

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
СХІДНОУКРАЇНСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
імені ВОЛОДИМИРА ДАЛЯ

МЕТОДИЧНІ РЕКОМЕНДАЦІЇ

до виконання лабораторних робіт
з дисципліни «Електротехніка та електроніка»
*(для студентів 3 курсу денної та заочної форми навчання
за напрямом підготовки 6.050503 «Машинобудування»)*

ЗАТВЕРДЖЕНО
на засіданні кафедри
«Комп'ютерно-інтегрованих
систем управління»
Протокол №5 від 14.06.2016 р.

СЄВЕРОДОНЕЦЬК 2016

УДК 681.38

Методичні рекомендації до виконання лабораторних робіт з дисципліни «Електротехніка та електроніка» (для студентів 3 курсу денної та заочної форми навчання за напрямом підготовки 6.050503 «Машинобудування») / Уклад.: О.І. Проказа. – Северодонецьк: Вид-во СНУ ім. В.Даля, 2016. - 77 с.

У методичних рекомендаціях викладені матеріали, необхідні для виконання лабораторних робіт з дисципліни «Електротехніка та електроніка». Методичні рекомендації містять в собі необхідні теоретичні відомості по темам лабораторних робіт, що дозволяють одержати поглиблене уявлення про суть розглянутого питання, порядок виконання лабораторних робіт, варіанти для самостійного освоєння матеріалу заняття, а також список літератури.

Укладач: О.І. Проказа, к.т.н., доц.

Відповідальний за випуск: О.І. Проказа, к.т.н., доц.

Рецензент: Й.І. Стенцель, д.т.н., проф.

ЗМІСТ

Вступ.....	4
1. Лабораторна робота №1. Напівпровідникові діоди	6
2. Лабораторна робота №2. Біполярні транзистори	17
3. Лабораторна робота №3. Польові транзистори	31
4. Лабораторна робота №4. Розрахунок підсилювачів на постійному струмі	40
5. Лабораторна робота №5. Аналіз RC-підсилювачів	50
6. Лабораторна робота №6. Багатокаскадний підсилювач	60
7. Лабораторна робота №7. Зворотний зв'язок в підсилювачах	64
Список умовних скорочень	75
Список літератури.....	76

ВСТУП

Курс «Електротехніка та електроніка» являється базовим для всього циклу технічних дисциплін, що читаються в процесі підготовки спеціалістів за напрямом підготовки 6.050503 «Машинобудування», і орієнтований на вивчення принципів роботи і характеристик напівпровідникових елементів, придбання практичних навичок розрахунку і проектування простих електронних схем.

Лабораторні роботи по вказаній дисципліні спрямовані на закріплення теоретичних знань, що викладають в процесі лекційного курсу. У запропонованих методичних вказівках приведений опис семи лабораторних робіт по електроніці, що охоплюють вивчення принципів роботи і визначення основних параметрів напівпровідникових приладів, а також базових схем аналогової і цифрової схемотехніки, що являється основою побудови сучасних обчислювальних пристроїв.

В ході виконання лабораторних робіт студенти отримують наочне уявлення про роботу напівпровідникових приладів і інтегральних мікросхем, їх властивості, характеристики і можливості. Під час занять студенти повинні набути корисного для їх майбутньої роботи досвіду використання сучасних засобів аналізу і синтезу електронних схем, заснованих на останніх досягненнях обчислювальної техніки.

Методичні вказівки орієнтовані на підтримку лабораторного практикуму засобами одного з програмних пакетів схемотехнічного проектування (ППСТП): MicroCap, CircuitMaker або Electronics Workbench, які отримали широке практичне застосування і, в той же час, можуть ефективно використовуватися в учбовому процесі. Детальна методика по роботі з даними пакетами викладена в джерелах [1, 2, 22]. Використання ППСТП підвищує змістовність лабораторних робіт, скорочує час на підготовку студентами експерименту, дозволяє проводити ефективну математичну обробку результатів, документувати їх шляхом друку, зберігати схеми експериментів і їх результати в пам'яті комп'ютера для подальшого використання. А поєднання комп'ютерного моделювання електронних приладів і схем з практичними заняттями на лабораторних стендах у рамках одного і того ж лабораторного практикуму дає можливість гнучко визначати структуру занять студентів з урахуванням їх індивідуальної успішності і завдань дисципліни, що вивчається.

Разом з тим, майбутній інженер повинен знати, що математичне моделювання на комп'ютері процесів функціонування електронних приладів і схем завжди характеризується певними обмеженнями і/або неточністю, обумовленими спрощеннями або помилками в самій

моделі. Знання подібних особливостей комп'ютерного моделювання дозволить спеціалістові використовувати ППСТП коректніше і ефективно.

Всі представлені лабораторні роботи випереджуються детальним теоретичним вступом по темі, що вивчається, і містять індивідуальні варіанти завдань для кожного студента.

Лабораторна робота № 1

Напівпровідникові діоди

Мета роботи: дослідження вольт-амперних і частотних характеристик роботи напівпровідникових діодів, а також загальних принципів їх використання в електронних колах.

Вступ

Діод - двоелектродний електронний прилад, що володіє ефектом випрямлення електричного струму. Напівпровідниковий діод представляє собою двошаровий напівпровідниковий прилад, в якому один шар має електропровідність n-типа, а інший - p (рис. 1.1). Прикордонна область між шарами називається електронно-дірковим (p-n) переходом. Даний перехід володіє випрямляючими властивостями, тобто проводить струм переважно в одному напрямі, що пояснюється наступними фізичними процесами.

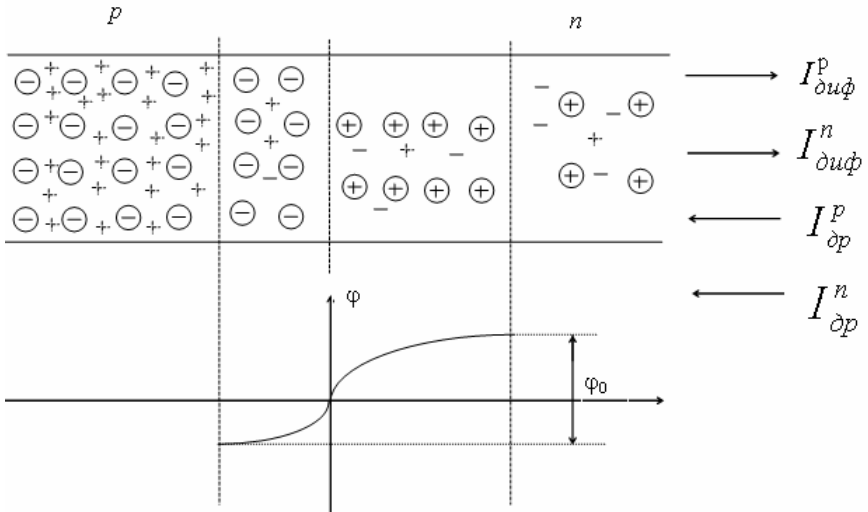


Рис. 1.1

При створенні контакту між p- і n-областями під впливом різниці концентрацій дірки дифундують з p-області в n, а електрони - з n-області в p, де обидва види носіїв рекомбінують з носіями струму протилежного знаку. Прикордонний шар обідняється носіями, унаслідок чого в p-області виникає негативний об'ємний заряд нерухомих іонів, а в n-області - позитивний, що приводить до створення потенційного

бар'єру ϕ_0 , поле якого викликає рух неосновних носіїв (дірок з p-області в p і електронах з p-області в n). Через перехід протікають чотири складових струму - дві дифузійні і дві дрейфові:

$$I_{diff} = I_{diff}^p + I_{diff}^n; \quad I_{dr} = I_{dr}^p + I_{dr}^n.$$

За відсутності зовнішньої дії

$$I_{p-n} = I_{diff} + I_{dr} = 0,$$

тобто дрейфова і дифузійна складові врівноважують один одного. При цьому потенційний бар'єр перешкоджає руху основних (переважаючих в напівпровідникових областях) носіїв, створюючих дифузійні складові, а дрейфові складові обмежуються низькою концентрацією неосновних (які складають меншість) носіїв, створюючих даний струм.

Якщо до p-n-переходу приєднати зовнішнє джерело напруги U (рис. 1.2) з плюсом у p-шарі і мінусом у n, то висота потенційного бар'єру зменшиться до рівня $\phi_0 - U$, що приведе до збільшення дифузійного струму дірок і електронів. При $\phi_0 = U$ потенційний бар'єр повністю компенсується, що приводить до зникнення прикордонного шару.

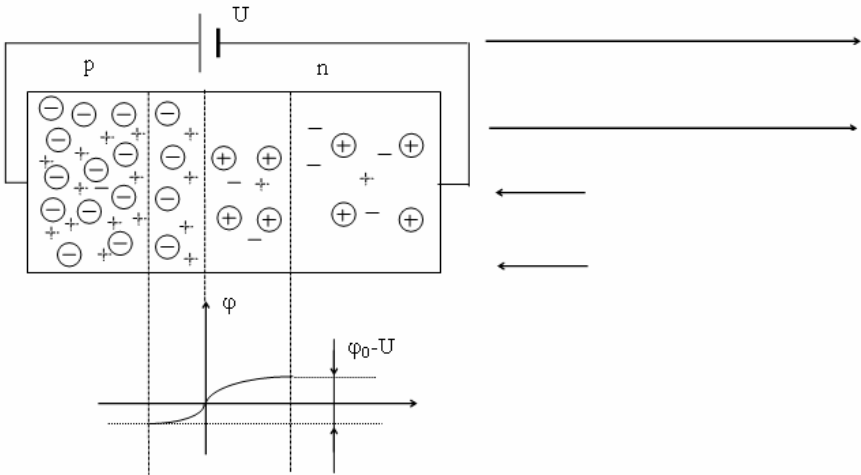


Рис. 1.2

Якщо змінити полярність прикладеної напруги на зворотну (рис. 1.3), то висота потенційного бар'єру збільшиться до значення $\phi_0 + U$, як наслідок - дифузійний струм зменшиться, а дрейфовий змі-

нитися трохи, оскільки утворений неосновними носіями, концентрація яких в збідненій області мала. Ширина граничного шару збільшиться.

Вольт-амперна характеристика (ВАХ) р-n-переходу описується виразом

$$I = I_0 \left(e^{\frac{U}{\phi_T}} - 1 \right),$$

де I_0 - тепловий струм, U - прикладена зовнішня напруга, ϕ_T - тепловий потенціал (26 мВ).

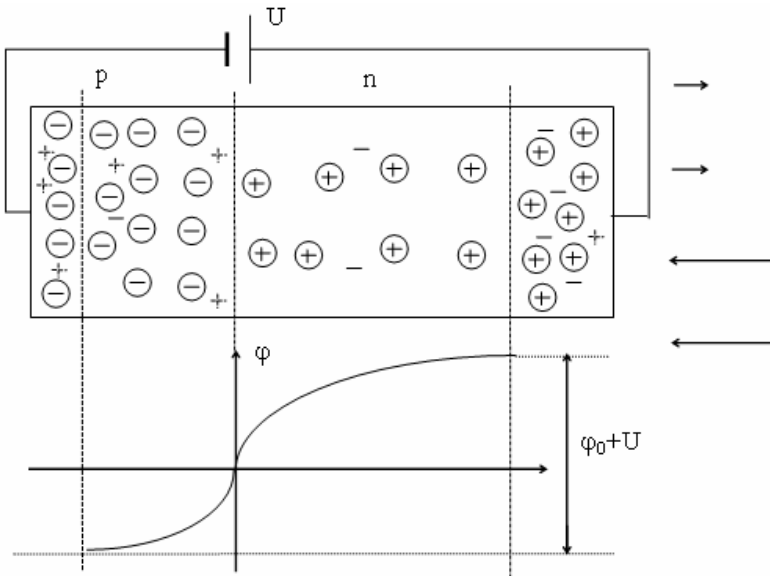


Рис. 1.3

Напівпровідниковим діодом (рис. 1.4) являється об'єднання р-n-переходу і омичного опору р- і n-областей (див. рис. 1.5).



Рис. 1.4

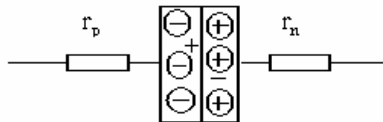


Рис. 1.5

Тому ВАХ діода (див. рис. 1.6) характеризується експоненціальною залежністю на прямій вітці тільки на початковій ділянці. Досягши порогової напруги $U_{пор}$ р-n-перехід зникає і залежність між струмом і напругою визначається величиною омичного опору $r_0=r_p+r_n$.

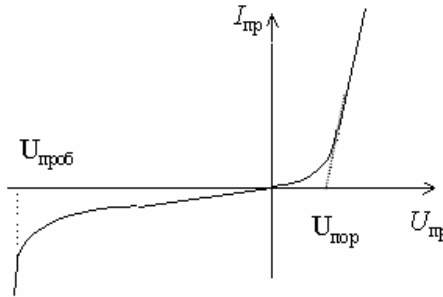


Рис. 1.6

На зворотній ділянці ВАХ перевищення деякої напруги $U_{проб}$ створює стан пробою - необоротного неконтрольованого збільшення зворотного струму, що приводить до виходу діода з ладу. Відомо декілька механізмів пробою: тунельний, тепловий, лавинний та ін.

Діод являється температурно-залежним елементом, оскільки зміна температури навколишнього середовища приводить до зміни інтенсивності термогенерації - процесу утворення пар "електрон-дірка". Температурні коливання приводять до зсуву прямої вітки ВАХ ліворуч/праворуч, а зворотною вгору/вниз. Найбільш важливий зсув на прямій вітці, який оцінюється температурним коефіцієнтом напруги (ТКН):

$$TKH = \left. \frac{\Delta U}{\Delta T} \right|_{I = \text{const}}$$

де ΔT - деяка зміна температури навколишнього середовища (ΔU - відповідна йому зміна напруги на діоді при постійному прямому струмі (рис. 1.7)).

Аналіз процесів, що відбуваються в р-n-переході, показує, що при зміні прикладеної напруги має місце перерозподіл заряду в області переходу, тобто перехід поводиться аналогічно ємності.

Зміна заряду зворотною напругою на електронно-дірковому переході еквівалентно деякій ємності, названої *бар'єрною*. Наявність даної ємності приводить до того, що пульсація зворотної напруги викликає

відповідні зміни зворотного струму, по амплітуді що набагато перевершують його стаціонарне значення.

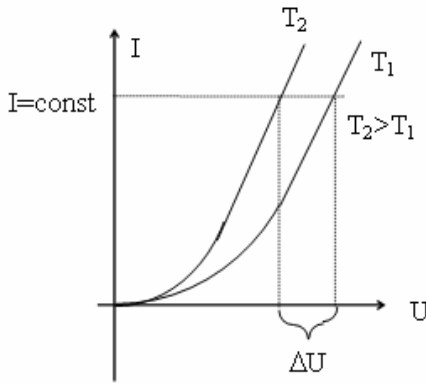


Рис. 1.7

Дифузійною названа ємність, що враховує накопичення інжекттованих нерівноважних носіїв заряду в області р-п-переходу при застосуванні прямої напруги. Зміна напруги на зворотню зумовлює втягування накопичених носіїв назад, що приводить у момент перемикання до відносно великому зворотному струму, що зменшується у міру розсмоктування надлишкової концентрації. Даний процес також аналогічний перезарядці ємності.

З урахуванням вищевикладеного, еквівалентна схема діода має вигляд, представлений на рис. 1.8. На постійному сигналі основним параметром діода є опір R_d , який міняє своє значення залежно від полярності прикладеної напруги. Ємність C_d впливає на поведінку діода на змінному сигналі.

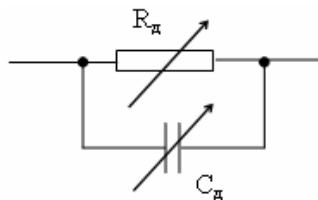


Рис.1. 8

Існують три варіанти ідеалізації ВАХ діода з метою спрощення аналізу електронних схем. Перший варіант (рис. 1.9) припускає, що для прямого струму $R_d = 0$, а для зворотного - $R_d = \infty$. При другому варіанті (рис. 1.10) ідеалізації діод представляє нескінченний опір аж до прямої напруги, рівного $U_{пор}$ (для германієвих діодів $U_{пор} = 0.3 \div 0.4V$, для кремнієвих - $U_{пор} = 0.7 \div 0.8V$). Третій варіант ідеалізації (рис. 1.11) припускає: при перевищенні $U_{пор}$ прямий опір відмінний від нуля і дорівнює r_0 .

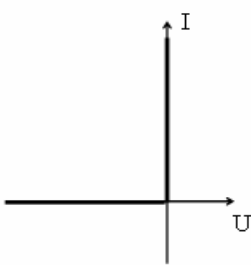


Рис. 1.9

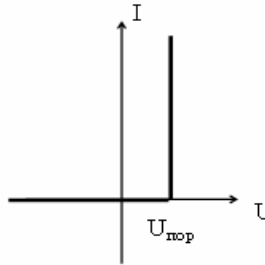


Рис. 1.10

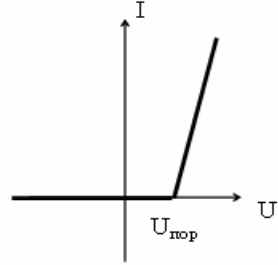


Рис. 1.11

Існує декілька десятків різновидів діодів, які класифікуються за технологією виготовлення або функціональним призначенням.

Найширше поширені *випрямні* діоди, призначені для перетворення знакозмінної напруги в знакопостійну у складі відповідних схем (рис. 1.12). Проста схема такого випрямляча представлена на рис. 1.13.

Випрямні діоди зазвичай реалізують випрямлення на низьких (промислових) частотах f_1 (див. рис. 1.12,а), які складають десятки і сотні герц. На вищих частотах починає позначатися дифузійна ємність діода, що приводить до появи викидів зворотного струму (див. рис. 1.12,б) . При деякому значенні частоти f_4 діод повністю втрачає свої випрямні властивості.

Випрямні діоди також знаходять широке застосування для реалізації обмежувачів - електронних пристроїв формування сигналів спеціальної форми [1].

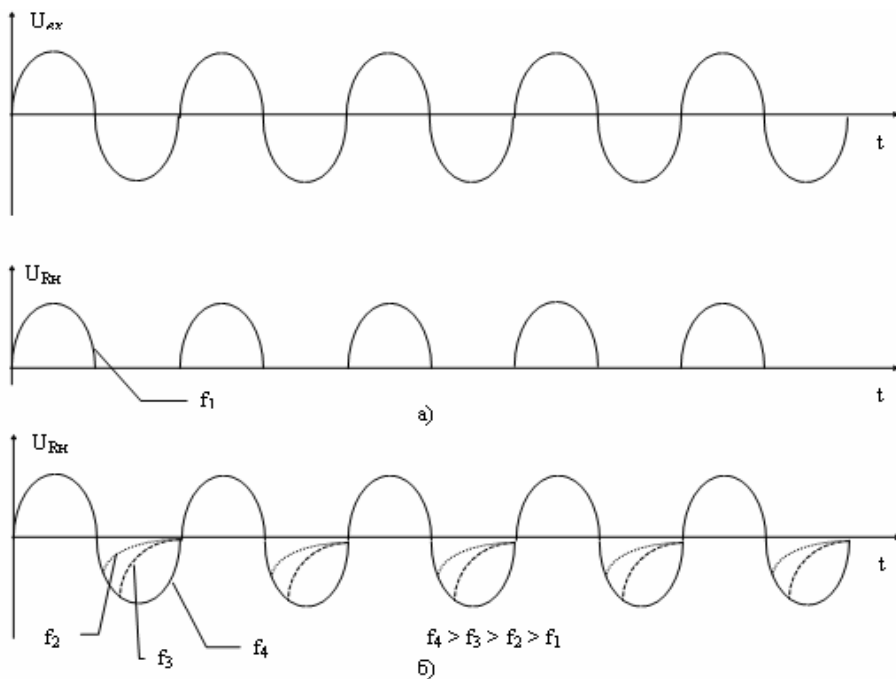


Рис. 1.12

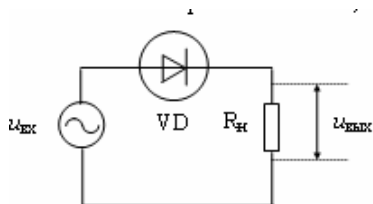


Рис. 1.13



Рис.1.14

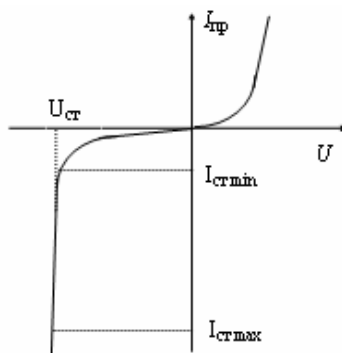


Рис. 1.15

В електронній техніці, перш за все енергетичній, широко використовуються спеціальні діоди, які називають *стабілітронами* (рис. 1.14), в яких стан пробою є робочим, оскільки напруга пробою практично постійна і може підтримуватися тривалий час без виходу діода з

ладу при обмеженні зворотного струму. Робота стабілітрона заснована на ефекті Зенера - керованому тунельному пробі напівпровідника сильним зворотним полем, що не приводить до його теплового руйнування [1]. У вітчизняній технічній літературі стабілітрони також відомі як опорні діоди (діоди Зенера по англломовній термінології). Для стабілітрона основними робочими параметрами є напруга стабілізації U_{CT} (рис. 1.15), диференціальний опір на ділянці стабілізації $r_{CT} = \Delta U_{CT} / \Delta I_{CT}$, мінімальне і максимальне значення струму стабілізації $I_{CT \min}$, $I_{CT \max}$.

Виконання лабораторної роботи

1. Відповідно до варіанту вибрати з таблиці. 1.1 тип досліджуваного випрямного діода.

Таблиця 1.1

№ п/п	Діод	Температура, °C	№ п/п	Діод	Температура, °C
1	2	3	4	5	6
1	1N3491	-50	21	1N3903	-25
2	1N3492	-30	22	1N3909	-15
3	1N3493	-10	23	1N3910	-10
4	1N3494	50	24	1N3911	-5
5	1N3495	70	25	1N3912	55
6	1N3495-1	90	26	1N3913	65
7	1N3879	110	27	1N4001	75
8	1N3880	-55	28	1N4001GP	85
9	1N3881	-45	29	1N4002	95
10	1N3882	-35	30	1N4002GP	105
11	1N3883	-55	31	1N4003	100
12	1N3889	-50	32	1N4003GP	95
13	1N3890	-54	33	1N4004	80
14	1N3891	75	34	1N4004GP	75
15	1N3892	80	35	1N4005	70
16	1N3893	85	36	1N4005GP	65
17	1N3899	90	37	1N4006	60
18	1N3900	95	38	1N4006GP	-60
19	1N3901	100	39	1N4007	-65
20	1N3902	105	40	1N4007GP	-55

2. Синтезувати схему для зняття ВАХ діода (див. рис. 1.13). Встановити номінал опору навантаження 1 кОм. Виміри ВАХ провести при двох значеннях температури навколишнього середовища: кімнатною (27°C) і вказаною в таблиці. 1.1. На прямій вітці струм повинен змінюватися в межах від 0 до 100 мА. На зворотній вітці має бути видна ділянка пробою.

3. Замінити в схемі постійне джерело на змінне з амплітудою вихідного сигналу 5В і частотою 100Гц.

- отримати осцилограми сигналів, відповідні рис. 1.12,а;
- збільшити частоту джерела до значення, при якому діод починає втрачати випрямні властивості (див. рис. 1.12,б), і вивести осцилограми. Зафіксувати частоту;
- збільшити частоту джерела до значення, при якому діод повністю втрачає випрямні властивості. Вивести осцилограми і зафіксувати частоту.

4. На початковій частоті (100Гц) отримати осцилограми зміни ємності і заряду всередині діода як функцій від величини прикладеної до діода напруги.

5. Встановити у джерелі змінного сигналу постійну складову напруги -10В і отримати осцилограму струму через діод як функцію зміни напруги на діоді.

6. Відповідно до варіанту вибрати з таблиці. 1.2 схему обмежувача (рис. 1.16) і синтезувати її. На частоті 100 Гц зафіксувати на одному графіку осцилограми вхідної і вихідної напруги.

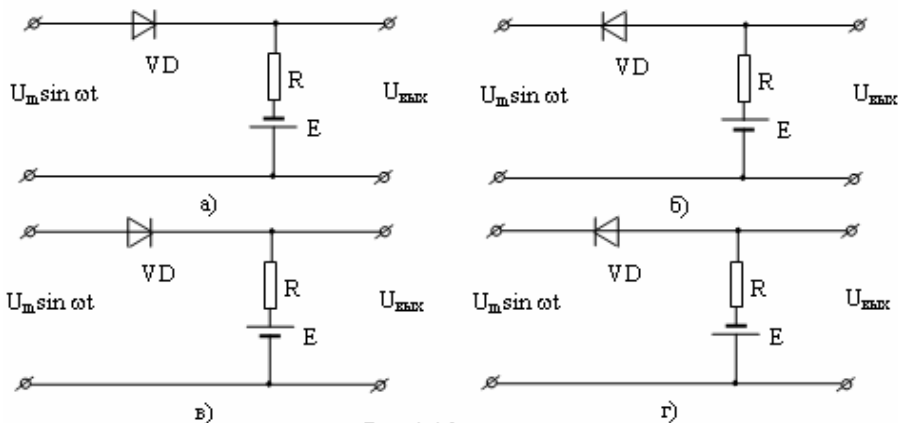


Рис. 1.16

Таблиця 1.2

№ п/п	Номер схеми	U _m , В	E, В	№ п/п	Номер схеми	U _m , В	E, В
1	2	3	4	5	6	7	8
1	а	3	2	21	б	6	2.3
2	б	3.5	2.1	22	в	6.5	2.4
3	в	4	2.2	23	г	4	2.5
4	г	7	2.3	24	а	3	2.6
5	а	2	2.4	25	б	4	2.7
6	б	4	2.5	26	в	7	2.8
7	в	5	2.6	27	г	6.5	2.9
8	г	6	2.7	28	а	6.8	3
9	а	4.7	2.8	29	б	4.9	3.1
10	б	8	2.9	30	в	3	3.2
11	в	7	3	31	г	5.1	3.3
12	г	3	3.1	32	а	8	3.4
13	а	5.6	3.2	33	б	5.8	2.3
14	б	4.9	3.3	34	в	6.2	2.4
15	в	2.6	3.4	35	г	6.8	2.5
16	г	5	3.5	36	а	3.9	3.1
17	а	4	3.6	37	б	7.1	3.2
18	б	6	3.7	38	в	4.6	3.3
19	в	7	3.8	39	г	5.4	3.4
20	г	5	3.9	40	а	5.5	2.3

7. Відповідно до варіанту вибрати з таблиці. 1.3 стабільтрон для дослідження.

Таблиця 1.3

№ п/п	Стабі- літ- рон	№ п/п	Стабі- літрон	№ п/п	Стабі- літрон	№ п/п	Стабі- літрон
1	2	3	4	5	6	7	8
1	1N746	11	1N756	21	1N963A	31	1N973A
2	1N747	12	1N757	22	1N964A	32	1N974A
3	1N748	13	1N758	23	1N965A	33	1N975A
4	1N749	14	1N759	24	1N966A	34	1N976A
5	1N750	15	1N957A	25	1N967A	35	1N977A
6	1N751	16	1N958A	26	1N968A	36	1N978A
7	1N752	17	1N959A	27	1N969A	37	1N979A

1	2	3	4	5	6	7	8
8	1N753	18	1N960A	28	1N970A	38	1N980A
9	1N754	19	1N961A	29	1N971A	39	1N981A
10	1N755	20	1N962A	30	1N972A	40	1N982A

8. Зняти ВАХ стабілітрона для прямої і зворотної напруги. На зворотній вітці має бути явно помітно ділянку стабілізації.

Зміст звіту

1. Схеми всіх досліджуваних електронних кіл.
2. ВАХ випрямного діода і стабілітрона.
3. Зафіксовані осцилограми експериментів.
4. Визначене шляхом проведення дотичної значення $U_{пор}$ (див. рис. 1.6) при кімнатній температурі.
5. Розраховане на вертикальній ділянці прямої вітки ВАХ значення ТКН.
6. Розрахований тут же диференціальний опір діода $r = \Delta U / \Delta I$.
7. Виділені на осцилограмі вихідної напруги обмежувача ділянки, коли діод закритий.
8. Значення частот, при яких випрямний діод починає втрачати випрямні властивості і повністю втрачає дані властивості.
9. Визначені по ВАХ $U_{ст}$ і $r_{ст}$.
10. Висновки по роботі.

Контрольні питання

1. Чим пояснюються випрямні властивості діода?
2. Чому діод втрачає випрямні властивості?
3. Чому діод є температурно-залежним елементом?
4. Яка ємність діода більше по величині?
5. Чому спостерігаються коливання зворотного струму діода при зміні зворотної напруги?

Лабораторна робота № 2

Біполярні транзистори

Мета роботи: дослідження вольт-амперних і температурних характеристик біполярного транзистора, його частотних властивостей і режимів роботи з навантаженням.

Вступ

Транзистор - напівпровідниковий прилад, призначений для посилення і/або генерування електричних коливань.

Транзистор біполярний [1] - напівпровідниковий підсилювальний прилад з двома або більш дуже близько розташованими і взаємодіючими між собою р-п-переходами, включеними зустрічно, і двома або більш виводами, підсилювальні властивості якого обумовлені явищами інжекції і екстракції неосновних носіїв заряду. Класична структура біполярного транзистора (БТ) реалізується на основі трьох напівпровідникових областей (рис. 2.1) з різними типами електропровідності.

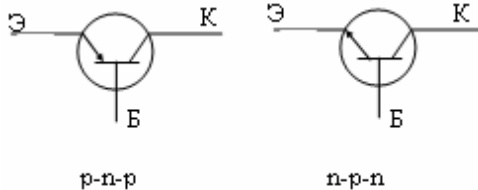
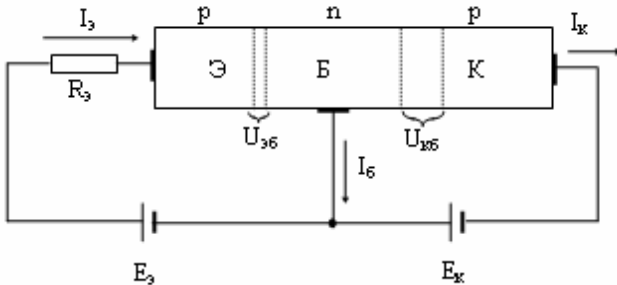
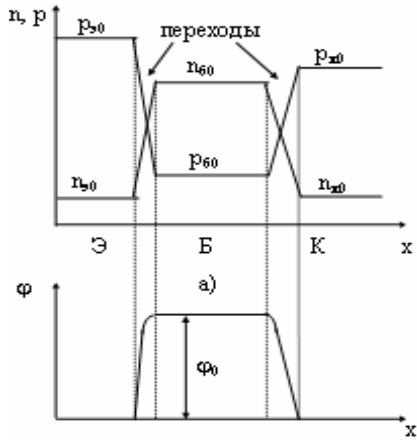


Рис. 2.2



б)

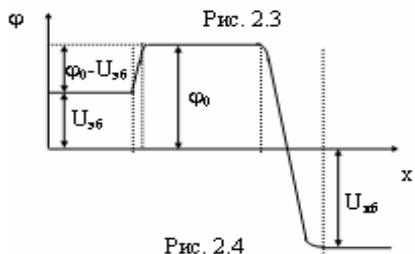


Рис. 2.4

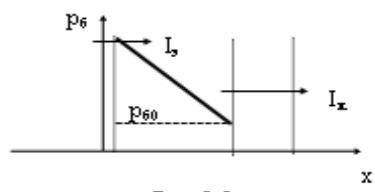


Рис. 2.5

На рис. 2.3,а показаний розподіл концентрацій носіїв заряду в транзисторі р-п-р за відсутності зовнішньої напруги. У цьому стані на межі р- і n-областей виникають потенційні бар'єри (рис. 2.3,б).

Якщо до емітерного переходу прикласти пряму напругу (відповідну провідному напрямку), а до колекторного - зворотну (див. рис. 2.1), то потенційний бар'єр емітерного переходу знизиться на $U_{ЭБ}$, а потенційний бар'єр колекторного переходу збільшиться на $U_{КБ}$ (див. рис. 2.4).

Зменшення висоти потенційного бар'єру емітерного переходу приводить до збільшення кількості дірок, що долають його і перехо-

дять в базу. Розподіл їх концентрації показаний на рис. 2.5. Унаслідок дифузії дірки рухаються у бік колекторного переходу, поле якого є прискорюючим для них. Частка з них рекомбінує з електронами в базі. Заповнення останніх відбувається через базовий електрод у вигляді струму бази. Через цей же електрод протікає зворотний струм колекторного переходу I_{k0} . Велика частка дірок втягується в колекторну область і утворює додаткову складову колекторного струму.

Для БТ виконується співвідношення (див. рис. 2.1)

$$I_3 = I_k + I_6,$$

де I_3, I_k, I_6 - відповідно струми емітера, колектора і бази.

Відношення $\alpha = \Delta I_k / \Delta I_3 \Big|_{\Delta U_{кб}=0}$ називається коефіцієнтом передачі струму від емітера до колектора (передачі емітерного струму в колекторне коло) і показує кількісно: яка частка дірок, що перейшли емітерний перехід, досягає колекторного переходу.

Вигляд ВАХ транзистора залежить від схеми вмикання. Можливі три схеми вмикання залежно від того, який електрод є спільним для вхідного і вихідного кола: із спільною базою (СБ), із спільним емітером (СЕ) і із спільним колектором (СК). На практиці поширені дві перші.

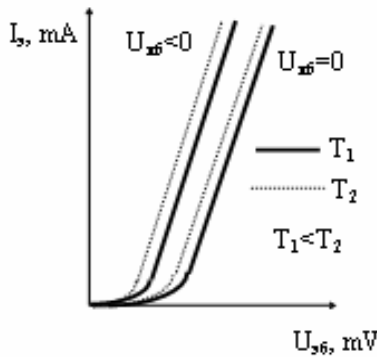


Рис. 2.6

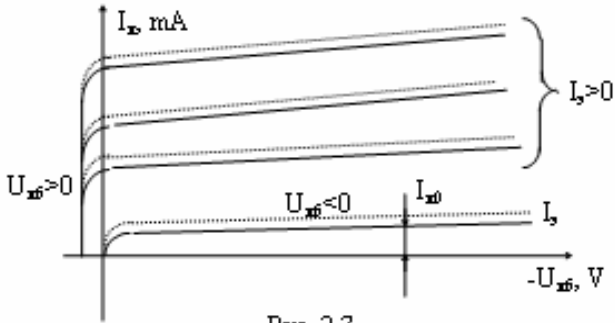


Рис. 2.7

На рис. 2.6 приведена вхідна ВАХ БТ, включеного по схемі з СБ: $I_3 = f(U_{3б})$, а на рис. 2.7 вихідна ВАХ того ж транзистора.

При $I_3=0$ $I_k=I_{к0}$.

При $I_3 \neq 0$ $I_k=I_{к0} + \alpha I_3$.

Деяке збільшення I_k із зростанням $|U_{кб}|$ при $I_3=\text{const}$ пояснюється розширенням колекторного переходу, що приводить до звуження бази і збільшення коефіцієнта α (ефект модуляції бази).

Вхідні і вихідні ВАХ БТ, включеного по схемі із СЕ (рис. 2.8), приведені на рис. 2.9, 2.10. Залежність між вхідним струмом $I_б$ і вихідним - I_k для даної схеми включення визначається як

$$I_k = \frac{I_{к0}}{1-\alpha} + \frac{\alpha}{1-\alpha} I_б = (\beta+1)I_{к0} + \beta I_б, \quad (2.1)$$

де $\beta=\alpha/(1-\alpha)=\Delta I_k/\Delta I_б$ - коефіцієнт передачі струму від бази до колектора (передачі базового струму в колекторне коло).

При $I_б=0$

$$I_k = I_{к0}(\beta+1) = I_{к0}$$

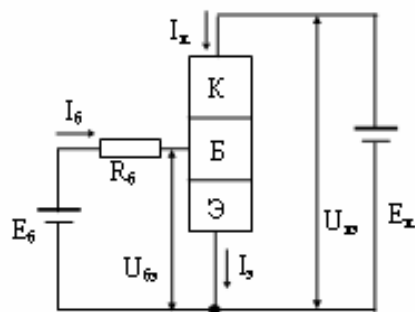


Рис. 2.8

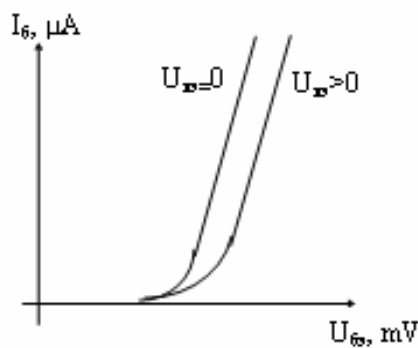


Рис. 2.9

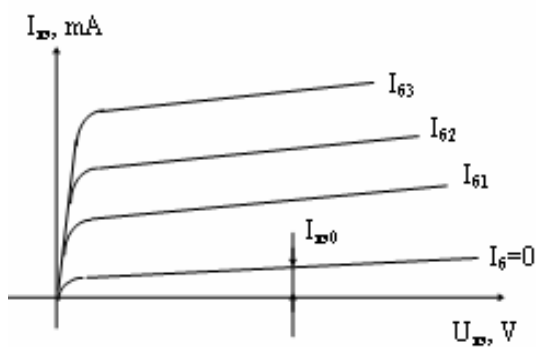


Рис. 2.10

При збільшенні вихідної напруги ($U_{кб}$ для схеми із СБ, $U_{кэ}$ - із СЕ) понад деяку допустиму напругу I_k різко наростає, що приводить до пробою колекторного переходу.

При зміні температури навколишнього середовища у БТ змінюються $I_{к0}$ і коефіцієнт, що приводить до зсуву вихідних характеристик вгору або вниз (див. рис. 2.7). Зсув вхідних ВАХ (див. рис. 2.6) при зміні температури пояснюється тими ж причинами, що і для прямої гілки ВАХ діода.

Унаслідок наявності ємностей емітерного і колекторного переходів і кінцевої швидкості переміщення носіїв через базу коефіцієнти α і β зменшуються із зростанням частоти вхідного сигналу. Вказані фактори також приводять до створення зсуву по фазі між вхідним і вихідним сигналами. В цілому залежність коефіцієнта α від частоти визначається виразом

$$\alpha(j\omega) = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_\alpha}},$$

а коефіцієнта β - виразом

$$\beta(j\omega) = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_\beta}}. \quad (2.2)$$

Частота f_α , при якій $\alpha = \alpha_0/\sqrt{2}$, де α_0 - коефіцієнт передачі струму емітера для $f=0$, називається *граничною*. Для схеми із СЕ гранична частота f_β припускає, що $\beta = \beta_0/\sqrt{2}$ [4].

Для транзистора, включеного по схемі із СЕ, $f_\beta = f_\alpha/\beta$.

Для БТ по схемі із СЕ також вводиться поняття *граничної частоти* f_τ , на якій модуль β для виразу (2.2) дорівнює 1.

Зазвичай частотні властивості транзистора характеризують за допомогою амплітудно-частотної характеристики (АЧХ), що відображає залежність модуля коефіцієнта передачі струму (α або β) від частоти, і фазо-частотної характеристики (ФЧХ), що показує зміну фазового зсуву при зміні частоти.

На практиці в коло колектора БТ включається навантажений опір, з якого знімається вихідний сигнал (рис. 2.11). Тоді

$$U_{кэ} + I_k R_k = E_k.$$

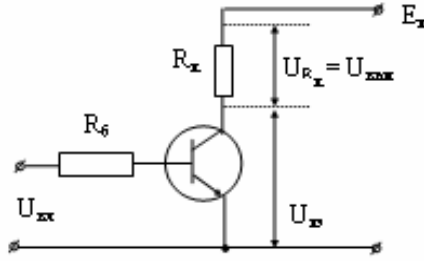


Рис. 2.11

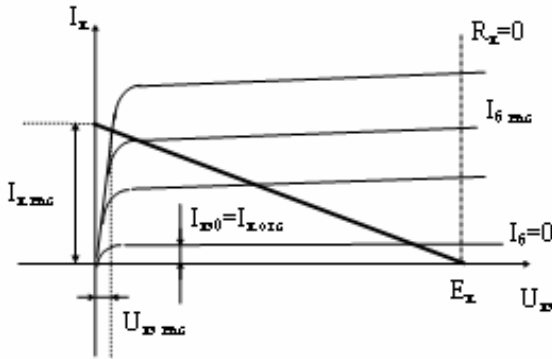


Рис. 2.12

Дане рівняння описує пряму, яка називається лінією навантаження (рис. 2.12). З рисунка видно, що при роботі транзистора з навантаженням I_k залежить не лише від I_b , але і від напруги $U_{кэ}$. Для схеми із ОБ I_b замінюється на I_e , а $U_{кэ}$ - на $U_{кб}$.

Залежно від того, яка ділянка вихідних ВАХ перетинає лінію навантаження, розрізняють три режими роботи БТ: активний, насичення і відсічення.

В активному режимі зберігається залежність $I_k = f(I_b)$ у вигляді виразу (2.1). Коли $I_b = I_{б\text{нас}}$

$$I_{к\text{нас}} = (E_k - U_{кэ}) / R_k \approx E_k / R_k,$$

оскільки $U_{кэ\text{нас}} \ll E_k$.

У режимі відсічення $I_k \approx I_{кэ0}$.

Активний режим транзистора зазвичай використовується в роботі підсилювальних схем, а насичення і відсічення - імпульсних.

БТ є нелінійним електронним елементом, оскільки характеризується нелінійними залежностями $U = f(I)$ вхідних і вихідних ВАХ (див.

рис. 2.6, 2.7, 2.9, 2.10). Але при роботі транзистора в режимі малого сигналу, тобто при відносно невеликих амплітудах змінних складових вхідних і вихідних величин, він може бути представлений у вигляді активного лінійного чотириполосника (рис. 2.13), що припускає лінійні залежності між струмами і напругою на вході і виході. Можливі шість варіантів вибору пар незалежних і залежних змінних для опису зв'язку струмів і напруги в даному чотириполоснику. Через специфіку вхідних і вихідних ВАХ транзистора для його опису зазвичай вибирають як незалежні змінні вхідний струм i_1 і вихідна напруга u_2 , а залежними стають: вхідна напруга u_1 і вихідний струм i_2 . При такому виборі чотириполосник описується системою рівнянь на основі h-параметрів

$$\begin{vmatrix} u_1 \\ u_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_1 \\ i_2 \end{vmatrix}$$

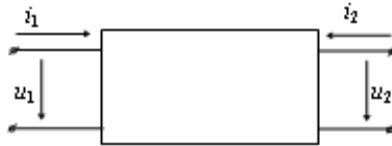


Рис. 2.13

Вказаний вище вибір залежних і незалежних змінних приводить до перетворення даної системи до вигляду

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= h_{11}i_1 + h_{12}u_2; \\ i_2 &= h_{21}i_1 + h_{22}u_2. \end{aligned} \right\}$$

Тоді фізичний зміст h-параметрів визначається як:

$$h_{11} = \frac{u_1}{i_1} \Big|_{u_2 = 0} - \text{вхідний опір при короткому замиканні на виході по змінному сигналу};$$

$h_{12} = \frac{u_1}{u_2} \Big|_{i_1 = 0}$ - коефіцієнт зворотного зв'язку по напрузі в режимі холостого ходу на вході по змінному сигналу;

$h_{21} = \frac{i_2}{i_1} \Big|_{u_2 = 0}$ - коефіцієнт передачі струму при короткому замиканні на виході по змінному сигналу;

$$h_{22} = \frac{i_2}{u_2} \Big|_{i_1=0} - \text{вихідна провідність при холостому ході на виході}$$

по змінному сигналу.

Одиниці вимірів h-параметрів різні: h_{11} вимірюється в омах, h_{22} - в сіменсах, h_{21} і h_{12} - безрозмірні. Оскільки фізичні розмірності параметрів неоднакові, то таку систему називають гібридною.

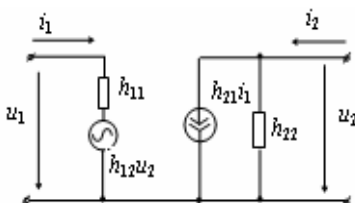


Рис. 2.14

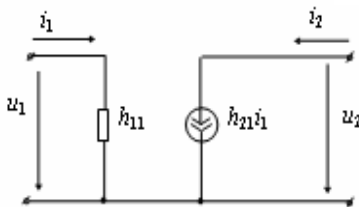


Рис. 2.15

Схема заміщення транзистора на основі h-параметрів зображена на рис. 2.14.

У ній генератор е.д.с. $h_{12}u_2$ враховує наявність напруги зворотного зв'язку у вхідному колі, коли на виході діє напруга u_2 , а вхідне коло розімкнено. Сам генератор вважається за ідеальний, тобто що не має внутрішнього опору. Ідеальний генератор струму $h_{21}i_1$ враховує взаємозв'язок вихідного і вхідного струмів.

В інженерних розрахунках зазвичай використовується спрощена еквівалентна схема БТ на основі h-параметрів (рис. 2.15), в якій відсутні параметри h_{12} і h_{22} через їх незначний вплив на функціонування транзистора.

Для кожної схеми включення транзистора існує свій набір h-параметрів, що ідентифікується відповідним індексом, але між цими наборами існує однозначний зв'язок, представлений в таблиці. 2.1.

Таблиця 2.1

$H_{11э}$	$\frac{h_{11б}}{1 - h_{21б}}$	$h_{11б}$	$\frac{h_{11э}}{1 + h_{21э}}$
$H_{12э}$	$\frac{h_{11б} * h_{22б} - h_{12б}}{1 - h_{21б}}$	$h_{12б}$	$\frac{h_{11э} * h_{22э} - h_{12э}}{1 + h_{21э}}$
$H_{21э}$	$\frac{h_{21б}}{1 - h_{21б}}$	$h_{21б}$	$\frac{h_{21э}}{1 + h_{21э}}$
$H_{22э}$	$\frac{h_{22б}}{1 - h_{21б}}$	$h_{22б}$	$\frac{h_{22э}}{1 + h_{21э}}$

Стосовно схеми включення з СЕ для коефіцієнта $h_{21э}$, широко використовується позначення, а в схемі з СБ - замість $h_{21б}$ коефіцієнт - α , оскільки в даній схемі включення напряму струму i_k протилежно базовому напряму струму i_2 початкового чотириполосника (див. рис. 2.13), тобто $h_{21б} < 0$. Але в практичних розрахунках коефіцієнт α зазвичай використовується як позитивна величина.

h-параметри зазвичай вимірюються спеціальними технічними засобами, що спрощує даний процес і підвищує його точність, але при практичних розрахунках значення даних параметрів можуть бути визначені і графо-аналитическим методом по статичних вхідних і вихідних ВАХ, оскільки змінні складові струмів і напруги транзистора представляють природи постійних складових цих величин, тобто система (2.3) може бути представлена у вигляді $h_{21б}$

$$\Delta U_1 = h_{11} \Delta I_1 + h_{12} \Delta U_2;$$

$$\Delta U_1 = h_{11} \Delta I_1 + h_{12} \Delta U_2.$$

На рис. 2.16 показаний процес визначення h-параметрів по вхідній ВАХ транзистора, а на рис. 2.17 - по вихідній. З рисунків видно, що значення h-параметрів не є постійними для конкретного транзистора і залежать від режиму по постійному струму (робочої точки спокою транзистора) - значень постійних складових струмів, і напруги на вході і виході транзистора. Тому в довідковій літературі при вказівці h-параметрів обов'язково указується і режим, при якому проведені виміри.

Значення h-параметрів також залежать від частоти змінного сигналу і температури навколишнього середовища.

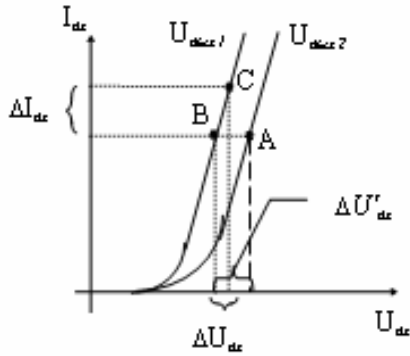


Рис. 2.16

$$h_{11} = \frac{\Delta U_{ex}}{\Delta I_{ex}} = \frac{AB}{AC}; h_{12} = \frac{\Delta U_{ex}'}{\Delta U_{ex2} - U_{ex1}} = \frac{AB}{U_{ex2} - U_{ex1}}$$

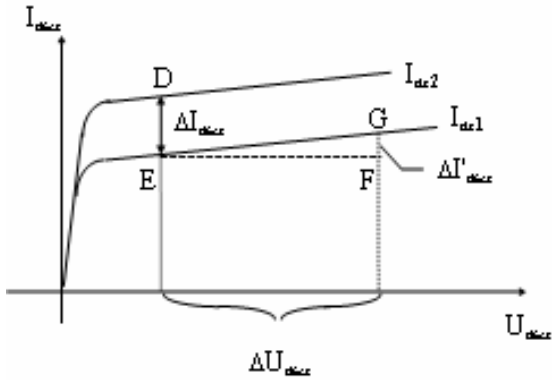


Рис. 2.17

$$h_{21} = \frac{\Delta I_{\%hh}}{\Delta I_{\%o}} = \frac{DE}{I_{\%o2} - I_{\%o1}}; h_{22} = \frac{\Delta I'_{\%hh}}{\Delta U_{\%hh}} = \frac{GE}{FE}$$

Виконання лабораторної роботи

1. Відповідно до варіанту вибрати з таблиці. 2.2 біполярний транзистор для дослідження.

Таблиця 2.2

№ п/п	Транзистор	R _к , кОм	№ п/п	Транзистор	R _к , кОм
1	2	3	4	5	6
1	2N2218	0.3	21	2N1132	0.7
2	2N2222	0.4	22	2N1132A	0.4
3	2N2222A	0.7	23	2N2605	0.2
4	2N2368	0.2	24	2N2904	0.7
5	2N2369	0.4	25	2N2906	0.8
6	2N3020	0.8	26	2N2800	0.2
7	2N3055A	0.1	27	2N2894	0.5
8	2N3439	0.5	28	2N2094A	0.7
9	2N1613	0.7	29	2N3252	0.8
10	2N1711	0.2	30	2N2907	0.3
11	2N1893	0.3	31	2N2907A	0.7
12	2N2102	0.4	32	2N2945A	0.4
13	2N2369A	0.5	33	2N2946A	0.2
14	2N2218A	0.6	34	2N3135	0.7
15	2N2219	0.7	35	2N3244	0.8
16	2N2219A	0.6	36	2N3245	0.2
17	2N2221	0.5	37	2N3249	0.5
18	2N2221A	0.4	38	2N2905	0.7
19	2N2481	0.3	39	2N2905A	0.8
20	2N2484	0.2	40	2N2906A	0.3

2. Визначити тип транзистора: р-п-р або п-р-п?

3. Синтезувати схему для зняття вхідних і вихідних ВАХ при включенні БТ із СЕ (див. рис. 2.8). Встановити R_б = 10 кОм.

4. Зняти вхідні ВАХ при двох значеннях вихідної напруги (0 і 10В). Зняти вихідну ВАХ при вихідній напрузі 10В і двох значеннях температур навколишнього середовища (див. табл. 1.1). Зняти вихідну ВАХ при зміні вхідного струму в діапазоні 0÷0.5mA з дискретом 0.1mA при тих же значеннях навколишнього середовища.

5. Помістити в колекторне коло опір, номінал якого вказаний в таблиці. 2.1 (див. рис. 2.11). Зняти лінію навантаження транзистора.

6. Змінити схему включення транзистора на СБ ($R_3 = 1 \text{ кОм}$).

7. Зняти вхідні ВАХ при двох значеннях вихідної напруги (0 і 10В). Зняти вихідну ВАХ при зміні вхідного струму в діапазоні $0 \div 10 \text{ мА}$ з дискретом 1 мА .

8. Встановити на вхід обох схем включення БТ синусоїдальне джерело з амплітудою сигналу 0.5 В і постійною складовою 0.5 В .

9. Для схеми включення із СЕ зняти АЧХ транзистора у вигляді залежності $i_k/i_b=f(\omega)$ і ФЧХ в діапазоні частот, що припускає досягнення f_T . Зняття проводиться при логарифмічній шкалі по осі частот. Вісь Y рівномірна.

10. Для схеми включення із СБ зняти АЧХ транзистора у вигляді залежності $i_k/i_b=f(\omega)$ і ФЧХ в діапазоні частот, що припускає зменшення коефіцієнта α не менше чим в два рази.

11. По отриманих вхідних і вихідних ВАХ транзистора графоаналітичним методом розрахувати h -параметри на пологих ділянках кривих. Парні номери варіантів проводять розрахунок для схеми включення транзистора зі СБ, непарні - із СЕ.

12. По формулах, приведених в таблиці. 2.1, провести перерахунок h -параметрів для другої схеми включення.

Зміст звіту

1. Схеми експериментів.
2. Всі зняті ВАХ з вказівкою постійних значень вхідних і вихідних величин, при яких вони отримані.
3. Пряма навантаження для схеми включення із СЕ, перенесена на вихідну ВАХ.
4. АЧХ і ФЧХ обох схем включення.
5. Визначені по АЧХ значення f_{α} , f_{β} і f_T .
6. Графічні побудови, виконані в процесі розрахунку h -параметрів.
7. Отримані в результаті розрахунку і перераховані h -параметри з вказівкою робочої точки.
8. Висновки по роботі.

Контрольні питання

1. Чи здатний транзистор підсилувати струм?

2. Чому коефіцієнт передачі струму α росте при збільшенні напруги $U_{кб}$?
3. Як співвідноситься коефіцієнт α з одиницею?
4. Чим характеризується активний режим роботи транзистора?
5. Чому лінія навантаження є прямою?
6. Чим пояснюється необхідність введення h-параметрів?
7. Чому система h-параметрів називається гібридною?

Лабораторна робота № 3

Польові транзистори

Мета роботи: дослідження вольт-амперних і частотних характеристик польових транзисторів різних типів.

Вступ

Польовий транзистор – напівпровідниковий прилад з керованим полем каналом для струму основних носіїв. За принципом дії польові транзистори (ПТ) діляться на:

- 1) транзистори із затвором у вигляді р-п-перехода;
- 2) транзистори з ізольованим затвором (МДП-, МОП-ТРАНЗИСТОРИ).

У свою чергу МДП-транзистори діляться на:

- 1) транзистори з вбудованим каналом;
- 2) транзистори з індукованим каналом.

На рис. 3.1 показаний розріз ПТ з вбудованим каналом р-типа.

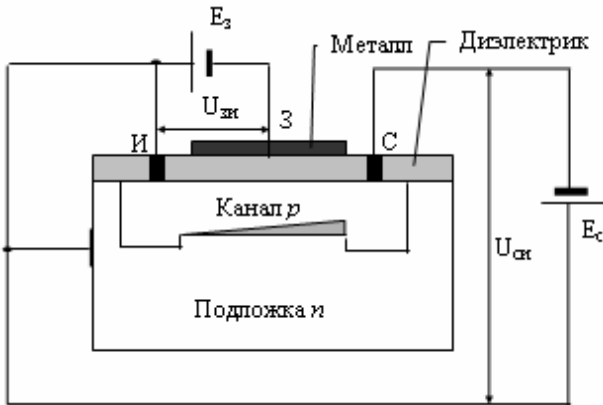


Рис. 3.1.

Виведення каналу, через який втікають носії, називається *виток* (V), а через який витікають - *сток* (C). Канал розташований в підкладці іншого типу провідності, яка зазвичай електрично з'єднується з витоком. *Затвором* (Z) називається електрод, напруга на якому регулює ширину каналу, тобто його опір, що приводить до зміни струму в каналі при постійній напрузі $U_{ск}$.

Даний транзистор характеризується тим, що для $U_{зи}=0$ $I_c \neq 0$. При цьому $U_{си}$ розподіляється уздовж каналу і створює замикаючий *p-n-перехід* між каналом і підкладкою, ширина якого збільшується від витоку до стоку.

Додаток $U_{зи} < 0$ приводить до збагачення каналу *p-носіями*, які притягуються негативним електродом напруги $U_{зи}$, що збільшує I_c . Зміна знаку напруги $U_{зи}$ приводить до зворотного результату.

Затвор ПТ відокремлений від каналу шаром діелектрика, тому $I_з \approx 0$, тобто вхідне коло такого транзистора практично не споживає потужності. Тому вхідна ВАХ ПТ на практиці не використовується, оскільки не несе корисної інформації.

На рис. 3.2 представлені стічні характеристики ПТ з вбудованим каналом $I_c = f(U_{си}) \Big|_{U_{зи} = \text{const}}$, а на рис. 3.3 стоко-затворні характеристики $I_c = f(U_{зи}) \Big|_{U_{си} = \text{const}}$, які показують зв'язок входу з виходом ПТ. Напруга $U_{зи}$, при якій канал повністю зникає, тобто $I_c = 0$, називається напругою відсічення $U_{з0}$.

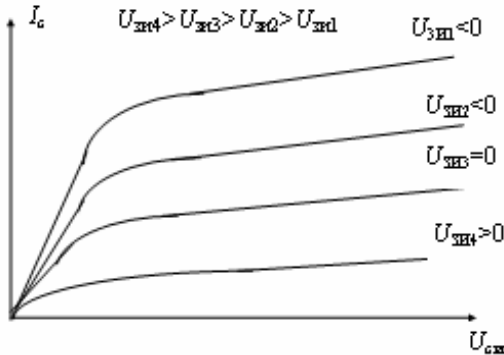


Рис. 3.2.

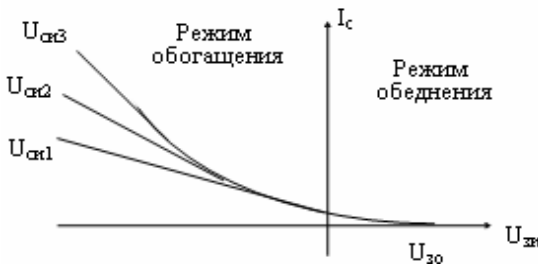


Рис. 3.3.

МДП-транзистор з каналом n-типа працює аналогічно, але з інверсним включенням використуваних джерел.

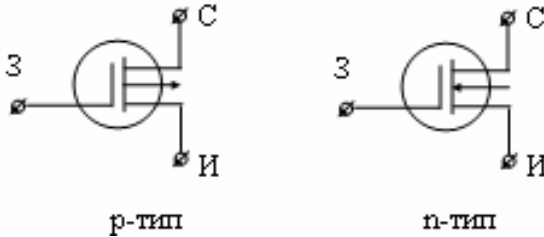


Рис. 3.4.

Позначення ПТ з вбудованим каналом приведено на рис. 3.4.

У МДП-транзисторах з індукованим каналом при $U_{зи}=0$ $I_c=0$ навіть при $U_{си} \neq 0$, оскільки при нульовій напрузі на затворі канал відсутній (рис. 3.5). Транзистор при цьому представляє собою два діоди, включених зустрічно.

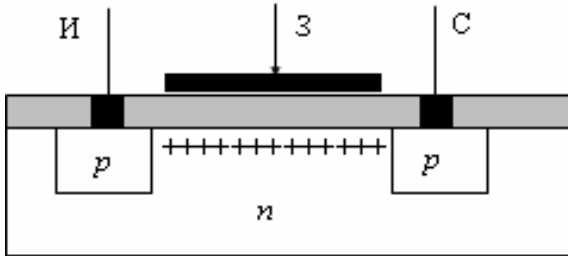


Рис. 3.5.

Якщо $U_{зи} < 0$, то при деякому $U_{зи}$ (порогове) в об'ємі напівпровідника під затвором виникає інверсний (р-провідності) шар, оскільки електрони відштовхуються в глиб підкладки. По створеному каналу починає протікати струм I_c . На рис. 3.6 приведено сімейство стокозатворних ВАХ транзистора з індукованим каналом, а на рис. 3.7 - стокових.

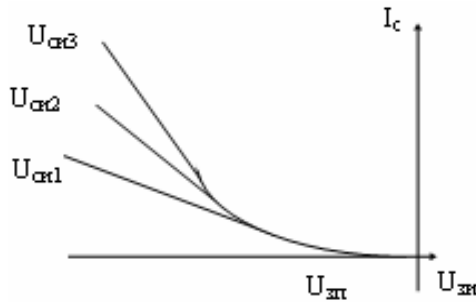


Рис. 3.6.

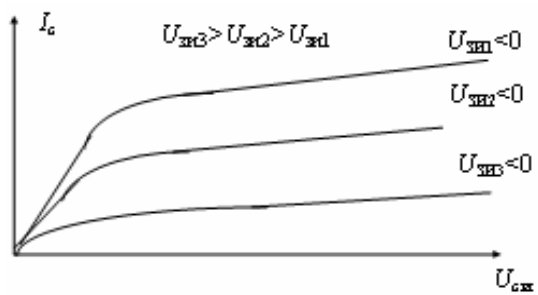


Рис. 3.7.

Позначення даних транзисторів наведені на рис. 3.8.

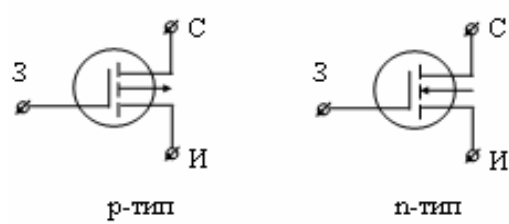


Рис. 3.8.

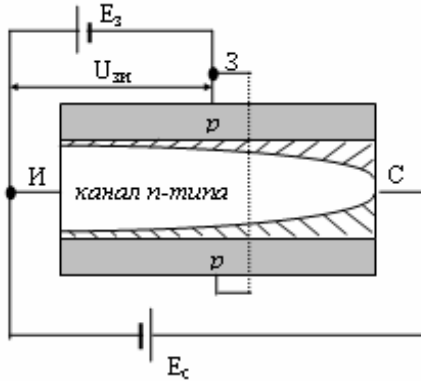


Рис. 3.9.

На рис. 3.9 приведена структура полевого транзистора із затвором у вигляді р-п-переходу (транзистора з керуючим р-п-переходом).

Тут канал вміщений між двома р-п-переходами, р-області яких об'єднані між собою і грають роль затвора. При цьому на затвор подається напруга $U_{зг}$, що зміщує р-п-переходи у зворотному напрямі. Зміна $U_{зг}$ міняє товщину р-п-переходів, що спричиняє зміну площі поперечної перетину каналу, тобто її опору. Стічні характеристики даного транзистора представлені на рис. 3.10, стоко-затворні - на рис. 3.11, а на рис. 3.12 приведено умовне позначення даного різновиду польових транзисторів.

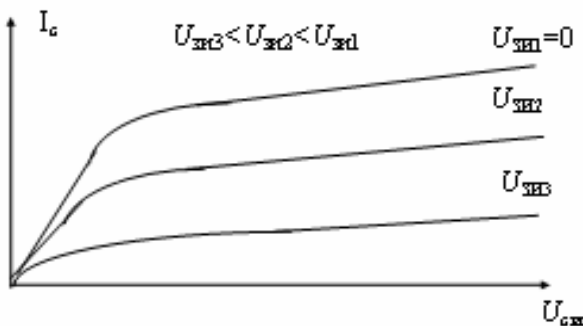


Рис. 3.10.

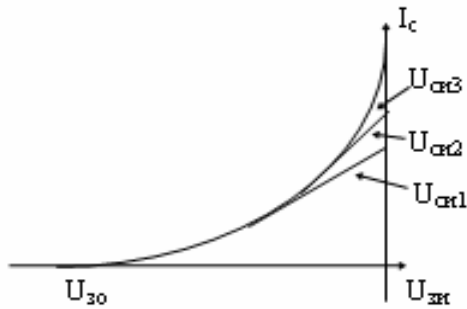


Рис. 3.11.

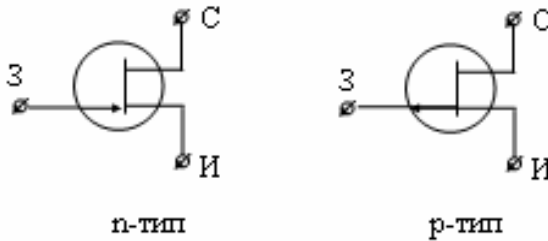


Рис. 3.12.

З графіків 3.3, 3.6, 3.11 видно, що ПТ з вбудованим каналом працює при двох полярностях $U_{зп}$, а два інших типа польових транзисторів - при одній.

Для кількісної оцінки керуючої дії затвора, використовують крутість, яка визначається як

$$S = \frac{dI_c}{dU_{зп}} \bigg|_{U_{ст} = const} = \frac{i_c}{u_{зп}} \bigg|_{u_{ст} = 0}.$$

Із стоко-затворних ВАХ видно, що крутість не є величиною постійною і залежить від режиму по постійному струму. Для транзистора з керуючим р-п-переходом, крутість досягає максимального значення при $U_{зп}=0$ (див. рис. 3.11) і визначається як

$$S = S_0 \left(1 - \frac{U_{3u}}{U_{3o}} \right), \quad (3.1)$$

де S_0 - початкова крутість при $U_{3u}=0$.

Смно сті у польового транзистора, а також кінцева швидкість руху носіїв заряду в каналі визначають його інерційні властивості, які враховуються шляхом введення комплексного виразу для опису крутості

$$S(j\omega) = \frac{S_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_s}},$$

де ω_s - гранична частота, визначувана на рівні 0.707 статичного значення крутості S_0 .

Аналіз структури МДП-транзисторів показує, що зміна напруги на підкладці також може модулювати ширину каналу, тобто управляти величиною I_c , що відкриває можливості управління такими транзисторами відразу по двох входах. При цьому керуючі властивості підкладки, оцінюються за допомогою S_n .

Ще одним параметром ПТ є диференціальний опір каналу на пологій області, яке визначається як

$$r = \frac{\Delta U_{cu}}{\Delta I_c} \Big|_{U_{3u} = const}. \quad (3.2)$$

Виконання лабораторної роботи

1. Відповідно до варіанту вибрати з таблиці. 3.1 ПТ для дослідження.

Таблиця 3.1

№ п/п	МДП-транзистор з індуктованим каналом	МДП-транзистор з вбудованим каналом	ПТ з керуючим р-п-переходом
1	2	3	4
1	2N6568	2SK133	2N3070
2	2N6804	2SJ160	2N2608
3	2N6660	2SK134	2N3071
4	2N6806	2SJ161	2N2609
5	2N6611	2SK135	2N3368

1	2	3	4
6	2N6845	2SJ162	2N3329
7	2N6756	2SK175	2N3369
8	2N6847	2SJ48	2N3330
9	2N6758	2SK176	2N3370
10	2N6849	2SJ49	2N3331
11	2N6759	2SK178H	2N3458
12	2N6568	2SK258H	2N3922
13	2N6851	2SJ50	2N3332
14	2N6760	2SK213	2N3459
15	2SJ113	2SJ76	2N3820
16	2N6761	2SK214	2N3460
17	2SJ114	2SJ77	2N4381
18	2N6762	2SK215	2N3484
19	2SJ116	2SJ78	2N5018
20	2N6764	2SK216	2N3485
21	2SJ117	2SJ79	2N5019
22	2N6765	2SK220H	2N3486
23	2SJ118	ECP10P16	2N5020
24	2N6766	2SK221H	2N3487
25	2SJ119	ECP10P20	2N5021
26	2N6770	2SK258H	2N3819
27	2SJ120L	ECP20P16	2N5114
28	2N6826	2SK259H	2N3821
29	2SJ120S	ECP20P20	2N5115
30	2SK1056	2SK260H	2N3822
31	2SJ122	ECW20P16	2N5116
32	2SK1057	ECF10N16	2N3823
33	2SJ127	ECW20P20	2N5460
34	2SK1058	ECF10N20	2N3824
35	2SJ130L	ECX10P16	2N5461
36	2SK1063	ECF20N16	2N3921
37	2SJ130S	ECX10P20	2N5462
38	2SK1064	ECF20N20	2N3922
39	2SJ160	ECW20N16	2SJ103BL
40	2SK1135	ECW20N20	2N3954

2. Для кожного транзистора відповідно до типу каналу синтезувати схему для зняття ВАХ.

3. Зняти стоко-затворні ВАХ при трьох значеннях $U_{си}$: $|1В|$, $|5В|$, $|10В|$. Для ПТ, що працюють при одній полярності вхідної напруги, $U_{зи}$ міняється в діапазоні $0..|10В|$, для МДП-транзистора з вбудованим каналом - в діапазоні $-5В..+5В$.

4. Зняти стічні ВАХ при чотирьох значеннях $U_{зи}$, що забезпечують робочий режим ПТ. $U_{си}$ міняється в діапазоні $0..|10В|$.

5. Для кожного транзистора встановити на вході генератор гармонійного сигналу з амплітудою $0.5В$ і постійною складовою, що забезпечує робочий режим ПТ. Зняти ФЧХ і АЧХ транзистора у вигляді залежності $i_c/u_{зи}=f(\omega)$ у діапазоні частот, що припускає досягнення f_s . Шкала по осі частот логарифмічна. Вісь Y рівномірна.

Зміст звіту

1. Схеми експериментів.
2. Отримані у результаті досліджень АЧХ і ВАХ з вказівкою постійних величин, при яких вони отримані.
3. Визначені по стоко-затворним ВАХ $U_{зо}$ і $U_{зп}$.
4. Визначені по АЧХ частоти f_s .
5. Для транзистора з керуючим р-п-переходом, розраховані по стоко-затворним ВАХ при $U_{си}=|5В|$ S_0 і S для середньої точки ВАХ, а також результат перевірки значення S відповідно до виразу (4.1).
6. Для МДП-транзисторів розраховане по стоко-затворним ВАХ при $U_{си}=|5В|$ значення S для середньої точки ВАХ.
7. Розраховане відповідно до (3.2) на пологій ділянці стічною ВАХ для всіх типів транзисторів значення g_c з вказівкою $U_{зи}$.
8. Висновки по роботі.

Контрольні питання

1. Які ПТ можуть працювати при двох полярностях вхідної напруги?
2. Що є розмірністю крутості S ?
3. Чи є значення крутості S постійним для конкретного ПТ?
4. Порівняйте частотні властивості ПТ і БТ.
5. Чи залежить значення g_c від напруги $U_{зи}$?

Лабораторна робота № 4

Розрахунок підсилювачів на постійному струмі

Мета роботи: дослідження характеристик підсилювачів на постійному струмі, вивчення методики завдання параметрів підсилювачів по постійному струму.

Вступ

Електронний підсилювач – пристрій, призначений для посилення напруги, струму і/або потужності електричних сигналів [6]. Схематично структуру підсилювача можна представити (рис. 4.1) такою, що складається з: малопотужного джерела вхідного сигналу P_1 , джерела потужності P_0 , підсилювального елемента $У$ і навантаження P_2 .

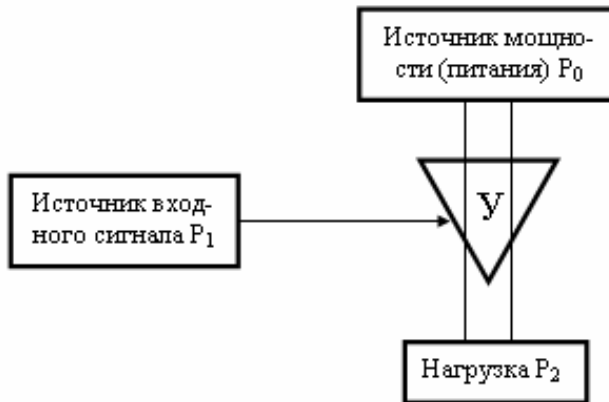


Рис. 4.1.

Підсилювач реалізує під управлінням джерела вхідного сигналу передачу енергії від джерела потужності до навантаження. Ключовим елементом, регулюючим цю передачу, є транзистор: біполярний або польовий.

Використання в підсилювачі біполярного транзистора припускає включення його по одній з трьох можливих схем: із спільним емітером (СЕ), із спільною базою (СБ) або спільним колектором (СК).

На рис. 4.2 показана схема найбільш поширеного підсилювача на базі біполярного транзистора – із СЕ, тобто емітер є загальним електродом для вхідного і вихідного ланцюгів. Вхідна напруга u_{ex} від джерела підсилюваного сигналу e_c подається на підсилювальний каскад через розділовий конденсатор C_1 .

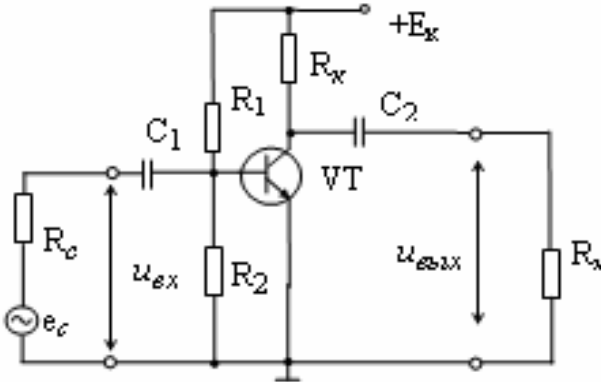


Рис. 4.2.

Роботи підсилювача з СЕ можна проілюструвати за допомогою вольт-амперних характеристик (ВАХ) транзистора (рис. 4.3): вхідної характеристики $I_б = f(U_{бз})$ і сімейства вихідних $I_к = f(U_{кз})$ при різних струмах бази.

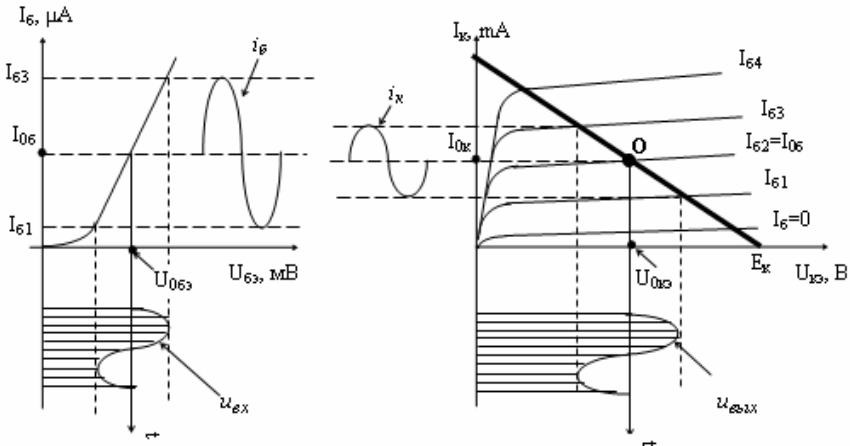


Рис. 4.3.

Для колекторного кола підсилювача на постійному струмі (див. рис. 4.2) можна записати $U_{кз} = E_k - R_k I_k$. Графічним вирішенням цього рівняння є пряма, представлена на сімействі вихідних ВАХ і називається лінією навантаження. Її можна побудувати по двох точках: відповідною режиму холостого ходу (координати точки $I_k=0$ і $U_k=E_k$) і короткого замикання (координати точки $I_k=E_k/R_k$ і $U_k=0$). Точки перетину лінії навантаження з вихідними характеристиками транзистора визначають струм I_k і напруга на транзисторі $U_{кз}$ при будь-якому заданому значенні струму бази I_b . Конкретне значення даних параметрів (координат) задає поточне положення робочої точки як на виході, так і на вході підсилювача.

Аналіз рівняння, що описує лінію навантаження, показує, що нахил даної лінії визначається величиною R_k . У реальних підсилювачах це значення коливається в межах від декількох омів до декількох кілоомів.

У підсилювачі діють, принаймні, два електричні джерела: джерело постійної е.д.с. E_k і джерело підсилюваної змінної напруги e_c . Перший з них забезпечує необхідний режим спокою, який на рис. 4.3 визначається крапкою О (початкове положення робочої точки, робоча точка в режимі спокою), тобто створює постійні складові струму і напруги на вході і виході підсилювача: $I_{0б}$ і $U_{0бз}$, $I_{0к}$ і $U_{0кз}$. Для посилення вхідних сигналів з мінімальними лінійними спотвореннями початкове положення робочої точки доцільно вибирати на середині лінії навантаження, тобто з координатами

$$U_{0кз} \approx E_k/2; I_{0к} \approx (E_k/2)/R_k. \quad (4.1)$$

При цьому

$$I_{0б} \approx I_{0к}/h_{21з}, \quad (4.2)$$

а $U_{0бз} \approx 0.3$ В для германієвих і $U_{0бз} \approx 0.7$ В для кремнієвих транзисторів.

Конденсатор C_1 , включений на вході підсилювача для того, щоб:

- не пропускати постійну складову підсилюваного сигналу на вхід підсилювача;
- не створювати постійної складової струму в джерелі підсилюваного сигналу e_c за рахунок дії джерела живлення E_k .

Розділовий конденсатор C_2 , у свою чергу, затримує постійну складову колекторної напруги і пропускає в навантаження підсилювача тільки змінну складову напруги u_k , що є вихідною напругою підсилювача.

Задання постійних складових струмів і напруги на вході і виході підсилювача реалізується двома основними способами:

- фіксованою напругою база-емітер (рис. 4.4);
- фіксованим струмом бази (рис. 4.5).

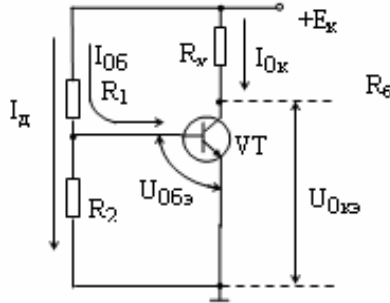


Рис. 4.4.

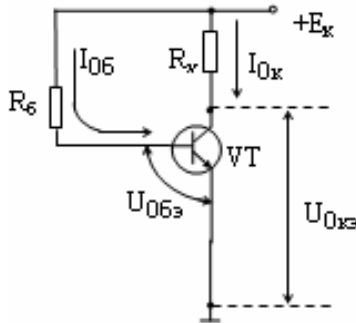


Рис. 4.5.

На рис. 4.4 наведений приклад використання першого способу. Схема включає на вході резисторний дільник, при цьому

$$U_{R2} = U_{06э} = I_d * R_2. \quad (4.3)$$

Обидва останні параметри заздалегідь не фіксовані, тобто можуть вибиратися довільно. Зазвичай задаються значенням I_d , дотримуючи співвідношення

$$I_d / I_{06} \geq 10. \quad (4.4)$$

Тоді $R_2 = U_{06э} / I_d$. Враховуючи, що $U_{R1} = E_k - U_{06э} = (I_d + I_{06})R_1$, знаходиться необхідне значення опору $R_1 = (E_k - U_{06э}) / (I_d + I_{06})$.

Для схеми на рис. 4.5 можна записати: $U_{R_6} = E_k - U_{063} = I_{06} * R_6$. Тоді $R_6 = (E_k - U_{063}) / I_{06}$. Оскільки зазвичай $E_k \gg U_{063}$, то в інженерних розрахунках можна використовувати наближену формулу виду $R_6 \approx E_k / I_{06}$.

Як було встановлено в лабораторній роботі № 3, при зміні температури навколишнього середовища вхідна ВАХ транзистора зміщується по горизонталі, а вихідна – по вертикалі, що приводить до зсуву початкового положення робочих точок як на вході, так і на виході підсилювача (точка O' на рис. 4.6). При великій амплітуді вихідного сигналу вказане явище може привести до заходу робочої точки при русі по лінії навантаження в область насичення або відсічення, що обумовлює спотворення форми вихідного сигналу у вигляді зарізу вершин синусоїди.

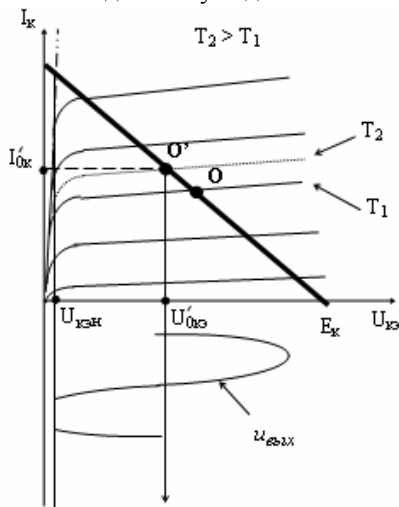


Рис. 4.6.

Для боротьби з даним явищем використовуються два основні методи:

- термокомпенсація – на основі нелінійних елементів, параметри яких певним чином залежать від температури;
- термостабілізація, що базується на механізмі негативного зворотного зв'язку (НЗЗ).

На практиці зазвичай використовується другий метод, що припускає включення до складу підсилювача резистора R_3 (рис. 4.7) для створення НЗЗ. Її механізм ілюструється наступним логічним ко-

лом: припустимо, що температура навколишнього середовища виросла, тоді

$$\uparrow T \rightarrow \uparrow I_{0k} \rightarrow I_{03} \text{ (оскільки } I_{0k} = \alpha I_{03} + I_{0k3}) \rightarrow \uparrow U_{R3} = I_{03} * R_3 \rightarrow \downarrow U_{063} = U_{R2} - U_{R3} \rightarrow \downarrow I_{06} \rightarrow \downarrow \Delta I_{0k}$$

При цьому передбачається, що напруга U_{R2} залишається практично постійною, оскільки $I_d \gg I_{06}$ (див. 4.4).

НЗЗ не дозволяє повністю усунути вплив температури на початкове положення робочої точки, але зменшує його. Кількісна оцінка такого зменшення проводиться за допомогою коефіцієнта нестабільності колекторного струму S

$$Z = \Delta I_{0k} / \Delta I_k,$$

де ΔI_k – приріст струму I_k в схемі з ідеальною термостабілізацією (з мінімальною зміною струму I_k).

Значення Z для конкретної схеми розраховується по формулі

$$Z = \frac{\beta(R_3 + R_6)}{R_3(1 + \beta) + R_6},$$

де $R_6 = R_1 \parallel R_2$.

Аналіз виразу (4.4) показує, що

$$(R_6 \rightarrow 0) \Rightarrow (Z \rightarrow 1); \quad (R_3 \rightarrow 0) \Rightarrow (Z \rightarrow$$

$\beta)$;

$$(R_6 \rightarrow \infty) \Rightarrow (Z \rightarrow \beta); \quad (R_3 \rightarrow \infty) \Rightarrow (Z \rightarrow$$

1),

тобто зменшення R_6 веде до поліпшення термостабілізації, а збільшення – до погіршення. Зворотний ефект надає на термостабілізацію величина резистора R_3 . Проте збільшення даного опору веде до збільшення номінала E_k при заданих R_k і U_{0k3} . Тому величина резистора R_3 зазвичай обмежується значенням 200÷300 Ом. Введення в схему R_3 припускає, що нахил лінії навантаження (див. рис. 4.3) вже визначається сумарним значенням $R_k + R_3$ (при інженерних розрахунках передбачається, що $I_{0k} \approx I_{03}$), а $U_{R2} = U_{063} + U_{R3}$ (див. рис. 4.3).

У польових транзисторів відсутня строго певна температурна залежність параметрів, тому в підсилювачах на їх основі зазвичай не використовують методи термостабілізації або термокомпенсації, що розглянули вище. Але задання режиму по постійному струму для підсилювачів на основі даних транзисторів характеризується певними особливостями.

Польові транзистори із затвором у вигляді р-п-переходу вимагають на вході і виході постійних складових по напрузі різної полярності. Можна для цього використовувати два різнополярні джерела,

але зазвичай застосовують метод автозсуву, який вимагає тільки одного джерела E_c . На рис. 4.8 показана реалізація даного методу для транзистора з каналом п-типу.

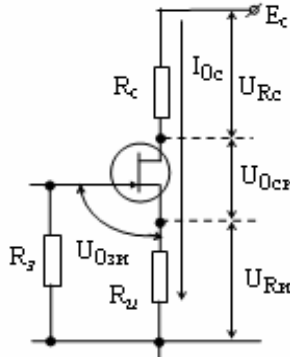


Рис. 4.8.

Для нормальної роботи такого транзистора потрібний $U_{зш} < 0$, а $E_c > 0$. Але $I_3 \approx 0$, тому $U_{Rз} = U_{0зш} + U_{Rш} \approx 0$, тобто $U_{0зш} = -U_{Rш} = I_{0c} * R_{ш}$. Отже, параметри режиму на постійному струмі для такого підсилювача визначаються поєднанням значень E_c , R_c , $R_{ш}$ і S відповідно до виразів:

$$I_{0c} = S * U_{0зш}; \quad (4.6)$$

$$E_c = U_{0сш} + I_{0c}(R_c + R_{ш}). \quad (4.7)$$

Для МДП-транзисторів початкове положення робочої точки задається аналогічно біполярним транзисторам, тобто включенням до складу підсилювача на вході резисторного дільника.

Виконання лабораторної роботи

1. Відповідно до варіанту вибрати з таблиці 4.1 параметри схеми підсилювача. Тип транзистора відповідає таблиці 4.1.
2. Синтезувати схему завдання початкового положення робочих точок підсилювача, відповідну рис. 4.7. Полярність джерела E_c визначається типом транзистора.

Таблиця 4.1

№ п/п	E_c , В	R_c , кОм	$U_{0кз}$, В	$R_{ш}$, кОм	№ п/п	E_c , В	R_c , кОм	$U_{0кз}$, В	$R_{ш}$, кОм
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	10	1.1	7	0.25	21	10	1.3	5	0.1

2	11	1.4	5	0.3	22	11	1.1	6	0.15
3	12	1.2	6	0.25	23	12	1.4	7	0.2
4	13	1.5	7	0.2	24	13	1.2	5	0.25
5	14	1.1	8	0.15	25	14	1.5	6	0.3
6	15	1	9	0.1	26	15	1.1	7	0.25
7	16	1.4	10	0.15	27	16	1	8	0.2
8	17	1.3	11	0.2	28	17	1.4	9	0.15
9	18	1.2	11	0.25	29	18	1.3	10	0.1
10	19	1.5	10	0.3	30	19	1.2	11	0.15
11	20	2	9	0.25	31	20	1.5	11	0.2
12	19	1.3	8	0.2	32	19	2	10	0.25
13	18	1.1	7	0.15	33	18	1.3	9	0.3
14	17	1.4	6	0.1	34	17	1.1	8	0.25
15	16	1.2	5	0.15	35	16	1.4	7	0.2
16	15	1.5	7	0.2	36	15	1.2	6	0.15
17	14	1.1	6	0.25	37	14	1.5	5	0.1
18	13	1	5	0.1	38	13	1.1	7	0.15
19	12	1.4	5	0.15	39	12	1	6	0.2
20	11	1.3	6	0.2	40	11	1.4	5	0.25

3. Розрахувати значення струму $I_{0к}$.
4. Знайти попереднє значення $I_{0б}$.
5. Відповідно до обмеження (4.4) задати величину струму I_d .
6. Знайти значення резистора R_2 .
7. Визначити попереднє значення резистора R_1 .
8. Активізувати схему при кімнатній температурі (27^0C) і, міняючи значення резистора R_1 , добитися необхідного значення $U_{0кз}$ з точністю до другого знаку після десяткової крапки. (Рекомендація: для спрощення вимірів на постійному сигналі доцільно використовувати як загальну точку відліку (землі) емітер транзистора).
9. Зафіксувати значення всіх струмів і напруги схеми.
10. Повторити дані виміри при температурі навколишнього середовища 100^0C .
11. Збільшити в два рази номінал резистора R_3 і на стільки ж зменшити номінал резистора $R_к$.
12. Провести перерахунок резистора R_2 і попереднього значення резистора R_1 .
13. Міняючи значення резистора R_1 , добитися при кімнатній температурі заданого значення $U_{0кз}$ з тією ж точністю.

14. Зафіксувати значення всіх струмів і напруги схеми при кімнатній температурі і температурі 100⁰С.

Таблиця 4.2

№ п/п	E _c , В	I _{0c} , мА	U _{0си} , В	№ п/п	E _c , В	I _{0c} , мА	U _{0си} , В
1	2	3	4	5	6	7	8
1	8	1.1	4	21	10	1.3	5
2	9	1.4	5	22	11	1.1	6
3	10	1.2	6	23	9	1.4	4
4	11	1.5	7	24	8	1.2	5
5	12	1.1	3	25	10	1.5	6
6	13	1	4	26	11	1.1	7
7	12	1.4	4	27	9	1	3
8	11	1.3	5	28	8	1.4	4
9	10	1.2	5	29	10	1.3	4
10	9	1.5	3	30	11	1.2	5
11	8	2	4	31	9	1.5	5
12	9	1.3	5	32	8	2	3
13	10	1.1	4	33	10	1.3	4
14	11	0.8	3	34	11	1.1	5
15	12	0.9	6	35	9	0.8	4
16	13	1.6	7	36	8	0.9	3
17	12	1.4	6	37	10	1.6	6
18	11	1.2	5	38	11	1.4	7
19	10	1.5	4	39	9	1.2	6
20	9	1.4	3	40	8	1.5	5

15. Відповідно до варіанту вибрати з таблиці. 4.2 параметри схеми підсилювача на основі польового транзистора із затвором у вигляді p-n-переходу.

16. Набути початкового значення S=1 мА/В і розрахувати відповідно до виразів (4.6) і (4.7) необхідні значення R_n і R_c.

17. Синтезувати на основі транзистора із затвором у вигляді p-n-переходу, заданого таблицею. 4.1, RC-підсилювач (див. рис. 4.8) із спільним витоком. Встановити R_s=2к. і активізувати схему в режимі постійного струму. Міняючи значення резистора R_c, добитися необхідного значення U_{0си} з точністю до другого знаку після десяткової крапки.

18. Зафіксувати значення всіх струмів і напруги схеми.

19. Збільшити значення резистора R_c на $0.5k$ і зафіксувати значення всіх струмів і напруги схеми. Розрахувати точне значення крутості S в точці спокою.

20. Повернутися до попереднього значення R_c .

21. Збільшити значення R_c в два рази і повторити пункт 18.

22. Встановити температуру навколишнього середовища $100^{\circ}C$ і повторити пункт 18.

Зміст звіту

1. Схеми досліджуваних електронних кіл з вказівкою струмів і напруги.
2. Для кожної схеми креслення лінії навантаження з вказівкою масштабу і розташування робочих точок при кімнатній температурі і $100^{\circ}C$.
3. Розраховані для кожної схеми значення $U_{окз}$ і $I_{ок}$ (біполярний транзистор), $U_{оси}$ і $I_{ос}$ (польовий транзистор).
4. Розраховані для кожної схеми на біполярному транзисторі відповідно до виразу (4.5) значення коефіцієнта нестабільності колекторного струму Z .
5. Розраховані значення крутості S польового транзистора.
6. Висновки по роботі.

Контрольні питання

1. Чи можна звести до нульових значень коливання колекторного струму і напруги при зміні температури навколишнього середовища за допомогою термостабілізації?
2. Чим визначається нахил лінії навантаження?
3. Для поліпшення термостабілізації струм I_d необхідно збільшувати або зменшувати?
4. Чому небажаний температурний дрейф початкового положення робочої точки на виході транзистора?
5. Який резистор створює в досліджуваній схемі НЗЗ?

Лабораторна робота № 5

Аналіз RC-підсилювачів

Мета роботи: вивчення принципів роботи і дослідження основних параметрів і характеристик RC-підсилювачів на біполярних і польових транзисторах.

Вступ

Структурна схема підсилювача представлена на рис. 5.1. З неї виходить, що для джерела вхідного сигналу e_c підсилювач є навантаженням у вигляді опору $R_{вх}$, а для власне навантаження $R_{н}$ – джерелом посиленого сигналу з внутрішнім опором $R_{ввх}$.

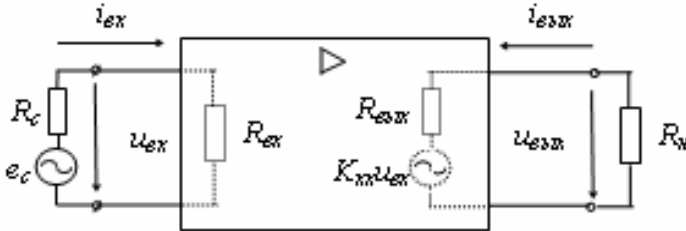


Рис. 5.1.

Обидва вказані опори відносяться до найважливіших параметрів підсилювача.

Робота підсилювача також характеризується:

- коефіцієнтом передачі по напрузі

$$K = u_{ввх}/u_{вх}; \quad (5.1)$$

- коефіцієнтом передачі по струму

$$K_i = i_{ввх}/i_{вх}; \quad (5.2)$$

- коефіцієнтом передачі по струму $K_p = P_{ввх}/P_{вх}$.

Якщо вказані $K > 1$, то вони є коефіцієнтами посилення.

До допоміжних коефіцієнтів підсилювача також відносяться:

- крізний коефіцієнт $K_c = u_{ввх}/e_c$;

- коефіцієнт передачі по напрузі в режимі холостого ходу

$$K_{xx} = \left. \frac{u_{ввх}}{u_{вх}} \right|_{R_{н} = \infty}$$

У підсилювальній техніці для оцінки вказаних коефіцієнтів часто використовують логарифмічну шкалу, тобто

$$K[\text{дБ}] = 20 \lg K;$$

$$K_i[\text{дБ}] = 20 \lg K_i;$$

$$K_p[\text{дБ}] = 10 \lg K_p.$$

Схема підсилювача, як правило, включає декілька реактивних елементів (ємностей, індуктивностей); підсилювальний елемент – транзистор також є частотно-залежним. Тому, в загальному випадку, вказані коефіцієнти є комплексними величинами, тобто кожен коефіцієнт передачі по напрузі має вигляд

$$K(j\omega) = \frac{u_{\text{вих}}(j\omega)}{u_{\text{вх}}(j\omega)} = K(\omega)e^{j\varphi(\omega)}, \quad (5.3)$$

де $K(\omega)$ – модуль, а $\varphi(\omega)$ – фаза коефіцієнта передачі.

Залежність $K(\omega) = f(\omega)$ представляє амплітудо-частотну характеристику (АЧХ), а $\varphi(\omega) = f(\omega)$ – фазо-частотну характеристику (ФЧХ) підсилювача. Загальний вид даних характеристик визначається типом зв'язку джерела сигналу і навантаження з підсилювачем. Розрізняють три види такого зв'язку: безпосередня (гальванічна), трансформаторна і ємнісна для резистора (RC). Загальний вид АЧХ для підсилювачів з трансформаторною і/або RC-зв'язком показаний на рис.5.2.

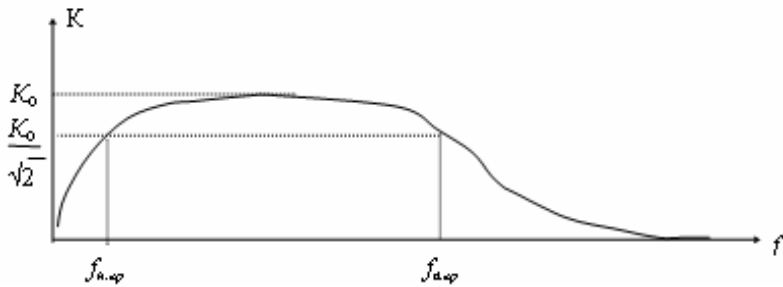


Рис. 5.2.

Як показувалося в попередній лабораторній роботі, найбільшого поширення серед RC-підсилювачів набула схема на основі біполярного транзистора із СЕ (див. рис. 4.2). Зазвичай вона доповнюється резистором R_3 , призначення якого також розглядувалося раніше, і ємністю $C_с$ (див. рис. 5.3), що шунтує даний резистор на змінному сигналі з метою усунення НЗЗ, яка зменшує всі коефіцієнти передачі каскаду.

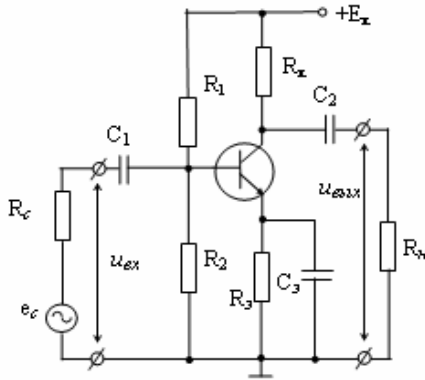


Рис. 5.3.

Аналіз підсилювача на змінному сигналі проводиться на основі еквівалентної схеми, в якій транзистор замінений лінійним h-чотириполюсником (див. рис. 5.4).

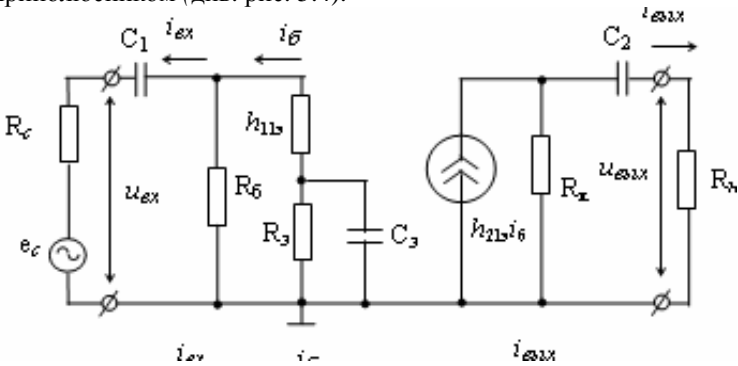


Рис. 5.4.

Опір $R_6 = R_1 \parallel R_2$. Дана схема коректна для низькочастотного сигналу. В області середніх частот всі ємності стислюються і схема спрощується (див. рис. 5.5). Вона використовується також і для високих частот, де починають виявлятися частотні властивості транзистора.

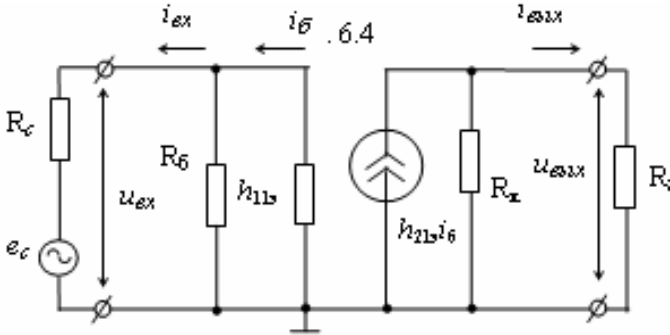


Рис. 5.5.

Відповідно перераховані вище коефіцієнти визначаються для середніх частот виразами:

$$K = \frac{h_{21\beta} R_k \parallel R_n}{h_{11\beta}}; \quad (5.4)$$

$$K_i = \frac{h_{21\beta} R_k R_\delta}{(R_k + R_n)(h_{11\beta} + R_\delta)}; \quad (5.5)$$

$$K_p = K * K_i.$$

З рис. 5.4 витікає, що опори підсилювача рівні:

$$R_{сх} = R_\delta \parallel h_{11\beta}; \quad (5.6)$$

$$R_{свх} \cong R_k.$$

Точне значення останнього опору може бути визначене шляхом приєднання до виходу підсилювача замість резистора R_n джерела змінного сигналу (див. рис. 5.6). При цьому повинна виконуватися умова $e_c = 0$. Тоді

$$R_{свх} = e_c / i_c. \quad (5.7)$$

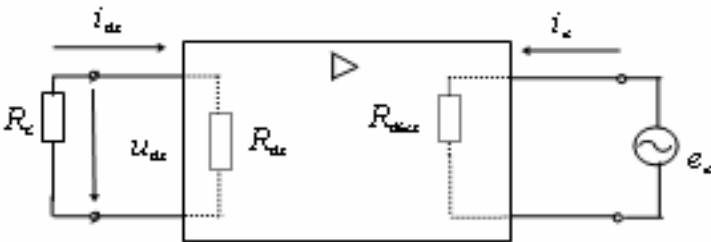


Рис. 5.6.

Другий підхід до розрахунку вихідного опору припускає вимір двох значень $u_{\text{ввх}}$ і $i_{\text{ввх}}$ при постійному значенні e_c і двох різних значеннях $R_{н1}$. В цьому випадку (див. рис. 5.1)

$$K_{\text{кх}} u_{\text{ввх}} = i_{\text{ввх}1} (R_{\text{ввх}} + R_{н1}); \quad K_{\text{кх}} u_{\text{ввх}} = i_{\text{ввх}2} (R_{\text{ввх}} + R_{н2}).$$

Тоді $i_{\text{ввх}1} (R_{\text{ввх}} + R_{н1}) = i_{\text{ввх}2} (R_{\text{ввх}} + R_{н2})$. Звідси

$$R_{\text{ввх}} = \frac{R_{н2} - R_{н1}}{i_{\text{ввх}1} - i_{\text{ввх}2}}. \quad (5.8)$$

В області високих частот вираз (5.3) і (5.4) коректуються шляхом заміни коефіцієнта $h_{21\beta}(\beta)$ на модуль його комплексної форми запису

$$h_{21\beta}(\omega) = \frac{h_{21\beta 0}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{cp}}\right)^2}},$$

де $h_{21\beta 0}$ – значення даного параметра в області низьких і середніх частот, для яких воно постійне. Таким чином, на високих частотах частотні властивості всього підсилювача визначаються частотними властивостями тільки самого транзистора.

На низьких частотах коефіцієнт передачі по напрузі має вигляд

$$K(\omega) = \frac{h_{21\beta} R_k R_n R_\beta}{(R_k + R_n + X_{C_2})(R_\beta + h_{11\beta} + (h_{21\beta} + 1)R_\beta \parallel X_{C_1} + R_\beta \parallel (h_{11\beta} + (h_{21\beta} + 1)R_\beta \parallel X_{C_2}))}$$

Його аналіз показує, що $\omega \rightarrow 0 \Rightarrow K(\omega) \rightarrow 0$.

Аналогічною залежністю характеризується на низьких частотах і K_i .

Аналіз рис. 5.5 показує, що на змінному сигналі нахил лінії навантаження визначається опором $R_k \parallel R_n$, тобто мають місце дві лінії навантаження: статична (на постійному сигналі) і динамічна (для змінного сигналу), яка проходить через точку спокою \mathbf{O} (рис. 5.7).

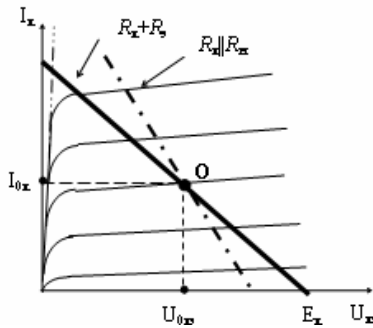


Рис. 5.7.

RC-підсилювач на польовому транзисторі, включеному по схемі з СС, (рис. 5.8) доповнюється розділовою ємністю тільки на виході, оскільки постійна складова струму на вході відсутня.

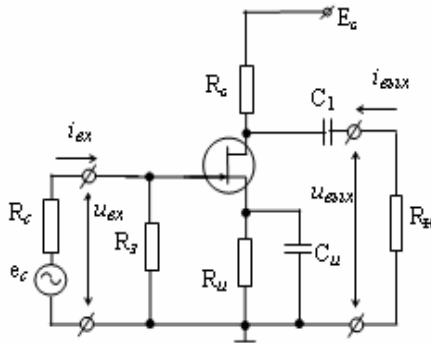


Рис. 5.8.

Еквівалентна схема даного підсилювача в області середніх частот представлена на рис. 5.9. З неї виходить, що

$$K = S * R_c \parallel R_n ; \quad (5.9)$$

$$K_i = \frac{SR_u R_c}{R_n + R_c} . \quad (5.10)$$

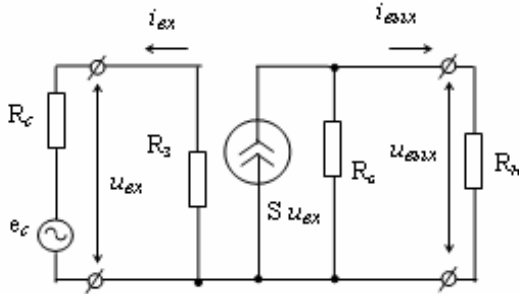


Рис. 5.9.

Аналіз даного підсилювача нічим не відрізняється від аналізу аналогічного підсилювача на біполярному транзисторі.

Виконання лабораторної роботи

1. Перетворити схему, синтезовану в процесі виконання лабораторної роботи №5 на підставі таблиці. 5.1 (п. 8), в повну схему RC-підсилювача відповідно до рис. 5.3. Встановити наступні номінали нових елементів, що вводяться: $C_1=5\text{мкФ}$, $C_2=15\text{мкФ}$, $C_3=10\text{мкФ}$, $R_{\text{н}}=4\text{к}$, $R_c=1\text{к}$ (задається внутрішнім опором джерела). Встановити початкові значення синусоїдального сигналу $e_c=10\text{мВ}$ і $f_c=1000\text{Гц}$.

2. Активізувати схему в режимі перехідних процесів і визначити максимальне значення e_c , при якому передавальна характеристика підсилювача зберігає свою лінійність (ще відсутні зарізи вершин вихідного сигналу). Всі результати експериментів і розрахунків занести в таблиці. 5.1.

3. Повернутися до величини $e_c=10\text{мВ}$.

4. Визначити значення $u_{\text{вх}}$ і $u_{\text{ввых}}$ (величини змінних складових u і i визначаються їх амплітудними значеннями).

Таблиця 5.1

e_c	$u_{\text{вх}}$	$u_{\text{ввых}}$	K по (6.1)	K_c $R_c = 1\text{к}$	K_c $R_c = 4\text{к}$	$i_{\text{вх}}$	$i_{\text{ввых}}$	K_i по (6.2)

$R_{вх}$	$h_{11э}$	K по (6.4)	K_i по (6.5)	$i_{ввых}$ $R_n=8к$	$R_{ввых}$ по (6.8)	$f_{н.гр}$	$f_{в.гр}$	K на СЧ

5. Розрахувати по ним значення K і K_c .
6. Встановити значення $R_c = 4к$. Повторно зміряти $u_{ввых}$ і розрахувати K_c для даного значення внутрішнього опору. Повернутися до попереднього значення R_c .
7. Зміряти $i_{вх}$ і $i_{ввых}$. Розрахувати по ним K_i .
8. Розрахувати по зміряних значеннях $u_{вх}$ і $i_{вх}$ вхідний опір підсилювача $R_{вх}$ і визначити з нього по (5.6) вхідний опір транзистора $h_{11э}$.
9. Розрахувати по виразах (5.4) і (5.5) коефіцієнти передачі K і K_i .
10. Встановити значення $R_n = 8к$. Зміряти $i_{ввых}$. Розрахувати по (5.8) значення $R_{ввых}$ підсилювача (Даний параметр підсилювача можна визначити і через вираз (5.7) шляхом установки на виході генератора синусоїдального сигналу). Повернутися до $R_n = 4к$.
11. Зняти АЧХ підсилювача для K . Определіть $f_{н.гр}$, $f_{в.гр}$ і K в діапазоні середніх частот (СЧ) АЧХ (K_0 на рис. 5.1).
12. Усунути з схеми C_c і повторити зняття АЧХ. Повернути на місце C_c .
13. Зняти ФЧХ підсилювача.
14. Перетворити схему, синтезовану в процесі виконання лабораторної роботи №4 на підставі таблиці. 4.2, в повну схему РС-підсилювача відповідно до рис. 5.8. Встановити наступні номінали елементів, що вводяться: $R_c=0к$, $C_1=15мкФ$, $C_{и}=20мкФ$, $R_3=2к$, $R_n=2к$. Встановити початкове значення $e_c=100мВ$.
15. Активізувати схему і визначити максимальне значення e_c , при якому передавальна характеристика підсилювача зберігає свою лінійність. Всі результати експериментів і розрахунків заносити в таблиці. 5.2. Встановити $e_c=50мВ$.
16. Визначити значення $u_{вх}$ і $u_{ввых}$.
17. Розрахувати по ним експериментальне значення K по формулі (5.1).
18. Розрахувати значення по вираженню (5.9).

Таблиця 5.2

e_c	$u_{вх}$ $R_3=2к$	$u_{ввых}$ $R_3=2к$	K $R_3=2к$	K по (6.9)	$i_{вх}$ $R_3=2к$	$i_{ввых}$ $R_3=2к$	K_i $R_3=2к$	K_i по (6.10)
$R_{вх}$ $R_3=2к$	$i_{вх}$ $R_3=6к$	$i_{ввых}$ $R_3=6к$	K_i $R_3=6к$	K_i по (6.10)	$R_{вх}$ $R_3=6к$	$i_{ввых}$ $R_H=4к$	$R_{ввых}$	$f_{н.зр}$ п. 24
$f_{в.зр}$ п. 24	$f_{н.зр}$ п. 25	$f_{в.зр}$ п. 25	K на СЧ					

19. Зміряти $i_{вх}$ і $i_{ввых}$. Розрахувати по ним експериментальне значення K_i відповідно до виразу (5.2).

20. Розрахувати значення K_i відповідно до виразу (6.10).

21. Розрахувати по зміряних значеннях $u_{вх}$ і $i_{вх}$ вхідний опір $R_{вх}$.

22. Встановити $R_3 = 6к$. Повторити пп. 19-21. Повернутися до попереднього значення R_3 .

23. Встановити $R_H = 4к$. Зміряти $i_{ввых}$. Розрахувати по вираженню (6.8) $R_{ввых}$ підсилювача.

24. Зняти АЧХ підсилювача.

25. Збільшити в два рази всі номінали ємностей підсилювача і повторити попередній пункт.

26. Визначити $f_{н.зр}$ і $f_{в.зр}$ для кожної АЧХ.

27. Визначити по АЧХ K на СЧ.

28. Зняти ФЧХ підсилювача.

Зміст звіту

1. Схеми всіх досліджуваних електронних кіл.
2. Заповнені таблиці. 5.1 і 5.2.
3. Осцилограми вхідних і вихідних сигналів.
4. Графіки знятих ФЧХ і АЧХ з вказівкою $f_{н.зр}$ і $f_{в.зр}$.

5. Для кожної схеми підсилювача креслення статичної і динамічної ліній навантаження з вказівкою масштабу і розташування робочої точки в режимі спокою.
6. Висновки по роботі.

Контрольні питання

1. Яке призначення елементів в RC-підсилювачі із СЕ?
2. Як впливає на роботу підсилювачів відключення конденсаторів C_c (C_H)?
3. Чим пояснюється завал АЧХ на низьких частотах?
4. Чи може підсилювач по схемі із СЕ підсилювати напругу?
5. Чи впливає R_H на K_i ?

Лабораторна робота № 6

Багатокаскадний підсилювач

Мета роботи: дослідження схемотехніки і характеристик багатокаскадних підсилювачів з RC-зв'язком.

Вступ

Часто для отримання необхідного коефіцієнта посилення простого підсилювача на одному транзисторі недостатньо. В цьому випадку використовуються багатокаскадні підсилювачі, що представляють собою послідовне з'єднання таких простих підсилювачів, які називаються каскадами. При розрахунку підсилювачів треба знати зв'язок між його показниками і параметрами кожного з каскадів. Узагальнена структура багатокаскадного підсилювача показана на рис. 6.1.

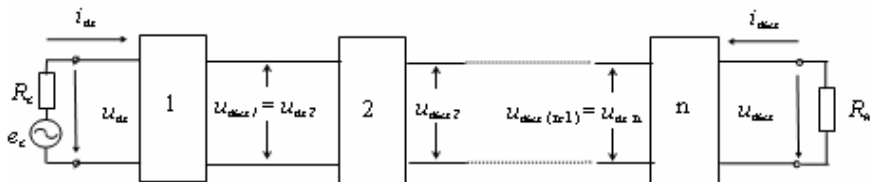


Рис. 6.1.

З рисунка видно, що вихідна напруга i -го каскаду є вхідною для i -го каскаду, те ж саме співвідношення виконується для струмів, а навантаження всіх каскадів, окрім останнього, є вхідний опір наступного каскаду, тобто

$$R_{n(i-1)} = R_{вх\ i}.$$

Коефіцієнт посилення багатокаскадного підсилювача в області середніх частот, яка зазвичай являється робочою, дорівнює:

$$K_{\Sigma} = \frac{u_{вхх}}{u_{ax}} = K_1 K_2 \cdots K_{n-1} K_n, \quad (6.1)$$

де $K_1 = \frac{u_{вхх1}}{u_{ax}}$; $K_i = \frac{u_{вххi}}{u_{ax_i}}$. Якщо підсилювач реалізований на RC-

каскадах по схемі із СЕ, то коефіцієнт посилення по напрузі кожного каскаду визначається виразом (5.1), введеним в лабораторній роботі № 5. Використання однотипних каскадів дозволяє, розрахувавши коефіцієнт посилення по напрузі K одного каскаду, визначити необхідне

число каскадів для отримання заданого коефіцієнта K_Σ всього підсилювача.

Аналогічним чином визначаються для багатокаскадного підсилювача коефіцієнти посилення по струму і по потужності.

При невеликому числі каскадів з погрішністю порядку 11% можна вважати, що нижня гранична частота всього підсилювача $f_{н\ гр\ \Sigma}$ і нижня гранична частота одного каскаду $f_{н\ гр}$ зв'язані співвідношенням

$$f_{н\ гр\ \Sigma} = f_{н\ гр} \sqrt{n}, \quad (6.2)$$

де n – кількість каскадів.

Аналогічно, для верхніх граничних частот приблизно можна вважати, що виконується співвідношення

$$f_{в\ гр\ \Sigma} = \frac{f_{в\ гр}}{\sqrt{n}}. \quad (6.3)$$

З даних співвідношень виходить, що смуга пропускання у багатокаскадного підсилювача значно вужча за смугу пропускання одного каскаду.

Комплексна форма запису коефіцієнта передачі (5.3) показує, що фазовий зсув всього багатокаскадного підсилювача визначається як

$$\varphi_\Sigma = \varphi_1 + \varphi_2 + \dots + \varphi_{n-1} + \varphi_n. \quad (6.4)$$

Виконання лабораторної роботи

1. Для каскаду, синтезованого на початку лабораторної роботи №6, встановити R_n рівним R_{ex} каскаду.
2. Встановити частоту вхідного сигналу 1 кГц. Активізувати схему в режимі перехідних процесів. Зняти АЧХ коефіцієнтів передачі по напрузі і струму каскаду. По ним визначити значення для одиночного каскаду K_I і K_{I1} на СЧ. Результати занести в таблиці. 6.1. По АЧХ для K_I визначити граничні частоти $f_{н\ гр1}$ і $f_{в\ гр1}$ одиночного каскаду.
3. Зняти ФЧХ каскаду і визначити по ній фазовий зсув на частотах 100Гц і 10кГц.
4. З'єднати послідовно два попередні RC-каскада (див. рис. 6.1). Значення проміжної ємності еквівалентне послідовному включенню ємностей C_1 і C_2 (див. рис. 5.3).
5. Встановити максимальну амплітуду джерела вхідного сигналу e_c , при якій ще відсутні спотворення форми вихідного сигналу.

6. Зняти АЧХ коефіцієнтів передачі по напрузі і струму всього підсилювача і по ним визначити на СЧ необхідні коефіцієнти передачі.
7. Розрахувати дані коефіцієнти для всього підсилювача через коефіцієнти одиночного каскаду.
8. Визначити по АЧХ $f_{н\text{ гр}}$, $f_{в\text{ гр}\Sigma}$ всього підсилювача.
9. Розрахувати $f_{н\text{ гр}\Sigma}$ і $f_{в\text{ гр}\Sigma}$ відповідно до виразів (6.2) і (6.3) на основі граничних частот одиночного каскаду. Визначити погрішність розрахунку $f_{н\text{ гр}\Sigma}$ і $f_{в\text{ гр}\Sigma}$

Таблиця 6.1

K_1 на СЧ	K_{1l} на СЧ	$f_{н\text{ гр}1}$	$f_{в\text{ гр}1}$	K_{Σ} на СЧ	$K_{\Sigma l}$ на СЧ	$f_{н\text{ гр}\Sigma}$ по АЧХ
$f_{в\text{ гр}\Sigma}$ по АЧХ	K_{Σ} по (8.1)	K_{Σ} по (8.1)	$f_{н\text{ гр}\Sigma}$ по (8.2)		$f_{в\text{ гр}\Sigma}$ по (8.3)	$\Delta f_{н\text{ гр}\Sigma}$
$\Delta f_{в\text{ гр}\Sigma}$	e_c	100 Гц		10 кГц		
		φ_1	φ_{Σ}	φ_1	φ_{Σ}	

10. Зняти ФЧХ всього підсилювача.
11. По ФЧХ визначити фазові зсуви підсилювача на частотах 100Гц і 10кГц.

Зміст звіту

1. Схема експерименту.
2. Всі зафіксовані осцилограми.
3. Отримані в результаті досліджень АЧХ і ФЧХ.
4. Заповнена таблиця. 6.1.
5. Висновки по роботі.

Контрольні питання

1. Які види зв'язку каскадів використовуються в багатокаскадному підсилювачі?
2. Чи можливе використання різних видів зв'язку в одному багатокаскадному підсилювачі?

3. Як зв'язані фазові зсуви окремих каскадів і фазовий зсув всього багатокаскадного підсилювача?
4. Чому діапазон робочих частот всього багатокаскадного підсилювача менше діапазону робочих частот одного каскаду?
5. Як виглядає вираз (6.1) в логарифмічній шкалі?

Лабораторна робота № 7

Зворотний зв'язок в підсилювачах

Мета роботи: вивчення класифікації видів зворотного зв'язку, дослідження впливу зворотного зв'язку на параметри підсилювача.

Вступ

Зворотним зв'язком (стосовно підсилювачів) називають передачу частки потужності з виходу підсилювача або проміжного каскаду на вхід підсилювача. Структурна схема підсилювача із зворотним зв'язком (ЗЗ) представлена на рис. 7.1.

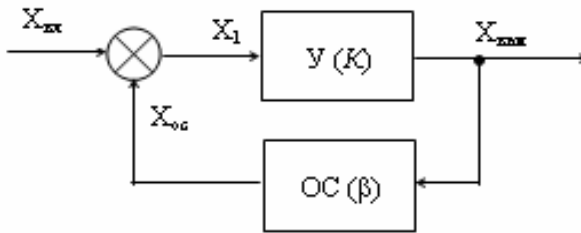


Рис. 7.1.

Вхідним сигналом $X_{\text{вх}}$ є напруга $u_{\text{вх}}$ або струм $i_{\text{вх}}$, аналогічно $X_{\text{вих}}$: $u_{\text{вих}}$ або $i_{\text{вих}}$. На вході власне підсилювача відбувається складання або віднімання сигналів $X_1 = X_{\text{вх}} \pm X_{\text{ос}}$. Оскільки сигнал зворотного зв'язку $X_{\text{ос}}$ теж є напругою $u_{\text{ос}}$ або струм $i_{\text{ос}}$, то

$$u_1 = u_{\text{вх}} \pm u_{\text{ос}};$$

$$i_1 = i_{\text{вх}} \pm i_{\text{ос}}.$$

Якщо $X_1 = X_{\text{вх}} - X_{\text{ос}}$, то має місце негативний ЗЗ (НЗЗ), інакше ЗЗ є позитивним (ПЗЗ).

Зв'язок, що охоплює тільки один каскад ЗЗ називається місцевим, а весь багатокаскадний підсилювач – загальним.

За способом зняття $u_{\text{ос}}$ з виходу підсилювача розрізняють:

- ЗЗ по напрузі (див. рис. 7.2);
- ЗЗ по струму (див. рис. 7.3);
- комбінований ЗЗ (див. рис. 7.4).

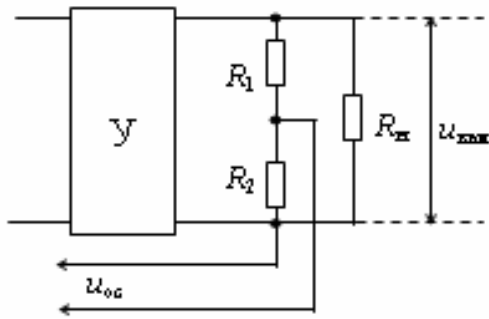


Рис. 7.2.

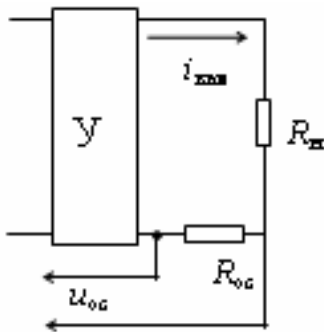


Рис. 7.3.

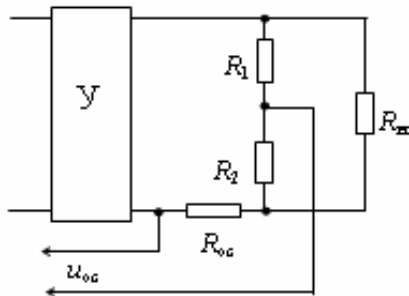


Рис. 7.4.

У першому випадку u_{oc} пропорційно $u_{внн}$, в другому - $i_{внн}$, в третьому – як вихідній напрузі, так і струму.

За способом подачі u_{oc} на вхід розрізняють:

- послідовний ЗЗ, при якому складаються (віднімаються) $u_{вх}$ і u_{oc} (рис. 7.5), тобто $u_{вх} \pm u_{oc}$;
- паралельний ЗЗ, коли складаються (віднімаються) $i_{вх}$ і i_{oc} (рис. 7.6), тобто $i_{вх} \pm i_{oc}$;
- змішаний ЗЗ, при якому складаються (віднімаються) як напруга, так і струми (рис. 7.7).

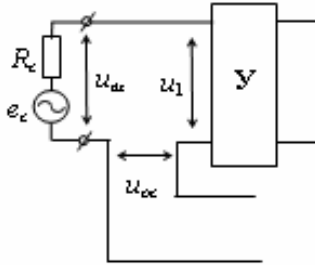


Рис. 7.5.

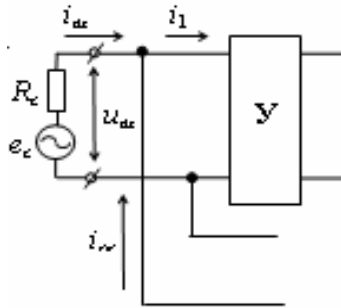


Рис. 7.6.

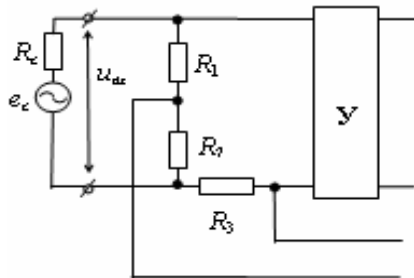


Рис. 7.7.

Кількісно ступінь передачі $X_{\text{вих}}$ на вхід оцінюється коефіцієнтом зворотного зв'язку $\beta = u_{\text{ос}}/u_{\text{вих}}$ ($\beta_i = i_{\text{ос}}/i_{\text{вих}}$, $\beta_p = p_{\text{ос}}/p_{\text{вих}}$). Введення ЗЗ в підсилювач робить вплив практично на всі його параметри.

Коефіцієнт передачі по напрузі K

Для послідовного ЗЗ по напрузі коефіцієнт передачі по напрузі підсилювача з ЗЗ

$$K_{\text{ос}} = u_{\text{вих}}/u_{\text{вх}};$$

$$u_1 = u_{\text{вх}} \pm u_{\text{ос}};$$

$$u_{\text{ос}} = \beta u_{\text{вих}};$$

$$u_{\text{вих}} = K u_1.$$

$$\text{Тоді } K_{\text{ос}} = K u_1 / u_{\text{вх}} = K u_1 / (u_1 + u_{\text{ос}}) = K u_1 / (u_1 + \beta u_{\text{вих}}) = \frac{K}{1 \mp \beta K}$$

Добуток K називається петлевым посиленням, а $1 + \beta K$ – глибиною ЗЗ.

$$\text{При ПЗЗ } u_1 = u_{\text{вх}} + u_{\text{ос}} \text{ и } K_{\text{ос}} = \frac{K}{1 - \beta K} \dots$$

При $\beta K < 1$ $K_{\text{ос}} > K$, тобто ПЗЗ збільшує коефіцієнт передачі. Якщо $\beta K \approx 1$, то $K_{\text{ос}} \rightarrow \infty$, тобто підсилювач втрачає стійкість і переходить в режим самозбудження.

При НЗЗ $u_1 = u_{\text{вх}} - u_{\text{ос}}$ і

$$K_{\text{ос}} = \frac{K}{1 + \beta K}, \quad (7.1)$$

тобто відбувається зменшення загального коефіцієнта передачі всієї схеми. Проте саме НЗЗ зазвичай використовується в підсилювальних схемах по причинах, які розглянуті нижче.

Якщо $\beta K \gg 1$, то $K_{\text{ос}} \approx \frac{1}{\beta}$, тобто визначається тільки параметрами кола ЗЗ, що у багатьох випадках є позитивним фактором.

Коефіцієнт нестабільності

Зміни коефіцієнта K обумовлені впливом дестабілізуючих факторів (старінням елементів, флуктуацією напруги живлення і тому подібне). Відносна зміна даного параметра оцінюється коефіцієнтом $\varkappa = \Delta K / K$, де ΔK – абсолютна зміна коефіцієнта передачі.

За наявності ЗЗ $\mathfrak{K}_{oc} = \frac{\Delta K_{oc}}{K_{oc}}$. Зміну ΔK_{oc} можна представити

як $\Delta K_{oc} = (K_{oc} + \Delta K_{oc}) - K_{oc}$. Тоді для НЗЗ

$$K_{oc} + \Delta K_{oc} = \frac{K + \Delta K}{1 + \beta(K + \Delta K)}. \text{ Звідси}$$

$$\Delta K_{oc} = \frac{K + \Delta K}{1 + \beta(K + \Delta K)} - \frac{K}{1 + \beta K} = \frac{K + \Delta K + K^2\beta + \Delta K\beta K - K - \beta K^2 - \Delta K\beta K}{(1 + \beta K)(1 + \beta(K + \Delta K))} = \frac{\Delta K}{(1 + \beta K)(1 + \beta(K + \Delta K))}.$$

Якщо $\Delta K \ll K$, то $\Delta K_{oc} \approx \frac{\Delta K}{(1 + \beta K)^2}$, тоді

$$\mathfrak{K}_{oc} = \frac{\Delta K}{K} \frac{1}{1 + \beta K} = \mathfrak{K} \frac{1}{1 + \beta K}, \quad (9.2)$$

тобто НЗЗ зменшує коефіцієнт нестабільності в $1 + \beta K$ разів.

Фазовий зсув

Оскільки підсилювач містить частотно-залежні елементи (транзистори, ємності, індуктивності), то, в загальному вигляді, всі його коефіцієнти передачі повинні представлятися як комплексні величини, тобто

$K(j\omega) = Ke^{j\varphi_1}$, де φ_1 – фазовий зсув, що вноситься підсилювачем без ЗЗ.

$\beta(j\omega) = \beta e^{j\varphi_2}$, де φ_2 – фазовий зсув, що вноситься колом ЗЗ. Тоді для глибокої НЗЗ

$$\Delta K_{oc}(j\omega) = \frac{Ke^{j\varphi_1}}{1 + Ke^{j\varphi_1}\beta e^{j\varphi_2}} \approx \frac{e^{-j\varphi_2}}{\beta}, \text{ тобто фазовий зсув всієї схеми}$$

визначається фазовим зсувом тільки кола ЗЗ. Якщо ЗЗ жорсткий (не містить частотно-залежних елементів), то $\varphi_2 = 0$ і в підсилювачі зникають фазові спотворення незалежно від його схемотехніки.

Вхідний опір

Без ЗЗ $R_{B\kappa} = u_{B\kappa}/i_{B\kappa} = u_1/i_{B\kappa}$, оскільки $u_{B\kappa} = u_1$.

При послідовному ЗЗ (див. рис. 7.5) $R_{B\kappa oc} = u_{B\kappa}/i_{B\kappa} = (u_1 \pm u_{oc})/i_{B\kappa}$. Оскільки $u_{oc} = K\beta u_1$, то $R_{B\kappa oc} = u_1(1 \pm \beta K)/i_{B\kappa} = R_{B\kappa}(1 \pm \beta K)$. Тоді при послідовному НЗЗ

$$R_{B\kappa oc} = R_{B\kappa}(1 + \beta K), \quad (7.3)$$

тобто збільшується в $(1+\beta K)$, а при послідовному ПЗЗ в стільки ж раз зменшується.

Вихідний опір

Для визначення даного параметра вхід підсилювача закорачується, а на виході замість навантаження підключається джерело змінного сигналу u_c (рис. 7.8). Тоді за відсутності ЗЗ $R_{\text{ВВХ}} = u_c / i_{\text{ВВХ}}$. За наявності НЗЗ по напрузі (рис. 7.2)

$$u_1 = u_{\text{ВХ}} - K\beta u_c = 0 - K\beta u_{\text{ВВХ}}$$

Тому у вихідному колі величина струму визначатиметься двома джерелами $u_c + K\beta u_c = u_c (1+K\beta)$, що приведе до його збільшення в $(1+K\beta)$ раз. Оскільки величина сигналу джерела u_c залишилася колишньою, таке збільшення струму можна пояснити за рахунок зменшення опору в колі в $(1+K\beta)$ раз, тобто

$$R_{\text{ВВХ ОС}} = R_{\text{ВВХ}} / (1+K\beta). \quad (7.4)$$

Відповідно, при ПЗЗ вихідний опір в стільки ж раз збільшиться.

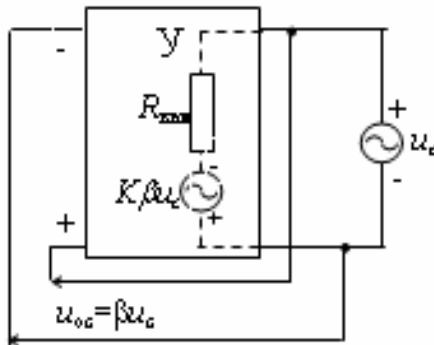


Рис. 7.8.

Нелінійні спотворення

НЗЗ дозволяє зменшити нелінійні спотворення в підсилювачі, які обумовлені нелінійністю вхідний ВАХ транзистора і приводять до появи на вході і виході гармонік вищого порядку. За наявності НЗЗ величина сигналу таких гармонік на вході підсилювача визначиться як $u_{Г-}\beta u_{Г \text{ ВВХ}}$. На виході $u_{Г \text{ ВВХ}} = K(u_{Г-}\beta u_{Г \text{ ВВХ}})$. Тоді

$$u_{Г \text{ ВВХ}} (1+\beta K) = K u_{Г-}$$

тобто

$$u_{\text{г.вых}} = \frac{u_{\text{г}} K}{1 + \beta K}.$$

З виразу видно, що тепер гармоніка посилюється не в K , а тільки в $K/(1+\beta K)$ разів.

Наявність НЗЗ приводить також до розширення смуги робочих частот підсилювача.

Реальні схеми підсилювачів із ЗЗ відрізняються великим різноманіттям. На рис. 7.9 представлена схема RC-підсилювача на польовому транзисторі, яка досліджувалася в лабораторній роботі №5 (див. рис.5.8).

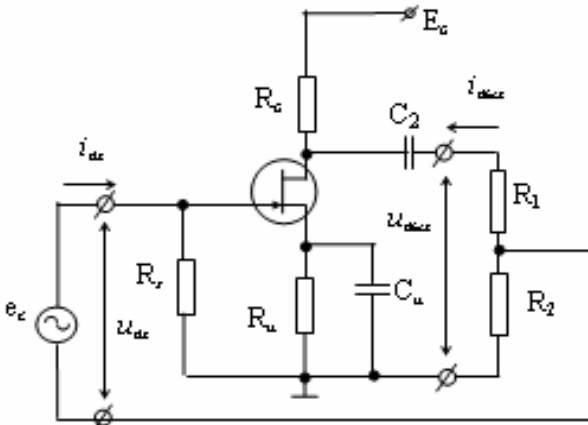


Рис. 7.9.

У даній схемі напруга ЗЗ створюється резисторним дільником $R_1+R_2=R_n$. Тому $\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$. Недоліком схеми є відсутність загальної

точки між джерелом вхідного сигналу і навантаженням.

У схемі, представлений на рис. 5.3, ЗЗ виявляється тільки на постійному струмі. Усунення з схеми C_c створює ЗЗ і для підсилюваного сигналу. При цьому

$$\beta = \frac{u_{R_2}}{u_{\text{вх}}} = \frac{i_3 R_2}{h_{21э} i_б R_k \parallel R_n} = \frac{(h_{21э} + 1) i_б R_2}{h_{21э} i_б R_k \parallel R_n} = \frac{(h_{21э} + 1) R_2}{h_{21э} R_k \parallel R_n} \approx \frac{R_2}{R_k \parallel R_n}.$$

Як наголошувалося раніше, зворотним зв'язком можуть охоплюватися і багатокаскадні підсилювачі. При цьому часто підсилювач розраховується на коефіцієнт посилення, який набагато більше потрі-

бною, а потім за допомогою НЗЗ К зменшується до необхідного значення, але підвищується його стабільність.

На рис. 7.10 представлена схема двохкаскадного *RC-підсилювача*, який досліджувався в попередній лабораторній роботі, але тепер в нього введена загальний ЗЗ за допомогою резистора R_5 , що сполучає вихід всього підсилювача з емітером першого каскаду. Оскільки шунтуючий конденсатор C_{e1} відсутній, то в схемі існує також і локальний ЗЗ, що охоплює тільки перший каскад.

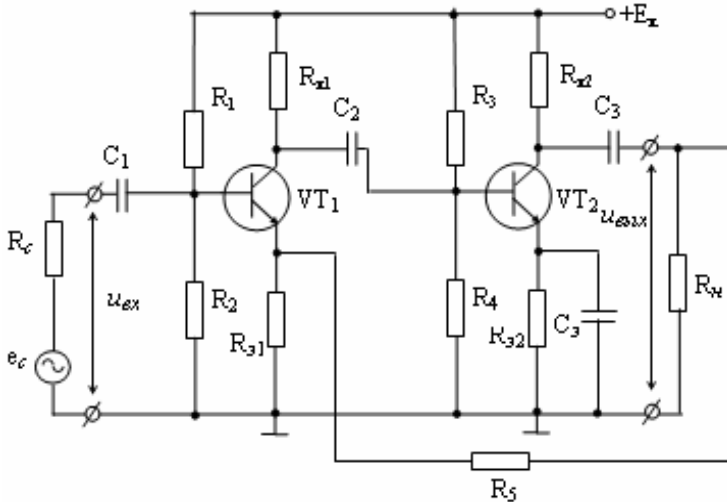


Рис. 7.10.

У даній схемі коефіцієнт посилення по напрузі другого каскаду K_2 визначається по виразу (5.2), але для першого каскаду

$$\frac{h_{21\beta 1} R_{\kappa 1} R_{\text{вх} 2}}{h_{11\beta 1} + (1 + h_{21\beta 1}) R_{\beta 1}}. \quad \text{Коефіцієнт передачі загального ЗЗ}$$

$$\beta = \frac{u_{R_{\beta 1}}}{u_{\text{вх}}} = \frac{R_{\beta 1}}{R_{\beta 1} + R_5}.$$

Виконання лабораторної роботи

1. Перетворити початкову схему *RC-підсилювача* на польовому транзисторі, синтезовану в лабораторній роботі № 6, в схему із ЗЗ (див. рис. 7.9). Встановити $R_1=0.2\text{к}$, $R_2=1.8\text{к}$.

2. Перенести в таблицю 7.1 з таблиці. 5.2 необхідні параметрів підсилювача, знайдені в процесі виконання лабораторної роботи № 5.

Таблиця 7.1

Без ОС										
e_c	$K_{R_3=2к}$	$K_{\text{на СЧ}}$	$K_i_{R_3=2к}$	$R_{вх_{R_3=2к}}$	$f_{н,гр}$ п. 24	$f_{в,гр}$ п. 24				
С ОС										
e_c	β	$K_{ос}$ на СЧ	$K_{ос}$ по (9.1)	$i_{вх}$	$i_{вих}$	$K_i_{ос}$	$R_{вх_{ос}}$	$R_{вх_{ос}}$ по (9.3)	$f_{н,гр}$	$f_{в,гр}$

3. Визначити коефіцієнт β і глибину зворотного зв'язку $1+\beta K$ підсилювача (у розрахунку використовувати K для СЧ).

4. Встановити для джерела вхідного сигналу $K_c=0$ і частоту 1кГц. Активізувати схему і визначити максимальне значення e_c , при якому передавальна характеристика підсилювача зберігає свою лінійність. Всі результати експериментів і розрахунків заносити в таблиці. 7.1.

5. Встановити $e_c=100$ мВ. Зняти АЧХ підсилювача із ЗЗ.

6. Визначити по АЧХ $K_{зз}$ на СЧ.

7. Розрахувати $K_{зз}$ по (7.1)

8. Визначити по АЧХ $f_{н гр}, f_{в гр}$ для підсилювача, охопленого НЗЗ.

9. Зміряти $i_{вх}$ і $i_{вих}$. Розрахувати по ним $K_i_{ос}$.

10. Визначити по вхідному струму і напрузі (при $R_c=0$ $u_{вх}=e_c$) $R_{вх_{ос}}$. Також розрахувати $R_{вх_{ос}}$ по виразу (7.3).

11. Перенести в таблицю 7.2 з таблиці. 5.1 необхідні параметри для РС-підсилювача на біполярному транзисторі.

12. Встановити для даного підсилювача $R_n=8к$. По АЧХ підсилювача визначити нове значення на СЧ, розрахувати K і коефіцієнт нестабільності \mathcal{K} .

Таблиця 7.2

Без 33										
e_c	K на СЧ	K_i	$R_{вх}$	$h_{11э}$	$R_{вых}$	$f_{н·гр}$	$f_{с·гр}$	K на СЧ ($R_H=8к$)	ΔK	\aleph
Із 33										
β	e_c	$K_{ос}$ на СЧ	$K_{ос}$ по (9.1)	$u_{вх}$	$i_{вх}$	$u_{вых}$	$i_{вых}$	$K_{i ос}$	$R_{вх ос}$	$R_{вых ос}$ по (9.3)
$R_{вых ос}$		$R_{вых ос}$ по (9.4)	$K_{ос}$ на СЧ ($R_H=8к$)	$\Delta K_{ос}$		$\aleph_{ос}$	$\aleph_{ос}$ по (9.2)		f_n · p	$f_{с·гр}$

13. Модифікувати схему РС-підсилювача, представлену на рис. 6.3, шляхом видалення конденсатора C_c .

14. Визначити для даної схеми коефіцієнт передачі кола 33 β . Всі результати експериментів і розрахунків заносити в таблиці. 7.2

15. Активізувати підсилювач в режимі перехідних процесів і визначити максимальне значення e_c , при якому передавальна характеристика підсилювача зберігає свою лінійність.

16. Зменшити в два рази амплітуду вхідного сигналу. Зняти АЧХ підсилювача із 33. Визначити по ній K_{ic} на СЧ.

17. Розрахувати K_{ic} по виразу (7.1).

18. Визначити β . Розрахувати по ним $K_{i ос}$, $R_{вх ос}$ и $R_{вых ос}$.

19. Розрахувати $R_{вх ос}$ по виразу (7.3) і $R_{вых ос}$ по виразу (7.4).

20. Встановити $R_H=8к$. Визначити нове значення $K_{ос}$ на СЧ, $\Delta K_{ос}$ и $\aleph_{ос}$. Розрахувати $\aleph_{ос}$ по виразу (7.2).

21. Зняти АЧХ і ФЧХ підсилювача. Визначити по АЧХ $f_{н гр}$, $f_{с гр}$.

22. Занести в таблицю 7.3 необхідні експериментальні параметри двохкаскадного підсилювача, дослідженого в лабораторній роботі № 6.

Таблиця 7.3

Без 33					
K_{Σ} на СЧ	$K_{i\Sigma}$ на СЧ	$f_{н·гр \Sigma}$ по АЧХ	$f_{в.гр \Sigma}$ по АЧХ	φ_{Σ} (100 Гц)	φ_{Σ} (10 кГц)
Із 33					

β	$K_{\Sigma_{oc}}$ на СЧ	$K_{I\Sigma_{oc}}$ на СЧ	$f_{н\cdot гр}$ Σ_{oc}	$f_{в\cdot гр}$ Σ_{oc}	$\Phi_{\Sigma_{oc}}$ (100 Гц)	$\Phi_{\Sigma_{oc}}$ (10 кГц)

23. Модифікувати схему підсилювача відповідно до рис. 7.10 шляхом видалення конденсатора C_e і встановлення резистора 33 номіналом 0.5к.

24. Визначити для даної схеми коефіцієнт β загального 33. Всі результати розрахунків і вимірів заносити в таблиці. 7.3.

25. Зняти АЧХ підсилювача для коефіцієнтів передачі по струму і напрузі. Визначити по ним $K_{\Sigma_{oc}}$, $K_{I\Sigma_{oc}}$, $f_{н\cdot гр \Sigma_{oc}}$ и $f_{в\cdot гр \Sigma_{oc}}$.

26. Зняти ФЧХ підсилювача. Визначити по ній $\Phi_{\Sigma_{oc}}$ на частотах 100 Гц і 10 кГц.

27. Визначити тип 33 по входу і виходу для кожного підсилювача.

Зміст звіту

1. Схеми експериментів.
2. Заповнені таблиці.
3. Графіки АЧХ і ФЧХ всіх підсилювачів без 33 та із 33.
4. Висновки по роботі.

Контрольні питання

1. Який 33 зводить до нуля фазові спотворення в підсилювачі?
2. Як співвідноситься коефіцієнт передачі кола 33 β з 1?
3. Які існують механізми створення в підсилювачі 33?
4. Як зміняться коефіцієнти посилення двохкаскадного підсилювача із 33 при збільшенні опору R_5 в два рази?
5. Як зміниться смуга пропускання двохкаскадного підсилювача при видаленні з схеми ємності C_e другого каскаду?

Список умовних скорочень

АЧХ - амплітудно-частотна характеристика.
БТ - біполярний транзистор.
ВАХ - вольт-амперна характеристика.
ДТЛ - діодно-транзисторна логіка.
З - затвор.
В- витік.
ДВЕ - джерело вторинного електроживлення.
ДОН - джерело опорної напруги.
КОСС - коефіцієнт ослаблення синфазного сигналу.
ЛЕ - логічний елемент.
МДП - метал-діелектрик-напівпровідник.
МОН - метал-окисел-напівпровідник.
БЕТ - багатоємітерний транзистор.
НДУ - несиметричний диференціальний підсилювач.
СБ - спільна база.
СВ - спільний витік.
СК - спільний колектор.
НЗЗ - негативний зворотний зв'язок.
ЗЗ - зворотний зв'язок.
ОП - операційний підсилювач.
СЕ - спільний емітер.
ПГП - програмований генератор прямокутних імпульсів.
ПЗЗ - позитивний зворотний зв'язок.
ППСП - програмний пакет проектування схемотехніки.
ПТ - польовий транзистор.
РЕ - регулюючий елемент.
С - стік.
СДП - симетричний диференціальний підсилювач.
СТ - складений транзистор.
ППЕ - порівнюючий і підсилювальний елемент.
СЧ - середні частоти.
ТКН - температурний коефіцієнт напруги.
ТТЛ - транзисторно-транзисторна логіка.
ППС - підсилювач постійного струму.
ФЧХ - фазо-частотная характеристика.

Список літератури

1. Кардашев Г.А. Виртуальная электроника. Компьютерное моделирование аналоговых устройств / Г.А. Кардашев. - М.: Горячая линия-телеком, 2002. - 260 с.
2. Высоцкий Л.Г. Электроника (Э): методические указания по использованию пакета электронного моделирования MicroCap 6 в лабораторном практикуме по курсу Э для направления 552200 – Информатика и вычислительная техника / Л.Г. Высоцкий. - Калининград: КГТУ, 1999. - 26 с.
3. Гринфилд Дж. Транзисторы и линейные ИС: руководство по анализу и расчету / Дж. Гринфилд. - М.: Мир, 1992. - 560 с.
4. Гусев В.Г. Электроника: учеб. пособие для приборостроит. спец. вузов. - 2-е изд., перераб. и доп. / В.Г. Гусев, Ю.М. Гусев. - М.: Высш. шк. 1991 - 622 с.
5. Ерофеев Ю.Н. Импульсные устройства: учеб. пособие для вузов по спец. "Радио-техника". - 3-е изд., перераб. и доп / Ю.Н. Ерофеев. - М.: Высш. шк., 1989. - 527 с.
6. Войшвилло Г. В. Современная техника усиления сигналов / Г. В. Войшвилло. - М.: Сов. радио, 1978. - 104 с.
7. Виноградов Ю.В. Основы электронной и полупроводниковой техники: учебник для студентов высш. техн. учебн. заведений. Изд. 2-е., доп. / Ю.В. Виноградов. - М.: Энергия, 1972. - 536 с.
8. Овечкин Ю.А. Полупроводниковые приборы: учеб. для радиотехн. спец. техникумов. - 3-е изд., перераб. и доп. / Ю.А. Овечкин. - М.: Высш. шк., 1986. - 303 с.
9. Основы радиоэлектроники: Учеб. пособие/ Ю. И. Волощенко, Ю. Ю. Мартюшев, И. Н. Никитина и др.; под ред. Г. Д. Петрухина. - М.: Изд-во МАИ, 1993. - 416 с.
10. Быстров Ю.А. Электронные цепи и устройства: учеб. пособие для электротехн. и энерг. вузов. / Ю.А. Быстров, И.Г. Мироненко. - М.: Высш. шк., 1989. - 287 с.
11. Зангер Г. Электронные системы: Теория и применение / Г. Зангер. - М.: Мир, 1980. - 391 с.
12. Полупроводниковые приборы: учебник для вузов. - 3-е изд., перераб. и доп. /В.В. Пасынков, Л.К. Чиркин, А.Д. Шинков и др. - М.: Высш. шк., 1981. - 431 с.
13. Токхейм Р. Основы цифровой электроники: Пер. с англ. / Р. Токхейм.- М.: Мир, 1988. - 392 с.

14. Угрюмов Е.П. Проектирование элементов и узлов ЭВМ: учеб. пособие для спец. ЭВМ вузов. / Е.П. Угрюмов. - М.: Высш. шк., 1987. - 318 с.
15. Алексеев А.Г. Операционные усилители и их применение / А.Г. Алексеев, Г.В. Войшвилло. - М.: Радио и связь, 1989. - 120 с.
16. Горбачёв Г.Н. Промышленная электроника: учебник для вузов/ Г.Н. Горбачёв, Е.Е. Чаплыгин; под ред. В.А. Лабунцова. - М.: Энергоатомиздат, 1988. - 320 с.
17. Сентурия С. Электронные схемы и их применение / С. Сентурия, Б. Уэдлок. - М.: Мир, 1977. - 560 с
18. Калабеков Б.А. Цифровые устройства и микропроцессорные системы / Б.А. Калабеков, И.А. Мамзелев. - М.: Радио и связь, 1987. - 400 с.
19. Браммер Ю.А. Импульсные и цифровые устройства / Ю.А. Браммер, И.Н. Пашук. - М.: Высш. шк., 1999. - 351 с.
20. Микроэлектронные схемы цифровых устройств/И.Н. Букреев, В.И. Горячев, Б.М. Мансуров. - М.: Радио и связь, 1990. - 416 с.
21. Сизых Г.Н. Электропитание радиоустройств / Г.Н. Сизых, А.Б. Петров. - М., Связь, 1976. - 192 с.
22. Карлашук В.И. Электронная лаборатория на IBM PC. Программа Electronics Workbench и ее применение / Карлашук В.И. - М.: Солон-Р, 2000. - 506 с.