



Національний університет
водного господарства
та природокористування

Міністерство освіти і науки України
Національний університет водного господарства
та природокористування
Кафедра автоматизації, електротехнічних та комп'ютерно-
інтегрованих технологій

04-03-249

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ

до вивчення навчальної дисципліни

«Проектування пристройів автоматизації»
для здобувачів вищої освіти другого (магістерського) рівня за
спеціальністю 151 «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані
технології» денної та заочної форм навчання

Рекомендовано науково-методичною
комісією зі спеціальності 151
«Автоматизація та комп'ютерно-
інтегровані технології».
Протокол № 9 від 24.06.2019 р.

Рівне – 2019



Національний університет
водного господарства
та природокористування

Методичні вказівки до вивчення навчальної дисципліни «Проектування пристрійів автоматизації» для здобувачів вищої освіти другого (магістерського) рівня за спеціальністю 151 «Автоматизація та комп’ютерно-інтегровані технології» денної та заочної форм навчання / Рудик А. В. – Рівне: НУВГП, 2019. – 38 с.

Укладач: Рудик А. В., д.т.н., доцент, професор кафедри автоматизації, електротехнічних та комп’ютерно-інтегрованих технологій.

Відповідальний за випуск: Древецький В. В., д.т.н., професор, аcadемік ІАУ, завідувач кафедри автоматизації, електротехнічних та комп’ютерно-інтегрованих технологій.



Національний університет
водного господарства
та природокористування



ЗМІСТ

Вступ.....	4
1. Загальні рекомендації до виконання ІР.....	5
2. Завдання до ІР.....	5
3. Методичні поради до виконання завдання.....	6
4. Приклад виконання ІР.....	22
Перелік літератури.....	38



Національний університет
водного господарства
та природокористування



ВСТУП

Нині неможливо знайти жодної галузі промисловості, в якій не використовувалися б електронні пристлади або пристрой вимірювальної техніки, автоматики та обчислювальної техніки. При цьому тенденція розвитку така, що частка електронних інформаційних пристрой та пристрой автоматизації невпинно збільшується. Це є результатом розвитку інтегральної технології, застосування якої дозволило налагодити масовий випуск дешевих, високоякісних мікроелектронних функціональних вузлів різного призначення, які не потребують спеціального настроювання.

Промисловість випускає всі електронні функціональні вузли, які необхідні для створення пристрой вимірювальної та обчислювальної техніки, а також систем автоматизації: інтегральні електронні підсилювачі електричних сигналів; вимірювальні перетворювачі; комутатори; логічні елементи; помножувачі напруг; тригери; лічильники імпульсів; регістри; суматори тощо. На основі великих (BIC) та надвеликих (HBIC) інтегральних схем створені та випускаються мікропроцесори та мікропроцесорні комплекти, які є обчислювачами, виготовленими в одному корпусі.

У розвитку електроніки та пристладобудування протягом багатьох років залишається стабільним тільки одне – безперервна зміна елементної та схемотехнічної бази. В зв'язку з широким вибором інтегральних схем, параметри яких відомі з технічних умов, змінюються завдання, що стоять перед розробниками пристрой автоматизації. Якщо раніше значна частина часу витрачалась на розрахунки режимів окремих каскадів, визначення їх параметрів, вирішення питань термостабілізації та ін., то нині головна увага приділяється питанням вибору схем з'єднань та взаємного узгодження ІМС.

Ефективне використання інтегральних мікросхем, особливо аналогових, неможливе без знання принципу їх дії та основних параметрів, а також теорії електричних та електронних кіл.

В процесі вивчення дисципліни “Проектування пристройів автоматизації” студенти будуть вивчати схемотехніку, конструктивні особливості та методи розрахунку первинних вимірювальних перетворювачів, електронних підсилювачів на біполярних транзисторах та інтегральних мікросхемах, а також елементів цифрових систем управління. Такі електронні компоненти є складовими частинами систем автоматизованого управління технологічними процесами.



1. Загальні рекомендації до виконання ІР

Одним з результатів контролю знань при вивченні дисципліни є виконання студентами денної форми навчання індивідуальної роботи (ІР). Індивідуальна робота студента полягає в структурному проектування підсилювального пристрою на дискретних компонентах (транзисторах) та інтегральних мікросхемах.

Вихідні дані визначаються студентами самостійно відповідно до виданого викладачем номера варіantu.

Індивідуальну роботу студенти виконують в окремих учнівських зошитах або на листках паперу формату А4, охайно, відповідно до вимог ЄСКД. При розв'язуванні необхідно наводити короткі пояснення, а при використанні формул посилатися на відповідне літературне джерело. На титульній сторінці або обкладинці зошита вказуються назви дисципліни і кафедри, яка здійснює підготовку з даної дисципліни, прізвище та ініціали студента, а також номери залікової книжки і варіantu.

Індивідуальну роботу студент денної форми навчання здає викладачу не пізніше, ніж за два тижні до початку сесії. ІР, виконана без зауважень, зберігається у викладача, а виконана із зауваженнями – в тижневий термін повертається студенту на доопрацювання.

Під час захисту ІР студент має пояснити хід розв'язування задач.

2. Завдання до ІР

Розрахувати параметри структурної схеми підсилювача на транзисторах та інтегральних мікросхемах (ІМС), якщо:

- пристрій виконується в стаціональному варіанті, живлення відбувається від електричної мережі змінного струму;
- в якості підсилювальних елементів даного пристрою використовувати транзистори, інтегральні мікросхеми або їх комбінаційне поєднання;
- номінальна потужність (або напруга), яку необхідно забезпечити на виході підсилювача, не має бути меншою $P_{\text{вих}}$, Вт (або $U_{\text{вих}}$, В) на опорі навантаження R_h , Ω при коефіцієнті нелінійних спотворень менше K_h , $\%$ в заданій смузі робочих частот;
- номінальна вхідна напруга $U_{\text{вх}}$, В при вихідному опорі джерела сигналу $R_{\text{дж}}$, Ω ;



– значення коефіцієнта частотних спотворень на нижній частоті робочого діапазону f_H , $|G_L|$ не більше M_H , $|B_L|$ а на верхній частоті f_B , $|G_H|$ не більше M_B , $|B_H|$;

– мінімальний сигнал на вході підсилювача має перевищувати напругу шумів не менше ніж на v , $|B_L|$;

– пристрій має бути оснащений плавним (або дискретним) регулятором підсилення з глибиною регулювання не менше N_1 , $|B_H|$ (для дискретного регулятора підсилення також задається крок регулювання), а також регулятором форми АЧХ, який забезпечує підйом та завал N_2 , $|B_L|$.

Вихідні дані до індивідуальної роботи представлені в таблиці 1.

3. Методичні поради до виконання завдання

Метою розрахунку структурної схеми підсилювача є:

- розрахунок кількості каскадів пристрою та обґрунтування вибору підсилювальних елементів для кожного каскаду;
- вибір схеми та режиму роботи кожного каскаду;
- розподіл частотних та нелінійних спотворень за каскадами пристрою.

В процесі розрахунку отримують структурну або функціональну схему пристрою і додаткові дані, необхідні для повного розрахунку кожного каскаду схеми електричної принципової.

Результатом повного розрахунку є принципова електрична схема та значення номіналів елементів.

В пристроях на біполярних транзисторах внаслідок споживання вхідним колом кожного каскаду значної потужності від джерела сигналу розрахунок структурної схеми проводиться з використанням коефіцієнтів підсилення каскадів за потужністю.

Розрахунок структурної схеми пристрою науні полярних транзисторах зручніше проводити з використанням коефіцієнта підсилення каскаду за напругою. В цьому випадку враховуються всі фактори, які здатні змінювати коефіцієнти підсилення каскадів за напругою (наприклад, дія від'ємного зворотного зв'язку, послаблення сигналу між каскадами за рахунок дії регуляторів підсилення та форми АЧХ та ін.).

Розрахунок структурної схеми підсилювача проведемо у такому порядку.

Таблиця 1. Вихідні дані до виконання індивідуальної роботи

№ з/п	P _{вих} , (U _{вих})	R _H , Ом	K _{НС} , %	U _{вх} , мВ	R _{дж} , Ом	f _h , кГц	f _B , кГц	M _H , дБ	M _B , дБ	v, дБ	N ₁ , дБ	N ₂ , дБ
1	4 В	75	2	100	500	10	1000	1	2	60	60/20	-
2	20 В	50; 600	1.5	100	500	0.02	200	2	2	60	40	-
3	10 В	600	1.2	10	100	200	20000	1.4	1.6	60	60	±12
4	40 В	200	2.5	4.3	135	60	108	2	2.5	70	40/10	±12
5	60 Вт	4	2	50	100	0.06	12	2	3	60	30	±15
6	15 Вт	8	1.5	1000	1000	0.05	13	1.5	2	70	30	±15
7	10 Вт	4	1.5	50	100	0.018	24	1.5	1.3	70	60	±10
8	4 Вт	4	1	200	1000	0.03	15	1.5	2	60	30	±14
9	40 мкВт	10000	2	1.2	250	0.06	13	3	3	70	30	±15
10	40 Вт	4	1.5	1	200	0.03	13	2	2.5	70	30	±16
11	3 Вт	4	2.5	50	200	0.08	12	2	2.5	60	40	±15
12	2 Вт	8	1.6	250	500	0.04	15	1.5	2	70	30	±15
13	30 В	600	2	100	100	0.1	6	2.5	2	70	26	±12
14	0.15 Вт	70	3	30	10000	0.02	20	3	3	66	40	±15
15	20 В	50	2.5	4.3	135	60	108	2	2.5	70	40/10	±12
16	1.5 В	300; 600	0.2	1.5	3200	0.015	300	1.2	1.3	60	60	±20
17	5 Вт	4	1.5	250	500	0.03	12	2	2	60	30	±12
18	2 Вт	4	3	2	600	0.3	4.5	3	3	60	40	-
19	15 В	50; 75; 300	1.5	100	500	0.02	500	3	3	70	60/15	-
20	15 В	50	2	50	100	0.1	6.3	2	2.5	70	20	-

Продовження таблиці 1. Вихідні дані до виконання індивідуальної роботи

№ з/п	P _{вих} , (U _{вих})	R _H , Ом	K _{НС} , %	U _{вх} , мВ	R _{дж} , Ом	f _h , кГц	f _B , кГц	M _H , дБ	M _B , дБ	v, дБ	N ₁ , дБ	N ₂ , дБ
21	60 Вт	4	2	50	100	0.06	12	2	3	60	30	±15
22	4 Вт	4	2	1750	1000	0.04	15	3	3	60	30	±20
23	10 Вт	4	1.2	200	1000	0.02	20	1.4	1.4	60	55	±20
24	1.2 Вт	75	1.5	300	2500	0.05	8500	1.5	1.5	50	20	±20
25	5 Вт	8	1.5	40	500	0.03	12	1	2	60	40	±12
26	30 В	3000	2	300	5000	0.025	8000	2	3	60	30	-
27	4 Вт	4	1.5	1	200	0.04	13	2	2	70	40	±20
28	30 Вт	8	2	30	1000	0.04	13	2	3	60	30	±16
29	10 Вт	4	2	775	500	0.04	12	2	3	70	40	±15
30	6 Вт	8	2	40	1000	0.06	15	3	3	60	40	±15
31	50 Вт	8	2.5	3	200	0.06	10	2.5	2.5	70	40	±15
32	37.5 В	3000	1.5	300	5000	0.05	8000	2	2.4	50	56	±20
33	10 Вт	8	2	20	1000	0.04	10	2	2	70	40	±15
34	25 Вт	6	1.6	12	125	0.035	22	1.8	1.6	65	32	±16
35	4 Вт	4	1	40	500	0.03	15	1.5	2	70	30	±12
36	35 Вт	12	1.4	33	200	0.025	17	1.6	2.3	64	26	±18
37	5 Вт	4	2.5	1	250	0.3	3.4	2	2	60	40	±12
38	33 В	15	2.2	2.5	330	0.022	16	1.5	2.3	68	32	±14
39	22 Вт	8	1.6	5	125	0.025	25	1.7	1.5	62	38	±22
40	45 В	4	2.4	25	40	0.033	17	2	2.4	72	36	±17
41	50 Вт	50	15	4.3	135	60	108	2.5	3	70	40/10	±10

Продовження таблиці 1. Вихідні дані до виконання індивідуальної роботи

№ з/п	P _{вих} , (U _{вих})	R _H , Ом	K _{НС} , %	U _{вх} , мВ	R _{дж} , Ом	f _h , кГц	f _B , кГц	M _H , дБ	M _B , дБ	v, дБ	N ₁ , дБ	N ₂ , дБ
42	8 Вт	4	2	1.25	150	0.06	14	2	1.5	70	32	±15
43	18 В	24	1.3	2.5	200	0.05	18	1.3	1.8	65	28	±16
44	25 Вт	30	1.8	6	250	0.045	24	1.8	2.4	64	36	±14
45	55 Вт	8	1.6	10	75	0.033	18	1.9	2.2	70	36	±22
46	40 В	75	2	4.3	135	312	552	3	2	70	40/10	-
47	20 Вт	8	2	40	1000	0.04	10	2	3	60	40	±15
48	10 В	4	1.3	2	400	0.1	50	1.2	1.8	64	32	±12
49	30 Вт	8	2	3	200	0.05	12	2	3	60	40	±15
50	4 Вт	4	2	1.25	150	0.08	12	3	2	70	26	±20
51	12 В	10	1.3	2	100	0.04	20	1.8	3	62	28	±12
52	17 Вт	12	1.4	6	200	0.05	30	1.9	2.8	64	30	±14
53	22 В	14	1.5	10	300	0.06	40	2	2.7	66	32	±16
54	27 Вт	16	1.6	14	350	0.1	50	2.1	2.6	68	34	±18
55	32 В	18	1.7	18	400	0.12	60	2.2	2.5	70	36	±20
56	37 Вт	20	1.8	22	450	0.025	70	2.3	2.4	72	38	±13
57	42 В	22	1.9	27	550	0.03	80	2.4	2.3	68	40	±15
58	47 Вт	24	2	32	600	0.035	90	2.5	2.6	66	42	±17
59	52 В	26	2.1	37	650	0.045	100	2.6	2.7	64	44	±19
60	57 Вт	28	2.2	45	700	0.055	120	2.7	2.8	62	46	±22



1. Вибір схеми каскадів кінцевого підсилення (ККП)

Вибір схеми ККП зумовлений кількома факторами:

- вихідна потужність;
- значення частотних та нелінійних спотворень;
- особливості експлуатації (стационарний, переносний).

Вихідна потужність пристрою не визначає однозначно тип схеми ККП. Однак для одержання коливальної потужності на виході, більшої 50 мВт, слід використовувати двотактну схему ККП.

Важливе значення також має схема ввімкнення транзистора (транзисторів) ККП. В схемі з спільним емітером забезпечується максимальний коефіцієнт підсилення потужності, однак нелінійні спотворення (K_H) мають значення порядку (4...6)%.

В схемі з спільною базою внаслідок дії від'ємного зворотного зв'язку, паралельного за струмом, лінійність вихідних характеристик краща, тому коефіцієнт нелінійних спотворень K_H зменшується і лежить в діапазоні (2...4)%. Однак коефіцієнт підсилення потужності такого каскаду також зменшується.

В схемі з спільним колектором коефіцієнт нелінійних спотворень має мінімальне значення (1...3)%, однак коефіцієнт підсилення потужності менший, ніж в схемі з спільним емітером.

Тому, покладаючись на задану в завданні величину коефіцієнта нелінійних спотворень K_H , необхідно вибрати потрібну схему ввімкнення транзистора (транзисторів) ККП з таким розрахунком, щоб

$$K_{H.\text{схеми}} \leq K_{H.\text{задане}}.$$

При значних вимогах до коефіцієнта нелінійних спотворень необхідно використовувати від'ємний зворотний зв'язок (ВЗЗ), коли

$$K_{H.\beta} = \frac{K_H}{A} = \frac{K_H}{1 + \beta \cdot K},$$

де $A = 1 + \beta \cdot K$ – коефіцієнт або глибина зворотного зв'язку, який вибирається в межах $A=1.5\dots5$.

Частотні спотворення M_H та M_B визначаються схемою каскаду та типом транзистора.

В області високих частот до частотних спотворень, зумовлених елементами схеми, додаються частотні спотворення, що вносяться транзистором (порядку 0.2...3 дБ). Тому при заданих частотних спотвореннях $M \leq 2 \text{ дБ}$ обов'язково застосовується ВЗЗ. Тоді:



$$M_\beta = \frac{M-1}{A} + 1.$$

При великих значеннях коливальних потужностей слід використовувати схеми без трансформаторних підсилювачів потужності з додатковою симетрією плечей, в яких транзистори кінцевого каскаду однакового типу та провідності. Транзистори в безтрансформаторних каскадах ввімкнені за схемою з спільним колектором, що розширяє їх частотний діапазон.

Вибір інших схем ККП можна здійснити на підставі [9, 12].

2. Визначення корисної потужності, що забезпечується транзистором ККП

В безтрансформаторних двотактних ККП коливальна потужність транзистора одного плеча дорівнює:

$$P_{\sim T, nl} = \frac{P_{VIX}}{2},$$

де P_{VIX} – вихідна потужність пристрою.

Для однотактного трансформаторного каскаду:

$$P_{\sim T} = \frac{P_{VIX}}{\eta_{mp}},$$

для одного плеча двотактного трансформаторного каскаду:

$$P_{\sim T, nl} = \frac{P_{VIX}}{2\eta_{mp}},$$

де η_{mp} – коефіцієнт корисної дії трансформатора.

Орієнтовні значення ККД трансформаторів наведені в таблиці 2.

Таблиця 2. Орієнтовні значення ККД трансформаторів

Потужність трансформатора, Вт	ККД трансформатора
До 1	0.7...0.8
1...10	0.75...0.85
10...100	0.84...0.93

3. Вибір типу транзисторів ККП

3.1. Вибір транзистора (транзисторів) ККП здійснюється на основі попереднього визначення потужності втрат P_K , максимальної напруги на переході колектор-емітер, максимального колекторного струму, а також врахування частотних можливостей транзистора.



$$P_K = P_{\text{~T.p.}} \cdot \frac{1-\eta}{\eta} \leq P_{K.\text{max.don}},$$

де η – коефіцієнт корисної дії ККП; $P_{K.\text{max.don}}$ – максимально допустима потужність втрат вибраного транзистора;

Орієнтовні значення коефіцієнта корисної дії ККП залежить від класу режиму його роботи:

- для режиму класу А – 20...25%;
- для режиму класу АВ – 40...50%;
- для режиму класу В – 50...60%.

Для забезпечення необхідної вихідної потужності живлення двотактного безтрансформаторного каскаду повинно здійснюватися напругою E_K :

$$E_K = 2 \cdot \sqrt{2 P_{\text{VIX}} \cdot R_H + U_{\text{зal}}},$$

в свою чергу

$$E_K \leq 0.7 \div 0.8 \cdot U_{K.\text{don}},$$

де $U_{\text{зal}}$ – залишкова напруга, яка визначається за сімейством вихідних характеристик транзистора ККП; $U_{K.\text{don}}$ – максимально допустима напруга між відповідними електродами транзистора.

При невиконанні зазначененої умови транзистор необхідно замінити на інший з більш високою напругою $U_{K.\text{don}}$.

Максимальне значення колекторного струму буде дорівнювати сумі струмів:

$$I_{K.m} + I_{K.0} \leq I_{K.\text{max.don}},$$

де $I_{K.m} = \frac{2 P_{\text{VIX}}}{E_K - U_{\text{зal}}}$ – амплітуда імпульсу колекторного струму;

$$I_{K.0} = 0.05 \div 0.15 \cdot I_{K.m} \quad \text{струм в робочій точці}; \quad I_{K.\text{max.don}} \quad \text{максимально допустимий струм колектора}.$$

Амплітуда струму вхідного кола ККП, що дозволяє визначити положення робочої точки транзистора на його вхідній характеристиці, а також забезпечує вибір транзисторів каскадів попереднього підсилення за струмом, відповідно дорівнює:



– для схеми з спільним емітером

$$I_{Bm} = \frac{I_{Km}}{h_{21E.min}};$$

– для схеми з спільною базою

$$I_{Em} = \frac{I_{Km}}{h_{21B.min}};$$

– для схеми з спільним колектором

$$I_{Bm} = \frac{I_{Em}}{1 + h_{21E.min}}.$$

Передкінцевий каскад повинен мати максимальне значення колекторного струму, що у 2...3 рази більше за максимальний базовий струм кінцевого каскаду.

3.2. Частотні властивості біполярного транзистора у різних схемах включення прийнято характеризувати граничними частотами, значення яких не мають перевищувати верхню граничну частоту активного елементу:

– для схеми з спільним емітером

$$f_B \leq f_{h_{21.E}};$$

– для схеми з спільною базою

$$f_B \leq f_{h_{21.B}};$$

– для схеми з спільним колектором

$$f_B \leq f_{Y_{21.E}} \leftarrow (+ S_0 R_{H.екв} \rightarrow)$$

де $f_{h_{21.E}}$ та $f_{h_{21.B}}$ – граничні частоти коефіцієнта передачі струму транзистора, включенного відповідно за схемами з спільним емітером та спільною базою; $f_{Y_{21.E}}$ – гранична частота транзистора за крутізною в схемі з спільним емітером; S_0 – крутізна транзистора в робочій точці; $R_{H.екв}$ – еквівалентний опір навантаження підсилювального каскаду.

Значення $f_{h_{21.E}}$ та $f_{h_{21.B}}$ для більшості транзисторів наведено в довідниковій літературі [10].

Значення параметрів $f_{Y_{21.E}}$ та S_0 можна розрахувати за такими співвідношеннями:



$$f_{Y_{21.E}} = \frac{f_{h_{21.E}}}{r'_B S_0},$$

де r'_B – об’ємний опір бази.

Наведені в довідниках значення граничних частот, наприклад, f_{ep} – гранична частота коефіцієнта передачі струму транзистора, включенного за схемою з спільним емітером, на якій модуль коефіцієнта передачі струму дорівнює 1 (визначається добутком наведеної в довіднику частоти на величину модуля $h_{21.E}$ на цій частоті), або $f_{e.max}$ – максимальна частота генерації транзистора, яка може бути перерахована у необхідні значення за співвідношеннями:

$$f_{h_{21.B}} = m \cdot f_{ep};$$

$$f_{h_{21.B}} = f_{e.max} \cdot \sqrt{30 \cdot r'_B C_K},$$

де $m = 1.6$ – для дрейфових дифузійних транзисторів; C_K – ємність колекторного переходу транзистора; $\tau_K = r'_B C_K$ – стала часу транзистора, що також є довідниковою величиною.

Інші корисні співвідношення для розрахунку частот можна отримати з [12].

Оскільки відомо, що $f_{h_{21.B}} = f_{h_{21.E}} + h_{21E,min}$, легко знайти будь-яке значення граничної частоти біполярного транзистора для будь-якої схеми включення.

Значення крутизни біполярного транзистора в робочій точці S_0 можна визначити з його вихідних $I_K = f(U_{KE})$ та вхідних $I_B = f(U_{BE})$ характеристик, оскільки $S_0 = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{BE}}$.

За вихідними характеристиками транзистора при номінальному значенні напруги на колекторі визначають величину ΔI_K та ΔI_B , а тоді за вхідними характеристиками ΔU_{BE} .

Для вибору транзисторів конкретного типу можна використовувати дані [10] та інших довідників. Доцільно використовувати транзистори як вітчизняного, так і закордонного виробництва.



4. Визначення загального коефіцієнта підсилення пристрою за потужністю K_P

Для визначення величини K_P використовується співвідношення

$$K_{P.\text{заг}} = 10 \lg \frac{P_{\text{вих}} a_1 a_2 a_3}{P_{\text{джер}}}, \quad (1)$$

де $P_{\text{ВИХ}}$ – вихідна коливальна потужність, яку забезпечує пристрій; $P_{\text{джер}} = \frac{U_{\text{вх}}^2}{2R_{\text{вих.джер}}}$ – потужність джерела вхідного сигналу;

$U_{\text{вх}}$ – амплітуда вихідної напруги джерела сигналу; $R_{\text{вих.джер}}$ – номінальний вихідний опір джерела сигналу; a_1, a_2, a_3 – поправочні коефіцієнти.

Дані параметрів джерел сигналу отримують з завдання.

При роботі від декількох джерел сигналу розрахунок коефіцієнта підсилення потужності K_P слід вести за джерелом з мінімальною потужністю.

При наявності в підсилювачі ВЗ3, регулятора форми АЧХ та інших факторів, які зменшують коефіцієнт підсилення, у співвідношенні (1) використовують коефіцієнти a_1, a_2, a_3 .

При введенні ВЗ3 з глибиною $A = 1 + \beta K$ і за умови, що коло зворотного зв'язку не охоплює весь пристрій, коефіцієнт $a_1 = A^2$.

Коефіцієнт a_2 враховує вплив регуляторів форми АЧХ (тембр):

– якщо регулятор форми АЧХ забезпечує лише “завал”, то затухання сигналу N_{PT} не враховується (оскільки розрахунок структурної схеми ведеться на середніх частотах);

– якщо регулятор форми АЧХ забезпечує як “завал”, так і “підйом” частотної характеристики, то затухання сигналу можна розрахувати, користуючись співвідношенням:

$$N_{PT} = N_{+} + \frac{\epsilon}{3} \cdot \Delta B$$

де N_{+} – необхідний “підйом” частотної характеристики у відповідності з завданням.

Наявність затухання N_{PT} потребує додаткового підсилення по-



тужності, тому загальний коефіцієнт підсилення має бути збільшений в N_{PT} разів. За умови забезпечення “завалу” та “підйому” АЧХ регулятором тембрю величина $a_2 = N_{PT}$.

Якщо в підсилювачі необхідно є корекція частотної характеристики, то слід враховувати запас підсилення $a_3 \approx 20 \text{ dB}$.

5. Визначення кількості каскадів підсилення

Кількість каскадів підсилення визначається виходячи із загального коефіцієнта підсилення потужності $K_{P.zag}$

$$K_{P.zag} \text{ ГБ} = K_{P1} \text{ ГБ} + K_{P2} \text{ ГБ} + \dots + K_{Pn} \text{ ГБ} + K_{P.KKK} \text{ ГБ},$$

де $K_{P1}, K_{P2}, K_{Pn}, K_{P.KKK}$ – коефіцієнти підсилення потужності відповідно 1-го, 2-го, n-го каскадів попереднього підсилення та ККП.

Для резистивного каскаду підсилення:

– з спільним емітером

$$K_{P.CE} \text{ ГБ} \approx 10 \lg 0.3 h_{21E.min}^2; \quad (2)$$

– з спільним колектором

$$K_{P.CK} \text{ ГБ} \approx 10 \lg 0.7 h_{21E.min}; \quad (3)$$

– з спільною базою

$$K_{P.CB} \text{ ГБ} \approx 10 \lg 0.5 h_{21E.min}, \quad (4)$$

де $h_{21E.min}$ – мінімальне значення статичного коефіцієнта передачі струму транзистора, включенного за схемою з спільним емітером.

При застосуванні уніполярних транзисторів коефіцієнт підсилення потужності можна розрахувати за таким співвідношенням:

$$K_{P.UY} \text{ ГБ} \approx 10 \lg K_U^2 \frac{R_{ex}}{R_{vix}}. \quad (5)$$

Для уніполярного транзистора з спільним витоком величина K_U може бути розрахована за співвідношенням

$$K_U = SR_\Sigma,$$

де R_Σ – опір навантаження змінному струму, вибирається в залежності від входного опору наступного каскаду, при низькоомному вході наступного каскаду (наприклад, схема з спільним емітером)



R_{Σ} не більше (200...500) Ом, при високоомному вході (наприклад, схема емітерного повторювача або інший каскад на уніполярному транзисторі) – 2...5 кОм;

S – середнє значення крутизни уніполярного транзистора;

R_{ex} – вхідний опір каскаду на уніполярному транзисторі, вибирається в межах (200...500) кОм;

R_{vix} – вихідний опір, приблизно R_{Σ} .

Для каскаду на уніполярному транзисторі з спільним стоком (вітоковий повторювач)

$$K_U \approx 0.6 \div 0.8; \quad R_{ex} \approx 1 \div 1.5 \text{ МОм}; \quad R_{vix} \approx 1/S.$$

Визначений за першим співвідношенням в даному пункті загальний коефіцієнт підсилення потужності $K_{P,zag}$ не має перевищувати розрахункове значення K_P , розраховане за співвідношенням (1), на (15...20)%.

Коефіцієнт підсилення потужності трансформаторного ККП визначається типом біполярного транзистора, схемою його включення, а також напругою живлення:

– з спільним емітером

$$K_{P,KKP.CE} \Phi_B = 10 \lg \frac{0.9 U_{KE}}{U_{ex.m.KKP}} h_{21E,min} \eta_{mp};$$

– з спільною базою

$$K_{P,KKP.CB} \Phi_B = 10 \lg \frac{0.9 U_{KB}}{U_{ex.m.KKP}} \eta_{mp};$$

– з спільним колектором

$$K_{P,KKP.CK} \Phi_B = 10 \lg 0.9 h_{21E,min} \eta_{mp},$$

де U_{KE} і U_{KB} – постійні напруги відповідно на переходах колектор-емітер та колектор-база, В; $U_{ex.m.KKP}$ – амплітуда напруги вхідного сигналу ККП для визначеного значення амплітуди вхідного струму (визначається за вхідною характеристикою транзистора).

Коефіцієнт підсилення потужності фазоінверсного каскаду з розділеним навантаженням:

$$K_{P,FIK} \Phi_B \approx 10 \lg h_{21E,min}. \quad (6)$$



Якщо в ККП використовуються транзистори великої або середньої потужності, стає економічно та конструктивно недоцільним застосування аналогічних транзисторів для каскадів попереднього підсилення. Можливість застосування малопотужних транзисторів в передкінцевому однотактному каскаді необхідно перевірити за величиною його максимальної потужності втрат на колекторі:

$$P_K = \frac{U_{ex.m.KKP} I_{ex.m}}{2} \leq P_{K.max.don}.$$

Необхідно також здійснити перевірку вибраних транзисторів за напругою, струмом та частотними властивостями згідно п.3.

Особливу увагу необхідно звернути на вибір схеми першого каскаду пристрою. При наявності високоомного джерела сигналу $R_{дж} \geq 8...10 \text{ k}\Omega$, а також у випадках, коли необхідно виключити вплив пристрою на джерело сигналу, в якості першого каскаду слід застосовувати емітерний повторювач. Оскільки вхідний опір емітерного повторювача залежить від його навантаження за змінним струмом $R_{ex.EP} \approx h_{21E} R_{H\sim}$, то при застосуванні наступного каскаду з низьким опором і при наявності високоомного джерела сигналу з $R_{дж} \geq 30...50 \text{ k}\Omega$, бажано використовувати емітерний повторювач на складених транзисторах або каскад на уніполярному транзисторі, що виконаний за схемою з спільним витоком (при $R_{дж} \leq 1 M\Omega$), або з спільним стоком (при $R_{дж} \geq 1 M\Omega$).

6. Розрахунок співвідношення сигнал/шум

При проектуванні багатокаскадних пристрой розраховують напругу шуму лише першого каскаду. Рівень шуму першого каскаду визначає і мінімальний рівень вхідного сигналу при заданому відношенні сигнал/шум на вході. Як правило, для каскаду на біполлярному транзисторі розраховується мінімальна напруга на вході при

заданому відношенні сигнал/шум $\nu = \frac{U_{сигналу}}{U_{шуму}}$, яке визначає чутливість пристрою.

Мінімальна вхідна напруга в режимі узгодження каскаду з джерелом сигналу дорівнює:

$$U_{ex.min} = \frac{1}{8} \cdot \nu \cdot \sqrt{R_{ex} \Delta f K_u} \quad \mu\text{В};$$



де R_{ex} – еквівалентний опір вхідного кола пристрою (визначається як паралельне з'єднання опору джерела сигналу і вхідного опору вхідного каскаду), кОм; Δf – смуга робочих частот пристрою, кГц; K_{uu} – відносний коефіцієнт шуму біполярного транзистора першого каскаду (довідкова величина).

Для нормальної роботи пристрою необхідно, щоб напруга джерела сигналу U_{ex} була більше визначеної $U_{ex,min}$ $U_{ex} > U_{ex,min}$, в іншому випадку необхідно вибирати транзистор з меншим коефіцієнтом шуму.

Для вхідного каскаду на уніполярному транзисторі напруга шуму визначається двома основними складовими:

– напругою шуму, що зумовлена тепловими шумами в опорі вхідного кола, мкВ:

$$U_{u1} = \frac{1}{8} \cdot \sqrt{R \cdot \Delta f},$$

де R – опір в колі затвора транзистора, кОм; Δf – смуга робочих частот пристрою, кГц;

– напругою шуму, що зумовлена тепловими шумами в уніполярному транзисторі, мкВ:

$$U_{u2} = \frac{1}{8} \cdot \sqrt{R_{екв.uu} \cdot \Delta f},$$

де $R_{екв.uu}$ – шумовий опір струмопровідного каналу:

$$R_{екв.uu} = \frac{0.6 \div 0.75}{S}.$$

Загальна напруга шуму буде дорівнювати:

$$U_u = \sqrt{U_{u1}^2 + U_{u2}^2}.$$

Розрахована вхідна напруга U_{ex} має забезпечити необхідне співвідношення сигнал/шум v $v_B = 20 \lg \frac{U_{сигналу}}{U_{шуму}}$.

7. Розподіл частотних і нелінійних спотворень по каскадах

Розподіл частотних спотворень по каскадах виконується окремо для областей високих і низьких частот.

Частотні спотворення в області високих частот зумовлені декіль-



7.1. Частотні спотворення $M_{B.T}$, що визначаються впливом транзистора:

- для каскаду з спільним емітером

$$M_{B.T.CE} = \sqrt{1 + \left(\frac{f_B}{f_{Y21E}} \right)};$$

- для каскаду з спільною базою

$$M_{B.T.CB} = \sqrt{1 + \left(\frac{f_B}{f_{h21E}} \right)};$$

- для каскаду з спільним колектором

$$M_{B.T.CK} = \sqrt{1 + \left(\frac{f_B}{f_{Y21K}} \right)},$$

де f_B – верхня частота робочого діапазону пристрою; f_{Y21E} – гранична частота транзистора за крутизною в схемі з спільним емітером; f_{Y21K} – гранична частота транзистора за крутизною в схемі з спільним колектором.

При застосуванні уніпольярних транзисторів частотні спотворення від впливу транзисторів не розраховують.

7.2. Частотні спотворення $M_{B.CX}$, що вносяться елементами схеми каскаду:

- для резистивного каскаду з спільним емітером

$$M_{B.CX.CE} = 0.2 \div 0.3 \text{ } \textcircled{B}$$

- для емітерного повторювача

$$M_{B.CX.EP} = 0.1 \div 0.15 \text{ } \textcircled{B}$$

- для фазоінверсного каскаду з розділеним навантаженням

$$M_{B.CX.FIK} = 0.1 \div 0.15 \text{ } \textcircled{B}$$

- для трансформаторного каскаду

$$M_{B.CX.TK} = 0.4 \div 0.9 \text{ } \textcircled{B}$$

Загальні частотні спотворення в області високих частот визначаються як сума частотних спотворень окремих каскадів:

$$M_B \text{ } \textcircled{B} = M_{B.T} \text{ } \textcircled{B} + M_{B.CX} \text{ } \textcircled{B}$$



Якщо відомі кількість і тип каскадів, то можна визначити величину частотних спотворень всього пристрою:

$$M_B \text{ } \boxed{B} = M_{B1} \text{ } \boxed{B} + M_{B2} \text{ } \boxed{B} + \dots + M_{Bn} \text{ } \boxed{B} + M_{B,KKP} \text{ } \boxed{B}$$

Частотні спотворення на низьких частотах M_H зумовлені наявністю в каскаді кіл, що впливають на коефіцієнт підсилення в області низьких частот, і орієнтовно можуть бути визначені для кожного каскаду за таблицею 3.

Таблиця 3. Орієнтовні значення коефіцієнта частотних спотворень на низьких частотах

Тип підсилювального каскаду	M_H , дБ
Резистивний підсилювальний: – з спільним емітером (витоком) – з спільним колектором (стоком) – з спільною базою	0.8...1.2 0.2...0.3 1.0...1.5
Фазоінверсний каскад з розділеним навантаженням	0.3...0.4
Трансформаторний	1.5...2.5

Частотні спотворення пристрою M_H дорівнюють сумі частотних спотворень окремих каскадів:

$$M_H \text{ } \boxed{B} = M_{H1} \text{ } \boxed{B} + M_{H2} \text{ } \boxed{B} + \dots + M_{Hn} \text{ } \boxed{B} + M_{H,KKP} \text{ } \boxed{B}$$

Для визначеності кількості каскадів підсилювача необхідним є виконання умови:

$$\begin{aligned} M_H \text{ } \boxed{B} &\leq M_{H,TZ} \text{ } \boxed{B} \\ M_B \text{ } \boxed{B} &\leq M_{B,TZ} \text{ } \boxed{B} \end{aligned}$$

Якщо значення частотних спотворень перевищує задані в технічному завданні (ТЗ), то в пристрої потрібно застосувати від'ємний зворотний зв'язок (ВЗЗ), охопивши ним таку кількість каскадів, щоб загальне значення частотних спотворень з урахуванням каскадів, охоплених ВЗЗ, було меншим або дорівнювало заданим в ТЗ.

Основну частину нелінійних спотворень вносить ККП, на усі передні каскади виділяється приблизно (0.1...0.2)%.

При підвищених вимогах до нелінійних спотворень в пристрої необхідно вводити від'ємний зворотний зв'язок, охоплюючи ним ККП (див. п.1).



8. Розробка структурної схеми пристрою на IMC

Після розробки структурної схеми пристрою на дискретних елементах необхідно проаналізувати можливість виконання пристрою на інтегральних мікросхемах (IMC). З цією метою необхідно співставити параметри окремих каскадів або їх сукупності з параметрами, рекомендованими до застосування в пристроях даного призначення.

Вибір конкретних типів IMC доцільно здійснювати починаючи з вихідного каскаду, звертаючи увагу на можливість забезпечення необхідної вихідної потужності на заданому опорі навантаження, а також забезпечення необхідного рівня частотних та нелінійних спотворень.

Якщо підібрана IMC забезпечує вказані параметри, в електричному розрахунку потрібно здійснити розрахунок необхідних елементів, виходячи з попередньо отриманих вимог до цього каскаду. При застосуванні типової схеми включення IMC проводиться перевірочний розрахунок.

У вихідних потужніх каскадах рекомендується застосовувати мікросхеми серії K174 або закордонні аналоги, які здатні забезпечити широкий діапазон потужності при достатній якості відтворення сигналу.

В каскадах попереднього підсилення можуть бути застосовані спеціалізовані IMC або операційні підсилювачі загального користування, наприклад, KP140УД20А(Б), К157УД1, К157УД2, KP544УД1А(Б, В), K1401УД1, K1401УД2, 1407УД1 та ін.

Особливу увагу слід звернути на доведення можливості забезпечення необхідних параметрів, отриманих з розрахунку структурної схеми. Для цього мають бути використані графіки, таблиці та співвідношення, які дають можливість переконатися в доцільноті проведеного вибору. Без використання вказаних матеріалів вибір не є обґрунтованим.

4. Приклад виконання IP

Розрахувати параметри структурної схеми підсилювача на транзисторах та інтегральних мікросхемах (IMC), якщо:

- пристрій виконується в стаціонарному варіанті, живлення відбувається від електричної мережі змінного струму;
- в якості підсилювальних елементів даного пристрою викорис-



тovувати транзистори, інтегральні мікросхеми або їх комбінаційне поєднання;

– номінальна потужність, яку необхідно забезпечити на виході підсилювача, не має бути меншою $P_{\text{вих}} = 2.5 \text{ Вт}$, на опорі навантаження $R_h = 4 \Omega$ при коефіцієнті нелінійних спотворень не більше $K_{\text{HC}} = 1.8 \%$ в смузі робочих частот;

– в якості джерела використовується сигнал з цифроаналогового перетворювача (ЦАП) з $R_{\text{вих,дж}} = 1000 \Omega$. Вихідна напруга джерела сигналу $U_{\text{вих}} = 0.2 \text{ В}$;

– значення коефіцієнта частотних спотворень на нижній частоті робочого діапазону $f_H = 40 \text{ Гц}$ не більше $M_H = 1.6 \text{ ГБ}$, а на верхній частоті $f_B = 14 \text{ Гц}$ не більше $M_B = 1.8 \text{ ГБ}$;

– мінімальний сигнал на вході підсилювача має перевищувати напругу шумів не менше ніж на $V = 70 \text{ мВ}$;

– пристрій має бути оснащений плавним регулятором підсилення з глибиною регулювання не менше $N_1 = 50 \text{ ГБ}$, а також регулятором форми АЧХ, який забезпечує підйом і завал $N_2 = \pm 10 \text{ ГБ}$.

1. Вибір схеми підсилювача потужності

Дуже важливим параметром в наш час є коефіцієнт корисної дії схеми. Тому навіть для отримання такої малої потужності як $P_{\text{вих}} = 2 \text{ Вт}$ застосуємо двотактну схему підсилювача потужності (ПП), яка дозволяє зменшити потужність, споживану від джерела живлення. Оскільки опір навантаження підсилювача незмінний, застосовуємо безтрансформаторну схему ПП (рис. 1). Основною перевагою цієї схеми є відсутність узгоджувального трансформатора, що зменшує масу і габарити пристроя, при цьому без ускладнень реалізується достатньо широка смуга пропускання. Обираємо схему з додатковою симетрією плечей, тому що вона дозволяє застосовувати вихідні транзистори одного типу та провідності.

2. Визначення корисної потужності, що забезпечується транзистором кінцевого каскаду підсилення

Величина потужності, що віддається транзисторами одного плеча в безтрансформаторному підсилювачі, розраховується так:

$$P_{\text{T,пл.}} = P_{\text{вих}} / 2 \text{ [Вт]},$$

$$P_{\text{T,пл.}} = 2.5/2 = 1.25 \text{ (Вт)}.$$



3. Вибір типів транзисторів каскаду кінцевого підсилення

Тому що транзистори VT4, VT5 є потужними транзисторами одного типу провідності і являють собою схеми емітерних повторювачів, що працюють з відсіканням колекторного струму, близьким до 90°, тому вибирати ці транзистори необхідно лише для одного плеча, вважаючи їх ввімкненими за схемою „спільній колектор” (СК). Транзистор VT1, на якому зібраний каскад попереднього підсилення на транзисторі, включенному за схемою з ”спільним емітером” (СЕ), працює в режимі класу “А”.



Рис. 1. Структурна схема безтрансформаторного підсилювача потужності

Визначимо максимальну потужність втрат на транзисторах VT5 і VT6:

$$P_{K,\max} = P_{T,пл.}(1-\eta)/\eta \text{ [Вт]},$$

де η - коефіцієнт корисної дії схеми. Для роботи транзисторів в режимі класу “AB” $\eta = 40..50\%$, тобто:

$$P_{K,\max} = 1.25 \cdot (1 - 0.5) / 0.5 = 1.25 \text{ (Вт)}.$$

Для забезпечення необхідної вихідної потужності живлення двоактного безтрансформаторного каскаду має здійснюватися напругою E_K :

$$E_K = 2 \cdot \sqrt{2 P_{VIX} \cdot R_H} + U_{зал} = 2 \cdot \sqrt{2 \cdot 2.5 \cdot 4} + 0.6 = 10.14 \text{ В}$$

Таким чином, за результатами розрахунків вибираємо напругу живлення 12 В (найближче більше типове значення).

Допустима напруга переходу колектор-емітер транзистора:

$$U_{KE, доп} \geq \frac{E_K}{0.7 \div 0.8} = \frac{12}{0.75} = 16 \text{ В}$$

де $U_{зал}$ – залишкова напруга, яка визначається за сімейством вихі-



дних характеристик транзистора ККП (можна прийняти на рівні (0.4...0.8) В); $U_{KE,don}$ – максимально допустима напруга між відповідними електродами транзистора.

Допустимий струм колектора визначається як

$$I_{K,max,don} = I_{K,m} + I_{K,0} \text{ (A)},$$

де $I_{K,m}$ - амплітуда імпульсу колекторного струму;

$I_{K,0}$ - струм в робочій точці.

$$I_{K,m} = \frac{2P_{aux}}{\frac{E_k}{2} - U_{zal.}} \text{ (A)},$$

тоді

$$I_{K,m} = \frac{2 \cdot 2.5}{\frac{12}{2} - 0.6} = 0.926 \quad \text{4}$$

Знаходимо постійний струм колектора за формулою

$$I_{K,0} = (0.05 - 0.15)I_{K,m} \text{ (A)};$$

$$I_{K,0} = 0.1 \cdot 0.926 = 0.093 \quad \text{4}$$

$$I_{K,max} = 0.926 + 0.093 = 1.019 \quad \text{4}$$

За числовими даними для кінцевого каскаду підсилення вибираємо транзистор іноземного виробництва 2N1207 [www.nations.com], параметри якого наведені в таблиці 4. Даний транзистор має менші габарити у порівнянні з вітчизняними аналогами та меншу вартість, що відповідно зменшить габарити пристрою та його вартість в цілому.

Таблиця 4. Параметри транзистора 2N1207

Максимальна допустима потужність розсіювання	$P_{K,max,don}$	3 Вт
Максимальна допустима напруга колектор-емітер	$U_{KE \max \text{ доп}}$	45 В
Максимальний струм колектора	$I_K \max \text{ доп}$	1.5 А
Коефіцієнт передачі струму в схемі з СЕ	h_{21e}	10...20
Гранична частота	f_{gr}	3 МГц
Стала часу колекторного кола	τ_K	120 пс
Ємність колектора	C_k	60 пФ

Визначимо крутизу S_0 для даного транзистора за відомими па-



раметрами.

Для визначення скористаємося такими формулами:

$$S_o = \frac{h_{21B}}{h_{11B}} [\text{mA/B}],$$

де h_{21B} - коефіцієнт передачі струму у схемі СБ;

h_{11B} - вхідний опір транзистора у схемі з СБ.

$$h_{21B} = \frac{h_{21E}}{1 + h_{21E}},$$

де h_{21E} - коефіцієнт передачі струму у схемі з СЕ.

$$h_{11B} = r_E + r_B / h_{21E} (\text{Ом}),$$

де r_B - опір бази; r_E - опір емітера.

Опір емітера знаходимо за формулою

$$r_E = \frac{25.6 * h_{21E}}{I_K} (\text{Ом}),$$

де I_K - струм в робочій точці.

Опір бази знаходимо за виразом

$$r_B = \frac{\tau_K}{C_K} (\text{Ом}),$$

де τ_K - стала часу колекторного кола; C_K - ємність колектора.

Отже, маємо

$$S_o = \frac{\frac{h_{21E}}{1 + h_{21E}}}{\frac{25.6 * h_{21E}}{I_K} + \frac{\tau_K}{C_K h_{21E}}} (\text{mA/B}),$$

$$S_o = \frac{\frac{10}{10+1}}{\frac{25.6 \cdot 10}{93} + \frac{120}{60 \cdot 10}} \approx 308 \text{ mA/B}$$

Перевіримо транзистор за частотними властивостями

$$F_B \leq f_{Y21K},$$

де F_B - верхня робоча частота діапазону;

f_{Y21K} - частота в схемі ввімкнення з СК, яка знаходиться за фор-



$$f_{Y21K} = \frac{m \cdot f_{ep}}{r_B \cdot S_0} \cdot 1 + S_0 \cdot R_H \quad (\Gamma \text{ц}),$$

де R_H - опір навантаження транзистора;

$m = 1,6$ для дрейфових та дифузійних транзисторів;

f_{ep} - гранична частота транзистора.

$$f_{Y21K} = \frac{1.6 \cdot 3 \cdot 10^6}{2 \cdot 0.308} \cdot (1 + 0.308 \cdot 4) \approx 17.4 \text{ МГц}$$

Отже, умова $F_B \leq f_{Y21K}$ виконується, тобто транзистор за частотними параметрами підібраний вірно

4. Вибір типів транзисторів каскаду попереднього підсилення

Для того, щоб вибрати транзистори VT2 і VT3, визначимо коефіцієнт підсилення потужності каскаду на VT4, VT5. Тому що він зібаний за схемою „СК”, то його коефіцієнт передачі за потужністю (K_p) дорівнює

$$K_p = 0.7 * h_{21Emin},$$

де h_{21Emin} – мінімальний коефіцієнт передачі транзистора за струмом в схемі СЕ.

$$K_p = 0.7 * 10 = 7 \text{ (разів)} \text{ або } K_p = 8.5 \text{ дБ.}$$

Вхідна потужність транзистора каскаду кінцевого підсилення

$$P_{BX} = P_{VYKH.PLL} / K_p \text{ (Вт)}, \quad P_{BX} = 1.25 / 7 = 0.179 \text{ (Вт)}.$$

Оскільки VT2 та VT3 працюють з відсіканням колекторного струму, то максимальна потужність, розсіювана на колекторі кожного з них, буде визначатися

$$P_K = (1.2 \dots 1.5) * P_{BX} \text{ (Вт)},$$

де P_{BX} – вхідна потужність кінцевого каскаду.

$$P_K = 1.35 * 0.179 = 0.242 \text{ (Вт)}.$$

Амплітуда колекторного струму має перевищувати значення імпульсу базового струму VT4, VT5 приблизно у 2...3 рази:

$$I_{B,maxKK} = I_{K,maxKK} / h_{21Emin} \text{ (A)},$$

де $I_{K,maxKK}$ – максимальний струм колектора кінцевого каскаду; h_{21Emin} – мінімальний коефіцієнт передачі за струмом кінцевого каскаду.

$$I_{K,maxKPI} = 2 * I_{B,maxKK} = 2 * 1.019 / 10 = 0.2 \text{ (A)}.$$



Виходячи з приведених обчислень, в якості VT4, VT3 використовуємо транзистори 2N1104 [www.nations.com], параметри яких наведені в таблиці 5. Даний транзистор має менші габарити у порівнянні з вітчизняними аналогами та меншу вартість, що відповідно зменшить габарити пристрою та його вартість в цілому.

Таблиця 5. Параметри транзистора 2N1104

Максимальна допустима потужність розсіювання	P _{K,max,dop}	1 Вт
Максимальна допустима напруга колектор-емітер	U _{KE max dop}	45 В
Максимальний струм колектора	I _{K max dop}	0,5 А
Коефіцієнт передачі струму в схемі з СЕ	h _{21E}	>25
Границя частота	f _{pr}	20 МГц
Стала часу колекторного кола	τ _K	120 пс
Ємність колектора	C _k	60 пФ

Коефіцієнт підсилення потужності такого каскаду (K_p), максимальний імпульс базового струму (I_{B,max}) та величина вхідної потужності (P_{VX}) обчислюються за аналогічними формулами, як і для кінцевого каскаду

$$K_p = 0.7 h_{21E}; \quad K_p = 0.7 * 25 = 17,5 \text{ (разів або } 12.4 \text{ дБ);}$$

$$I_{B \max} = 2 * I_{K \max \text{ VT3}} / h_{21E} \text{ (mA);} \quad I_{B \max} = 2 * 0.2 / 25 = 16 \text{ (mA);}$$

$$P_{VX} = P_{VIX,pl} / K_p \text{ (мВт);} \quad P_{VX,KPP} = 0.179 / 17.5 = 10.2 \text{ (мВт).}$$

Знаходимо величину крутизни даного транзистора:

$$S_0 = \frac{\frac{25}{25+1}}{\frac{25.6 \cdot 25}{20} + \frac{120}{60 \cdot 25}} \approx 30 \text{ } \mu A/B$$

Перевіримо транзистор за частотними властивостями для R_{VX} = 100 Ом:

$$f_{Y21K} = \frac{1.6 \cdot 20 \cdot 10^6}{2 \cdot 0.03} \cdot (+0.03 \cdot 100) \approx 2133 \text{ } MHz$$

Отже, умова F_B ≤ f_{Y21K} виконується, тобто транзистор за частотними параметрами підібраний вірно.

5. Вибір типу транзистора вхідного каскаду

Оскільки вхідний каскад підсилення на транзисторі VT1 працює в режимі класу А, його потужність, розсіювана на колекторі, має бу-



ти у (8...10) разів більше вхідної потужності, а колекторний струм у (2...4) рази більше за вхідний струм VT2, VT3, тобто

$$P_K = 10 * P_{BX} (\text{мВт});$$

$$P_{K \max} = 10 * 0.0102 = 0.102 (\text{Вт}) = 102 (\text{мВт});$$

$$I_{K \max} = 3I_{B \max} (\text{mA}); \quad I_{K \max} = 3 * 0.016 = 0.048 (\text{A}) = 48 (\text{mA}).$$

Виходячи з отриманих результатів, вибираємо транзистор типу 2N1084 [www.nations.com], параметри якого наведені в таблиці 6. Даний транзистор має менші габарити у порівнянні з вітчизняними аналогами і меншу вартість, що відповідно зменшить габарити пристрою та його вартість в цілому.

Таблиця 6. Параметри транзистора 2N1084

Максимальна допустима потужність розсіювання	$P_{K \max, \text{доп}}$	0,5 Вт
Максимальна допустима напруга колектор-емітер	$U_{KE \ max \ \text{доп}}$	15 В
Максимальний струм колектора	$I_{K \ max \ \text{доп}}$	0,3 А
Мінімальний коефіцієнт передачі струму в схемі з СЕ	h_{21E}	80...240
Гранична частота	$f_{\text{гр}}$	5 МГц
Стала часу колекторного кола	τ_K	200 пс
Емність колектора	C_k	50 пФ

Визначимо вхідну потужність вхідного каскаду.

Для схеми зі спільним емітером маємо:

$$K_p = 0.3 \cdot h_{21E, \min}^2 = 0.3 \cdot 80^2 = 1920 \text{ разів або } 32.83 \text{ dB};$$

$$P_{BX, BK} = \frac{P_{VHIX, BK}}{K_p} = \frac{10.2}{1920} = 5.32 \text{ мВт},$$

Знаходимо крутизу характеристики транзистора 2N1084:

$$S_0 = \frac{\frac{80}{80+1}}{\frac{25.6 \cdot 80}{4.8} + \frac{200}{50 \cdot 80}} \approx 2.3 \text{ мА/В}$$

Для того, щоб транзистор підходив за частотними властивостями, має виконуватись умова $F_B \leq f_{Y_{21E}}$. В свою чергу

$$f_{Y_{21E}} = \frac{m \cdot f_{ep}}{r_B \cdot S_0} (\text{Гц}).$$



$$f_{Y2IE} = \frac{1.6 \cdot 5 \cdot 10^6}{4 \cdot 0.0023} \approx 870 \text{ Гц}$$

Отже, умова $F_B \leq f_{Y2IE}$ виконується.

6. Визначення необхідного загального коефіцієнта підсилення потужності

Для знаходження загального коефіцієнта підсилення каналу за потужністю використовуємо вираз:

$$K_{P,\text{заг}} = 10 \lg \frac{P_{\text{вих}} a_1 a_2 a_3}{P_{\text{дж}}},$$

де $P_{\text{дж}}$ – потужність джерела сигналу, яка розраховується за формuloю

$$P_{\text{дж}} = \frac{U_{\text{вх}}^2}{2R_{\text{дж}}},$$

де $R_{\text{дж}}$ – вихідний опір джерела сигналу;
 $U_{\text{вх}}$ – вихідна напруга джерела сигналу.

Всі сучасні джерела сигналів (детектори) виконані в інтегрально-му виконанні (є навіть кілька детекторів в одній мікросхемі).

В якості джерела збудження використовується сигнал з амплітудного детектора з такими параметрами:

$$R_{\text{вих,дж}} = 1000 \text{ Ом}; \quad U_{\text{вих,дж}} = 0,2 \text{ В.}$$

Таким чином, маємо:

$$P_{\text{дж}} = \frac{0,2^2}{2 \cdot 1000} = 20 \text{ мВт}$$

Враховуючи високі вимоги до частотних та нелінійних спотворень підсилювача, введемо у вхідний каскад пристрою від'ємний зворотній зв'язок (ВЗЗ), величину якого виразимо через значення поправочного коефіцієнта $A_1^2 = 4^2 = 16$.

Оскільки підсилювач двоканальний (стерео), у ньому передбачається регулювання стереобалансу, а поправочний коефіцієнт буде таким: $A_2^2 = 1,2^2 = 1,44$. Тоді $a_1 = A_1^2 A_2^2 = 16 \cdot 1,44 = 23,04$.

Тому що регулятор форми АЧХ забезпечує як “завал”, так і “підйом” частотної характеристики, то затухання сигналу розраховуємо за таким співвідношенням:

$$N_{\text{PTB}} = N_{+} + \frac{1}{3} \text{dB} = 10 + 2,5 = 12,5 \text{ dB} \text{ або } 4,22 \text{ рази}$$



де N_{+dB} – необхідний “підйом” частотної характеристики відповідно до завдання.

Наявність затухання N_{PT} потребує додаткового підсилення потужності, тому загальний коефіцієнт підсилення має бути збільшений в N_{PT} разів. За умови забезпечення “завалу” та “підйому” АЧХ регулятором форми АЧХ величина $a_2 = N_{PT} = 4.22$.

В підсилювачі немає потреби в корекції частотної характеристики (відповідно до завдання АЧХ лінійна), тому $a_3 = 1$.

Отже, загальний коефіцієнт підсилення каналу за потужністю

$$K_{P,zag} = 10 \lg \frac{2.5 \cdot 23.04 \cdot 4.22 \cdot 1}{20 \cdot 10^{-6}} = 70.85 \text{ dB}$$

7. Визначення загальної кількості каскадів підсилювача

Знаходимо коефіцієнти підсилення потужності каскадів.

Для схеми з спільним колектором:

$$K_{P,VT4(VT5)} = 10 \lg 0.7 h_{21E} \text{ (dB);}$$

$$K_{P,VT4(VT5)} = 10 \lg 0.7 \cdot 10 = 8.5 \text{ (dB);}$$

$$K_{P,VT2(VT3)} = 10 \lg 0.7 \cdot 25 = 12.4 \text{ (dB).}$$

Для схеми з спільним емітером:

$$K_{P,VT1} = 10 \lg (0.3 * (h_{21E,min})^2);$$

$$K_{P,VT1} = 10 \lg (0.3 * 80^2) = 32.83 \text{ (dB).}$$

Як бачимо, на цих трьох каскадах ми отримуємо необхідний коефіцієнт підсилення потужності.

Отже, загальний коефіцієнт підсилення потужності усього підсилювального пристрою буде дорівнювати:

$$K_{P,zag(dB)} = K_{P,VT4(VT5)} + K_{P,VT2(VT3)} + K_{P,VT1} \text{ (dB);}$$

$$K_{P,zag(dB)} = 2 * 8.5 + 2 * 12.4 + 32.83 = 74.63 \text{ (dB).}$$

Таким чином, даний підсилювач буде складатися з трьох каскадів підсилення.

8. Розрахунок співвідношення сигнал/шум

Відповідно до технічного завдання $V = 70 \text{ dB}$ (3162 рази) визначимо величину мінімальної вхідної напруги:

$$U_{ex,min} = \frac{1}{8} \cdot V \cdot \sqrt{R_{ex} \Delta f K_u} \text{ мВ;}$$



де $R_{\text{вх}} = R_{\text{Дж}} / 2 = 1000 / 2 = 500$ (Ом) = 0,5 (кОм);

$$\Delta f = f_B - f_H = 14 - 0.04 = 13.96 \text{ (кГц)};$$

$F_{\text{ш}} = 5 \text{ дБ}$ (3,162 рази) – відносний коефіцієнт шуму біполярного транзистора першого каскаду.

Таким чином:

$$U_{\text{ex,min}} = \frac{3162}{8} \cdot \sqrt{0.5 \cdot 13.96 \cdot 3.162} = 1857 \text{ (мкВ)} = 1.857 \text{ мВ}$$

Тому що $U_{\text{вх мін}} < U_{\text{Дж}} = 0.2$ (В), то транзистор першого каскаду вибраний вірно.

9. Розподіл частотних та нелінійних спотворень по каскадах

9.1. Розраховуємо величину коефіцієнта частотних спотворень в області верхніх частот M_B .

а) Частотні спотворення, що вносяться безпосередньо транзистором 2N1207 при ввімкненні його за схемою „СК”:

$$M_{B,T} = \sqrt{1 + \left(\frac{F_B}{f_{Y21K}} \right)^2} \text{ (дБ)},$$

де f_{Y21K} – гранична частота транзистора по крутизні в схемі з СК; F_B – верхня частота робочого діапазону частот пристрою.

$$M_{B,T3} = \sqrt{1 + \left(\frac{14000}{17.4 \cdot 10^6} \right)^2} \cong 1 \text{ фаз } \geq 0 \text{ дБ}$$

Однак для подальших розрахунків приймемо коефіцієнт частотних спотворень із запасом, тобто $M_{B,T3} = 0.05$ дБ.

б) Частотні спотворення, що вносяться безпосередньо транзистором 2N1104 при ввімкненні його за схемою „СК”:

$$M_{B,T2} = \sqrt{1 + \left(\frac{14000}{2133 \cdot 10^6} \right)^2} \cong 1 \text{ фаз } \geq 0 \text{ дБ}$$

Однак для подальших розрахунків приймемо коефіцієнт частотних спотворень із запасом, тобто $M_{B,T2} = 0.05$ дБ.

в) Частотні спотворення, що вносяться безпосередньо транзистором 2N1084 при ввімкненні його за схемою СЕ:

$$M_{B,T1} = \sqrt{1 + \left(\frac{f_B}{f_{Y21E}} \right)^2} \text{ дБ}$$

де f_{Y21E} - гранична частота транзистора по крутизні в схемі з СЕ.



$$M_{B,T1} = \sqrt{1 + \left(\frac{14000}{870 \cdot 10^6} \right)^2} \geq 1 \text{ раз } \geq 0 \text{ dB}$$

Однак для подальших розрахунків приймемо коефіцієнт частотних спотворень із запасом, тобто $M_{B,T1} = 0.05$ дБ.

г) частотні спотворення, що вносяться безпосередньо елементами схеми:

каскад на VT4, VT5 – „СК”

$M_{B,CX} = 0.1$ дБ;

каскад на VT2, VT3 – „СК”

$M_{B,CX} = 0.1$ дБ;

вхідний каскад підсилення на VT1 – „СЕ”

$M_{B,CX} = 0.2$ дБ.

Загальна величина частотних спотворень

$$M_B = 0.1 + 0.1 + 0.1 + 0.1 + 0.2 + 5 * 0.05 = 0.85 \text{ (dB)} < M_{B,T3} = 1.8 \text{ (dB)}.$$

9.2. Частотні спотворення в області нижніх частот визначимо таким чином:

- каскад із спільним емітером $M_{H,(\text{dB})} = 0.8$ дБ;

- каскади із спільним колектором $M_{H,(\text{dB})} = 0.2$ дБ.

Для регулятора підсилення виділимо:

$$M_{H,(\text{dB})} = 0.4 \text{ dB}; \quad M_{4,5,(\text{dB})} = 0.2 \text{ dB}; \quad M_{2,3,(\text{dB})} = 0.2 \text{ dB}.$$

Тому що у вхідному каскаді з СЕ введений ВЗЗ з глибиною $A=4$, то перерахуємо частотні спотворення для цих каскадів.

$$M_H = 0.8 \text{ dB} = 1.096 \text{ рази.}$$

$$M_{H,33} = \frac{M_H - 1}{A} + 1 = \frac{1.096 - 1}{4} + 1 = 1.024 \text{ рази } \geq 0.206 \text{ dB}$$

Таким чином загальні частотні спотворення на нижніх частотах складають:

$$M_{H,(\text{dB})} = 0.2 + 0.2 + 0.2 + 0.2 + 0.204 + 0.4 = 1.404 \text{ (dB)}.$$

Значення частотних спотворень не перевищує задані в технічному завданні 1.6 дБ.

9.3. Нелінійні спотворення, що вносяться елементами схеми, розділимо таким чином:

- підсилювач потужності (ККП) (СК) – 1.2%;

- каскад на транзисторі 2N1084 (СЕ) – 0.8%.

Загальна величина нелінійних спотворень з врахуванням ВЗЗ з глибиною $A = 4$, що охоплює каскад на транзисторі 2N1084:

$$K_{HI} = 0.8\%; \quad K_{H1\beta} = \frac{K_{H1}}{A} = \frac{0.8}{4} = 0.2\%;$$

$$K_{H\Sigma} = K_{H1\beta} + 1.2 = 0.2 + 1.2 = 1.4\% < K_{H,T3} = 1.8\%.$$



Так, вимоги до частотних і нелінійних спотворень, а також до співвідношення сигнал/шум виконані відповідно до умов ТЗ.

10. Вибір регуляторів

Регулятор підсилення має проводити регулювання на 50 дБ (316 разів). Встановимо регулятор підсилення після першого каскаду підсилення на транзисторі 2N1084. Регулювання має здійснюватися плавно, тобто змінний резистор повинен мати лінійну залежність опору від кута повороту.

Регулювання форми АЧХ (тембр) виконаємо на операційному підсилювачі типу LH0052 з симетричним живленням. Регулятор форми АЧХ на НЧ та ВЧ введемо одразу після регулятора підсилення. Враховуючи великий вхідний опір регулятора форми АЧХ він практично не має впливати на роботу регулятора підсилення. Даний активний регулятор має забезпечити підйом та завал в областях НЧ та ВЧ ± 10 дБ (www.schemes.pids.ru).

Параметри операційного підсилювача LH0052:

напруга живлення $U_{\text{Ж}}$, В.....	± 6
коєфіцієнт нелінійних спотворень $K_{\text{НС}}$, %.....	0,25
частота одиничного підсилення, МГц.....	1
вхідний опір, МОм.....	20

З врахуванням внесених регулятором форми АЧХ нелінійних спотворень 0.25% загальні нелінійні спотворення підсилювача складають 1.65%, що все одно менше зазначених в ТЗ 1.8%.

11. Розробка структурної схеми

В основу розробки структурної схеми підсилювача покладено дані, отримані в процесі розрахунку структурної схеми. Структурна схема підсилювача на транзисторах наведена на рис. 2.

12. Аналіз можливостей побудови підсилювача на ІМС

Виходячи з результатів розрахунків структурної схеми пристрою на дискретних елементах, розглянемо можливість побудови пристрою на ІМС, що може дати цілий ряд переваг. Проведемо аналіз можливостей побудови окремих каскадів на ІМС.

В якості кінцевого підсилювача потужності можна використовувати ІМС K174УН11, яка є підсилювачем потужності звукової частоти.

Основні електричні параметри ІМС K174УН11 є такими:

– споживаний струм в режимі спокою, $I_{\text{СП}}$, не більше, мА.....100

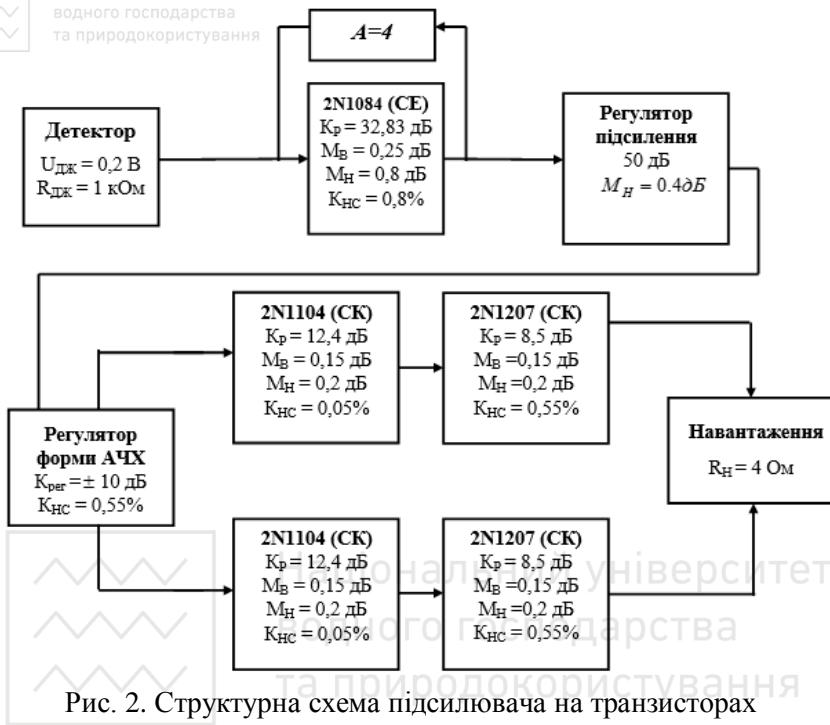


Рис. 2. Структурна схема підсилювача на транзисторах

- вихідна напруга $U_{\text{вих}}$, В.....3÷5
- максимальна напруга зміщення $U_{\text{ЗМ}}$, мВ.....100
- максимальна напруга шумів на виході $U_{\text{ш}}$, В.....1
- максимальна вхідна напруга $U_{\text{ВХ}}$, мВ.....250
- максимальний коефіцієнт гармонік K_{Γ} , %.....1
- коефіцієнт придавлення пульсацій K_{Π} , дБ.....45
- вхідний опір $R_{\text{ВХ}}$, кОм.....95
- діапазон відтворюваних частот Δf , кГц.....0.02÷20
- напруга живлення $U_{\text{Ж}}$, В.....±(5÷18)
- максимальний струм навантаження $I_{\text{H,max}}$, А.....2.4
- максимальна вхідна напруга $U_{\text{ВХ,max}}$, В.....10
- максимальна вихідна потужність $P_{\text{вих,max}}$, Вт.....15

Для забезпечення потужності в навантаженні 2.5 Вт живлення IMC має складати величину ± 7.5 В. При потужності в навантаженні 2.5 Вт коефіцієнт нелінійних спотворень IMC буде мати величину 0.3%. За АЧХ IMC визначаємо, що частотні спотворення на нижній частоті 40 Гц будуть мати величину 1 дБ, а частотні спотворення на



верхній частоті 14 кГц будуть мати величину 0.2 дБ. При потужності в навантаженні 2.5 Вт ККД ІМС буде мати величину 12%, а розсіювана потужність буде 8.8 Вт.

Таким чином, вихідний підсилювач потужності на ІМС K174УН11 буде мати такі параметри:

- вихідна потужність $P_{\text{вих}}$, Вт.....2.5
- напруга живлення $U_{\text{Ж}}$, В..... ± 7.5
- коефіцієнт гармонік $K_{\text{г}}$, %.....0.3
- розсіювана потужність $P_{\text{роз}}$, Вт.....8.8
- ККД, %.....12
- частотні спотворення на нижній частоті $M_{\text{Н}}$, дБ.....1
- частотні спотворення на верхній частоті $M_{\text{В}}$, дБ.....0.2
- коефіцієнт підсилення напруги K_U , дБ.....30
- вихідна напруга підсилювача потужності

$$U_{m.BIX} = \sqrt{2P_{BIX}R_H} = \sqrt{2 \cdot 2.5 \cdot 4} = 4.472 \text{ В;}$$

- вхідна напруга $U_{m.BX} = \frac{U_{m.BIX}}{K_U} = \frac{4.472}{31.623} = 141.4 \text{ мВ;}$
- вхідна потужність $P_{BX} = \frac{U_{m.BX}^2}{2R_{BX}} = \frac{0.1414^2}{2 \cdot 95 \cdot 10^3} = 105.2 \text{ нВт;}$
- коефіцієнт підсилення потужності

$$K_p = \frac{P_{BIX}}{P_{BX}} = \frac{2.5}{105.2 \cdot 10^{-9}} = 23764259 \quad \boxed{3.759 \text{ дБ}}$$

Тому розрахована вхідна напруга 141.4 мВ менше напруги джерела 0.2 В, розрахована вхідна потужність 105.2 нВт менше потужності джерела 20 мкВт, а розрахований коефіцієнт підсилення потужності 73.759 дБ більше необхідного 70.85 дБ, робимо висновок, що використання попереднього підсилювача є невіправданим.

Вибір типу та параметри регулятора форми АЧХ розглянуто у п. 10 даного прикладу.

В результаті розробки структурної схеми підсилювача на ІМС отримали такі технічні характеристики підсилювача:

- коефіцієнт підсилення потужності K_p , дБ.....73.759
- коефіцієнт підсилення напруги K_U , дБ.....30
- коефіцієнт нелінійних спотворень $K_{\text{НС}}$, %.....0.55
- частотні спотворення на нижній частоті $M_{\text{Н}}$, дБ.....1.4
- частотні спотворення на верхній частоті $M_{\text{В}}$, дБ.....0.2



Структурна схема підсилювача на мікросхемах зображена на рис. 3.

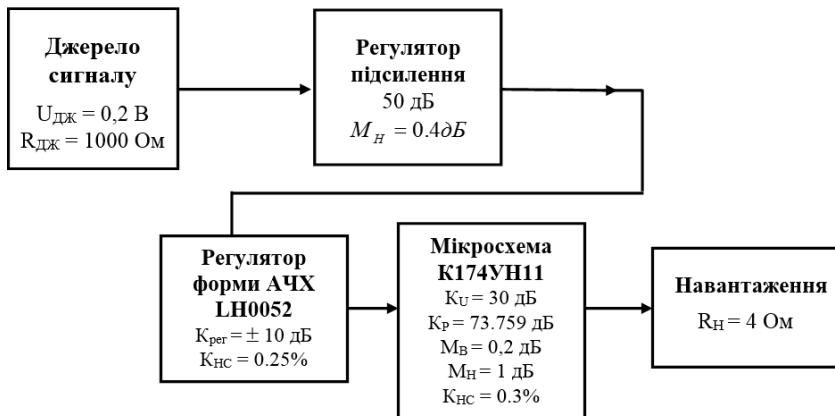


Рис. 3. Структурна схема підсилювача на мікросхемах

Національний університет
водного господарства
та природокористування



ПЕРЕЛІК ЛІТЕРАТУРИ

1. Калиниченко А. В. Справочник инженера по контрольно-измерительным приборам. М. : Инфра-Инженерия, 2008. 312 с.
2. Мироненко И. Г. Автоматизированное проектирование узлов и блоков РЭС средствами современных САПР : учебник для вузов. М. : Высшая школа, 2002. 391 с.
3. Джексон Р. Г. Новейшие датчики. М. : Техносфера, 2007. 384 с.
4. Кафаров И. К. Автоматические регуляторы технологических процессов : учебное пособие. М. : Высшая школа, 2006. 268 с.
5. Лакозюк В. М. Мікропроцесори та мікро-ЕОМ у виробничих системах : посібник. К. : Видавничий центр «Академія», 2002. 246 с.
6. Томашевський В. М. Моделювання систем. К. : Видавнича група BHV, 2005. 215 с.
7. Перельман Б. Л. Транзисторы для аппаратуры широкого применения : справочник. М. : Радио и связь, 1981. 656 с.
8. Новиков Ю. В. Основы цифровой схемотехники. Базовые элементы и схемы. Методы проектирования. М. : Мир, 2001. 379 с.
9. Шохін Б. П. Проектування автоматизованих систем управління : навчальний посібник. К. : BITI НТУУ «КПІ», 2003. 256 с.
10. Горюнов Н. Н. Полупроводниковые приборы: транзисторы : справочник. М. : Радио и связь, 1985. 904 с.
11. Рудик А. В., Барановський І. В. Радіоавтоматика. Частина 2. Нелінійні системи радіоавтоматики. Вінниця : ВДТУ, 2001. 177 с.
12. Рудик А. В., Данченков Я. В., Маланчук Є. З. Проектування пристройів автоматизації : практикум. Рівне : НУВГП, 2014. 194 с.