

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ,
МОЛОДІ ТА СПОРТУ УКРАЇНИ
Запорізький національний технічний університет

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ

до практичних занять
з дисципліни

"Енергетична електроніка"

для студентів спеціальності 6.050801

"Мікро- та наноелектроніка"
денної і заочної форм навчання

2012

Методичні вказівки до практичних занять з дисципліни "Енергетична електроніка" для студентів спеціальності 6.050801 "Мікро- та наноелектроніка" денної і заочної форм навчання / Укл.: Є.Л.Жавжаров. - Запоріжжя: ЗНТУ.-2012.- 58 с.

Укладачі: Є.Л.Жавжаров, доц., канд.фіз.-матем. наук

Рецензент: О.В.Томашевський, доц., канд.техн. наук

Відповідальний за випуск: Г.В.Сніжної

Затверджено
на засіданні кафедри
"Мікроелектроніка і
напівпровідникові прилади"
Протокол № 5
від 15 лютого 2012 р.

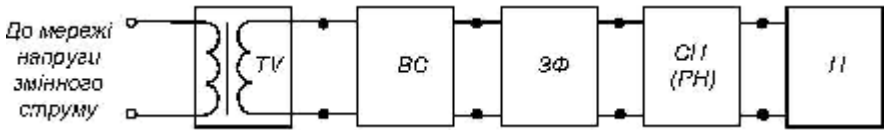
ЗМІСТ

1 Практична робота № 1 „Розрахунок випрямляча при роботі на R-, RL-навантаження”	4
1.1 Короткі теоретичні відомості	4
1.2 Порядок розрахунку.	5
1.3 Індивідуальні завдання.	9
2 Практична робота № 2 „Розрахунок випрямляча за наявності C-фільтру”	10
2.1 Короткі теоретичні відомості	11
2.2 Порядок розрахунку.	15
2.3 Індивідуальні завдання.	16
3 Практична робота № 3 „Згладжуючі фільтри ”	16
3.1 Короткі теоретичні відомості.	16
3.1.1 Основні характеристики фільтрів.	16
3.1.2 Активно-індуктивний (R-L) згладжуючий фільтр	18
3.1.3 Активно-ємнісний (R-C) згладжуючий фільтр.	20
3.1.4 Індуктивно-ємнісний (L-C) згладжуючий фільтр.	21
3.1.5 Багатоланкові згладжуючі фільтри.	22
3.1.6 Активні згладжуючі фільтри.	23
3.2 Індивідуальні завдання.	25
4 Практична робота № 4 „Параметричні стабілізатори напруги ”	27
4.1 Короткі теоретичні відомості.	27
4.2 Порядок розрахунку джерела опорної напруги на стабілітроні	30
4.3 Порядок розрахунку параметричного стабілізатора напруги	32
4.4 Способи підвищення якості стабілізації напруги.	33
4.4.1 Каскадні схеми стабілізаторів	34
4.4.2 Мостові схеми стабілізаторів	34
4.4.3 Схеми стабілізаторів із використанням двополюсника, що стабілізує струм	35
4.5 Індивідуальні завдання.	35
5 Практична робота № 5 „Розрахунок компенсаційного стабілізатора послідовного типу ”	38
5.1 Короткі теоретичні відомості.	38
5.2 Порядок розрахунку стабілізатора.	39
5.3 Індивідуальні завдання.	48
6 Практична робота №6 „Розрахунок регулятора змінної напруги ”	49
6.1 Короткі теоретичні відомості.	49
6.2 Порядок розрахунку однофазного регулятора напруги	51
6.3 Індивідуальні завдання.	58

1 ПРАКТИЧНА РОБОТА №1 „РОЗРАХУНОК ВИПРЯМЛЯЧА ПРИ РОБОТІ НА R-, RL-НАВАНТАЖЕННЯ”

1.1 Короткі теоретичні відомості

Випрямлячі – електротехнічні пристрої, призначені для перетворення енергії джерела напруги змінного струму в енергію напруги постійного струму. Склад випрямляча можна представити наступною узагальненою структурною схемою на рис. 1.1.



TV - трансформатор напруги; *BC* - вентильна схема; *ЗФ* - згладжуючий фільтр; *CH (PH)* - стабілізатор напруги (регулятор напруги); *H* - навантаження

Рисунок 1.1 – Структурна схема випрямляча

Трансформатор призначений для перетворення величини напруги мережі до значення, необхідного для роботи випрямляча. Вентильна схема перетворює змінну напругу у випрямлену – пульсуючу однополярну. Залежно від того, як з'єднані між собою вентиля у схемі, розрізняють різні схеми випрямлення (табл. 1.1). Згладжуючий фільтр перетворює випрямлену напругу в постійну. Стабілізатор напруги підтримує напругу на навантаженні на незмінному рівні при зміні напруги мережі або навантаження в заданих межах.

Вихідні дані для розрахунку: U_1 – діюче значення напруги живлення мережі; f – частота мережі живлення, Гц; I_d – середнє значення випрямленого струму; U_d – середнє значення випрямленої напруги; K_n – коефіцієнт пульсації випрямленої напруги на навантаженні; T – температура навколишнього середовища. Для керованих випрямлячів задають межі середнього значення випрямленої напруги (струму) – $U_{d \min}$, $U_{d \max}$.

Крім того, зазвичай задають характер навантаження. У разі необхідності в схему вводять фільтр. У потужних випрямлячах фільтр починається з індуктивності, що зумовлює *RL* характер навантаження

випрямляча. Аналогічна ситуація виникає в керованих випрямлячах, тобто зі збільшенням кута керування збільшується K_n .

1.2 Порядок розрахунку

Визначаємо *параметри трансформатора і діодів* за табл. 1.1:

- U_2 , I_2 – діючі значення фазних напруги і струму вторинної обмотки трансформатора;
- S_T – типова (розрахункова) потужність трансформатора;
- $I_{вср}$, $I_в$ – середнє та діюче значення струмів у вентилях;
- $U_{звм}$ – максимальне значення зворотної напруги на вентилі;
- K_T – коефіцієнт трансформації $K_T = U_1 / U_2$;
- $K_{пер}$ – коефіцієнт перевищення розрахункової потужності трансформатора.

Потужність, яка розсіюється на навантаженні

$$P_d = I_d \cdot U_d \cdot S_T = K_{np} \cdot P_d.$$

За розрахованими параметрами $U_{звм}$ і $I_в$ обираємо *вентиль* (за довідником).

За розрахованими параметрами трансформатора обираємо його *тип* (за довідником). Якщо не вдається підібрати стандартний трансформатор, то проводять його конструктивний розрахунок.

Визначаємо *активний опір фази трансформатора*:

$$R_{mp} = K_r \frac{U_d}{I_d \cdot f \cdot B} \sqrt[4]{\frac{f \cdot B \cdot S}{U_d \cdot I_d}}, \quad (1.1)$$

де K_r – коефіцієнт, що залежить від схеми випрямлення (табл.1.2);

B – величина магнітної індукції в магнітодроті;

f – частота мережі;

S – кількість стрижнів магнітодроту, що мають обмотки ($S = 1$ – для броньового магнітодроту; $S = 2$ – для стрижневого магнітодроту; $S = 3$ – для трифазного трансформатора).

Таблиця 1.1 - Основні співвідношення для різних схем випрямлення при RL – навантаженні

Схема	Трансформатори			Вентиль			Фільтр
	$K_{\alpha} = \frac{U_d}{U_2}$	$\frac{I_2}{I_d}$	$\frac{I_1}{I_d}$	$K_{np} = \frac{S_T}{P_d}$	$K_u = \frac{U_{36m}}{U_d}$	$K_i = \frac{I_e}{I_d}$	$K_n = \frac{U_{4m}}{U_d}$
Однофазна двопів-періодна із середньою точкою	0,9	0,707	$\frac{1}{K_T}$	1,34	3,14	0,707	$\frac{2}{3}$
		0,785*	$\frac{1,11}{K_T}$	1,48*		0,785*	
Однофазна мостова	0,9	1	$\frac{1}{K_T}$	1,11	1,57	0,707	$\frac{2}{3}$
		1,11*	$\frac{1,11}{K_T}$	1,23*	1,57	0,785*	
Трифазна із середньою точкою	1,17	0,577	$\frac{0,471}{K_T}$	1,35	2,09	0,577	$\frac{1}{4}$
		0,583*	$\frac{0,476}{K_T}$				
Трифазна мостова	2,34	0,817	$\frac{0,817}{K_T}$	1,05	1,05	0,577	$\frac{2}{35}$

* – для активного навантаження.

 K_u, K_i – коефіцієнти використання вентилів по напрузі та струму.

Індуктивний опір розсіювання фази трансформатора:

$$X_s = 2p \cdot f \cdot L_s, \quad (1.2)$$

де L_s – індуктивність розсіювання обмоток трансформатора

$$L_s = K_L \cdot S \cdot \frac{U_d}{I_d \cdot f \cdot B \cdot 4 \sqrt{\frac{f \cdot B \cdot S}{U_d I_d}}}, \quad (1.3)$$

де K_L – коефіцієнт, що залежить від схеми (табл. 1.2).

Таблиця 1.2 – Параметри трансформатора залежно від типу навантаження

Схема випрямлення	С-навантаження		R, L-навантаження	
	K_r , Тл/сек	K_L , Тл	K_r , Тл/сек	K_L , Тл
Однофазна із середньою точкою	4,7	$4,3 \cdot 10^{-3}$	7,0	$5,5 \cdot 10^{-3}$
Однофазна мостова	3,5	$5,0 \cdot 10^{-3}$	5,2	$6,4 \cdot 10^{-3}$
Трифазна із середньою точкою	6,9	$4,1 \cdot 10^{-3}$	6,6	$3,3 \cdot 10^{-3}$
Трифазна мостова	4,5	$1,9 \cdot 10^{-3}$	2,5	$1,0 \cdot 10^{-3}$

Визначаємо падіння напруги на вентилях:

$$DU_B = n \cdot U_{np}, \quad (1.4)$$

де n – кількість послідовно ввімкнених вентилів у фазі;

U_{np} – пряме падіння напруги на вентилі (з довідника).

Падіння напруги на активному опорі трансформатора:

$$\Delta U_r = n_1 \cdot R_{mp} \cdot I_d, \quad (1.5)$$

де n_1 – кількість обмоток трансформатора, через які послідовно протікає струм навантаження.

Падіння напруги за рахунок процесу комутації:

$$DU_x = \frac{m \cdot I_d \cdot X_s}{2p}, \quad (1.6)$$

де m – кількість фаз випрямлення.

Середнє значення випрямленої напруги холостого ходу:

$$U_{d_{xx}} = U_d + DU_B + DU_r + DU_x. \quad (1.7)$$

Необхідна величина фазного значення напруги з урахуванням холостого ходу:

$$U_{2_{xx}} \approx U_{d_{xx}} / K_{cx}. \quad (1.8)$$

Коефіцієнт трансформації з урахуванням холостого ходу:

$$K_T = U_1 / U_{2_{xx}}. \quad (1.9)$$

Струм первинної обмотки трансформатора I_1 обираємо з табл. 1.1.

Для керованого випрямляча для режиму неперервних струмів кут керування складає:

$$\alpha = \arccos \left(\frac{U_{d_{min}}}{U_{d_{xx}}} \right). \quad (1.10)$$

Для керованого випрямляча для режиму перервних струмів кут керування:

$$\alpha = \arcsin \left(1 - 2 \frac{U_d}{U_{d_{xx}}} \cdot \sin \frac{p}{m} \right) - \frac{p}{m}. \quad (1.11)$$

Для керованого випрямляча кут керування

$$j = \arccos \left(\cos \alpha - \frac{I_d \cdot X_s}{\sqrt{2} \cdot U_2 \sin \frac{p}{m}} \right) - \alpha. \quad (1.12)$$

Визначаємо втрати потужності в вентилях:

$$\Delta P_v = I_{в_{cp}} \cdot U_o \cdot N, \quad (1.13)$$

де U_o – порогова напруга на вентилях;

N – кількість вентилів у схемі.

Розраховуємо втрати потужності в трансформаторі:

$$\Delta P_{TP} = S_T (1 - \eta_{TP}), \quad (1.14)$$

де η – коефіцієнт корисної дії трансформатора (0.9÷0.95).

ККД випрямляча:

$$h = \frac{P_d}{P_d + \Delta P_e + \Delta P_{TP} + \Delta P_{\text{дон}}}, \quad (1.15)$$

де $\Delta P_{\text{дон}}$ - втрати в допоміжних пристроях:

$$\Delta P_{\text{дон}} = (0.01 \div 0.02) P_d.$$

1.3 Індивідуальні завдання

Розрахувати схему некерованого однофазного випрямляча із середньою точкою. Розрахунки провести для випадку використання трансформатору з броньовим магнітодротом із величиною магнітної індукції в магнітодроті $B=1,35$ Тл.

№ вар	U_1 , В	I_d , А	U_d , В	f , Гц	Тип навантаження
1	380	20	20	50	RL
2	380	22	30	50	RL
3	380	24	40	50	RL
4	380	26	50	50	RL
5	380	28	45	50	RL
6	220	18	10	50	RL
7	220	16	15	50	RL
8	220	14	20	50	RL
9	220	12	24	50	RL
10	220	10	30	50	RL
11	380	30	20	100	RL
12	380	32	25	100	RL
13	380	34	16	100	R
14	380	36	15	100	R
15	380	38	10	100	R
16	220	15	12	100	R
17	220	11	14	100	R
18	220	25	16	100	R
19	380	21	18	100	R
20	380	25	50	100	R
21	380	27	30	50	R
22	380	29	35	50	R

2 ПРАКТИЧНА РОБОТА №2 „РОЗРАХУНОК ВИПРЯМЛЯЧА ЗА НАЯВНОСТІ С-ФІЛЬТРУ”

2.1 Короткі теоретичні відомості

За наявності пасивного ємнісного фільтра робота випрямляча має специфічний характер, зумовлений роботою на протиелектроорушійну силу. Розглянемо роботу випрямляча (рис.2.1). Напруга на навантаженні R_n має згладжений характер, а заряджений конденсатор C_ϕ виступає як джерело проти-ЕРС. Діоди $VD1$ або $VD2$ перебувають у провідному стані лише тоді, коли $u_2 > u_{C_0}$.

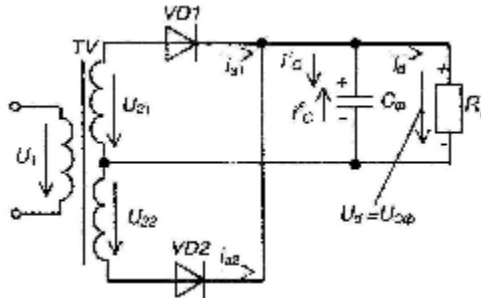


Рисунок 2.1 – Однофазний двопівперіодний випрямляч з ємнісним фільтром

На рис. 2.2 наведено часові діаграми роботи випрямляча. На інтервалі (1) – (2) напруга u_{21} перевищує u_{C_0} і діод $VD1$ перебуває у провідному стані, струм через нього

$$i_{a1} = \frac{u_{21} - u_{C_0}}{R_\Sigma}, \quad (2.1)$$

де R_Σ – внутрішній опір випрямляча (опір вторинної обмотки трансформатора, проводів і вентилів).

Струмом i'_C , що є частиною струму i_{a1} , заряджається ємність C_ϕ (інша частина i_{a1} є струмом i_d , який тече через навантаження).

На інтервалі (2) ÷ (3) вторинна напруга нижча за напругу на конденсаторі ($u_{22} < u_{C\phi}$), діоди закриті і C_ϕ розряджається струмом i_C''

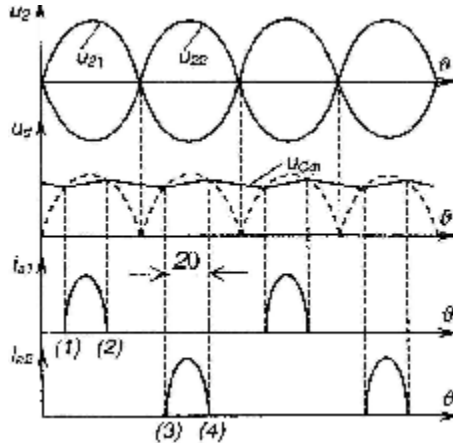


Рисунок 2.2 – Часові діаграми роботи випрямляча за наявності ємнісного фільтра ($J = \omega t$)

через навантаження.

На інтервалі (3)-(4) $u_{22} < u_{C\phi}$ у провідному стані перебуває діод VD2, через нього тече струм i_{a2} , частина якого також заряджає C_ϕ .

Внаслідок такої роботи ємності C_ϕ напруга на навантаженні згладжується, і $u_{C\phi} = u_d$. Чим більша ємність C_ϕ , тим більший ефект згладжування напруги u_d . При такому режимі струм протікає не протягом усього періоду, а лише протягом його частини. Кут відсікання – половина тривалості імпульсу струму, виражена в радіанній мірі.

2.2 Порядок розрахунку

Для отримання загальних формул для однофазних випрямлячів введемо коефіцієнт p – число зарядних імпульсів струму конденсатора

C за період напруги мережі. Для однопівперіодних схем: $p=1$, для двопівперіодних $p=2$.

Середнє значення струму діода для однопівперіодної схеми – це струм навантаження, для двопівперіодної схеми – половина струму навантаження.

Струм навантаження (його середнє значення) складає:

$$I_d = \frac{1}{2p} \int_0^{2p} i_d(\omega t) d\omega t = \frac{p}{2p} \int_{-q}^q \frac{U_{21m} \cos \omega t - U_d}{R_\Sigma} d\omega t, \quad (2.2)$$

де R_Σ – опір, що обмежує заряд ємності (трансформатора, провідників, вентилів);

U_{21m} – амплітудне значення напруги вторинної обмотки.

Враховуючи, що під час зарядки конденсатора, коли $(-\theta < \vartheta < \theta)$

$$U_{C\phi} = U_d = U_{21m} \cos q, \quad (2.3)$$

отже

$$\begin{aligned} I_d &= \frac{p}{2p} \int_{-q}^q \frac{U_{21m} \cos \omega t - U_{21m} \cos q}{R_\Sigma} d\omega t = \\ &= \frac{pU_d}{pR_\Sigma} (tg q - q) = \frac{pU_d}{pR_\Sigma} A(q), \end{aligned} \quad (2.4)$$

де $A(\theta)$ є функцією кута відсікання. Її визначають з виразу:

$$A(\theta) = \frac{\pi R_\Sigma}{2} \frac{I_d}{U_d} = \frac{\pi R_\Sigma}{2 R_i}. \quad (2.5)$$

Опір навантаження R_i відомий, а R_Σ обирають орієнтовно, залежно від потужності трансформатора і типу вентилів випрямляча (орієнтовно для потужностей 1÷10 Вт – 15÷30 Ом, для потужностей 10÷30 Вт – 7÷20 Ом).

Знайшовши значення $A(q)$, визначають кут відсікання θ з виразу (3.5), або за графіком рис.3.3

$$A(\theta) = tg \theta - \theta. \quad (2.6)$$

Максимальний струм вентиля:

$$I_{aM} = \frac{U_{21M} - Ud}{R_{\Sigma}},$$

або

$$I_{aM} = \frac{Id}{p} F(q), \quad (2.7)$$

$$\text{де } F(\theta) = \frac{\pi(1 - \cos \theta)}{\sin \theta - \theta \cos \theta} \quad (2.8)$$

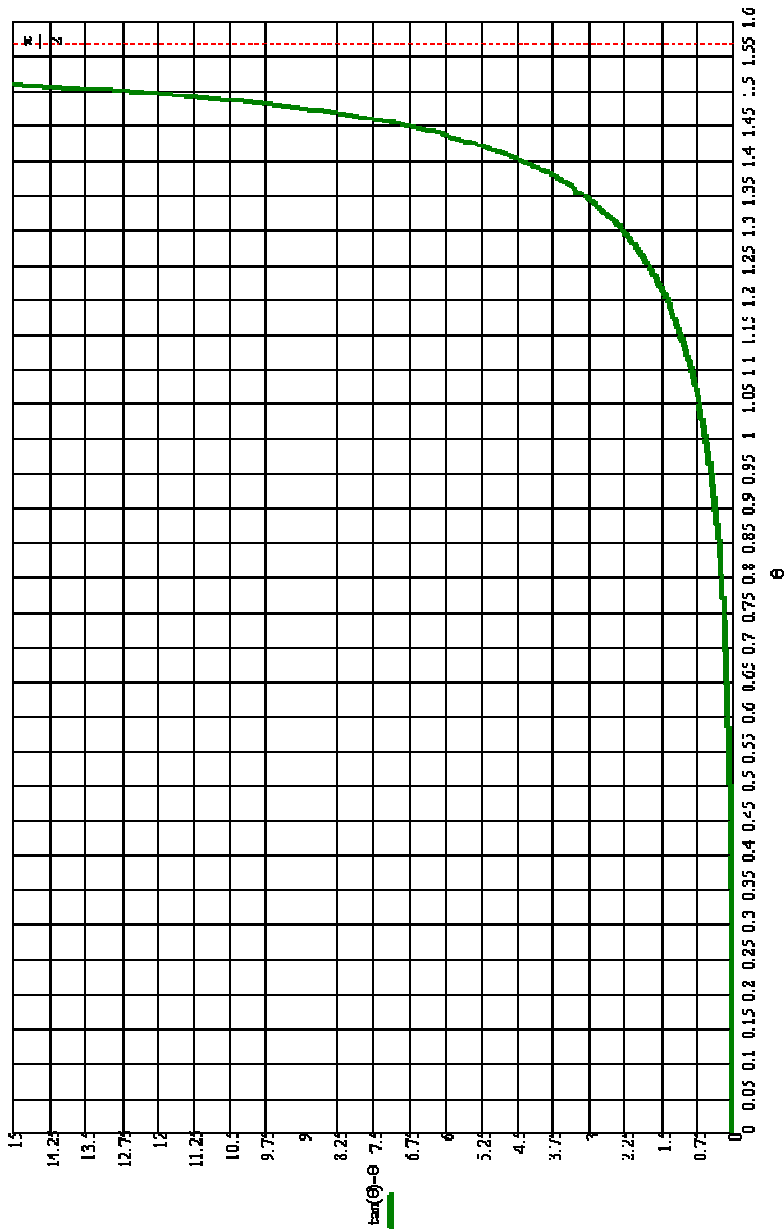


Рисунок 2.3 - Залежність $A(\theta) = \tan(\theta) - \theta$

- коефіцієнт максимального струму.

Діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора:

$$I_{21} = \frac{\sqrt{2}}{p} Id \cdot D(q), \quad (2.9)$$

де

$$D(\theta) = \frac{\sqrt{\pi \left[\theta \left(1 + \frac{1}{2} \cos 2\theta \right) - \frac{3}{4} \sin 2\theta \right]}}{\sin \theta - \theta \cos \theta} \quad (2.10)$$

– коефіцієнт форми струму (показує, наскільки форма даної кривої відрізняється від прямокутної).

Діюче значення ЕРС вторинної обмотки:

$$U_2 = U_d B(\theta), \quad (2.11)$$

де $B(\theta) = \frac{\sqrt{2}}{2 \cos \theta}$ – коефіцієнт фазної ЕРС. (2.12)

Коефіцієнт трансформації трансформатора:

$$K_T = \frac{U_1}{U_2}. \quad (2.13)$$

Повна потужність вторинної обмотки трансформатора:

$$S_2 = \frac{\sqrt{2}}{p} U_d \cdot Id \cdot B(q) \cdot D(q). \quad (2.14)$$

Струм первинної обмотки трансформатора:

для однопівперіодної схеми $I_1 = \frac{Id}{K_T} \sqrt{D(q)^2 - 1};$ (2.15)

для двопівперіодної схеми: $I_1 = \frac{Id}{\sqrt{2} K_T} D(q).$ (2.16)

Коефіцієнт пульсації схеми:

$$Q = \frac{H}{C \cdot (R_\Sigma + R_H)}, \quad (2.17)$$

де $H = \frac{10}{2pf} \cdot \frac{\cos(q) - p \cdot \cos(pq) \cdot \sin(q)}{p^2 \cos(q)}.$

2.3 Індивідуальні завдання

Початковими даними для розрахунку є:

- тип схеми (1 - однофазна із середньою точкою, 2 – однофазна мостова);
- опір навантаження, R_H ;
- опір вторинної обмотки трансформатора і проводів;
- частота мережі, f ;
- потужність в навантаженні, P_d ;
- напруга первинної обмотки, U_1 .

Таблиця 2.1 – Початкові дані

№ вар	U_1 , В	Схема	R_H , Ом	Q , %	C , мкF	P_d , Вт	f , Гц
1	220	1	200	10		10	50
2	127	2	300	10		10	50
3	220	1	400	5		5	50
4	220	2	250	10		7	50
5	127	1	150	20		10	50
6	220	1	100	15		12	50
7	380	1	150	10		10	50
8	220	2	200	12		6	50
9	220	2	140		120	8	50
10	220	1	130		150	10	50
11	127	1	120		220	5	100
12	380	2	125		100	9	100
13	380	2	260		220	10	100
14	127	1	150	15		8	100
15	127	1	100	12		15	100
16	220	2	220	10		20	100
17	220	1	340	12		12	100
18	220	1	160	5		11	100
19	127	2	180	8		13	100
20	220	1	500	10		7	100
21	220	2	300		300	14	50
22	127	1	350		470	12	50

Виконати розрахунок схеми. Обрати тип діодів з довідника. Залежно від номера варіанту розрахувати коефіцієнт пульсацій схеми або ємність конденсатора.

Нарисувати часові діаграми роботи випрямляча (напруга вторинної обмотки, напруга на навантаженні, струм вторинної обмотки, струм навантаження).

В результаті розрахунку мають бути знайдені:

- кут відсікання;
- напруга на навантаженні;
- амплітудне значення напруги вторинної обмотки;
- діюче значення вторинної обмотки;
- середній струм навантаження;
- середнє значення струму діода;
- коефіцієнт трансформації трансформатора;
- струм первинної обмотки трансформатора;
- максимальний струм діода;
- коефіцієнт пульсацій;
- ємність фільтру.

3 ПРАКТИЧНА РОБОТА №3 „ЗГЛАДЖУЮЧІ ФІЛЬТРИ”

3.1 Короткі теоретичні відомості

3.1.1 Основні характеристики фільтрів

Якість випрямленої напруги на навантаженні характеризується коефіцієнтом пульсацій – відношенням амплітуди першої гармоніки напруги на навантаженні до його середнього значення:

$$K_{\Pi} = \frac{Um^1}{U_0}. \quad (3.1)$$

Коефіцієнт пульсацій залежить від схеми випрямлення (табл. 3.1). У випадку, коли навантаження не допускає використання напруги з таким рівнем пульсацій, для зниження рівня пульсації випрямленої напруги до необхідного використовують згладжуючі фільтри.

Згладжуючий фільтр призначений для зменшення пульсацій випрямленої напруги. Його відносять до класу низькочастотних фільтрів. Критерієм якості згладжуючих властивостей фільтрів є коефіцієнт згладжування S (рис. 3.1):

$$S = \frac{K_{П.ВХ}}{K_{П.ВИХ}} = \frac{U_{02}}{U_{01}} \cdot \frac{U_{11}}{U_{12}}. \quad (3.2)$$

Таблиця 3.1 – Характеристики схем випрямлення

Схема	Коефіцієнт пульсацій
Однофазна однопівперіодна	$\pi/2$
Однофазна двонапівперіодна із середньою точкою, однофазна мостова	$2/3$
Трифазна із середньою точкою	$1/4$
Трифазна мостова	$2/35$

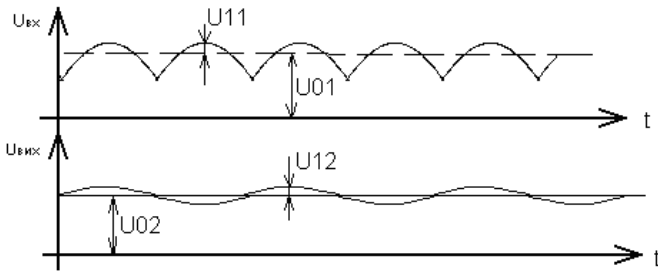


Рисунок 3.1 – Сигнал на вході та виході згладжуючого фільтру

Для здійснення функції згладжування фільтру необхідне виконання умов: $U_{12} \ll U_{11}$, $U_{02} \cong U_{01}$.

Схему заміщення згладжуючого фільтру у вигляді Γ -подібної схеми можна представити так, як показано на рис. 3.2.

Коефіцієнт згладжування фільтру з урахуванням схеми заміщення:

$$S = \frac{K_{П.ВХ}}{K_{П.ВИХ}} = \frac{U_{02}}{U_{01}} \cdot \frac{U_{11}}{U_{12}} = \frac{I_0 Z_H}{I_0 Z_1 + I_0 Z_H} \cdot \frac{I_m Z_1 + I_m Z_2}{I_m Z_2} h \cdot \left(1 + \frac{I_m Z_1}{I_m Z_2}\right),$$

де I_0 - стала складова струму; I_m - змінна складова струму.

До параметрів схеми заміщення висувають наступні вимоги: $R_E Z_1 \rightarrow 0$, $I_m Z_1 \rightarrow \infty$. Для набуття високого значення коефіцієнта згладжування Z_1 і Z_2 мають бути представлені реактивними елементами. У якості Z_1 вибирають дросель. Оскільки дросель встановлений у

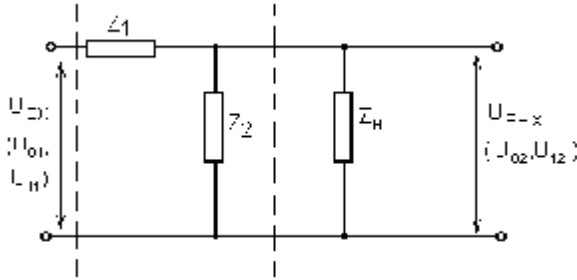
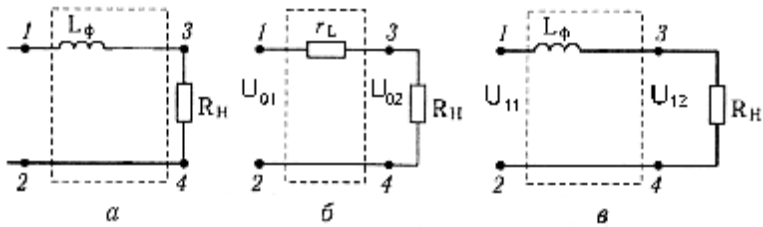


Рисунок 3.2 – Схема заміщення згладжувочного фільтру

ланцюгу постійного струму, то для виключення намагнічування осердя він має виконуватись на осерді з повітряним (чи немагнітним) зазором. У якості Z_2 використовують електролітичний конденсатор, оскільки він задовольняє вимозі $R_E Z_2 \rightarrow \infty, I_m Z_2 \rightarrow 0$.

3.1.2 Активно-індуктивний ($R-L$) згладжувочний фільтр

$R-L$ фільтр представлено на рис. 3.3, а.

Рисунок 3.3 – $R-L$ згладжувочний фільтр (а) та схеми його заміщення для постійних (б) і змінних (в) складових

Для середніх значень випрямленої напруги згідно схеми заміщення (рис. 3.3, б) справедливо:

$$\frac{U_{02}}{U_{01}} = \frac{R_H}{R_H + r_L} \approx 1.$$

Для змінних складових опір дроселя значно більший за опір навантаження, тому справедливе таке співвідношення:

$$\frac{U_{11}}{U_{12}} = \frac{R_H + j \cdot \omega_{II} \cdot L_{\Phi}}{R_H}.$$

З урахуванням цього коефіцієнт згладжування:

$$S = \frac{R_H}{R_H + r_L} \cdot \left(1 + \frac{j \cdot \omega \cdot L_\Phi}{R_H} \right) \approx h \cdot \omega \cdot \frac{L_\Phi}{R_H} = h \cdot \omega \cdot T = h \cdot p \cdot \omega \cdot T,$$

де $\omega = 2\pi f$.

Отже, коефіцієнт згладжування фільтру прямо пропорційний постійній ланцюга T і частоті пульсацій p випрямленої напруги.

Активно-індуктивний фільтр є габаритним пристроєм, тому для зменшення його розмірів підвищують пульсність у ланці випрямляча.

При роботі на імпульсне навантаження, наприклад при “скиданні” струму навантаження I_n або відключенні джерела живлення, виникає перенапруження, яке може спричинити вихід з ладу елементів схеми. Тому при проектуванні згладжуючих фільтрів необхідно враховувати такі перенапруження.

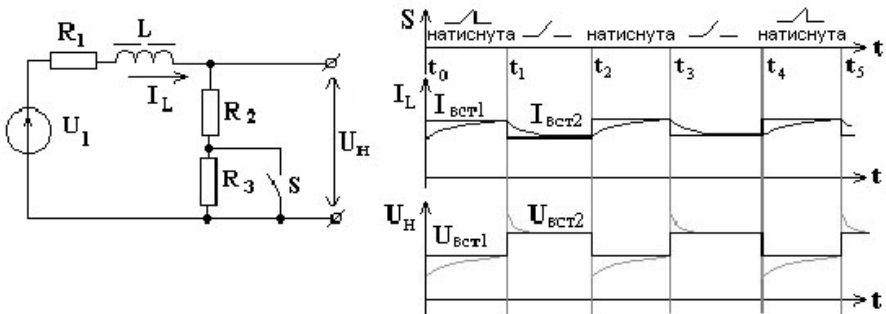


Рисунок 3.4 – Перехідні процеси при комутації

Згідно законів Ома і Кірхгофа:

$$I_{всм1} = \frac{U_1}{R_1 + R_2}, \quad I_{всм2} = \frac{U_1}{R_1 + R_2 + R_3},$$

$$U_{всм1} = I_{всм1} \cdot R_2, \quad U_{всм2} = I_{всм2} \cdot (R_2 + R_3).$$

Стала часу для стану „кнопка натиснута” та „ні” відповідно:

$$t_1 = \frac{L}{R_1 + R_2}, \quad t_2 = \frac{L}{R_1 + R_2 + R_3}.$$

Перенапруження на навантаженні:

$$\Delta U = U_{\max} - U_{всм2}, \quad \text{де } U_{\max} = I_{всм1} \cdot (R_2 + R_3).$$

Для зниження перенапружень, пов'язаних з відхиленням напруги мережі від номіналу, виконують короткочасне відключення силового ланцюга (або вводять гасні резистори).

3.1.3 Активно-ємнісний (R-C) згладжуючий фільтр

У випрямлячах невеликої потужності, де ККД не має істотного значення, використовують Г-подібні RC-фільтри (рис. 3.5, а). На відміну від RL-фільтрів, у RC-фільтрі неминучі втрати середнього значення випрямленої напруги. Тому опір R_ϕ обирають так, щоб

$$\frac{U_{02}}{U_{01}} = \frac{R_H}{R_H + R_\phi} \geq 0,75.$$

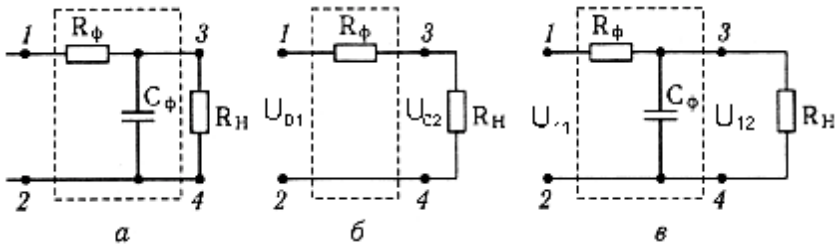


Рисунок 3.5 – R-C згладжуючий фільтр (а) та схеми його заміщення для постійних (б) і змінних (в) складових

Для змінних складових (рис. 3.5, в) відношення $\frac{U_{11}}{U_{12}}$ складає:

$$\frac{U_{11}}{U_{12}} = \sqrt{(p \cdot \omega \cdot C_\phi \cdot R_\phi)^2 + 1} \approx p \cdot \omega \cdot C_\phi \cdot R_\phi.$$

Тоді вираз для коефіцієнта згладжування:

$$S \approx h \cdot p \cdot \omega_c \cdot T,$$

де p – пульсність випрямляча; $h = \frac{R_H}{R_H + R_\phi}$;

T – стала ланцюга фільтру.

Активно-ємнісний фільтр використовують при незначних струмах навантаження, оскільки із зростанням струму зменшується постійна ланцюга розряду T , що збільшує пульсацію напруги (через велику глибину провалу). До переваг фільтру можна віднести: відсутність підвищення рівня напруги або його зниження при перехідних процесах. Недоліком фільтру є дія на випрямляч (кут відсікання струму ме-

ніше 180 градусів), тому при використанні такого фільтру з великою ємністю необхідно вводити в ланку випрямляча захисні елементи.

3.1.4 Індуктивно-ємнісний (L-C) згладжуючий фільтр

Для схеми L-C-фільтру (рис. 3.6, а) так само як і для RL-фільтру характерні невеликі втрати для постійних складових.

Для змінних складових опір конденсатора C_ϕ значно менший за опір навантаження:

$$\frac{U_{11}}{U_{12}} = p^2 w^2 C_\phi L_\phi - 1.$$

З урахуванням цього вираз для коефіцієнта згладжування фільтру:

$$S = h \cdot (p^2 w^2 L_\phi C_\phi - 1) \approx h \cdot (p \cdot w)^2 \cdot T^2,$$

$$\text{де } h = \frac{R_H}{R_H + r_L}.$$

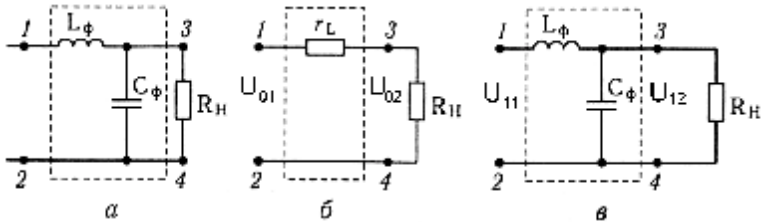


Рисунок 3.6 – L-C згладжуючий фільтр (а) та схеми його заміщення для постійних (б) та змінних (в) складових

Фільтр використовують при значній потужності навантаження. Переваги фільтру: малі габаритні розміри, мала залежність коефіцієнта згладжування від змін струму навантаження (різний характер залежності S від I_n для реактивних елементів взаємно компенсує вплив). Недоліки: високий рівень перенапруження, що виникає під час перехідного процесу, і великий час його встановлення. На рис. 3.7 наведено залежність перехідного процесу при включенні джерела живлення.

При включенні випрямляча або при комутації навантаження виникають перехідні процеси, які мають коливальний характер. Виникнення перехідних процесів пов'язане із зміною в часі запасів електромагнітної енергії, що накопичується в таких енергоємних елементах, як котушки індуктивності ($W_L = \frac{1}{2} L I_L^2$) і конденсатори ($W_N = \frac{1}{2} C U_N^2$).

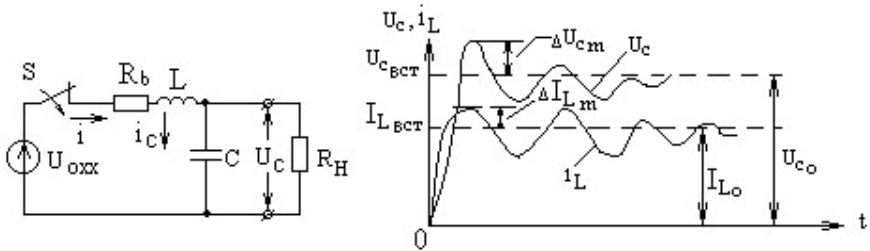


Рисунок 3.7 – Перехідні процеси при ввімкненні джерела живлення

При $W_L > 0$ або $W_C > 0$ розряд індуктивності або конденсатора фільтру відбувається за деякий інтервал часу (Δt), який визначає час перехідного процесу. Якщо декремент згасання $\xi=1$,

$$\chi = 0,5 \cdot \left(\frac{r}{R_H} + \frac{R_\phi}{r} \right),$$

де r - хвиловий опір, то перехідний процес наближається до апериодичного, при цьому зменшується рівень змінної складової на виході фільтру. Для набуття високого значення S необхідно зменшувати χ , що спричинить збільшення тривалості перехідного процесу в системі. На практиці проводять оптимізацію параметрів для задоволення високих показників якості як для стаціонарних, так і динамічних режимів роботи пристроїв.

3.1.5 Багатоланкові згладжуючі фільтри

У промислових випрямних пристроях широко використовують дволанкові згладжуючі фільтри завдяки наступним перевагам: мала залежність коефіцієнта згладжування від струму навантаження, високі якісні й питомі показники. Подальше збільшення кількості ланок (рис. 3.8) призводить до зменшення області стійкої роботи джерела живлення (оскільки джерело живлення є замкнутою системою автомати-

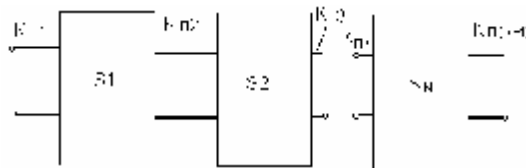


Рисунок 3.8 – Багатоланковий фільтр

чного регулювання) і зменшення ККД пристрою.

Коефіцієнт згладжування багатоланкового фільтру визначають як добуток коефіцієнтів згладжування окремих ланок фільтру:

$$S = \prod_{j=1}^N S_j = S_1 \cdot S_2 \cdot S_3 \cdots S_N.$$

3.1.6 Активні згладжуючі фільтри

Використовуючи транзисторний згладжувальний фільтр можна отримати найбільше значення коефіцієнта фільтрації в одній ланці. Принцип дії активних фільтрів базується на властивості транзистора створювати різні опори для змінного і постійного струмів. Існує два розповсюджені способи побудови фільтрів.

При першому способі транзистор включають за схемою із загальним колектором (ЗК) (рис. 3.9, а).

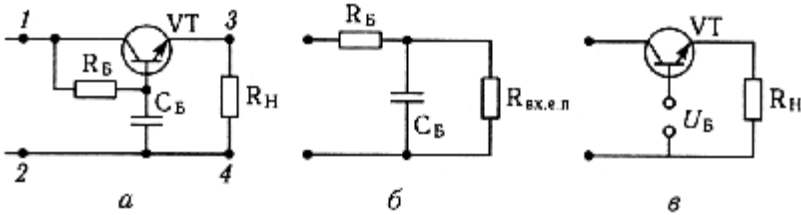


Рисунок 3.9 – Активний фільтр на транзисторі ЗК

Струм колектора I_K у схемі фільтру ЗК мало залежить від величини прикладеної до переходу колектор-емітер напруги U_K при постійному значенні струму бази. На рис. 3.10 наведено графіки залежності $I_K = f(U_K)$ при $I_6 = \text{const}$.

Опір транзистора для змінної складової струму в точці А ($R_D = \Delta U_K / \Delta I_K$) значно більший за його опір постійному струму ($R_C = U_{K0} / I_{K0}$), тобто $R_D \gg R_C$. Змінна складова випрямленої напруги $U_{ВЗМ}$ на вході фільтру викликає незначні зміни струму колектора ΔI_K за умови, що струм бази $I_6 = \text{const}$. Змінна складова напруги на виході фільтру ЗК $U_{Вих.ЗМ} = \Delta I_K R_H$ виходить значно ослабленою порівняно з $U_{ВЗМ}$.

Фільтр можна розглядати як такий, що має дві складові — згладжувальний RC-фільтр, що складається з резистора R_B , конденсатора C_B і вхідного опору емітерного повторювача $R_{вх.е.п}$ (рис. 3.9, б), та емітерного повторювача (рис. 3.9, в).

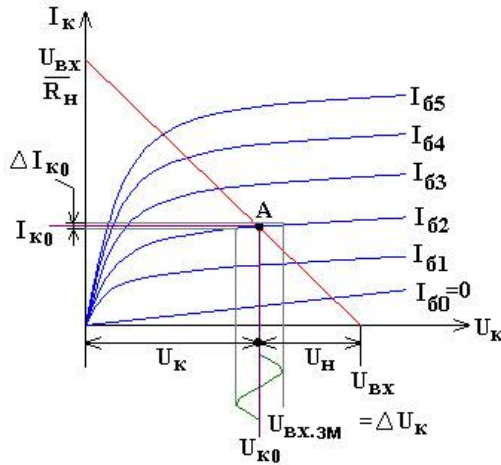


Рисунок 3.10 – Графічне пояснення принципу роботи активного фільтру

Для емітерного повторювача характерний підвищений вхідний опір:

$$R_{\text{вхЕП}} = h_{11} + R_H (1 + h_{21}).$$

Опір резистора R_B також досить високий і коефіцієнт фільтрації такого фільтру становить кілька сотень:

$$S = \frac{R_{\text{вхЕП}}}{R_{\text{вхЕП}} + R_B} \cdot p \cdot w \cdot C_B \cdot R_B.$$

При другому способі побудови активного фільтру транзистор включають за схемою із загальною базою (ЗБ) (рис.3.11).

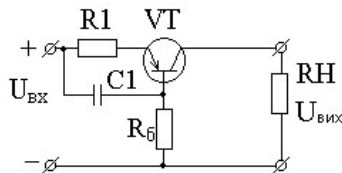


Рисунок 3.11 – Активний фільтр ЗБ

Режим роботи транзистора за постійним струмом визначається величиною R_6 , а згладжуюча дія – сталою часу ланцюжка $R_1 C_1$. Цей ланцюг стабілізує струм емітера, якщо $R_1 C_1 \gg T_n$, де T_n – період

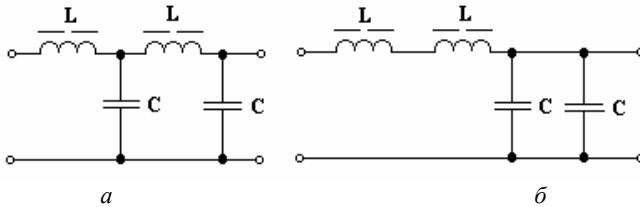
пульсації. У цьому режимі транзистор має великий диференційний опір і малий статичний, що еквівалентно дроселю в LC-фільтрах.

Коефіцієнт згладжування S схеми розраховують за формулою:

$$S = \frac{R_H \cdot b \cdot R_1}{R_H \cdot b + R_1} \cdot w_{II} \cdot C_{\phi}.$$

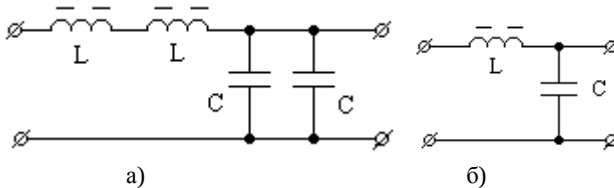
3.2 Індивідуальні завдання

3.2.1 Згладжуючий фільтр (а) має коефіцієнт згладжування S_1 . Визначите коефіцієнт згладжування S_2 для нової схеми (б).

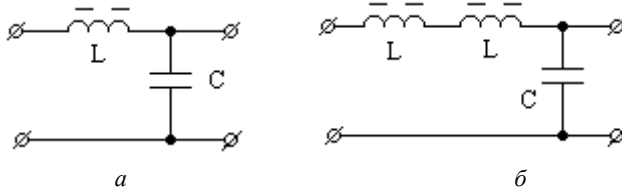


№.вар.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
S_1	50	56	70	120	130	80	90	85	75	60	100	40
№ вар.	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
S_1	65	95	72	57	63	71	19	130	110	70	30	106

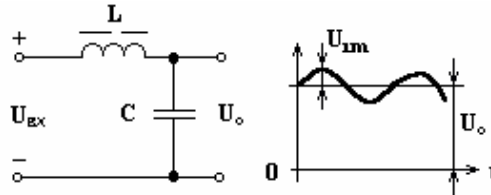
3.2.2 Фільтр (а) має коефіцієнт згладжування S_1 (задача 1). Як зміниться коефіцієнт згладжування, якщо схема матиме вигляд (б)?



3.2.3 Фільтр (а) має коефіцієнт згладжування S_1 (задача 3.2.1). Як зміниться коефіцієнт згладжування, якщо схема матиме вигляд (б)?



3.2.4 Визначити коефіцієнт згладжування фільтру, якщо $U_0 = (10 \cdot \text{№варіанту})$ В; $U_{1m} = (10 + 5 \cdot \text{№варіанту})$ мВ. Фільтр підключений до однофазної мостової схеми випрямлення у разі парного варіанту, та до трифазної мостової схеми у разі непарного варіанту.



3.2.5 Як зміниться згладжуюча дія індуктивно-ємнісного фільтру, якщо частота пульсацій зменшиться в 2 рази? Пояснить.

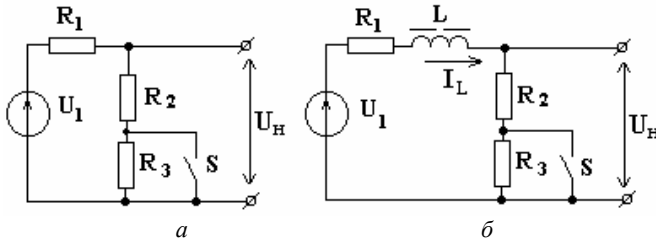
3.2.6 У яких згладжуючих фільтрах виникає перенапруження при скиданні струму навантаження? Пояснить.

3.2.7 У скільки разів зміниться згладжуюча дія LC фільтру, якщо величина L зросте в $(1,5 \cdot \text{№варіанту})$ разів, C зросте в 2 рази, а частота пульсацій зменшиться в 3 рази?

3.2.8 Розрахуйте рівні сталих струмів і напруг у наведених нижче схемах. Нарисуйте очікувані діаграми перехідного процесу при комутації ключа, якщо:

$$U_1 = 20 + \text{№варіанту В}; R_1 = 1 \text{ Ом};$$

$$R_2 = 4 \text{ Ом}; R_3 = 50 \text{ Ом}; L = \text{№варіанту мГн}.$$

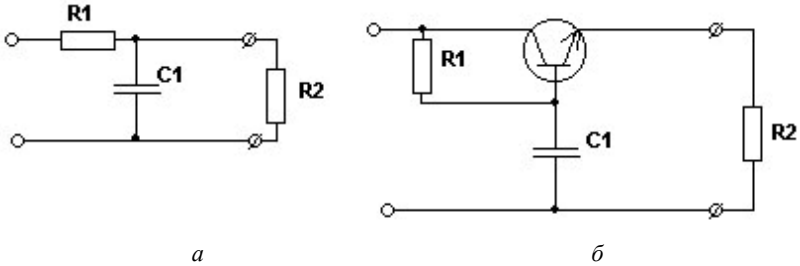


3.2.9 Визначите коефіцієнти згладжування для нижченаведених ланцюгів, якщо

$$R_1 = (100 + 10 \cdot \text{№варіанту}) \text{ Ом}; C_1 = (100 + 10 \cdot \text{№варіанту}) \text{ мкФ}; R_2 = 1 \text{ кОм};$$

$$\beta = 50 + 5 \cdot \text{№варіанту}; h_{11} = (5 + 2 \cdot \text{№варіанту}) \text{ Ом}.$$

Частота мережі напруги, що подається на однофазну мостову схему випрямляча, складає 50 Гц.



3.2.10 У скільки разів збільшиться згладжуюча дія індуктивно-ємнісного фільтру, якщо величина L зросте в 2 рази? Поясніть.

4 ПРАКТИЧНА РОБОТА №4 „ПАРАМЕТРИЧНІ СТАБІЛІЗАТОРИ НАПРУГИ”

4.1 Короткі теоретичні відомості

Стабілізатор – це пристрій автоматичної підтримки в заданих межах напруги або струму при дії дестабілізуючих чинників (напруга, струм, температура, тиск, вологість та ін.).

Стабілізатор обов'язково має регулюючий елемент (РЕ). Залежно від способу включення РЕ всі стабілізатори ділять на паралельні й послідовні. Залежно від того, як керується РЕ, всі стабілізатори ділять на параметричні й компенсаційні.

У параметричних стабілізаторах РЕ керується зовнішньою дією, тобто входною напругою. У них використовуються нелінійні властивості характеристик приладів (вольт-амперних, ампер-веберних, Ом-градусних, вольт-секундних та ін.) – це стабілітрони, дроселі насичення, термоопори і т.п. У компенсаційних стабілізаторах РЕ керується відхиленням вихідної величини напруги від заданого значення незалежно від того, чим викликане це відхилення. Ці стабілізатори містять еталон напруги і ланцюг зворотного зв'язку.

Для характеристики стабілізаторів використовують показники:

– відносний коефіцієнт стабілізації при $R_H = \text{const}$:

$$K_{cm} = \frac{DU_{вх}}{U_{вх}} : \frac{DU_{вих}}{U_{вих}}; \quad (4.1)$$

– абсолютний коефіцієнт стабілізації:

$$K_{cm1} = \frac{DU_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}} , \quad (4.2)$$

він рівносильний коефіцієнту згладжування фільтрів;

– вихідний опір, що характеризує зміни вихідної напруги при коливаннях струму навантаження за умови $U_{\text{вх}} = \text{const}$:

$$r_{\text{вих}} = \frac{DU_{\text{вих}}}{DI_{\text{н}}} ; \quad (4.3)$$

– температурний коефіцієнт напруги стабілізації (ТКН) $\alpha_{\text{н}}$, % $^{\circ}\text{C}$:

$$a_{\text{н}} = \frac{DU_{\text{см}}}{U_{\text{см}}DT} \cdot 100\% ; \quad (4.4)$$

– коефіцієнт корисної дії (ККД), дорівнює відношенню потужності, яка виділяється на навантаженні (в номінальному режимі), до потужності, яка споживається від джерела живлення стабілізатора:

$$h_{\text{м}} = \frac{P_{\text{вих}}}{P_{\text{вх}}} ; \quad (4.5)$$

– діапазон допустимої зміни вхідних і вихідних напруг і струмів навантаження, в межах яких зберігається заданий показник стабілізації вихідної напруги

$$U_{\text{вх max}} - U_{\text{вх min}} ; U_{\text{вих max}} - U_{\text{вих min}} ; I_{\text{н max}} - I_{\text{н min}} .$$

При $R_{\text{н}} = \infty$ схему називають джерелом опорної напруги. Такі джерела обов'язково використовують у схемах будь-яких стабілізаторів напруги.

У *параметричних стабілізаторах* як РЕ застосовують стабілітрони, в яких використовують зворотну ділянку ВАХ - ділянку пробою.

Недоліком стабілітронів є значна залежність напруги від температури, але теплового гістерезису ці характеристики не мають. Зазвичай температурний коефіцієнт напруги має величину $a_{\text{Т}} \approx 0,1\%/^{\circ}\text{C}$, причому його ВАХ на відміну від простого *p-n* переходу зсувається вздовж осі абсцис (штрихова ВАХ, рис. 4.1).

Цю властивість використовують для термокомпенсації. Завдяки послідовному включенню стабілітронів (рис. 4.2) можна отримати температурний коефіцієнт $a_{\text{Т}} = 0,0005\%/^{\circ}\text{C}$ (прецизійні стабілітрони).

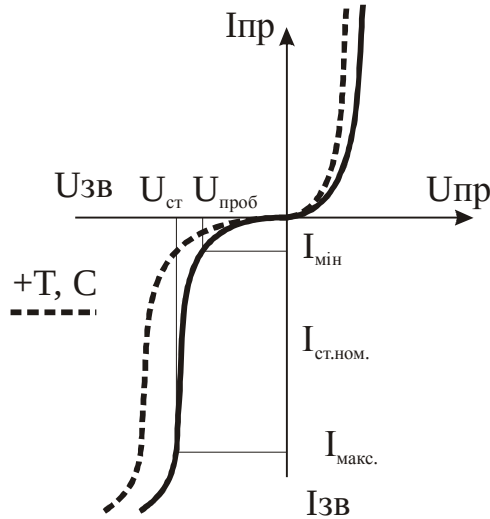


Рисунок 4.1 – ВАХ стабілітрона

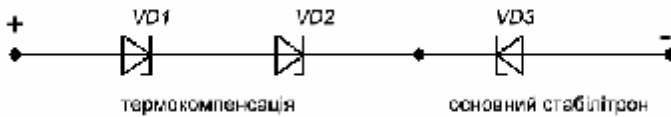


Рисунок 4.2 – Термостабільна схема стабілізатора

Внутрішній опір (диференціальний) цього кола більший, ніж в одного діода $r_d = \frac{\Delta U_{CT}}{I_{\max} - I_{\min}}$, однак стабільність висока.

Схему параметричного стабілізатора напруги наведено на рис.4.3.

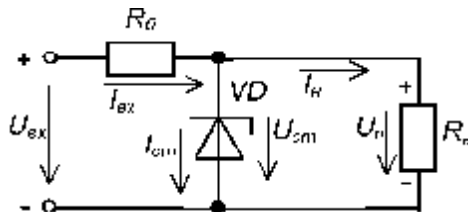


Рисунок 4.3 – Схема параметричного стабілізатора напруги

Відносний коефіцієнт стабілізації для даної схеми визначають з урахуванням:

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{н}} + (I_{\text{см}} + I_{\text{н}})R_{\text{б}}, \quad (4.6)$$

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{н}} + \left(\frac{U_{\text{н}}}{R_{\text{см}}} + \frac{U_{\text{н}}}{R_{\text{н}}} \right) R_{\text{б}} = U_{\text{н}} \left(1 + \frac{R_{\text{б}}}{R_{\text{см}}} + \frac{R_{\text{б}}}{R_{\text{н}}} \right), \quad (4.7)$$

де $R_{\text{см}} = U_{\text{см}} / I_{\text{см}}$ - опір стабілітрона на постійному струмі в робочій точці.

Якщо вхідна напруга $U_{\text{вх}}$ змінилась на $\Delta U_{\text{вх}}$, справедливе співвідношення:

$$DU_{\text{вх}} = DU_{\text{см}} + \left(\frac{DU_{\text{см}}}{r_{\text{см}}} + \frac{DU_{\text{см}}}{R_{\text{н}}} \right) R_{\text{б}} = DU_{\text{см}} \left(1 + \frac{R_{\text{б}}}{r_{\text{см}}} + \frac{R_{\text{б}}}{R_{\text{н}}} \right) \quad (4.8)$$

де $r_{\text{ст}}$ – диференційний опір стабілітрона.

Отже, маємо:

$$K_{\text{см}} = \frac{DU_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}} \cdot \frac{U_{\text{см}}}{DU_{\text{см}}} = \frac{R_{\text{б}}}{r_{\text{см}}} \cdot \frac{U_{\text{см}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{\frac{1}{R_{\text{б}}} + \frac{1}{r_{\text{см}}} + \frac{1}{R_{\text{н}}}}{\frac{1}{R_{\text{б}}} + \frac{1}{R_{\text{см}}} + \frac{1}{R_{\text{н}}}}. \quad (4.9)$$

Для джерела опорної напруги $R_{\text{н}} = \infty$, тому

$$K_{\text{см}} = \left(1 + \frac{R_{\text{б}}}{r_{\text{см}}} \right) \left/ \left(1 + \frac{R_{\text{б}}}{R_{\text{см}}} \right) \right. . \quad (4.10)$$

Як правило, $R_{\text{см}} \gg r_{\text{см}}$, тоді:

$$K_{\text{см}} \approx 1 + \frac{R_{\text{см}}}{r_{\text{см}}}. \quad (4.11)$$

4.2 Порядок розрахунку джерела опорної напруги на стабілітроні

Початковими даними є:

- номінальна напруга на виході стабілітрона $U_{\text{ст}}$;
- відносний коефіцієнт стабілізації $K_{\text{ст}}$;
- абсолютна зміна температури зовнішнього середовища $\pm \Delta T, ^\circ\text{C}$.

Обираємо тип стабілітрона з довідника за параметром U_{ct} .

Опір резистора R_b :

$$R_b = (K_{ct} - 1)r_{ct} . \quad (4.12)$$

Падіння напруги на резисторі R_b при номінальному струмі стабілітрона:

$$U_{Rb} = R_b \cdot I_{ct.ном} . \quad (4.13)$$

Значення вхідної напруги при номінальному струмі:

$$U_{вх} = U_{ct} + U_{Rb} . \quad (4.14)$$

Номінальний струм стабілітрона:

$$I_{ct.ном} = \frac{I_{ct.мін} + I_{ct.мах}}{2} . \quad (4.15)$$

Зміна напруги стабілізації DU_{ct1} при зміні струму від $I_{ct.ном}$ до $I_{ct.мін}$:

$$DU_{ct1} = r_{ct} (I_{ct.ном} - I_{ct.мін}) . \quad (4.16)$$

Зміна напруги стабілізації ΔU_{ct2} при зміні струму від $I_{ct.ном}$ до $I_{ct.мах}$:

$$DU_{ct2} = r_{ct} (I_{ct.мах} - I_{ct.ном}) . \quad (4.17)$$

Допустима зміна напруги живлення $\Delta U_{вх1}$, яка може спричинити зміну струму від $I_{ct.ном}$ до $I_{ct.мін}$:

$$DU_{вх1} = (r_{ct} + R_b) (I_{ct.ном} - I_{ct.мін}) . \quad (4.18)$$

Допустима зміна напруги живлення $\Delta U_{вх2}$, яка може спричинити зміну струму від $I_{ct.ном}$ до $I_{ct.мах}$:

$$DU_{вх2} = (r_{ct} + R_b) (I_{ct.мах} - I_{ct.ном}) . \quad (4.19)$$

Максимальна потужність розсіювання на резисторі R_b

$$P_{Rb} \geq R_b (I_{сб.мах})^2 . \quad (4.20)$$

ККД джерела опорної напруги у потенціальному режимі:

$$h = \frac{1}{1 + \frac{I_{ct.ном} R_b}{U_{ct}}} \cdot 100\% . \quad (4.21)$$

Зміна напруги стабілізації за рахунок зміни температури зовнішнього середовища ΔT :

$$\Delta U_{ct} = \frac{a_T U_{ct} \Delta T}{100} . \quad (4.22)$$

4.3 Порядок розрахунку параметричного стабілізатора напруги

Обираємо тип стабілітрона, який відповідає вихідним даним.

Опір баластного резистора R_b :

$$R_b = \frac{K_{cm} - 1}{\frac{1}{r_{cm}} + \frac{1}{R_H} - K_{cm} \left(\frac{1}{R_{cm}} + \frac{1}{R_H} \right)} . \quad (4.23)$$

Необхідне значення напруги на вході стабілізатора при номінальному струмі стабілітрона:

$$U_{вх} = (I_{ст.ном} + I_H) R_{\delta} + U_{cm} . \quad (4.24)$$

ККД стабілізатора:

$$h = \left(1 + \frac{I_{cm}}{I_H} + \frac{(I_H + I_{cm})^2 R_{\delta}}{I_H U_{cm}} \right)^{-1} \cdot 100\% . \quad (4.25)$$

Абсолютна зміна напруги стабілізатора при зміні струму стабілітрона від $I_{ст.ном}$ до $I_{ст.мін}$:

$$\Delta U_{cm1} = (I_{ст.ном} - I_{ст.мін}) r_{cm} . \quad (4.26)$$

Абсолютна зміна напруги стабілізатора при зміні струму стабілітрона від $I_{ст.ном}$ до $I_{ст.мах}$:

$$\Delta U_{cm2} = (I_{ст.мах} - I_{ст.ном}) r_{cm} . \quad (4.27)$$

Допустима абсолютна зміна вхідної напруги, що може призвести до зміни струму стабілітрона від $I_{ст.ном}$ до $I_{ст.мін}$:

$$DU_{вх1} = (I_{ст.ном} - I_{ст.мін}) \left[\left(1 + \frac{r_{cm}}{R_H} \right) R_{\delta} + r_{cm} \right] . \quad (4.28)$$

Допустима абсолютна зміна вхідної напруги, що може призвести до зміни струму стабілітрона від $I_{ст.ном}$ до $I_{ст.мах}$:

$$DU_{вх2} = (I_{ст.мах} - I_{ст.ном}) \left[\left(1 + \frac{r_{cm}}{R_H} \right) R_{\delta} + r_{cm} \right] . \quad (4.29)$$

Як правило, параметричний стабілізатор застосовують при $I_H \leq I_{\text{ст.ном}}$. Значення опорів розрахованих резисторів слід вибирати з номінальних опорів (табл. 4.1).

Таблиця 4.1 - Ряди номінальних опорів, Ом (кОм, МОм)

E ₆	E ₁₂	E ₂₄	E ₆	E ₁₂	E ₂₄	E ₆	E ₁₂	E ₂₄
1,0	1,0	1,0	10	10	10	100	100	100
		1,1			11			110
	1,2	1,2		12	12		120	120
		1,3			13			130
1,5		1,5	15	15	15	150	150	150
		1,6			16			160
	1,8	1,8			18		180	180
		260			20			200
2,2	2,2	2,2	22	22	22	220	220	220
		2,4			24			240
	2,7	2,7			27		270	270
		3,0			30			300
3,3	3,3	3,3	33	33	33	330	330	330
		3,6			36			360
	3,9	3,9			39		390	390
		4,3			43			430
6,8	6,8	6,8	68	68	68	680	680	680
		7,5			75			750
	8,2	8,2		82	82		820	820
		9,1			91			910
Допустиме відхилення від номінального опору, %								
±20	±10	±5	±20	±10	±5	±20	±10	±5

4.4 Способи підвищення якості стабілізації напруги

Коефіцієнт стабілізації може бути збільшений:

- каскадним (послідовним) включенням параметричних стабілізаторів;
- використанням мостової схеми;
- включенням замість резистора R_B двополюсника, який стабілізує струм.

4.4.1 Каскадні схеми стабілізаторів

При каскадному з'єднанні $k_{CT} = k_{CT1} \cdot k_{CT2}$, але при цьому знижується ККД. Отже, якщо кожен із стабілізаторів має ККД 0,33, то результуючий складає $h = h_1 \cdot h_2 = 0.33 \cdot 0.33 \approx 0.1$. Таке включення використовують в еталонних джерелах.

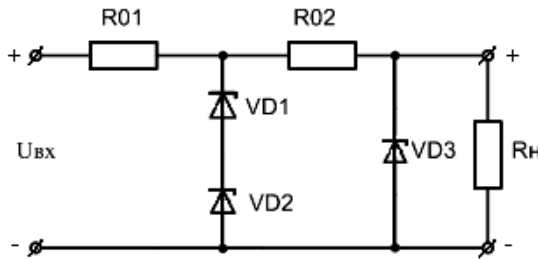


Рисунок 4.3 – Каскадна схема включення стабілітронів

4.4.2 Мостові схеми стабілізаторів

Підвищення коефіцієнта стабілізації в мостових схемах досягається за рахунок компенсації.

Напруга на стабілітронах має бути різною (інакше напруга на навантаженні дорівнюватиме нулю). Теоретично k_{CT} може дорівнювати нескінченності, якщо забезпечити

$$\frac{r_{cm1}}{R1} = \frac{r_{cm2}}{R2}.$$

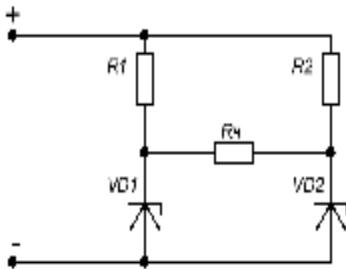


Рисунок 4.4 – Мостова схема включення стабілітронів

За допомогою цієї схеми (рис.4.4) можна отримати стабілізатор дуже низької вихідної напруги і з малим температурним коефіцієнтом за рахунок використання стабілітронів з температурними коефіцієнтами, що мало відрізняються. Однак підвищення коефіцієнта стабілізації за напругою пов'язане із зниженням ККД. Вихідний опір дорівнює сумі диференціальних опорів стабілітронів.

4.4.3 Схеми стабілізаторів із використанням двополюсника, що стабілізує струм

Ці схеми дозволяють підвищити стабільність без погіршення ККД. Найпростіший стабілізатор можна отримати на базі емітерного повторювача (рис. 4.5)

Незалежно від E_k $U_H = U_{cm} - U_{EB} = \text{const}$ при $R_E = \text{const}$ і струм $I_H = \text{const}$. Отже, отримуємо двополюсник, в якого змінюється напруга на вході й не змінюється на виході.

Якщо навантаження включити в колекторне коло транзистора, то можна отримати стабілізатор струму (рис.4.6).

Значення струму у навантаженні I визначається значеннями напруги стабілізації U_{cm} стабілітрона VD та опору резистора R_E :

$$I_H = \frac{U_{cm} - U_{be}}{R_E}.$$

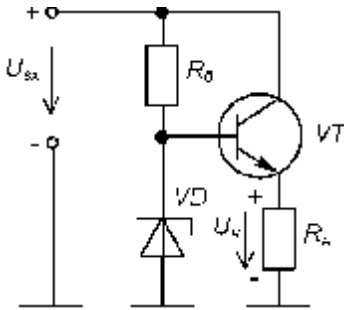


Рисунок 4.5 – Стабілізатор на базі емітерного повторювача

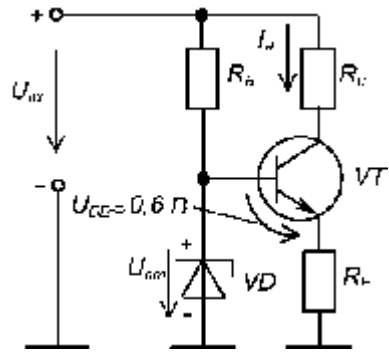


Рисунок 4.6 – Стабілізатор струму

4.5 Індивідуальні завдання

4.5.1 Розрахувати джерело опорної напруги на стабілітроні, якщо відомі: напруга U_{cm} , коефіцієнт стабілізації K_{cm} , абсолютна зміна температури зовнішнього середовища ΔT . Навести схему джерела опорної напруги.

Таблиця 4.2 – Вихідні дані для розрахунку джерела опорної напруги

№ варіанту	Параметри		
	$U_{ст}, В$	$K_{ст}$	$\Delta T, ^\circ C$
1	14	10	30
2	12	11	35
3	9,5	13	40
4	9,1	15	45
5	8,5	18	43
6	7,5	19	42
7	12	20	28
8	9	14	29
9	10	15	31
10	13	16	44
11	10,5	17	45
12	4,7	18	46
13	5,6	19	47
14	6,8	20	48
15	3,3	11	49
16	9,1	12	50
17	14	13	52
18	12	14	53
19	8,5	15	54
20	7,5	16	49
21	10	14	50
22	9,5	16	55

4.5.2 Розрахувати параметричний стабілізатор напруги, якщо відомі напруга стабілізації $U_{ст}$, струм навантаження стабілізатора $I_{н}$, коефіцієнт стабілізації $K_{ст}$. Навести схему стабілізатора напруги.

Таблиця 4.3 – Вихідні дані для розрахунку параметричного стабілізатора напруги

№ варіанту	Параметри		
	$U_{ст}, В$	$I_{н}, мА$	$K_{ст}$
1	13	1	10
2	10,5	1,5	11
3	10	2	12
4	9	2,1	13
5	7,5	3,5	14

№ варіанту	Параметри		
	U_{CT}, B	I_H, mA	K_{CT}
6	8,5	2,1	15
7	9,1	2,2	16
8	9,5	2,3	17
9	12	2,4	18
10	14	2,5	19
11	13	1,6	20
12	10,5	1,7	10
13	10	1,8	11
14	9	1,9	12
15	7,5	2,4	13
16	8,5	2,6	14
17	9,1	2,7	15
18	9,5	2,8	16
19	12	2,9	17
20	14	3	18
21	10	3	12
22	8,5	3	10

4.5.3 Розрахувати параметри схеми стабілізатора, виконаного за мостовою схемою стабілізатора, якщо відомі напруга стабілізації U_{CT} та струм навантаження стабілізатора I_H . Навести схему стабілізатора.

Для розрахунку слід обрати стабілітрони VD1 та VD2 так, щоб виконувалася умова: $U_{CT} = U_{CT1} - U_{CT2}$. Далі розрахувати та обрати баластні опори. Розрахувати результуючий ККД та K_{CT} схеми.

Таблиця 4.4 – Вихідні дані для розрахунку мостової схеми стабілізатора

№ варіанту	Параметри	
	U_{CT}, B	I_H, mA
1	3	1
2	1,5	1,5
3	1	2
4	2	2,1
5	2,5	1,5
6	1,6	2,1
7	1,1	2,2

№ варіанту	Параметри	
	$U_{ст}, В$	$I_n, мА$
8	2,5	2,3
9	1,2	2,4
10	1,4	2,5
11	1,3	1,6
12	1,8	1,7
13	1,0	1,8
14	0,6	1,9
15	0,5	2,4
16	1,5	2,6
17	0,9	2,7
18	1,7	2,8
19	1,2	2,9
20	1,4	3
21	1,0	2,3
22	0,4	3

4.5.4 Розробити стабілізатор струму, який можна використовувати для зарядки NiCd акумуляторів. Прийняти зарядний струм на рівні: $(5+2 \cdot \text{№ варіанту})$ мА. Навести схему.

5 ПРАКТИЧНА РОБОТА №5 „РОЗРАХУНОК КОМПЕНСАЦІЙНОГО СТАБІЛІЗАТОРА ПОСЛІДОВНОГО ТИПУ”

5.1 Короткі теоретичні відомості

Компенсаційні стабілізатори - це замкнуті системи автоматичного регулювання із жорстким негативним зворотним зв'язком. Основним елементом стабілізатора є регулюючий елемент, зміною опору якого досягають стабілізації напруги на навантаженні.

В залежності від того, як увімкнено регулюючий елемент відносно навантаження, розрізняють:

– стабілізатори паралельного типу (регулюючий елемент вмикається паралельно навантаженню);

– стабілізатори послідовного типу (регулюючий елемент вмикається послідовно з навантаженням).

Структурні схеми зазначених стабілізаторів мають наступний вигляд (рис.5.1).

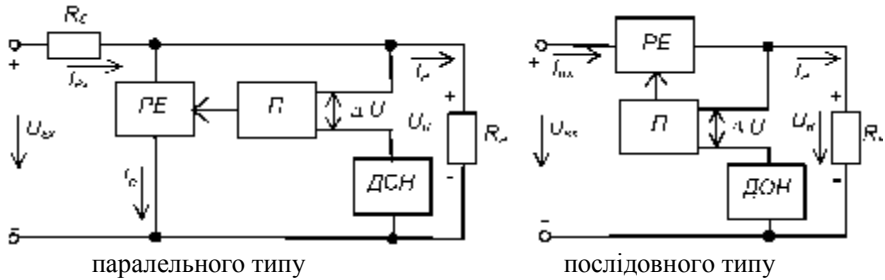


Рисунок 5.1 - Структурні схеми компенсационних стабілізаторів

На схемах позначено: РЕ - регулюючий елемент; П - підсилювач постійного струму; ДОН - джерело опорної напруги $U_{оп}$; R_b - баластний опір; R_n - навантаження.

5.2 Порядок розрахунку стабілізатора

У схему компенсационного стабілізатора входить джерело опорної напруги і підсилювач постійного струму, в багатьох випадках замість підсилювача використовують регулюючий транзистор.

Якість стабілізатора характеризується інтегральним коефіцієнтом стабілізації K_i . Він визначається на всьому інтервалі зміни дестабілізуючого фактора. Для визначення коефіцієнта стабілізації визначають відхилення напруги на вході та виході:

$$U_{вх.мах} = U_{вх.ном}(1 + a), \quad (5.1)$$

$$U_{вх.мін} = U_{вх.ном}(1 - e), \quad (5.2)$$

$$U_{вих.мах} = U_{вих.ном}(1 + c), \quad (5.3)$$

$$U_{вих.мін} = U_{вих.ном}(1 - f), \quad (5.4)$$

де a, e – допустимі відхилення вхідної і вихідної напруги в бік збільшення; e, f – допустимі відхилення в бік зменшення.

Визначимо приріст напруги на всьому інтервалі стабілізації:

$$\Delta U_{вх} = U_{вх.ном} (a + e), \quad (5.5)$$

$$\Delta U_{вих} = U_{вих.ном} (e + f). \quad (5.6)$$

Інтегральний коефіцієнт стабілізації напруги при $I_H = \text{const}$:

$$K_i = \frac{DU_{вх}}{U_{вх.ном}} : \frac{DU_{вих}}{U_{вих.ном}} = \frac{DU_{вх}}{DU_{вих}} \cdot \frac{U_{вих.ном}}{U_{вх.ном}}, \quad (5.7)$$

або

$$K_i = \frac{a + e}{e + f}. \quad (5.8)$$

Розглянуті раніше параметричні схеми стабілізатора не дозволяють отримати великі значення K_i і малі $r_{вих}$.

Більш сучасна схема послідовного компенсаційного стабілізатора напруги постійного струму зображена на рис. 5.2.

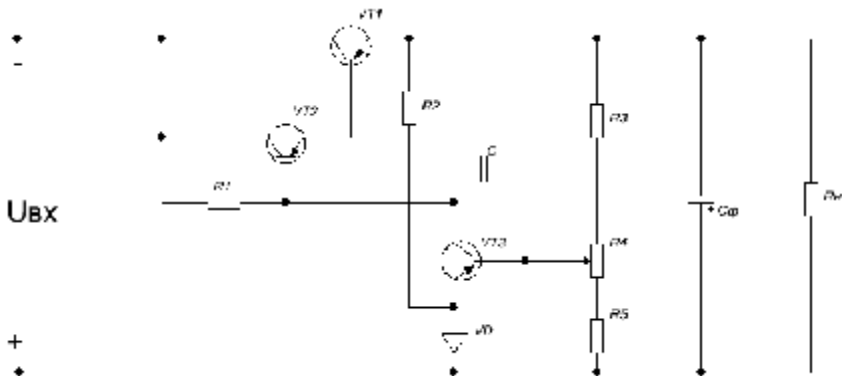


Рисунок 5.2 – Компенсаційний стабілізатор напруги послідовного типу

У цьому стабілізаторі регулюючий транзистор виконаний на складному транзисторі, який об'єднує два транзистори VT1 і VT2. На вхід складеного транзистора подається сигнал з виходу підсилювача постійного струму (VT3), що дозволяє зменшити внутрішній опір стабілізатора (соті долі ома).

Робота стабілізатора полягає в наступному. Вихідний сигнал з резистора R5 і частини резистора R4 порівнюються з опорною напругою, яка подається з виходу параметричного стабілізатора на стабілітроні VD і резистора R2; різниця цих сигналів прикладається між ба-

зою і емітером транзистора VT3, колекторний струм $I_{кз}$ якого разом з струмом бази складеного транзистора протікає через резистор R1. Збільшення з будь-якої причини вихідної напруги стабілізатора спричинює збільшення напруги на резисторах R4 і R5, а також на вході VT3. Внаслідок цього збільшується $I_{кз}$ і зменшується напруга на резисторі R1. В результаті зменшується струм бази і колектора регулюючого транзистору, що призводить до повернення напруги на виході стабілізатора до номінального значення. Зменшення вихідної напруги призводить до зменшення напруги на вході транзистора VT3 і зменшення $I_{кз}$, і відповідно до збільшення струмів бази і колектора регулюючого транзистора, що призводить до відновлення номінального значення вихідної напруги.

Резистор R4 використовують для регулювання і встановлення точного значення вихідної напруги стабілізатора.

Для перешкоджання самозбудження і виключення паразитуючих автоколивань підсилювач постійного струму охоплений колом гнучкого від'ємного зворотного зв'язку. Його роль виконує конденсатор C1 ємністю в десяті долі – одиниці мікрофард. Конденсатор C_ϕ покращує роботу стабілізатора при імпульсному характері навантаження. Ємність цього конденсатора, як правило, досягає значень десятків-сотень мікрофард.

У схемі складений транзистор складається з більш потужного регулюючого або прохідного транзистора VT1. Коефіцієнт передачі струму складеного транзистора досягає великого значення $\beta_{заг} = \beta_1 \beta_2$. Застосування такого транзистора дозволяє суттєво підвищити інтегральний коефіцієнт стабілізації K_i і зменшити вихідний опір $r_{вих}$. Інтегральний коефіцієнт стабілізації такої схеми

$$K_i \approx s \cdot m \cdot l_{ном}, \quad (5.9)$$

де σ – коефіцієнт передачі вихідної напруги на регулюючий транзистор:

$$s = \frac{U_{ст}}{U_{вих.ном.}}; \quad (5.10)$$

$\mu_{гп}$ – динамічний коефіцієнт підсилення транзистора VT3, увімкненого за схемою з СЕ;

$l_{ном.}$ – коефіцієнт передачі напруги з входу на вихід стабілізатора в номінальному режимі.

$$l_{ном.} = \frac{U_{вих.ном.}}{U_{вх.ном.}}. \quad (5.11)$$

Якщо регулюючий транзистор не складений, то резистор R1 шунтується входним опором $r'_{вх.р.}$ база – колектор VT1, увімкненого за схемою з СК:

$$r'_{вх.р.} \approx \frac{R_H}{1-l} \quad (5.12)$$

Загальний опір R_Σ двох паралельно з'єднаних резисторів R1 і $r'_{вх.р.}$ є навантаженням для VT3. VT3 включений за схемою СЕ, має вихідний опір досить великий ($\sim 10^5$ Ом для малопотужних транзисторів), тому малий опір R_Σ абсолютно недопустимий, оскільки він призведе до малого $\mu_{гп.}$ Вихідний опір складеного транзистора можна обчислити за формулою:

$$r'_{вх.р.} \approx \frac{R_H}{1-l} \approx b_{заг} R_H \approx \beta_{заг} R_H. \quad (5.13)$$

Вихідними даними для розрахунку стабілізатора рис. 5.1 є: номінальна вихідна напруга стабілізатора $U_{вих.ном.}$; номінальний струм навантаження $I_{вих.ном.}$; допустимі відхилення напруги на вході стабілізатора від номінального значення ($a, в$); допустимі відхилення номінальної вихідної напруги (e, f).

Порядок проведення розрахунку наступний.

За відомими допустимими відхиленнями $a, в, e, f$ визначають необхідне значення інтегрального коефіцієнта стабілізації K_i .

Знаходимо мінімальну напругу на вході стабілізатора:

$$U_{вх.мін} = U_{вих.ном} + U_{KE2,мін}, \quad (5.14)$$

де $U_{KE2,мін}$ - мінімально допустима напруга між емітером і колектором регулюючого транзистора, при якому робота проходить ще на лінійній ділянці вихідної характеристики при $I_6 = \text{const}$.

Для більшості транзисторів напруга $U_{KE,мін}$ не перевищує $1 \div 3$ В. При розрахунку можна прийняти $U_{KE2,мін} = 3$ В.

Номінальна і максимальна напруга на вході стабілізатора:

$$U_{вх.ном} = \frac{U_{вх.мін}}{1 - \frac{6}{100}}, \quad (5.15)$$

$$U_{вх.макс} = U_{вх.ном} \left(1 + \frac{a}{100}\right). \quad (5.16)$$

Максимальне падіння напруги на ділянці колектор-емітер регулюючого транзистора:

$$U_{KE2_макс} = U_{вх.макс} - U_{вих.ном}. \quad (5.17)$$

Максимальна потужність, яка розсіюється на колекторі регулюючого транзистора:

$$P_{к2_макс} = U_{KE2_макс} \cdot I_{вих.ном}. \quad (5.18)$$

Вибираємо тип регулюючого транзистора (VT2) з табл. 5.1. Для цього необхідно щоб виконувалися умови:

$$I_{к2_мін} \approx I_{вих.ном} \leq I_{к2_макс.доп}, \quad (5.19)$$

$$U_{KE2_макс} \leq U_{KE2_макс.доп}, \quad (5.20)$$

$$P_{к2_макс} \leq P_{к2_макс.доп}. \quad (5.21)$$

Таблиця 5.1 – Параметри потужних транзисторів

Тип транзистора	Тип	b	U _{KE.макс.доп} , В	P _{к.макс.доп} , Вт		U _{к.макс.доп} , А
				Без радіатора	З радіатором	
КТ626А,Д	p-n-p	40-250	45,20		6,5	1,5
ГТ703А,В	”	30-70	20,30	1,6	15	3,5
2Т708А,В	”	500,750	100,80	0,7	5	2,5
2Т709А,Б	”	500,750	100,80	2,0	30	10
ІЕ806А,В	”	10-100	75,120	2	30	20
КТ814А,В	”	40	25,60	1	10	1,5
КТ816А,Г	”	25	25,80	1	25	3,0
КТ818А,В	”	20	100,60	3	100	15
КТ820А-І,В-І	”	40,30	50,100	-	10	0,5
КТ822А-І,В-І	”	25-40	45,60	-	20	2,0
КТ825А,В	”	500,750	100,60	3	160	20
КТ830А,В	”	25-30	30,70	1	5	2,0
2Т836А,В	”	20	90,60	0,7	5	3,0

Тип транзистора	Тип	b	$U_{KE, \text{макс. доп.}}$ В	$P_{K, \text{макс. доп.}}$ Вт		$K_{\text{макс. доп.}}$ А
				Без радіатора	З радіатором	
ГТ837А,Ж	”	10-40	70,40	1	30	7,5
ГТ70ПА,В	$n-p-n$	30-70	20,30	1,6	15	3,5
КТ801В	”	30-150	60	-	5	2,0
КТ802А	”	15	130	-	50	5,0
2Т803А	”	10-20	60	-	60	10
КТ805А	”	15	160	-	30	5,0
КТ807В	”	30-100	100	-	10	0,5
КТ808А	”	10-50	120	5	50	10
КТ815А,В	”	40-70	25,60	1	10	1,5
КТ187А,Г	”	30	25,80	1	25	30
КТ189А,В	”	30	100,60	3	100	15
КТ823А-І,В-І	”	30	45,100	-	20	2,0
КТ827А,В	”	/0,75-18/10 ³	100,60	-	125	20

Вибираємо *тип узгоджуючого транзистора VT1* при

$$I_{K1} \approx I_{E1} = I_{B2} \quad , \quad (5.22)$$

де I_{K1} , I_{E1} – відповідно струми колектора і емітера транзистора VT1;

I_{B2} – струм бази транзистора VT2:

$$I_{B2} \approx \frac{I_{K2}}{b_2} = \frac{I_{\text{вих}}}{b_2} \quad , \quad (5.23)$$

$$U_{KE1_макс} \approx U_{KE2_макс} \quad . \quad (5.24)$$

Потужність, що розсіюється на колекторі VT1:

$$P_{K1_макс} \approx U_{KE1_макс} \cdot I_{K1} \quad . \quad (5.25)$$

З таблиці 5.2 обираємо транзистор VT1.

З таблиці 5.3 вибираємо *тип стабілітрона*. Номінальну напругу опорного джерела, як правило приймають

$$U_{cm} = (0,6 \div 0,7) U_{\text{вих}} \quad . \quad (5.26)$$

Визначаємо *коефіцієнт передачі вихідної напруги на регулюючий транзистор*:

$$d = \frac{U_{eT}}{U_{\text{вих}}} = \frac{U_{cm}}{U_{\text{вих}}} \quad . \quad (5.27)$$

Таблиця 5.2 - Параметри малопотужних транзисторів

Транзистор	Тип	b	$U_{к. макс. доп}$ В	$I_{к. макс. доп}$ А	$P_{к. макс. доп}$ Вт
					без радіатора
ІТ101Б	p-n-p	60-10	15	$10 \cdot 10^{-3}$	$50 \cdot 10^{-3}$
КТ104В	”	40-160	15	$50 \cdot 10^{-3}$	$150 \cdot 10^{-3}$
ГТ108А	”	20-100	5	$50 \cdot 10^{-3}$	$75 \cdot 10^{-3}$
ГТ124Б	”	45-90	25	$100 \cdot 10^{-3}$	$75 \cdot 10^{-3}$
ГТ125И	”	28-56	70	-	$150 \cdot 10^{-3}$
2Т203В	”	15-100	15	$10 \cdot 10^{-3}$	$150 \cdot 10^{-3}$
2Т203А	”	9	60	$10 \cdot 10^{-3}$	$150 \cdot 10^{-3}$
2Т108А-Г	”	20-60	20	$150 \cdot 10^{-3}$	$200 \cdot 10^{-3}$
КТ209К	”	80-160	45	$300 \cdot 10^{-3}$	$200 \cdot 10^{-3}$
ГТ402Г	”	60-150	40	0,5	0,6
ГТ403А,В	”	20-60	30,45	1,25	0,6
ГТ405В	”	30-160	40	0,5	0,6
ГТ122Б	n-p-n	15-45	20	$20 \cdot 10^{-3}$	$150 \cdot 10^{-3}$
КТ201Г	”	70-210	10	$30 \cdot 10^{-3}$	$150 \cdot 10^{-3}$
КТ302А	”	110-250	15	$10 \cdot 10^{-3}$	$100 \cdot 10^{-3}$
ГТ404Г	”	60-150	40	0,6	0,5
КТ523В	”	40-120	60	0,15	0,35

Таблиця 5.3 - Параметри стабілітронів

Тип стабілітрона	$U_{ст}$, В	$I_{ст}$, мА		$r_{ст}$, Ом	α , %/°C	$P_{ст \cdot макс}$ Вт
		мін	макс			
2С107А	0,7±0,07	1	100	7(10)	-0,3	0,3
2С113А	13±0,13	1	100	12(10)	-0,3-0,4	0,3
2С119А	1,9±0,9	1	100	15(10)	-0,4-0,5	0,3
2С133А	3,3±0,3	3	81	65(10)	-0,11	0,3
2С180А	8,5±0,6	3	15	8(5)	+0,07	0,125
2С190А	9,5±0,7	3	13	12(5)	+0,08	0,125
2С211А	12±0,9	3	10	19(5)	+0,095	0,125
2СМ139Б	3,9±0,4	3	26	60(10)	-0,1	0,3
2С147В	4,7±0,2	1	26,5	150(5)	-0,07	0,05
2С156В	5,6±0,3	1	22,4	100(50)	0,07	0,1
2С162Б-1	6,2±0,4	0,5	3	15(3)	0,06	0,21
2С168Х	6,8±0,3	0,5	3	200(0,5)	0,05	0,2
2С175Ж	7,5±0,4	3	17	40(4)	0,065	0,125
2С213А	14±1,4	3	9	22(5)	+0,095	0,125

Тип стабілітрона	$U_{ст}, В$	$I_{ст}, мА$		$r_{ст}, Ом$	$\alpha, \%/^{\circ}C$	$P_{ст \cdot макс} Вт$
		мін	макс			
2С213Б	13±0,65	3	10	25(5)	0,075	0,125
Д814А	7-8,5	3	40	6(5)	0,07	0,34
Д814В	9-10,5	3	32	12(5)	0,09	0,34
Д815В	8,2±1,23	59	960	1(100)	0,09	8,0
Д815Г	10±1	25	800	2,7(500)	0,1	8,0
Д815Ж	18±1,8	25	460	3(300)	0,14	80,
2С191М	9,1±0,47	5	15	15(10)	+0,005	0,1
2С147Т-1	4,7±0,2	1	10,6	220(3)	-0,08	0,05
2С156Т-1	5,6±0,3	1	9	160(3)	-0,04	0,05
2С168К-1	6,8±0,3	0,5	3	220(0,5)	0,01	0,02

В дужках вказується режим вимірювання – $I_{ст}$, мА.

Вибираємо *тип транзистора* VT3. Він має забезпечувати достатнє підсилення сигналу за напругою. При виборі транзистора необхідно звернути увагу на величину колекторного струму $I_{к3}$. Він має бути невеликим, але більшим за струм бази узгоджуючого транзистора VT1. Як правило, значення струму $I_{к3}$ знаходиться в межах 0,5÷2 мА. Значення струму $I_{к3}$ можна оцінити як $(U_{вх.макс} - U_{ст})/R1$. Напруга $U_{кЕЗмакс}$ має бути не нижче від величини $(U_{вх.макс} - U_{ст})$.

Необхідне значення коефіцієнта підсилення за напругою для транзистора VT3:

$$K_3(U)_{необ} = \frac{DU_{вх}}{U_{вх}(e + f)d}, \quad (5.28)$$

де $DU_{вх} = U_{вх.макс} - U_{вх.мін}$.

Для обраного типу транзистора визначають фактичний коефіцієнт підсилення каскаду на транзисторі VT3:

$$K_3(U)_{факт} = S_3 R1, \quad (5.29)$$

де S – крутизна характеристики транзистора VT3.

Для малопотужних низькочастотних транзисторів, що використовуються в схемах стабілізаторів напруги, значення крутизни лежать в межах $S_3 = 20 \div 40$ мА/В.

Опір $R1$ визначають із співвідношення

$$R1 = \frac{0,5U_{KE2\min} b_1 b_2}{I_{вих}}. \quad (5.30)$$

Потужність розсіювання на резисторі R1:

$$P_{R1} \approx (I_{k3})^2 R1. \quad (5.31)$$

Якщо $K_3(U)_{\text{факт}} > K_2(U)_{\text{необ}}$, то можна продовжувати розрахунок. Якщо нерівність не виконується, то складений транзистор необхідно виконати на базі трьох транзисторів. Тоді $\beta_{\text{заг}} = \beta_1 \beta_2 \beta_3$, де $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ – коефіцієнти передачі транзисторів.

Визначимо потужність, що розсіюється на колекторі VT3:

$$P_{K3\max} = U_{KE3\max} I_{K3}, \quad (5.32)$$

де $U_{ке3\max} = U_{вих} - U_{ст}$. Якщо $P_{K3\max} < P_{K3\max, \text{доп}}$, то транзистор VT3 обрано правильно.

Визначимо опори резисторів і ємності конденсаторів схеми. Струм подільника I_n , як правило, вибирають на один-два порядки більше струму бази VT3. Номінальний струм бази транзистора VT3:

$$I_{Б3} = \frac{I_{K3}}{b_3}, \quad (5.33)$$

Загальний опір подільника:

$$R_n = R3 + R4 + R5 = \frac{U_{вих}}{I_n}, \quad (5.34)$$

Падіння напруги на R5 приймається:

$$U_{R5} = U_{cm}, \quad (5.35)$$

тоді $R5 = U_{cm} / I_n$.

Падіння напруги на R4 приймається в межах $U_{R4} = (0.15 \div 0.25)B$, тоді

$$R4 = \frac{(0.15 \div 0.25)B}{I_n}. \quad (5.36)$$

Значення резистора R3 визначимо за формулою:

$$R3 = R_n - (R4 + R5). \quad (5.37)$$

Опір баластного опору R2 вибирають такої величини, щоб заданий ним струм через стабілітрон був рівним номінальному:

$$R2 = \frac{U_{вих} - U_{ст}}{I_{ст.ном}}. \quad (5.38)$$

Усі розрахункові значення резисторів необхідно вибрати за шкалою опорів табл.4.1. Ємність конденсатора C_ϕ вибирається в межах 1000÷2000 мкФ.

Коефіцієнт стабілізації розрахованого стабілізатора:

$$K_{ст}(U)_{факт} = K_3(U)_{факт} \frac{U_{вих}}{U_{вх}}. \quad (5.39)$$

Якщо $K_{ст}(U)_{факт} > K_{ст}(U)_{необ}$, то розрахунок стабілізатора виконаний правильно.

ККД стабілізатора в номінальному режимі:

$$h = \frac{U_{вих} I_{вих}}{U_{вх} I_{вх}}, \quad (5.40)$$

$$\text{де } I_{вх} = I_{вих} + I_n + I_{ст} + I_{кз} \approx I_{вих}.$$

5.3 Індивідуальні завдання

Розрахуйте транзисторний стабілізатор напруги компенсаційного типу. Відомі (табл. 5.4): номінальна вихідна напруга $U_{вих}$, допустимі відхилення напруги на вході стабілізатора від номінального значення – α і β , номінальний струм навантаження $I_{вих}$, допустимі відхилення вихідної напруги від номінальної e і f , тип провідності транзистора.

Таблиця 5.4 – Вихідні дані для розрахунку

№ варіанту	Параметри				
	$U_{вих}, \text{В}$	$a=e, \%$	$e=f, \%$	$I_{вих}, \text{А}$	Тип провідності транзистора
1	12	10	0,16	1	<i>p-n-p</i>
2	15	5	0,17	2	–"
3	20	6	0,18	3	–"
4	24	7	0,19	4	–"
5	27	8	0,2	5	–"
6	36	9	0,15	1,5	–"
7	40	4	0,16	2	–"

№ варіанту	Параметри				
	$U_{\text{вих}}, \text{В}$	$a=\alpha, \%$	$e=f, \%$	$I_{\text{вих}}, \text{А}$	Тип провідності транзистора
8	60	3	0,17	1,7	-"-
9	6	10	0,18	1,8	-"-
10	12	5	0,19	2,0	-"-
11	15	6	0,2	2,1	<i>n-p-n</i>
12	20	7	0,16	2,2	-"-
13	24	8	0,17	3	-"-
14	27	9	0,18	3,1	-"-
15	36	4	0,19	3,3	-"-
16	40	3	0,21	3,5	-"-
17	60	10	0,2	2	-"-
18	9	5	0,22	1	-"-
19	10	6	0,23	3	-"-
20	12	7	0,24	4	-"-
21	50	3	0,21	2,5	-"-
22	45	10	0,2	2	-"-
23	12	7	0,24	5	-"-
24	50	3	0,21	3,5	-"-

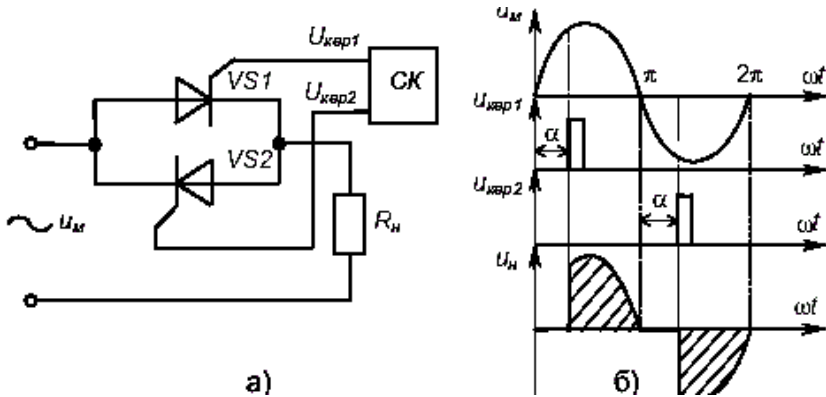
6 ПРАКТИЧНА РОБОТА №6 „РОЗРАХУНОК РЕГУЛЯТОРА ЗМІННОЇ НАПРУГИ”

6.1 Короткі теоретичні відомості

Регулятори змінного струму – це електронні ключі, які дозволяють вмикати або вимикати навантаження у колі змінного струму, або регулювати потужність, що виділяється у навантаженні.

Найбільш розповсюдженим силовим регулювальним елементом є тиристори і симістори. При цьому сигнал керування вмикає регулятор напруги змінного струму практично без затримки, після чого струм у колі навантаження припиняється лише при переході його через нуль за умови відсутності при цьому сигналу керування.

Найбільш розповсюджену схему тиристорного регулятора та діаграми його роботи при активному навантаженні наведено на рис. 6.1. Навантаження тут підключене до мережі з напругою U_M за допомогою електронного ключа, який являє собою два увімкнених зустрічно-паралельно тиристори: VS1 і VS2.



а - схема електрична; б - часова діаграма роботи
Рисунок 6.1 – Однофазний регулятор

Умовами протікання струму через тиристор є наявність на ньому прямої напруги і подача напруги на керуючий електрод - напруги керування. Якщо вона подається на тиристор симетрично в обох півперіодах, то напруга на навантаженні не має постійної складової.

З часових діаграм (рис. 6.1,б) можна бачити, що змінюючи кут керування тиристорів α від 0° до 180° , можна змінювати (регулювати) напругу на навантаженні від U_M до 0.

Через тиристор VS1 струм протікає під час додатного півперіоду, а через тиристор VS2 - під час від'ємного. Завдяки симетричності керування середнє I_a та діюче I_T значення струмів обох тиристорів однакові й становлять:

$$I_a = \frac{1}{2p} \int_a^p \frac{\sqrt{2}U_M}{R_H} \sin wt \, dwt = \frac{\sqrt{2}U_M}{2pR_H} (1 + \cos \alpha); \quad (6.1)$$

$$I_T = \sqrt{\frac{1}{2p} \left(\frac{\sqrt{2}U_M}{R_H} \right)^2 \int_a^p \sin^2 wt \, dwt} = \frac{U_M}{R_H} \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 - \frac{\alpha}{p} + \frac{\sin 2\alpha}{2p} \right)}, \quad (6.2)$$

де $J = wt = 2pf_i t$.

Діюче значення струму навантаження становить:

$$I_n = \sqrt{\frac{1}{p} \left(\frac{\sqrt{2}U_m}{R_n} \right)^2 \int_a^p \sin^2 wtdwt} = \frac{U_m}{R_n} \sqrt{1 - \frac{a}{p} + \frac{\sin 2a}{2p}} = \sqrt{2}I_T. \quad (6.3)$$

Проектування силової схеми регулятора змінного струму є комплексною задачею, бо навіть у режимі, що встановився, струм через тиристори і напруга на них мають квазістаціонарний характер.

При виборі тиристорів за струмом і напругою, втрати потужності в них знаходять, виходячи з форми кривої струму, що протікає через напівпровідниковий прилад. Втрати у вентилі практично дорівнюють втратам від прямого струму. Графічні залежності, які називають характеристиками керування, показують залежність від кута керування струмів окремих вентилів, діючих струму та напруги навантаження у режимі, що встановився.

Вихідними даними для розрахунку є:

- U_m , В – діюче значення напруги мережі живлення;
- f_m , Гц – частота мережі живлення;
- R_n , Ом – опір навантаження;
- α , в градусах електричних – кут керування тиристорів;
- $U_{ж}$, В – напруга джерела живлення системи керування тиристорами.

6.2 Порядок розрахунку однофазного регулятора напруги

Розрахуємо регулятор, схему якого наведено на рис.6.1,а, не розраховуючи систему керування СК.

Вихідними даними є:

- діюче значення напруги мережі живлення $U_m = 380$ В;
- опір навантаження $R_n = 7,5$ Ом;
- фіксоване значення кута керування тиристора $\alpha = 45^\circ$;
- частота мережі живлення $f_m = 50$ Гц;
- напруга живлення системи керування тиристора $U_{ж} = 12$ В;
- охолодження тиристорів повітряне природне;
- температура оточуючого середовища 25°C ;

Тиристори вибираємо типу Т10 згідно таблиці 6.1.

Таблиця 6.1 - Основні параметри тиристорів типу T10

Параметр	Позначення	Тиристор						Режим
		T10-10	T10-16	T10-25	T10-40	T10-63	T10-80	
Повторювана напруга, В (для всіх тиристорів)	U_n	50; 100; 200; 300; 400; 500; 600; 700; 800; 900; 1000; 1100; 1200						
Граничний струм (середнє значення), А	I_T	10	16	25	40	63	80	Штучне охолодження; температура корпусу 85°C
Граничний струм з типовим охолоджувачем (середнє значення), А	I_{T0}	8	10	12	14	20	25	Охолодження природне повітряне; температура оточуючого середовища 25°C
Ударний струм, А	$I_{уд}$	240	240	600	960	1300	1500	Тривалість імпульсу струму 10 мс
Порогова напруга, В	U_0	1,64	1,44	1,26	1,16	1,094	1,02	
Динамічний опір у відкритому стані, МОм	R_d	10	7	6,4	4,4	1,8	1,7	
Вмикаючий струм керування, не більше, А	I_k	0,15	0,15	0,15	0,15	0,15	0,15	При прямій напрузі на тиристорі
Вмикаюча напруга керування, не більше, В	U_k	3	3	3	4	4	4	
Загальний встановлений тепловий опір, °C/Вт	R_T	5,9	5,3	4,9	3,69	3,5	3,4	З типовим охолоджувачем при природному повітряному охолодженні

Необхідно визначити:

- параметри тиристора;
- режими роботи силової схеми регулятора (струми, напруги, коефіцієнт форми струму навантаження);
- залежності діючої напруги на навантаженні, середнього струму тиристора і коефіцієнта форми струму тиристора від кута керування (представити у вигляді графіків);
- втрати потужності в тиристорах та ступінь їхнього перегріву.

Порядок розрахунку наступний.

Знайдемо необхідні значення параметрів тиристорів.

Амплітуда зворотної напруги на тиристорі

$$U_{ат} = \sqrt{2} U_m K_3 = \sqrt{2} \cdot 380 \cdot 1,25 = 669,75 \text{ В}, \quad (6.4)$$

де K_3 - коефіцієнт запасу, що враховує можливі перенапруги ($K_3=1,2 \div 1,3$).

Знайдемо значення середнього і амплітудного струмів, що протікають через тиристор. Для будь-якого значення кута керування середній струм можна знайти згідно (6.1). При цьому максимальне значення струму, на яке повинен бути розрахований тиристор I_{a0} , відповідає $\alpha = 0$. Тоді

$$I_{a0} = \frac{\sqrt{2} U_m}{R_n p} = \frac{\sqrt{2} \cdot 380}{7,5 p} = 22,75 \text{ А}. \quad (6.5)$$

Амплітудне значення:

$$I_{am} = \frac{\sqrt{2} U_m}{R_n} = \frac{\sqrt{2} \cdot 380}{7,5} = 71,44 \text{ А}. \quad (6.6)$$

Вибираємо тиристор, що відповідає вимогам

$$U_n > U_{ам}; \quad (6.7)$$

$$I_{a0} > I_{a0}, \quad (6.8)$$

де U_n - допустима напруга на тиристорі, що повторюється (амплітудне значення); I_{r0} - середнє значення допустимого граничного струму тиристора з типовим охолоджувачем в умовах природного повітряного охолодження.

З табл. 6.1 вибираємо тиристор Т10-80, що має наступні параметри: $U_n = 700 \text{ В} > 669,75 \text{ В}$; $I_{r0} = 25 \text{ А} > 22,75 \text{ А}$; вмикаючий струм керування $I_k = 0,15 \text{ А}$; вмикаюча напруга керування $U_k = 4 \text{ В}$; порогова напруга $U_0 = 1,02 \text{ В}$; динамічний опір у відкритому стані $R_d = 1,7 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}$; встановлений тепловий опір $R_T = 3,4 \text{ } ^\circ\text{C/Вт}$.

Знаходимо середнє значення струму через тиристор при заданому значенні кута керування з формули (6.1):

$$I_a = \frac{\sqrt{2} \cdot 380}{2p \cdot 7,5} (1 + \cos 45^\circ) = 19,42 \text{ А}.$$

Користуючись формулою, можна побудувати залежність середнього струму тиристора від кута керування. Результати розрахунків представлено у табл. 6.2, та графічно на рис. 6.2.

Таблиця. 6.2 - Середній струм тиристора для різних значень кута управління

Кут керування, ел. град.	α	0	30	60	90	120	150	180
Середній струм тиристора, А	I_a	22,75	21,22	17,06	11,38	5,69	1,54	0
Відносне значення струму тиристора	I_a/I_{a0}	1,00	0,93	0,75	0,50	0,25	0,07	0

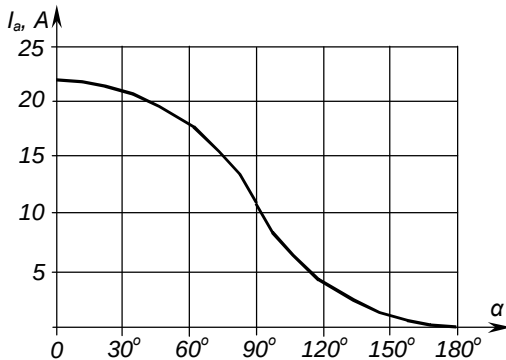


Рисунок 6.2 - Залежність середнього струму тиристора від α

Значення діючого струму тиристора для $\alpha = 45^\circ$ за (6.2):

$$I_T = \frac{380}{7,5} \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 - \frac{0,785}{p} + \frac{\sin 1,57}{2p} \right)} = 34,15 \text{ А.}$$

Згідно (6.1) і (6.2) знаходимо вираз для коефіцієнта форми струму тиристора:

$$F_i(a) = \frac{I_T}{I_a} = \frac{p \sqrt{1 - \frac{a}{p} + \frac{\sin 2a}{2p}}}{1 + \cos a} . \quad (6.9)$$

Звідси для $\alpha = 45^\circ$

$$F_i(\alpha) = \frac{p \sqrt{1 - \frac{0,785}{p} + \frac{\sin 1,57}{2p}}}{1 + \cos 0,785} = 1,76.$$

Знайдемо залежність коефіцієнта форми струму тиристора від кута керування, для чого треба заповнити табл. 6.3 та за її значеннями побудувати графік – рис. 6.3.

Таблиця 6.3 - Коефіцієнт форми струму тиристора залежно від α

Кут керування, ел. град.	α	0	30	60	90	120	150	180
Коефіцієнт форми	$F_i(\alpha)$							

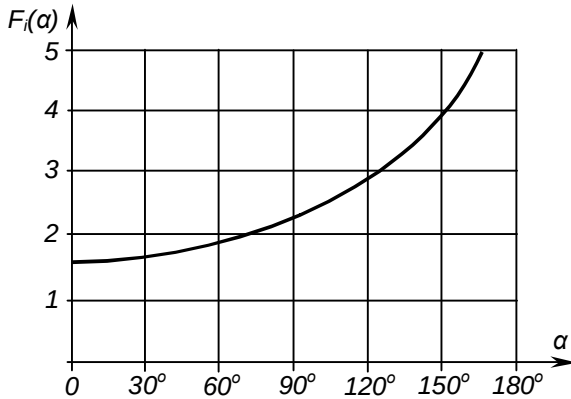


Рисунок 6.3 - Залежність коефіцієнта форми струму тиристора від α

Діюче значення струму навантаження для кута керування $\alpha=45^\circ$ згідно (6.3):

$$I_H = \sqrt{2} \cdot 34,15 = 48,15 \text{ А.}$$

Знайдемо вираз для розрахунку значень діючої напруги на навантаженні залежно від кута керування. Згідно формули (6.2):

$$U_H(\alpha) = I_H R_H = U_M \sqrt{1 - \frac{a}{p} + \frac{\sin 2a}{2a}}. \quad (6.10)$$

Для $\alpha = 45^\circ$ маємо: $U_H = 48,15 \cdot 7,5 = 361,13 \text{ В.}$

За формулою (6.10) знайдемо залежність діючої напруги на навантаженні регулятора від кута регулювання, для чого треба заповнити табл. 6.4 і побудувати графік, наведений на рис. 6.4.

Таблиця 6.4 - Діючі значення напруги на навантаженні за різних α

Кут керування, ел. град	α	0	30	60	90	120	150	180
Діюче значення напруги на навантаженні, В	$U_n(\alpha)$							
Відносне значення	$U_m/U_n(\alpha)$							

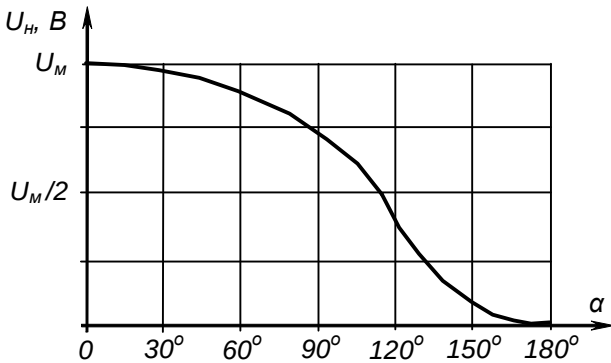


Рисунок 6.4 - Залежність діючої напруги на навантаженні від α

З графіку рис. 6.4 виходить, що найбільш ефективне регулювання напруги на навантаженні має місце при значеннях кута керування від 30° до 150° .

Знайдемо потужність, що віддається у навантаження при заданому значенні кута керування $\alpha = 45^\circ$:

$$P_n = I_n U_n = 48,15 \cdot 361,13 = 17388 \text{ Вт} \approx 17,4 \text{ кВт.} \quad (6.11)$$

Знаходимо втрати потужності на тиристорі при заданому куті керування (45°). Математичний вираз для лінійної апроксимації робочої ділянки вольт-амперної характеристики тиристора має вигляд

$$u_T = U_0 + i_T R_d, \quad (6.12)$$

де u_T - миттєві значення напруги на тиристорі.

$$i_T = \frac{\sqrt{2}U}{R_H} (\sin \alpha + \omega t) \quad \text{для } 0 < \omega t < \pi; \quad (6.13)$$

$$i_T = 0 \quad \text{для } \pi < \omega t < 2\pi. \quad (6.14)$$

Отже, втрати потужності в одному тиристорі:

$$DP = \frac{1}{2p} \int_a^p u_T i_T d\omega t = \frac{1}{2p} \int_a^p U_0 i_T d\omega t + \frac{1}{2p} \int_a^p Ri_T^2 d\omega t \quad (6.15)$$

$$\text{Звідки} \quad \Delta P = U_0 I_a + R_d I_T^2. \quad (6.16)$$

Отже, для $\alpha = 45^\circ$: $\Delta P = 1,02 \cdot 19,42 + 1,7 \cdot 10^{-3} \cdot 34,12^2 = 21,78$ Вт.

Втратами потужності в ланцюгах керування нехтуємо.

Знаходимо перегрів тиристора при заданому $\alpha = 45^\circ$:

$$\Delta T = R_T \Delta P = 3,4 \cdot 21,78 = 74,05 \text{ } ^\circ\text{C}. \quad (6.17)$$

Найбільша температура напівпровідникової структури тиристора:

$$T_{\text{тах}} = T_c + \Delta T = 25 + 74,05 = 99,05 \text{ } ^\circ\text{C} < T_{\text{Мах доп}} = 140 \text{ } ^\circ\text{C}, \quad (6.18)$$

де T_c - температура оточуючого середовища;

$T_{\text{Мах доп}}$ - максимально допустима температура нагріву кремнієвої напівпровідникової структури.

Опір резистора у ланцюгу керування тиристора:

$$R_{\text{доб}} = \frac{U_{\text{жс}} - U_{\text{к}}}{I_{\text{к}}} = \frac{12 - 4}{0,15} = 53,53 \text{ Ом}. \quad (6.19)$$

Вибираємо найближче стандартне значення 51 Ом. Потужність, що розсіюється у резисторі:

$$P_{\text{доб}} = R_{\text{доб}} I_{\text{к}}^2 = 51 \cdot 0,15^2 = 1,15 \text{ Вт}.$$

Отже, вибираємо резистор потужністю 2 Вт.

Електричну принципову схему розрахованого регулятора наведено на рис.6.5. Елементи, позначені курсивом, забезпечують завадостійкість кіл керування тиристорів (R' , C') і знижують швидкість зростання напруги на них та струму до безпечних значень (снабер R'' , C'' та дросель L), наприклад, при вмиканні пристрою в мережу.

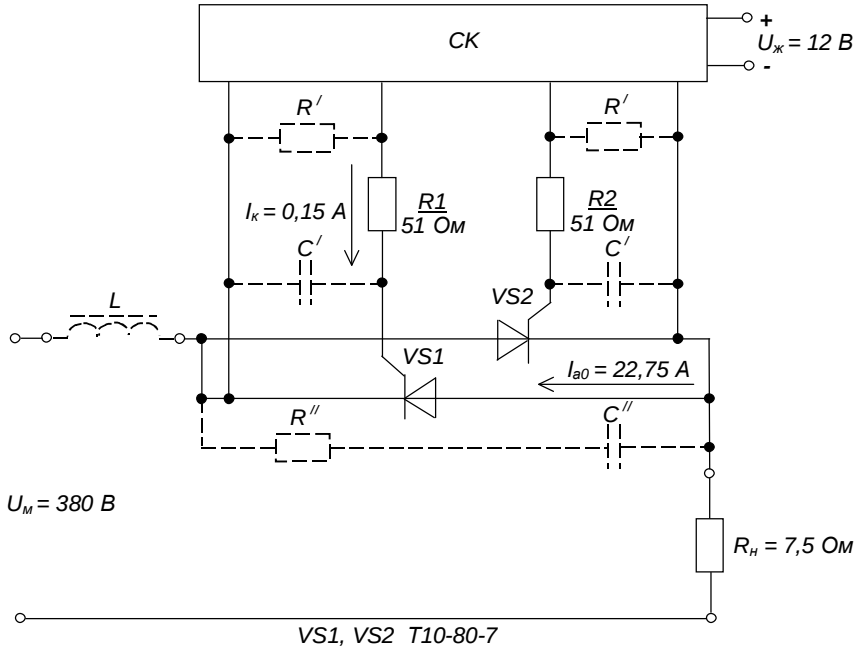


Рисунок 6.5 - Однофазний регулятор змінної напруги

6.3 Індивідуальні завдання

Розрахувати регулятор змінної напруги (рис. 6.1) за початковими даними табл. 6.5.

Таблиця 6.5 – Вихідні дані для розрахунку регулятора

Номера за списком		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
десятки	одиниці										
	$U_m, \text{В}$	127	220	380	660	127	220	380	660	220	880
$f_m, \text{Гц}$		50									
	$R_n, \text{Ом}$	6,3	10	18	30	3,1	5,1	9,1	15	4,7	8,2
$\alpha, \text{ел. град}$		10	20	35	40	50	65	70	80	95	100
$U_{ж}, \text{В}$		9	12	15	17	9	10	12	17	9	12

Приклад вибору варіанта для номера за списком 32:

з колонки 3 маємо – $f_m = 50 \text{ Гц}$, $\alpha = 40 \text{ ел. град.}$, $U_{ж} = 17 \text{ В}$;

з колонки 2 – $U_m = 380 \text{ В}$, $R_n = 18 \text{ Ом}$.