ВСТУП

В методичних вказівках до лабораторних робіт з курсу «Енергетична електроніка» приведено описання лабораторних робіт і короткі теоретичні відомості до них. Лабораторні роботи охоплюють першу частину курсу «Енергетична електроніка».

Мета лабораторного практикуму – ознайомити студентів з принципом дії та характеристиками керованих ключів на базі силових напівпровідникових приборів, а також пристроїв, що використовуються для перетворення змінної напруги в постійну (випрямлячі та згладжувальні фільтри).

В процесі виконання циклу лабораторних робіт студенти отримують:

1) знання:

- електромагнітних процесів, що протікають в цих пристроях;
- особливостей побудови типових вузлів випрямляючих і фільтруючих пристроїв;
- принципів побудови систем керування та їх практичною реалізацією;

2) уміння:

- експериментально визначати основні параметри і характеристики досліджуваних пристроїв;
- обробляти результати проведених вимірювань і представляти їх у вигляді таблиць і графіків, зручних для аналізу отриманих результатів;
- розраховувати режим роботи елементів схеми.

3) практичні навики:

- роботи з вимірювальною і реєструючою апаратурою (амперметри, вольтметри, осцилографи);

- обробки результатів вимірювань за допомогою обчислювальних пристроїв (в процесі розрахунку числових значень різноманітних коєфіцієнтів за результатами вимірювань).

Кожна лабораторна робота виконується протягом 2-х академічних годин. За цей час необхідно провести заплановані вимірювання, обробити одержані результати, оформити протокол і захистити результати роботи. Звіт по лабораторній роботі повинен містити такі розділи:

1. Мета роботи.
2. Схема досліджуваного пристрою.
3. Порядок виконання роботи.
4. Таблиці з результатами вимірювань.
5. Графіки отриманих і розрахованих залежностей.
6. Основні осцилограми.
7. Розрахунок необхідних параметрів та характеристик.
8. Короткі висновки по роботі.

Цикл лабораторних робіт розрахований на студентів денної та заочної форми навчання. Студенти денної форми навчання виконують всі роботи. Студенти заочної форми навчання виконують роботи, вказані викладачем.

Лабораторна робота № 1

ДОСЛІДЖЕННЯ РОБОТИ БІПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА В КЛЮЧОВОМУ РЕЖИМІ НА РІЗНІ ВИДИ НАВАНТАЖЕНЬ

I. <u>Мета роботи:</u> ознайомитись з роботою біполярного транзистора в ключовому режимі. Експериментально визначити основні параметри та характеристики. Порівняти параметри та характеристики при різних видах навантаження транзистора.

II. <u>Порядок виконання роботи</u>

1. Підключити до лабораторного макету вимірювальні та допоміжні пристрої, а також джерело живлення. Схема проведення експерименту наведена на рис. 1.1.

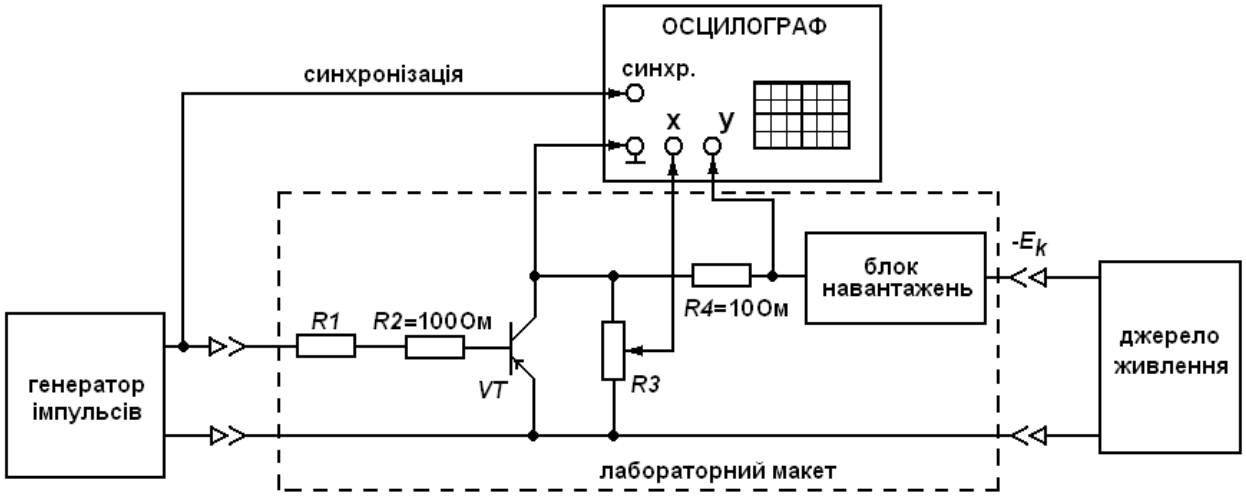


Рис.1.1

2. Зарисувати у відповідному масштабі послідовність прямокутних імпульсів, що подаються на лабораторний макет від генератора імпульсів. Вказати основні параметри цих імпульсів: тривалість імпульсу t_i, період надходження імпульсів T, а також амплітуду імпульсів U_m.

3. Дослідити роботу транзистора в ключовому режимі на активне навантаження ($R_н = R_5$):

а) зарисувати у відповідному масштабі осцилограми струмів та напруг у вхідному ($i_Б$, $u_{БЕ}$), вихідному ($i_К$, $u_{КЕ}$) колі транзистора, а також напругу на навантаженні $u_Н$;

б) визначити амплітудні значення струмів та напруг.

4. Дослідити роботу транзисторного ключа на активно – ємнісне (*RC*), активно – індуктивне (*RL*), а також активно – індуктивне навантаження із зворотнім діодом (*RLD*), шляхом виконання дослідів, описаних в п.3.

5. Спостерігати на осцилографі траєкторію руху робочої точки у вихідному колі транзистора. Зарисувати одержанні осцилограми у відповідному масштабі, розмістивши їх в системі координат $U_{КЕ}$, $I_К$. Визначити максимальні $U_{КЕmax}$, $I_{КЕmax}$, а також мінімальні $U_{КЕmin}$, $I_{Кmin}$ значення струмів та напруг транзистора для кожного режиму.

III. Принципова схема макету лабораторної роботи

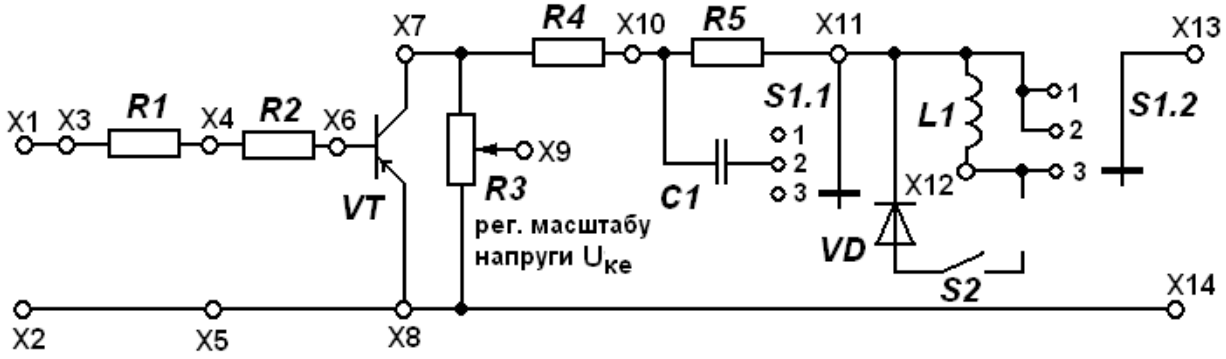


Рис. 1.2

V. Короткі теоретичні відомості

Біполярні транзистори – це напівпровідникові елементи, які мають три шари напівпровідника (емітерна, базова та колекторна області), що утворюють два *pn*-переходи (емітерний між емітерною областю і базовою та колекторний – між базовою та колекторною областями). Структура p-n-p транзистора, його позначення на схемах та діодна схема заміщення наведені на рис. 1.3.

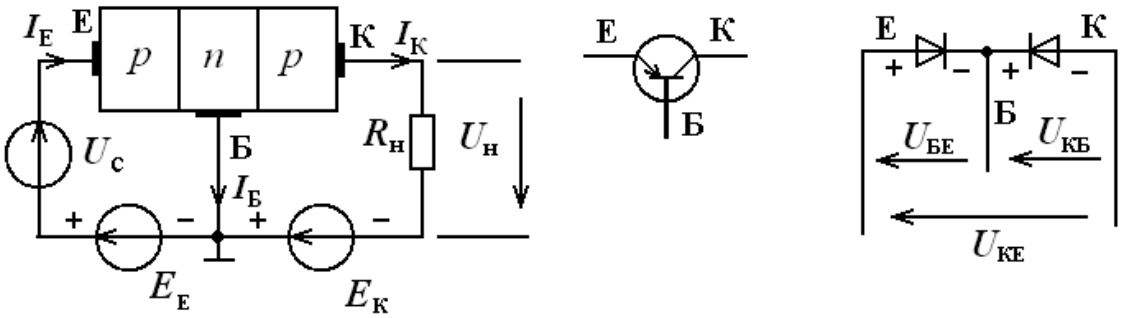
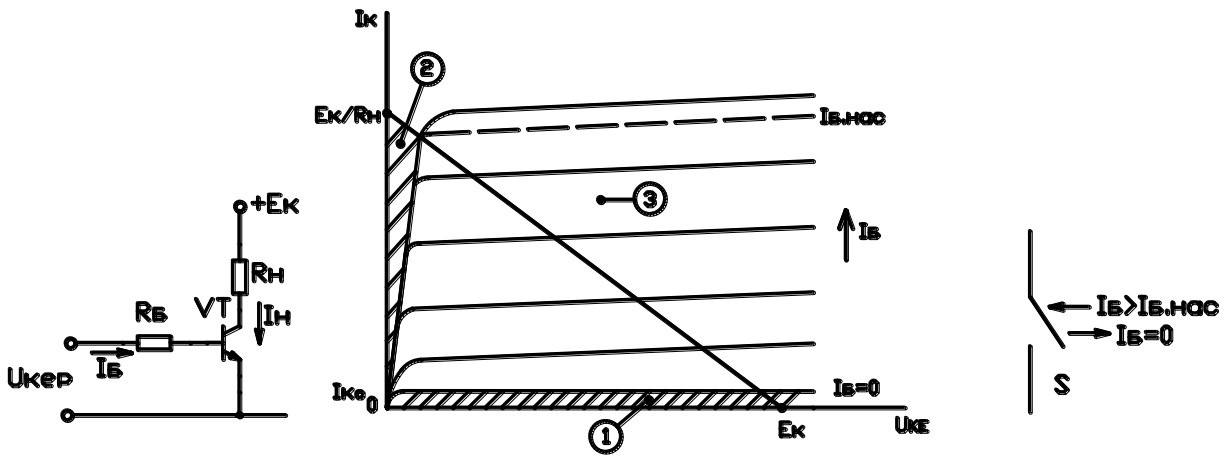


Рис. 1.3.

Біполярні транзистори, призначені для роботи при підвищених струмах ($I_К \geq 10$А), а також підвищених напругах ($U_{КЕ} \geq 100$В), називають ***силовими***. Електродами силового кола біполярного транзистора є емітер **Е** та колектор **К**; електродом керування – база **Б** (рис. 1.3, рис. 1.4.а).

Таким чином, біполярний транзистор є ***керованим приладом***. При зміні струму керування (струму бази $I_Б$) транзистор може перебувати в одному з трьох режимів (рис. 1.4.б).

1. <u>*Режим відсічки*</u> має місце при $I_Б = 0$. У цьому режимі емітерний та колекторний переходи транзистора закриті. В силовому колі протікає незначний за величиною тепловий струм $I_К = I_{К0}$ (див. рис. 1.4.б). При цьому опір силового кола є дуже великим. Вважають, що транзистор повністю закритий і еквівалентний розімкненому ключу **S** (рис. 1.4.в).



а) б) в)

Рис. 1.4

2. <u>*Режим насичення*</u> має місце за умови, що струм бази є більшим певної величини $I_Б \geq I_{Бнас}$, де $I_{Бнас}$ – струм бази насичення:

$$I_{Бнас} \cong \frac{E_K}{R_H \cdot \beta},$$

де $\beta = \dfrac{I_K}{I_Б}$ – коефіцієнт передавання струму бази транзистора.

В режимі насичення обидва *pn*-переходи транзистора є відкритими і опір силового кола є дуже малим. Вважають, що транзистор є повністю відкритим і еквівалентний замкненому ключу **S** (див. рис. 1.4.в). При цьому струм в силовому колі обмежується лише опором навантаження $R_Н$:

$$I_K \cong E_K / R_H .$$

Відношення реального струму бази транзистора до струму бази насичення називають ***коефіцієнтом насичення*** транзистора:

$$k_{нас} = I_Б / I_{Бнас} .$$

При $k_{нас} = 1$ транзистор перебуває на межі режиму насичення. Такий стан транзистора не є стійким: при зменшенні опору навантаження $R_Н$ або збільшення напруги джерела живлення $E_К$ струм колектора $I_К$ прагне зрости. Однак при незмінній величині базового струму це неможливо, і транзистор переходить з режиму насичення в активний режим. В наслідок цього, втрати потужності в транзисторі зростають. Для уникнення такої ситуації базовий струм транзистора повинен бути більшим за струм бази насичення ($I_Б > I_{Бнас}$), а отже $k_{нас} > 1$. При збільшені коефіцієнта насичення транзистора $k_{нас}$ зменшується падіння напруги в силовому колі транзистора, а отже і втрати потужності в ньому. Однак при цьому зростають втрати потужності у колі керування (в колі бази). Крім того, зменшується швидкодія транзистора, оскільки в такому режимі в базі транзистора накопичується велика кількість надлишкових носіїв заряду. Тому практично вибирають коефіцієнт насичення транзистора $k_{нас} < (1{,}5...2)$.

3. *Активний режим* роботи транзистора має місце при струмах бази $0 < I_Б < I_{Бнас}$.

У цьому режимі емітерний перехід транзистора відкритий, а колекторний закритий. Струм колектора транзистора залежить від струму бази $I_Б$ та коефіцієнту передачі струму: $I_К = \beta \cdot I_Б$.

В активному режимі транзистор еквівалентний керованому опору *R*, керуючим фактором для якого є значення та характер зміни струму бази $I_Б$.

Режим роботи транзистора, при якому він почергово перебуває в режимах насичення та відсічки називають ***імпульсним*** або ***ключовим***. При роботі транзистора в ключовому режимі він розглядається як керований ключ, який за допомогою керуючого електрода (бази) вмикається або вимикається в заданий момент часу (див. рис. 1.4.в). Головною перевагою

ключового режиму у порівнянні з активним є високій коефіцієнт корисної дії.

Як відомо, втрати потужності в силовому колі транзистора визначаються як:

$$P_K \cong U_{KE} \cdot I_K .$$

У режимі відсічки, незважаючи на те, що напруга на транзисторі є значною ($U_{KE} \approx E_K$), струм у навантаженні практично відсутній ($I_K = I_{K0}$), і втрати потужності у транзисторі є незначними.

У режимі насичення, незважаючи на значну величину струму навантаження ($I_K \approx E_K / R_H$), втрати потужності у транзисторі також будуть мінімальними, оскільки напруга насичення транзистора є незначною ($U_{KEнас} < 2B$).

В активному режимі роботи транзистора втрати потужності у ньому суттєво зростають, оскільки струм силового кола транзистора та напруга на ньому мають значну величину.

При переході транзистора з режиму відсічки у режим насичення та навпаки, його робоча точка проходить через активний режим. Для збільшення ККД транзисторного ключа час його перебування в активному режимі повинен бути мінімальним. Для цього сигнали керування транзистором (струм бази $i_Б$) повинні мати форму прямокутних імпульсів з крутими фронтами.

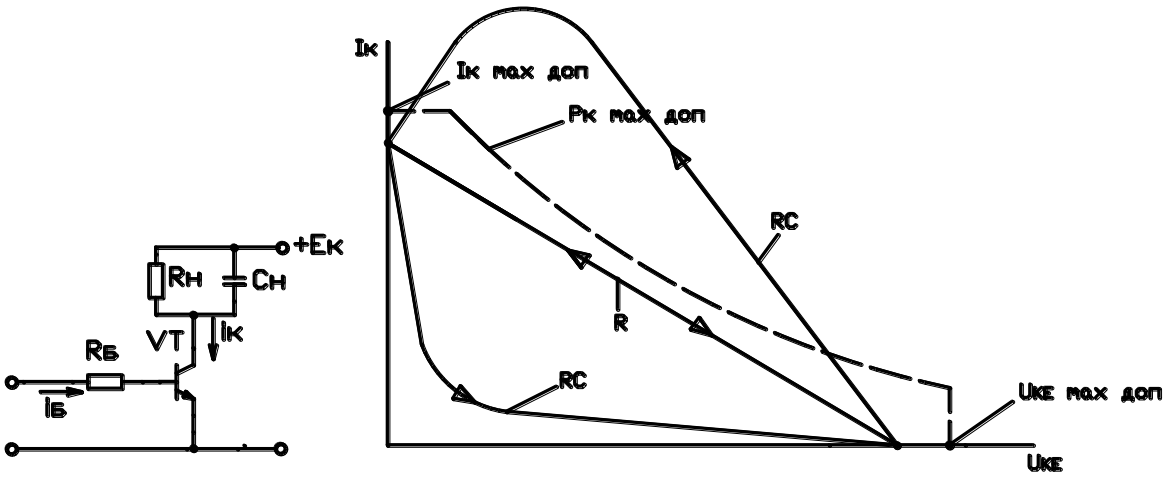
При активному (R) навантаженні в колі колектора транзистора швидкість зміни струму та напруги в його силовому колі під час перемикання визначається швидкодією транзистора. При цьому, зміна струму та напруги визначається рівнянням навантажувальної характеристики транзистора:

$$u_{KE}(t) = E_K - i_K(t) \cdot R_H .$$

Графік лінії навантаження для активного навантаження показано на рис. 1.4.б. Зауважимо, що імпульси струму та напруги транзистора мають однакову форму.

При підключенні активно-ємнісного (*RC*) навантаження (рис. 1.5.а) спад напруги на транзисторі за рахунок ємності $C_Н$ уповільнюється, а швидкість зростання струму визначається транзистором. Порівняно з *R* навантаженням, амплітудне значення струму колектора транзистора зростає, оскільки додається струм заряду конденсатора.

При відключенні *RC* навантаження швидкість спадання струму визначається швидкодією транзистора, а зростання напруги, за рахунок наявності ємності, затягується у часі зі сталою часу $\tau = C_H \cdot R_H$. На рис. 1.5.б показано траєкторію переміщення робочої точки транзистора при *RC* навантаженні. З цього рисунка випливає, що якщо при *R* навантаженні миттєва потужність, що виділяється в транзисторі, не перевищує максимально допустиму $P_{Kmax.доп}$, то при підключенні *RC* навантаження миттєва потужність $p_к$ може значно перевищувати максимально допустиму.

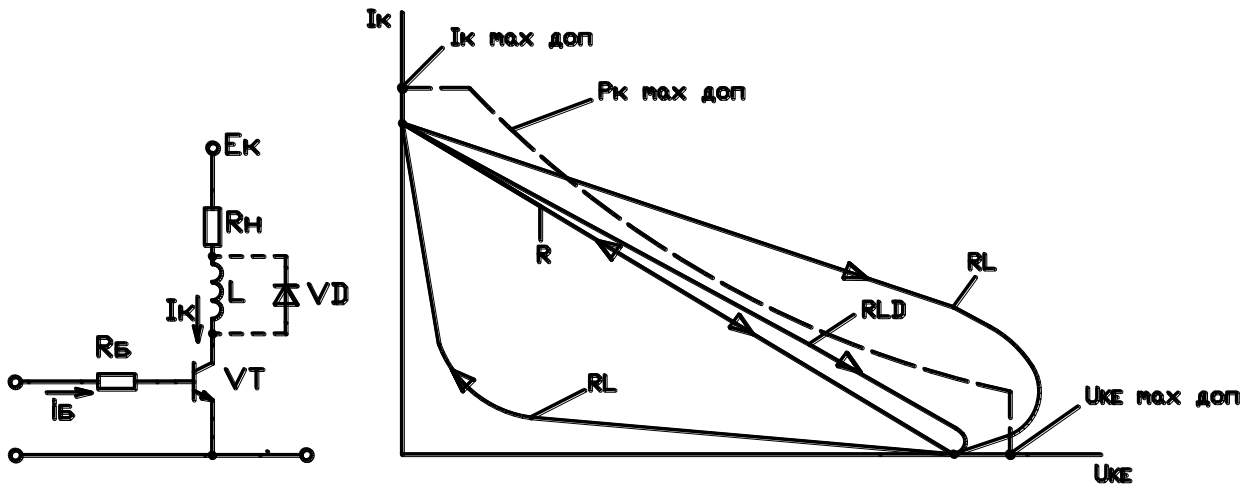


а) б)

Рис. 1.5.

В той же час, при відключенні *RC* навантаження втрати потужності в транзисторі є значно меншими, ніж при відключенні *R* навантаження.

При підключенні активно-індуктивного (*RL*) навантаження (рис. 1.6.а) швидкість зростання струму, порівняно з *R* навантаженням, зменшується і визначається сталою часу навантаження $\tau = L_H / R_H$ (рис. 1.6.б).



а) б)

Рис. 1.6

При відключенні *RL* навантаження спад струму сповільнюється і також визначається сталою часу навантаження *τ*. Швидкість спадання напруги визначається транзистором, причому амплітудне значення напруги U_{KEmax} за рахунок ЕРС самоіндукції індуктивності L_{H} значно зростає. При цьому миттєві втрати потужності в транзисторі $p_{\text{к}}$ перевищують максимально допустиму потужність $P_{\text{Kmax.доп}}$ (рис. 1.6.б). В той же час при підключенні *RL* навантаження втрати потужності в транзисторі є значно меншими, ніж при підключенні *R* навантаження (див. рис. 1.6.б).

Якщо паралельно до індуктивності $L_Н$ підключити зворотній діод *VD* (рис. 1.6.а), на етапі підключення *RL* навантаження він не впливатиме на процеси в транзисторі та навантаженні. В той же час на етапі відключення навантаження після закривання транзистора *VT*, струм індуктивності $I_К$ буде замикатися через діод *VD*. При цьому ЕРС самоіндукції індуктивності $L_Н$ не перевищуватиме пряму напругу на відкритому діоді *VD* (≈1В). Траєкторія переміщення робочої точки на етапі відключення *RLD* навантаження практично співпадатиме з траєкторією робочої точки при відключенні *R* навантаження (рис. 1.6.б). При цьому миттєві втрати потужності в транзисторі $p_к < P_{Кmax.доп}$.

Одним з головних недоліків біполярних транзисторів, як силових керованих ключів, є їх чутливість до перевантажень, особливо у моменти перемикання. Для підвищення надійності в схему транзисторного ключа вводять додаткові елементи (індуктивність та ємність). За допомогою цих елементів формують найбільш безпечну траєкторію переміщення робочої точки на етапах вмикання та вимикання транзисторного ключа.

На рис. 1.7 наведено один з можливих варіантів побудови схеми транзисторного ключа з елементами формування траєкторії переміщення робочої точки.

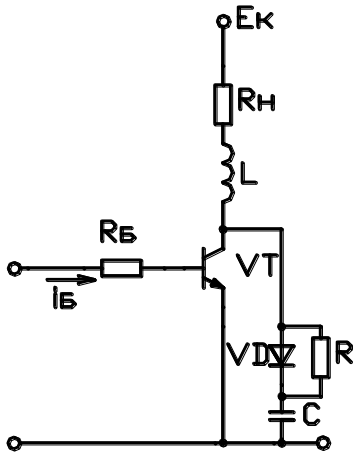


Рис. 1.7

Індуктивність *L* сповільнює швидкість наростання струму транзистора *VT* на етапі його включення. Діод *VD* розділяє кола заряду та розряду конденсатора *C*. Резистор *R* обмежує величину струму розряду конденсатора *C*, який протікає через транзистор *VT*. На цьому резисторі відбувається розсіювання енергії, накопиченої в елементах *L* та *C* на етапі комутації . Така схема дозволяє суттєво зменшити миттєву потужність, що виділяється в транзисторі на етапі комутації.

Однак наявність додаткових елементів ускладнює схему силового ключа і приводить до збільшення втрат потужності в цих елементах. Крім того, внаслідок наявності реактивних елементів, частотні властивості силового ключа погіршуються.

VI. Основні визначення та розрахункові співвідношення

1. Режим роботи біполярного транзистора залежить від струму керування $i_Б$ і визначається станом емітерного та колекторного переходів транзисторної структури.

2. Режим відсічки: емітерний та колекторний переходи зміщенні у зворотному напрямку. При цьому опір силового кола є максимальним.

3. Режим насичення: емітерний та колекторний переходи зміщенні у прямому напрямку. При цьому опір силового кола є мінімальним.

4. Активний режим: емітерний перехід зміщений у прямому напрямку, а колекторний – у зворотньому. При цьому опір силового кола може змінюватися і залежить від струму бази $i_Б$.

5. Ключовий режим роботи транзистора – режим, при якому транзистор почергово перебуває у режимах насичення та відсічки.

6. Коефіцієнт насичення транзистора – відношення реального струму бази до струму бази насичення:

$$k_{нас} = I_Б / I_{Бнас}.$$

7. Струм бази насичення – струм бази, при якому транзистор перебуває на межі активного режиму та режиму насичення. У цьому режимі напруга $U_{KE} = 0$, а струм бази можна приблизно визначити з такого співвідношення:

$$I_{Бнас} \cong \frac{E_K}{R_H \cdot \beta} \quad ,$$

де $\beta = \frac{I_K}{I_Б}$ – коефіцієнт передавання струму бази транзистора.

8. Лінія навантаження – залежність напруги на транзисторі u_{KE} від струму колектора i_K, який у свою чергу є функцією струму бази $i_Б$. Для *R* навантаження транзистора лінія навантаження транзистора описується наступним аналітичним виразом:

$$U_{KE} = E_K - I_K \cdot R_H.$$

8. Область безпечної роботи транзистора – область значень струму та напруги, при яких миттєві втрати потужності у транзисторі є меншими за допустимі:

$$p_K = u_{KE} \cdot i_K < P_{K\,\max.доп}.$$

VII. Контрольні запитання

1. Основні режими роботи біполярного транзистора та їх особливості.
2. Що таке ключовий режим роботи транзистора і які його основні переваги?
3. Що таке коефіцієнт насичення транзистора і від чого він залежить?
4. Особливості роботи біполярного транзистора в ключовому режимі на *R* навантаження.

5. Особливості роботи біполярного транзистора в ключовому режимі на *RC* навантаження.

6. Особливості роботи біполярного транзистора в ключовому режимі на *RL* навантаження.

7. Роль зворотного діода *VD* при роботі біполярного транзистора в ключовому режимі на *RL* навантаження.

8. Що таке область безпечної роботи транзистора і від чого вона залежить?

9. Траєкторія переміщення робочої точки біполярного транзистора при різних видах навантаженнях.

10. Способи забезпечення перебування біполярного транзистора в області безпечної роботи в ключовому режимі.

11. Показати траєкторію переміщення робочої точки транзистора для транзисторного ключа, схема якого наведена на рис. 7.

[4, ст. 151-153; 5, ст. 14-17; 7, ст. 283-284]

Лабораторна робота № 2

ДОСЛІДЖЕННЯ ВУЗЛА ПРИМУСОВОЇ КОМУТАЦІЇ ТИРИСТОРА

I. <u>Мета роботи</u>: ознайомитись з принципом дії силової частини вузла примусової комутації тиристора та його системою керування. Експериментально визначити основні параметри і характеристики залежного та незалежного вузлів комутації. Порівняти характеристики цих схем.

II. <u>Порядок виконання роботи</u>

Досліджується робота схеми на активне навантаження R_d (ключ *S*3 – замкнений).

1. Ознайомитись з роботою системи керування. За допомогою потенціометра *R*9 встановити на виході компаратора *DA*3 коефіцієнт заповнення імпульсів $\gamma = t_i / T = 0{,}5$. Для цього режиму зарисувати осцилограми в контрольних точках системи керування (на виході операційного підсилювача – контрольна точка *X*1, на виході інтегратора *DA*2 – к.т. *X*2, на виході компаратора *DA*3 – к.т. *X*3, на вході формуючих підсилювачів – к.т. *X*4, *X*5, на виході формуючих підсилювачів – к.т. *X*6, *X*7).

ПРИМІТКА: При оформленні протоколу лабораторної роботи ці осцилограми розмістити одна під одною з однаковим масштабом по осі часу.

Дослідити роботу залежного вузла примусової комутації (ключ *S*1 – розімкнений).

2. Зарисувати осцилограми струмів та напруг в основних елементах силової частини вузла примусової комутації:

- анодного струму силового тиристора VS_c (к.т. *X*11-*X*10);
- напруги на силовому тиристорі VS_c (к.т. *X*11-*X*15);
- напруги на комутуючому тиристорі VS_k (к.т. *X*14-*X*15);
- струм коливального контуру L_k, C_k (к.т. *X*12-*X*14);
- напруги на навантаженні R_H (к.т. *X*17-*X*18).

Використовуючи осцилограму напруги на силовому тиристорі VS_c визначити час $t_{відн}$, який надається тиристору для відновлення його вентильних властивостей.

3. Зняти і побудувати залежність часу відновлення $t_{відн}$ від струму навантаження I_d:

$$t_{відн} = f(I_d).$$

4. Зняти і побудувати залежність середнього значення вихідної напруги U_d від середнього значення струму навантаження I_d :

$$U_d = f(I_d).$$

За отриманою навантажувальною характеристикою регулятора для номінального робочого режиму $I_{d\ ном}$ визначити внутрішній опір

$$r_i = \Delta U_d / \Delta I_d.$$

Дослідити роботу незалежного вузла примусової комутації (ключ *S*1 – замкнений).

Виконати п.п. 2, 3 та 4 для цієї схеми. В п. 2 зарисувати додатково осцилограми напруги на діоді *VD*1 (к.т. *X*13-*X*10) та струму цього діода (к.т. *X*13-*X*15).

Порівняти характеристики залежного та незалежного вузлів примусової комутації.

III. Принципова схема макету лабораторної роботи

Схема макету лабораторної роботи наведена на рис. 2.1.

IV. Короткі теоретичні відомості

В силових електронних пристроях як керовані ключі застосовують різні типи силових напівпровідникових приладів. Найважливішою особливістю тиристора, як ключового елемента електричного кола є те, що він є ***напівкерованим ключем***. Це пов'язано з тим, що за допомогою керуючого електрода його можна тільки увімкнути. Вимкнути тиристор за допомогою сигналу керування неможливо.

Для вимикання тиристора його анодний струм i_a треба зменшити до певної величини, яка називається *струмом утримування* $I_{утр}$, тобто має виконуватися співвідношення $i_a < I_{утр}$. Отже, вмикання тиристора здійснюється по колу керування, а вимикання – шляхом впливу на його силове коло.

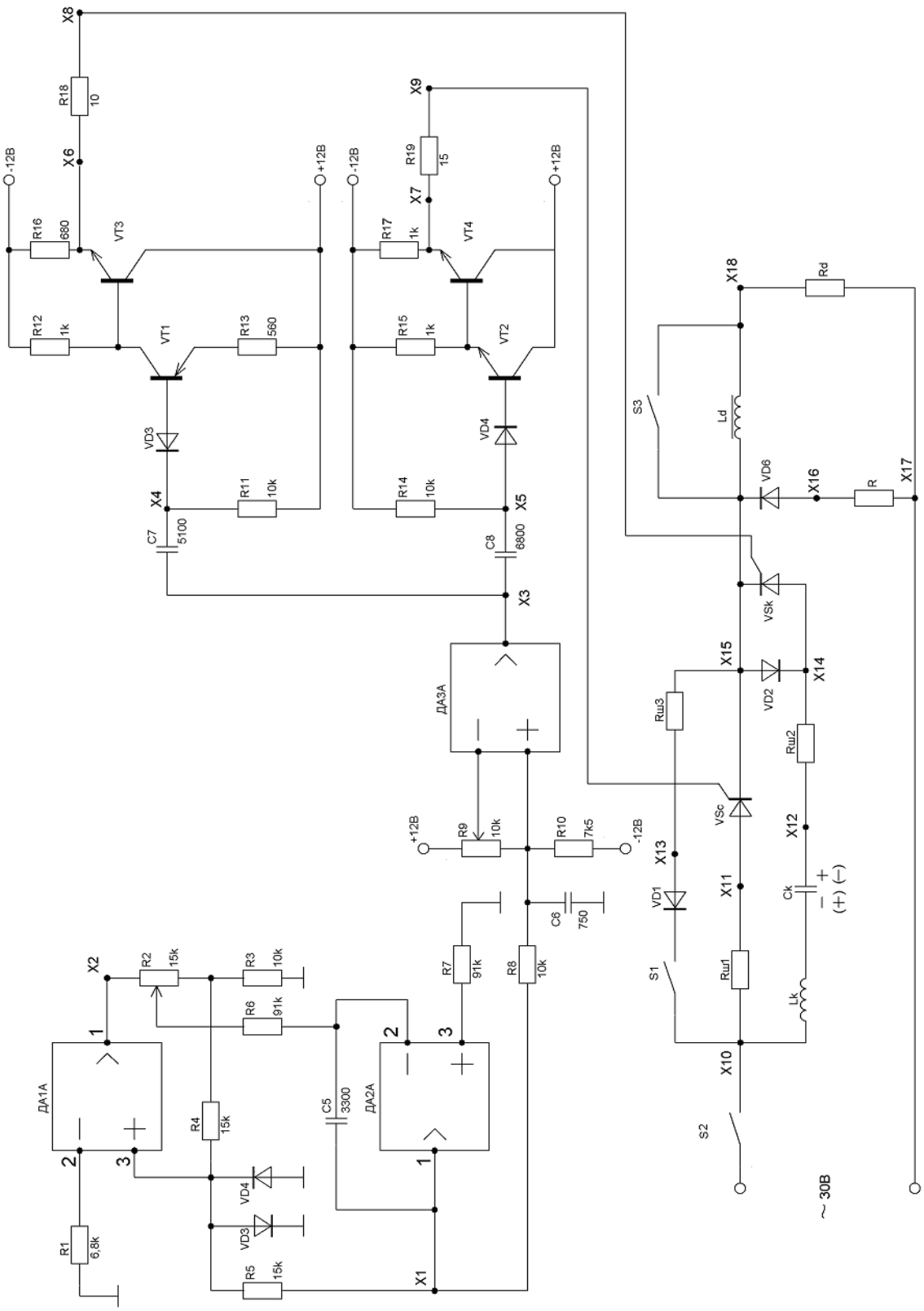

X8
R18
10
X6
-12В
R16
680
VT3
+12В
R12
1k
VT1
R13
560
VD3
X4
R11
10k
C7
5100
X9
R19
15
X7
-12В
R17
1k
VT4
+12В
R15
1k
VT2
VD4
R14
10k
X5
C8
6800
X3
ДА3А
+12В
R9
10k
R10
7k5
-12В
C6
750
R7
91k
R8
10k
X2
R2
15k
R3
10k
R6
91k
ДА1А
R4
15k
C5
3300
ДА2А
VD4
VD3
R1
6,8k
R5
15k
X1
X18
Rd
S3
Ld
VD6
X16
R
X17
VSk
X15
VD2
X14
Rш3
Rш2
VSc
X13
X12
VD1
X11
Ck
(+) (–)
S1
Rш1
Lk
X10
S2
~ 30В

Рис. 2.1

При роботі тиристора у колах змінного струму i_a стає меншим за $I_{утр}$ кожного разу, коли полярність напруги живлення змінюється на протилежну.

Для вимикання тиристора в колах постійного струму застосовується спеціальний пристрій, який називають вузлом примусової комутації. Вузли примусової комутації складаються з реактивних елементів C та L, а також допоміжних ключових елементів, в якості яких також використовують тиристори. Для керування силовим та допоміжними тиристорами необхідна система керування.

Існує дуже багато різних схем вузлів примусової комутації тиристора. Як правило, ці схеми містять конденсатори, дроселі, діоди та допоміжні тиристори. Аналіз багато чисельних схем вузлів примусової комутації значно спрощується, якщо їх класифікувати за ознаками, які характеризують їх спільні властивості.

Залежно від *способу підключення* комутуючого конденсатора відносно тиристора і навантаження розрізняють:

1) вузли з паралельною комутацією;

2) вузли з послідовною комутацією.

У вузлах з паралельною комутацією комутуючий конденсатор при вимиканні тиристора підключається паралельно тиристору або навантаженню.

Залежно від *характеру протікання процесів у вузлі комутації та навантаженні* вузли комутації діляться на:

1) залежні вузли комутації; 2) незалежні вузли комутації.

У залежних вузлах комутації комутуючий конденсатор після вимикання тиристора перезаряджається струмом навантаження. В незалежних вузлах комутації після вимикання тиристора комутуючий

конденсатор перезаряджається струмом спеціально створеного коливального контуру.

В залежних вузлах комутації тривалість процесу перезаряду комутуючого конденсатора залежить від струму навантаження. У зв'язку з цим при малих струмах навантаження робота таких вузлів комутації неможлива.

Незалежні вузли комутації зберігають працездатність навіть у режимі холостого хода навантаження, оскільки комутуючий конденсатор перезаряджається струмом коливального контуру, який є незалежним від навантаження.

Залежно від того, що є *сигналом для вимикання тиристора* розрізняють:

1) вузли з одноступінчатою комутацією; 2) вузли з двоступінчатою комутацією.

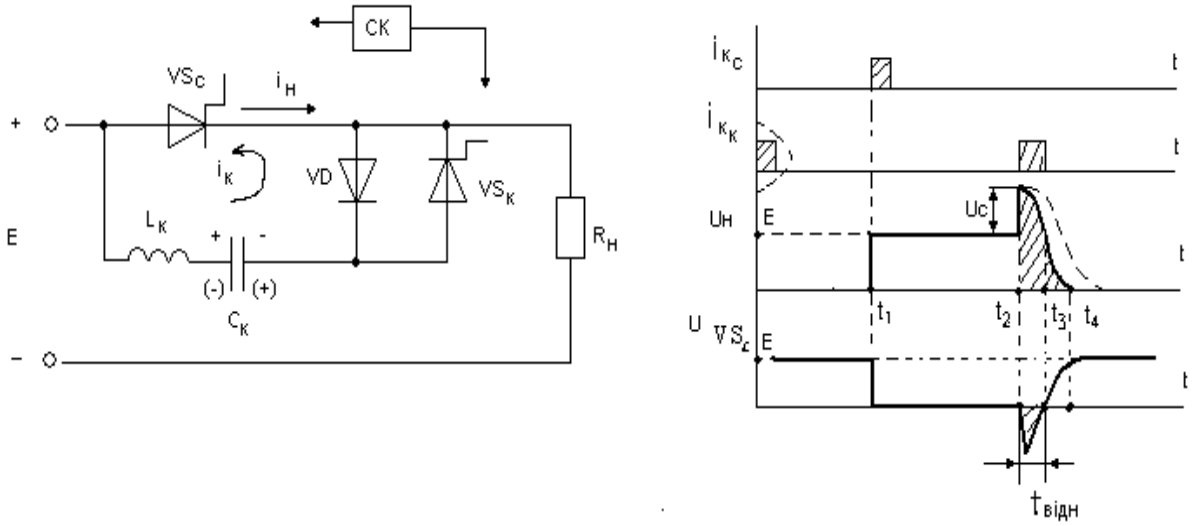
У вузлах одноступінчатої комутації запуск вузла комутації відбувається при вмиканні тиристора. Найчастіше такі вузли комутації містять коливальний *LC* контур. При вмиканні тиристора в контурі виникають електричні коливання, негативна півхвиля яких здійснює вимикання тиристора. При цьому тривалість відкритого стану тиристора визначається періодом власних коливань *LC* контура і її практично не можливо регулювати. У зв'язку з цим, регулювання середнього значення напруги на навантаженні можна здійснювати тільки зміною частоти вмикання силового тиристора, тобто за рахунок частотно - імпульсного регулювання.

У вузлах двоступінчатої комутації при вмиканні основного (силового) тиристора здійснюється підготовка вузла комутації до роботи (відбувається заряд комутуючого конденсатора). Для вимикання силового тиристора треба увімкнути допоміжний комутуючий тиристор, який

підключає комутуючий конденсатор C_k до силового тиристора. В таких вузлах комутації можна регулювати тривалість увімкненого стану силового тиристора, тобто здійснювати широтно - імпульсне регулювання.

1. Принцип дії силової частини схеми рис. 2.1

1.1 Залежний вузол комутації (рис.2. 2)



а) б)

Рис. 2.2

Для нормальної роботи схеми (рис. 2.2.а) перший імпульс від системи керування необхідно подати на комутуючий тиристор VS_k. При цьому відбувається заряд комутуючого конденсатора C_k по колу $E - L_k - C_k - VS_k - R_H - E$ до напруги $U_C \approx E$ з полярністю, вказаною на рис. 2.2.а без дужок. Після завершення заряджання конденсатора тиристор VS_k вимикається, оскільки струм через нього зменшується до нуля.

Якщо у момент часу t_1 (рис. 2.2.б) увімкнути силовий тиристор VS_c, навантаження R_H підключається до джерела живлення E. Одночасно з цим починається коливальний процес перезаряду конденсатора C_k по колу $C_k - L_k - VS_c - VD - C_k$. В результаті перезаряду, на конденсаторі C_k

встановлюється напруга $U_c \approx E$, полярність якої вказана в дужках (рис. 2.2.а). Внаслідок наявності в колі діода *VD*, зворотній перезаряд ємності неможливий. Починаючи з цього моменту вузол комутації готовий до вимикання силового тиристора VS_c. Для вимикання тиристора VS_c і відключення навантаження R_H від джерела живлення, у момент часу t_2 (рис. 2.2.б) система керування вмикає комутуючий тиристор VS_k. При цьому починається розряд конденсатора C_k по колу $C_k – VS_k – VS_c – L_k – C_k$. Як тільки анодний струм силового тиристора стане меншим струму утримування, тобто

$$i_a = i_H - i_k < I_{\text{утр}},$$

силовий тиристор закривається. Після цього конденсатор C_k буде перезаряджатися по колу $E – L_k – C_k – VS_k – R_H – E$.

У момент t_2 закривання силового тиристора (рис. 2.2.б) напруга на навантаженні зростає, оскільки до нього послідовно підключені джерело живлення E та конденсатор C_k, напруга на якому в цей момент дорівнює U_C, а полярність вказана в дужках (рис. 2.а):

$$u_H(t_2) = E + U_C.$$

У момент часу t_3 (рис. 2.2.б) напруга на конденсаторі C_k проходить через нуль і змінює полярність. У момент часу t_4 перезаряд конденсатора закінчується. На ньому встановлюється напруга $u_C(t_4) = E$, полярність якої вказана без дужок (рис. 2.2.а). При цьому напруга на навантаженні стає рівною нулю. У цей момент комутуючий тиристор закривається. Після цього знову можна вмикати силовий тиристор VS_c.

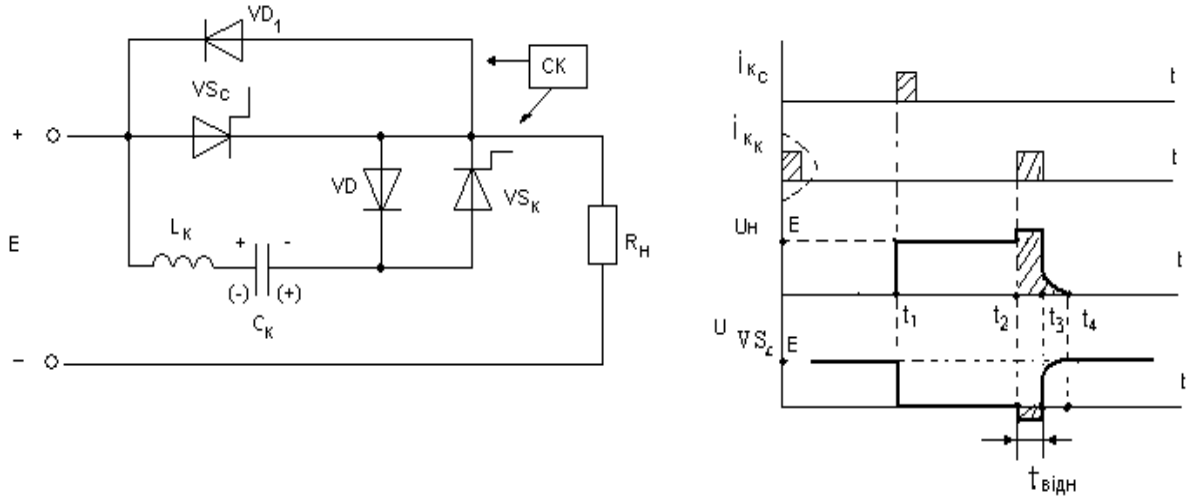
На інтервалі часу $t_2 \ldots t_3$, доки на конденсаторі C_k зберігається напруга, полярність якої вказана в дужках, до тиристора VS_c прикладено зворотну напругу, яка сприяє відновленню вентильних властивостей цього тиристора (рис. 2.2.б). Для нормальної роботи схеми необхідно, щоб час,

що надається тиристору для відновлення вентильних властивостей $t_{відн}$ був не меншим від паспортного часу вимикання тиристора $t_{викл}$:

$$t_3 - t_2 = t_{відн} \geq t_{викл.}$$

У схемі, що розглядається, після закривання тиристора VS_c, перезаряд конденсатора C_k відбувається через навантаження R_H. При збільшенні опору R_H тривалість перезаряду конденсатора C_k буде зростати (показано пунктиром на рис. 2.2.б). Такі вузли комутації називають ***залежними***.

1.2 Незалежний вузол комутації (рис. 2.3)



а) б)

Рис. 2.3

Якщо в розглянуту схему (рис. 2.2.а) ввести додатковий діод VD_1 (рис. 2.3.а), після закривання силового тиристора VS_c перезаряд конденсатора C_k відбуватиметься в коливальному контурі $C_k - VS_k - VD_1 - L_k - C_k$, і тривалість перезаряду конденсатора мало залежатиме від опору навантаження R_H .Такі вузли комутації називають ***незалежними***. Особливістю цієї схеми є те, що під час перезаряджання конденсатора через діод VD_1 напруга на навантаженні визначається як

$$U_{\text{Н}} \cong E + 1 \text{ [В]},$$

а на інтервалі відновлення $t_{\text{відн}}$ до силового тиристора $VS_{\text{с}}$ прикладено невелику зворотну напругу ≈ 1В, яка дорівнює прямому падінню напруги на діоді VD_1 (рис. 2.3.б).

Розглянуті вузли комутації є вузлами з *паралельною комутацією*, оскільки у момент комутації комутуючий конденсатор C_{k} підключений паралельно до силового тиристора $VS_{\text{с}}$. Особливістю паралельних вузлів комутації на тиристорах є те, що після закривання силового тиристора $VS_{\text{с}}$, навантаження протягом деякого часу $t_2 \ldots t_4$ через елементи вузла комутації має зв'язок з джерелом живлення E і до нього продовжує надходити енергія (заштриховані ділянки на рис. 2.2.б та рис. 2.3.б). Оскільки тривалість цих ділянок залежить від струму навантаження $I_{\text{Н}}$, середнє значення напруги U_d більше залежить від $I_{\text{Н}}$, ніж при застосуванні повністю керованих ключів (транзисторів).

2 Система керування

Система керування вузла примусової комутації призначена для формування імпульсів керування силового та комутуючого тиристорів та зміщення цих імпульсів один відносно одного у часі. За рахунок цього, забезпечується можливість змінювати тривалість роботи силового ключа, яким є силовий тиристор $VS_{\text{с}}$. Структурна схема системи керування показана на рис. 2.4.

Задавальний генератор **ЗГ** побудовано на операційних підсилювачах *DA*1 та *DA*2 (див. рис. 2.1), які формують відповідно прямокутну та трикутну напругу (рис. 2.5). Симетрична трикутна напруга подається на один з входів компаратора **К**, який побудовано на операційному підсилювачі *DA*3. На інший вхід компаратора подається напруга керування

$U_К$ з потенціометра $R9$. При зміні величини $U_К$ змінюється ширина імпульсів t_i на виході компаратора $DA3$.

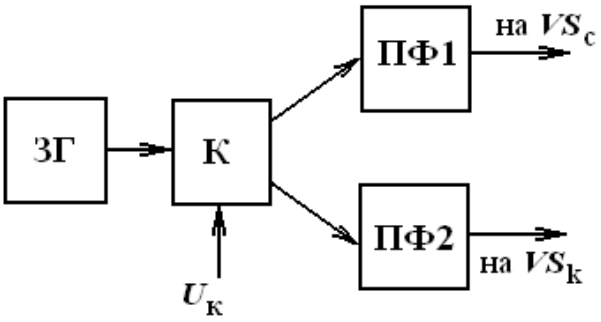


Рис. 2.4

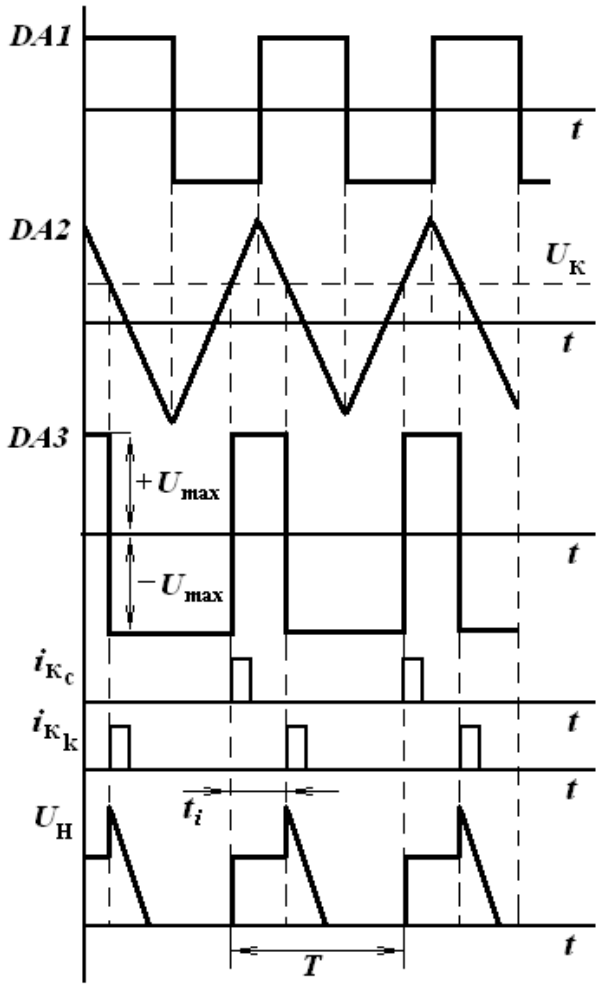


Рис. 2.5

Позитивний перепад цих імпульсів (перехід від $-U_{max}$ до $+U_{max}$) подається на формуючий підсилювач імпульсів **ПФ1** (диференціюючий ланцюжок $C4$ – $R14$ та транзистори $VT2$, $VT4$ на рис. 2.1), який формує імпульси з необхідними параметрами та підсилює їх потужність.Ці імпульси подаються на керуючий електрод силового тиристора VS_c. Негативний перепад імпульсів (перехід від $+U_{max}$ до $-U_{max}$) з виходу компаратора **К** подається на формуючий підсилювач **ПФ2** ($C3$ – $R11$, $VT1$, $VT3$).

Підсилювач **ПФ2** формує імпульси керування комутуючого тиристора VS_k.Таким чином, формуючі підсилювачі **ПФ1** та **ПФ2** необхідні для того, щоб сформувати імпульси керування тиристорів з необхідною амплітудою, тривалістю та потужністю. Часто їх називають ***драйверами системи керування***.

Якщо система керування (**ЗГ** та **К**) не залежить від типу керованих ключів, що використовуються, драйвери системи керування вибирають з урахуванням типу керованого ключа.

VI. Основні визначення та розрахункові співвідношення

1. Коефіцієнт заповнення імпульсів – відношення тривалості імпульса t_i до періоду його повторення T :

$$\gamma = t_i / T .$$

2. Час відновлення тиристора $t_{\text{відн}}$ – час, що надається тиристору для відновлення його вентильних властивостей. Протягом цього часу на тиристор не можна подавати пряму напругу ($U_a \leq 0$).

3. Навантажувальна (зовнішня) характеристика – залежність середнього значення вихідної напруги U_d від середнього значення струму навантаження I_d:

$$U_d = f\,(I_d).$$

4. Внутрішній опір джерела живлення r_i – відношення зміни вихідної напруги ΔU_d, до зміни струму ΔI_d , яка викликала цю зміну напруги:

$$r_i = \Delta U_d / \Delta I_d.$$

Як правило, внутрішній опір визначають використовуючи навантажувальну характеристику.

5. Середнє значення періодичного струму $i(t)$ – постійний струм I_d, який за своєю електрохімічною дією (заряд, що переноситься)

еквівалентний змінному струму $i(t)$, період повторення якого дорівнює T. Середнє значення струму I_d визначають як:

$$I_d = \frac{1}{T}\int_0^T i(t)dt .$$

За аналогією вводять поняття середнього значення напруги:

$$U_d = \frac{1}{T}\int_0^T u(t)dt .$$

6. Паралельна комутація тиристора – комутація, при якій комутуючий конденсатор у момент комутації підключають паралельно силовому тиристору або паралельно до навантаження.

7. Послідовна комутація тиристора – комутація, при якій комутуючий конденсатор у момент комутації підключають послідовно в коло, в яке входить силовий тиристор, джерело живлення та навантаження.

8. Залежний вузол комутації – вузол, у якому перезаряд комутуючого конденсатора відбувається через навантаження. Час перезаряду залежить від опору навантаження.

9. Незалежний вузол комутації – вузол, у якому для перезаряду комутуючого конденсатора використовують спеціально створений коливальний контур. Час перезаряду конденсатора майже не залежить від опору навантаження.

10. Умова вимикання тиристора –

$$i_a < I_{\text{утр}} ,$$

де $I_{\text{утр}}$ – струм утримування, i_a – анодний струм тиристора.

VII. Контрольні запитання

1. Чому тиристор називають напівкерованим ключем?
2. Яку умову треба виконати, щоб вимкнути тиристор?

3. Яким чином ця умова виконується при роботі тиристора в колах змінного і колах постійного струму?

4. В чому різниця природної та штучної (примусової) комутації тиристора?

5. Що таке паралельна комутація тиристора і в чому її головні особливості?

6. Що таке послідовна комутація і її головні особливості?

7. Чим відрізняються залежні і незалежні вузли примусової комутації і як це позначається на їх властивостях?

8. Чим відрізняються вузли з одноступінчатою та двоступінчатою комутацією?

9. Що таке час відновлення вентильних властивостей тиристора і яким чином він забезпечується в вузлах примусової комутації?

10. Як залежить час відновлення тиристора $t_{\text{відн}}$ від величини струму навантаження $I_{\text{Н}}$ і чому?

11. Що таке драйвери системи керування і яку функцію вони виконують?

[2, ст. 31-47; 7, ст. 289-298]

Лабораторна робота № 3

ДОСЛІДЖЕННЯ ОДНОФАЗНИХ ВИПРЯМЛЯЧІВ

I. <u>Мета роботи</u>: ознайомитись з принципом дії однофазного мостового випрямляча, а також однофазного випрямляча з нульовим виводом обмотки трансформатора. Експериментально визначити основні параметри та характеристики цих схем. Дати їх порівняльну оцінку.

II. <u>Порядок виконання роботи</u>

1. Підключити лабораторний стенд до мережі живлення. Визначити залежність середнього значення випрямленої напруги U_d від середнього значення випрямленого струму I_d для випрямляча з нульовим виводом трансформатора (схема 1), а також для мостового випрямляча (схема 2) при активному навантаженні $R_{\text{Н}}$. Побудувати в одній системі координат графіки навантажувальних характеристик цих схем

$$U_d = f\ \ I_d\ \ .$$

Визначити їх внутрішній опір $r_i = \Delta U_d / \Delta I_d$ в номінальному режимі при $I_{d\ ном} = 0,6A$.

2. При активному навантаженні $R_{\text{Н}}$ для обох схем визначити:

а) коефіцієнт пульсації випрямленої напруги

$$k_{П} = \frac{U_{\approx \max}}{U_d},$$

де $U_{\approx \max}$ – амплітуда змінної складової випрямленої напруги;

б) амплітудне значення зворотної напруги на вентилях випрямляча $U_{VD\max}$. Розрахувати коефіцієнт використання вентилів за напругою

$$k_{VD_U} = \frac{U_d}{U_{VD\max}}.$$

ПРИМІТКА: $U_{\approx max} = U_{\approx} \cdot \sqrt{2}$,

де $U_{\approx \max}$ *- змінна складова випрямленої напруги, яка вимірюється на виході випрямляча за допомогою лампового вольтметра;* $U_{VD\max}$ *визначити за допомогою відкаліброваного осцилографа.*

3. Для обох схем у номінальному режимі (I_d=0,6А) визначити амплітудне значення та зарисувати осцилограми струму через вентиль при:

а) активному навантаженні $R_{\text{Н}}$;

б) активно-індуктивному $L_1R_{\text{Н}}$;

в) активно-ємнісному $C_1R_{\text{Н}}$.

ПРИМІТКА: амплітудне значення струму через вентиль визначати за допомогою осцилографа, вимірюючи напругу на шунті R_3=0,5 Ом.

4. Для обох схем у номінальному режимі роботи зарисувати осцилограми напруг на вентилі *V*1 (X2-X3); на вторинній обмотці трансформатора (X1-X5); на навантаженні (X8-X10) при:

а) активному навантаженні R_H;

б) активно-індуктивному $L_1R_{\text{Н}}$;

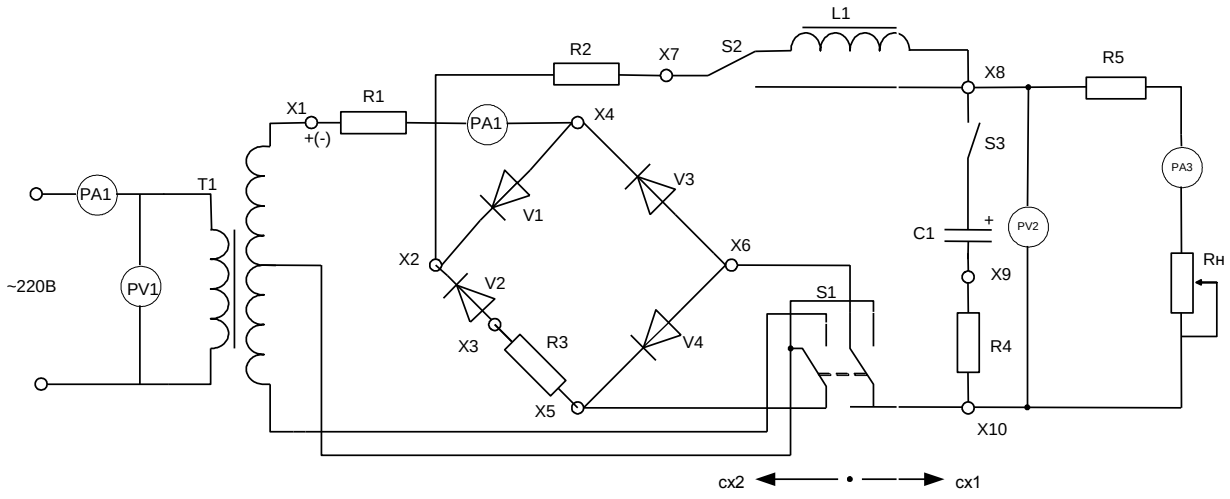
в) активно-ємнісному $C_1R_{\text{Н}}$.

5. Визначити діючі значення струму та напруги первинної обмотки U_1, I_1 за відомими середніми значеннями, виміряними за допомогою вольтметра PV1 та амперметра PA1 відповідно.

6. Розрахувати діюче значення напруги на вторинній обмотці U_2 (використовуючи часову діаграму напруги вторинної обмотки трансформатора) та струму I_2 (за середнім значенням струму, виміряним амперметром PA2). Розрахувати типову потужність трансформатора $S_{\text{т}}$, коефіцієнт використання трансформатора k_{TVp}, коефіцієнт використання вентилів k_{VD_U}.

ПРИМІТКА: Часові діаграми у звіті зарисувати одна під одною з однаковим масштабом по осі часу. Обов'язково вказати масштаб по осі напруг та по осі часу (визначається за осцилографом). Однотипні характеристики для обох схем будувати в одній системі координат.

III. Принципова схема макету лабораторної роботи



IV. Короткі теоретичні відомості

Випрямлячем називається пристрій, що перетворює змінну напругу, полярність якої змінюється, у пульсуючу, полярність якої залишається незмінною. Для одержання постійної напруги з пульсуючої, на виході випрямляча ставлять згладжувальні фільтри. Таким чином, випрямляч разом з фільтром є пристроєм, що перетворює змінну напругу в постійну. При живленні від однофазної мережі застосовують дві основні схеми випрямлячів – мостова (рис. 3.1) і схема з нульовим виводом трансформатора (рис. 3.2).

Мостова схема випрямлення містить чотири вентилі *VD1…VD4* (рис. 3.1). У позитивний півперіод напруги мережі пропускають струм вентилі *VD1*, *VD4*, а в негативний – вентилі *VD2* та *VD3*. При цьому струм у навантаженні весь час протікає в одному напрямку, показаному стрілкою на рис. 3.1.

Форма напруги на навантаженні показана на рис. 3.2.б, форма струму у вентилях – на рис. 3.2.в,г.

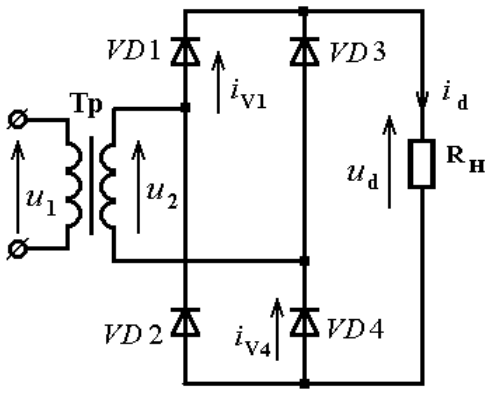


Рис. 3.1

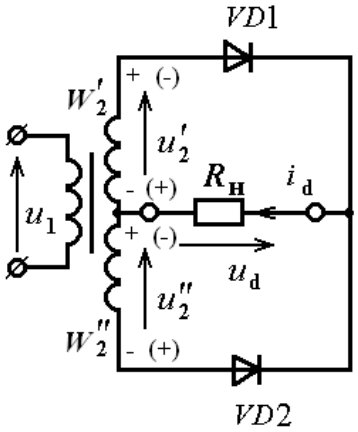


Рис. 3.3

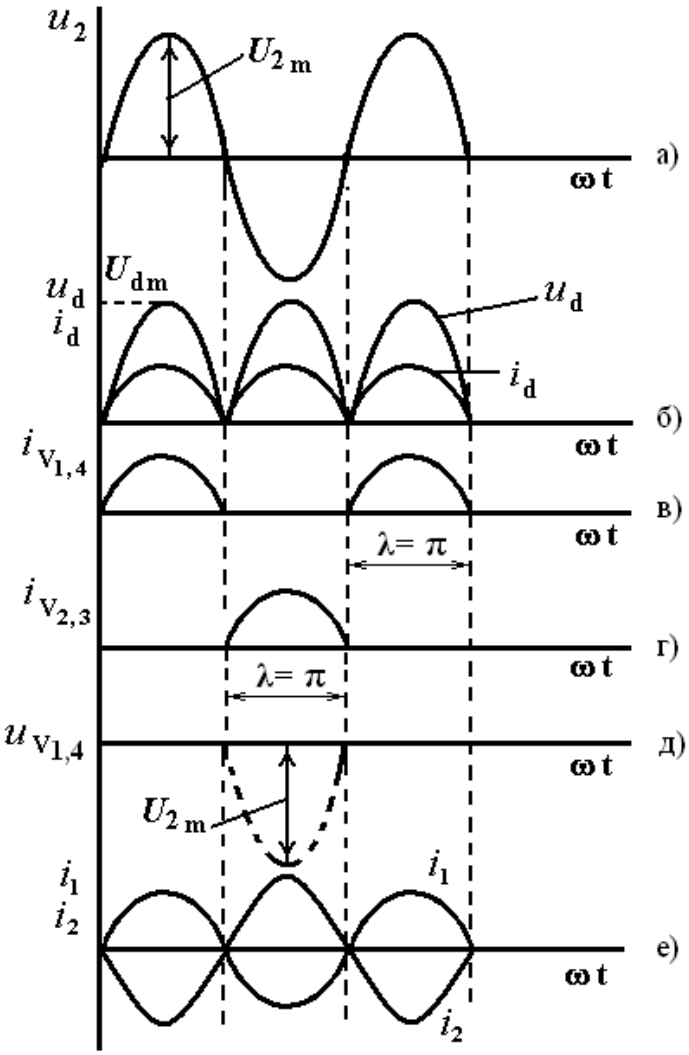


Рис. 3.2

На першому півперіоді вхідної напруги до закритих вентилів *VD2* та *VD3* в мостовій схемі прикладена зворотна напруга, яка співпадає з напругою вторинної обмотки трансформатора (рис. 3.2.д). Максимальне значення зворотної напруги на вентилі дорівнює $U_{VDm} = U_{2m}$, де U_{2m} – амплітуда напруги вторинної обмотки трансформатора.

Середнє значення випрямленої напруги визначається як інтеграл від напруги $U_d(t)$ на періоді вхідної напруги:

$$U_d = \frac{2}{2\pi}\int_0^{\pi} u_H(t)dt = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} U_{2m} \cdot \sin\omega t \; d\omega t = \frac{2U_{2m}}{\pi}.$$

Якщо врахувати, що діюче значення напруги на вторинній обмотці пов'язане з амплітудним значенням співвідношенням $U_2 = U_{2m} / \sqrt{2}$, середнє значення випрямленої напруги визначається як $U_d \cong 0.9U_2$.

У мостовій схемі в первинній обмотці трансформатора при роботі на активне навантаження протікає чисто синусоїдальний струм (рис. 3.2.е). Схема характеризується хорошим використанням вентилів та трансформатора. Тому вона має найширше застосування при випрямленні однофазного струму. При роботі на активно-індуктивне навантаження форма струму у вентилях стає більш згладженою і при достатньо великій індуктивності має форму прямокутних імпульсів. При роботі на активно-ємнісне навантаження в цій схемі, як і в інших, з'являється кут відсічки θ, тобто зменшується тривалість протікання струму у вентилях – $\lambda < \pi$. При цьому струм вентилів має форму косинусоїдальних імпульсів з великою амплітудою.

Найсприятливіший режим роботи вентилів у схемі з активно-індуктивним навантаженням.

Найнесприятливіший – у схемі з активно-ємнісним навантаженням. Тому вона застосовується, в основному, у випрямлячах невеликої потужності.

Схема з нульовим виводом трансформатора (рис. 3.3) містить два вентилі *VD1* та *VD2* і трансформатор *TV*, що має дві однакові вторинні обмотки, включені послідовно й узгоджено. У позитивний півперіод напруги мережі (полярність зазначена без дужок), працює вентиль *VD1*, а у негативний півперіод (полярність зазначена в дужках) працює вентиль *VD2*. При цьому струм обох вентилів протікає через навантаження в одному і тому ж самому напрямку. Форма випрямленої напруги та струму такі ж, як і в мостовій схемі (рис. 3.2). Однак, амплітудне значення

зворотної напруги на вентилі $U_{VD_{\max}}$ в цій схемі у два рази більше, ніж у мостовій схемі, оскільки трансформатор містить дві вторинні обмотки. Напруга на закритому вентилі визначається як сума напруг на вторинній обмотці, підключеній до даного вентиля. Оскільки амплітуда напруги на навантаженні дорівнює U'_{2m}, то $U_{VD_{\max}} = 2U'_{2m}$.

Недоліком схеми є погане використання трансформатора, оскільки з двох вторинних обмоток на кожному півперіоді працює лише одна. Основна область застосування цієї схеми – низьковольтні випрямлячі. Тут вона має перевагу перед мостовою схемою, у якій послідовно з навантаженням завжди включено два вентилі, що веде до збільшення втрат і зменшення коефіцієнта корисної дії. У схемі з нульовим виводом послідовно з навантаженням включено тільки один вентиль, що при низьких випрямлених напругах ($U_d < 10B$) дозволяє одержати більш високий ККД.

Зовнішня характеристика випрямляча або ***навантажувальна характеристика*** $U_d = f\ I_d$ – це залежність середнього значення випрямленої напруги від середнього значення випрямленого струму, що протікає в навантаженні (рис. 3.4).

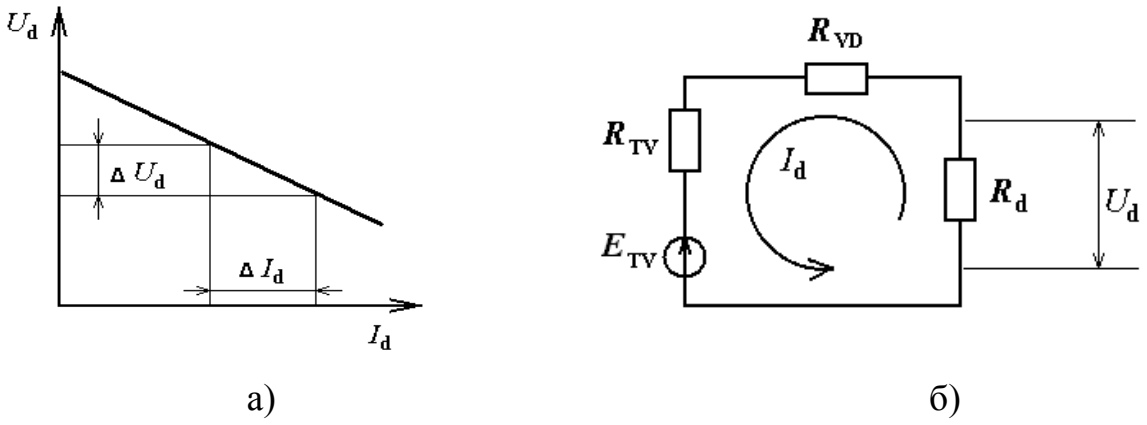


Рис. 3.4

Зміна напруги на виході випрямляча при зміні струму обумовлена наявністю явища комутації вентилів, а також визначається падінням напруги в обмотках трансформатора та на опорах відкритих вентилів. ***Комутацією*** називається явище переходу струму з одного вентиля, який закривається, на інший вентиль, що відкривається. В реальних схемах відкривання та закривання вентилів відбувається протягом деякого фіксованого проміжку часу, який називається ***інтервалом комутації***.

Внаслідок наявності втрат на елементах схеми для всіх пристроїв електроживлення навантажувальна характеристика є спадаючою (рис. 3.4.а), тобто при зростанні струму навантаження I_d середнє значення випрямленої напруги U_d зменшується. Це пов'язано з тим, що при збільшенні струму навантаження збільшується падіння напруги на внутрішньому опорі схеми, яким є сумарний опір відкритих вентилів та активний опір обмоток трансформатора.

За навантажувальною характеристикою визначається внутрішній опір схеми за наступним виразом:

$$r_i = \frac{\Delta U_d}{\Delta I_d}.$$

Згідно з останнім виразом нахил навантажувальної характеристики залежить від внутрішнього опору схеми.

На рис. 3.4.б наведена еквівалентна схема заміщення випрямляча без вихідного фільтру для інтервалу роботи, що відповідає одному півперіоду вхідної напруги. В ній всі елементи замінені їх активними внутрішніми опорами: R_{VD} – внутрішній опір відкритих вентилів, R_{TV} – активний опір вторинних обмоток трансформатора, E_{TV} – джерело напруги, що характеризує напругу на вторинних обмотках трансформатора, R_{d} – опір навантаження.

В схемі заміщення (рис. 3.4.б) струми та напруги описуються наступними співвідношеннями:

$$E_{TV} = I_d (R_{TV} + R_{VD} + R_d),$$
$$E_{TV} = I_d (R_{TV} + R_{VD}) + U_d,$$

де $U_d = I_d R_d$.

З даних рівнянь виводиться залежність середнього значення випрямленої напруги U_d від середнього значення випрямленого струму I_d:

$$U_d = E_{TV} - I_d (R_{TV} + R_{VD}).$$

Дане співвідношення пояснює спадаючий характер навантажувальної характеристики.

V. <u>Основні визначення та розрахункові співвідношення</u>

1. <u>Коефіцієнт пульсації</u> - відношення амплітудного значення змінної складової $U_{\approx \max}$ до середнього значення випрямленої напруги U_d:

$$k_П = \frac{U_{\approx \max}}{U_d}.$$

2. <u>Кут відсічки</u> – половина інтервалу, протягом якого у вентилі випрямляча протікає струм. Для випрямлячів з *RC*- навантаженням $\theta < \pi/2$.

3. <u>Середнє значення випрямленої напруги</u>

$$U_d = \frac{1}{T}\int_0^T u_н \ t \ dt,$$

де T – період напруги на навантаженні $u_н \ t$, $u_н \ t = U_{2m} \sin \omega t$.

4. <u>Діюче значення напруги</u>

$$U = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T u^2 \ t \ dt},$$

де T – період напруги $u\ t$.

5. Зв'язок між діючим та середнім значення синусоїдальної напруги $u(t) = U_m \sin t$ визначається з формул п.3,4 і записується як: $U = \frac{U_d \cdot \pi}{\sqrt{2}}$.

6. <u>Розрахункова потужність первинної</u> S_1 та вторинної S_2 обмоток трансформатора

$$S_1 = U_1 \cdot I_1;\ \ S_2 = U_2 \cdot I_2,$$

де U_1, U_2 – діючі значення напруг первинної та вторинної обмоток трансформатора; I_1, I_2 – діючі значення струмів первинної та вторинної обмоток трансформатора.

7. <u>Типова потужність трансформатора</u>

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2}$$

8. <u>Коефіцієнт використання трансформатора у схемі випрямляча</u>

$$k_{TVp} = P_d / S_T,$$

де $P_d = U_d \cdot I_d$.

9. <u>Коефіцієнт використання вентиля за напругою у схемі випрямляча</u>

$$k_{VD_U} = \frac{U_d}{U_{VD\max}},$$

де $U_{VD\max}$ – амплітудне значення зворотної напруги на вентилі (визначається за осцилографом).

10. <u>Навантажувальна характеристика випрямляча</u> (рис. 3.4) – залежність середнього значення випрямленої напруги U_d від середнього значення струму навантаження I_d: $U_d = f(I_d)$.

11. <u>Внутрішній опір випрямляча</u> визначається з навантажувальної характеристики: $r_i = \Delta U_d / \Delta I_d$.

VI. Контрольні запитання

1. Пояснити принцип роботи мостової схеми та схеми з нульовим виводом.

2. Нарисувати форму струмів в елементах схеми випрямляча і навантаження.

3. Навантажувальна характеристика випрямляча. Від чого залежить її нахил?

4. Що таке внутрішній опір випрямляча і як він визначається?

5. Чому в схемі з нульовим виводом трансформатора зворотна напруга на вентилях в два рази більша, ніж у мостовій?

6. Чому максимальне значення струму у вентилі випрямляча різне для різних видів навантаження при одній і тій самій потужності в навантаженні?

7. У якій схемі кращий коефіцієнт використання потужності трансформатора і чому?

8. У якій схемі кращий коефіцієнт використання вентилів за напругою і чому?

9. Від чого залежить ККД випрямляча і в якій схемі він більший?

10. Порівняти мостову схему випрямляча зі схемою з нульовим виводом трансформатора.

[3, ст. 43-53, 61-64; 6, ст. 32-56; 7, ст. 332-339]

Лабораторна робота № 4

ДОСЛІДЖЕННЯ ТРИФАЗНОГО МОСТОВОГО ВИПРЯМЛЯЧА

I. Мета роботи: ознайомитись з принципом дії трифазного мостового випрямляча. Експериментально визначити його основні параметри та

характеристики. Оцінити вплив індуктивностей розсіювання трансформатора на параметри та характеристики випрямляча.

II. Порядок виконання роботи

Закоротити індуктивності L_1, L_2 та L_3, які імітують індуктивності розсіювання обмоток трансформатора.

1. Зняти залежність середнього значення випрямленої напруги U_d від середнього значення струму навантаження I_d:

а) при активному (R) навантаженні;

б) при активно-індуктивному (RL) навантаженні;

в) при активно-ємнісному (RC) навантаженні.

Побудувати в одній системі координат графіки навантажувальної характеристики випрямляча $U_d = f(I_d)$ при різних видах навантаження. Розрахувати внутрішній опір випрямляча для всіх видів навантаження і пояснити результати.

2. При різних видах навантаження випрямляча визначити коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги в номінальному режимі ($I_{d\text{ном}}$ = 0,6 А):

$$k_{П} = \frac{U_{\sim max}}{U_d},$$

де $U_{\sim\max}$ – амплітудне значення змінної складової випрямленої напруги. Порівняти отримані результати та пояснити відмінності.

ПРИМІТКА: $U_{\sim\max}$ визначати за допомогою лампового вольтметра, домножуючи його показники на $\sqrt{2}$.

3. Зарисувати форму напруги на вході (X1-X4) та виході випрямляча (X6-X9), форму струмів в елементах випрямляча та фільтра при різних видах навантаження.

ПРИМІТКА: Осцилограми струмів замалювати в діоді (X1-X2), на виході випрямляча (X3-X6), через ємність (X7-X8) для активно-ємнісного

навантаження, через індуктивність (X3-X6) для активно-індуктивного навантаження.

4. За допомогою осцилографа визначити максимальне значення зворотної напруги на вентилях випрямляча $U_{VD\max}$. Розрахувати коефіцієнт використання вентилів випрямляча за напругою $k_{VD_U} = \frac{U_d}{U_{VD\max}}$.

5. Розімкнути індуктивності та повторити пункти 1-4 для випадку активного навантаження. Порівняти результати і пояснити наявні відмінності.

Використовуючи осцилограму струму, що протікає через вентилі випрямляча, визначити тривалість інтервалу комутації γ в електричних градусах. Якісно оцінити вплив величини струму навантаження I_d на тривалість інтервалу комутації γ.

IV. Принципова схема макету лабораторної роботи

Схема макету лабораторної роботи наведена на рис. 4.1.

V. Короткі теоретичні відомості

Трифазні випрямлячі використовують для одержання випрямленої напруги при великих потужностях у навантаженні. Найбільше поширення одержала трифазна мостова схема, показана на рис. 4.2. Часові діаграми струмів і напруг, що пояснюють роботу схеми при активному навантаженні, показані на рис. 4.3.

Шість вентилів випрямляча умовно розбивають на дві групи: вентилі *V*1, *V*3, *V*5 складають катодну групу (мають спільний катод), а *V*2, *V*4, *V*6 – анодну групу (мають спільний анод).

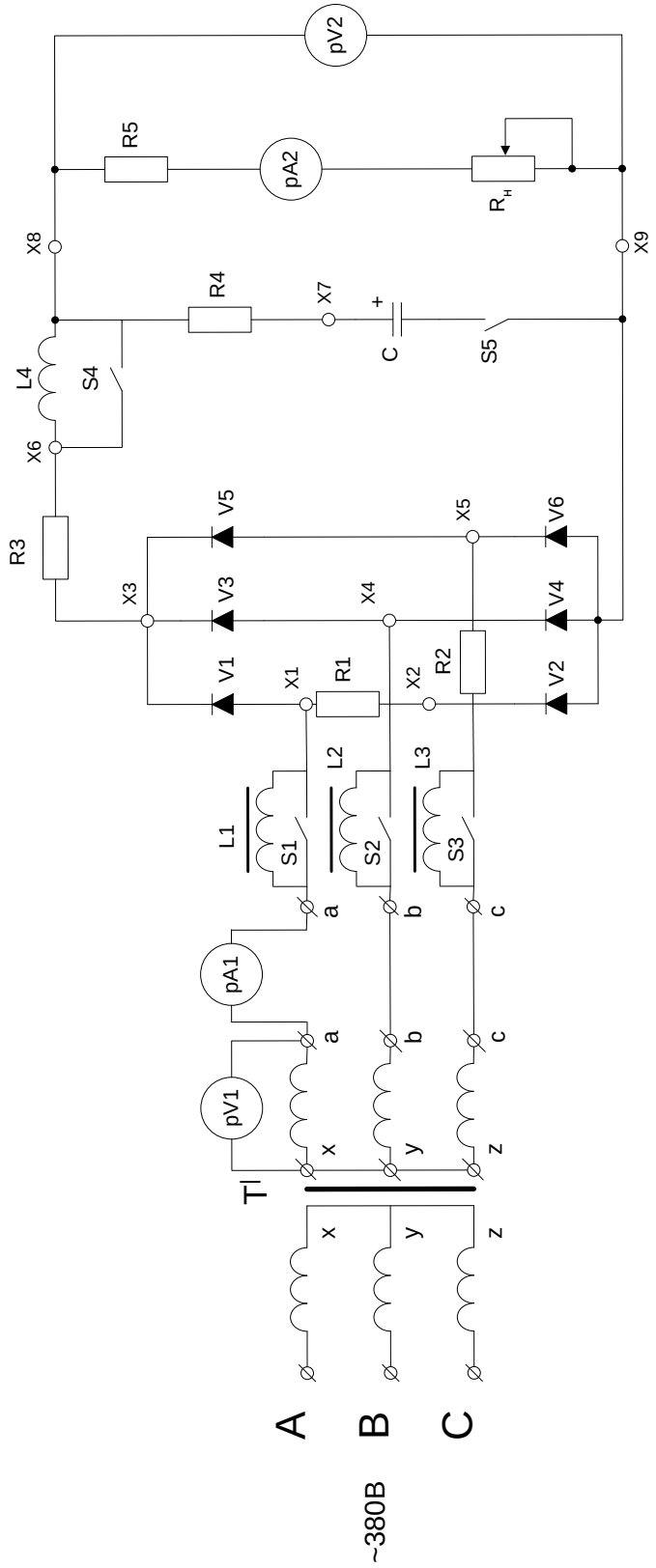

pV2
R5
pA2
Rн
X8
X9
R4
X7
+
C
S5
L4
S4
X6
R3
V5
X5
V6
X3
V3
X4
V4
V1
X1
R1
X2
R2
V2
L1
S1
L2
S2
L3
S3
a
b
c
pA1
pV1
x
y
z
T
A
B
C
~380В

Рис. 4.1

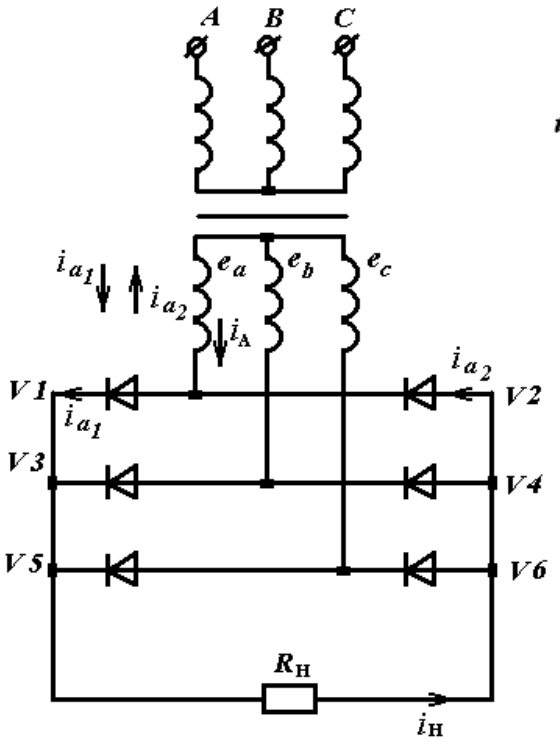


Рис. 4.2

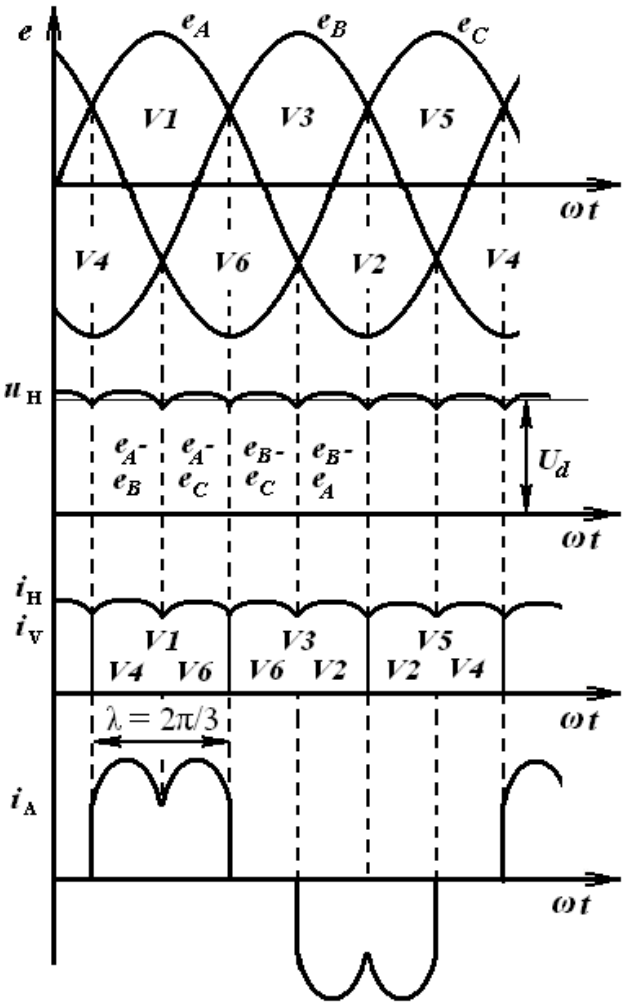


Рис. 4.3

Кожен вентиль випрямляча пропускає струм протягом 1/3 періоду напруги мережі (тривалість відкритого стану вентиля – $\lambda = 2\pi/3$). В анодній групі в кожен момент часу працює той вентиль, напруга на катоді якого найбільш негативна. У катодній групі буде пропускати струм той вентиль, на аноді якого найбільш позитивна напруга (рис. 4.3). Таким чином, у випрямлячі одночасно пропускають струм два вентилі: один з катодної, а інший з анодної групи.

Значення напруги на навантаженні визначається різницею напруг фаз із найбільш позитивною та найбільш негативною напругою, тобто лінійною напругою (рис. 4.3). Так як кожна фаза пов'язана з двома

вентилями, по ній протікає струм цих вентилів, причому струм протікає двічі за період в протилежних напрямках (рис.4.2). Завдяки цьому в мостовій схемі відсутнє явище підмагнічування осердя, що є перевагою даної схеми.

До вентиля, що не працює, в мостовій схемі прикладена зворотна напруга, яка дорівнює різниці напруг фаз, пов'язаної з даним вентилем, і тієї фази, на якій в цей момент найбільш позитивна напруга. Максимальна величина зворотної напруги на вентилі дорівнює амплітуді лінійної напруги:

$$U_{VD\max} = \sqrt{2}E_{2л} = \sqrt{2}\sqrt{3}E_{2ф}.$$

Діаграми рис.4.3 відображають випадок, коли струм з одного вентиля на іншій переходить миттєво, тобто здійснюється миттєва комутація. Однак у випрямлячах великої потужності, до яких відносяться трифазні випрямлячі, істотну роль відіграє індуктивність розсіювання обмоток трансформатора, в яких при протіканні струму накопичується енергія. При закриванні вентиля ця енергія не може миттєво розсіятися, тому струм у вентилі, що раніше проводив, спадає до нуля не миттєво, а протягом деякого інтервалу часу. Аналогічно, струм у вентилі, що вступає в роботу, не може стрибком збільшитися до свого номінального значення. При цьому протягом інтервалу часу γ (рис. 4.4) виявляються відкритими два вентилі в катодній або анодній групі. У випрямлячі на цьому етапі одночасно працюють три вентилі. Інтервал γ називається ***інтервалом комутації***, а саме явище одночасної роботи вентилів з однієї групи – ***явищем комутації***.

Внаслідок явища комутації тривалість роботи вентиля збільшується і стає рівною $\lambda = 2\pi/3 + \gamma$. Відповідно збільшується інтервал роботи фази трансформатора.

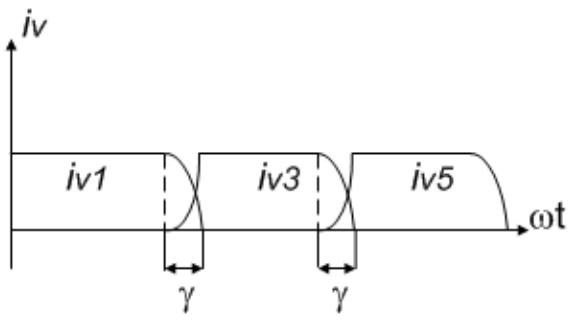


Рис. 4.4

На інтервалі комутації напруга в спільній точці вентилів, один з яких включається, а інший виключається, дорівнює напівсумі напруг цих фаз, тобто менша, ніж у звичайному режимі. У випрямленій напрузі, внаслідок явища комутації, утворюються вирізані ділянки. В результаті, середнє значення випрямленої напруги зменшується, а коефіцієнт пульсацій на виході випрямляча збільшується. Тривалість інтервалу комутації γ пропорційна величині індуктивності розсіювання L_s, а також величині струму навантаження I_d. При збільшенні індуктивності зростає інтервал комутації.

Трифазна мостова схема випрямлення характеризується:

1) невеликою зворотною напругою на вентилі $U_{VD\max} \cong 1,05U_d$;

2) хорошим використанням потужності трансформатора і відсутністю вимушеного намагнічування;

3) малим коефіцієнтом пульсацій випрямленої напруги ($k_П \approx 6\%$);

4) підвищеною частотою пульсацій випрямленої напруги (кратність пульсацій випрямленої напруги дорівнює 6).

Завдяки своїм позитивним властивостям, трифазна мостова схема випрямлення знаходить найширше застосування.

VI. Основні параметри і розрахункові співвідношення

1. Коефіцієнт пульсації – відношення амплітудного значення змінної складової $U_{\sim\max}$ до середнього значення (постійної складової) напруги U_d

$$k_{П} = \frac{U_{\sim\max}}{U_d}.$$

2. Кратність пульсацій випрямленої напруги – відношення частоти пульсацій випрямленої напруги $f_П$ до частоти мережі живлення $f_М$:

$$m = f_{П} / f_{M}.$$

Для будь-якої схеми випрямляча, крім однофазної однопівперіодної, коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги можна визначити як

$$k_{П} = \frac{2}{m^2 - 1}.$$

3. Навантажувальна характеристика – залежність середнього значення випрямленої напруги U_d від середнього значення струму у навантаженні I_d

$$U_d = f(I_d).$$

4. Внутрішній опір випрямляча r_i – відношення зміни постійної складової випрямленої напруги ΔU_d, до відповідної зміни постійної складової струму навантаження ΔI_d:

$$r_i = \Delta U_d / \Delta I_d.$$

Внутрішній опір визначають за навантажувальної характеристикою випрямляча.

5. Коефіцієнт використання вентилів випрямляча за напругою – відношення середнього значення випрямленої напруги Ud до амплітудного значення зворотної напруги на вентилях $U_{VD\max}$

$$k_{VD_U} = \frac{U_d}{U_{VD\max}}.$$

6. Інтервал комутації γ – інтервал, протягом якого працюють два вентилі з однієї групи (катодної або анодної).

1. Тривалість роботи вентилів випрямляча λ – тривалість інтервалу, протягом якого вентиль випрямляча пропускає струм. Цей інтервал залежить від схеми випрямляча та тривалості інтервалу комутації γ

$$\lambda = \frac{2\pi}{m} + \gamma .$$

VII. Контрольні запитання

1. Пояснити принцип дії трифазного мостового випрямляча з використанням часових діаграм.
2. Як визначити які вентилі випрямляча пропускають струм в певний момент часу?
3. Кратність пульсацій випрямленої напруги та коефіцієнт пульсації трифазної мостової схеми?
4. Яка тривалість роботи кожної з фаз в трифазному мостовому випрямлячі?
5. Яка тривалість роботи вентилів в трифазному мостовому випрямлячі?
6. Які причини виникнення явища комутації?
7. Від чого залежать тривалість інтервалу комутації γ?
8. Як впливає наявність інтервалу комутації γ на параметри та характеристики випрямляча?
9. Як визначити внутрішній опір випрямляча r_i?
10. Вказати основні переваги та недоліки схеми трифазного мостового випрямляча.

[1, 184-204; 3, ст. 90-99; 132-135; 6, ст. 190-193; 204-215; 7, ст. 341-342, 344-346;]

Лабораторна робота № 5

ДОСЛІДЖЕННЯ ЗГЛАДЖУВАЛЬНИХ ФІЛЬТРІВ НА РЕАКТИВНИХ ЕЛЕМЕНТАХ

I. <u>Мета роботи:</u> ознайомитись з принципом дії згладжувальних фільтрів на реактивних елементах. Експериментально визначити основні параметри та характеристики фільтрів, побудованих за різними схемами. Дати їх порівняльну оцінку.

II. <u>Порядок виконання роботи</u>

1. Дослідити схему ємнісного фільтра (*C* – фільтр).

1.1. Визначити залежність середнього значення випрямленої напруги U_d від середнього значення струму навантаження I_d. Побудувати графік навантажувальної характеристики випрямляча з ємнісним фільтром

$$U_d = f(I_d).$$

Визначити внутрішній опір $r_i = \dfrac{\Delta U_d}{\Delta I_d}$ в номінальному режимі

($I_{d\,НОМ} = 0.6A$).

1.2. Визначити залежність коефіцієнта згладжування фільтру $k_{згл}$ від середнього значення струму навантаження I_d. Побудувати графік цієї залежності:

$$k_{згл} = f(I_d),$$

$k_{згл} = \dfrac{k_{Пвх}}{k_{Пвих}}$, $k_П = \dfrac{U_{\sim\max}}{U_d}$, $k_{Пвх}$ – коефіцієнт пульсації на вході фільтру (на виході випрямляча без фільтру), $k_{Пвих}$ – коефіцієнт пульсації на виході фільтру, $U_{\sim\max}$ – значення змінної складової, U_d –середнього значення випрямленої напруги.

ПРИМІТКА: змінну складову напруги $U_{\sim\max}$ *вимірювати ламповим вольтметром, домножаючи його показання на* $\sqrt{2}$. *Коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги прийняти рівним 0,67.*

1.3. Зарисувати осцилограми напруги на вході (*X*6-*X*10) та виході (*X*8-*X*10) фільтру, а також форму струмів в елементах випрямляча та фільтру: на діоді (*X*4-*X*10), на виході випрямляча (*X*3-*X*6), через ємність (*X*9-*X*10). Визначити кут відсікання анодного струму вентиля θ в номінальному режимі ($I_{d\,НОМ} = 0.6A$).

2. Дослідити схему індуктивного фільтра (*L* - фільтр).

(послідовність дослідження така ж, як і у п.1. Осцилограму струму в індуктивності зарисувати в точках X3-X6).

3. Дослідити схему *Г* - подібного *LC* фільтра.

(Досліди 3.1, 3.2 та 3.3 аналогічні дослідам 1.1, 1.2 та 1.3).

3.4. Зменшуючи струм у навантаженні від $I_{d\,НОМ} = 0.6A$ визначити критичний струм навантаження $I_{d\,крит}$, при якому в дроселі фільтра наступає режим переривчатого струму. Зарисувати форму напруги на вході фільтра при $I_d > I_{d\,крит}$ та $I_d < I_{d\,крит}$.

4. Дослідити схему *Г* - подібного *RC* фільтра. (досліди 4.1, 4.2 та 4.3 аналогічні дослідам 1.1, 1.2 та 1.3)

4.4. Визначити ККД фільтра в номінальному режимі ($I_{d\,НОМ} = 0.6A$).

ПРИМІТКА: ККД фільтра визначити за формулою $\eta \cong \dfrac{U_{d\,Вих}}{U_{d\,Вх}}$, де $U_{d\,Вх}$ та $U_{d\,Вих}$ – постійна складова напруги на вході та виході фільтру.

III. Принципова схема макету лабораторної роботи

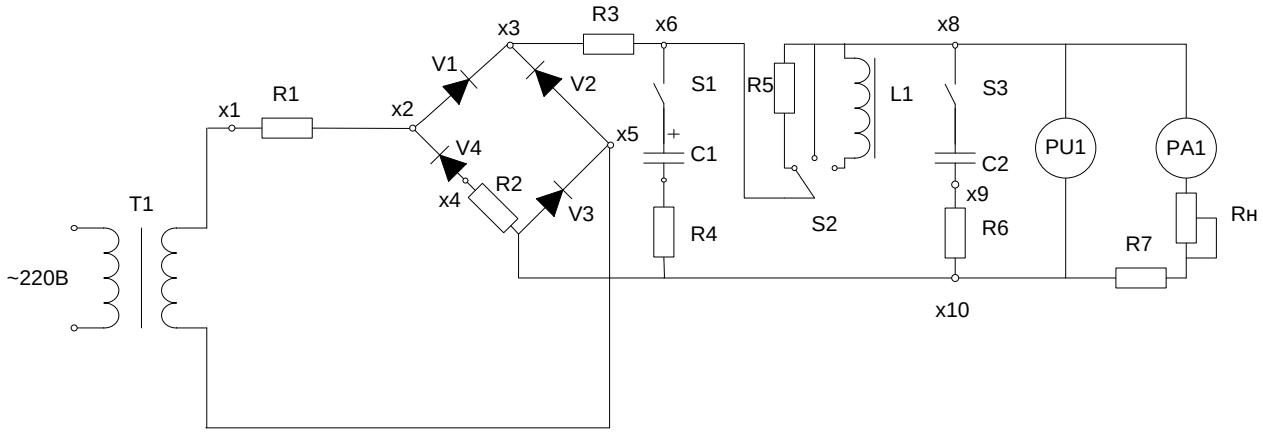


Рис. 5.1

IV. Короткі теоретичні відомості

Напруга на виході випрямлячів є пульсуючою, і для одержання постійної напруги на виході випрямляча ставлять згладжувальний фільтр. *Згладжувальний фільтр* – це пристрій, призначений для зменшення змінної складової випрямленої напруги. Ступінь пульсації випрямленої напруги характеризується коефіцієнтом пульсацій, який дорівнює відношенню амплітуди першої (основної) гармоніки пульсації $U_{\sim \max}$ до середнього значення випрямленої напруги U_d: $k_П = \dfrac{U_{\sim \max}}{U_d}$.

Коефіцієнт пульсацій на виході випрямляча за першою гармонікою можна визначити з формули

$$k'_{П(1)} = \frac{2}{m^2 - 1}.$$

де m – кратність пульсацій випрямленої напруги, $m = f_П / f_M$, $f_П$ – частота пульсацій випрямленої напруги, $f_М$ – частота мережі живлення.

Згладжувальна дія фільтру характеризується його коефіцієнтом згладжування, який дорівнює відношенню коефіцієнта пульсацій на вході фільтру $k_{Пвх}$ до коефіцієнта пульсацій на його виході $k_{Пвих}$:

$$k_{згл} = \frac{k_{Пвх}}{k_{Пвих}}.$$

Іншим параметром фільтру, що характеризує його фільтруючі властивості, є коефіцієнт фільтрації

$$k_{Ф} = \frac{U_{\sim \max Вх}}{U_{\sim \max Вих}}.$$

де $U_{\sim \max Вх}$ – амплітуда змінної складової на вході фільтра; $U_{\sim \max Вих}$ – амплітуда змінної складової на виході фільтру.

Існує два основних види фільтрів – ємнісний та індуктивний. На їх базі формуються більш складні *LC*-, *RC*-, *CLC*-, *CRC* – фільтри.

Ємнісний фільтр

Ємнісний фільтр являє собою конденсатор $C_Ф$, включений паралельно до навантаження $R_Н$ (рис. 5.2). Дія *C*-фільтру заснована на накопиченні енергії в електричному полі конденсатора в моменти, коли випрямлена напруга ($u_{випр}$) більша напруги на конденсаторі u_c (рис. 5.3.а). При цьому вентилі випрямляча відкриті і пропускають струм (інтервал $\upsilon_1 ... \upsilon_2$). Коли випрямлена напруга стає меншою напруги на конденсаторі, вентилі закриваються, а струм у навантаженні підтримується за рахунок енергії, накопиченої в ємності $C_Ф$. Половина інтервалу $\upsilon_1 + \upsilon_2$, протягом якого вентиль випрямляча пропускає струм, називається *кутом відсічки* θ (рис. 5.3.б).

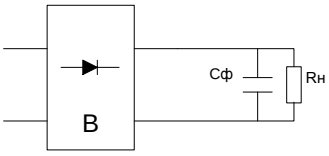


Рис. 5.2

Випрямлена напруга містить постійну складову та гармоніки змінної напруги, частоти яких кратні частоті мережі. Максимальну амплітуду має перша (основна) гармоніка.

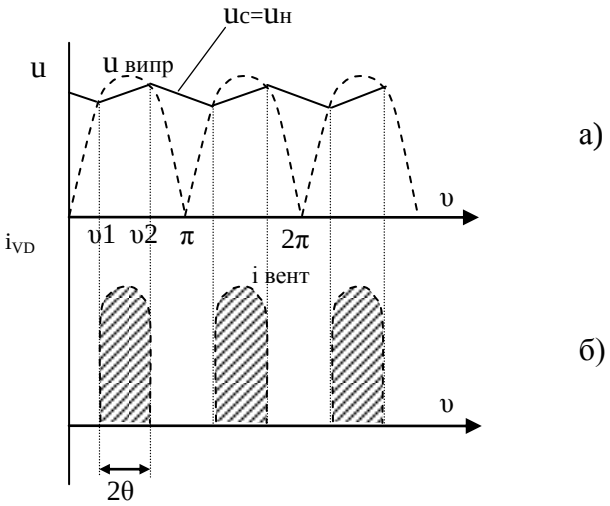


Рис. 5.3

Оскільки для постійного струму конденсатор має нескінченно великий опір, постійний струм буде протікати переважно через навантаження. Щоб змінна складова не проходила в навантаження, ємність конденсатора вибирають таким чином, щоб її опір для змінного струму $\chi_c = \dfrac{1}{m\omega C_\Phi}$ був набагато меншим опору навантаження R_H: $\dfrac{1}{m\omega C_\Phi} << R_H$.

Ємнісний фільтр вигідніше застосовувати при малих струмах навантаження (великих опорах навантаження R_H та великих напругах),

оскільки при цьому потрібна менша ємність конденсатора фільтра. Це обумовлено тим, що згладжування ємнісного фільтра базується на накопиченні енергії електричного поля, а енергія, накопичена конденсатором, визначається як $W_C = \frac{C_Ф U_C^{\ 2}}{2}$. Тому, ємнісний фільтр вигідно застосовувати при підвищених напругах.

Індуктивний фільтр

Індуктивний фільтр являє собою дросель $L_Ф$, включений послідовно з навантаженням R_H (рис. 5.4). Згладжувальна дія такого фільтру заснована на виникненні в дроселі $L_Ф$ ЕРС самоіндукції, що перешкоджає змінам випрямленого струму.

Дросель для постійної складової випрямленого струму практично не представляє ніякого опору, і вона передається в навантаження без послаблення. Щоб змінна складова випрямленої напруги не проходила в навантаження, необхідно, щоб опір дроселя для змінного струму $\chi_L = m\omega L_ф$ був набагато більшим опору навантаження $m\omega L_ф >> R_H$. З ростом R_H необхідна величина індуктивності $L_Ф$ збільшується, тому індуктивний фільтр доцільно застосовувати при великих струмах навантаження (при малих опорах навантаження R_H та малих напругах), оскільки згладжувальна дія дроселя базується на його властивості накопичувати енергію, а енергія індуктивності $W_L = \frac{L_Ф I^2}{2}$. Індуктивний фільтр забезпечує безперервність струму в колі навантаження та сприятливий режим роботи вентилів і трансформатора випрямляча. Навантажувальна характеристика випрямлячів з індуктивним фільтром є

жорсткою (напруга навантаження мало залежить від струму навантаження), що є перевагою у порівнянні з ємнісним фільтром.

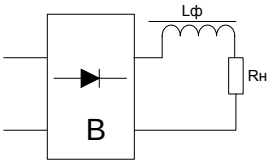


Рис. 5.4

<u>*Г* - подібні фільтри</u>

Якщо паралельно навантаженню R_H підключити конденсатор, а послідовно з навантаженням дросель, одержимо *Г*-подібний *LC*-фільтр (рис. 5.5), що поєднує позитивні якості індуктивного та ємнісного фільтрів. При цьому елементи фільтру вибираються з умови: $m\omega L_\phi >> R_H >> \dfrac{1}{m\omega C_\Phi}$.

Такий фільтр однаково добре згладжує пульсації випрямленої напруги як при великих, так і при малих струмах навантаження. Для забезпечення жорсткої навантажувальної характеристики такого фільтра необхідно, щоб струм у дроселі був безперервний. Цю умову буде виконано, якщо індуктивність дроселя вибирається з умови $L_\phi \geq \dfrac{k_{П\,Вх}\ R_{H\,\max}}{m\omega}$, де $k_{П\,Вх}$ – коефіцієнт пульсацій напруги на вході фільтру.

Індуктивність дроселя, визначена за цією формулою, називається критичною. На практиці індуктивність дроселя фільтра вибирають більшою за критичну.

У малопотужних випрямлячах часто замість дроселя у фільтрі використовують опір R_Φ (рис. 5.6). У такому *RC*-фільтрі на опорі R_Φ окрім змінної складової також падає частина постійної складової випрямленої напруги. Тому ККД такого фільтра менший, ніж у *LC* - фільтру. Однак *RC*

- фільтри мають менші габарити та вартість. Застосовуються *RC* - фільтри в малопотужних випрямлячах, що працюють, як правило, на статичне (незмінне) навантаження. Для одержання хорошого коефіцієнта згладжування та високого ККД, елементи *RC* - фільтру вибираються з таких умов: $R_H >> \frac{1}{m\omega C_Ф}$; $R_Ф >> \frac{1}{m\omega C_Ф}$; $\frac{R_H}{R_Ф + R_H} = 0,65...0,8$.

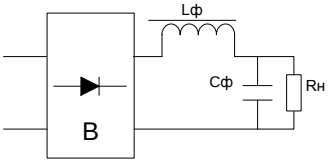


Рис. 5.5

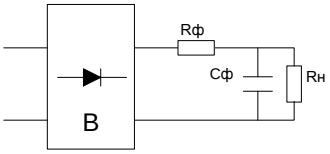


Рис. 5.6

V. <u>Основні визначення та розрахункові співвідношення</u>

1. <u>Коефіцієнт пульсації</u> – відношення амплітудного значення змінної складової напруги $U_{\sim\max}$ до середнього значення (постійної складової) випрямленої напруги U_d:

$$k_П = \frac{U_{\sim max}}{U_d}.$$

2. <u>Коефіцієнт фільтрації</u> – відношення змінної складової напруги на вході фільтра $U_{\sim Вх}$ до змінної складової напруги на його виході $U_{\sim Вих}$:

$$k_Ф = \frac{U_{\sim Вх\,max}}{U_{\sim Вих\,max}}.$$

3. <u>Коефіцієнт згладжування</u> – відношення коефіцієнта пульсацій на вході фільтра до коефіцієнта пульсацій на його виході:

$$k_{ЗГЛ} = \frac{k_{ПВх}}{k_{ПВих}} = \frac{U_{\sim Вх\max}}{U_{dВх}} / \frac{U_{\sim Вих\max}}{U_{dВих}} = \frac{U_{\sim Вх\max}}{U_{\sim Вих\max}} \cdot \frac{U_{dВих}}{U_{dВх}} = k_Ф \lambda,$$

де $\lambda = \dfrac{U_{d\,Вих}}{U_{d\,Вх}}$ – коефіцієнт передавання сталої складової згладжувальним фільтром.

4. Критична індуктивність $L_{Кр}$ – індуктивність, при якій в дроселі LC фільтру наступає режим переривчастого струму (в діаграмі струму з'являються нульові паузи):

$$L_{Кр} = \frac{k_{П\,Вх} R_{H\max}}{m\omega},$$

де $k_{П\,Вх}$ – коефіцієнт пульсацій напруги на виході випрямляча (на вході фільтра); $R_{H\max}$ – максимальний опір навантаження. Реальна індуктивність $L_{Ф}$ повинна бути більшою за критичну $L_{Ф} > L_{Кр}$.

5. Вихідний опір випрямляча – відношення зміни постійної складової випрямленої напруги ΔU_d до зміни постійної складової струму навантаження ΔI_d: $r_i = \dfrac{\Delta U_d}{\Delta I_d}$.

6. Кут відсічки θ – половина інтервалу, протягом якого через вентиль випрямляча протікає струм. Для випрямлячів з R та RL навантаженням $\theta = \dfrac{\pi}{2}$, для випрямлячів з RC навантаженням $\theta < \dfrac{\pi}{2}$.

7. Кратність пульсацій випрямленої напруги - відношення частоти пульсацій $f_П$ до частоти мережі живлення $f_М$:

$$m = \frac{f_П}{f_М}.$$

Для усіх схем випрямлячів крім однофазної однопівперіодної, коефіцієнт пульсацій можна визначити як

$$k_П = \frac{2}{m^2 - 1}.$$

VI. Контрольні запитання

1. Принцип роботи та область застосування ємнісного фільтру.

2. Принцип роботи та область застосування індуктивного фільтру.

3. Принцип роботи та область застосування *LC* фільтру.

4. Що таке критична індуктивність *LC* - згладжувального фільтру? Від чого вона залежить?

5. Принцип роботи та область застосування RC фільтру.

6. З яких міркувань вибирають опір $R_Ф$ в *RC* фільтру?

7. Як визначається коефіцієнт згладжування фільтру?

8. Що таке коефіцієнт фільтрації фільтру?

9. Від чого залежить коефіцієнт корисної дії фільтру?

10. Що таке кратність пульсацій випрямленої напруги і як від неї залежить коефіцієнт пульсацій випрямляча?

[6, ст. 70-89; 7, ст. 365-368]

Лабораторна робота № 6

ДОСЛІДЖЕННЯ АКТИВНИХ ЗГЛАДЖУВАЛЬНИХ ФІЛЬТРІВ НА ТРАНЗИСТОРАХ

I. Мета роботи: ознайомитись з принципом дії транзисторних згладжувальних фільтрів. Експериментально визначити основні параметри та характеристики фільтрів з навантаженням в колі емітера (ФЕ), а також в колі колектора (ФК). Дати порівняльну характеристику цих схем.

II. Порядок виконання роботи

1. Дослідити схему транзисторного фільтра з навантаженням в колі колектора (ФК) – схема 1.

1.1. Визначити залежність середнього значення напруги на навантаженні U_d від середнього значення струму навантаження I_d. Побудувати графік навантажувальної характеристики

$$U_d = f(I_d).$$

Визначити внутрішній опір в номінальному режимі при $I_{d\ ном} = 1A$

$$r_i = \frac{\Delta U_d}{\Delta I_d}.$$

1.2. Визначити залежність коефіцієнта фільтрації $k_Ф$ та коефіцієнта згладжування $k_{ЗГЛ}$ від середнього значення струму навантаження I_d. Побудувати графік залежностей $k_Ф = f(I_d)$; $k_{ЗГЛ} = f(I_d)$.

ПРИМІТКА: Для побудови залежностей вимірюються значення $U_{d\ вх}$, $U_{\sim вх}, U_{d\ вих}, U_{\sim вих}$ *в залежності від струму* I_d. *Виміряні значення змінних складових необхідно домножити на* $\sqrt{2}$.

1.3. Визначити залежність коефіцієнта корисної дії ККД фільтра від середнього значення струму навантаження I_d.

Побудувати графік залежності

$$\eta = f(I_d).$$

ПРИМІТКА: Коефіцієнт корисної дії фільтра визначати за формулою $\eta \cong \frac{U_{d\ вих}}{U_{d\ вх}}$, *де* $U_{d\ вих}$ *та* $U_{d\ вх}$ *– постійна складова напруги на вході та виході фільтра.*

1.4. Зарисувати форму напруги на вході (*X*1-*X*2) та виході (*X*6-*X*7) фільтру.

1.5. Якісно оцінити вплив зміни опору резистора зміщення *R*4 на згладжуючу дію фільтру ФК.

2. Дослідити схему транзисторного фільтра з навантаженням в колі емітера (ФЕ) — схема 2. Пункти 2.1; 2.2; 2.3; 2.4; 2.5 виконати аналогічно пунктам 1.1; 1.2; 1.3; 1.4; 1.5. В п. 2.4 дослідити вплив зміни опору резистора зміщення $R7$ на згладжуючу дію фільтру ФЕ.

ПРИМІТКА: Однотипні характеристики для обох схем будувати в одній системі координат.

III. Принципова схема макету лабораторної роботи

Принципова схема макету лабораторної роботи наведена на рис. 6.1.

IV. Короткі теоретичні відомості

Згладжувальні LC-фільтри мають хороші фільтруючі властивості. Однак, зі збільшенням струму навантаження, габарити й вага дроселя згладжувального фільтра починає зростати. Крім того, при роботі дросель створює магнітне поле, яке генерує завади і негативно впливає на роботу електронної апаратури. Тому, у тих випадках, коли необхідні невеликі габарити й відсутність завад, застосовують транзисторні фільтри.

Вихідні характеристики транзистора (рис. 6.2) на пологій ділянці задовольняють вимогам, що ставляться до індуктивності в схемі LC-фільтру.

Якщо вибрати робочу точку «А» (рис. 6.2) поблизу перегину характеристики, то опір транзистора постійному струму

$$r_{=} = \frac{U_A}{I_A} \approx tg\alpha_1$$

буде значно меншим опору транзистора змінному струму

$$r_{\sim} = \frac{\Delta U}{\Delta I} \sim tg\alpha_2.$$

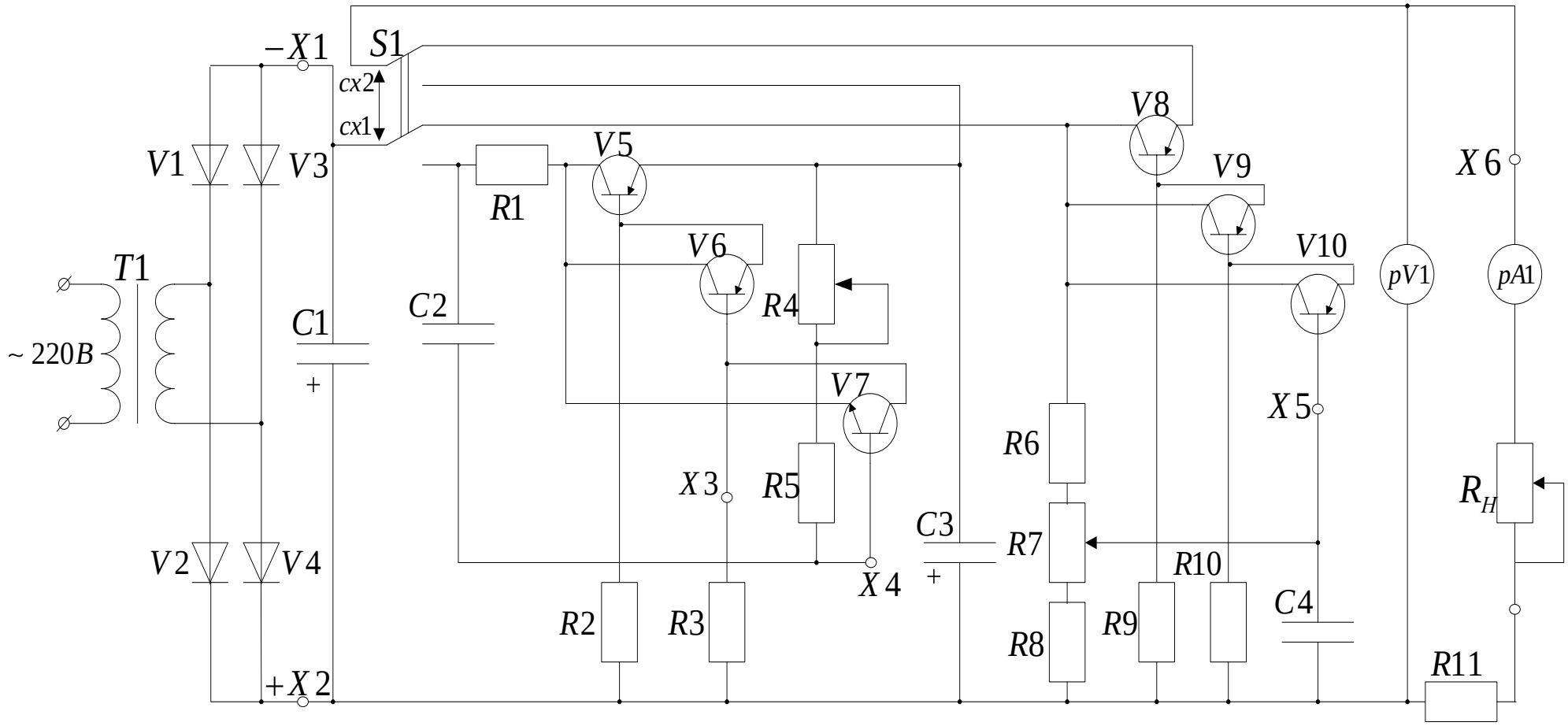

–X1
S1
cx2
cx1
V1
V3
V2
V4
T1
~ 220B
C1
+
C2
R1
V5
V6
R4
V7
X3
R5
X4
R2
R3
+X2
C3
+
V8
V9
V10
R6
R7
R8
R9
R10
X5
C4
X6
pV1
pA1
R11
R_H

Рис. 6.1

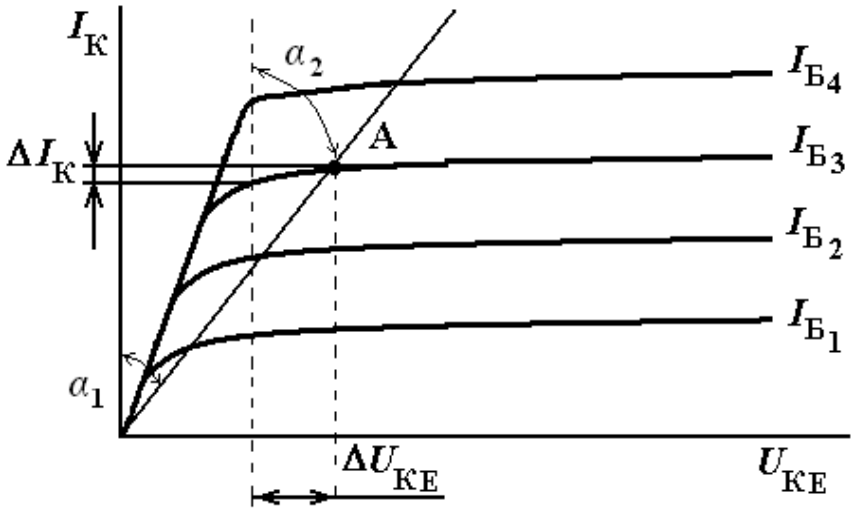


Рис. 6.2

Ця властивість транзистора аналогічна властивості дроселя. Тому, при відповідній схемі вмикання, транзистор може виконувати роль дроселя у згладжувальних фільтрах.

Існують дві основні схеми побудови транзисторних фільтрів:

а) схема з навантаженням у колі колектора (ФК);

б) схема з навантаженням у колі емітера (ФЕ).

Фільтри ФК

Для того, щоб транзистор працював як фільтр, необхідно, щоб його струм бази залишався постійним (не містив пульсації). Для цього на базу транзистора *VT*1 (рис. 6.3) подається відфільтрована за допомогою фільтра $R_Б C_Б$ вхідна напруга.

Згладжена напруга на конденсаторі $C_Б$ має невелику пульсацію. Однак в наслідок того, що навантаження включене в коло колектора транзистора, ця пульсація буде підсилюватися, і фільтрація буде дуже погана. Для того, щоб здійснювалася ефективна фільтрація, в коло емітера транзистора вводять невеликий за величиною резистор R_E. На ньому буде виділяться крім постійної складової вхідної напруги також і пульсація змінної складової.

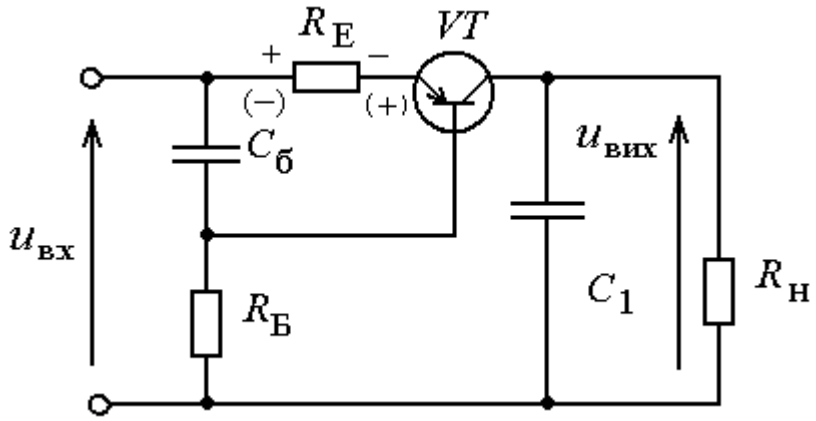


Рис. 6.3

Оскільки конденсатор $C_Б$ являє собою малий опір для змінної складової, пульсація буде прикладатися до переходу емітер-база транзистора. Так, якщо амплітуда пульсації на вході зростає відносно середнього значення, на резисторі R_E виділяється напруга, полярність якої на рис. 6.3 зазначена без дужок. Надходячи на базу, пульсація зазначеної полярності буде призакривати *p-n-p* транзистор *VT*1 (на перехід база-емітер подається зворотна напруга). При зменшенні напруги пульсації відносно середнього значення вхідної напруги, полярність пульсації на R_E зазначена в дужках. При цьому транзистор буде відкриватися. Таким чином, напруга пульсації буде падати, в основному, на переході емітер-колектор транзистора *VT*1 і не буде надходити на навантаження.

Схема ФК має високий коефіцієнт фільтрації, однак, не дуже стабільна в роботі, оскільки зміщення на базу транзистора подається через резистор $R_Б$ від джерела вхідної напруги. При зміні режиму роботи навантаження, температури навколишнього середовища, а також при заміні транзистора, положення робочої точки буде змінюватися й робота згладжувального фільтра може помітно погіршитись. Такі фільтри називаються фільтрами з фіксованим зміщенням. Через нестабільність своїх параметрів вони мають обмежене застосування. Більш широке застосування знаходять фільтри ФК із автоматичним зміщенням, у яких резистор $R_Б$ включений між колектором і

базою транзистора. Таке включення стабілізує параметри схеми, однак її коефіцієнт фільтрації стає меншим, ніж у схеми з фіксованим зміщенням. Так як навантаження у фільтрах ФК стоїть у колі колектора, їх вихідний опір є досить великим, оскільки вихідний p-n перехід колектор-емітер знаходиться в закритому стані. Для його зменшення та узгодження з опором навантаження на виході фільтра паралельно до навантаження включають конденсатор C з великою ємністю.

У фільтрі ФК внаслідок наявності резистора R_E зменшується ККД. Більш широке поширення мають фільтри із навантаженням в колі емітера (ФЕ).

Фільтр ФЕ

Фільтр з навантаженням в колі емітера (ФЕ), зображений на рис. 6.4, фактично є згладжувальним RC- фільтр $R_Б C_Б$, навантаженням якого є емітерний повторювач на транзисторі $VT1$.

Оскільки вхідний опір емітерного повторювача дуже великий (це опір закритого p-n переходу колектор-емітер), хороша фільтрація може бути одержана при великому опорі $R_Б$ і малій ємності $C_Б$, тобто при невеликих габаритах RC ланцюжка і відносно високому ККД.

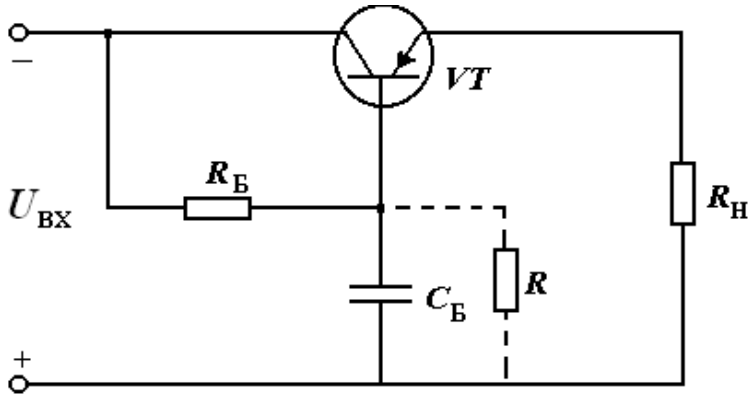


Рис. 6.4

Таким чином, згладжування пульсацій у цій схемі здійснюється RC фільтром, а транзистор служить елементом узгодження RC-фільтра з

низькоомним навантаженням R_H. Узгодження здійснюється завдяки тому, що опір відкритого p-n переходу база-емітер є незначним. При великих струмах навантаження для збереження невеликих габаритів RC-фільтра необхідно збільшувати вхідний опір емітерного повторювача. Для цього замість транзистора $VT1$ використовують складений транзистор. Коефіцієнт фільтрації фільтра ФЕ менший, ніж у схеми ФК. Однак завдяки простоті настроювання та експлуатації схема ФЕ мають більше широке застосування.

При використанні транзисторних фільтрів завжди треба пам'ятати, що в LC-фільтрах згладжувальна дія заснована на властивості індуктивності накопичувати енергію, а потім віддавати її в навантаження. Транзистор не може накопичувати в собі енергію. Він є лише керованим активним опором. Тому ККД транзисторних фільтрів завжди менший, ніж у LC-фільтрів. Крім того, якщо транзисторний фільтр стоїть на виході однофазного випрямляча, на його вході треба поставити конденсатор для попереднього згладжування пульсацій випрямленої напруги.

V. <u>Основні визначення та розрахункові співвідношення</u>

1. <u>Диференційний опір</u> – опір транзистора змінному струму:

$$r_{\sim} = \frac{dU}{dI} = \frac{\Delta U}{\Delta I}.$$

2. <u>Статичний опір</u> – опір транзистора постійному струму:

$$r_{=} = \frac{U}{I}.$$

3. <u>Коефіцієнт пульсації</u> – відношення амплітудного значення змінної складової $U_{\approx\max}$ до середнього значення випрямленої напруги U_d:

$$k_{П} = \frac{U_{\approx\max}}{\mathrm{U_d}},$$

де $U_{\approx\max}$ – амплітуда пульсації; U_d – середнє значення постійної складової напруги.

4. <u>Коефіцієнт фільтрації</u> – відношення амплітуди змінної складової на вході фільтру $U'_{\sim\max}$ до амплітуди змінної складової на виході фільтру $U_{\approx\max}$:

$$k_{\Phi} = U'_{\approx \max} / U_{\approx \max}.$$

5. <u>Коефіцієнт згладжування фільтру</u>

$$k_{ЗГЛ} = k'_{П} / k_{П}$$

де $k'_{П}$, $k_{П}$ – коефіцієнт пульсації відповідно на вході та виході фільтра.

6. <u>Коефіцієнт передавання сталої складової фільтру</u>

$$\lambda = \frac{U_{dBих}}{U_{dBх}},$$

де $U_{dBх}$, $U_{dBих}$ – стала складова напруги на вході та на виході фільтру.

7. <u>Коефіцієнт корисної дії фільтру</u> – відношення потужності сталого струму P_d, що надходить до навантаження, до потужності, що споживається на вході фільтра $P_{вх}$:

$$ККД = \frac{P_d}{P_{вх}}.$$

У багатьох випадках ККД фільтру приблизно можна визначити як

$$ККД \cong \lambda = \frac{U_{dBих}}{U_{dBх}}.$$

VI. <u>Контрольні запитання</u>

1. На чому засноване застосування транзистора як елемента згладжуючого фільтра?

2. Як здійснюється вибір робочої точки на характеристиці транзистора?

3. Фільтр ФК. Принцип роботи. Призначення елементів.

4. Фільтр ФЕ. Принцип роботи. Призначення елементів.

5. Дати порівняльну оцінку фільтрів ФК і ФЕ.

6. Способи збільшення коефіцієнта фільтрації транзисторних фільтрів.

7. Як залежить коефіцієнт фільтрації транзисторного фільтра від величини струму навантаження?

8. Яким типом навантаження є транзисторні фільтри для схеми випрямляча?

9. Чому необхідно попередньо згладити напругу, що подається на транзисторний фільтр, який стоїть на виході однофазної схеми випрямляча?

10. Області застосування транзисторних фільтрів.

[6, ст. 89-98; 7, ст. 368-370]

ЛІТЕРАТУРА

1. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи: Учебник. – 10 изд. – М.: Гардарики, 2000.
2. Перетворювальна техніка. Частина 2./ Ю.П. Гончаров, В.Г. Морозов, В.Я. Ромашко та ін. Харків: Фоліо, 2000
3. Полупроводниковые выпрямители / Под ред. Ф. И. Ковалева и Г. П. Мостковой. – М.: Энергия, 1978
4. Приборы и устройства промышленной электроники / В. С. Руденко, В. И. Сенько, В. В. Трифонюк (Б- ка инженера). – К.: Техніка, 1990
5. Розанов Ю. К. Основы силовой электроники. – М.: Энергоатомиздат, 1992.
6. Руденко В. С., Ромашко В. Я., Морозов В. Г. Перетворювальна техніка. Частина I. – К.: ICDO, 1996
7. Руденко В. С., Ромашко В. Я., Трифонюк В. В. Промислова електроніка. – К.: Либідь, 1993