

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
ДЕРЖАВНИЙ ВИЩИЙ НАВЧАЛЬНИЙ ЗАКЛАД  
«УКРАЇНСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ХІМІКО-ТЕХНОЛОГІЧНИЙ  
УНІВЕРСИТЕТ»

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ  
ДО ВИКОНАННЯ КУРСОВОГО ПРОЕКТУ З ДИСЦИПЛІНИ  
«ЕЛЕКТРОННІ ПРИСТРОЇ АВТОМАТИКИ»  
ЗА ОСВІТНІМ РІВНЕМ «БАКАЛАВР»  
ДЛЯ СТУДЕНТІВ СПЕЦІАЛЬНОСТІ  
151 «АВТОМАТИЗАЦІЯ ТА КОМП'ЮТЕРНО-ІНТЕГРОВАНІ  
ТЕХНОЛОГІЇ»

Затверджено на засіданні кафедри  
комп'ютерно-інтегрованих технологій  
та автоматизації.  
Протокол № 2 від 22.11.18

Дніпро ДВНЗ УДХТУ 2019

Методичні вказівки до виконання курсового проекту з дисципліни «Електронні пристрої автоматики» за освітнім рівнем «Бакалавр» для студентів спеціальності 151 «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології» / Укл. О.П. Мисов, Л.Д. Чумаков – Дніпро: ДВНЗ УДХТУ, 2019. – 47 с.

Укладачі: О.П. Мисов, канд. техн. наук  
Л.Д. Чумаков, доктор технічних наук

Відповідальний за випуск О.П. Мисов, канд. техн. наук

#### Навчальне видання

Методичні вказівки до виконання курсового проекту з дисципліни «Електронні пристрої автоматики» за освітнім рівнем «Бакалавр» для студентів спеціальності 151 «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології»

Укладачі: МИСОВ Олег Петрович  
ЧУМАКОВ Лев Дмитрович

Технічний редактор Т.М. Кіжло  
Комп'ютерна верстка Т.М. Кіжло

Підписано до друку 12.03.19. Формат 60×84/16. Папір ксерокс. Друк різнограф.  
Умов. друк. арк. 2,14. Обл.-вид. арк. 2,21. Тираж 100 прим. Зам. № 175.  
Свідоцтво ДК № 5026 від 16.12.2015

---

ДВНЗ УДХТУ, просп. Гагаріна, 8, м. Дніпро, 49005

Редакційно-видавничий відділ

## ЗМІСТ

ВСТУП .....	4
1 ЗАДАЧІ ПРОЕКТУВАННЯ .....	4
2 ЗАГАЛЬНІ ПОЛОЖЕННЯ ТА ВИМОГИ .....	4
3 ОБСЯГ ТА ОФОРМЛЕННЯ .....	5
4 ТЕМАТИКА КУРСОВОГО ПРОЕКТУВАННЯ .....	6
5 ПОПЕРЕДНІЙ (ЕСКІЗНИЙ) РОЗРАХУНОК ПІДСИЛЮВАЧА НИЗЬКОЇ ЧАСТОТИ .....	6
6 ОСТАТОЧНИЙ РОЗРАХУНОК КАСКАДУ ПОПЕРЕДНЬОГО ПІДСИЛЕННЯ ПНЧ, ВИКОНАНОГО ЗА СХЕМОЮ ЗІ СПІЛЬНИМ ЕМІТЕРОМ.....	14
7 ВИБІР ТА РОЗРАХУНОК ІНТЕГРАЛЬНОГО СТАБІЛІЗАТОРА НАПРУГИ .....	28
8 РОЗРАХУНОК ОДНОФАЗНОГО ВИПРЯМЛЯЧА МАЛОЇ ПОТУЖНОСТІ .....	36
9 ПЕРЕЛІК ДОДАТКІВ .....	41
ДОДАТОК А .....	43
ДОДАТОК Б .....	44
ДОДАТОК В .....	45
ДОДАТОК Г .....	46
ДОДАТОК Д .....	47

## **ВСТУП**

Керування сучасним виробництвом в більшій мірі здійснюється за допомогою автоматизованих систем управління, що містять швидкодіючі електронні обчислювальні машини (ЕОМ) та інші складні багатофункціональні пристрої та вимірювальні прилади. Електронні прилади та системи автоматики, а також засоби обчислювальної техніки широко використовуються в практиці в усіх галузях народного господарства. Їх основою є електронні схеми різноманітного призначення, побудовані на базі типових елементів.

Питанням якості, надійності, вартості, габаритних розмірів та ваги електронних пристроїв, що проектуються, в наш час приділяється величезна увага. До електронних виробів подаються все більш жорсткі вимоги з оптимальності схемотехнічних та технологічних рішень.

Застосування ЕОМ дозволяє оптимізувати весь цикл розробки електронної схеми, включно розрахунок та її топологію.

## **1 ЗАДАЧІ ПРОЕКТУВАННЯ**

Курсове проектування є практичним продовженням теоретичного курсу “Електронні пристрої автоматики”.

В курсовому проекті повинні бути вирішені задачі технічно та економічно обґрунтованих розрахунків електронних схем певного призначення. Сюди входять: грамотний вибір структурної та принципової схем заданого пристрою, вибір та розрахунок елементів схеми та режимів їх роботи, що забезпечують виконання поставленого технічного завдання, з використанням при цьому довідкових даних і науково-технічної інформації.

Курсове проектування орієнтоване на формування уявлень зі схемотехніки електронних пристроїв на основі співставлення пристроїв, побудованих на дискретних елементах та на інтегральних мікросхемах.

Студент повинен вміти об'єднувати питання, зв'язані з ускладненням схеми, застосуванням тих або інших типів електронних приладів та елементної бази, з питаннями надійності, вартості, габаритних розмірів та ваги проектованого пристрою.

Мета курсового проектування – придбати навички виконання науково-дослідних робіт та застосування ЕОМ у інженерних розрахунках, а також грамотного оформлення розрахунково-пояснювальної записки і графічної частини.

## **2 ЗАГАЛЬНІ ПОЛОЖЕННЯ ТА ВИМОГИ**

1. Проектування здійснюється на основі технічного завдання.
2. В процесі проектування кафедра забезпечує консультації та машинний час на її обчислювальному центрі.
3. Матеріали по етапах та завершеному проекту слід здати на перевірку викладачу-консультанту з проектування.

4. Після перевірки та оформлення курсового проекту впроваджується обов'язковий його захист комісії.

### 3 ОБСЯГ ТА ОФОРМЛЕННЯ

1. Курсовий проект складається з двох частин: графічної та розрахунково-пояснювальної.

2. Графічну частину, що містить структурну та принципову (або принципові) електричні схеми, загальні характеристики та графіки пристроїв, що проектуються, або окремих каскадів виконують на стандартних аркушах і підшивають в записку. На принциповій схемі усі елементи зображуються у відповідності з ЄСКД та існуючими ДСТУ. Перелік елементів виконують на окремих аркушах та розміщують у додатку до розрахунково-пояснювальної записки.

3. Пояснювальна записка є основним документом, в якому викладаються вичерпні відомості про виконану роботу. Загальні правила оформлення розрахунково-пояснювальної записки наведені в [1]. Приблизний обсяг записки 20-25 сторінок.

В розрахунково-пояснювальну записку необхідно помістити: титульний аркуш, технічне завдання на проектування, відомість курсового проекту, реферат (анотація), зміст, основну частину (вступ, обґрунтування вибору схем, розрахунки схем та їх елементів, характеристики електронних приладів та пристроїв, графіки). В кінці пояснювальної записки наводяться висновок, список літератури, додатки та зміст тому.

**Титульний лист** заповнюється студентом.

**Завдання** на курсовий проект, зміст розрахунково-пояснювальної записки, перелік графічного матеріалу видається студенту керівником.

**Реферат** є першою сторінкою пояснювальної записки. Він повинен відображати зміст виконаної роботи і містить відомості про об'єм записки, кількість ілюстрацій, таблиць, літературних джерел, а також перелік ключових слів, що характеризують основний текст записки.

Текст реферату містить основну частину, яка відображає суть виконаної роботи; конкретні відомості, що розкривають зміст основної частини реферату; короткі висновки відносно ефективності розробки.

Об'єм реферату визначається виконаною роботою, але не повинен бути менше за 500 друкарських знаків; оптимальний об'єм 1100-1200 знаків, враховуючи тільки текст реферату.

Не можна застосовувати не загально прийняті скорочення слів і термінів.

**Основна частина записки** виконується відповідно до наведеного в ній змісту.

**Висновок** повинен містити оцінку техніко-економічної ефективності розробки.

**Додатки** оформляють як продовження записки.

## 4 ТЕМАТИКА КУРСОВОГО ПРОЕКТУВАННЯ

Завдання на курсовий проект складається з чотирьох взаємопов'язаних між собою частин пояснювальної записки:

- попередній (ескізний) розрахунок підсилювача низької частоти (ПНЧ);
- остаточний розрахунок ПНЧ;
- вибір та розрахунок інтегрального стабілізатора напруги;
- розрахунок однофазного випрямляча малої потужності;

а також графічної частини.

## 5 ПОПЕРЕДНІЙ (ЕСКІЗНИЙ) РОЗРАХУНОК ПІДСИЛЮВАЧА НИЗЬКОЇ ЧАСТОТИ

### 5.1 Мета розрахунку

Метою даної роботи є придбання навиків розрахунку підсилювачів змінного струму, на разі підсилювача низької частоти (ПНЧ), на етапі ескізного проектування.

### 5.2 Теоретичні відомості, необхідні для виконання розрахунку

Для виконання розрахунку необхідно знати основні характеристики підсилювачів змінного струму, принципи їх побудови та дії, методи розрахунку [2-4].

### 5.3 Вихідні дані

Вихідними даними для розрахунку є:

- 1)  $P_{вих}$ , Вт – потужність на виході підсилювача;
- 2)  $R_n$ , Ом – опір навантаження;
- 3)  $U_{вх}$ , мВ – напруга джерела вхідного сигналу;
- 4)  $R_{дж}$ , Ом – внутрішній опір джерела сигналу;
- 5) Вид схеми: Т – з трансформаторним зв'язком; Б – безтрансформаторна;
- 6)  $(f_n - f_v)$ , Гц – нижня та верхня межі частот сигналу, що підсилюється.

Варіанти вихідних даних наведені в табл. 5.1.

Таблиця 5.1 – Вихідні дані для ескізного розрахунку ПНЧ

Цифри номера залікової книжки або шифру		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
десятки	одиниці										
$P_{вих}$ , Вт		0,5	1	2	3	4	0,5	1	2	3	4
$R_n$ , Ом		15	8	4	4	4	15	8	4	4	4
	$U_{вх}$ , мВ	5	10	15	15	20	20	25	25	30	30
	$R_{дж}$ , Ом	100	220	330	470	510	630	750	1000	1200	2000
	Вид схеми	Т	Б	Т	Б	Т	Б	Т	Б	Т	Б
	$(f_n - f_v)$ , Гц	50 – 20000									

Приклад вибору варіанта для номера залікової книжки 10732:

з колонки 3 маємо –  $P_{вих}=3$  Вт,  $R_H=4$  Ом;

з колонки 2 –  $U_{вх} = 15$  мВ,  $R_{дж}= 330$  Ом,  $(f_H - f_{\varrho}) = (50 - 20000)$  Гц, схема трансформаторна.

#### 5.4 Теоретичні пояснення

ПНЧ призначені для підсилення безперервних періодичних сигналів, частотний спектр яких знаходиться у межах від десятків герц до десятків кілогерц. Сучасні ПНЧ будуються переважно на біполярних та польових транзисторах у дискретному або інтегральному виконанні.

Функція ПНЧ полягає в отриманні на заданій величині опору навантажувального пристрою сигналу потрібної потужності від джерела, в якості якого може бути мікрофон, звукознімач, фотоелемент, індукційний датчик та ін. За навантаження може слугувати гучномовець, вимірювальний прилад (вольтметр, осцилограф), наступний каскад підсилення та ін.

При побудові сучасних ПНЧ використовується велика кількість схем та схемотехнічних прийомів. Серед них можна виділити найтипівіші.

Один з найпоширеніших каскадів попереднього підсилення – каскад підсилення з спільним емітером (СЕ). Такий каскад, порівняно з каскадами з спільною базою (СБ) та з спільним колектором (СК), має найбільший коефіцієнт підсилення за потужністю та напругою.

Вихідні каскади ПНЧ будуються за одно- або двотактною схемами, з трансформаторним зв'язком або безтрансформаторні.

У трансформаторних каскадах навантаження вмикається через трансформатор, що забезпечує узгодження вихідного опору каскаду з опором навантаження. Також трансформатором забезпечується узгодження передкінцевого каскаду, що зазвичай працює в режимі класу А, з вихідним каскадом, який працює у режимі класу В або АВ.

Останнім часом, в основному (особливо у інтегральному виконанні), застосовують безтрансформаторні підсилювачі.

Завданням попереднього розрахунку ПНЧ є:

– розробка технічного завдання (ТЗ), тобто визначення основних показників, які повинен мати ПНЧ, що проектується.

В ТЗ наводяться напруга джерела вихідного сигналу  $U_{вх}$ ; діапазон частот сигналу, що підсилюється  $(f_H - f_{\varrho})$ ; напруга  $U_{вих}$  та потужність  $P_{вих}$  на виході підсилювача; коефіцієнти частотних викривлень на нижній та верхній частотах діапазону  $M_H$  та  $M_{\varrho}$ ; коефіцієнт нелінійних викривлень  $K_H$ ; система живлення.

Ці основні вихідні дані можуть бути доповнені спеціальними вимогами, обумовленими призначенням та умовами роботи ПНЧ.

Розробка структурної схеми ПНЧ з наведенням технічних вимог до окремих її вузлів: орієнтовно вибирають типи транзисторів окремих каскадів, розподіляють по каскадах загальний коефіцієнт підсилення, частотні та нелінійні викривлення, визначають параметри, що регулюються.

## 5.5 Приклад попереднього (ескізного) розрахунку ПНЧ

### 5.5.1 Вихідні дані:

- 1) необхідна потужність на виході ПНЧ  $P_{вих} = 2,5$  Вт;
- 2) опір навантаження  $R_H = 5$  Ом;
- 3) напруга джерела вхідного сигналу  $U_{вх} = 60$  мВ;
- 4) внутрішній опір джерела сигналу  $R_{дж} = 250$  Ом;
- 5) схема з трансформаторним зв'язком;
- 6) діапазон частот  $f_H = 50$  Гц,  $f_B = 20000$  Гц.

Вважаємо, що ПНЧ працює в стаціонарних умовах. Температура оточуючого середовища:  $T_{min} = +15^\circ\text{C}$ ;  $T_{max} = +25^\circ\text{C}$ .

### 5.5.2 Необхідно визначити:

- 1) коефіцієнт підсилення ПНЧ за потужністю  $K_p$ ;
- 2) тип схеми вихідного (кінцевого) каскаду;
- 3) типи транзисторів каскадів підсилення;
- 4) кількість каскадів підсилення (структурну схему ПНЧ);
- 5) орієнтовну електричну принципову схему ПНЧ.

### 5.5.3 Порядок розрахунку

#### 5.5.3.1 Знаходимо потужність вхідного сигналу

Найбільша потужність віддається в навантаження, коли його опір дорівнює внутрішньому опорі джерела. Тоді

$$P_{вх} = \frac{U_{вх}^2}{4R_{вх}} \quad (5.1)$$

де  $R_{вх}$  – вхідний опір першого каскаду ПНЧ ( $R_{вх} = R_{дж}$ ).

Маємо

$$P_{вх} = \frac{(60 \cdot 10^{-3})^2}{4 \cdot 250} = 3,6 \cdot 10^{-6} \text{ Вт.}$$

#### 5.5.3.2 Знаходимо потрібний коефіцієнт підсилення за потужністю.

У загальному випадку рівність  $R_{вх} = R_{дж}$  не виконується, а величина опору навантаження ПНЧ не дорівнює опорі кінцевого каскаду. Тому на вході та виході ПНЧ можуть бути застосовані узгоджувальні трансформатори, на яких буде губитися частина потужності корисного сигналу. Крім того, в ПНЧ звичайно застосовують регулятори рівня вихідного сигналу, що також викликає деяке зниження потужності сигналу.



Керуючись цим, коефіцієнт підсилення за потужністю розраховують за такою формулою:

$$K_P = \frac{P_{вих}}{P_{вх} \eta_{T_{вх}} \eta_{T_{вих}} K_{рег}}, \quad (5.2)$$

де  $\eta_{T_{вх}}$  – ККД вхідного трансформатора, задається у межах (0,7...0,8);

$\eta_{T_{вих}}$  – ККД вихідного трансформатора, задається у межах (0,75...0,85);

$K_{рег}$  – коефіцієнт передачі регулятора рівня сигналу, задається у межах (0,3...0,5).

$$K_P = \frac{2,5}{3,6 \cdot 10^{-6} \cdot 0,7 \cdot 0,8 \cdot 0,4} = 3,1 \cdot 10^6.$$

Коефіцієнт підсилення за потужністю у децибелах:

$$K_{P[дБ]} = 10 \lg K_P, \quad (5.3)$$

$$K_{P[дБ]} = 10 \lg(3,1 \cdot 10^6) = 65 \text{ дБ}.$$

**5.5.3.3** Попередньо вибираємо схему, тип підсилюючих приладів та орієнтовну величину коефіцієнта підсилення за потужністю вихідного каскаду. При цьому зважаємо на наступні рекомендації:

1) при розрахунковій потужності вихідного каскаду до 50 мВт доцільно використовувати однотактну схему з малопотужним транзистором в режимі класу А;

2) за потужністю, що перевищує 50 мВт, треба застосовувати двотактну схему, режим якої (клас АВ або В), потужність транзисторів (мала, середня чи велика) визначаються з огляду на певне значення  $P_{вих}$ .

Тип транзистора вихідного каскаду вибираємо за величиною максимально допустимої потужності, що розсіюється на його колекторі. Для цього знаходимо потужність, яку транзистор повинен віддати у навантаження:

$$P_T = \frac{P_{вих}}{\eta_{TP}}, \quad (5.4)$$

а потім знаходимо потужність, що споживається колекторним ланцюгом від джерела живлення:

1) для однотактного каскаду в режимі класу А:

$$P_K = \frac{P_T}{\eta_{вих.каск}}, \quad (5.5)$$

де  $\eta_{TP}$  – коефіцієнт завантаження транзистора (приймається рівним 0,8);

2) для двотактного каскаду в режимі класу АВ або В:

$$P_K = \frac{P_T(1 - \eta_{\text{вих.каскад}})}{2\eta_{\text{вих.каскад}}} \quad (5.6)$$

де  $\eta_{\text{вих.каскад}}$  – ККД вихідного каскаду (для однотоктного каскаду приймається приблизно 0,4, а для двотактних – від 0,6 до 0,7).

У нашому випадку  $P_{\text{вих}} = 2,5 \text{ Вт} > 50 \text{ мВт}$ , тому в якості вихідного каскаду вибираємо за умовами двотактну трансформаторну схему підсилення, для якої

$$P_T = \frac{2,5}{0,8} = 3,125 \text{ Вт};$$

$$P_K = \frac{3,125(1 - 0,7)}{2 \cdot 0,7} \approx 0,67 \text{ Вт}.$$

За знайденим значенням  $P_K$  вибираємо тип транзистора вихідного каскаду з табл. 5.2 або з довідника [4]. При цьому необхідно виконувати умови:

$$P_{K_{\text{макс}}} > P_K; \quad f_{h21E} \gg f_{\text{в}}. \quad (5.7)$$

де  $P_{K_{\text{макс}}}$  – максимально допустима потужність, що розсіюється на колекторі вибраного транзистора;

$f_{h21E}$  – гранична частота коефіцієнта передачі струму для вибраного типу транзистора в схемі з СЕ.

Таблиця 5.2 – Основні параметри деяких транзисторів

Тип транзистора	Структура	$P_{K_{\text{макс}}}$ , мВт	$h_{21E}$ ( $\beta$ )	$f_{h21E}$ , МГц	Граничний режим		Клас за потужністю
					$U_{K_{\text{макс}}}$ , В	$I_{K_{\text{макс}}}$ , мА	
КТ 361 Г	<i>p-n-p</i>	150	50-350	250	35	50	Малої потужності
КТ 3107 Е	<i>p-n-p</i>	300	120-220	200	20	100	
КТ 315 Г	<i>n-p-n</i>	150	50-350	250	35	100	
КТ 502 В	<i>p-n-p</i>	500	40-120	5	60	300	Середньої потужності
КТ 503 В	<i>n-p-n</i>	500		5	60	300	
КТ 814 А	<i>p-n-p</i>	1000 (10000)	>40	3	40	1500	Великої потужності
КТ 816 А	<i>p-n-p</i>	1000 (25000)	>20	3	40	3000	
КТ 815 А	<i>n-p-n</i>	1000 (10000)	>40	3	40	1500	
КТ 817 А	<i>n-p-n</i>	1000 (25000)	>20	3	40	3000	

\*) У дужках наведено потужність з додатковим тепловідводом

Вибираємо транзистор типу КТ815А з параметрами:

$$P_{K_{\max}}=1,0 \text{ Вт} > 0,67 \text{ Вт}; \quad f_{h21E} = 3 \text{ МГц} \gg 20 \text{ кГц}.$$

У цьому випадку транзистор можна використовувати без додаткового охолодження (тепловідводу).

#### **5.5.3.4** Вибираємо схему каскадів попереднього підсилення.

Для попереднього підсилення, як правило, використовують підсилювачі з СЕ.

У якості активного елемента застосуємо малопотужний транзистор КТ315 *n-p-n* типу, бо для вихідного каскаду також було обрано транзистор *n-p-n* типу.

#### **5.5.3.5** Знаходимо орієнтовну кількість каскадів $m$ та складаємо структурну схему ПНЧ.

За певних умов можна вважати, що кожний каскад підсилювача за схемою з СЕ забезпечує підсилення потужності приблизно на 20 дБ. Тоді

$$m = \frac{K_{P[\text{дБ}]}}{20} = \frac{65}{20} = 3,25. \quad (5.8)$$

Вибираємо значення  $m$  найближче до більшого цілого, тобто  $m = 4$ . Структурна схема ПНЧ наведена на рис. 5.1, де цифрами 1-3 позначено каскади попереднього підсилення, а цифрою 4 – вихідний (кінцевий) каскад.



Рис. 5.1 – ПНЧ. Схема структурна

**5.5.3.6** На основі структурної схеми, з урахуванням вище наведених міркувань складаємо орієнтовну принципову схему ПНЧ, що наведена на рис. 5.2.

У цій схемі каскади попереднього підсилення виконано на транзисторах VT1- VT3, а кінцевий – на транзисторах VT4,VT5. Резистор  $R_9$  є регулятором рівня вихідного сигналу. Конденсатор  $C_{10}$  – фільтр напруги живлення ПНЧ, а RC-фільтр ( $R_{14}C_7$ ) забезпечує додаткову фільтрацію напруги живлення каскадів попереднього підсилення (забезпечує виконання умов електромагнітної сумісності). Величина опору резистора  $R_{14}$  зазвичай складає декілька десятків Ом.

**5.5.3.7** Якщо для вихідного каскаду обрати безтрансформаторну схему, то з формули (5.2) треба вилучити величини  $\eta_{T_{вх}}$  і  $\eta_{T_{вих}}$ .

Тоді матимемо:

$$K_P = \frac{P_{вих}}{P_{вх} \cdot K_{рег}},$$
$$K_P = \frac{2,5}{3,6 \cdot 10^{-6} \cdot 0,4} = 1,7 \cdot 10^6,$$
$$K_{P[дБ]} = 10 \lg(1,7 \cdot 10^6) = 62 \text{ дБ},$$
$$m = \frac{62}{20} = 3,1. \text{ Отже, } m = 4.$$

Оскільки безтрансформаторні кінцеві каскади найчастіше будуються на основі каскадів з СК, що не мають підсилення за напругою, то можна вважати величину їх підсилення за потужністю рівною 10 дБ. У такому разі підсилення чотирикаскадної схеми складає:

$$K_{P[дБ]} = 3 \cdot 20 + 1 \cdot 10 = 70 > 62 \text{ дБ},$$

що відповідає завданню.

Орієнтовну електричну принципову схему безтрансформаторного ПНЧ наведено на рис. 5.3. Тут, для забезпечення живлення кінцевого каскаду від однополярного джерела, його підключення до передкінцевого каскаду і до навантаження здійснюється через конденсатори  $C_8, C_{10}$  (ємність  $C_{10}$  за великої потужності навантаження складає тисячі мікрофарад).

Транзистор VT5 повинен мати такі ж параметри, як і VT4, але бути протилежного типу провідності: вибираємо транзистор КТ814А *p-n-p* типу, комплементарний до КТ815А.

Кінцевий каскад працює в режимі класу АВ, що визначається подачею в режимі спокою на базу транзистора VT4 напруги зміщення ( $-U_{R16}/2$ ), а на базу транзистора VT5 напруги зміщення ( $+U_{R16}/2$ ). Величина опору резистора  $R_{16}$  набагато менша за опір резисторів  $R_{15}$  і  $R_{17}$  (падіння напруги на ньому становить близько 1,5 В), тому напруга зміщення  $\pm U_{R16}/2$  визначається струмом дільника  $I \approx E_K / (R_{15} + R_{17})$  та її можна вважати рівною  $(I \cdot R_{16})/2$ . Невелике значення напруги зміщення визначає незначний (десятки міліампер) наскрізний струм транзисторів VT4 і VT5. Струм у навантаженні при цьому відсутній. Оскільки величина опору  $R_{16}$  незначна, можна вважати, що за змінним струмом бази транзисторів VT4 і VT5 з'єднані.

Для забезпечення кращої температурної стабільності кінцевого каскаду іноді замість резисторів  $R_{15} - R_{17}$  застосовують 2-3 діоди, до того ж розміщують їх (приклеюють) на тому ж тепловідводі, що й транзистори VT4 і VT5. Тоді зі змінами температури транзисторів (що викликає зміну контактної різниці потенціалів база-емітер) будуть пропорційно змінюватись і напруги зміщення транзисторів.

**5.5.3.8** Отримані в результаті попереднього розрахунку дані є основою для остаточного розрахунку ПНЧ.

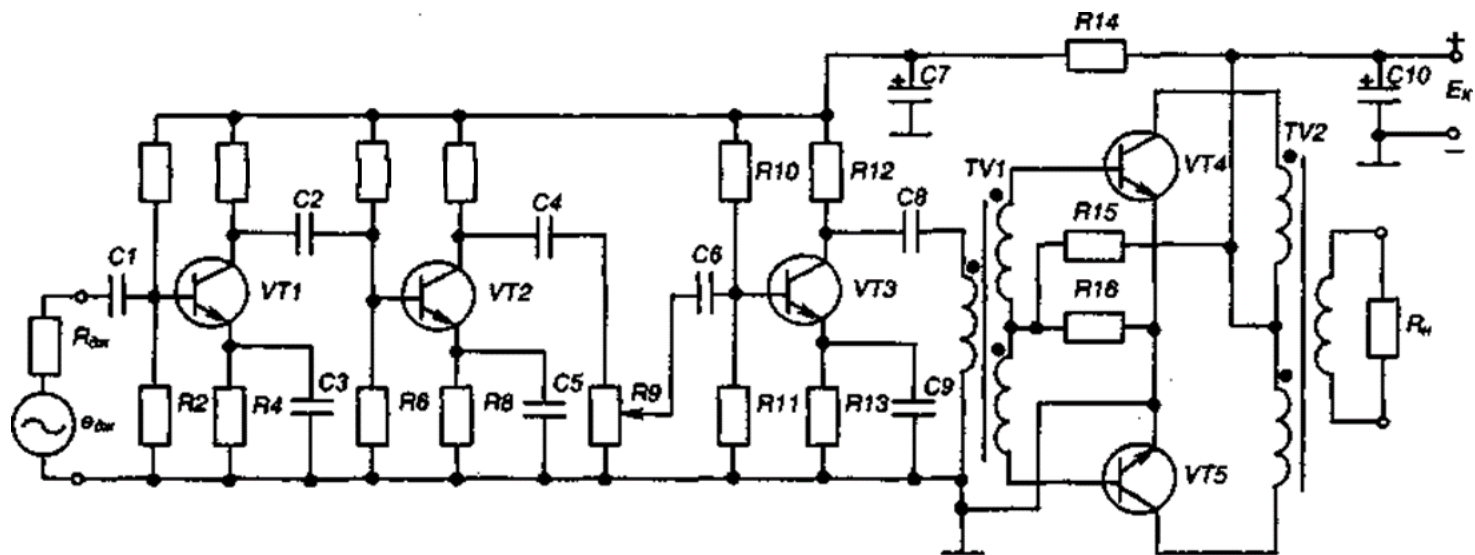


Рис. 5.2 – Трансформаторний ПНЧ. Схема електрична принципова

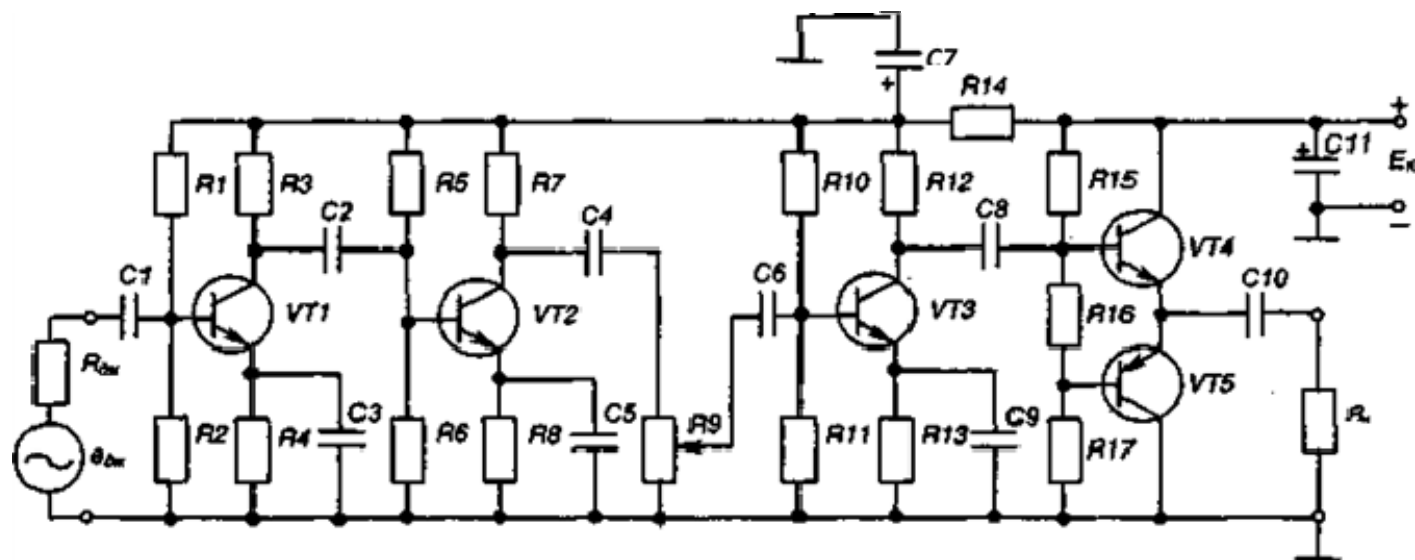


Рис. 5.3 – Безтрансформаторний ПНЧ. Схема електрична принципова

## 6 ОСТАТОЧНИЙ РОЗРАХУНОК КАСКАДУ ПОПЕРЕДНЬОГО ПІДСИЛЕННЯ ПНЧ, ВИКОНАНОГО ЗА СХЕМОЮ З СПІЛЬНИМ ЕМІТЕРОМ

### 6.1 Мета розрахунку

Метою даної роботи є набуття навиків розрахунку транзисторних каскадів попереднього підсилення низькочастотних сигналів змінного струму, у даному разі звукових частот (ПНЧ).

### 6.2 Теоретичні відомості, необхідні для виконання розрахунку

Для виконання розрахунку необхідно знати основні характеристики підсилювачів змінного струму, принцип дії та методи розрахунку транзисторних каскадів попереднього підсилення ПНЧ, що працюють у режимі класу А [2,3].

### 6.3 Вихідні дані

Для остаточного розрахунку каскаду попереднього підсилення транзисторного ПНЧ, що працює у режимі класу А та виконаний за схемою з СЕ, вихідними даними є:

- 1)  $U_{вих.т}, В$  – напруга на виході (на навантаженні) каскаду;
- 2)  $R_H, Ом$  – опір навантаження (вхідний опір наступного каскаду);
- 3)  $E_K, В$  – напруга джерела живлення;
- 4)  $f_H, Гц$ ,  $f_B, кГц$  – нижня та верхня межі діапазону частот сигналу, що підсилюється;
- 5)  $M_H, M_B$  – допустимі значення коефіцієнтів частотних викривлень в області нижніх та верхніх частот.

Варіанти вихідних даних наведені у табл. 6.1.

Приклад вибору варіанта для номера залікової книжки 10732:

з колонки 3 маємо –  $f_H = 125 Гц$ ,  $f_B = 16,5 кГц$ ,  $M_H = 1,12$ ,  $M_B = 1,10$ ;

з колонки 2 –  $U_{вих.т} = 0,35 В$ ,  $R_H = 240 Ом$ ,  $E_K = 14 В$ .

Таблиця 6.1 – Вихідні дані для остаточного розрахунку каскаду попереднього підсилення

Цифри номера залікової книжки або шифру		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
		десятки	одиниці								
	$U_{вих.т}, В$	0,15	0,25	0,35	0,50	0,6	0,6	0,65	0,7	0,8	0,9
	$R_H, Ом$	130	180	240	320	390	480	620	850	1000	1200
	$E_K, В$	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28
	$f_H, Гц$	50	75	100	125	150	175	200	225	250	275
	$f_B, кГц$	15	15,5	16	16,5	17	17,5	18	18,5	19	20
	$M_H$	1,06	1,08	1,10	1,12	1,14	1,16	1,18	1,20	1,22	1,25
	$M_B$	1,05	1,06	1,08	1,10	1,12	1,14	1,16	1,18	1,22	1,24

## 6.4 Теоретичні пояснення

Остаточний розрахунок є основною частиною роботи при проектуванні ПНЧ. При його виконанні розраховують параметри елементів кожного каскаду, ланцюгів міжкаскадних зв'язків, режими роботи транзисторів. Розрахунок зазвичай виконують у послідовності, зворотній послідовності проходження сигналу в ПНЧ: спочатку розраховують елементи кінцевого каскаду, потім – передкінцевого, а далі – каскадів попереднього підсилення. Така послідовність обумовлена орієнтацією розрахунку на забезпечення навантаженні ПНЧ заданої вихідної потужності за допустимих значень нелінійних та частотних викривлень сигналу.

Елементи схеми вибирають з урахуванням вимог стандартів до певних типів компонентів. Так, резистори вибирають за номінальним значенням, найближчим до розрахункової величини опору, та за величиною потужності, що розсіюється в резисторі у робочому режимі. Конденсатори вибирають за номінальним значенням ємності, найближчим до розрахункової величини, та за величиною робочої напруги.

Номінальні значення опорів резисторів та ємностей конденсаторів (між іншим, як і номінальні значення параметрів будь-яких стандартних елементів) відповідають стандартним рядам, що, як правило, є десятковими рядами геометричної прогресії зі знаменником  $q_N = \sqrt[N]{10}$ , де N – кількість значень ряду. Деякі ряди номінальних значень наведені у табл. 6.2.

Таблиця 6.2 – Ряди номінальних значень

Індекс ряду	Позиції ряду	Допустиме відхилення від номінальної величини, %
E6	1,0; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8	± 20
E12	1,0; 1,2; 1,5; 1,8; 2,2; 2,7; 3,3; 3,9; 4,7; 5,6; 6,8; 8,2	± 10
E24	1,0; 1,1; 1,2; 1,3; 1,5; 1,6; 1,8; 2,0; 2,2; 2,4; 2,7; 3,0; 3,3; 3,6; 3,9; 4,3; 4,7; 5,1; 5,6; 6,2; 6,8; 7,5; 8,2; 9,1	± 5

Число в індексі ряду відповідає кількості позицій ряду: так ряд E24 має 24 номінальних значення у проміжку від 1 до 10 (більша кількість при допустимому відхиленні ± 5% не потрібна).

Будь-яке номінальне значення ряду може бути помножене на множник  $10^m$ . Множники та їх позначення наведені в табл.6.3 (може бути, наприклад, 6,8 Ом; 68 Ом; 680 Ом; 6,8 кОм; 68 кОм; 6,8 мкФ; 0,68 нФ; 6800 пФ та ін.).

Таблиця 6.3 – Множники для утворення десяткових часткових та кратних одиниць

Множник $10^m$	Приставка	Параметр елемента			
		Опір		Ємність	
		Назва	Позначення	Назва	Позначення
$10^9$	гіга	гігаом	ГОм	фарада	Ф
$10^6$	мега	мегаом	МОм		
$10^3$	кіло	кілоом	кОм		
1		ом	Ом		
$10^{-3}$	мілі	міліом	мОм		
$10^{-6}$	мікро			мікрофарада	мкФ
$10^{-9}$	нано			нанофарада	нФ
$10^{-12}$	піко			пікофарада	пФ

Номінальні значення деяких елементів, особливо застарілої розробки, можуть відповідати іншим рядам.

Деякі найпоширеніші типи резисторів, що виробляються для електронних пристроїв, наведено в табл. 6.4, а конденсаторів – в табл. 6.5.

Примітки до табл. 6.5:

1) якщо розрахункова величина ємності більша за максимальне номінальне значення конденсаторів даного типу, то необхідне значення ємності забезпечують за рахунок паралельного вмикання конденсаторів;

2) якщо розрахункова величина робочої напруги більша за номінальне значення напруги конденсатора, то використовують послідовне вмикання конденсаторів.

Таблиця 6.4 – Постійні резистори

Тип резистора	Діапазон опорів	Номінальна потужність, Вт
МЛТ	1 Ом – 3,01 МОм	0,125
	1 Ом – 5,1 МОм	0,25; 0,5
	1 Ом – 10 МОм	1; 2
С2 – 33	1 Ом – 3 МОм	0,125
	1 Ом – 5,1 МОм	0,25
	0,1 Ом – 5,1 МОм	0,5
	1 Ом – 10 МОм	1
	1 Ом – 22 МОм	2



Таблиця 6.5 – Конденсатори постійної ємності

Номінальна напруга	Номінальна ємність, мкФ				
	<i>K 50–7</i>	<i>K 50–35</i>	<i>K 50–18</i>	<i>K10–17</i>	<i>K73–17</i>
6,3		20; 30; 50; 100; 200; 500	220000		
10		10; 20; 30; 50; 100; 200; 500; 1000; 2000; 5000	100000		
16		5; 10; 20; 30; 50; 100; 200; 300; 1000; 2000; 5000	22000 68000 100000		
25		2; 5; 10; 20; 30; 50; 100; 200; 500; 1000; 2000; 5000	15000 33000 100000		
50		2; 5; 10; 20; 30; 50; 100; 200; 500; 1000; 2000; 5000	4700 10000 15000 22000	0,001; 0,01; 0,022; 0,056	
63					0,22; 0,33; 0,47; 0,68; 1; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7
100		0,5; 1; 2,5; 10; 20; 30; 50	2200 4700 10000		
160	2; 50; 100; 200; 500	1; 2; 5; 10; 20			1,5; 2,2
250	10; 20; 50; 100; 200		1000 4700		0,047; 0,068; 0,1; 0,15; 0,22; 0,33; 0,47; 0,68; 1
300	5; 10; 20; 50; 100; 200				
350	10; 20; 50; 100;				
450	10; 20; 50; 100;				

## 6.5 Приклад остаточного розрахунку каскаду попереднього підсилення зі СЕ

### 6.5.1 Вихідні дані

У результаті попереднього розрахунку (розділ 5) було складено схему ПНЧ, в яку входять декілька однотипних каскадів попереднього підсилення з СЕ.

Виконаємо розрахунок каскаду попереднього підсилення, схема електрична принципова якого наведена на рис. 6.1, за такими вихідними даними (загалом отримуються у результаті попереднього розрахунку):

- 1) напруга на виході каскаду  $U_{вих.т} = 7,5$  В;
- 2) опір навантаження  $R_H = 1200$  Ом;
- 3) напруга джерела живлення  $E_K = 30$  В;
- 4) нижня межа частот  $f_H = 75$  Гц, верхня межа частот  $f_G = 19,5$  кГц;
- 5) допустимі значення коефіцієнтів викривлень в області нижніх частот  $M_H = 1,15$ , в області верхніх частот  $M_G = 1,12$ .

Як і для попереднього розрахунку, вважаємо, що ПНЧ працює у стаціонарних умовах.

### 6.5.2 Необхідно визначити:

- 1) тип транзистора VT1 (уточнити правильність попереднього вибору);
- 2) режими роботи транзистора;
- 3) опори резисторів дільника  $R_1, R_2$ ;
- 4) опір резистора колекторного навантаження  $R_3$ ;
- 5) опір резистора в ланцюгу емітера  $R_4$ ;
- 6) ємність розділених конденсаторів  $C_1, C_2$ ;
- 7) ємність конденсатора в ланцюгу емітера  $C_3$ ;
- 8) гарантовані значення коефіцієнтів підсилення каскаду за струмом  $K_I$ , напругою  $K_U$  та потужністю  $K_P$ .

При побудові схеми каскаду будемо використовувати елементи з допустимим відхиленням від номінальної величини  $\pm 5\%$  (ряд E24; керуючись цим, в результатах розрахунку можна залишати не більше трьох значущих цифр).

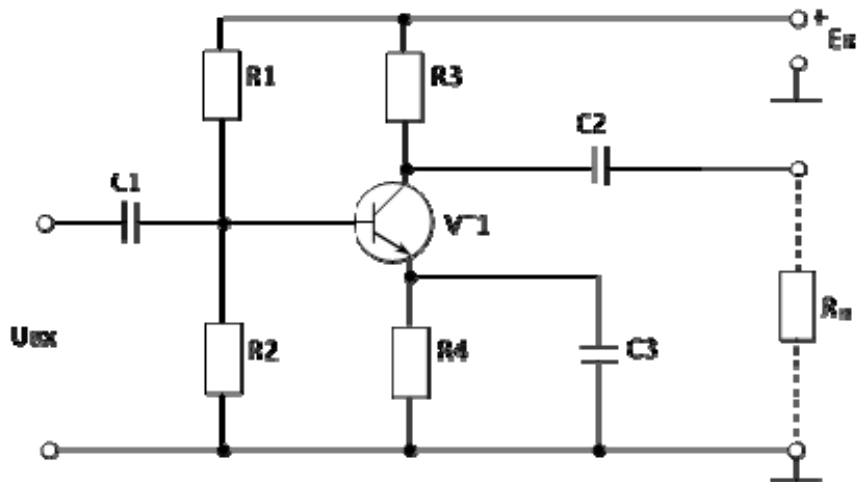


Рис. 6.1 – Каскад підсилення з СЕ. Схема електрична принципова

### 6.5.3 Порядок розрахунку

#### 6.5.3.1 Перевіримо правильність попереднього вибору транзистора:

1) допустима напруга між колектором та емітером повинна перевищувати напругу джерела живлення

$$U_{Kmax} > E_K, \quad (6.1)$$

2) величина допустимого струму колектора повинна перевищувати максимальне значення струму у колекторному колі транзистора

$$I_{Kmax} > (I_{0K} + I_{Km}), \quad (6.2)$$

де  $I_{0K}$  – струм спокою у колі колектора;

$I_{Km}$  – амплітуда змінної складової струму у колі колектора;

$$I_{Km} = U_{вих. m} / R_{H \approx}, \quad (6.3)$$

де  $R_{H \approx} = \frac{R_3 R_H}{R_3 + R_H}$  – еквівалентний опір навантаження каскаду за змінним

струмом. При цьому  $R_3$  є навантаженням за постійним струмом.

З огляду на те, що даний каскад є підсилювачем потужності, для забезпечення максимальної передачі потужності задаємо:

$$R_3 = R_H, \quad (6.4)$$

тобто  $R_3 = 1200 \text{ Ом}$ ,

(до речі, за умови підсилення напруги задають  $R_3 \ll R_H$ , а при підсиленні струму  $R_3 \gg R_H$ ), тоді:

$$R_{h\approx} = \frac{1200 \cdot 1200}{1200 + 1200} = 600 \text{ Ом};$$

$$I_{Km} = \frac{7,5}{600} = 12,5 \text{ мА.}$$

Для забезпечення економічності каскаду за мінімальних нелінійних викривлень обирають

$$I_{0K} = (1,05 \dots 1,1) I_{Km} = 1,1 \cdot 12,5 = 13,8 \text{ мА.}$$

На підставі (6.1) та (6.2) необхідно вибрати транзистор, який би забезпечував:

$$U_{Kmax} > 30 \text{ В};$$

$$I_{Kmax} > (13,8 + 12,5) = 26,3 \text{ мА.}$$

За результатами попереднього розрахунку було обрано в якості підсилюючого елемента транзистор типу КТ315. За даними табл. 5.2 або довідника [4] знаходимо, що заданим вимогам відповідає транзистор КТ315Г, у якого  $U_{Kmax} = 35 \text{ В}$ ,  $I_{Kmax} = 100 \text{ мА}$ ,  $h_{21E} = 50 \dots 350$ ,  $P_{Kmax} = 150 \text{ мВт}$ .

**6.5.3.2** Знаходимо напругу між колектором та емітером транзистора у режимі спокою

$$U_{0K} = U_{вих.т} + U_{ост}, \quad (6.5)$$

де  $U_{ост}$  – напруга між колектором та емітером, нижче якої при роботі каскаду виникають значні нелінійні викривлення через те, що у робочу зону потрапляють ділянки характеристик транзистора зі значною кривизною.

Для малопотужних транзисторів як правило задають  $U_{ост} = 1 \text{ В}$ . Тоді

$$U_{0K} = 7,5 + 1 = 8,5 \text{ В.}$$

**6.5.3.3** Знаходимо потужність, що виділиться на колекторі транзистора:

$$P_K = I_{0K} U_{0K}. \quad (6.6)$$

При цьому необхідно забезпечувати виконання умови:

$$P_K < P_{Kmax}; \quad (6.7)$$

$$P_K = 13,8 \cdot 8,5 = 117 < 150 \text{ мВт.}$$

Таким чином, вибраний тип транзистора відповідає вимогам за потужністю.

**6.5.3.4** Знаходимо опір навантаження у колі колектора. З огляду на (6.4), маємо

$$R_3 = 1200 \text{ Ом.}$$

За табл. 6.2, 6.3 вибираємо  $R_3 = 1,2 \text{ кОм}$ .

Потужність, що розсіюється в резисторі:

$$P = I^2 R. \quad (6.8)$$

Отже

$$P_{R3} = I_{OK}^2 R_3 = (13,8 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 1,2 \cdot 10^3 = 0,227 \text{ Вт.}$$

За табл. 6.4 вибираємо резистор типу С2-33 потужністю 0,25 Вт.

**6.5.3.5** Знаходимо опір резистора  $R_4$  у ланцюгу термостабілізації:

$$R_4 = \frac{E_K - U_{OK}}{I_{OK}} - R_3. \quad (6.9)$$

При цьому бажано виконувати оптимальне співвідношення:

$$\frac{R_4}{R_3} = (0,1 \dots 0,4), \quad (6.10)$$

що забезпечує незначне зниження динамічного діапазону каскаду і падіння напруги на  $R_4$ , яке перевищує значення контактного потенціалу  $p-n$  переходу транзистора (для забезпечення умов температурної стабілізації режиму спокою каскаду). Отже:

$$R_4 = \frac{30 - 8,5}{13,8 \cdot 10^{-3}} - 1200 = 358 \text{ Ом;}$$

За табл. 6.2, 6.3 вибираємо  $R_4 = 360 \text{ Ом}$ . Тоді

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{360}{1200} = 0,3.$$

Останнє відповідає умові (6.10).

Потужність, що розсіюється в  $R_4$

$$P_{R4} = I_{OK}^2 R_4 = (13,8 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 360 = 0,069 \text{ Вт.}$$

За табл. 6.4 вибираємо резистор типу С2-33 потужністю 0,125 Вт.

**6.5.3.6** Знаходимо ємність конденсатора  $C_3$ , що шунтує  $R_4$  за умови, що його опір на частоті  $f_H$  повинен бути у 10 разів меншим за опір резистора  $R_4$ :

$$C_3 \geq \frac{10^6}{2\pi f_H \cdot 0,1 R_4}, \quad (6.11)$$

де множник  $10^6$  дозволяє отримувати значення ємності у мікрофарадах.

$$C_3 \geq \frac{10^6}{2\pi \cdot 75 \cdot 0,1 \cdot 360} = 58,9 \text{ мкФ.}$$

Робоча напруга на  $C_3$

$$U_{C_3} = I_{OK} R_4 = 13,8 \cdot 10^{-3} \cdot 360 = 4,97 \text{ В.}$$

За табл. 6.2, 6.3 та 6.5 вибираємо конденсатор типу К50-35 ємністю 100 мкФ на напругу 6,3 В.

**6.5.3.7** Знаходимо величину струму спокою бази транзистора

$$I_{OB} = I_{OK} / h_{21E \text{ min}}, \quad (6.12)$$

$$I_{OB} = 13,8 / 50 = 0,276 \text{ мА.}$$

**6.5.3.8** Оскільки у відкритому стані транзистора напруга між його базою та емітером становить близько 0,6 В, то напруга спокою бази

$$U_{OB} = 0,6 \text{ В} \quad (6.13)$$

і можна знайти орієнтовне значення вхідного опору транзистора

$$R_{вх} = U_{OB} / I_{OB}, \quad (6.14)$$

$$R_{вх} = \frac{0,6}{0,276 \cdot 10^{-3}} = 2170 \text{ Ом.}$$

**6.5.3.9** Знаходимо величини опорів резисторів дільника  $R_1, R_2$ .

Дільник підключено до напруги

$$U_D = E_K = 30 \text{ В.} \quad (6.15)$$

Величина струму в дільнику вибирається в межах

$$I_D = (2 \dots 5) I_{OB}, \quad (6.16)$$

що забезпечує незалежність заданого режиму спокою транзистора при зміні його параметрів під впливом температури, при заміні на інший і т.п.

$$I_D = 5 \cdot 0,276 = 1,38 \text{ мА.}$$

Падіння напруги на резисторі  $R_4$  складає

$$U_{R_4} = (I_{OK} + I_{OB})R_4 \quad (6.17)$$

$$U_{R_4} = (13,8 + 0,276) \cdot 10^{-3} \cdot 360 = 5,07 \text{ В.}$$

Тоді

$$R_1 = \frac{U_D - U_{R_4} - U_{OB}}{I_{OB} + I_D}; \quad (6.18)$$

$$R_2 = \frac{U_{R_4} + U_{OB}}{I_D}. \quad (6.19)$$

Отже,

$$R_1 = \frac{30 - 5,07 - 0,6}{(0,276 + 1,38) \cdot 10^{-3}} = 14700 \text{ Ом;}$$

$$R_2 = \frac{5,07 + 0,6}{1,38 \cdot 10^{-3}} = 4110 \text{ Ом.}$$

За табл. 6.2 – 6.3 вибираємо  $R_1 = 15 \text{ кОм}$ ;  $R_2 = 4,3 \text{ кОм}$ .

Знаходимо потужність, що виділяється в резисторах  $R_1$  і  $R_2$ :

$$P_{R_1} = (I_{OB} + I_D)^2 R_1; \quad (6.20)$$

$$P_{R_2} = I_D^2 R_2 \quad (6.21)$$

$$P_{R_1} = [(0,276 + 1,38) \cdot 10^{-3}]^2 \cdot 15 \cdot 10^3 = 0,041 \text{ Вт;}$$

$$P_{R_2} = (1,38 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 4,3 \cdot 10^3 = 0,008 \text{ Вт.}$$

З табл. 6.2 - 6.4 вибираємо резистори типу С2–33 потужністю 0,125 Вт.

**6.5.3.10** Знаходимо ємність конденсаторів  $C_1$  та  $C_2$  за умови забезпечення допустимого значення коефіцієнта частотних викривлень  $M_H$ . З цією метою розподіляємо частотні викривлення по колах, що включають конденсатори  $C_1$  і  $C_2$ :

$$M_H = M_{HC_1} \cdot M_{HC_2} \text{ при } M_{HC_1} = M_{HC_2} = \sqrt{M_H}, \quad (6.22)$$

$$M_{HC_1} = M_{HC_2} = \sqrt{1,12} = 1,058.$$

Знаходимо ємність (в мікрофарадах) конденсатора  $C_1$  на вході підсилювача:

$$C_1 \geq \frac{10^6}{2\pi f_n (R_{дж} + R_{вх}) \sqrt{M_{нС1}^2 - 1}}, \quad (6.23)$$

$$C_1 \geq \frac{10^6}{2\pi \cdot 75 \cdot (250 + 2170) \cdot \sqrt{1,058^2 - 1}} = 2,53 \text{ мкФ.}$$

Знаходимо ємність (в мікрофарадах) конденсатора  $C_2$  на виході підсилювача:

$$C_2 \geq \frac{10^6}{2\pi f_n (R_{н\approx} + R_n) \sqrt{M_{нС2}^2 - 1}}, \quad (6.24)$$

$$C_2 \geq \frac{10^6}{2\pi \cdot 75 \cdot (600 + 1200) \cdot \sqrt{1,058^2 - 1}} = 3,41 \text{ мкФ.}$$

Робочу напругу  $C_1$  і  $C_2$  приймаємо рівною

$$U_{C1} = U_{C2} = 1,5E_K, \quad (6.25)$$

$$U_{C1} = U_{C2} = 1,5 \cdot 30 = 45 \text{ В.}$$

За табл. 6.5 вибираємо конденсатори типу К73-17 ємністю  $C_1 = 3,3$  мкФ,  $C_2 = 4,7$  мкФ на напругу 63 В.

**6.5.3.11** Знаходимо амплітудні значення струму й напруги на вході каскаду:

$$I_{вх.м} = \frac{I_{Km}}{h_{21Emin}}, \quad (6.26)$$

де  $h_{21Emin}$  — мінімальне значення коефіцієнта передачі струму в схемі з СЕ для обраного транзистора.



$$I_{\text{вх.т}} = \frac{12,5}{50} = 0,25 \text{ мА.}$$

$$\underline{U_{\text{вх.т}} = I_{\text{вх.т}} R_{\text{вх}}} \quad (6.27)$$

$$U_{\text{вх.т}} = 0,25 \cdot 10^{-3} \cdot 2170 = 0,543 \text{ В.}$$

Необхідна потужність вхідного сигналу

$$P_{\text{вх}} = \frac{I_{\text{вх.т}} U_{\text{вх.т}}}{2}, \quad (6.28)$$

$$P_{\text{вх}} = \frac{0,25 \cdot 10^{-3} \cdot 0,543}{2} = 6,788 \cdot 10^{-5} \text{ Вт.}$$

**6.5.3.12** Знаходимо розрахункові коефіцієнти підсилення каскаду за струмом, напругою та потужністю:

$$K_I = h_{21E \min} \frac{R_{H \approx}}{R_H} = 50 \cdot \frac{600}{1200} = 25, \quad (6.29)$$

$$K_U = h_{21E \min} \frac{R_{H \approx}}{R_{\text{вх}}} = 50 \cdot \frac{600}{2170} = 13,8, \quad (6.30)$$

$$K_P = K_I K_U = 25 \cdot 13,8 = 345, \quad (6.31)$$

$$[K_P]_{\text{дБ}} = 10 \lg K_P = 10 \lg 345 = 23,9 \text{ дБ.}$$

Раніше було прийнято значення коефіцієнта підсилення за потужністю 20 дБ, отже каскад розраховано вірно.

Більш того, навіть за мінімального значення коефіцієнта підсилення транзистора  $h_{21E \min} = 50$  маємо запас за підсиленням. Діапазон можливих значень коефіцієнта підсилення у транзисторів досить широкий: для КТ315Г він складає  $h_{21E \min} = 50 \dots 350$ . Отже основний параметр може перевищувати своє мінімальне значення у сім разів.

На перший погляд це може здатися суттєвим недоліком, бо результати розрахунків, що ми отримали, виявились досить приблизними. Але введення в підсилювач від'ємного зворотного зв'язку у цьому випадку зможе зменшити та стабілізувати значення коефіцієнта підсилення, а також покращити інші параметри пристрою.

**6.5.3.13** По значеннях ємностей  $C_1$  і  $C_2$  будемо амплітудно-частотну характеристику  $[K_P] = F(f)$  в діапазонах частот  $(0,6...1,4) f_{нi}$  і  $(0,8...1,2) f_{в}$  для 8...10 точок кожного діапазону. При цьому для нижніх частот:

$$K_P = \frac{[K_P]_{дБ}}{M_{HC1} \cdot M_{HC2}}, \quad (6.32)$$

$$M_{HC1} = \sqrt{\left[ \frac{10^6}{2\pi f_n (R_{дж} + R_{вх}) C_1} \right]^2 + 1}, \quad (6.33)$$

$$M_{HC2} = \sqrt{\left[ \frac{10^6}{2\pi f_n (R_{н\approx} + R_n) C_2} \right]^2 + 1}. \quad (6.34)$$

Для верхніх частот:

$$K_P = \frac{[K_P]_{дБ}}{M_B}, \quad (6.35)$$

$$M_B = \sqrt{\left( \frac{f_{в}}{f_{\beta}} \right)^2 + 1}, \quad (6.36)$$

де гранична частота підсилення транзистора

$$f_{\beta} = \frac{f_{в}}{\sqrt{M_{в}^2 - 1}}. \quad (6.37)$$

$$f_{\beta} = \frac{19,5}{\sqrt{1,12^2 - 1}} = 38,66 \text{ кГц.}$$

Результати розрахунків заносимо у табл. 6.6 та 6.7.

Таблиця 6.6 – АЧХ для нижніх частот

$f_H, \text{Гц}$	45	52,5	60	67,5	75	82,5	90	97,5	105
$M_{HC1}$	1,094	1,070	1,054	1,043	1,035	1,029	1,024	1,021	1,018
$M_{HC2}$	1,084	1,062	1,048	1,038	1,031	1,026	1,022	1,018	1,016
$K_P$	20,2	21,0	21,6	22,1	22,4	22,6	22,8	23,0	23,1

Таблиця 6.7 – АЧХ для верхніх частот

$f_B, \text{кГц}$	15,6	17,6	19,5	21,4	23,4
$M_B$	1,078	1,099	1,120	1,143	1,169
$K_P$	22,2	21,7	21,3	20,9	20,4

Розрахована АЧХ наведена на рис. 6.2

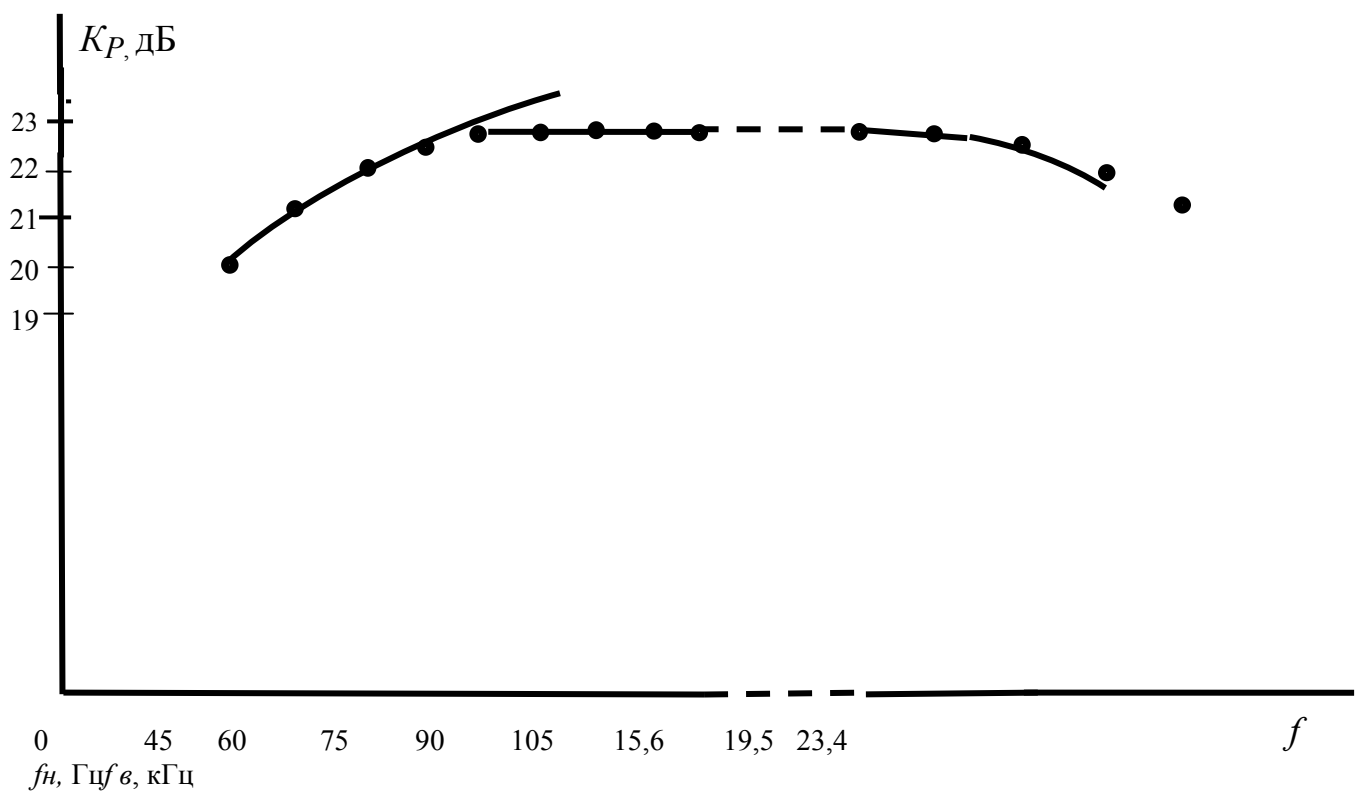


Рис. 6.2 – Амплітудно-частотна характеристика каскаду попереднього підсилення

## 7 ВИБІР ТА РОЗРАХУНОК ІНТЕГРАЛЬНОГО СТАБІЛІЗАТОРА НАПРУГИ

### 7.1 Мета роботи

Метою даної роботи є набуття навиків вибору і розрахунку інтегрального стабілізатора напруги для живлення підсилювача низької частоти.

### 7.2 Теоретичні відомості, необхідні для виконання роботи

Для виконання роботи необхідно знати принципи побудови і дії компенсаційних стабілізаторів напруги та їх використання у джерелах живлення [2,3].

### 7.3 Вихідні дані

Вихідними даними для вибору інтегрального стабілізатора є:

1.  $U_{вих} = E_K, В$  – напруга на виході стабілізатора (напруга живлення підсилювача або іншого пристрою, для якого будується стабілізатор);
2.  $U_{вхmin}, В$  – мінімальна вхідна напруга стабілізатора (надходить з фільтра випрямляча);
3.  $U_{вхmax}, В$  – максимальна вхідна напруга стабілізатора;
4.  $P_H, Вт$  – потужність навантаження;
5. тип ІМС стабілізаторів напруги – пропонуються ІМС серії 142, параметри яких наведено в табл. 7.1, а типові схеми вмикання – на рис. 7.1.

Для розрахунків прийняти:

$$U_{вхmin} = 1,2E_K, U_{вхmax} = 1,5E_K.$$

Значення  $E_K$  наведено у табл. 6.1.

В якості ІМС стабілізаторів використовувати:

- 1) для варіантів парних значень номера залікової книжки (або шифру) – відповідні стабілізатори з фіксованою напругою стабілізації;
- 2) для варіантів непарних значень номера залікової книжки (або шифру) – універсальний регульований стабілізатор КР142ЕН12А.

Таблиця 7.1 – Параметри деяких ІМС стабілізаторів напруги серії 142

<i>Електричні параметри</i>	КР142 ЕН5А	КР142 ЕН5Б	КР142 ЕН8А	КР142 ЕН8Б	КР142 ЕН8В	К142 ЕН9А	К142 ЕН9Б	К142 ЕН9Б	КР142 ЕН12А
Вихідна напруга, В	4,9... 5,1	5,88... 6,12	8,73... 9,27	11,64... 12,36	14,55... 15,45	19,6... 24,48	23,52... 24,48	26,46... 27,54	1,3... 37
Номинальна вихідна напруга, В	5	6	9	12	15	20	24	27	-
Мінімальне падіння напруги, В, не більше як	2,5								3,5
Нестабільність вихідної напруги від змін вхідної напруги, %/В, не більше як	0,05								0,01
Нестабільність вихідної напруги від змін вихідного струму, %/А, не більше як	2		1					0,2	
Параметри граничного режиму									
Вхідна напруга, В	7,5 ... 15	8,5 ... 15	11,5 ... 35	14,5... 35	17,5 ... 35	23 ... 45	27 ... 45	30 ... 45	5 ... 45
Вихідний струм, А	3		2	1,5				1	
Потужність, розсіювана без тепловідводу, Вт	1								
Потужність, розсіювана з тепловідводом, Вт	10		9					10	
Робочий інтервал температур, °С	-10...+70								

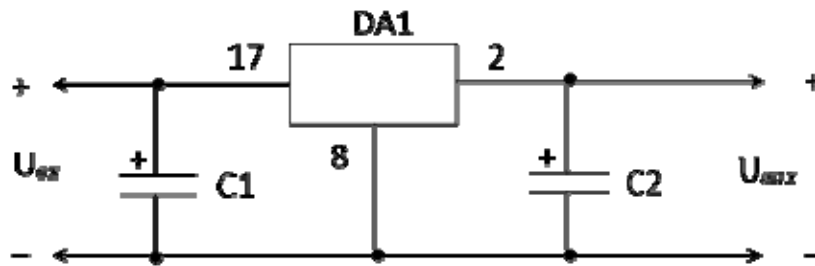


Рис. 7.1,а – ІМС стабілізаторів серії 142 з фіксованою напругою стабілізації

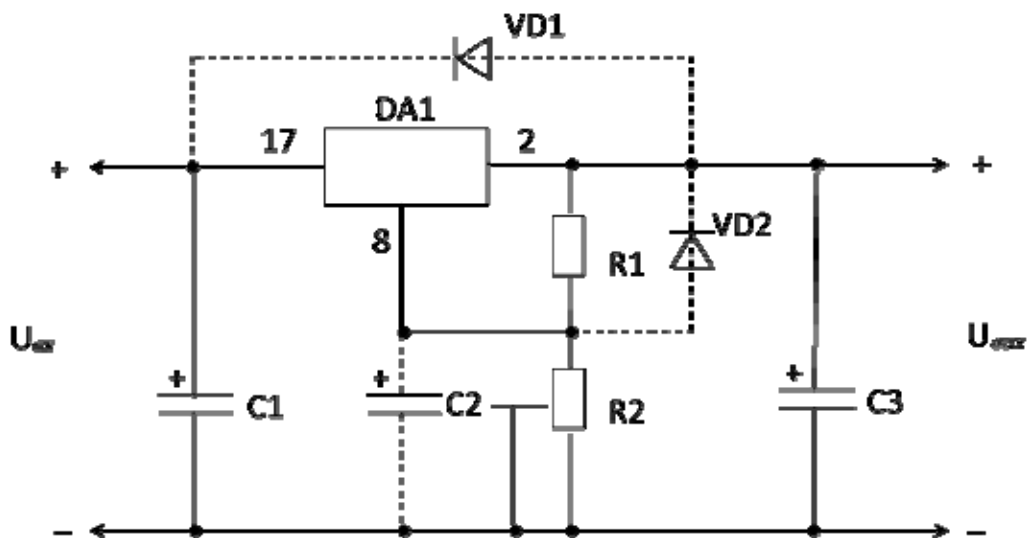


Рис. 7.1,б – ІМС універсального стабілізатора напруги КР142ЕН12А

#### 7.4 Теоретичні пояснення

Сучасні електронні пристрої для забезпечення заданої точності своєї роботи висувають високі вимоги до стабільності напруги живлення. Задовольнити їх при високих інших показниках (габарити, маса, вартість та ін.) дозволяє широке застосування стабілізаторів у інтегральному виконанні, як з фіксованою вихідною напругою, так і універсальних (з регульованою вихідною напругою).

Стабілізатори з фіксованою вихідною напругою мають внутрішній дільник, що забезпечує можливість задати необхідне значення вихідної напруги. Налаштовуються вони на величини стандартного ряду напруг живлення у процесі виробництва.

Задати необхідне значення вихідної напруги в універсальних стабілізаторах можна зовнішнім резистивним дільником.

Такі стабілізатори часто називають тривихідними, бо монтуються у стандартному корпусі потужних транзисторів.

Окрім якісного виконання основної функції – стабілізації вихідної напруги, вони за рахунок додатково введених внутрішніх вузлів (ІМС побудована на 26 транзисторах) забезпечують також захист від перевищення

допустимого значення вихідного струму і розсіюваної корпусом ІМС потужності. При короткому замиканні у навантаженні величина вихідного струму обмежується на рівні, приблизно удвічі більшому за номінальне значення для критичного режиму, а при досягненні температурою корпусу заданої допустимої величини вихідний струм обмежується до такого значення, за яким температура більше не підвищується. Оскільки у вказаних випадках стабілізатор працює у режимі обмеження (стабілізації) струму або обмеження потужності, напруга на його виході при цьому відповідно зменшується.

Величини ємностей електролітичних конденсаторів у схемах вмикання ІМС стабілізаторів повинні бути не меншими за 10 мкФ.

Універсальний трививідний стабілізатор КР142ЕН12А, хоча й вимагає застосування зовнішнього дільника з двох резисторів, має кращі параметри вихідної напруги.

Крім того, при його застосуванні отримуємо додаткові можливості.

Зрозуміло, якщо в якості резистора  $R_2$  застосувати резистор змінного опору, отримаємо стабілізатор з регульованою вихідною напругою.

Забезпечивши за допомогою транзисторних ключів підключення резистора  $R_2$  різної величини, отримаємо стабілізатор з величиною вихідної напруги, програмованою зовнішнім пристроєм керування.

За великих значень вихідної напруги цей стабілізатор можна виконати з електронним вимиканням, якщо паралельно до резистора  $R_2$ , підключити транзисторний ключ. Коли ключ знаходиться у розімкненому стані (транзистор, підключений паралельно до резистора – у режимі відтинання), на виході стабілізатора буде напруга заданої дільником величини. Якщо перевести ключ у замкнений стан (перевести транзистор сигналом від зовнішнього пристрою в режимі насичення), на виході отримаємо мінімальне значення напруги (табл. 7.1):

$$U_{вих\min} = 1,3 \text{ В.} \quad (7.1)$$

При вмиканні навантаження між виводом керування ІМС (8) і від'ємним полюсом джерела  $U_{вх}$  (на місце  $R_2$ ), отримаємо стабілізатор струму. Величина струму навантаження буде визначатися величиною опору резистора  $R_1$ :

$$I_H = U_{вих\min} / R_1. \quad (7.2)$$

Величини опорів резисторів дільника  $R_1$ ,  $R_2$  зв'язані формулою

$$U_{вих} = U_{вих\min} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + R_2 I_p, \quad (7.3)$$

де  $I_p$  – струм виводу регулювання ІМС, який необхідно задавати не меншим за 55 мкА.

Конденсатор  $C_2$  встановлюється за вихідної напруги, близької до мінімальної.

За вихідної напруги, що перевищує 25 В, необхідно встановлювати захисні діоди VD1 і VD2 (рекомендується тип КД521А), які забезпечують розряд конденсаторів  $C_2$ (VD1, VD2) та  $C_3$  (VD1) при замиканні у вхідному колі випрямляча (до стабілізатора), а також конденсатора  $C_2$ (VD2) при замиканні у вихідному колі ( у навантаженні).

Якщо довжина провідників, що з'єднують ІМС з фільтром випрямляча, не перевищує 70 мм, конденсатор  $C_1$  можна не встановлювати.

Для забезпечення максимальної якості роботи стабілізатора елементи  $C_3$ ,  $R_1$ ,  $R_2$  та навантаження слід вмикати якомога ближче до виводів ІМС.

Необхідно також у процесі роботи забезпечувати не перевищення допустимої розсіюваної потужності ІМС.

Щоб за вихідних даних отримати величину розсіюваної потужності, необхідно визначити величину струму навантаження:

$$I_n = P_n / U_{вих}. \quad (7.4)$$

Тоді, знаючи максимальне падіння напруги на ІМС

$$\Delta U = U_{вхmax} - U_{вих}, \quad (7.5)$$

можна знайти величину розсіюваної ІМС потужності

$$P_{ІМС} = \Delta U I_n < P_{ІМС доп}. \quad (7.6)$$

де  $P_{ІМС доп}$  – допустима потужність, розсіювана ІМС (без тепловідводу або з ним).

Зазначимо, що величини  $U_{вхmax}$  та  $U_{вхmin}$  обумовлюються з одного боку зниженням напруги на виході випрямляча під навантаженням, а з іншого – допустимими значеннями відхилення напруги мережі від номінальної величини. При цьому напруга  $U_{вхmin}$  обов'язково повинна перевищувати значення

$$U_{вхmin} = U_{вих} + U_{ІМС min} \quad (7.7)$$

де  $U_{ІМС min}$  – мінімально допустиме падіння напруги на ІМС (табл. 7.1).



## 7.5 Приклад розрахунку інтегральних стабілізаторів напруги

7.5.1 Вихідні дані при застосуванні стабілізатора з фіксованою напругою стабілізації:

- 1) напруга на виході  $U_{вих} = E_K = 9$  В;
- 2) мінімальна вхідна напруга  $U_{вхmin} = 14$  В;
- 3) максимальна вхідна напруга  $U_{вхmax} = 20$  В;
- 4) потужність навантаження  $P_H = 0,5$  Вт.

7.5.2 Вихідні дані при застосуванні універсального стабілізатора КР142ЕН12А:

- 1) напруга на виході  $U_{вих} = E_K = 8$  В;
- 2) мінімальна вхідна напруга  $U_{вхmin} = 13$  В;
- 3) максимальна вхідна напруга  $U_{вхmax} = 19$  В;
- 4) потужність навантаження  $P_H = 2$  Вт.

Взагалі, потужність навантаження стабілізатора складається з потужностей, що розсіюються та споживаються усіма елементами схеми підсилювача. Для схеми (рис. 51)

$$P_H = P_1 + P_2 + P_3 + P_4 + P_{R_H} \quad (7.8)$$

де  $P_1 - P_4$  – потужності, що споживають каскади підсилення;

$P_{R_H}$  – потужність, яку останній каскад віддає у навантаження  $R_H$ .

Якщо рахувати, що перші три каскади підсилення однотипні за схемою (рис. 5.2 і 5.3), тоді для спрощення розрахунків можна припустити

$$P_1 = 0,5 P_2 = 0,25 P_3 = P. \quad (7.9)$$

В цьому випадку

$$P_H = 7P + P_4 + P_{R_H}. \quad (7.10)$$

Для підсилювача (рис. 6.1) маємо:

$$P_1 = P = P_{R1} + P_{R2} + P_{R3} + P_{R4} + P_{KVT1}, \quad (7.11)$$

$$P_1 = P = 0,041 + 0,008 + 0,227 + 0,068 + 0,117 = 0,461 \text{ Вт.}$$

Тоді, наприклад, для схеми (рис. 5.2):

$$P_H = 7P + P_K + P_T, \quad (7.12)$$

$$P_H = 7 \cdot 0,461 + 0,67 + 3,125 = 7,022 \text{ Вт.}$$

### 7.5.3 Порядок розрахунку

При побудові стабілізатора з фіксованим значенням вихідної напруги, необхідно вибрати відповідну ІМС (для даного варіанта завдання – за табл. 7.1 це КР142ЕН8А з  $U_{вих} = 9$  В) і перевірити її на можливість застосування за напругою та на не перевищення допустимого значення розсіюваної потужності в заданих умовах.

За напругою необхідно забезпечувати виконання умов

$$U_{вхmax} < U_{вхmaxдоп}, \quad (7.13)$$

де  $U_{вхmaxдоп}$  – максимально допустима вхідна напруга ІМС;

$$(U_{вхmin} - U_{вих}) > U_{ІМС min}. \quad (7.14)$$

Оскільки:

$$U_{вхmax} = 20 \text{ В} < 35 \text{ В} = U_{вхmaxдоп}, \quad (7.15)$$

$$14 - 8 = 6 \text{ В} > 2,5 \text{ В} = U_{ІМС min}, \quad (7.16)$$

то за напругою дана ІМС відповідає умовам завдання.

Перевіримо можливість застосування ІМС КР142ЕН8А за потужністю, якщо її струм навантаження за (7.4) становить

$$I_H = 0,5 / 9 = 0,056 \text{ А}, \quad (7.17)$$

а максимальне падіння напруги на ній за (7.5) дорівнює

$$\Delta U = 20 - 9 = 11 \text{ В}. \quad (7.18)$$

$$\text{Тоді } P_{ІМС} = 11 \cdot 0,056 = 0,616 \text{ Вт}. \quad (7.19)$$

$$\text{Оскільки } P_{ІМС} = 0,616 \text{ Вт} < 1 \text{ Вт}, \quad (7.20)$$

то ІМС у даному разі можна використовувати без тепловідводу.

Електричну принципову схему отриманого стабілізатора з фіксованою вихідною напругою наведено на рис. 7.1а.

7.5.4 Перевіримо можливість застосування ІМС КР142ЕН12А за напругою та потужністю (за методикою 7.5.3).

Оскільки

$$U_{вхmax} = 19 \text{ В} < 45 \text{ В} = U_{вхmaxдоп}, \quad (7.21)$$

$$13 - 8 = 5 \text{ В} > 3,5 \text{ В} = U_{ІМС min}, \quad (7.22)$$

то за напругою дана ІМС відповідає умовам завдання.

$$I_H = 2 / 8 = 0,25 \text{ А}, \quad (7.23)$$

$$\Delta U = 19 - 8 = 11 \text{ В}. \quad (7.24)$$

$$P_{IMC} = 11 \cdot 0,25 = 2,75 \text{ Вт.} \quad (7.25)$$

$$\text{Через те, що } 1 \text{ Вт} < P_{IMC} = 2,75 \text{ Вт} < 10 \text{ Вт,} \quad (7.26)$$

то за потужністю ІМС також відповідає умовам завдання. Використовувати її при цьому необхідно з тепловідводом.

Визначимо величини опорів резисторів дільника  $R_1$ ,  $R_2$ , що ним задається значення вихідної напруги стабілізатора.

Задамо значення струму виводу регулювання ІМС

$$I_p = 0,1 \text{ мА.} \quad (7.27)$$

При роботі ІМС КР142ЕН12А у режимі стабілізатора напруги зазвичай задають

$$R_1 = 240 \text{ Ом.} \quad (7.28)$$

З (7.3) знаходимо

$$R_2 = \frac{(U_{вих} - U_{вих\ min}) R_1}{U_{вих\ min} + I_p R_1}, \quad (7.29)$$

$$R_2 = \frac{(8 - 1,3) \cdot 240}{1,3 + 0,1 \cdot 10^{-3} \cdot 240} = 1215 \text{ Ом.}$$

Потужність, що розсіюється в резисторах:

$$P_{R_1} = I^2 \cdot R_1 = \left( \frac{U_{вих}}{R_1 + R_2} \right)^2 \cdot R_1; \quad (7.30)$$

$$P_{R_1} = \left( \frac{8}{240 + 1215} \right)^2 \cdot 240 = 0,007 \text{ Вт;}$$

$$P_{R_2} = I^2 \cdot R_2 = \left( \frac{U_{вих}}{R_1 + R_2} \right)^2 \cdot R_2; \quad (7.31)$$

$$P_{R_2} = \left( \frac{8}{240 + 1215} \right)^2 \cdot 1215 = 0,037 \text{ Вт.}$$

За табл. 6.2 – 6.4 вибираємо резистори С2-33 з опором 240 Ом та 1,2 кОм відповідно та потужністю 0,125 Вт.

Оскільки вихідна напруга стабілізатора значно перевищує за величиною мінімальне значення напруги стабілізації, а  $U_{вх\max} < 25 \text{ В}$ , то ІМС можна використовувати без елементів  $C_2$ , VD1 та VD2.

За табл. 6.5 обираємо тип конденсаторів К50-35 на напругу 25 В ( $C_1$ ) і 10 В ( $C_3$ ).

## 8 РОЗРАХУНОК ОДНОФАЗНОГО ВИПРЯМЛЯЧА МАЛОЇ ПОТУЖНОСТІ

### 8.1 Мета розрахунку

Метою даної роботи є набуття навиків розрахунку однофазних випрямлячів малої потужності.

### 8.2 Теоретичні відомості, необхідні для виконання розрахунку

Для виконання розрахунку необхідно знати основні параметри випрямлячів, їх схеми та принцип дії, методи розрахунку [2, 3].

### 8.3 Вихідні дані

Вихідними даними для розрахунку є:

- 1)  $U_d$ , В – середнє значення випрямленої напруги за номінального навантаження;
- 2)  $I_d$ , А – середнє значення випрямленого струму (струму навантаження);
- 3)  $K_n$  – коефіцієнт пульсації випрямленої напруги;
- 4)  $U_M$ , В – напруга мережі живлення;
- 5)  $f_M$ , Гц – частота мережі живлення.

Для усіх варіантів приймаємо наступні вихідні дані:

- 1)  $U_d = E_k + U_{IMC \min}$ ;
- 2)  $I_d = \frac{P_H}{U_d}$ ;
- 3)  $K_n = 0,1$ ;
- 4)  $U_M = 220$  В;
- 5)  $f_M = 50$  Гц.

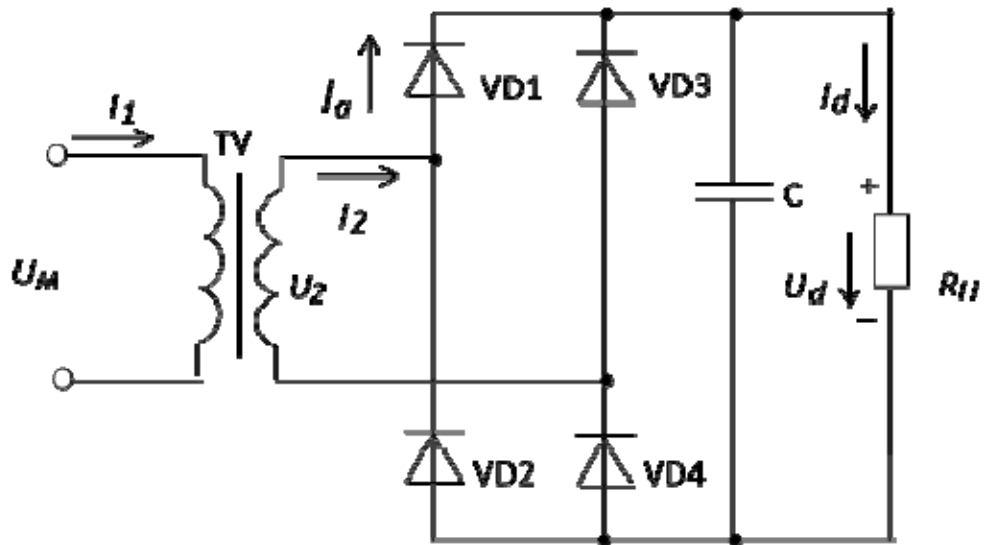
### 8.4 Теоретичні пояснення

Для живлення сучасних електронних пристроїв малої потужності найчастіше застосовують однофазні випрямлячі змінного струму, зазвичай двопівперіодні.

Величину пульсації вихідної напруги знижують до необхідної величини за допомогою ємнісних фільтрів. Це обумовлює ємнісний характер навантаження випрямляча.

У якості вентилів найчастіше застосовують напівпровідникові, головним чином кремнієві, випрямні діоди.

Схема мостового випрямляча з ємнісним фільтром наведена на рис. 8.1.



**Рис. 8.1 – Однофазний мостовий випрямляч з ємнісним фільтром**

Такий випрямляч забезпечує двопівперіодне випрямлення і, порівняно зі схемою з нульовим виводом, має менші габарити, масу і, відповідно, вартість трансформатора.

### **8.5 Приклад розрахунку однофазного мостового випрямляча з ємнісним фільтром**

#### **8.5.1 Вихідні дані:**

- 1) середнє значення випрямленої напруги за номінального навантаження

$$U_d = E_k + U_{IMC \min} = 22 + 2,5 = 24,5 \text{ В};$$

- 2) струм навантаження

$$I_d = \frac{P_H}{U_d} = \frac{2,35}{24,5} = 0,3 \text{ А};$$

- 3) коефіцієнт пульсації випрямленої напруги  $K_n = 0,1$ ;
- 4) напруга мережі живлення  $U_M = 220 \text{ В}$ ;
- 5) частота мережі живлення  $f_M = 50 \text{ Гц}$ .

#### **8.5.2 Необхідно визначити:**

- 1) тип і параметри вентилів;
- 2) режими роботи схеми (значення струмів діодів та напруг на них);
- 3) ємність та тип конденсатора фільтра;
- 4) ККД випрямляча.

### 8.5.3 Порядок розрахунку

**8.5.3.1** Визначаємо величину розрахункового параметра А:

$$A = \frac{\pi R_{\phi}}{2 R_H}, \quad (8.1)$$

де  $R_H = \frac{U_d}{I_d}$  – опір випрямляча; (8.2)

$$R_{\phi} = R_{mp} + R_i \text{ – опір фази випрямляча.} \quad (8.3)$$

Опір обмоток трансформатора для малопотужних випрямлячів приймають рівним

$$R_{mp} = (0,07 \dots 0,10) R_H. \quad (8.4)$$

Внутрішній опір відкритого напівпровідникового вентиля

$$R_i \approx 0,5 \dots 2,0 \text{ Ом.}$$

Приймаємо  $R_{mp} = 0,1 R_H$ ,  $R_i = 1,0$  Ом.

Тоді згідно з (8.1 – 8.4) маємо:

$$R_H = \frac{24,5}{0,3} = 81,7 \text{ Ом; } R_{mp} = 0,1 \cdot 81,7 = 8,17 \text{ Ом;}$$

$$R_{\phi} = 8,17 + 1,0 = 9,17 \text{ Ом; } A = \frac{3,14 \cdot 9,17}{2 \cdot 81,7} = 0,18.$$

**8.5.3.2** За графіками (рис. 8.2) знаходимо коефіцієнти В, D, F і Н, які відповідають розрахунковому значенню А:

$$B = 0,9; \quad D = 2,3; \quad F = 8,0; \quad H = 320. \quad (8.5)$$

**8.5.3.3** Знаходимо діюче значення вторинної обмотки трансформатора:

$$U_2 = B \cdot U_d = 0,9 \cdot 24,5 = 22,05 \text{ В.} \quad (8.6)$$

**8.5.3.4** Визначаємо коефіцієнт трансформації трансформатора:

$$K_{mp} = \frac{U_2}{U_M} = \frac{22,05}{220} = 0,1. \quad (8.7)$$

**8.5.3.5** Розраховуємо діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора:

$$I_2 = 0,75 \cdot D \cdot I_d = 0,75 \cdot 2,3 \cdot 0,3 = 0,518 \text{ А.} \quad (8.8)$$

**8.5.3.6** Знаходимо діюче значення струму первинної обмотки трансформатора:

$$I_1 = 1,2 \cdot K_{mp} \cdot I_2 = 1,2 \cdot 0,1 \cdot 0,518 = 0,06 \text{ А.} \quad (8.9)$$

**8.5.3.7** Визначаємо розрахункову потужність трансформатора:

$$P_{TV} = \frac{I_1 \cdot U_M + I_2 \cdot U_2}{2} = \frac{0,06 \cdot 220 + 0,518 \cdot 22,05}{2} = 12,34 \text{ ВА.} \quad (8.10)$$

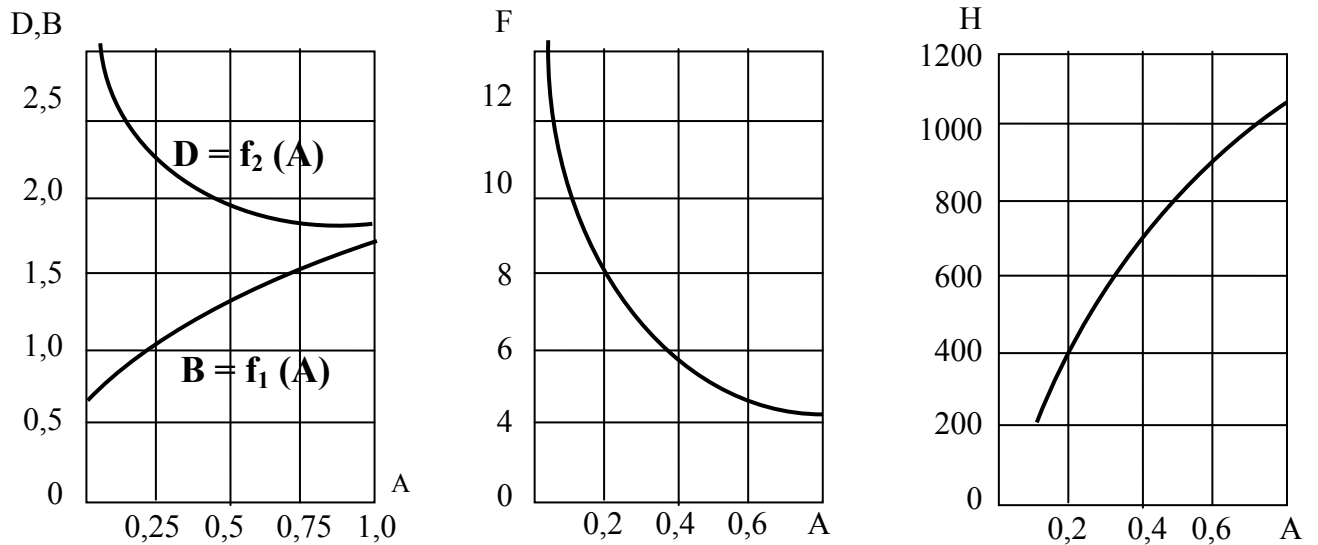


Рис. 8.2 – Графіки залежностей В (А), D(А), F (А), Н (А)

**8.5.3.8** Знаходимо площу перетину сталі осердя трансформатора:

$$S_{TV} = 7 \cdot \sqrt{\frac{\alpha \cdot P_{TV}}{\eta_{TV} \cdot f_M \cdot B_M \cdot \gamma}} \text{ (см}^2\text{)}, \quad (8.11)$$

де  $\alpha = 2 \dots 3$  для трансформаторів найменшої ваги;

$B_M = 0,6 \dots 0,7$  Тл – магнітна індукція;

$\gamma = 3,5 \dots 4,0$  А/мм<sup>2</sup> – щільність струму в обмотках;

$\eta_{TV} = 0,8 \dots 0,9$  – ККД трансформатора.

Тоді

$$S_{TV} = 7 \cdot \sqrt{\frac{2,5 \cdot 12,34}{0,85 \cdot 50 \cdot 0,65 \cdot 3,75}} = 3,82 \text{ см}^2.$$

**8.5.3.9** Розраховуємо середнє значення струму через діод:

$$I_{cp} = 0,5D \cdot I_d = 0,5 \cdot 2,3 \cdot 0,3 = 0,35 \text{ А.} \quad (8.12)$$

**8.5.3.10** Визначаємо максимальний струм діода:

$$I_{max} = 0,5F \cdot I_d = 0,5 \cdot 8 \cdot 0,3 = 1,2 \text{ А.} \quad (8.13)$$

**8.5.3.11** Знаходимо максимальну зворотну напругу на діоді:

$$U_{звmax} = \sqrt{2} \cdot U_2 = 1,41 \cdot 22,05 = 31,1 \text{ А.} \quad (8.14)$$

**8.5.3.12** Вибираємо тип вентилів за табл. 8.1 або довідником [4]. При цьому необхідно забезпечити виконання умов:

допустима зворотна напруга

$$U_{BM \text{ max}} > U_{звmax}; \quad (8.15)$$

середнє значення струму

$$I_a > I_{cp}; \quad (8.16)$$

максимальне значення струму

$$I_{amax} = \pi I_a > I_{max}. \quad (8.17)$$

В якості вентилів вибираємо кремнієві діоди типу КД205Д, що мають наступні параметри:

$$U_{BM\ max} = 100\text{ В} > 31,1\text{ В};$$

$$I_a = 0,5\text{ А} > 0,35\text{ А};$$

$$I_{amax} = 3,14 \cdot 0,5 = 1,57\text{ А} > 1,2\text{ А};$$

пряме падіння напруги  $U_{np} = 1,0\text{ В}.$

### 8.5.3.13 Визначаємо ємність фільтра:

$$C = \frac{H}{K_n \cdot R_{\phi}} = \frac{320}{0,1 \cdot 9,17} = 349\text{ мкФ}. \quad (8.18)$$

За табл. 6.5 вибираємо конденсатор типу К50-35 з ємністю 500 мкФ на напругу  $U = 50\text{ В} > \sqrt{2} U_2 = 1,41 \cdot 22,05 = 31,1\text{ В}.$

Табл. 8.1 – Основні параметри деяких випрямних діодів

Тип діода	Граничні електричні параметри при температурі оточуючого середовища $25 \pm 5^\circ\text{C}$		
	Допустима зворотна напруга $U_{BM\ max},\text{ В}$	Середнє значення випрямленого струму $I_a,\text{ А}$	Пряме падіння напруги $U_{np}$ (при $I_{amax}$ ), В
КД105Б	400	0,3	1
КД105В	600		
КД105Г	800		
КД205А	500	0,5	
КД205Б	400		
КД205В	300		
КД205Г	200		
КД205Д	100	0,7	
КД205К			
КД205Л	200	1,0	
КД208	100	0,7	
КД209А	400	3,5	
КД209Б	600		
КД202А	50	1,0	
КД202Б			
КД202В	100	3,5	
КД202Г			
КД202Д	200	1,0	
КД202Е			



**8.5.3.14** Знайдемо величину ККД випрямляча:

$$\eta = \frac{U_d I_d}{U_d I_d + P_T + P_B}, \quad (8.19)$$

де  $P_T$  – втрати потужності в трансформаторі з ККД  $\eta_T = 0,85$ ;

$P_B$  – втрати потужності у одночасно працюючих двох діодах.  
Втрати потужності в трансформаторі:

$$P_T = P_{TV} (1 - \eta_T); \quad (8.20)$$

$$P_T = 12,34 \cdot (1 - 0,85) = 1,85 \text{ ВА.}$$

Втрати потужності на діодах:

$$P_B = 2 \cdot I_{cp} \cdot U_{np}; \quad (8.21)$$

$$P_B = 2 \cdot 0,35 \cdot 1,0 = 0,7 \text{ ВА.}$$

Тоді

$$\eta = \frac{24,5 \cdot 0,3}{24,5 \cdot 0,3 + 1,85 + 0,7} = 0,74.$$

## 9 ПЕРЕЛІК ДОДАТКІВ

До методичних вказівок додаються:

1. зразок титульного аркуша курсового проекту – Додаток А;
2. форма і зразок основного напису для першого аркуша усіх видів текстових документів і форма основного напису наступних аркушів текстових та графічних документів – Додаток Б;
3. форма і зразок оформлення відомості проекту – Додаток В;
4. форма і зразок оформлення переліку елементів – Додаток Г;
5. форма і зразок основного напису для першого аркуша графічних документів – Додаток Д.

## СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Методичні вказівки до оформлення текстових документів курсових та дипломних проектів і робіт для студентів III-IV курсів спеціальностей кафедри автоматизації виробничих процесів / Укл.: Л.І. Атаманчук, П.А. Антоненко, І.В. Вязова. – Дніпропетровськ: УДХТУ, 2003. – 24 с.
2. Колонтаєвський Ю.П., Сосков А.Г. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: Теорія і практикум / За ред. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003. – 368 с.
3. Герасимов В.Г., Князьков О.М., Краснопольский А.Е. и др. Основы промышленной электроники / Под ред. В.Г. Герасимова. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1989. – 336 с.
4. Основы схемотехники электронных систем: Підручник / В.І. Бойко, А.М. Гуржій, В.Я. Жуйков та ін. – К.: Вища шк., 2004. – 527 с.

ДОДАТОК А

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
ДЕРЖАВНИЙ ВИЩИЙ НАВЧАЛЬНИЙ ЗАКЛАД  
"УКРАЇНСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ХІМІКО-ТЕХНОЛОГІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ"

Кафедра КІТ та А

**КУРСОВИЙ ПРОЕКТ**

з дисципліни: Електронні пристрої автоматики

на тему: \_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_

**ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА**

**Виконав (ла) студент (ка)** \_\_\_\_\_

шифр, група

підпис

прізвище

**Керівник** \_\_\_\_\_

посада

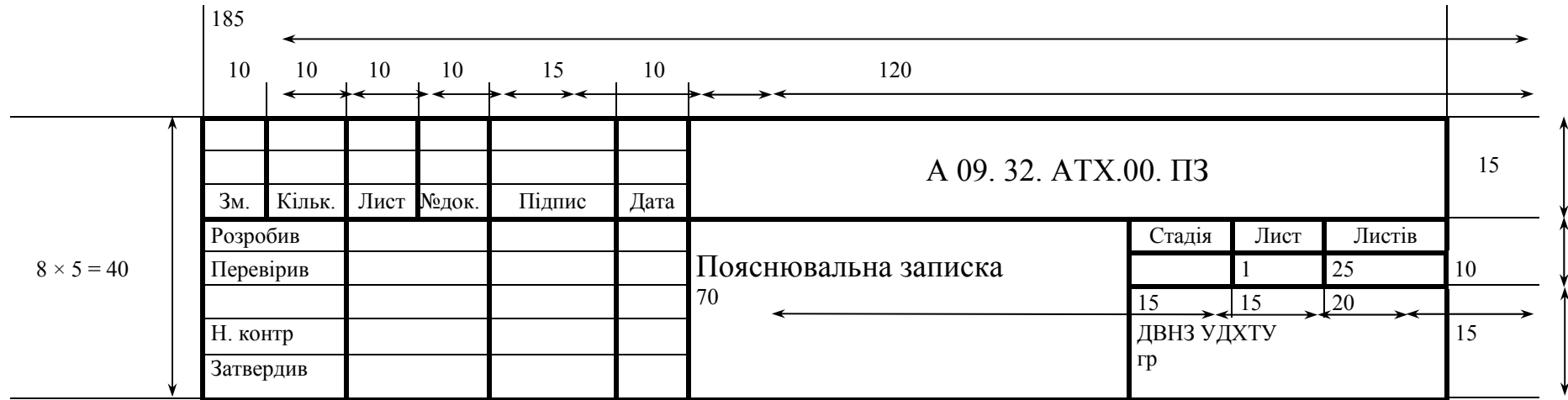
підпис

прізвище

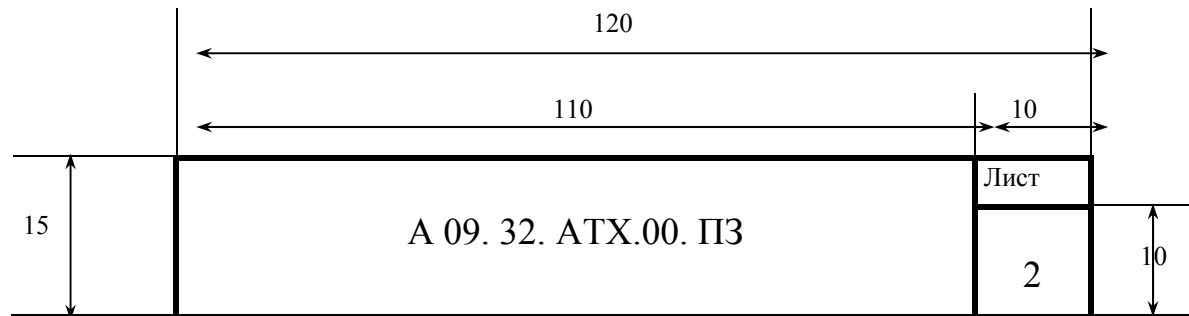
Дніпро ДВНЗ УДХТУ 201

## ДОДАТОК Б

*Форма основного напису для першого листа усіх видів текстових документів (перші листи)*



**Форма основного надпису наступних листів документів (текстових і графічних)**





**ДОДАТОК Г**

Позиційне позначення	Позначення	Найменування	Кільк.	Примітка
		<b>Резистори</b>		
R1		C2-33-0,125-15 кОм±5%	1	
R2		C2-33-0,125-4,3 кОм±5%	1	
R3		C2-33-0,25-1,2 кОм±5%	1	
R4		C2-33-0,125-360 Ом±5%	1	
		<b>Конденсатори</b>		
C1		K73-17-63-3,3мкф±10%	1	
C2		K73-17-63-4,7мкф±10%	1	
C3		K50-35-6,3-100мкф±10%	1	
C4		K50-35-50-500мкф±10%	1	
		<b>Діоди</b>		
Д1..Д4		КД 205Д	4	
		<b>Транзистори</b>		
VT1		КТ315Г	1	
VT4		КТ815А	1	
VT5		КТ814А	1	
DA1		Мікросхема КР142ЕН8А	1	
		<b>А 09. 32. АТХ.02. ПЕ</b>		
Зм.	Аркуш	№ докум.	Підпис	Дата
Розроб.				
Перевірив				
Н.контр.				
Затвер.				
		<b>Перелік елементів</b>		Літ.
				Лист
				Листів
				1
				1
				<b>ДВНЗ УДХТУ</b>
				гр.

## ДОДАТОК Д

### Форма основного напису першого листа графічних документів

185										
17		23		15		10				
					А 09. 32. АТХ.01. Е1				15	
					ДВНЗ УДХТУ				10	
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата						
Розробив					Підсилювач електронний			Стадія	Лист	Листів
Перевірив								15	1	1
					Схема електрична структурна			ДВНЗ УДХТУ		15
Н.контр								гр.		
Затвердив										
					70			50		

11 × 5=55