми для розв'язку режимів роботи схеми на постійному і змінному струмі, для розв'язку інерційності в різноманітних частотних областях. Як показало виконання даного проекту, правильність розрахунку, значно скорочує важкість обчислень, тим не менш, задовільну точність результату.

Electronic Workbench 5.12 пропонує розробнику електронної апаратури набір досить зручних засобів моделювання роботи схем, що дозволяє з економити час і підвищити якість кінцевого продукту. Але цей пакет має деякі недоліки: отримані креслення схем не відповідають російським ГОСТам, тому що ця програма була розроблена в США і в них свої стандарти; відсутній опис основних алгоритмів роботи програми, що робить важчим завдання багатьох параметрів.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. В. М. Сисоєв. Основи радіоелектроніки. Київ. «Вища школа», 2020 р.
2. Л. Д. Васильєва, Б. І. Медведенко. Напівпровідникові прилади. Київ, «Політехніка», 2019 р.
3. Вічужанін В.В. Цифрова Схемотехніка. Навчальний посібник. Одеса, ОНПУ, 2018. 62 с.
4. Колонтаєвський Ю.П., Тугай Д. В. Методичні вказівки до виконання лабораторних робіт із навчальної дисципліни «Комп'ютерна електроніка» Харків : ХНУМГ ім. О. М. Бекетова, 2017. 128 с.
5. Колонтаєвський Ю.П., Тугай Д. В. Методичні вказівки до самостійного навчання дисципліни «Комп'ютерна електроніка». Харків : ХНУМГ ім. О. М. Бекетова, 2017. 26 с.