МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

На правах рукопису

КОНСПЕКТ ЛЕКЦІЙ
ЗА КУРСОМ
ПРИСТРОЇ ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ Ч.1

*Рекомендовано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
як навчальний посібник для студентів,
які навчаються за спеціальністю 171 Електроніка,
спеціалізацією «Електронні системи»*

Київ
КПІ ім. Ігоря Сікорського
2017

Імпульсні регулятори напруги

ІМПУЛЬСНІ РЕГУЛЯТОРИ НАПРУГИ

Силові електронні пристрої широко застосовуються для перетворення та регулювання параметрів електричної енергії. Найчастіше вони є джерелами вторинного електроживлення споживачів електричної енергії і забезпечують їх електричною енергією з необхідними параметрами і відповідної якості. В процесі роботи споживачів електричної енергії дуже часто виникає необхідність регулювати кількість електричної енергії, що споживається, або підтримувати її на заданому рівні. Цього можна досягти за рахунок зміни величини напруги або струму, що подається на навантаження. Пристрої, що забезпечують регулювання струму або напруги на навантаженні називають *регуляторами.*

1. ІМПУЛЬСНІ РЕГУЛЯТОРИ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ НА ПОВНІСТЮ КЕРОВАНИХ КЛЮЧАХ, ПРИНЦИП ІМПУЛЬСНОГО РЕГУЛЮВАННЯ.

Такі регулятори використовують для живлення навантажень сталою напругою $U_н$, величина якої відрізняється від напруги джерела живлення U_d. Як навантаження можуть використовуватися обмотки збудження електричних машин, електромагнітні механізми, двигуни постійного струму. Крім того, імпульсні регулятори (стабілізатори) широко застосовуються у джерелах вторинного електроживлення пристроїв.

Головна перевага імпульсного метода регулювання – високий *ККД*. Опір ідеального ключа у замкненому стані дорівнює нулю. Отже, на ньому немає спаду напруги і при будь-якому струмі втрати потужності дорівнюють нулю. У розімкненому стані опір ідеального ключа є нескінченним. Отже, струм через ключ не протікає і також дорівнюють нулю. Перехід ідеального ключа із замкненого стану в розімкнений і навпаки відбувається миттєво ($t_{перемик.} = 0$). і втрати потужності також відсутні. У реальних силових пристроях використовують силові напівпровідникові прилади, які працюють у ключовому режимі. Ці прилади не є ідеальними ключами, оскільки мають кінцеве значення опору як у ввімкеному стані, так і у вимкнутому стані. Крім того, перехід з одного стану в інший відбувається також за кінцевий час. Тому *ККД* силових електронних пристроїв завжди менший за 100%, проте достатньо високий і, як правило, перевищує (85-90)%. Тому імпульсі методи регулювання напруги та струму широко застосовуються в пристроях силової електроніки.

Принцип дії імпульсних регуляторів базується на використанні імпульсних методів регулювання напруги. При цьому регулюючий елемент працює в режимі ключа (рис.1.1).

Середнє значення напруги на навантаженні $U_н$ регулюється за рахунок зміни співвідношення між тривалостями замкнутого і розімкнутого стану

ключа *S*. При цьому напруга на навантаженні $u_н(t)$ має форму прямокутних імпульсів (рис.1.2).

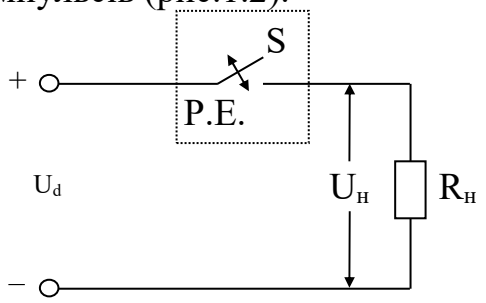


Рис.1.1

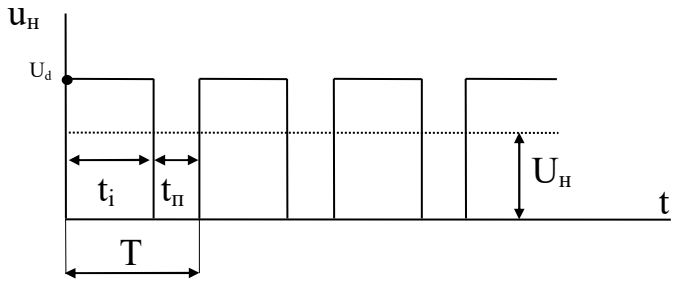


Рис.1.2

Середнє значення напруги на навантаженні

$$U_н = \frac{1}{T}\int_0^{t_i} U_d dt = \frac{U_d t_i}{T} = \frac{U_d(T - t_n)}{T} = \gamma U_d, \qquad (1.1)$$

де t_i – тривалість імпульса напруги на навантаженні; t_n – тривалість паузи між імпульсами; T – період повторення імпульсів.

Діюче значення вихідної напруги на навантаженні

$$U_н = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^{t_i} U_d^2 dt} = U_d\sqrt{\frac{t_i}{T}} = U_d\sqrt{\frac{(T - t_n)}{T}} = \sqrt{\gamma}\cdot U_d. \qquad (1.2)$$

де $\gamma = \frac{t_i}{T}$ – коефіцієнт заповнення імпульсів. Плавно змінюючи γ від 0 до 1 ми тим самим будемо плавно регулювати $U_н$ від 0 до U_d.

У схемах регуляторів сталої напруги як регулюючий елемент (ключ) використовують транзистори або тиристори. Тиристори (однооперацiйні) за своїм принципом дії є напівкерованими ключами. При їх роботі в колах сталого струму треба застосовувати вузли примусової комутації. Тому спочатку розглянемо особливості побудови і роботу імпульсних регуляторів на повністю керованих ключах, а потім особливості імпульсних регуляторів сталої напруги на тиристорах.

З (1.1) випливає, що при сталій напрузі джерела живлення U_d, середнє значення напруги на навантаженні $U_н$ можна регулювати змінюючи параметри імпульсної наруги: тривалість імпульса t_i (паузи t_n), або період повторення T (частоту слідування f). Відповідно до цього розрізняють такі способи імпульсного регулювання.

Широтно-імпульсне регулювання (ШІР), при якому змінюється тривалість (ширина) імпульсів (t_i = var), а період їх повторення залишається сталим (T=const).

Частотно-імпульсне регулювання (ЧІР) характеризується тим, що регулювання здійсюється шляхом зміни періода повторення імпульсів T (частоти їх слідування $f = 1/T$).

При цьому можливі такі випадки:

а) t_i = const; t_n = var; б) t_n = const; t_i = var; в) t_i = var; t_n = var.

Останній випадок, при якому одночасно змінюються усі параметри імпульсів називають *комбінованим регулюванням.*

На рис.1.3 показано форму напруги на навантаженні для двох випадків частотно-імпульсного регулювання (рис.1.3, а, б), а також широтно-імпульсного регулювання (рис.1.3, в) при двох значеннях коефіцієнта заповнення імпульсів: γ_1 = 0,25; γ_2 = 0,75.

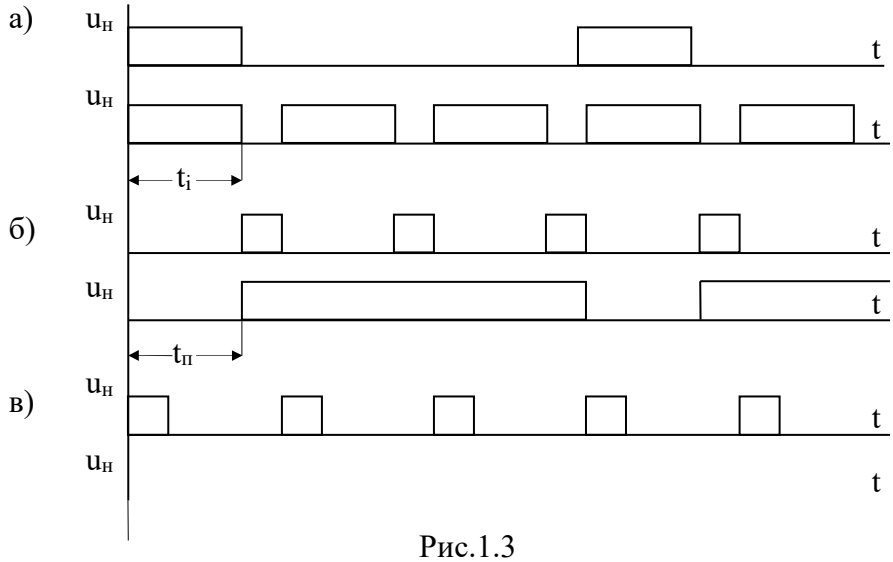


Рис.1.3

Імпульсні регулятори сталої напруги використовуються для регулювання середнього значення напруги на навантаженні, або для підтримування її на заданому рівні (стабілізації).

В режимі регулювання основною характеристикою є *регулювальна характеристика* – залежність середнього значення вихідної напруги від величини регульованого параметра.

Для широтно-імпульсного регулювання (*ШІР*) регульованим параметром є тривалість імпульса t_i ($U_н = U_d t_i / T$). У режимі регулювання вважають, що напруга джерела живлення U_d залишається сталою. Максимально можлива напруга на навантаженні $U_{н\max} = U_d$. Для зручності використання регулювальні характеристики доцільно подавати у відносних одиницях. Введемо параметр *відносна напруга* на навантаженні, як $U_н^* = U_н / U_{н\max} = U_н / U_d$. У цьому випадку регулювальна характеристика широтно-імпульсного регулятора у відносних одиницях матиме такий вигляд

$$U_н^* = \frac{t_i}{T} = \gamma = t_i^*, \tag{1.3}$$

де $t_i^* = t_i / T$ – відносна тривалість імпульса, або коефіцієнт заповнення імпульсів.

При частотно-імпульсному регулюванні (*ЧІР*) з регульованим параметром є частота імпульсів. Відносна напруга на навантаженні $U_н^* = t_i f$.

Враховуючи, що максимальна частота імпульсів $f_{\max} = 1/t_i$, регулювальна характеристика для *ЧІР-а* у відносних одиницях має такий вигляд

$$U_н^* = f^*, \tag{1.4}$$

де $f^* = f / f_{\max}$ - відносна частота імпульсів.

На рис.1.4 наведено графік регулювальної характеристики для широтно-імпульсного регулювання, а на рис.1.5 – для частотно-імпульсного.

Наведені графіки дозволяють визначити для заданої напруги на навантаженні $U_н$ величину регульованого параметра, або для заданого регульованого параметра – середнє значення напруги $U_н$.

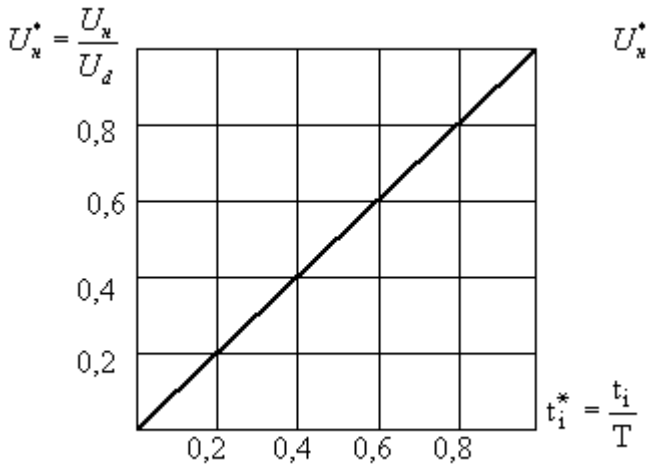


Рис.1.4

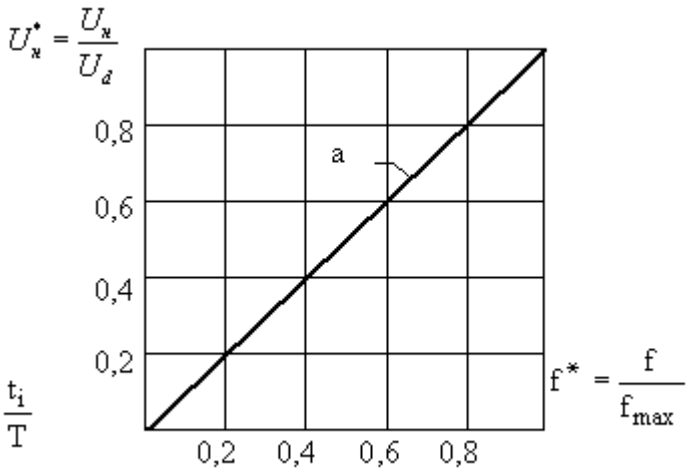


Рис.1.5

Комбіноване регулювання, при якому одночасно змінюються усі параметри імпульсів *T(f), t_i, t_n*, для регулювання напруги практично не застосовується, оскільки в даному випадку система керування повинна одночасно регулювати два параметри ($T = t_i + t_n$). При цьому вихідна напруга $U_н$ є функцією двох змінних і такий регулятор може мати безліч регулювальних характеристик.

В той же час комбіноване регулювання широко застосовується при стабілізації напруги, зокрема в двопозиційних стабілізаторах.

1.2. Згладжування пульсацій імпульсної напруги

Напруга на виході регулюючого елемента $u_н(t)$ є імпульсною (див. рис.1.2). Для одержання на навантаженні сталої напруги, що дорівнює середньому значенню вихідної напруги $U_н$, між регулюючим елементом і навантаженням вмикають згладжувальний фільтр. Оскільки конденсатор *C* завжди прагне зарядитися до максимального значення вхідної напруги, використання ємнісного *C*-фільтра не дає можливості ефективно регулювати напругу на навантаженні шляхом зміни відносної тривалості імпульсів t_i/T. *RC*-фільтри також практично не використовуються, оскільки вони не дають

можливість використати головну перевагу імпульсних регуляторів – їх високий *ККД*. Найчастіше в імпульсних регуляторах використовують індуктивний (рис.1.6) або індуктивно-ємнісний фільтр (рис.1.7).

На відміну від звичайних *L*- або *LC*-фільтрів у даному випадку фільтр обов'язково доповнюється діодом *VD*, який називають *зворотнім діодом*. Цей діод пропускає струм дроселя *L* в ті інтервали часу, коли транзистор *VT* закритий (ключ розімкнений). Коли система керування *СК* відкриває транзистор *VT* (ключ замикається), від джерела живлення U_d у навантаження $R_н$ протікає струм по колу, вказаному безперервною стрілкою. У цей інтервал часу $0 \ldots t_i$ (див. рис.1.2) діод *VD* закритий, струм зростає і в елементах фільтра *L* і *C* накопичується енергія. При закриванні транзистора (розмиканні ключа) навантаження $R_н$ відокремлюється від джерела живлення U_d і струм у ньому підтримується за рахунок енергії, що була накопичена в елементах фільтра. У цей інтервал часу $t_i \ldots T$ конденсатор *C* розряджається на навантаження $R_н$. Струм дроселя *L* також протікає через навантаження $R_н$ і замикається через діод *VD*, який в цей час відкритий. Внаслідок цього енергія, що була накопичена в дроселі, також передається до навантаження. Коло протікання струму дроселя в інтервалі часу $t_i \ldots T$ показано переривчастою стрілкою.

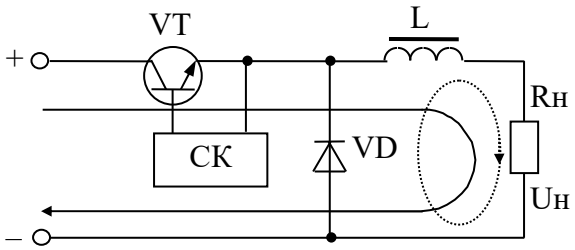


Рис.1.6

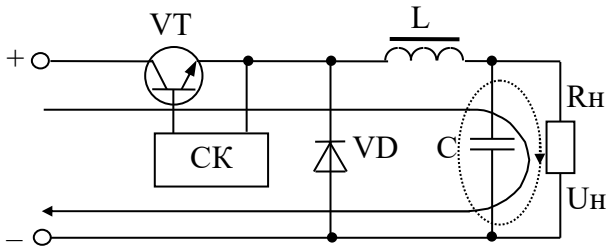


Рис.1.7

Якщо згладжувальний фільтр складається з одного дроселя (*L*-фільтр) або навантаження імпульсного регулятора має активно-індуктивний характер (рис.1.6), струм у навантаженні і елементах регулятора на інтервалах їх роботи змінюється за експоненційним законом (рис.1.8). Проаналізуємо роботу перетворювача коли навантаження має активно-індуктивний характер, тобто дросель *L* враховується як складова частина *Z* навантаження.

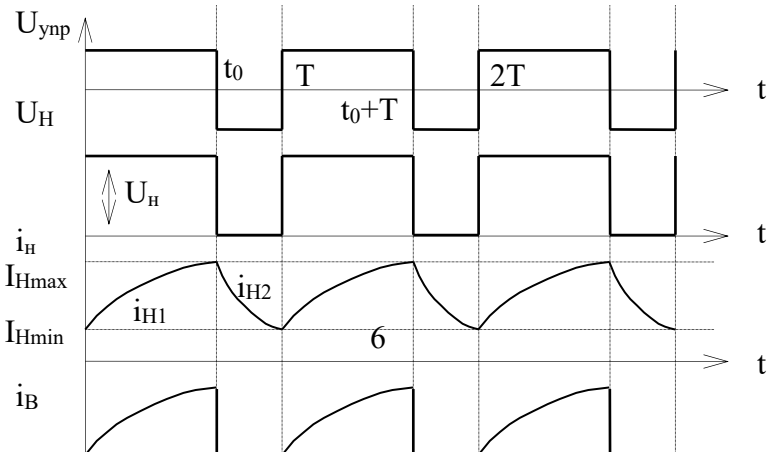


Рис. 1.8

Знайдемо миттєві значення струмів методом окремих складових

$$E_{T(P)} = \int_0^{\infty} e^{-pt} f(t)dt = \int_0^{T} e^{-pt} f(t)dt + \int_T^{\infty} e^{-pt} f(t)dt .$$

По теоремі запізнення: $\int_T^{\infty} e^{-pt} f(t)dt = e^{-pT} \int_0^{\infty} e^{-pt} f(t)dt$.

Отже, $\int_0^{T} e^{-pt} f(t)dt + \int_T^{\infty} e^{-pt} f(t)dt = \int_0^{T} e^{-pt} f(t)dt + e^{-pT} \int_0^{\infty} e^{-pt} f(t)dt$, звідси маємо:

$$\int_0^{\infty} e^{-pt} f(t)dt - e^{-pT} \int_0^{\infty} e^{-pt} f(t)dt = \int_0^{T} e^{-pt} f(t)dt \quad \Rightarrow \quad (1-e^{-pT}) \cdot \int_0^{\infty} e^{-pt} f(t)dt = \int_0^{T} e^{-pt} f(t)dt ,$$

$$E_{T(P)} = \int_0^{\infty} e^{-pt} f(t)dt = \frac{\int_0^{T} e^{-pt} f(t)dt}{1-e^{-pT}} .$$

Зображення напруги на навантаженні:

$$U_H(p) = \frac{U_d}{p} \frac{1-e^{-pt_0}}{1-e^{-pT}} .$$

Зображення струму навантаження:

$$I_H(p) = \frac{U_H(p)}{Z_H(p)} = \frac{U_d}{p} \frac{1-e^{-pt_0}}{(1-e^{-pT})(r_H + pL_H)} .$$

Вільний струм знайдемо через лишок відносно полюсу $p = -\frac{r_H}{L_H}$

$$i_{cb1}(t) = \operatorname*{Res}_{p=-\frac{r_H}{L_H}} \frac{U_d}{p} \cdot \frac{1-e^{-pt_0}}{(1-e^{-pT})(r_H + L_H)} e^{pt} = -\frac{U_d}{r_H} \cdot \frac{1-e^{\frac{r_H}{L_H}t_0}}{1-e^{\frac{r_H}{L_H}T}} e^{-\frac{r_H}{L_H}t} .$$

Перехідний струм протягом інтервалу часу $0 < t < t_0$ знайдемо наступним чином

$$i_{пер.1}(t) = \sum_{k=1}^{k=n} \operatorname{Res} \frac{U_d}{p(r_H + pL_H)} e^{pt} = \operatorname*{Res}_{p_1=0} \frac{U_d}{p(r_H + pL_H)} e^{pt} + \operatorname*{Res}_{p_2=-\frac{r_H}{L_H}} \frac{U_d}{p(r_H + pL_H)} e^{pt} \Rightarrow$$

$$= \frac{U_d}{r_H}(1 - e^{-\frac{r_H}{L_H}t}).$$

Установлений струм буде $i_{H1}(t) = i_{пер.1}(t) - i_{св.1}(t) \Rightarrow$

$$= \frac{U_d}{r_H}\left[1 - \frac{1 - e^{\frac{r_H}{L_H}t_0} \cdot e^{-\frac{r_H}{L_H}T}}{1 - e^{-\frac{r_H}{L_H}T}} e^{-\frac{r_H}{L_H}t}\right] = \frac{U_d}{r_H}\left[1 - \frac{1 - a_1 b_1}{1 - a_1} e^{-\frac{t}{T_H}}\right] \tag{1.5}$$

де $T_H = \frac{L_H}{r_H}$ – постійна часу кола навантаження, $a_1 = e^{-\frac{T}{T_H}}$; $b_1 = e^{\frac{t_0}{T_H}} = e^{\frac{\gamma T}{T_H}}$.

Для знаходження струму на другому інтервалі від t_0 до T перенесемо початок координат на величину t_0 і запишемо зображення напруги на навантаженні:

$$U_H(p) = -\frac{U_d}{p} \cdot \frac{e^{-(T - t_0)p} - e^{-pT}}{1 - e^{-pT}}.$$

Тоді струми знаходяться так, як попередній:

$$i_{св.2}(t) = -\frac{U_d}{r_H} \cdot \frac{1 - e^{\frac{r_H}{L_H}t_0}}{1 - e^{\frac{r_H}{L_H}T}} e^{-\frac{r_H}{L_H}t} = -\frac{U_d}{r_H}\frac{1 - b_1^{-1}}{1 - a_1} e^{-\frac{t}{T_H}}; \; i_{пер.2}(t) = 0$$

$$i_{H2}(t) = i_{пер.2}(t) - i_{св.2}(t) = -i_{св.2}(t) \tag{1.6}$$

Мінімальне і максимальне значення струму навантаження (струму через транзистор і діод) знайдемо із (1.5) і (1.6) при $t = t_0$ і $t = T - t_0$.

$$I_{\max} = \frac{U_d}{r_H}\frac{1 - b_1^{-1}}{1 - a_1}; \quad I_{\min} = \frac{U_d}{r_H}\frac{(b_1 - 1)a_1}{1 - a_1}.$$

$$I_{ср.B} = \frac{1}{T}\int_0^{t_0} i_{H1}(t)dt = \frac{U_d}{r_H}\left[\gamma - \frac{T_H}{T}\frac{(1 - b_1^{-1})(1 - a_1 b_1)}{1 - a_1}\right].$$

$$I_{ср.D} = \frac{1}{T}\int_0^{T - t_0} i_{H2}(t)dt = \frac{U_d}{r_H}\frac{T_H}{T}\left[\frac{(1 - b_1^{-1})(1 - a_1 b_1)}{1 - a_1}\right].$$

Середнє значення струму навантаження:

$$I_H = I_{ср.B} + I_{ср.D} = \frac{U_d}{r_H}\gamma.$$

Струм навантаження не залежить від f робочої, T_H, а залежить від значення U_H і r_H.

Амплітуда пульсацій струму навантаження:

$$\Delta I_{\max} = I_{\max} - I_{\min} = \frac{U_d}{r_H}\frac{(1 - b_1^{-1})(1 - a_1 b_1)}{1 - a_1}.$$

Досліджуючи на екстремум по γ, можна визначити, що

$$\Delta I_{\max} = \frac{U_d}{r_H} \cdot \frac{1 - a_1^{0,5}}{1 + a_1^{0,5}}; \; K_n = \frac{\Delta U_H}{U_d}.$$

Якщо для згладжування пульсацій використовують *LC*-фільтр (рис.1.7), процеси в імпульсному регуляторі мають більш складний характер. Зокрема, можливі два режими роботи дроселя фільтра:

1) режим безперервного протікання струму в дроселі (рис.1.9);
2) режим переривчастого протікання струму в дроселі (рис.1.10).

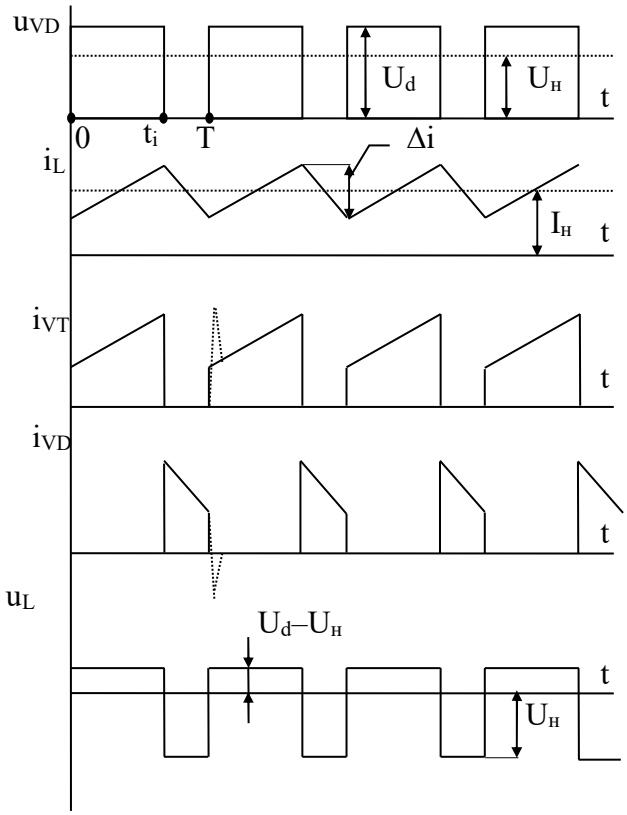


Рис.1.9

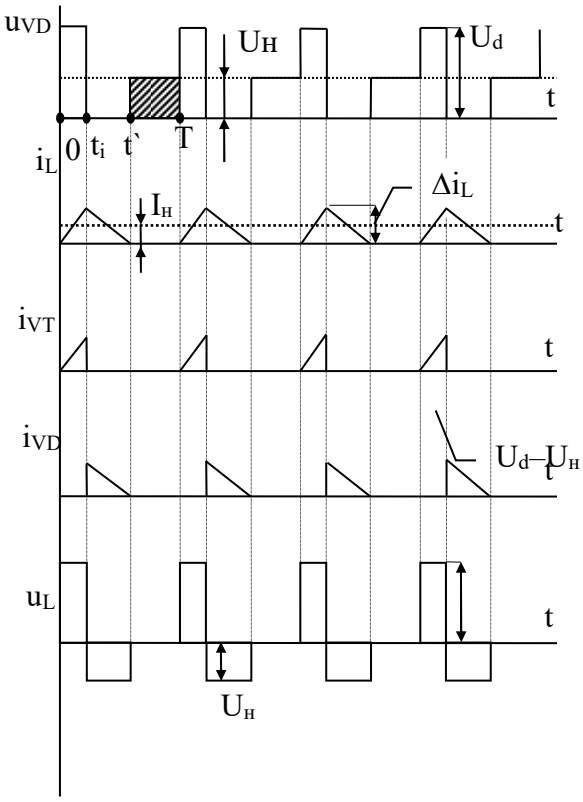


Рис.1.10

Для спрощення будемо вважати, що індуктивність та ємність фільтра ідеальні, а транзистор та діод є ідеальними ключами. Якщо фільтр має достатньо великий коефіцієнт згладжування, напруга на конденсаторі *C* є практично сталою і дорівнює середньому значенню напруги на виході імпульсного регулятора $U_н$.

Коли транзистор відкритий (ключ замкнений), до дроселя *L* прикладено напругу, що дорівнює різниці напруг E - $U_н$. Під дією цієї напруги струм у дроселі i_L зростає (рис.1.9) причому

$$U_L(t) = \frac{Ldi_L}{dt} = U_d - U_i . \qquad (1.7)$$

Очевидно, що цей струм зростатиме лінійно

$$i_L(t) = i_L(0) + \frac{(U_d - U_i)t}{L}, \qquad (1.8)$$

де $i_L(0)$ – початковий струм у дроселі в момент замикання ключа.

При розмиканні ключа відкривається діод *VD* і струм дроселя протікає через нього. При цьому до дроселя прикладено напругу $U_н$ в протилежному напрямку. Струм дроселя спадає і визначається з рівняння:

$$U_L(t) = \frac{Ldi_L}{dt} = -U_н . \qquad (1.9)$$

Очевидно, що цей струм спадає також за лінійним законом

$$i_L(t) = i_L(t_i) - \frac{U_н}{L} t , \qquad (1.10)$$

де $i_L(t_i)$ – струм дроселя в момент розмикання ключа.

Таким чином струм у дроселі пульсує відносно свого середнього значення $I_н$, яке дорівнює середньому значенню струму у навантаженні $I_н = U_н/R_н$ (рис.1.9). Очевидно, що коли амплітуда пульсації струму в дроселі $\Delta i_L/2$ буде більше, ніж середнє значення струму $I_н$, в дроселі матиме місце режим переривчастого струму. Враховуючи, що $\Delta i_L = (U_d - U_н)t_i/L = U_н t_п/L$, можна визначити мінімальну індуктивність дроселя, при якій ще забезпечується режим безперервного протікання струму (критична індуктивність):

$$L_{кр} = \frac{R_н T(1-\gamma)}{2} = \frac{R_н T}{2}(1 - \frac{t_i}{T}) = \frac{R_н}{2} t_п . \qquad (1.11)$$

Вважається доцільним виконання такої умови:

$$\Delta i_L = (0,5 \ldots 1,5)\, I_н . \qquad (1.12)$$

Розглянемо роботу ШІПа в режимі переривчастого струму. В інтервалі $0 \ldots t_i$ транзистор включений (ключ замкнений) і струм у дроселі зростає. В інтервалі $t_i \ldots T$ ключ розімкнений і струм дроселя зменшується, протікаючи через діод *VD*, який в цей час відкритий. Напруга на вході фільтра $U_{VD}=0$. В момент часу t' струм дроселя спадає до нуля і діод *VD* закривається. До момента наступного замикання ключа $t = T$ струм дроселя, а отже і напруга на ньому дорівнює нулю. До діода *VD* прикладено напругу конденсатора *C,* яка дорівнює $U_н$. Струм навантаження $R_н$ в інтервалі $t' \ldots T$ підтримується тільки за рахунок енергії конденсатора *C*. Оскільки в усталеному режимі середнє значення напруги на індуктивності $U_L = 0$, середнє значення напруги на навантаженні $U_н$ дорівнює середньому значенню напруги на діоді U_{VD}. З рис.1.10 видно, що $U_н$ буде більше, ніж γU_d на величину площі заштрихованої ділянки інтервала $t' \ldots T$. Згідно (1.11) при збільшенні опору навантаження $R_н$ тривалість інтервала $t' \ldots T$ буде зростати. Отже, середнє значення вихідної напруги $U_н$ буде зростати по відношенню до середнього значення напруги в режимі безперервного протікання струму γU_d.

У режимі переривчастого протікання струму дроселя середнє і діюче значення струму в елементах регулятора значно відрізняються, тому втрати потужності в елементах регулятора будуть більшими, ніж у режимі безперервного струму дроселя. Таким чином, гірші енергетичні показники, а також залежність вихідної напруги від опору навантаження є головними недоліками режиму переривчастого струму дроселя в імпульсних регуляторах на ідеальних ключах.

Якщо враховувати, що реальні силові напівпровідникові прилади, зокрема діод *VD,* не є ідеальними ключами, режим переривчастого струму дроселя може мати певні переваги. Відомо, що коли через діод протікав якийсь струм, а потім до нього раптово прикласти зворотню напругу,

протягом певного часу $t_{вимикання}$, поки діод відновлює свої вентильні властивості, через нього буде протікати струм у зворотньому напрямку. Оскільки діод не може закритися миттєво, на інтервалі відновлення його вентильних властивостей опір елементів *VT* і *VD* дуже малий і по колу $(+U_d)$–*VT*–*VD*–$(-U_d)$ короткочасно протікає струм значної величини (*комутаційний струм*). Цей струм значно збільшує втрати потужності в транзисторі та діоді в момент комутації і часто є причиною їх руйнування. На рис.1.9 комутаційний струм діода та транзистора показано штриховою лінією. Для зменшення комутаційного струму треба застосувати високочастотні діоди з малим часом відновлення вентильних властивостей, або додаткові схемні рішення. Якщо ж регулятор працює в режимі переривчастого струму дроселя, то в момент відкривання транзистора *VT* діод *VD* уже закритий і комутаційний струм не виникає.

Згладжувальний фільтр найчастіше є обов'язковим елементом імпульсного регулятора. Параметри елементів згладжувального фільтра визначають з урахуванням допустимого коефіцієнта пульсацій вихідної напруги $K_п = \Delta U_н / 2U_н$

$$LC = \frac{T^2(1-\gamma)}{16K_n} = \frac{T^2(1-t_i/T)}{16K_n} = \frac{(T \cdot t_n)}{16K_n}. \qquad (1.13)$$

Вибравши ємність конденсатора *C* з урахуванням заданого вихідного опору $r_i = \Delta U_н \Delta I_н$, з (1.13) можна визначити необхідну індуктивність дроселя *L*. Дуже часто при виборі елементів згладжувального фільтра намагаються забезпечити роботу дроселя в режимі безперевного струму. Якщо вибрати індуктивність дроселя $L=L_{кр}$ (1.11), відповідно до (1.13) ємність конденсатора фільтра

$$C = \frac{T}{8R_н K_n}. \qquad (1.14)$$

Таким чином, імпульсний метод регулювання має такі переваги у порівнянні з безперервним регулюванням:

1) високий ККД;

2) ефективне використання параметрів регулюючого елемента, який може працювати в режимах, близьких до максимально допустимих значень струму і напруги;

3) менші масогабаритні показники, оскільки завдяки високому ККД втрати потужності незначні і немає потреби в великих радіаторах для розсіювання тепла, що виділяється;

4) менша чутливість до зміни температури оточуючого середовища, оскільки регулюючим фактором є *тривалість імпульса*, а не *опір* регулюючого елемента.

В той же час імпульсні регулятори не позбавлені недоліків:

1) необхідність застосування згладжувальних фільтрів;

2) менша швидкодія, пов'язана із застосуванням фільтрів;

3) виникнення при роботі електромагнітних завад, пов'язаних з великими швидкостями зміни струму і напруги в елементах регулятора.

1.3. Варіанти схем силового кола імпульсних регуляторів сталої напруги

Розглянута схема (рис.1.7) є одним з можливих варіантів побудови силового кола імпульсних регуляторів сталої напруги. Вона називається схемою з послідовним з'єднанням силового ключа, дроселя і навантаження (*схема 1*). Особливістю цієї схеми є те, що тут у навантаженні не можна одержати напругу $U_н$, більшу за напругу джерела живлення ($U_н \leq U_d$). Існують і інші схеми побудови силового кола імпульсного регулятора, властивості яких суттєво відрізняються від розглянутої схеми.

Схема 2 із дроселем з'єднаним послідовно з навантаженням і транзистором, підключеним паралельно до навантаження (рис.1.11), дає можливість одержати на навантаженні напругу $U_н$, що перевищує напругу джерела живлення ($U_н \geq U_d$).

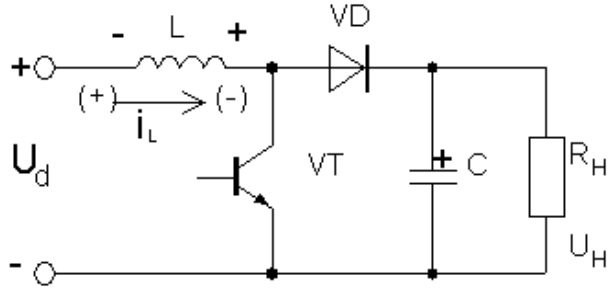


рис.1.11

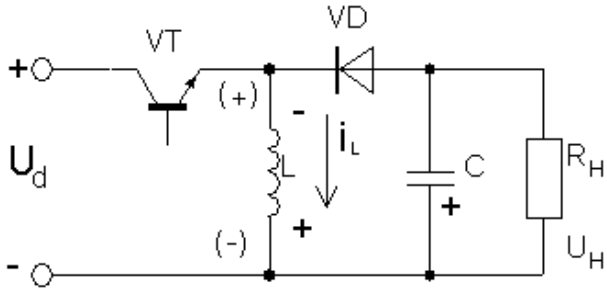


рис.1.12

При відпиранні транзистора *VT* дросель *L* під'єднується до джерела живлення U_d. Струм у дроселі зростає і відбувається накопичення енергії. При запиранні транзистора *VT* відкривається діод *VD* і конденсатор заряджається від послідовно з'єднаних джерела живлення U_d і дроселя *L*. На цьому етапі роботи *ЕРС* самоіндукції дроселя має полярність вказану без дужок. Напруга на конденсаторі, а отже і на навантаженні $U_н$ більша за напругу джерела живлення ($U_н \geq U_d$). При черговому відпиранні транзистора *VT* діод *VD* закривається за рахунок напруги на конденсаторі *C*, а струм у навантаженні підтримується за рахунок енергії, накопиченної у конденсаторі *C*.

Схема 3 із дроселем, підключеним паралельно до навантаження і транзистором, з'єднаним послідовно з навантаженням (рис.1.12) дає можливість одержати на наванатженні напругу $U_н$, яка може бути як більшою, так і меншою напруги джерела живлення ($U_н \geq U_d$). При відпиранні транзистора *VT* дросель *L* підключений до джерела живлення U_d і в ньому відбувається накопичення енергії. При запиранні транзистора *VT* струм дроселя i_L продовжує протікати у попередньому напрямку. При цьому відкривається діод *VD* і енергія, що була накопичена в дроселі *L* передається до конденсатора *C* і навантаження $R_н$. Полярність напруги на конденсаторі, а отже і на наванатженні протилежна до полярності джерела живлення U_d. При наступному відпиранні транзистора *VT* діод *VD* закривається за рахунок

підключення напруги джерела живлення, а струм у навантаженні підтримується за рахунок енергії, що була накопичена у конденсаторі *C*.

У залежності від опору навантаження $R_н$, а також параметрів імпульсів керування, індуктивність *L* може працювати в режимі безперервного або переривчастого протікання струму. Можна показати, що у схемах 2 та 3 аналогічно до схеми 1 у режимі безперевного протікання струму середнє значення вихідної напруги $U_н$ не залежить від опору навантаження $R_н$.

Будемо вважати елементи схеми ідеальними. Отже, потужність, що споживається від джерела живлення U_d, повинна дорівнювати потужності, що надходить до навантаження. Враховуючи, що в усталеному режимі середнє значення струму дроселя $I_L=const$, а середнє значення струму через конденсатор $I_c=0$ для схеми 2 можемо записати $U_d I_L=U_н\ I_L\ t_n\ /T$, де t_n – тривалість закритого транзистора *VT*; *T* – період роботи ключа. Звідки неважко отримати регулювальну характеристику у відносних одиницях:

$$U_н^* = \frac{U_н}{U_d} = \frac{T}{t_n} = \frac{T}{(T-t_i)} = \frac{1}{(1-t_i^*)} = \frac{1}{1-\gamma}, \qquad (1.15)$$

де t_i – тривалість відкритого стану транзистора *VT*; $t_i^* = t_i/T$ – відносна тривалість відкритого стану транзистора *VT*, або коефіцієнт заповнення імпульсів γ.

Для частотно-імпульсного регулювання із сталою тривалістю імпульса регулювальна характеристика:

$$U_н^* = \frac{U_н}{U_d} = \frac{1}{(1-t_i/T)} = \frac{1}{1-f^*}, \qquad (1.16)$$

де $f^* = f / f_{max}$ – відносна частота імпульсів; $f_{max} = 1/t_i$ – максимальна частота імпульсів.

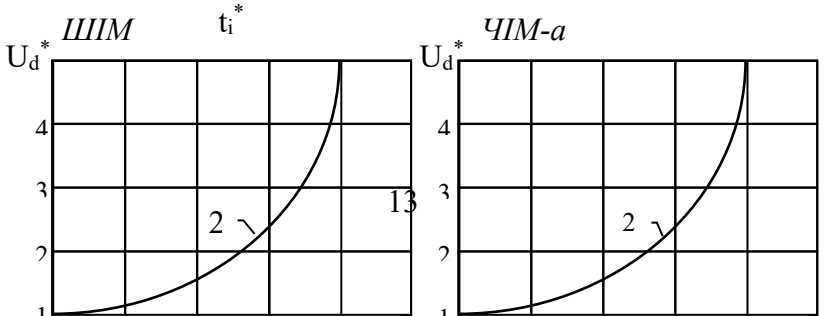
Для схеми 3 можемо записати що $U_d\ I_L\ t_i\ /\ T = U_н\ I_L\ t_n\ /\ T$. Отже, для режима *ШІР* регулювальна характеристика:

$$U_н^* = \frac{U_н}{U_d} = \frac{t_i}{t_n} = \frac{t_i^*}{(1-t_i^*)} = \frac{\gamma}{1-\gamma}. \qquad (1.17)$$

Для режиму *ЧІР*:

$$U_н^* = \frac{U_н}{U_d} = \frac{t_i}{t_n} = \frac{f^*}{(1-f^*)}, \qquad (1.18)$$

На рис.1.13 наведено графіки регулювальних характеристик для двох схем імпульсних регуляторів при їх роботі відповідно в режимах *ШІР* та *ЧІР*. Ці характеристики дійсні для схем регуляторів, побудованих на ідеальних елементах. Слід зазначити, що вони досить добре описують властивості регуляторів на реальних елементах в режимі безперервного струму дроселя при $U_н^* \le 3$. При $U_н^* > 3$ вплив паразитних опорів компонентів схеми стає помітним і відбувається обмеження зростання вихідної напруги $U_н$.



У режимі переривчастого струму дроселя середнє значення напруги на навантаженні $U'_н$ для обох схем буде більшим, ніж у режимі безперевного протікання струму ($U_н' > U_н$). Це пов'язано з тим, що дросель L передає енергію в навантаження на протязі інтервалу t'_n , який менше від тривалості розімкненого стану ключа t_n ($t_n' < t_n$). Отже, відповідно до (1.15) і (1.17) $U_н' > U_н$, чим більший опір навантаження, тим менша тривалість інтервалу t'_n, а, отже, тим більшою буде напруга на навантаженні $U'_н$.

Як видно з графіків (рис.1.13) у режимі безперервного протікання струму дроселя регулювальні характеристики для схеми 1 – лінійні, а для схем 2 та 3 – нелінійні. В той же час у режимі переривчастого струму дроселя регулювальні характеристики схеми 1 стають нелінійними, а для схем 2 та 3 – майже лінійними.

В схемах 2 та 3 на етапі замкнутого стану ключа струм у навантаженні підтримується тільки за рахунок енергії конденсатора C. Тому ємність конденсатора C у цих схемах повинна бути значно більшою, ніж у схемі 1. Причому ця ємність не залежить від індуктивності дроселя L та частоти роботи ключа f

$$C \geq \frac{t_i}{2R_н K_n}, \tag{1.19}$$

де $K_n = \Delta U_н / 2U_н$ – коефіцієнт пульсацій вихідної напруги; t_i – тривалість відкритого стану транзистора VT.

Оскільки в схемах 2 та 3 енергія до навантаження передається у два етапи, *ККД* цих схем буде меншим, ніж у схеми 1. Тому схеми 2 та 3 мають обмежене застосування. Схема 2 використовується у тих випадках, коли на навантаженні $R_н$ треба одержати напругу $U_н > U_d$, а схема 3 – для одержання протилежної по відношенню до джерела живлення U_d полярності вихідної напруги $U_н$.

Для того, щоб при роботі транзистора *VT* до джерела живлення не проходили електромагнітні завади, бажано, щоб струм джерела живлення був безперервним, або змінювався плавно. У цьому плані схема 2 має переваги перед іншими схемами, оскільки тут між джерелом живлення U_d та транзистором *VT* стоїть дросель *L*.

Щоб електромагнітні завади не проходили до навантаження, бажано, щоб струм, який заряджає конденсатор фільтра *C* був безперервним, або змінювався плавно. У цьому плані переваги має схема 1, в якій між транзистором *VT* і конденсатором *C* також стоїть дросель *L*.

1.4 Реверсивні імпульсні регулятори постійної напруги

Часто при регулюванні сталої напруги виникає необхідність одержати на навантажені регульовану напругу різної полярності. Наприклад, в електроприводі, для регулювання швидкості обертання двигуна постійного струму і зміни напрямку його обертання треба забезпечувати на навантаженні регульовану напругу будь-якої полярності. Таку напругу можна одержати при живленні навантаження від двох паралельно працюючих імпульсних регуляторів, кожен з яких забезпечує свою полярність вихідної напруги. Кожен регулятор повинен мати свою систему керування, а у момент зміни полярності вихідної напруги, треба забезпечувати узгоджену роботу обох регуляторів.

Більш доцільно з цією метою застосовувати спеціальні схеми реверсивних регуляторів. Реверсивні регулятори будують за мостовою схемою, у діагональ якої включають наванатження $Z_н$ (рис.1.14).

Можливі два алгоритми керування силовими ключами регулятора $S_1 \ldots S_4$.

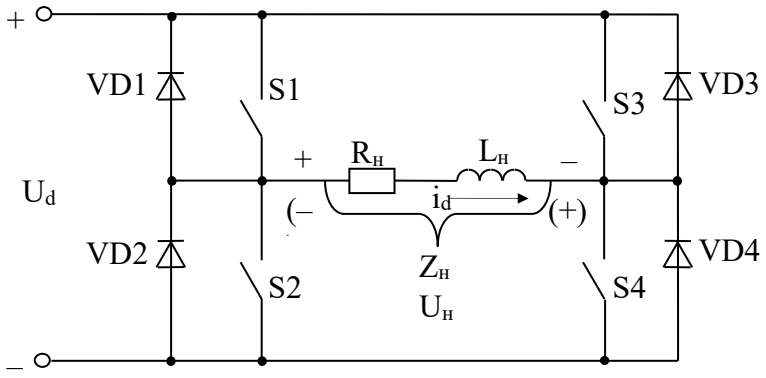


Рис.1.14

<u>Алгоритм 1</u> – почергова робота пар ключів S_1, S_4 та S_2, S_3. На рис.1.15 наведено алгоритм роботи ключів, а також часові діаграми роботи схеми. В інтервалі часу τ_1 ввімкнені ключі S_1 та S_4, а в інтервалі τ_2 – ключі S_2 та S_3. Вихідна напруга перетворювача $U_н$ має форму двополярних прямокутних імпульсів,амплітуда яких дорівнює напрузі джерела живлення U_d (рис.1.15,а).

Середнє значення напруги на навантаженні:

$$U_н = \frac{1}{T}\int_0^T u(t)dt = \frac{1}{T}(\int_0^{\tau_1} U_d dt + \int_0^{\tau_2}(-U_d)dt) = \frac{U_d}{T}(\tau_1 - \tau_2). \qquad (1.20)$$

З (1.20) випливає, що при $\tau_1 > \tau_2$ середнє значення напруги на навантаженні $U_н>0$. При $\tau_1 < \tau_2$ $U_d<0$, а при $\tau_1 = \tau_2$ $U_н = 0$ (рис.1.15, в, г). Таким чином змінюючи співвідношення між тривалостями роботи пар ключів S_1, S_4 та S_2, S_3 можна регулювати середнє значення і полярність напруги на навантаженні $U_н$.

Часто навантаження імпульсних регуляторів має активно-індуктивний характер або послідовно з ним ставлять згладжувальний дросель $L_н$ для зменшення пульсацій струму навантаження $i_н$ (рис.1.15, б).

Нехай до моменту часу t_2 працювали ключі S_1 та S_4. При цьому струм навантаження замикався по колу $(+U_d)$ - S_1 - $R_н$ - $L_н$ - S_4 - $(-U_d)$. Струм у навантаженні зростає і в індуктивності $L_н$ відбувається накопичення енергії. У момент часу t_2 ключі S_1, S_4 вимикаються, а S_2, S_3 вмикаються. До навантаження $Z_н$ подається напруга зворотньої полярності (на рис.1.14 вказана в дужках). Однак, внаслідок наявності індуктивності $L_н$ струм навантаження $i_н$ не може швидко змінити свій напрямок. В інтервалі часу $t_2...t_3$ він продовжує протікати в тому самому напрямку (вказаний стрілкою) і замикається по колу $Z_н$ - S_3 – E - S_2 - $Z_н$. При цьому струм втікає у позитивний полюс джерела живлення, а витікає з негативного. А це означає, що на даному етапі роботи енергія не споживається від джерела живлення, а навпаки, від навантаження $L_н$ повертається до джерела живлення U_d .

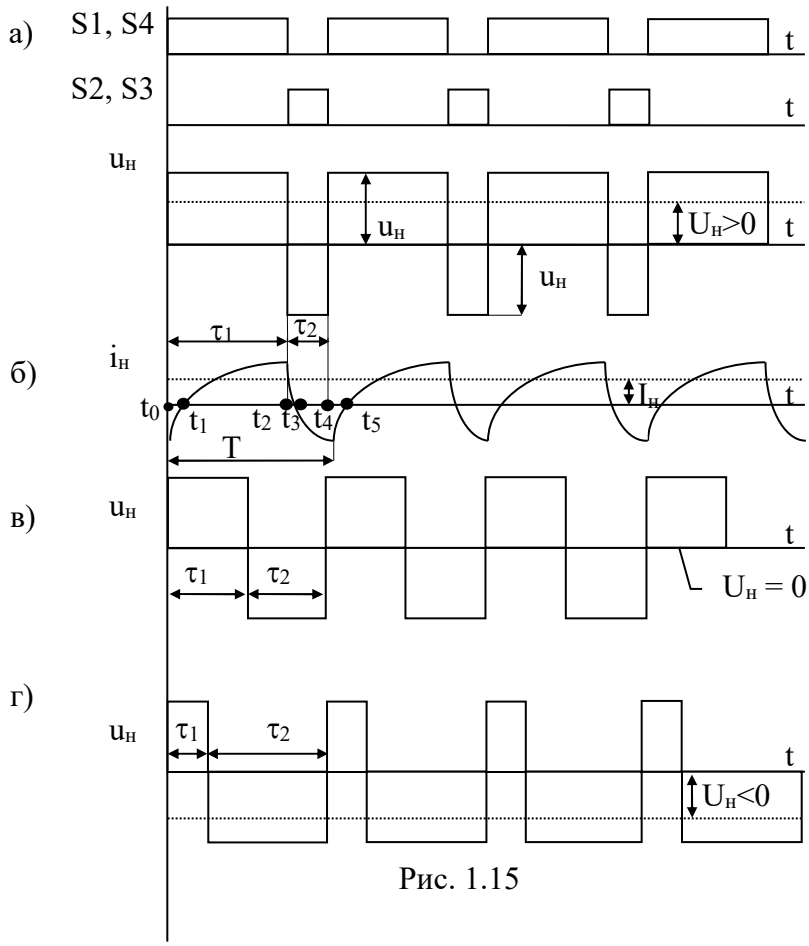


Рис. 1.15

У реальних схемах як ключі $S_1 \ldots S_4$ найчастіше використовують транзистори або тиристори, які мають односторонню провідність. Тому для створення шляху протікання струму в розглянутий інтервал часу ключі $S_1 \ldots S_4$ шунтовані зустрічно-паралельно з'єднаними діодами $VD_1 \ldots VD_4$.

У момент часу t_3 струм навантаження проходить через нуль і змінює свій напрямок. Діоди VD_2 та VD_3 закриваються і повернення енергії до джерела живлення припиняється. В інтервалі часу $t_3 \ldots t_4$ енергія знову надходить від джерела живлення до навантаження. Струм протікає по колу $(+U_d) - S_3 - L_н - R_н - S_2 - (-U_d)$. У момент часу t_4 знову вмикаються ключі S_1, S_4, а S_2, S_3 вимикаються. В інтервалі часу $t_4 \ldots t_5$ енергія з навантаження знову повертається до джерела живлення і струм замикається по колу $Z_н - VD_1 - U_d - VD_4 - Z_н$. Після момента часу t_5 до навантаження знову починає надходити енергія від джерела живлення U_d , і процеси повторюються. Якщо навантаженням розглянутого регулятора є двигун, для його плавного обертання треба зменшувати пульсацію струму навантаження $i_н$. Недоліком розглянутого алгоритма керування є значна пульсація напруги на навантаженні ($\Delta u_н = 2U_d$). Для зменшення пульсацій струму $\Delta i_н$ треба застосовувати дросель $L_н$ з достатньо великою індуктивністю.

<u>Алгоритм 2</u> – незалежна робота пар ключів S_1, S_4 та S_2, S_3. Алгоритм керування ключів та часові діаграми роботи для цього випадка наведено на рис.1.16. Для одержання на навантаженні напруги позитивної полярності ($U_н>0$) використовують лише ключі S_1, S_4. Причому один з ключів, наприклад S_4 весь час ввімкнений, а інший – S_1 на кожному періоді T вмикається на інтервалі часу τ_1. Форма напруги на навантаженні для розглянутого випадка наведена на рис.1.16,а. В інтервалі часу $t_0 \ldots t_1$ ввімкнені ключі S_1, S_4. Струм навантаження $i_н$ замикається по колу $(+U_d)–S_1-R_н-L_н-S_4-(-U_d)$. Індуктивність $L_н$ накопичує енергію. В інтервалі часу $t_1 \ldots t_2$ ключ S_1 вимикається, а ключ S_4 працює. Струм навантаження $i_н$ продовжує протікати в тому самому напрямку замикаючись по колу $Z_н$-S_4-VD_2-$Z_н$. При цьому навантаження $Z_н$ шунтуване ключем S_4 та діодом VD_2. Отже, напруга на навантаженні $u_н \approx 0$. При цьому енергія, що була накопичена в індуктивності $L_н$ не повертається в джерело живлення U_d, а витрачається в активному опорі навантаження $R_н$.

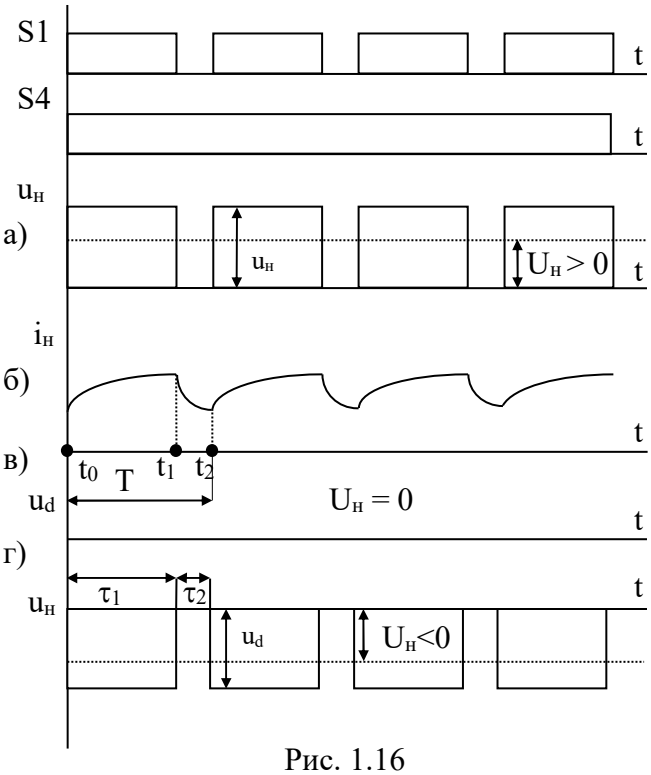


Рис. 1.16

Середнє значення напруги на навантаженні:

$$U_н = U_d\ \tau_1 /T.$$

Для одержання на навантаженні напруги протилежної полярності ($U_н$<0) (рис.1.16,г) використовують ключі S_2 та S_3, причому один з них, наприклад S_2, весь час ввімкнений, а інший – S_3 вмикається на інтервалі часу τ_1 на кожному періоді T. Для одержання на навантаженні напруги $U_н = 0$ (рис.1.16,в) усі ключі повинні бути вимкненими.

Розглянутий алгоритм керування забезпечує значно менші пульсації напруги на навантаженні ($\Delta u_н = U_d$). Отже, для згладжування пульсацій струму у навантаженні $\Delta i_н$ можна використовувати дросель з меншою індуктивністю.

Для забезпечення плавного характера протікання процесів у навантаженні при реверсі напруги, керування з однієї пари ключів на іншу має передаватися у момент проходження струму навантаження через нуль.

Розглянута схема дає можливість здійснювати активне гальмування двигуна. Нехай працювали ключі S_1 та S_4. Напрямок струму через навантаження показаний стрілкою. Для гальмування двигуна усі ключі вимикаються. При цьому струм навантаження починає спадати замикаючись через джерело живлення U_d по колу $Z_н$ - VD_3 - U_d - VD_2 - $Z_н$. Полярність напруги на навантаженні вказана в дужках. При цьому накопичена енергія частково витрачається в активному опорі навантаження і частково повертається до джерела живлення U_d. Коли струм навантаження проходить через нуль, діоди VD_2 та VD_3 закриваються і двигун зупиняється.

<u>Алгоритм 3</u> – почергове управління (рис.1.16).

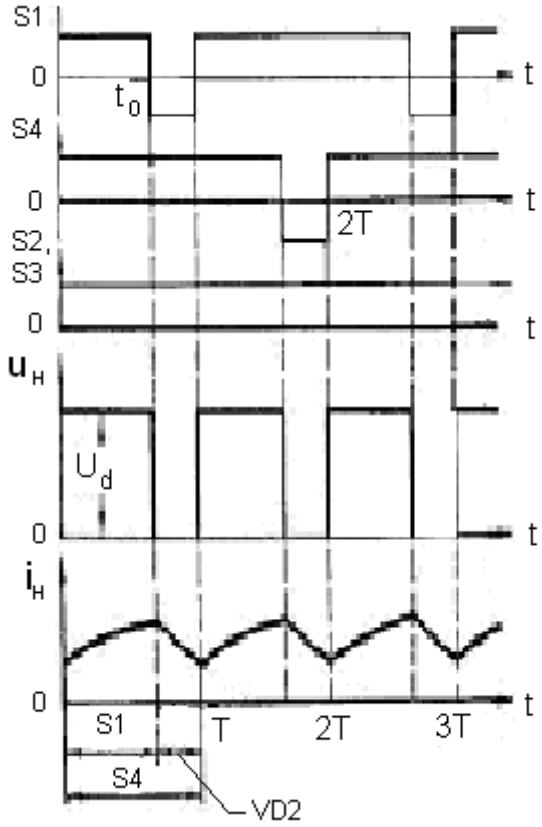


Рис. 1.17

При почерговому управлінні частота переключення кожного із комутуючих вентилів в два рази менша, ніж частота вихідної напруги. Наприклад, при одній полярностівихідної напруги на навантаженні вмикаються одночасно ключі *S1* і *S4* (ключі *S2* і *S3* при цьому весь час вимкнені), а вимикаються ці ключі неодночасно (по черзі) із частотою в два рази меншою, ніж частота вихідної напруги. При зворотній полярності вихідної напруги вмикаються ключі *S2* і *S3*, а ключі *S1* і *S4* весь час вимкнені. При такому законі управління вихідна напруга має форму знакопостійних імпульсів (рис.1.17). При вимиканні ключа *S1* (момент часу t_0) струм навантаження під дією е.р.с. самоіндукції замикається через ключ *S4* і

зворотній діод *VD2*. При цьому навантаження закорочується через *S4* і *VD2* і вихідна напруга дорівнює нулю на інтервалі часу t_0-*T*.

При почерговому управлінні ключами зворотні діоди *VD1* і *VD3* в схемі (рис.1.14) можут бути відсутні.

1.5 Багатофазні імпульсні регулятори

При побудові потужних імпульсних регуляторів доводиться використовувати паралельне з'єднання елементів схеми, зокрема керованих ключів та діодів. Однак при такому з'єднанні можливості кожного з цих елементів використовуються не повністю, оскільки точного розподілу струмів між ними добитися практично неможливо. Крім того, введення різних типів вирівнювальних елементів ускладнює схему і приводить до додаткових втрат енергії. Тому при підвищених потужностях більш доцільно використовувати не паралельне з'єднання елементів в регуляторі, а паралельну роботу кількох однотипних регуляторів на спільне навантаження. Якщо при цьому силові ключі перетворювальних модулів працюють з фазовим зсувом один відносно одного на *T/n* (*T* – період роботи кожного ключа, *n* – кількість перетворювальних модулів) можна значно зменшити пульсації струму джерела живлення та навантаження і збільшити частоту цих пульсацій. Подібні перетворювачі називають *багатофазними*.

На рис.1.18 наведено схему трифазного (*n* = 3) імпульсного регулятора постійної напруги.

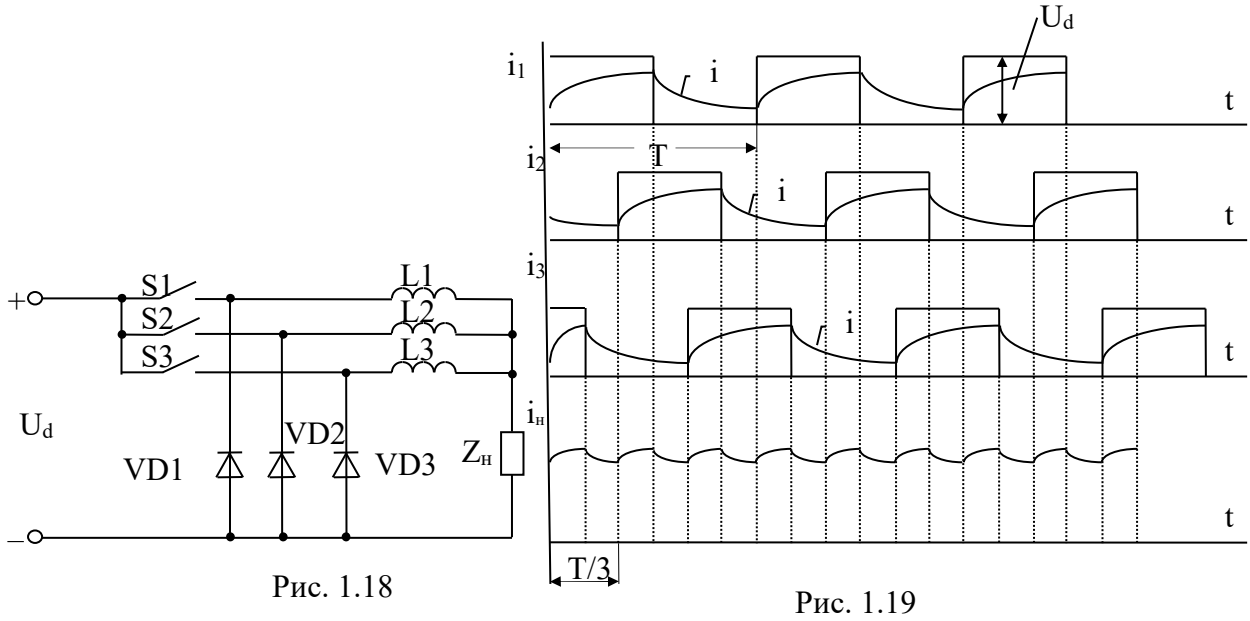


Рис. 1.18 Рис. 1.19

Із часових діаграм (рис.1.19) видно, що незважаючи на те, що кожен модуль-регулятор працює на частоті $f = 1/T$ і його вихідний струм має досить велику пульсацію, струм навантаження i_d, що є сумою струмів окремих регуляторів, має значно меншу пульсацію, причому частота цієї пульсації у *n* = 3 рази більша, ніж частота пульсацій кожного з модулів-регуляторів. Така побудова регулятора крім рівномірного розподілу

потужності між однотипними модулями, дозволяє суттєво зменшити часогабаритні показники згладжувальних дроселів. Так, якщо масу згладжувального дроселя однофазного регулятора прийняти за 100%, то загальна маса дроселів двофазного регулятора такої ж самої потужності становитиме 42%, а трифазного – 25,5%. Це пов'язано з тим, що робота силових ключів регуляторів з фазовим зсувом один відносно одного, по відношенню до навантаження еквівалентна підвищенню робочої частоти перетворювача.

На закінчення зауважимо, що ще одним фактором, який обумовлює застосування паралельної роботи перетворювальних модулів, є підвищення надійності роботи перетворювача в цілому. Нехай перетворювач складається з трьох паралельно включених модулів, причому для забезпечення необхідної потужності досить двох модулів. У нормальному режимі одночасно працюють усі три модулі, причому в полегшеному режимі. При відмові одного з перетворювальних модулів він вимикається і задану потужність в навантаженні забезпечують інші два модулі, причому тепер вони працюють в номінальному режимі.

2. Імпульсні регулятори постійної напруги на тиристорах

При побудові імпульсних регуляторів постійної напруги підвищеної потужності (десятки, сотні кВт) як керований ключ *S* можна використовувати тиристор. Однак звичайні тиристори є напівкерованими приладами (за допомогою керуючого електрода їх можна тільки включити). Тому при роботі тиристорів в електричних ланцюгах постійної напруги треба застосовувати спеціальні пристрої, які б давали можливість виключати тиристор в необхідний момент часу.

Процес вимикання тиристора починається при зменшенні анодного стуму до певної величини $I_{утр}$, яка називається струмом утримування ($I_A < I_{утр}$).

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

В колах сталого струму використовується вимикання тиристора за рахунок короткочасного підключення між його анодом та катодом допоміжного джерела напруги $E_к$, або спеціального, заздалегідь зарядженого конденсатора $C_к$ (рис.1.20).

Таке вимикання тиристора називають примусовою, або штучною комутацією, а елементи, що здійснюють вимикання тиристора - вузлом примусової комутації.

а) б)

Рис. 1.20

2.1. Вузли примусової комутації тиристора

Принцип дії вузла примусової комутації, побудованого на основі конденсатора полягає в тому, що в інтервалі часу, який передує моменту виключення тиристора, конденсатор через спеціально створене електричне коло заряджається до певної напруги з відповідною полярністю. У момент вимикання тиристора між його анодом та катодом вмикається конденсатор. Через тиристор починає швидко зростати струм розряду I_p конденсатора, який направлений назустріч основному струму $I_н$. Коли результуючий струм тиристора стає меншим від струму утримування $I_{утр}$, тиристор вимикається. Після цього за рахунок конденсатора $C_к$ на тиристорі певний час підтримується напруга зворотньої полярності, яка забезпечує умови для відновлення вентильних властивостей тиристора.

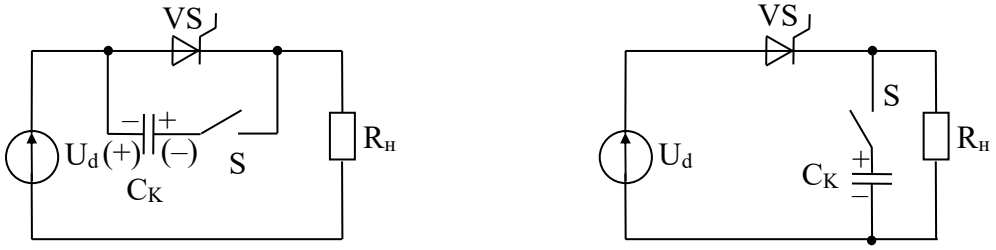
Існує дуже багато різних схем вузлів примусової комутації тиристора. Як правило, ці схеми містять конденсатори, дроселі, діоди та допоміжні тиристори. Аналіз багаточисельних схем вузлів примусової комутації значно спрощується, якщо їх класифікувати за ознаками, які характеризують їх спільні властивості.

У залежності 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 $C_к$ при вимиканні тиристора підключається паралельно тиристору *VS (*рис.1.21, а) або навантаженню $R_н$ (рис.1.21, б).



а) Рис.1.21 б)

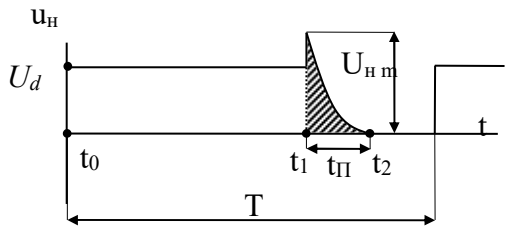


Рис.1.22

В результаті, на протязі деякого інтервалу часу $t_{п,}$ після підключення конденсатора, навантаження $R_н$ буде зв'язане з джерелом напруги U_d або комутуючим конденсатором $C_к$. При цьому у навантаженні продовжує протікати струм

через елементи вузла комутації, незважа ючи на те, що тиристор *VS* уже закритий.

Внаслідок наявності вказаного зв'язку у кривій вихідної напруги $u_н$ з'являється додатковий імпульс напруги, заштрихований на рис.1.22.

У момент вимикання тиристора t_1 у схемі 1.21, а напруга на навантаженні зростає до величини $U_{нт} = U_d + Uc_к$, оскільки послідовно з джерелом напруги U_d по відношенню до навантаження підключений конденсатор $C_к$, полярність напруги на якому вказана без дужок. Після цього відбувається перезаряджання конденсатора $C_к$ через навантаження $R_н$, в результаті чого напруга на конденсаторі змінює полярність. У момент часу t_2, коли конденсатор $C_к$ перезарядиться до напруги $U_c = U_d$ з полярністю, вказаною у дужках, напруга на навантаженні стає рівною нулю. Очевидно, що тривалість перезаряду $t_п$ залежить від струму навантаження $I_н$ (опору навантаження $R_н$). У зв'язку з цим середнє значення напруги $U_н$ також буде залежати від струму навантаження $I_н$. Тому жорсткість навантажувальної характеристики регулятора зменшується. Відносна тривалість інтервалу перезаряда $t_п/T$ зростає при збільшенні робочої частоти регулятора (зменшенні періода T). Тому із зростанням робочої частоти $f = 1/T$ жорсткість навантажувальної характеристики також буде зменшуватися. Іншим недоліком є обмежений діапазон регулювання паузи між імпульсами, пов'язаний з наявністю інтервала перезаряда $t_п$.

У схемі (рис.1.21, б) початкова напруга на конденсаторі $C_к$ має бути більшою за напругу живлення ($U_c > U_d$). При цьому в момент вимикання тиристора *VS* до нього прикладається зворотня напруга, яка дорівнює U_c - U_d, а на навантаженні $U_{нт} = U_c$. Далі конденсатор розряджається через навантаження. Напруга на конденсаторі, а отже і навантаженні поступово зменшується і у момент часу t_2 дорівнює нулю. Таким чином в обох схемах напруга на навантаженні залежить від напруги на конденсаторі $C_к$, а швидкість зміни цієї напруги на інтервалі часу $t_1 ... t_2$ залежить від опору навантаження $R_н$.

Особливістю вузлів послідовної комутації є те, що конденсатор $C_к$ на стадії комутації включається послідовно в коло тиристора *VS* і навантаження $R_н$ (рис.1.23). При цьому напруга на конденсаторі $C_к$ має бути більшою напруги джерела живлення $U_c > U_d$. У момент комутації t_1 тиристор *VS* вимикається. Після цього до нього прикладено зворотню напругу U_c-U_d. Конденсатор $C_к$ перезаряджається через індуктив-ність $L_к$. Оскільки в коло перезаряду не входить навантаження $R_н$, у момент комутації t_1 напруга на навантаженні одразу стає рівною нулю і не залежить від процесів, що відбуваються в контурі комутації. Тому форма вихідної напруги не залежить від струму навантаження і має такий самий вигляд як і для повністю керованого ключа.

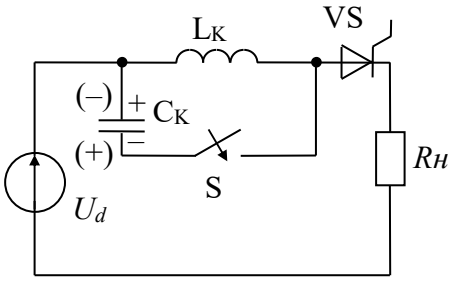


Рис. 1.23

Тому навантажувальна характеристика тиристорних імпульсних регуляторів з послідовною комутацією буде більш жорсткою, ніж при паралельній комутації. За своїми властивостями вузли послідовної комутації наближаються до повністю керованого ключа. Однак схеми вузлів послідовної комутації як правило більш складні, ніж паралельної. Крім того, в таких вузлах комутації, як правило, має місце ефект накопичення енергії в елементах вузла комутації, який треба обмежувати.

У залежності від характера 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 виключення тиристора перезаряджається струмом навантаження. В незалежних вузлах комутації після виключення тиристора комутуючий конденсатор перезаряджається струмом спеціально створеного коливального контура.

В залежних вузлах комутації тривалість процесу перезаряда комутуючого конденсатора буде залежати від струму навантаження. У зв'язку з цим при малих струмах у навантаженні робота таких вузлів комутації неможлива. Незалежні вузли комутації зберігають працездатність навіть у режимі холостого хода навантаження, оскільки комутуючий конденсатор перезаряджається струмом коливального контура, який є незалежним від навантаження.

У залежності від того, що є сигналом для виключення тиристора розрізняють:

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

У вузлах одноступінчатої комутації запуск вузла комутації відбувається при включенні тиристора *VS*. Найчастіше такі вузли комутації містять коливальний *LC* контур. При включенні тиристора *VS* в контурі виникають електричні коливання негативна півхвиля яких здійснює виключення 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 включення силового тиристора,тобто за рахунок частотно - імпульсного регулювання.

У вузлах двоступінчатої комутації при включенні основного (силового) тиристора здійснюється підготовка вузла комутації до роботи (відбувається заряджання комутуючого конденсатора). Для виключення силового тиристора треба включити допоміжний комутуючий тиристор, який підключає комутуючий конденсатор $C_к$ до силового тиристора. В таких вузлах комутації можна регулювати тривалість включеного стану силового тиристора, тобто здійснювати широтно - імпульсне регулювання.

Незважаючи на більш складні схеми, такі вузли комутації мають більш широке застосування, оскільки дають змогу більш гнучко регулювати середнє значення напруги на навантаженні, а також більш ефективно використовувати згладжувальні фільтри на виході регулятора.

2.2. Приклади схем вузлів примусової комутації

У попередньому параграфі розглянуто принцип примусової комутації тиристорів. Реальні схеми вузлів примусової комутації складаються з основних елементів, які здійснюють комутацію, а також ряду допоміжних елементів, за допомогою яких здійснюється попереднє заряджання конденсатора $C_к$, а потім його під'єднання до силового тиристора у момент його вимикання.

Існує дуже багато різних схем вузлів примусової комутації тиристора, які відрізняються схемою заряда комутуючого конденсатора $C_к$, способом його підключення відносно силового тиристора у момент комутації, колом подальшого перезаряда конденсатора і т. ін. Розглянемо найбільш характерні приклади схем вузлів комутації, які відносяться до різних класів.

<u>Схема 1</u>.

На рис. 1.24 наведено схему найпростішого вузла комутації, а на рис. 1.25 - часові діаграми струмів та напруг, що пояснюють його роботу.

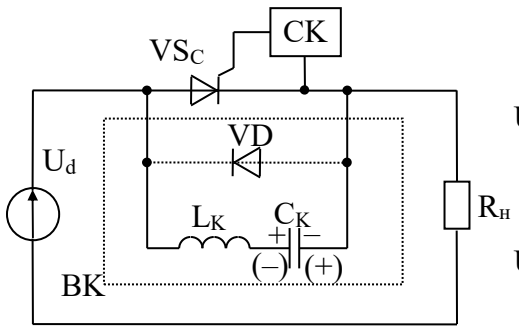


Рис. 1.24

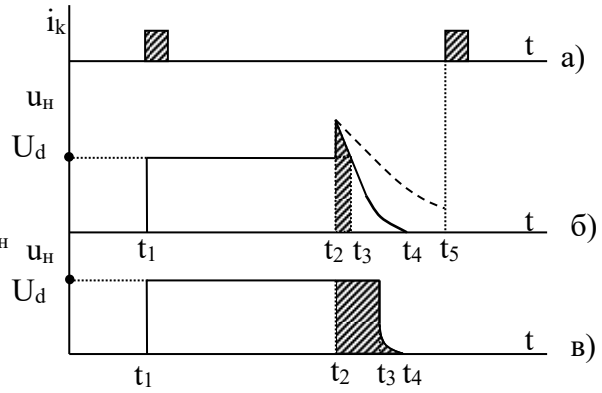


Рис. 1.25

Тиристор VS_c є силовим ключем, який здійснює імпульсне регулювання напруги на навантаженні $R_н$. Елементи обмежені штриховою лінією є вузлом примусової комутації ВК, який забезпечує вимикання силового тиристора VS_c . Для роботи вузла комутації, як і будь якого іншого перетворювального пристрою необхідна система керування СК, яка формує імпульси керування тиристора $i_к$.

Поки система керування не працює, силовий тиристор VS_c закритий і напруга на навантаженні $R_н$ дорівнює нулю. У момент підключення джерела живлення U_d відбувається заряд конденсатора $C_к$ по колу $(+U_d)$-$L_к$-$C_к$-$R_н$-$(-U_d)$ до напруги $U_c \approx U_d$ з полярністю, вказаною без дужок. Якщо у момент часу t_1 система керування *СК* подає на керуючий електрод тиристора VS_c

імпульс керування (рис.1.25, а), тиристор включається і навантаження підключається до джерела живлення U_d. Енергія починає надходити до навантаження $R_н$. Одночасно з цим починається резонансний перезаряд конденсатора $C_к$ по колу $C_к$ - $L_к$ - VS_c - $C_к$. Внаслідок перезаряджання конденсатора на ньому встановлюється напруга, полярність якої вказана в дужках і одразу починається зворотній перезаряд по колу $C_к$ - VS_c - $L_к$ - $C_к$. При цьому струм перезаряду протікає через силовий тиристор VS_c у зворотньому напрямку. Коли цей струм збільшуючись досягне значення струму навантаження $i_н$, який протікає через тиристор у прямому напрямку, сумарний струм через тиристор буде дорівнювати нулю і тиристор виключається. При цьому струм навантаження буде замикатись по колу U_d - $L_к$ - $C_к$ - $R_н$ - U_d і конденсатор $C_к$ буде перезаряджатися до напруги $U_c = U_d$ з полярністю, вказаною без дужок. У момент виключення силового тиристора t_2 напруга на конденсаторі ще має полярність, вказану у дужках. Тому напруга на навантаженні у цей момент зростає: $u_н(t_2)= U_d + u_c$ (рис.1.25, б). Внаслідок перезаряджання конденсатора напруга на ньому поступово зменшується і змінює полярність. У момент t_3 напруга на конденсаторі проходить через нуль. На інтервалі t_2 ... t_3 до тиристора VS_c була прикладена зворотня напруга з конденсатора $C_к$, яка сприяє відновленню вентильних властивостей тиристора.

Для нормальної роботи вузла комутації повинна виконуватися умова:

$$\Delta t = t_3 - t_2 = t_{відновл.} \geq t_{викл.}$$

де $t_{відновл.}$- час, який надається схемою для відновлення вентильних властивостей тиристора; $t_{викл.}$- паспортний час виключення тиристора.

На інтервалі t_3 ...t_4 полярність напруги на конденсаторі вказана без дужок. У момент t_4 напруга на конденсаторі $U_c = U_d$. Струм через конденсатор припиняється і навантаження відділяється від джерела живлення. Очевидно, що при зміні опору навантаження буде змінюватися час перезаряджання конденсатора t_2 ...t_4.

При збільшенні $R_н$ час перезаряджання конденсатора зростає. При деякій величині цього опору $R_{нmax}$ у момент чергового включення тиристора t_5 перезаряджання конденсатора не встигає закінчитися і він буде не готовий до комутації тиристора.

При зменшенні опору навантаження $R_н$ інтервал t_2 ...t_4 буде зменшуватися. Відповідно буде зменшуватися і інтервал t_2 ...t_3 , який надається тиристору для відновлення вентильних властивостей. При певній величині опору $R_{нmin}$ $t_{відновл.}$ стає меншим $t_{викл.}$ При цьому тиристор не встигає відновити свої вентильні властивості і повторно включається.

Оскільки при цьому напруга на конденсаторі $C_к$ $U_c \approx 0$ нова комутація неможлива і вузел комутації втрачає працездатність.

Таким чином дана схема може працювати тільки при обмеженому діапазоні зміни опору навантаження $R_{н\,min}$...$R_{н\,max}$. Відповідно до розглянутих класифікацій у розглянутій схемі комутація є - паралельною, залежною, одноступінчатою.

Якщо в розглянуту схему додатково ввести діод *VD* (див. рис.1.24), то після закривання тиристора у момент t_2 струм перезаряджання конденсатора буде замикатися через цей діод по колу $C_к$ -*VD* - $L_к$ -$C_к$. Час перезаряджання конденсатора $t_2 ... t_3$ (рис.1.25, в) буде визначатися періодом власних коливань контура $L_к$ $C_к$ і мало залежатиме від опору навантаження $R_н$..Тому для цієї схеми опір $R_{нmax}$ буде значно більшим, ніж у попередній схемі, а діапазон допустимої зміни опору навантаження $R_н$ значно ширшим.

Отже для розглянутого варіанта схеми комутація є – паралельною, незалежною, одноступінчатою.

Оскільки обидва варіанти схеми відносяться до вузлів одноступінчатої комутації, регулювання напруги на навантаженні можливе лише частотно - імпульсним способом.

<u>Схема 2</u>

Для нормальної роботи цієї схеми перший імпульс від системи керування треба подати на комутуючий тиристор $VS_к$. При цьому комутуючий конденсатор $C_к$ буде заряджатися до $U_c \approx U_d$ по колу (+U_d) - $C_к$ - $VS_к$ - $R_н$ - (-U_d) з полярністю, що вказана без дужок на рис.1.26. Після повного заряджання конденсатора тиристор $VS_к$ виключається і вузел комутації готовий до роботи.

При включенні силового тиристора VS_c навантаження $R_н$ підключається до джерела живлення U_d . Одночасно починається резонансне перезаряджання конденсатора $C_к$ по колу $C_к$ - *VSc* - *L1* - *VD1* - $C_к$. На конденсаторі встановлюється напруга, полярність якої вказана в дужках. Зворотньому перезаряджанню конденсатора перешкоджає діод *VD1*. Тепер вузел комутації готовий до роботи.

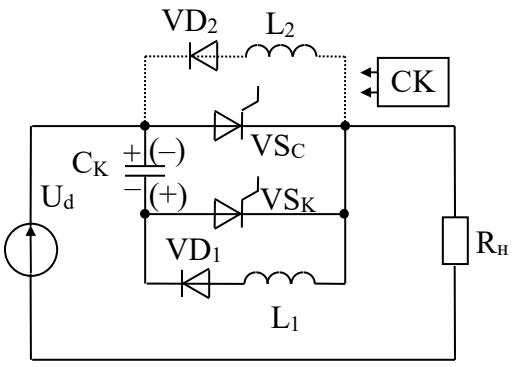


Рис. 1.26

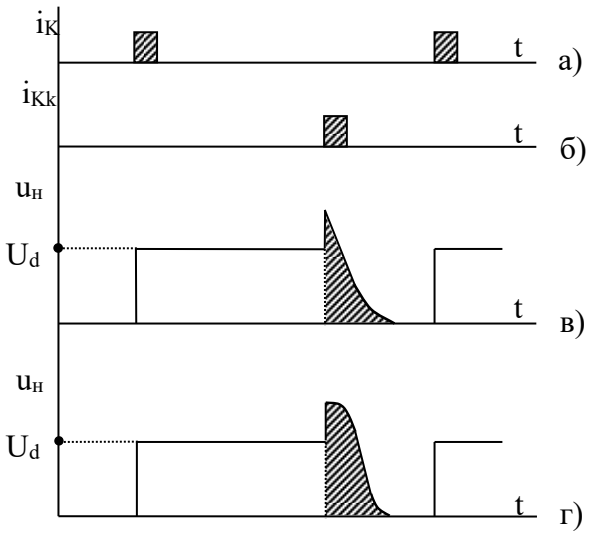


Рис. 1.27

Для виключення силового тиристора VS_C треба подати імпульс керування на комутуючий тиристор VS_K. При включенні тиристора VS_K комутуючий конденсатор C_K підключається до силового тиристора VS_C

плюсом до катода і мінусом до анода. Силовий тиристор VS_C закривається, а конденсатор починає перезаряджатися від джерела живлення через навантаження до напруги $U_C \approx U_d$ з полярністю, вказаною без дужок.

Оскільки перезаряджання конденсатора відбувається через навантаження, тривалість перезаряду буде залежати від опору навантаження $R_н$.

Таким чином для розглянутої схеми комутація є – паралельною, залежною; двохступінчатою.

Якщо в розглянуту схему додатково ввести ланцюжок *VD2-L2*, перезаряджання конденсатора C_K буде відбуватися переважно по колу C_K - VS_K - *L2* - *VD2* - C_K і мало залежатиме від опору навантаження $R_н$.

У цьому випадку комутація є: - паралельною, незалежною, двохступінчатою.

Часові діаграми роботи схеми наведено на рис. 1.27.

<u>Схема 3</u>

У цій схемі (рис.1.28), як правило, система керуванння СК одночасно подає сигнали керування на силовий VS_C та зарядний VS_3 тиристори. При цьому навантаження, підключене до джерела живлення, а комутуючий конденсатор C_K заряджається по колу ($+U_d$) - VS_3 - L_3 - C_K - ($-U_d$), з вказаною на рис.1.28 полярністю.

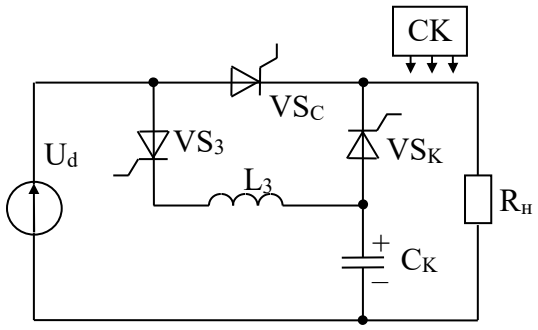


Рис. 1.28

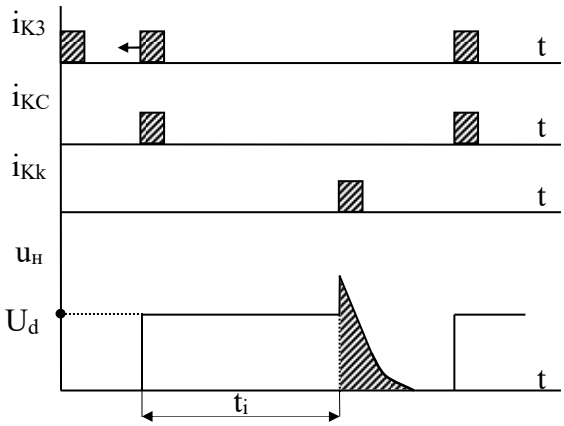


Рис. 1.29

Для виключення силового тиристора VS_C треба включити комутуючий тиристор VS_K. Оскільки заряджання конденсатора C_K має резонансний характер, напруга на ньому $U_C > U_d$.

Тому в момент включення тиристора VS_K до силового тиристора прикладається напруга зворотньої полярності $U_{VSc} = U_C - U_d$, яка забезпечує виключення тиристора VS_C . Після закривання силового тиристора конденсатор розряджається через навантаження $R_н$.

У розглянутій схемі комутація є – паралельною, залежною, двохступінчатою.

Часові діаграми роботи схеми наведено на рис. 1.29.

Розглянута схема містить три тиристора, що збільшує її вартість. Однак, завдяки наявності додаткового зарядного тиристора VS_3 є можливість працювати при малих коефіцієнтах заповнення імпульсів $\gamma = t_i / T$.

Однак при цьому необхідно ускладнювати систему керування і зміщувати імпульс керування зарядного тиристора i_{K3} відносно імпульса керування силового тиристора i_{KC}. Якщо зарядний тиристор VS_3 включають одночасно з силовим VS_C, то при малих тривалостях імпульса напруги на навантаженні t_i, до моменту включення комутуючого тиристора VS_K комутуючий конденсатор C_K не встигає зарядитися і станеться зрив комутації. Якщо імпульс керування на зарядний тиристор VS_3 подавати раніше, ніж на силовий VS_C, вузел комутації зберігає працездатність навіть при мінімальних значеннях t_i.

Схема 4.

Аналогічно попередній схемі, у цій схемі (рис.1.30) імпульс керування на силовий VS_C та зарядний VS_3 тиристори можна подавати одночасно. Якщо ж необхідно забезпечити можливість одержання малої тривалості імпульса напруги на навантаженні, імпульс керування зарядного тиристора i_{K3} повинен випереджати імпульс керування силового тиристора i_{KC}.. При включенні тиристорів VS_C та VS_3 навантаження R_d підключається до джерела напруги E, а комутуючий конденсатор C_K заряджається по колу ($+U_d$) - C_K - L_3 - VS_3 - ($-U_d$). В результаті резонансного заряда конденсатора на ньому встановлюється напруга $U_C > U_d$ з полярністю, вказаною без дужок.

Для виключення силового тиристора VS_C треба включити комутуючий тиристор VS_K. Напруга конденсатора C_K підключається до комутуючої індуктивності L_K і на ній виділяється напруга $U_L = U_c > U_d$. Ця напруга послідовно включена в контур, який складається з джерела напруги U_d , силового тиристора VS_C та навантаження $R_н$.

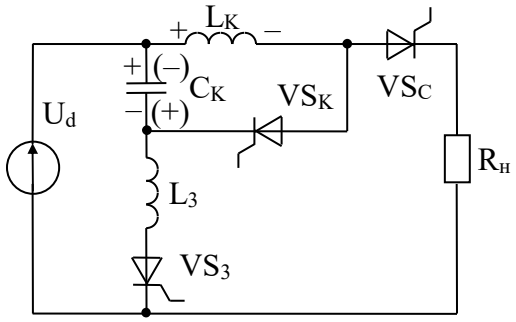


Рис. 1.30

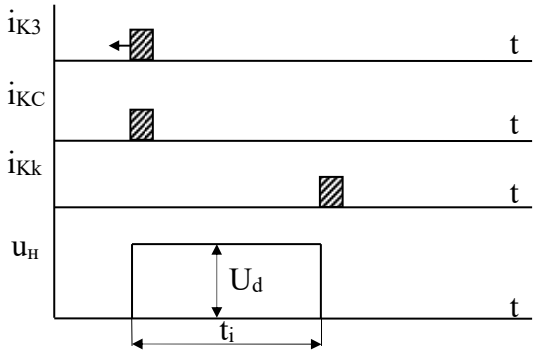


Рис. 1.31

Оскільки $U_C > U_d$ силовий тиристор VS_C виключається і навантаження $R_н$ одразу відділяється від джерела U_d та елементів вузла комутації $L_K C_K$. Завдяки цьому імпульс напруги на навантаженні має таку ж саму форму, як і у імпульсних регуляторах на повністю керованих ключах (рис.1.31). Тому жорсткість регулювальних характеристик даної схеми буде більшою, а діапазон регулювання ширшим, ніж у попередніх схем.

У розглянутій схемі комутація є – послідовною, незалежною, двохступінчатою.

Однак розглянута схема має і суттєвий недолік. Після закривання силового тиристора VS_C струм дроселя L_K, що дорівнював струму навантаження $i_н$, переходить у комутуючий тиристор VS_K і енергія, що була накопичена в дроселі L_K передається в комутуючий конденсатор C_K. Очевидно, що після кожної комутації до комутуючого конденсатора C_K буде надходити нова порція енергії:

$$W = \frac{L_k i_i^2}{2}.$$

За рахунок цього напруга на комутуючому конденсаторі буде зростати. Для обмеження зростання цієї напруги треба передбачити заходи для розсіювання надлишків енергії, або, що краще, передавання її в джерело живлення або навантаження. У першому випадку зменшується *ККД* схеми, а у другому - схема суттєво ускладнюється.

Розглянута вище класифікація вузлів примусової комутації тиристорів дає можливість звести усю багатоманітність існуючих схем до порівняно невеликої кількості груп, які мають аналогічні властивості. Це полегшує аналіз процесів у вузлах комутації та їх розрахунок, а також дає можливість вибрати найбільш придатний для конкретної галузі застосування вузел комутації.

Якісні показники вузла комутації відображає його **комутаційна характеристика.**

Комутаційна характеристика - це залежність часу, який надається тиристору для відновлення вентильних властивостей від сили струму, який протікав через тиристор безпосередньо перед комутацією.

$$t_{відновл.} = f(I_н).$$

Комутаційні характеристики одержують аналізуючи процеси, які відбуваються у структурі вузла комутації. Оскільки одну й ту ж саму структуру має ціла група вузлів комутації, одержану для даної структури комутаційну характеристику можна використовувати для розрахунку досить великої групи різних вузлів комутації.

Як приклад, проаналізуємо більш докладно вузел комутації, схема якого наведена на рис.1.26. При включенні комутуючого тиристора VS_K створюється практично короткозамкнений контур C_K - VS_K - VS_C - C_K (вважаємо, що опір включених тиристорів $r \to 0$). Внаслідок цього струм у цьому контурі $i_к$ швидко зростає. Як тільки цей струм досягне значення $\approx I_н$ (струм, що протікав через силовий тиристор VS_C у навантаження $Z_н$), сумарний струм через силовий тиристор стає меншим від струму утримування і VS_C виключається. Після цього починається процес перезаряджання конденсатора C_K по колу, вказаному безперервною

стрілкою i_c. Оскільки у момент комутації струм $i_к$ зростає дуже швидко, до момента виключення силового тиристора VS_C напруга на конденсаторі C_K практично не встигає змінитися. Будемо вважати, що у момент комутації напруга на конденсаторі C_K $U_{C_k} = U_d$. Перезаряджання конденсатора здійснюється струмом навантаження $i_н$. Як правило, для згладжування пульсацій струму послідовно з навантаженням $R_н$ ставлять дросель $L_н$ з достатньо великою індуктивністю. У зв'язку з цим на інтервалі комутації струм навантаження $i_н$ не встигає помітно змінитися ($i_н = I_н$). У зв'язку з цим у розрахунковій схемі (рис.1.32) навантаження можна замінити джерелом струму $J = I_i$.

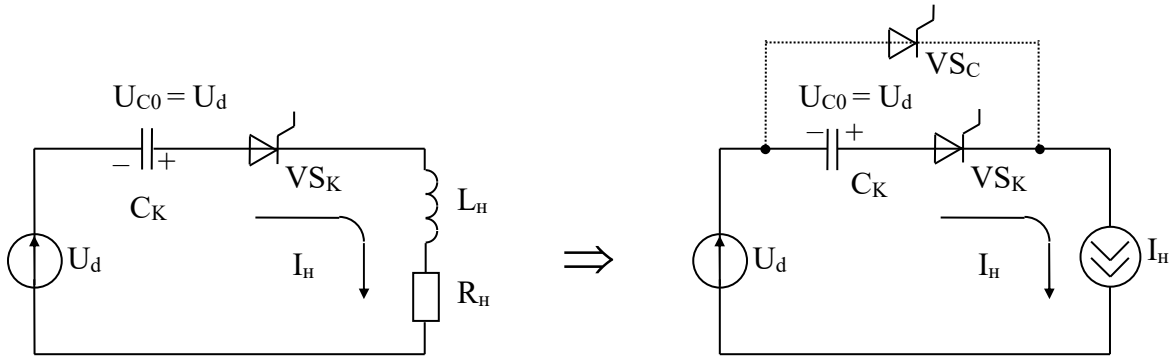


Рис.1.32

Згідно до розрахункової схеми напруга на конденсаторі $C_к$ буде змінюватися за законом:

$$u_c(t) = -U_{Co} + \frac{1}{C_k}\int_o^t I_i\,dt = -U_{Co} + \frac{I_i t}{C_k}. \qquad (1.21)$$

На силовому тиристорі VS_c зворотня напруга буде зберігатися до моменту, коли напруга на конденсаторі $C_к$ проходитиме через нуль. Отже, час, який надається для відновлення вентильних властивостей, можна розрахувати з такого рівняння: $-U_{Co} + \frac{I_i t_{\text{âäíâ î âë.}}}{C_k} = 0$.

Таким чином комутаційна характеристика для розглянутої структури вузла комутації описується виразом

$$t_{\text{âäíâ î âë.}} = \frac{\tilde{N}_k U_{Co}}{I_i} \qquad (1.22)$$

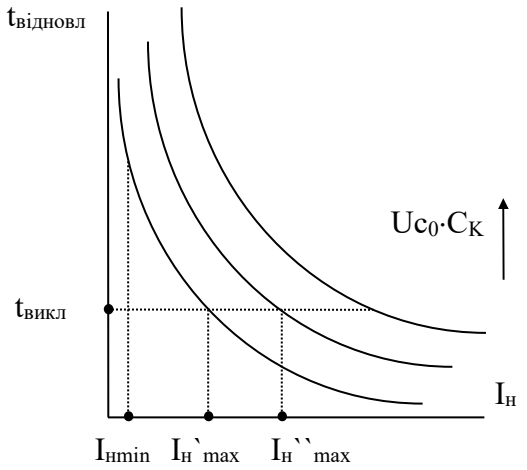


Рис. 1.33

Графіки комутаційної характеристики наведені на рис.1.33.

Як видно з комутаційних характеристик, при малих струмах у навантаженні час перезаряджання конденсатора, а отже $t_{відновл.}$ сильно зростає. Якщо частота комутації силового тиристора VS_C досить

висока, комутуючий конденсатор не встигає перезаряджатися і вузел комутації не буде готовий до чергової комутації. У цьому випадку треба обмежувати мінімальний струм навантаження $I_{нmin}$.

Якщо струм $i_н > I_{нmax}$, час для відновлення вентильних властивостей тиристора VS_C є недостатнім ($t_{відновл.} < t_{викл}$). При цьому силовий тиристор повторно включається і подальша робота вузла комутації неможлива.

Отже, розглянутий вузел комутації може працювати в обмеженому діапазоні зміни струму навантаження $I_{нmin}...I_{нmax}$. За допомогою комутаційних характеристик можна розрахувати необхідну ємність комутуючого конденсатора C_K. Цю ж ємність можна розрахувати аналітично, користуючись виразом:

$$C_{ê} = \frac{t_{â³äí î âë} I_{í}}{U_{C_0}} \qquad (1.23)$$

Аналогічно можна одержати комутаційні характеристики для інших структур вузлів комутації.

3. Імпульсні регулятори змінної напруги

Як і при регулюванні постійної напруги, при імпульсному регулюванні змінної напруги між джерелом живлення та навантаженням ставлять керований ключ *S*, який періодично замикається та розмикається з певною частотою $f_к$. Відмінність полягає в тому, що в регуляторах змінної напруги напруга живлення також має періодичний характер і змінюється із своєю частотою $f_м$. У залежності від співвідношення частот $f_к$ та $f_м$ можна виділити такі способи імпульсного регулювання змінної напруги (рис. 1.43, а, б, в) :

а)регулювання на низькій частоті (НЧ), при $f_к < 2f_м$;

б)регулювання на основній частоті (ОЧ), при $f_к = 2f_м$;

в)регулювання на високій частоті (ВЧ), при $f_к > 2f_м$.

Якщо відношення частот $f_к$ та $f_м$ є кратним, регулювання називають *синхронним*. В іншому випадку регулювання є *асинхронним*.

Як і при регулюванні сталої напруги при регулюванні змінної напруги може використовуватися широтно-імпульсне (*ШІР*) та частотно-імпульсне (*ЧІР*) регулювання. При *ШІР* регулювання може бути як синхронним, так і асинхронним. При *ЧІР* регулювання є асинхронним і тільки при певних значеннях частоти $f_к$ стає синхронним.

Оскільки при імпульсному регулюванні на основній частоті (ОЧ) $f_к = 2f_м$, таке регулювання є синхронним. Отже регулювання можливе лише за рахунок широтно-імпульсної модуляції. Таке регулювання часто називають *фазовим* регулюванням.

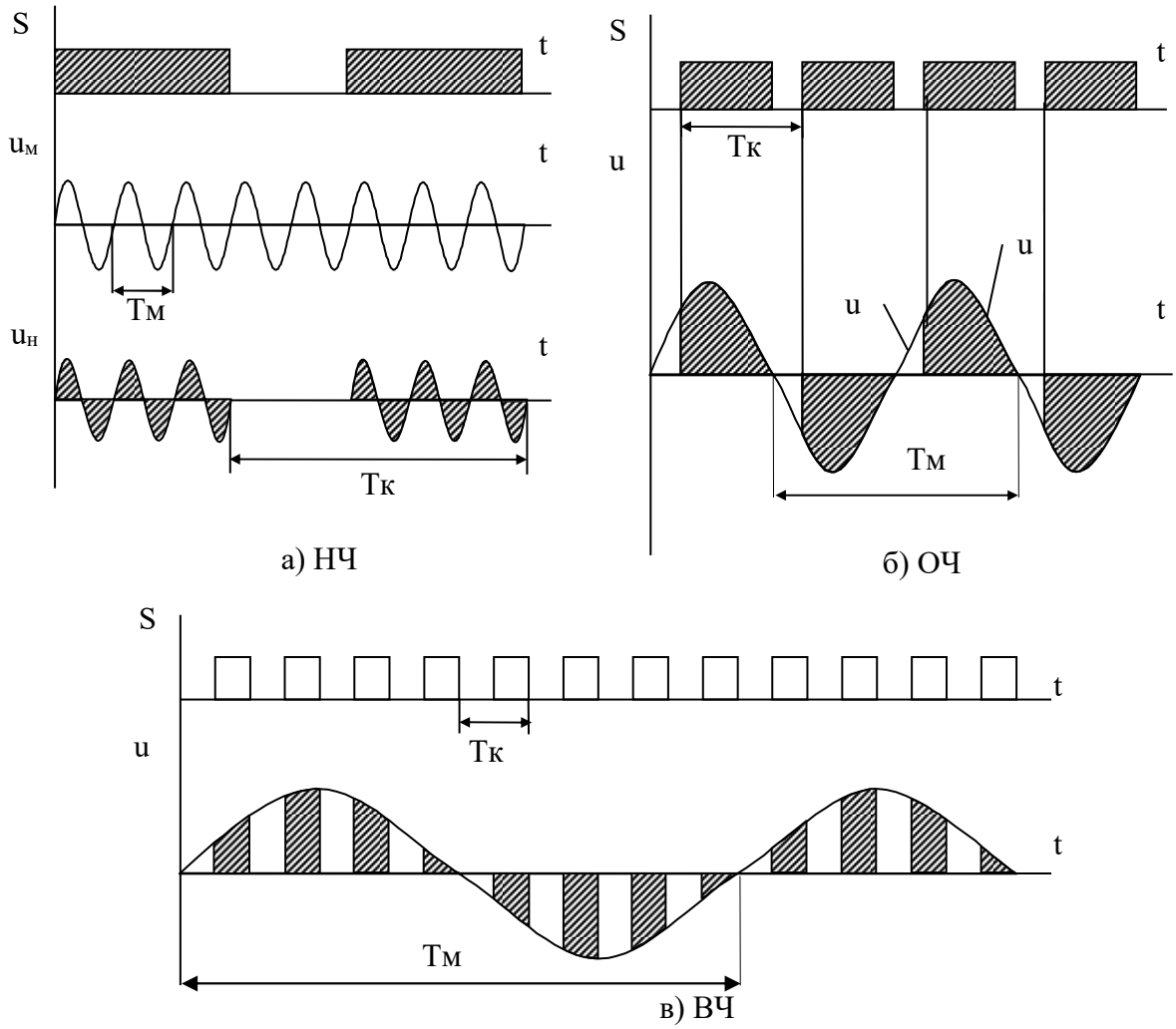


Рис.1.43

Спосіб імпульсного регулювання на низькій частоті (*НЧ*) застосовується у тих випадках, коли навантаження є інерційним. Якщо замикання ключа відбувається у моменти проходження напруги мережі через нуль, такі регулятори практично не створюють радіозавад.

Головним недоліком таких регуляторів є те, що вони спотворюють струм, а, отже і напругу мережі. Тому таке регулювання доцільне, коли потужність навантаження значно менша потужності мережі.

Фазове регулювання ($f_к = 2f_м$)

Найбільш широке застосування має фазове регулювання в зв'язку з простотою схем, що його реалізують, високим *ККД*, малими габаритами та ін. Головний недолік таких схем – зменшення коефіцієнта потужності із збільшенням діапазону регулювання.

Фазове регулювання моментів вмикання та вимикання силових ключів, що включаються послідовно з навантаженням на основній частоті ($f_к = 2f_м$) можна виконати трьома способами:

а) вмиканням силового ключа із запізненням відносно моменту природного ввімкнення і вимиканням його у момент природного вимкнення (рис.1.44,а)

б) вмиканням силового ключа у момент природного ввімкнення і вимиканням з випередженням відносно моменту природного вимкнення (рис.1.44, б),

в) вмиканням силового ключа із запізненням відносно моменту природного ввімкнення і вимиканням з випередженням відносно моменту природного вимкнення (рис.1.44, в).

Найпростіший перший спосіб регулювання (рис.1.44, а) з вимиканням ключа в момент природного вимкнення. Для його реалізації можна використовувати ключі змінного струму на базі тиристорів або симісторів (рис.1.45, а), природне вимкнення яких відбувається при зміні полярності прикладеної напруги. Для реалізації двох інших способів треба використовувати повністю керовані ключі змінного струму на базі транзисторів або двоопераційних тиристорів.

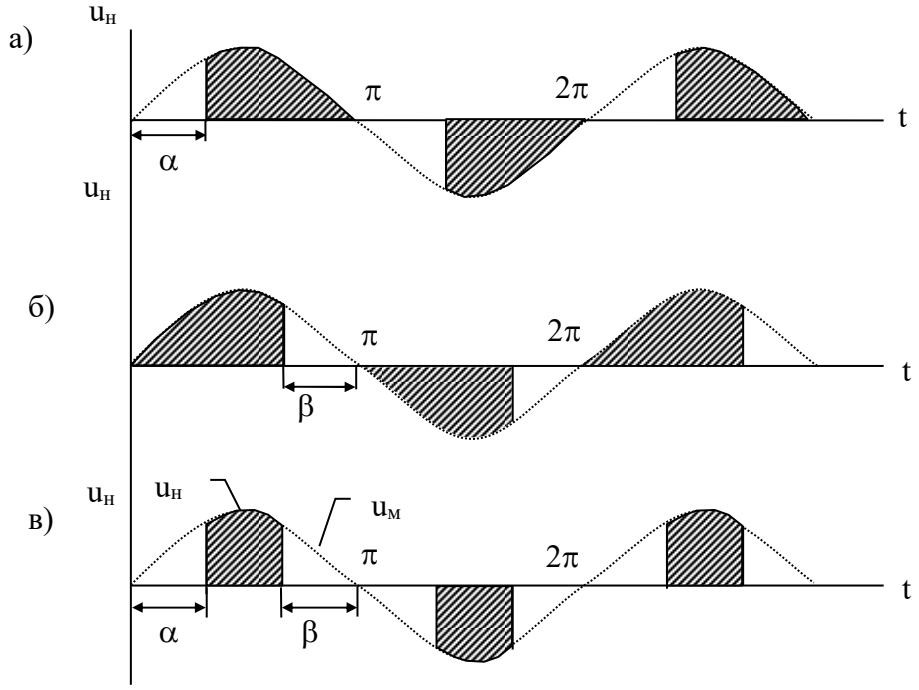


Рис. 1.44

Регулювальна характеристика такого регулятора при активному навантаженні $R_н$ та синусоїдальній напрузі мережі $u_м=U_m sin\omega t$ у відносних одиницях має такий вигляд:

$$\frac{U_H}{U_M} = \frac{\sqrt{1/\pi \int_{\alpha}^{\pi} U_m^2 \sin^2 \upsilon d\upsilon}}{U_m/\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{\pi - \alpha - \sin 2\alpha / 2}}{\sqrt{\pi}}, \qquad (1.35)$$

де $U_н$, $U_м$ - діючі значення напруги навантаження та мережі.

Ця характеристика показана на рис.1.45, б під номером 1.

Якщо для третього способу регулювання схема формує симетричний імпульс напруги на навантаженні (рис.1.44,в), то його регулювальна характеристика у відносних одиницях має такий вигляд:

$$\frac{U_H}{U_M} = \frac{\sqrt{1/\pi \int_{\pi+\alpha}^{\pi-\alpha} U_m^2 \sin^2 \upsilon d\upsilon}}{U_m/\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{1 + \sin 2\alpha}}{\pi}, \qquad (1.36)$$

Ця характеристика показана на рис.1.45, б під номером 3.

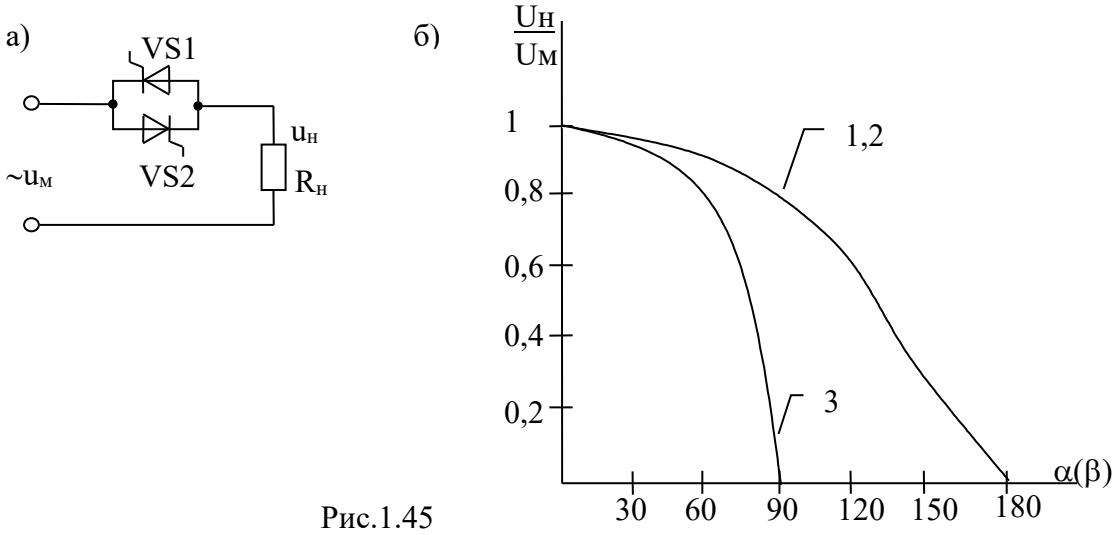
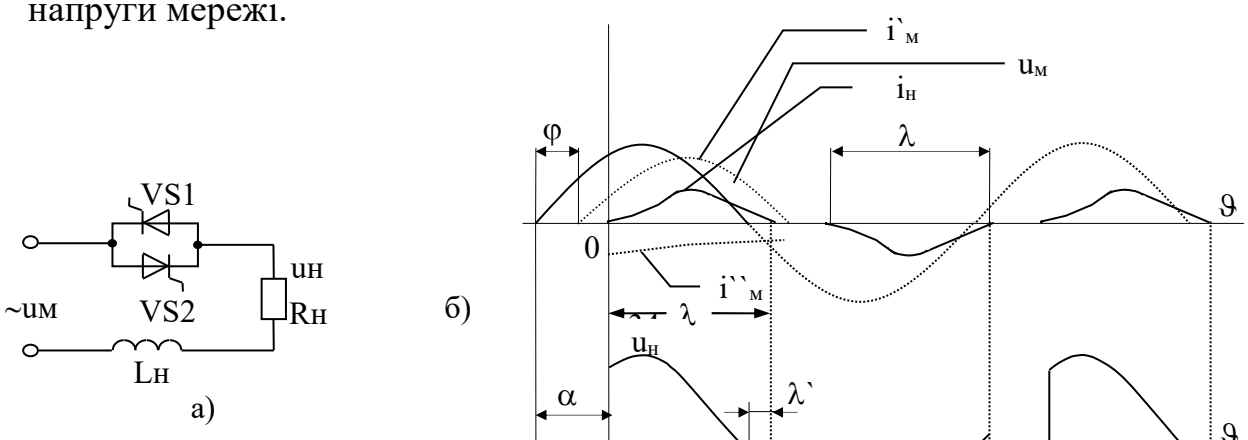


Рис.1.45

Чим більший фазовий зсув першої гармоніки струму, що споживається з мережі, відносно синусоїдальної напруги живлення та чим більший коефіцієнт спотворення струму, тим менший коефіцієнт потужності.

Розглянемо роботу фазового регулятора, при активно-індуктивному навантаженні, якщо реалізується перший спосіб регулювання. На рис.1.46 приведені еквівалентна схема та часові діаграми струму навантаження та напруги мережі.



Тривалість протікання струму через тиристор *VS1* λ буде більшою ніж при чисто активному навантаженні ($\lambda > \pi - \alpha$) на величину λ'. Це пояснюється тим що в момент переходу напруги мережі через нульове значення струм в вентилі продовжує протікати за рахунок енергії, яка накопичена в індуктивності навантаження $L_н$. При цьому полярність напруги на навантаженні змінюється і стає протилежною до полярності струму. Тому на інтервалі λ' енергія, яка була накопичена в індуктивності навантаження, частково повертається в мережу.

Із зміною кута керування α змінюватиметься діюче значення напруги на навантаженні. Однак, на відміну від чисто активного навантаження, ця напруга залежатиме не тільки від кута керування α, а й від сталої часу кола навантаження $\tau_н = L_н / R_н$. Чим більше $\tau_н$ тим більшими будуть тривалість інтервалу λ' і діюче значення напруги на навантаженні $U_н$. Із зменшенням кута керування α пауза у протіканні струму навантаження скорочується і при деякому критичному значенні кута керування $\alpha_{кр}$ пауза зникає. У цьому випадку напруга і струм у навантаженні є чисто синусоїдальними

При подальшому зменшенні кута керування ($\alpha < \varphi$), за умови, що тривалість імпульсів керування тиристорами буде більше за $\varphi - \alpha$, струм та напруга на навантаженні не змінюються. При чисто індуктивному навантаженні ($\varphi = \pi/2$) діапазон зміни кута керування α становить $\pi/2 < \alpha < \pi$. Регулювальні характеристики розглянутого фазового регулятора в залежності від характеру навантаження подані на рис.1.47.

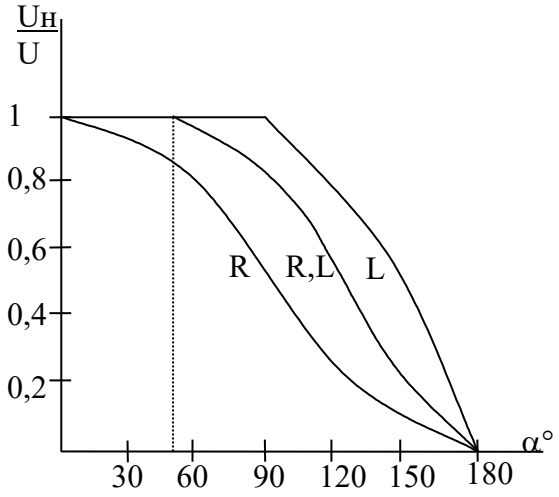


Рис. 1.47

Фазові регулятори широко використовуються для регулювання діючого значення змінної напруги на навантаженні (наприклад, у регуляторах освітлення). Іншою галуззю застосування є регулювання напруги живлення некерованих випрямлячів. В деяких випадках, коли необхідно одержати на навантаженні значні напруги (високовольтні випрямлячі) або малі напруги і значні струми (низьковольтні випрямлячі), виникає необхідність використовувати відповідні послідовне і паралельне ввімкнення вентилів у випрямлячі. При цьому значно ускладнюється система керування, оскільки виникає необхідність синхронно керувати великою кількістю вентилів. Крім того, у високовольтних випрямлячах виникає проблема забезпечення електричної розв'язки (ізоляції) високовольтного силового кола і системи керування. Тому в подібних випадках доцільно регулювання здійснювати зі сторони змінного струму за допомогою фазового регулятора, який вмикається в коло первинної обмотки трансформатора. Регульована змінна

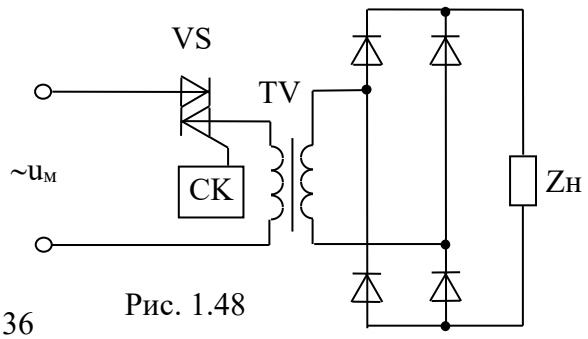


Рис. 1.48

напруга подається на вторинну обмотку трансформатора, де вона випрямляється звичайним випрямлячем (рис.1.48).

Фазоступінчасте регулювання

Ступінчастий спосіб регулювання змінної напруги за допомогою трансформатора з відпайками і групами перемикачів широко відомий і був розглянутий стосовно випрямлячів в частині першій підручника “Перетворювальна техніка”.

Розглянемо регулятор, рис.1.49, а, навантаженням якого є резистор $R_н$.

Під’єднуючи навантаження до різних відпайок вторинної обмотки трансформатора, можна змінювати діюче значення напруги на навантаженні. Перевага такого способу регулювання полягає у відсутності спотворень напруги і струму у навантаженні. Недоліком є дискретність регулювання. Для одержання більшої кількості рівнів регулювання необхідно збільшувати кількість відпайок у трансформаторі, а також кількість перемикачів.

Якщо як перемикачі використовувати керовані ключі змінного струму, ступінчастий спосіб регулювання можна поєднати з фазовим.

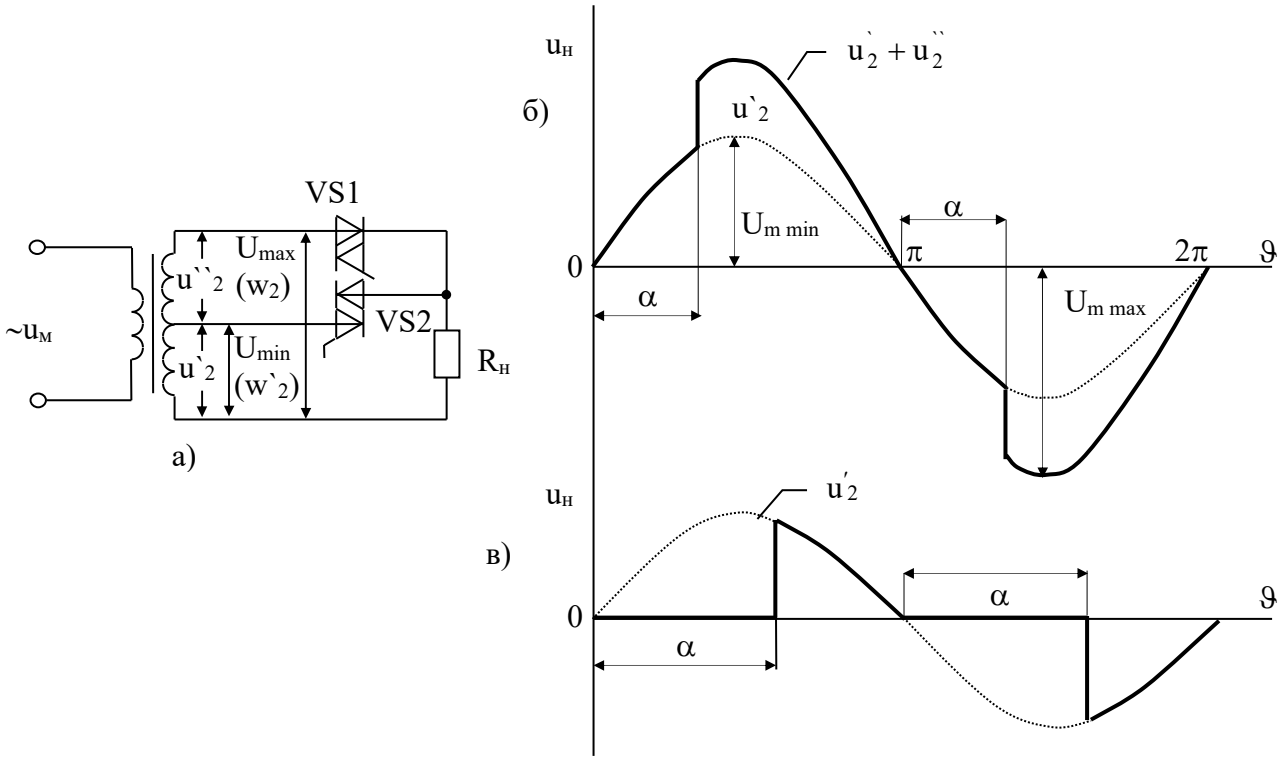


Рис.1.49

Фазоступінчастний спосіб регулювання полягає в тому що за допомогою ключів змінного струму (наприклад, симісторів) навантаження під’єднується до відповідної відпайки трансформатора в момент проходження напруги мережі через нуль. Потім з деяким запізненням на кут керування навантаження під’єднується до іншої відпайки, яка перебуває під більш високою напругою. Змінюючи кут керування α, можна забезпечити плавне регулювання діючого значення напруги на навантаженні в межах кожного ступеня.

Вторинна обмотка трансформатора має секції з напругами $u_2' = U_m' sin\upsilon$ та $u_2'' = U_m'' sin\upsilon$, які з'єднуються з навантаженнями за допомогою симісторів *VS1* і *VS2*. Якщо вмикається симістор *VS1* у момент проходження напруги мережі через нуль одержимо максимальну напругу на навантаженні $u_н = u_2' + u_2'' = U_{mmax}\ sin\upsilon$ (рис.1.49, б). Якщо в момент проходження напруги мережі через нуль вмикати симістор *VS2*, а потім з запізненням на кут керування α симістор *VS1*, забезпечується плавне регулювання напруги на навантаженні у діапазоні від діючого значення U_2' до значення $U_2' + U_2''$.

Якщо у момент проходження через нуль напруги мережі симістори не вмикати, а потім із затримкою на кут керування α ввімкнути симістор *VS2*, матемо змогу регулювати діюче значення напруги на навантаженні від 0 до U_{2min} (рис.1.49, в).

Фазоступінчастий спосіб керування, на відміну від ступінчастого, дозволяє плавно регулювати діюче значення напруги на навантаженні у широкому діапазоні і порівняно з фазовим методом регулювання він забезпечує менші спотворення напруги і струму у навантаженні. Внаслідок цього підвищується коефіцієнт потужності. Недоліком фазоступінчастого методу регулювання є складніша конструкція трансформатора, а також необхідність застосування велику кількість керованих ключів і ускладнення системи керування.

Імпульсне регулювання на високій частоті ($f_к > 2f_м$)

Ефективним способом регулювання змінної напруги є імпульсне регулювання на високій частоті.

Якщо напругу вольтодобавки $u_{в.д.}(\omega t)$, рис.1.50, промодулювати за допомогою ідеальних ключів на частоті $\Omega > \omega$, де $\Omega/\omega = m > 2$, то модульовану напругу вольтодобавки $u''_{мод.в.д}\ (\omega t)$ можна представити як добуток безперервної напруги $u_{в.д.}(\omega t)$ на комутаційну функцію $S(\Omega t)$

$$u''_{мод.в.д.}(\omega t) = u_{в.д.}(\omega t)S(\Omega t)\ , \qquad (1.45)$$

де $S(\Omega t)$ – одинична комутаційна функція, яка може бути представлена тригонометричним рядом Фур'є

$$S(\Omega t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{\sin(2k-1)\Omega t}{2k-1}. \qquad (1.46)$$

В (1.46.) k = 1,2,3 номер гармоніки, $\Omega = m\omega$.

Вихідна модульована напруга при активному навантаженні буде дорівнювати сумі напруг мережі $u'_{мер}(\omega t)$ та модульованої напруги вольтодобавки $u''_{мод.в.д}(\omega t)$:

$$u_{н\ мод}(\omega t) = U_m^{`}\sin\omega t + U_m^{``}\sin\omega t\left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{\sin(2k-1)m\omega t}{2k-1}\right]. \qquad (1.47)$$

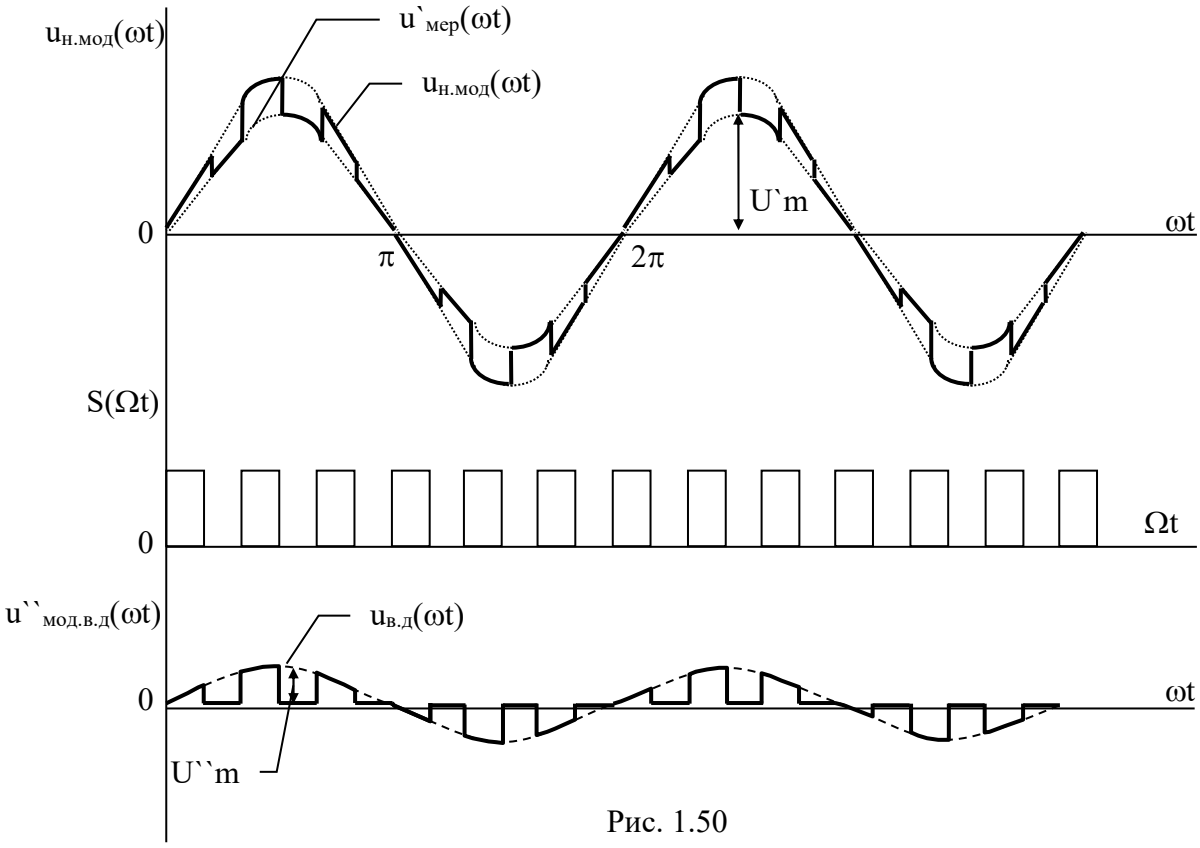


Рис. 1.50

З аналізу основних енергетичних показників широтно-імпульсних регуляторів випливає, що за регулюванням напруги без зсуву по основній гармоніці коефіцієнт потужності вищий порівняно з регулюванням з зсувом. Оптимальне значення відношення частоти напруги модуляції до частоти напруги мережі $m = \Omega/\omega$ знаходиться в межах 20-30. При більшому значенні цього відношення основні енергетичні параметри змінюються неістотно.

Однотактні перетворювачі постійної напруги з трансформаторним розділенням вхідних та вихідних кіл

Однотактні перетворювачі постійної напруги з трансформаторним розділенням вхідних та вихідних кіл

В однотактних перетворювачах напруги (*ОПН*) комутація силових ключових елементів здійснюється один раз за період змінної напруги. Залежно від способу передачі електричної енергії від джерела живлення до навантаження *ОПН* можуть бути умовно поділені на дві групи: *ОПН* зі зворотнім ввімкненням випрямляючого діода (рис.1.1,а) та *ОПН* з прямим ввімкненням діода (рис.3.1,а).

В *ОПН* зі зворотнім ввімкненням діода на інтервалі замкнутого стану силового керованого ключа (на інтервалі імпульса) випрямляючий діод закритий і коло навантаження відключене від вторинної обмотки трансформатора.

В *ОПН* з прямим ввімкненням діода на інтервалі замкнутого стану силового ключа випрямляючий діод відкритий і навантаження підключене до вторинної обмотки трансформатора.

1. Однотактний перетворювач постійної напруги із зворотнім ввімкненням випрямляючого діода і незалежним збудженням

При розгляданні роботи і проведенні аналізу електромагнітних процесів у схемах *ОПН* зробимо такі основні припущення:

* транзистори і діоди є ідеальними ключами;
* активні втрати потужності у трансформаторах, дроселях та конденсаторах дорівнюють нулю;
* трансформатори та дроселі згладжувальних фільтрів є лінійними елементами і їх осердя не насичуються;
* величина напруги пульсації на навантаженні перетворювача досить мала і нею можна знехтувати.

В такому перетворювачі імпульсний трансформатор *TV1* використовують для накопичування електромагнітної енергії і, водночас, для здійснення гальванічної розв'язки вихідного кола від вхідного. Часові діаграми, які пояснюють роботу перетворювача, наведені на рис.1.1,г.

З момента відкривання транзистора t_1 (за допомогою системи керування (*СК*)) через первинну обмотку трансформатора W_1 від джерела живлення *E* починає протікати зростаючий за величиною струм i_1, який створює магніторушійну силу (*МРС*) $F_1=i_1W_1$. Внаслідок цього в осерді трансформатора збуджується зростаючий магнітний потік *Ф*, в магнітному полі осердя накопичується енергія а на обмотках наводиться *ЕРС* з полярністю, яка вказана на рис.1.1,а без дужок. Випрямляючий діод *VD1* закритий зворотньою напругою і коло навантаження відключене від трансформатора. Безперервне протікання струму у навантаженні забезпечується фільтруючим конденсатором С. Еквівалентна схема заміщення перетворювача для цього інтервала часу наведена на рис.1.1,б.

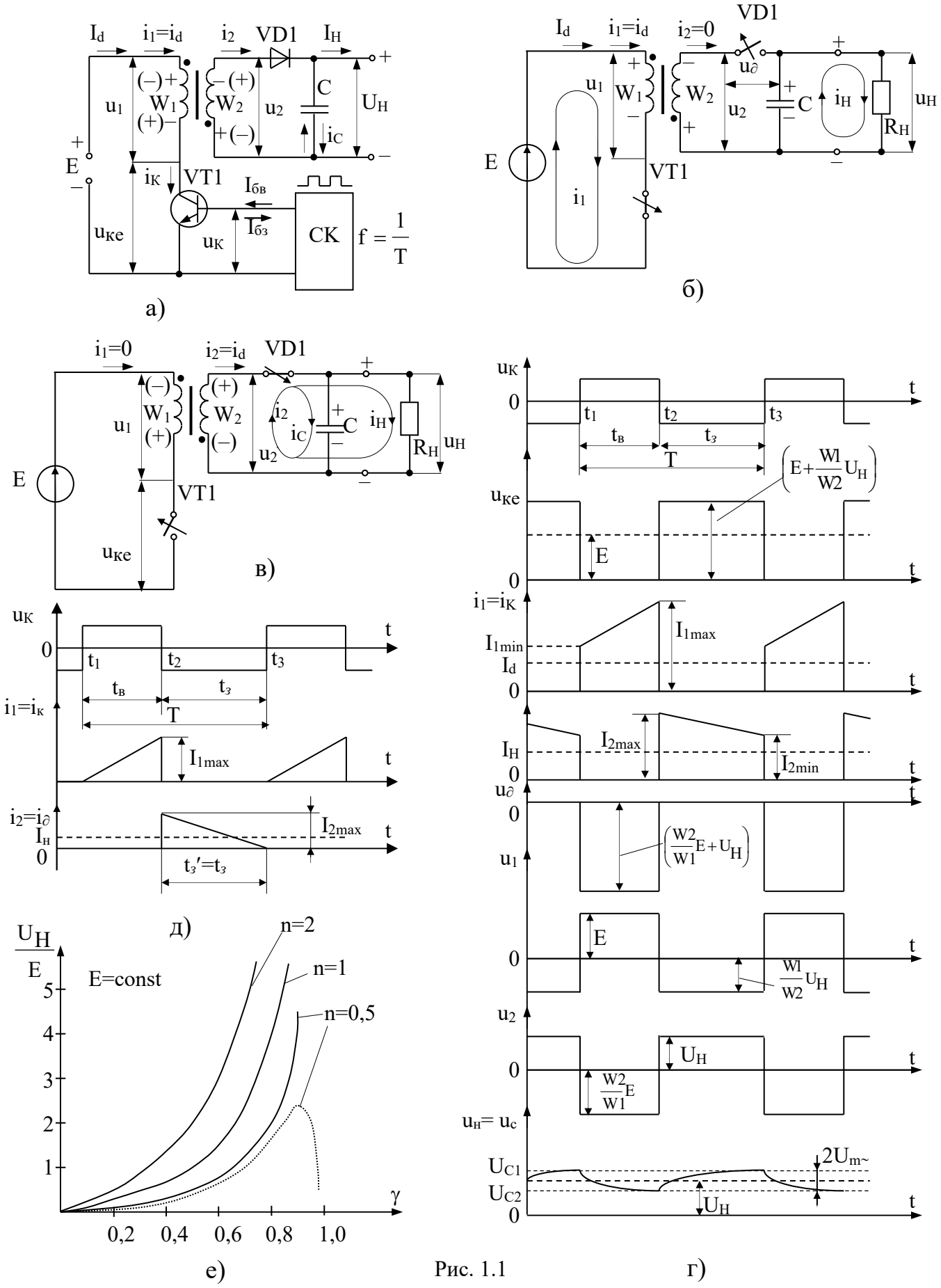


Рис. 1.1

В момент часу t_2 транзистор закривається. Внаслідок струм i_1 у первинній обмотці трансформатора досить швидко зменшується до нуля. *ЕРС* самоіндукції, прагнучи підтримати струм в обмотці, змінює свою полярність на протилежну (на рис.1.1,а...в наведена в дужках). При цьому відкривається випрямляючий діод *VD1* і енергія, що накопичена в магнітному полі, передається в навантаження і конденсатор фільтра С. Напруга на конденсаторі, яка дорівнює напрузі на вторинній обмотці трансформатора, збільшується. При цьому полярність напруги u_2 протилежна до тої, що мала місце на інтервалі відкритого стану транзистора *VT1*. Саме цим забезпечується рівність нулю середнього за період значення змінної напруги на вторинній і первинній обмотках трансформатора і розмагнічування осердя до початкового магнітного стану.

Еквівалентна схема для вказанного інтервала часу наведена на рис. 1.1,в. Внаслідок втрат енергії у колі навантаження, струм i_2 у вторинній обмотці і магнітний потік в осерді трансформатора зменшується.

Швидкість зменшення струму i_2 залежить від сталої часу кола навантаження. Якщо протягом інтервала паузи $t_2...t_3$ струм у вторинній обмотці не встигне зменшитися до нуля, то перетворювач буде працювати у режимі безперервного магнітного потока (режим I). При недостатній величині індуктивності L_2 або малому струмі навантаження $I_Н$, струм i_2 зменшується до нуля раніше, ніж відкриється транзистор *TV1* і перетворювач переходить у режим переривчатого магнітного потока (режим II).

В момент часу t_3 знову відкривається транзистор *VT1* і розглянуті процеси повторюються.

Аналіз роботи ОПН у режимі безперервного магнітного потока (режим I)

Часові діаграми струмів і напруг в елементах перетворювача, що працює у режимі I, наведені на рис.1.1,г.

Для інтервала відкритого стану транзистора *VT1* з урахуванням наведених вище припущень, справедлива схема заміщення, яка показана на рис.1.1,б. Напруга джерела живлення *E* через транзистор *VT1* прикладена до первинної обмотки і врівноважується *ЕРС* самоіндукції цієї обмотки:

$$u_1 = E = L_1 \frac{di_1}{dt} = W_1 \frac{d\Phi}{dt}, \qquad (1.1)$$

де $L_1 = \dfrac{W_1^2 \mu_{еф} S_м}{l_C}$ – індуктивність первинної обмотки трансформатора;

$\mu_{еф} = \dfrac{\mu_\partial}{1 + \dfrac{\mu_\partial l_з}{\mu_o l_c}}$ – ефективна магнітна проникливість; μ_∂ – диференційна магнітна проникливість матеріала осердя на робочій ділянці кривої намагнічування; μ_o – $4\pi*10^{-7}$ Г/м – магнітна проникливість вакууму; l_C - середня довжина магнітної силової лінії осердя; $l_З$ - довжина немагнітного зазору, котрий вводиться в осердя

для виключення магнітного насичення, яке може статися внаслідок підмагнічування сталою складовою струму первинної обмотки; немагнітний зазор також стабілізує величину індуктивності L_1 при зміні струму i_1; $S_М$ - активна площа перерізу магнітопроводу.

Змістивши початок координат в точку $t = t_1$, яка співпадає з початком інтервала, що розглядається і інтегруючи рівняння (1.1) з урахуванням початкових умов

$$i_1\big|_{t=t_1} = I_{1\min}; \quad \Phi\big|_{t=t_1} = \Phi_1,$$

визначимо закон зміни струму у первинній обмотці трансформатора і магнітного потока в осерді:

$$i_1 = I_{1\min} + \frac{E}{L_1}t; \tag{1.2}$$

$$\Phi = \Phi_1 + \frac{E}{W_1}t. \tag{1.3}$$

З виразів (1.2), (1.3) витікає, що струм i_1 та магнітний потік в осерді збільшується за лінійним законом. За час відкритого стану транзистора струм первинної обмотки та магнітний потік в осерді досягають максимальних значень (рис.1.1,г):

$$I_{1\max} = I_{1\min} + \frac{E}{L_1}t_в; \tag{1.4}$$

$$\Phi_2 = \Phi_1 + \frac{E}{W_1}t_в. \tag{1.5}$$

Доки транзистор *VT1* відкритий, на вторинній обмотці трансформатора *TV* діє напруга

$$u_2 = \frac{W_2}{W_1}u_1 = \frac{W_2}{W_1}E = nE \tag{1.6}$$

з полярністю, що вказана на рис.1.1а,б без дужок; $n = \frac{W_2}{W_1}$ - коефіцієнт трансформації.

При цьому до закритого діода *VD1* прикладена зворотня напруга, яка дорівнює сумі напруг на вторинній обмотці і на навантаженні:

$$U_{\partial m} = u_2 + u_H = \frac{W_2}{W_1}E + U_H = nE + U_H. \tag{1.7}$$

Протягом інтервала часу t_1 ... t_2 конденсатор фільтра С розряджається на опір навантаження і напруга на ньому зменшується за експоненційним законом:

$$u_C = u_H = U_{C1}e^{-\frac{t}{CR_H}}, \tag{1.8}$$

де U_{C1} - напруга на навантаженні на момент відкривання транзистора *VT1*.

Внаслідок розряду конденсатора в момент t_2 напруга на навантаженні досягає мінімального значення

$$U_{C2} = U_{C1} e^{-\frac{t_в}{CR_H}}. \qquad (1.9)$$

Розмах вихідних пульсацій (подвійна амплітуда) визначається виразом:

$$2U_{m\sim} = U_{C1} - U_{C2} = U_{C1}(1 - e^{-\frac{t_в}{CR_H}}) \qquad (1.10)$$

і залежить від сталої часу кола навантаження $\tau_H = CR_H$.

Якщо пульсації напруги на навантаженні малі то конденсатор C розряджається, майже постійним струмом навантаження $i_c(t) = -I_н$, тому напруга на ньому зменшується практичнго за лінійним законом:

$$u_C(t) = \frac{1}{C}\int_0^t (-I_H)dt = U_{C1} - \frac{I_H}{C}t. \qquad (1.11)$$

В момент часу t_2 напруга на конденсаторі досягає свого мінімального значення U_{C2} яке визначається з (1.11):

$$U_{C2} = U_{C1} - \frac{I_H}{C}(t_2 - t_1) = U_{C1} - \frac{I_H T\gamma}{C} = U_{C1} - \frac{I_H \gamma}{Cf}. \qquad (1.12)$$

Розмах вихідних пульсацій (подвійна амплітуда)

$$2U_{m\sim} = U_{C1} - U_{C2} = \frac{I_H \gamma}{Cf}. \qquad (1.13)$$

При збільшенні струму навантаження I_H розмах вихідних пульсацій зростає.

Ємність фільтруючого конденсатора при заданій амплітуді пульсацій $U_{m\sim}$ обчислюється за формулою:

$$C = \frac{I_H \gamma}{2fU_{m\sim}}. \qquad (1.14)$$

Щоб зменшити масу та габарити фільтра треба підвищувати частоту перетворення f.

При $R_H = const$ та збільшенні C розмах пульсацій буде зменшуватися. У граничному випадку, коли $C = \infty$, $2U_{m\sim} = 0$, напруга на навантаженні ідеально згладжена і дорівнює середньому значенню:

$$u_C = u_H = U_H.$$

Саме це припущення використано при побудові часових діаграм u_{KE}, $u_д$, u_1, u_2 на рис.1.1,г.

В момент часу t_2 виключається транзистор *VT1* і відкривається випрямляючий діод *VD1*. Для інтервала часу закритого стану транзистора $(t_2 < t < t_3)$ справедлива еквівалентна схема, наведена на рис.1.1,в.

Як бачимо зі схеми протягом вказаного інтервала заряджений конденсатор C через відкритий діод *VD1* підключений до вторинної обмотки трансформатора і напруга на ньому врівноважується *ЕРС* самоіндукції вторинної обмотки:

$$u_2 = L_2 \frac{di_2}{dt} = W_2 \frac{d\Phi}{dt} = -u_C = -U_H. \qquad (1.15)$$

$$i_2 = I_{2\max} - \frac{U_H}{L_2} t; \qquad (1.16)$$

З одержаних виразів бачимо, що струм вторинної обмотки та магнітний потік в осерді зменшується за лінійним законом.

При відсутності втрат енергії в елементах перетворювача, енергія ΔW_1 накопичена в магнітному полі осердя на інтервалі імпульса дорівнює енергії ΔW_2, що передається у навантаження через вторинну обмотку на інтервалі паузи.

Коли на інтервалі $t_2...t_3$ струм i_2 встигає зменшитися до нуля раніше, ніж відбудеться наступне відкривання транзистора, $I_{2min} = 0$ і схема працює у режимі переривчатого магнітного потоку. При цьому початкове значення колекторного струму у момент включення транзистора $I_{1min} = 0$.

Тривалість інтервала $t_з'$ впродовж якого струм i_2 зменшується до 0, визначимо з умови:

$$i_2\big|_{t=t_з^{`}} = I_{1\max} \frac{W_1}{W_2} - \frac{U_H}{L_2} t_з^{`} = 0,$$

звідки одержимо

$$t_з^{`} = \frac{I_{1\max} L_2}{U_H} \cdot \frac{W_1}{W_2}. \qquad (1.17)$$

Якщо струм i_2 досягає нульового значення в момент часу t_3 коли відкривається транзистор, тоді $t_з' = t_з$ і в схемі встановлюється граничний режим.

Часові діаграми струмів i_1, i_2 для граничного режиму показані на рис.1.1,д. Інші діаграми мають той самій вигляд, що і для режиму I (рис.1.1,г).

Знайдемо регулювальну характеристику перетворювача в першому режимі.

Для цього спочатку визначимо середнє значення вихідної напруги перетворювача. Приймемо до уваги, що в усталеному режимі роботи перетворювача середнє за період значення напруги на будь-якій обмотці трансформатора *TV1* дорівнює нулю. Наприклад, для обмотки W_1 :

$$U_{\text{сер.1}} = \frac{1}{T}\int_0^T u_1(t)dt = \frac{1}{T}\left(\int_{t_1}^{t_2} u_1(t)dt + \int_{t_2}^{t_3} u_1(t)dt\right) = 0, \qquad (1.18)$$

де $u_1(t)$ - миттєве значення напруги на обмотці W_1 на відповідних інтервалах періода T.

З (1.18) випливає, що

$$\int_{t_1}^{t_2} u_1(t)dt = -\int_{t_2}^{t_3} u_1(t)dt. \qquad (1.19)$$

Таким чином, з рівняння (1.19) випливає що в усталеному режимі додатня та від'ємна площі, обмежені графіком функції $u_1(t)$ на періоді Т, завжди дорівнюють одна одній.

Визначимо миттєві значення напруги на обмотці W_1, скориставшись еквівалентними схемами (рис.1.1, б, в):

$$\begin{cases} u_1(t) = E & \text{при } t_1 < t < t_2; \\ u_1(t) = -\dfrac{W_1}{W_2} U_H = -\dfrac{U_H}{n} & \text{при } t_2 < t < t_3. \end{cases} \qquad (1.20)$$

Підставляючи (1.19) в (1.20), з урахуванням того, що $t_2 - t_1 = t_в = \gamma T$; $t_3 - t_2 = t_з = (1-\gamma)T$, одержимо

$$\int_{t_1}^{t_2} E dt = -\int_{t_2}^{t_3} \left(-\frac{U_H}{n} \right) dt; \qquad nE\gamma T = U_H (1-\gamma) T, \qquad (1.21)$$

Звідки

$$U_H = \frac{nE\gamma}{1-\gamma}. \qquad (1.22)$$

Рівняння (1.22) описує регулювальну характеристику перетворювача в режимі I.

На рис.1.1,е наведений графік залежності відносної величини вихідної напруги перетворювача (U_H/E) від коефіцієнта заповнення γ при різних n у випадку широтно-імпульсного регулювання.

Як бачимо, регулювальна характеристика перетворювача нелінійна. Із збільшенням γ вихідна напруга зростає. Це можна пояснити розглядаючи вирази (1.21). При $\gamma \to 1$ $(U_H/E) \to \infty$, що є недоліком перетворювача. Однак, на практиці, внаслідок втрат потужності в елементах схеми і наявності внутрішнього опору джерела живлення, вихідна напруга при $\gamma \to 1$ обмежується на деякому рівні, а при подальшому зростанні γ починає зменшуватися.

Регулювальна характеристика перетворювача при наявності втрат в елементах показана на рис.1.1,е пунктиром.

Визначимо середнє значення струму навантаження I_H.

Внаслідок наявності діода $VD1$ струм вторинної обмотки i_2 містить сталу та змінну складову. Стала складова струму i_2 через конденсатор С протікати не може і повністю тече через опір навантаження. Тому середнє значення струму навантаження може бути знайдено слідуючим чином

$$I_H = \frac{1}{T}\int_0^T i_2(t)dt = \frac{1}{T}\int_0^{t_з} (I_{2\max} - \frac{U_H}{L_2} t)dt = \frac{(I_{2\max} + I_{2\min})t_з}{2T} = \frac{I_{2\max} + I_{2\min}}{2}(1-\gamma). \qquad (1.23)$$

Як бачимо з часових діаграм (рис.1.1,г) вхідний струм $i_d = i_1$ має переривчатий характер, що негативно позначається на роботі джерела живлення. Максимальні значення струму через транзистор і діод визначимо

$$I_{K\max} = I_{1\max} = \frac{nI_H}{1-\gamma} + \frac{E\gamma T}{2L_1} = \frac{nI_H}{1-\gamma} + \frac{U_H(1-\gamma)T}{2nL_1}; \qquad (1.24)$$

$$I_{\partial\max} = I_{2\max} = \frac{I_{K\max}}{n}. \qquad (1.25)$$

Середнє значення струму через діод *VD1* дорівнює струму навантаження

$$I_{\partial} = I_H. \tag{1.26}$$

Максимальна напруга на закритому транзисторі (рис.1.1, в)

$$U_{кет} = E + u_1 = E + \frac{W_1}{W_2} U_H = E + \frac{U_H}{n}. \tag{1.27}$$

Максимальне значення зворотньої напруги на діоді *VD1* визначається співвідношенням (1.7).

Величини $I_{ктах}$, $I_{дтах}$, $I_д$, $U_{кет}$, $U_{дт}$ враховують при виборі типу регулюючого транзистора та випрямляючого діода.

Аналіз роботи ОПН у режимі переривчатого магнітного потока (режим II)

Часові діаграми струмів і напруг в елементах перетворювача, що працює у режимі II, наведені на рис.1.2,а.

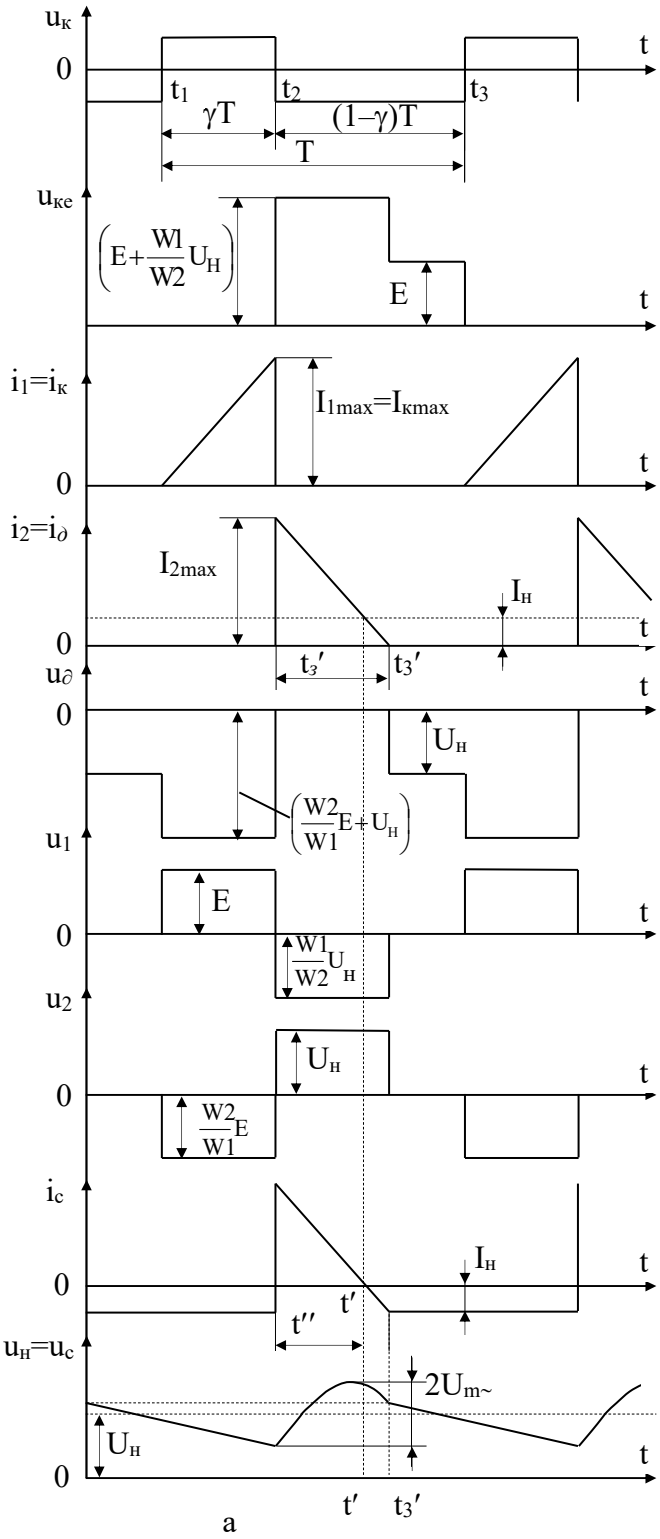


Рис. 1.2

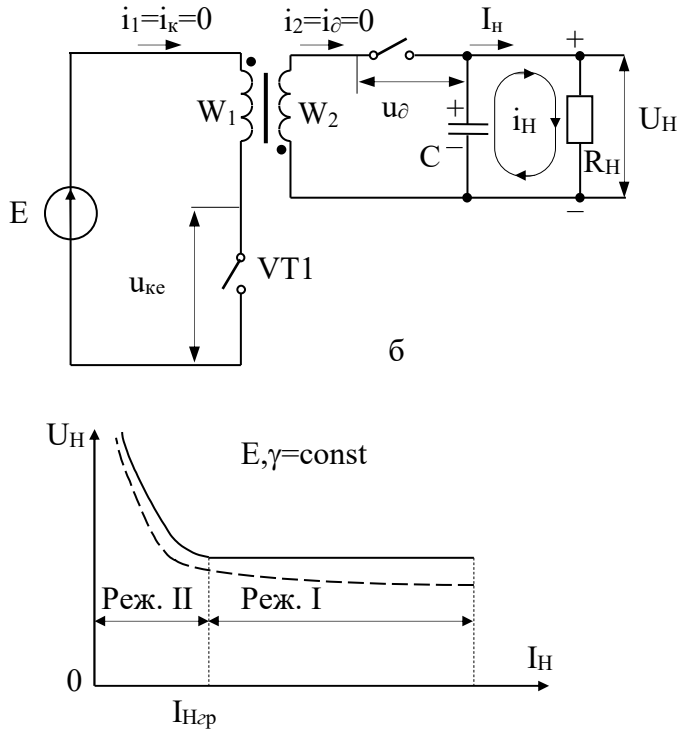


Рис. 1.3

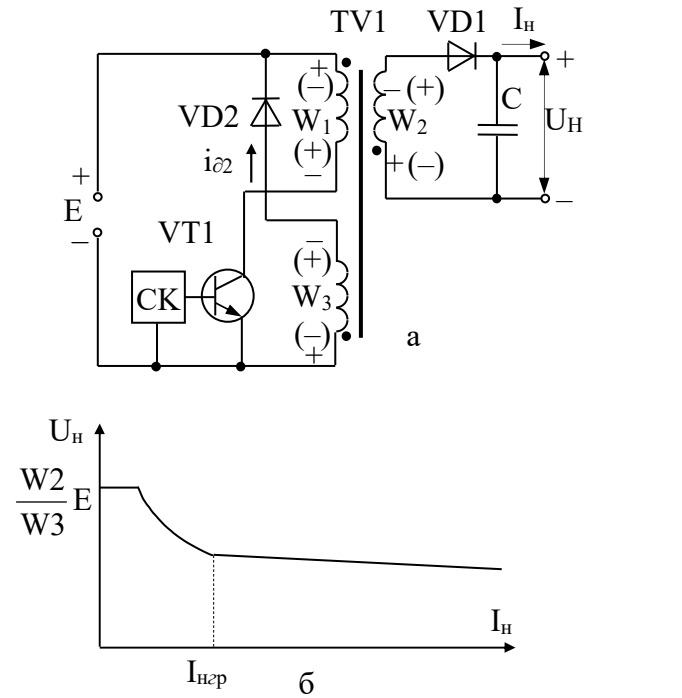


Рис. 1.4

Особливістю режима є те, що на інтервалі $t_2 ... t_3$ струм вторинної обмотки i_2 встигає зменшитись до нуля в момент часу t_3', тобто ще до того, як відбувається наступне відкривання транзистора. Внаслідок цього на періоді T з'являється інтервал часу $t_3' ... t_3$, в межах якого *МРС* обмоток, а значить і магнітний потік в осерді трансформатора дорівнюють нулю.

Закони зміни струмів первинної і вторинної обмоток на інтервалах роботи транзистора і діода, а також максимальні значення струмів в елементах схеми, визначаються з виразів (1.2), (1.4), (1.16), з урахуванням того, що $I_{1min} = 0$; $I_{2min} = 0$.

Для інтервала відкритого стану транзистора $t_1 < t < t_2$ справедлива еквівалентна схема рис.1.1,б.

Струми і напруги на елементах перетворювача визначаються виразами

$$i_1 = \frac{E}{L_1} t; \; u_1 = E; \; u_2 = -\frac{W_2}{W_1} u_1 = -nE; \; u_{ек} = 0; \; i_2 = i_д = 0;$$

$$u_д = u_2 + U_H = nE + U_H. \qquad (1.28)$$

За час відкритого стану транзистора $t_в = \gamma T$ струм первинної обмотки (струм колектора транзистора) досягне максимального значення:

$$I_{1max} = I_{Kmax} = \frac{E}{L_1} \gamma T. \qquad (1.29)$$

В момент часу $t = t_2$ закривається регулюючий транзистор і відкривається діод *VD1*.

На інтервалі роботи діода еквівалентна схема перетворювача має вигляд, показаний на рис.1.1,в, а струми і напруги на елементах схеми визначаються виразами:

$$i_1 = i_K = 0; \; u_1 = -\frac{W_1}{W_2} U_H = -\frac{U_H}{n}; \; u_{ке} = E + \frac{W_1}{W_2} U_H; \; u_д = 0; \; u_2 = U_H. \qquad (1.30)$$

Струм у вторинній обмотці (струм діода) зменшується за лінійним законом у відповідності з виразом (1.16). Тривалість роботи діода $t_з' = t_3' - t_2$ визначається співвідношенням (1.17) і залежить від струму навантаження.

В момент часу $t = t_3'$ струм вторинної обмотки зменшується до нуля і діод *VD1* закривається. Впродовж інтервала $t_3' ... t_3$ транзистор і діод закриті, струм у навантаженні підтримується за рахунок розрядки конденсатора фільтра С. Напруги на всіх обмотках трансформатора дорівнюють нулю: $u_1 = u_2 = 0$.

Еквівалентна схема перетворювача для інтервала $t_3' ... t_3$ наведена на рис.1.2,б.

До закритого транзистора *VT1* прикладена напруга джерела живлення *E*, а до діода *VD1* – зворотня напруга, яка дорівнює напрузі навантаження U_H:

$$u_{ек} = E; \; u_д = -U_H.$$

Зв'язок між вхідною та вихідною напругою визначимо з умови рівності нулю середнього за період значення напруги на обмотці W_1.

З виразів (1.18), (1.19) з урахуванням (1.28), (1.30) одержимо:

$$\int_{t_1}^{t_2} Edt = -\int_{t_2}^{t_3'} (-\frac{U_H}{n})dt \ ; \ E(t_2 - t_1) = \frac{U_H}{n}(t_3' - t_2).$$

Оскільки $t_2 - t_1 = \gamma T$; $t_3' - t_2 = t_з' = \gamma' T$, то вихідна напруга у режимі II

$$U_H = \frac{nE\gamma}{\gamma'}, \tag{1.31}$$

де $\gamma' = t_з' / T$ – відносний час роботи діода.

У режимі II амплітуди струмів через ключі більші, ніж у режимі I.

Режим II на практиці використовують рідко, а основним режимом роботи є режим I, більш вигідний в енергетичному відношенні.

Навантажувальна характеристика ОПН

При зменшенні струму навантаження до деякого граничного значення $I_{нгр}$ перетворювач переходить у граничний режим, а при подальшому зменшенні I_H – у режим переривчатого магнітного потоку (режим II).

У режимі II зв'язок між вихідною напругою і струмом навантаження встановлюється співвідношенням

$$U_H = \frac{E^2\gamma^2}{2fL_1 I_H}. \tag{1.32}$$

Вираз (1.32) являє собою рівняння навантажувальної характеристики перетворювача у режимі II.

З (1.32) видно, що при збільшенні струму навантаження I_H вихідна напруга U_H швидко спадає, тобто навантажувальна характеристика перетворювача є "м'якою" (рис.1.3). Це є ще одним недоліком режиму II.

При збільшенні струму навантаження спад напруги на внутрішньому опорі перетворювача зростає, тому навантажувальна характеристика як в режимі II так і в режимі I буде падаючою. Однак в режимі I її нахил значно менший, ніж у режимі II.

На рис.1.3 ця характеристика показана пунктиром.

При $I_H \to 0$ вихідна напруга $U_H \to \infty$, тобто у режимі холостого ходу схема непрацездатна.

Для того щоб захистити перетворювач і коло навантаження від різкого збільшення вихідної напруги в схему вводиться додаткова обмотка W_3, яка через діод *VD2* підключається до вхідних зажимів (рис.1.4, а). За допомогою цієї обмотки надлишкова енергія, що накопичується у магнітному полі трансформатора, рекуперується до джерела живлення.

Коли транзистор *VT1* включений, на обмотках трансформатора наводиться *ЕРС* з полярністю, що вказана на рис1.4, а без дужок. При цьому діод *VD2* закритий і до нього прикладена зворотня напруга

$$U_{Д2} = -E - \frac{W_3}{W_1}E = -E(1 + \frac{W_3}{W_1}).$$

Обмотка W_3 відключена від джерела живлення і не впливає на роботу перетворювача.

При виключеному транзисторі *VT1* діод *VD1* відкритий і до вторинної обмотки W_2 прикладена вихідна напруга U_H. Ця напруга трансформується в обмотки W_1 та W_3, з полярністю, що вказана на рис.1.4, а в дужках.

Коефіцієнт трансформації обмоток W_2/W_3 вибирають таким, щоб в заданому діапазоні зміни струму навантаження напруга на обмотці W_3 була меншою від напруги джерела живлення *E:*

$$\frac{W_3}{W_2} U_H < E .$$

За цієї умови напруга на діоді *VD2* залишається від'ємною $(U_{Д2} < 0)$ і він буде закритий.

Якщо внаслідок зменшення струму навантаження вихідна напруга зросте до такої величини U_H', що виконується умова

$$\frac{W_3}{W_2} U'_H = E + U_{ПР2} \approx E,$$

де $U_{ПР2}$– прямий спад напруги на діоді *VD2,* останній відкриється і обмотка W_3 підключиться до джерела живлення. При цьому надлишкова енергія, накопичена у трансформаторі, через обмотку W_3 і відкритий діод *VD2* повертається до джерела *E*, а напруга на навантаженні обмежується на рівні

$$U'_H = \frac{W_2}{W_3}(E + U_{ПР2}) \approx \frac{W_2}{W_3} E.$$

Навантажувальна характеристика перетворювача при наявності кола рекуперації енергії наведена на рис.1.4,б.

2. Однотактний перетворювач постійної напруги зі зворотнім ввімкненням випрямляючого діода з самозбудженням

ОПН із самозбудженням застосовують при невеликій потужності у навантаженні $(P_H \leq 10Вт)$.

Найпростіша схема автогенераторного перетворювача наведена на рис.2.1,а. Він являє собою релаксаційний генератор з трансформаторним позитивним зворотнім зв'язком на транзисторі *VT1*.

Часові діаграми, що пояснюють роботу схеми, наведені на рис.2.1,б. При підключенні схеми до джерела живлення в момент часу $t = 0$ у колекторному колі транзистора протікає некерований тепловий струм. В наслідок цього на первинній обмотці з'являється напруга з полярністю, що вказана на рис.2.1, а без дужок. Ця напруга трансформується в обмотку позитивного зворотнього зв'язку що сприяє подальшому відкриванню транзистора і збільшенню струму колектора. В схемі розвивається лавиноподібний процес, який закінчується повним відкриванням транзистора і переходом його в режим насичення.

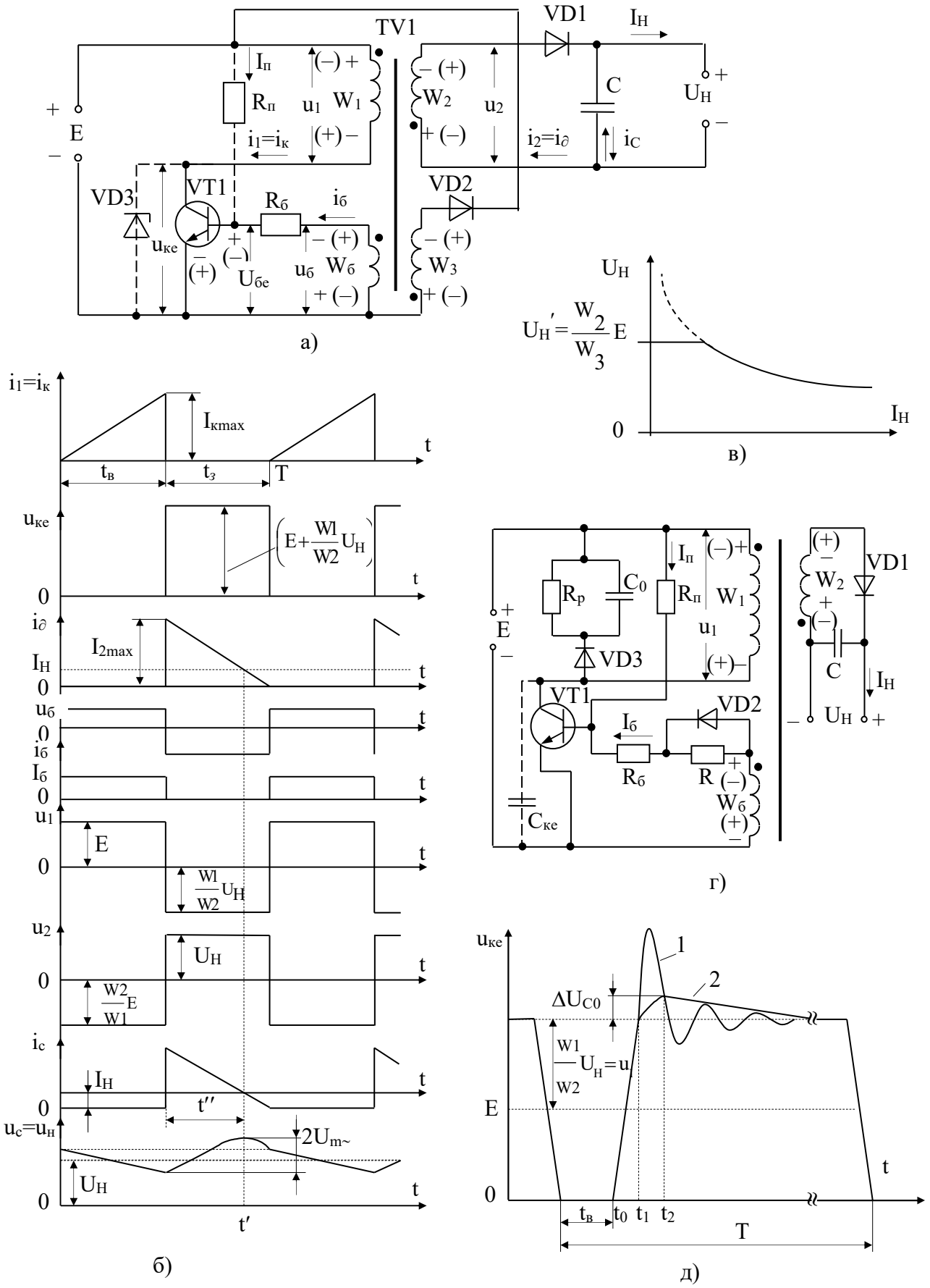


Рис. 2.1

До первинної обмотки трансформатора прикладається напруга джерела живлення $u_1 = E$, внаслідок чого колекторний струм транзистора збільшується за лінійним законом. Транзистор утримується у насиченому стані завдяки відкриваючому струму бази $I_б$, амплітуда якого залежить від напруги базової обмотки $W_б$, і опору резистора R:

$$I_б = \frac{U_б}{R_б + r_{вх}} = \frac{\frac{W_б}{W_1}E}{R_б + r_{вх}}, \tag{2.1}$$

де $U_б = \frac{W_б}{W1}E$ – амплітуда напруги базової обмотки на інтервалі відкритого стану транзистора; $r_{вх}$ – вхідний опір транзистора у схемі із спільним емітером, який визначається по його вхідним характеристикам.

Коли зростаючий струм колектора досягає свого максимального значення $I_{кmax} = \beta_{ст}I_б$, транзистор виходить з режиму насичення в активний режим. Вихідний опір транзистора збільшується і зростання магнітного потоку в трансформаторі припиняється. З момента часу $t = t_в$ полярність напруги на обмотках змінюється на протилежну (на рис.2.1,а вона вказана в дужках), що призводить до лавиноподібного закриття транзистора *VT1* і відкривання випрямляючого діода *VD1*. На інтервалі часу $t_в...T$ енергія, що накопичена в магнітному полі трансформатора через діод *VD1* передається у навантаження і струм вторинної обмотки I_2 зменшується за лінійним законом. Увесь цей час транзистор утримується у стані відсічки зворотньою напругою базової обмотки $U_{бз} = \frac{W_б}{W_2}U_Н$, яка майже повністю прикладається до емітерного перехода транзистора. В момент часу $t = T$ струм I_2 зменшується до нуля і припиняється зміна магнітного потоку. Напруги на всіх обмотках стають рівними нулю. Далі процес протікає, як описано вище.

З часових діаграм видно, що автогенераторний перетворювач працює у режимі, що є граничним між режимами I і II. Тому на інтервалах відкритого і закритого стану транзистора струми і напруги на елементах схеми описуються виразами (1.29)…(1.31), (3.14).

Час відкритого і закритого стану транзистора визначимо з виразів (1.30), (1.17), врахувавши, що $I_{1max} = I_{кmax}$; а $t'_з = t_з$:

$$t_в = \gamma T = \frac{I_{к\max}}{E}; \tag{2.2}$$

$$t_з = \frac{I_{к\max}L_2W_1}{U_Н W_2} = \frac{W_2 I_{к\max}L_1}{W_1 U_Н}. \tag{2.3}$$

Визначимо рівняння навантажувальної характеристики перетворювача виходячи із умови рівності вольт секундної площин напруги приведених наприклад до первинної обмотки

$$\boldsymbol{U_d \cdot t_в = U_н \cdot t_з \cdot \frac{W_1}{W_2}},$$

Звідки

$$U_d = \frac{U_н \cdot t_з}{t_в} \cdot \frac{W_1}{W_2} \qquad (2.4)$$

Середнє значення струму в навантажені $I_н$ можна знайти з графіка струму діода (рис. 2.1):

$$I_н = \frac{I_{к\max} \cdot t_з}{2 \cdot T} = \frac{I_{к\max} \cdot t_з}{2 \cdot (t_в + t_з)} \cdot \frac{W_1}{W_2} = \frac{I_{к\max}}{2 \cdot (\frac{t_в}{t_з} + 1)} \cdot \frac{W_1}{W_2}$$

Звідки $$\frac{t_в}{t_з} = \frac{I_{к\max} \cdot W_1}{2 \cdot I_н \cdot W_2} - 1$$

На кінець, підставивши $\frac{t_в}{t_з}$ в (2.4) отримаємо рівняння навантажувальної характеристики:

$$U_н = U_d \cdot (\frac{I_{к\max}}{2 \cdot I_н} - \frac{W_2}{W_1}) \qquad (2.5)$$

З аналізу виразу (2.5) видно, що при E, $I_{кmax} = const$ вихідна напруга U_H сильно залежить від струму навантаження I_H . При збільшенні коефіцієнта трансформації $n=W_2 / W_1$ вихідна напруга зменшується. Це можна пояснити тим, що зі збільшенням n зростає L_2 і подовжується інтервал роботи діода $t_з$. Оскільки негативна площа, що обмежується графіком функції u_2, при $E = const$ залишається незмінною, амплітуда позитивного імпульса, яка дорівнює U_H, при збільшенні $t_з$ повинна зменшитись на стільки, щоб позитивна і негативна площі зрівнялися між собою. При $I_H \to 0$; $U_H \to \infty$, тобто в режимі холостого ходу, схема непрацездатна. Для захисту елементів від перенапруг, що виникають при зменшенні I_H, передбачене коло рекуперації енергії W_3, $VD2$, робота якого розглядалася раніше.

Для регулювання вихідної напруги треба змінювати величину струму $I_{кmax}$, яка залежить від величини $I_б$ і коефіцієнта підсилення транзистора $\beta_{ст.}$ Це можна зробити, регулюючи опір резистора $R_б$ в базовому колі. Якщо треба стабілізувати U_H при зміні струму навантаження I_H і напруги джерела живлення E, замість резистора $R_б$ вмикають транзистор, вихідний опір якого змінюють за допомогою кола зворотнього зв'язку.

Частоту автогенератора визначимо з виразів (2.2), (2.3):

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_в + t_з} = \frac{1}{I_{кmax} L_1 \left(\frac{1}{E} + \frac{W_2}{W_1 U_Н} \right)}.$$

Враховуючи (2.5), приходимо до висновку, що при зміні напруги E і струму навантаження I_H частота генератора може змінюватися в широких межах, що є суттєвим недоліком цієї схеми.

При зниженні температури навколишнього середовища тепловий струм колекторного перехода транзистора і коефіцієнт підсилення $\beta_{ст}$ зменшуються, що ускладнює процес запуску перетворювача. Для поліпшення умов пуску в схему введений резистор зміщення $R_п$ (на рис.2.1,а показаний пунктиром).

Більш надійний запуск схеми при великому опорі резистора $R_П$ забезпечує коло зміщення, показане на рис2.1,г.

Завдяки тому, що опір резистора $R>>R_б$, в момент пуску на базі транзистора *VT1* з′являється позитивна напруга, достатня для надійного відкривання транзистора.

При виборі типу транзистора слід враховувати можливі перенапруги на його колекторі, які виникають через наявность паразитної індуктивності розсіювання трансформатора L_S, міжвиткової ємності C_M, а також ємності $C_{ке}$ транзистора (рис.2.1,г).

Для обмеження напруги u_{KE} на безпечному рівні паралельно транзистору (рис.2.1,а) підключають стабілітрон *VD3*. Однак стабілітрони мають обмежений частотний діапазон.

Більш ефективним засобом захисту транзистора від перенапруги є підключення до первинної обмотки трансформатора захисного кола, що складається з елементів C_0, R_P, *VD3* (рис. 2.1.г).

3 Однотактний перетворювач постійної напруги з прямим ввімкненням випрямляючого діода

Схема такого перетворювача показана на рис. 3.1,а.

За допомогою транзисторного ключа первинна обмотка W_1 трансформатора періодично підключається до джерела живлення *E*. Внаслідок цього на вторинній обмотці W_2 наводиться змінна імпульсна напруга з частотою *f*, що визначається частотою управляючих імпульсів на виході системи керування. Ця напруга випрямляється діодом *VD1*, згладжується *LC*-фільтром і подається до навантаження.

Для розмагнічування осердя на інтервалі закритого стану транзистора в схему введені обмотка W_P і діод *VD3*, за допомогою яких енергія, накопичена в колі намагнічування трансформатора, повертається у джерело живлення.

Електромагнітні процеси, що відбуваються у перетворювачі (рис.3.1,а), дуже схожі за характером з процесами у широтно-імпульсному перетворювачі понижуючого типу з *LC*-фільтром.

Від останнього перетворювач з прямим ввімкненням діода відрізняється наявністю розділяючого трансформатора *TV1* та кола розмагнічування його осердя W_P, *VD3*.

Полярність підключення обмотки W_2 така, що під час включеного стану транзистора *VT1* випрямляючий діод *VD1* відкритий і напруга вторинної обмотки з амплітудою $E_2 = nE_1$ прикладена до входу *LC*-фільтра.

Діод *VD3* закритий, обмотка розмагнічування відключена від джерела живлення E і не впливає на роботу перетворювача.

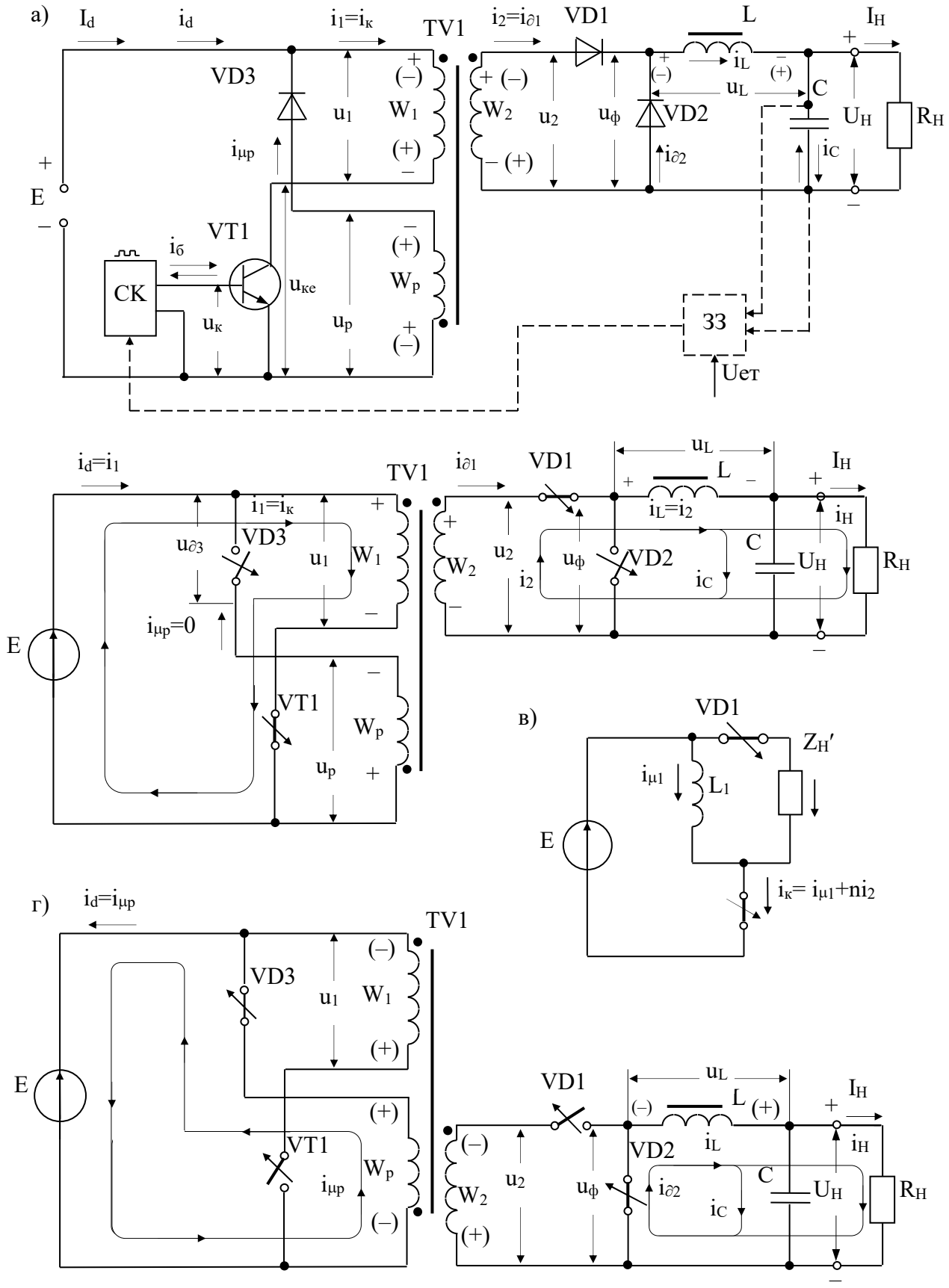

а)
Id
id
i1=iк
TV1
i2=iд1
VD1
L
IH
VD3
u1
W1
iμр
E
VT1
iб
СК
uкe
uк
up
Wp
W2
u2
uф
VD2
iL
uL
C
UH
RH
iд2
iC
ЗЗ
Uет
б)
id=i1
i1=iк
uд3
VD3
iμр=0
VT1
iд1
iL=i2
i2
в)
Zн′
iμ1
L1
iк= iμ1+ni2
г)
id=iμр

Рис. 3.1

Еквівалентна схема для інтервала замкнутого стану транзистора показана на рис.3.1 а колекторний струм транзистора на цьому інтервалі дорівнює сумі двох складових:

$$i_1 = i_k = \frac{W_2}{W_1} i_2 + i_{\mu 1} = n i_2 + i_{\mu 1}, \qquad (3.1)$$

де ni_2 – струм вторинної обмотки, приведений до первинної, який з часом зростає внаслідок зростання струму дроселя i_L; $i_{\mu 1}$ – струм намагнічування первинної обмотки. Якщо знехтувати індуктивністю розсіювання та активним опором обмоток в схемі заміщення трансформатора, то наявність струму $i_{\mu 1}$ можна пояснити за допомогою еквівалентної схеми (рис.3.1, в). На ній показані індуктивність намагнічування трансформатора L_1 та еквівалентний опір навантаження Z'_H, приведені до первинної обмотки, які через замкнуті ключі *VT1* та *VD1* підключені до джерела живлення *E*. Внаслідок цього струм $i_{\mu 1}$ з часом зростає, а в індуктивності L_1 накопичується енергія. На інтервалі закритого стану транзистора цю енергію потрібно повернути в джерело живлення чи коло навантаження В перетворювачі (рис. 3.1,а) ця енергія повертається до джерела живлення за допомогою кола W_P, *VD3*.

Розглянемо процеси у колі розмагнічування осердя.

В кінці інтервала імпульса струм $i_{\mu 1}$ досягне свого максимального значення $I_{\mu 1}$ і запас енергії в індуктивності L_1 складатиме $\frac{L_1 I_{\mu 1}^2}{2}$. В момент виключення транзистора випрямляючий діод *VD1* закривається і складова струму ni_2, що зумовлена струмом навантаження, зменшується до нуля: $ni_2 = 0$. По закону електромагнітної індукції, полярність напруг на всіх обмотках, в тому числі і на обмотці W_p, стане такою, яка показана на рис.3.1, а, г в дужках. Діод *VD3* відкриється і в колі обмотки розмагнічування почне протікати струм $i_{\mu p}$, який буде замикатися по контуру $W_p \to VD3 \to E$. Під дією проти–*ЕРС* джерела Е струм $i_{\mu p}$ буде зменшуватись за лінійним законом від свого максимального значення $I_{\mu p} = I_{\mu 1} \frac{W_1}{W_2}$, яке він мав в момент комутації. При цьому енергія, що накопичена в індуктивності L_1 повертається до джерела живлення *E*.

Внаслідок зменшення струму $i_{\mu p}$ відбувається зменшення магнітного потоку в осерді трансформатора, тобто йде процес розмагнічування осердя до початкового магнітного стану.

Коли процес рекуперації енергії скінчиться і струм в обмотці W_P зменшиться до нуля, діод *VD3*. З цього момента часу і до момента наступного відкривання транзистора струм у всіх обмотках трансформатора і напруги на них дорівнюють нулю.

Коефіцієнт трансформації $n_P = \frac{W_P}{W_1}$ вибирають таким, щоб струм $i_{\mu p}$ зменшився до нуля раніше, ніж відкриється транзистор.

Аналіз роботи ОПН з прямим ввімкненням діода

Часові діаграми струмів і напруг перетворювача для режиму безперервного струму дроселя фільтра показані на рис. 3.2.

Для інтервала включеного стану транзистора *VT1* $t_1 < t < t_2$ справедлива еквівалентна схема рис.3.1,б. до первинної обмотки трансформатора прикладена напруга джерела живлення *E* яке трансформується в обмотки W_2, W_P:

$$u_2 = E_2 = \frac{W_2}{W_1}E = nE\,; \quad u_P = -\frac{W_P}{W_1}E = -n_P E\,. \tag{3.2}$$

Діод *VD1* відкритий, тому на вході *LC*-фільтра (на діоді *VD2)* діє напруга

$$u_\Phi = u_{\partial 2} = u_2 = E_2\,. \tag{3.3}$$

Різниця між напругою u_Φ та вихідною напругою прикладена до дроселя фільтра і врівноважується його *ЕРС* самоіндукції:

$$u_L = u_\Phi - U_H = E_2 - U_H = L\frac{di_L}{dt}, \tag{3.4}$$

де i_L миттєве значення струму у дроселі фільтра.

Полярність напруги u_L для інтервала $t_1...t_2$ показана на рис. 3.1, а, б без дужок.

Змістивши початок координат в точку $t = t_1$ та проінтегрувавши вираз (3.4) з урахуванням початкових умов

$$i_L\Big|_{t=t_1} = I_{Lmin}\,,$$

визначимо закон зміни струму у дроселі *L,* діоді *VD1* і вторинній обмотці трансформатора W_2:

$$i_L = i_{\partial 1} = i_2 = I_{L\min} + \frac{E_2 - U_H}{L}t\,. \tag{3.5}$$

У той самий час до індуктивності намагнічування (рис 3.1, в) прикладена напруга джерела живлення *E* і в ній протікає струм намагнічування $i_{\mu 1}$.Закон зміни цього струму визначимо з рішення диференційного рівняння

$$u_{L_1} = E = L_1\frac{di_{\mu 1}}{dt} = W_1\frac{d\Phi}{dt}, \tag{3.6}$$

де L_1 – індуктивність намагнічування трансформатора, приведена до первинної обмотки, величина якої визначається з виразу (1.1); Ф – магнітний потік в осерді трансформатора.

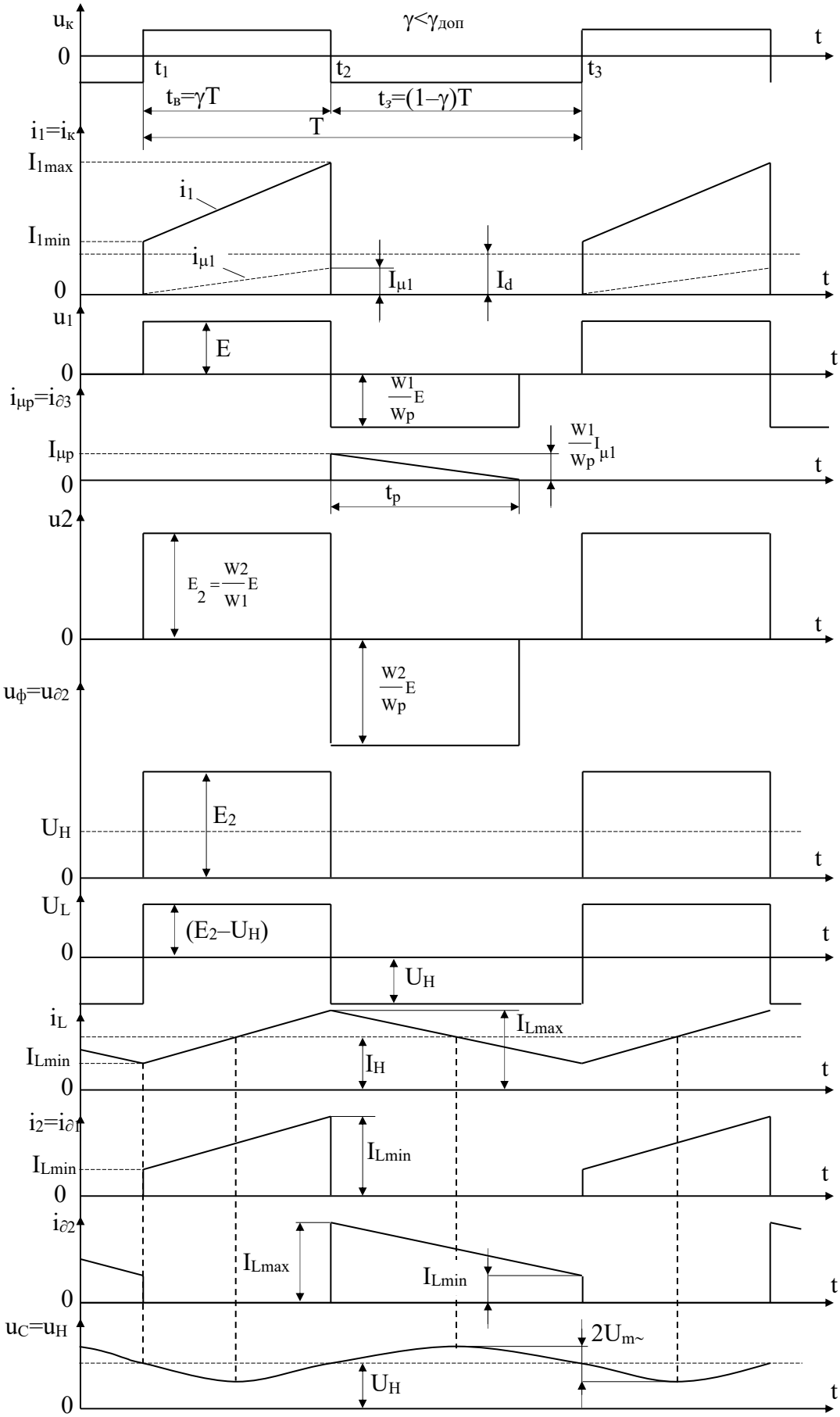

γ<γдоп
uк
0
t
t1
t2
t3
tв=γT
tз=(1–γ)T
T
i1=iк
I1max
i1
I1min
iμ1
Iμ1
Id
u1
E
iμp=iд3
W1/Wp E
Iμp
W1/Wp Iμ1
tp
u2
E2 = W2/W1 E
uф=uд2
W2/Wp E
UH
E2
UL
(E2–UH)
iL
ILmax
ILmin
IH
i2=iд1
iд2
uC=uH
2Um~

Рис. 3.2

Інтегруючи рівняння (3.6) з урахуванням того, що на момент включення транзистора VT1 струм намагнічування дорівнював нулю, тобто осердя було повністю розмагнічене, знаходимо закон зміни струму $i_{\mu 1}$:

$$i_{\mu 1} = \frac{E}{L_1} t . \tag{3.7}$$

Струм у первинній обмотці трансформатора (струм колектора) знаходимо з виразу (3.1) з урахуванням (3.5), (3.7):

$$i_1 = i_K = n i_2 + i_{\mu 1} = n\left(I_{L\min} + \frac{E_2 - U_H}{L} t \right) + \frac{E}{L_1} t . \tag{3.8}$$

З (3.5), (3.7), (3.8) випливає, що струми i_L, $i_{\mu l}$, i_K з часом змінюється за лінійним законом.

При цьому в індуктивностях L та L_1 накопичується енергія.

За інтервал часу відкритого стану транзистора $t_в = t_2 - t_1 = \gamma T$ струми i_L, $i_{\mu l}$, i_K досягають максимальних значень, які визначимо з виразів (3.5), (3.7), (3.8) підстановкою в них $t = t_в = \gamma T$:

$$I_{L\max} = I_{L\min} + \frac{E_2 - U_H}{L} \gamma T ; \tag{3.9}$$

$$I_{\mu 1} = \frac{E}{L_1} \gamma T ; \tag{3.10}$$

$$I_{1\max} = I_{K\max} = n\left(I_{L\min} + \frac{E_2 - U_H}{L} \gamma T \right) + \frac{E}{L_1} \gamma T . \tag{3.11}$$

При збільшенні відносного часу відкритого стану транзистора γ амплітуди вказаних струмів зростають.

На інтервалі $t_1 ... t_2$ до закритих діодів *VD2, VD3* прикладається зворотня напруга

$$U_{\partial 2m} = E_2 = \frac{W_2}{W_1} E = nE ; \tag{3.12}$$

$$U_{\partial 3m} = E + u_P = E + \frac{W_P}{W_1} u_1 = E + n_P E = E(1 + n_P), \tag{3.13}$$

де $n_P = \dfrac{W_P}{W_1}$ – коефіцієнт трансформації обмотки розмагнічування.

На етапі розмагнічування до обмотки w_P через діод *VD3* прикладена напруга джерела *E,* що викликає появу від'ємних напруг на обмотках W_1, W_2:

$$u_P = E; \qquad u_1 = -\frac{w_1}{w_P} u_P = -\frac{E}{n_P}; \qquad u_2 = -\frac{w_2}{w_P} u_P = -\frac{w_2}{w_P} E. \tag{3.14}$$

Закон зміни струму i_L в дроселі фільтра та струму $i_{\mu p}$ в обмотці W_P (рис. 3.1,г) визначимо з диференційних рівнянь:

$$u_L = L\frac{di_L}{dt} = -U_H; \tag{3.15}$$

$$u_P = E = -L_P\frac{di_{\mu p}}{dt} = -w_P\frac{d\Phi}{dt}; \tag{3.16}$$

$$L_P = L_1\frac{W_P^2}{W_1^2}, \tag{3.17}$$

де L_P – індуктивність обмотки розмагнічування W_P.

Змістивши початок координат в точку $t = t_2$ та проінтегрувавши рівняння (3.15), (3.16) з урахуванням початкових умов

$$i_L\Big|_{t=t_2} = I_{L\max}; \qquad i_{\mu p}\Big|_{t=t_2} = I_{\mu p},$$

визначимо закон зміни струмів i_L, $i_{\mu p}$, $i_{\partial 2}$, $i_{\partial 3}$:

$$i_L = i_{\partial 2} = I_{L\max} - \frac{U_H}{L}t; \tag{3.18}$$

$$i_{\mu p} = i_{\partial 3} = I_{\mu p} - \frac{E}{L_P}t = I_{\mu p} - \frac{EW_1^2}{L_1W_P^2}t. \tag{3.19}$$

Максимальне значення струму $I_{\mu p}$, що входить до виразу (3.19) визначимо з умови рівності намагнічуючих сил осердя до та після комутації:

$$I_{\mu 1}W_1 = I_{\mu p}W_P,$$

звідки одержимо

$$I_{\mu p} = I_{\mu 1}\frac{W_1}{W_P} = \frac{I_{\mu 1}}{n_P}. \tag{3.20}$$

З урахуванням (3.20) миттєве значення струму в обмотці W_P

$$i_{\mu p} = \frac{I_{\mu 1}}{n_P} - \frac{E}{L_1 n_P^2}t. \tag{3.21}$$

За інтервал часу закритого стану транзистора $t_з = (1-\gamma)T$ струм i_L зменшується до величини

$$I_{L\min} = I_{L\max} - \frac{U_H}{L}t_з = I_{L\max} - \frac{U_H}{L}(1-\gamma)T. \tag{3.22}$$

Розмах пульсації струму у дроселі

$$\Delta I = I_{L\max} - I_{L\min} = \frac{U_H}{L}(1-\gamma)T. \tag{3.23}$$

Якщо струм i_L за час $t_з = (1-\gamma)T$ не встигає зменшитись до нуля, $I_{L\min} > 0$ *і* перетворювач працює в режимі безперервного струму дроселя (режим I). Часові діаграми на рис. 3.2 побудовані саме для цього режиму.

Для того щоб при заданому струмі навантаження I_H та коефіцієнті заповнення γ забезпечити роботу перетворювача в режимі I, індуктивність дроселя фільтра повинна бути більшою від деякого критичного значення, визначеного з умови безперервності струму в ньому.

У відповідності з рис. 3.2 ця умова записується у вигляді:

$$\frac{\Delta I_L}{2} < I_H,$$

звідки з урахуванням (3.23) отримаємо:

$$L > \frac{U_H(1-\gamma)}{2fI_H}. \qquad (3.24)$$

Якщо при роботі перетворювача коефіцієнт заповнення γ і струм навантаження змінюються в деяких межах $\gamma_{min}...\gamma_{max}$, та $I_H....I_{Hmin}$, в формулу (3.24) підставляють величини γ_{min} та I_{Hmin}.обчислюється як і для ШІП зпониженною вихідною напругою з урахуванням коефіцієнта трансформації:

$$U_H = \gamma E_2 = n\gamma E. \qquad (3.25)$$

Графік залежності відносної величини вихідної напруги $(U_н / E)$ від коефіцієнта заповнення γ при різних коефіцієнтах трансформації n показаний на рис. 3.3,а.

При *E, n = const* регулювальна характеристика лінійна, що є перевагою цієї схеми.

Середнє значення струму у навантаженні дорівнює середньому значенню струму у дроселі фільтра:

$$I_H = I_{Lсер} = \frac{1}{T}\int_0^T i_L dt = \frac{I_{L\max} + I_{L\min}}{2}. \qquad (3.26)$$

Подвійна амплітуда вихідних пульсацій обчислюється за тією ж формулою, що і для понижуючого *ШІП* з *LC* – фільтром:

$$2U_{m\sim} = \frac{U_H(1-\gamma)}{8f^2LC}. \qquad (3.27)$$

Параметри фільтра при заданій амплітуді вихідних пульсацій $U_{m\sim}$ визначають з (3.27):

$$LC = \frac{U_H(1-\gamma)}{16f^2U_{m\sim}}. \qquad (3.28)$$

Щоб зменшити масу і габаритні розміри фільтра треба підвищувати частоту роботи перетворювача.

При стрибкоподібному зменшенні струму навантаження від номінального I_H до мінімального I_{Hmin} в *LC*-фільтрі відбувається перехідний процес, який може супроводжуватись значними перенапругами на конденсаторі. Амплітуда викиду

вихідної напруги $\Delta U_{Нвик}$ при комутації кола навантаження може бути обчислена за формулою:

$$\Delta U_{Нвик} = \frac{L(I_H - I_{Hmin})^2}{2CU_H}. \qquad (3.29)$$

Максимальне значення напруги на навантаженні в перехідному режимі:

$$U_{Нm} = U_H + \Delta U_{Нвик}.$$

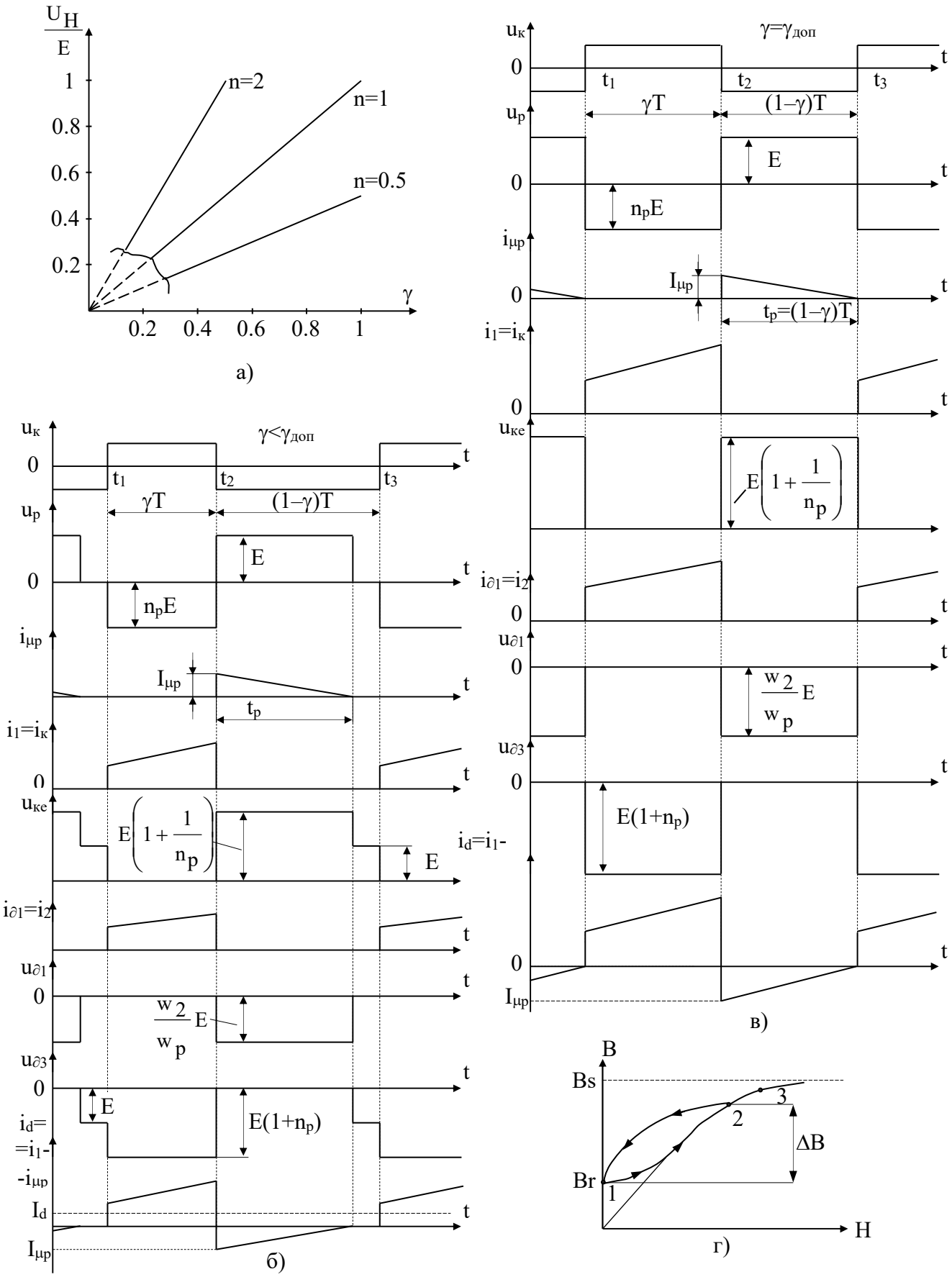

U_H/E
n=2
n=1
n=0.5
γ
а)
γ<γ_доп
γ=γ_доп
u_к
u_р
i_μр
i_1=i_к
u_кe
i_∂1=i_2
u_∂1
u_∂3
i_d=i_1-i_μр
t_1
t_2
t_3
γT
(1–γ)T
E
n_pE
I_μр
t_p
t_p=(1–γ)T
E(1+n_p)
w_2/w_p E
I_d
б)
в)
B
Bs
Br
ΔB
H
г)

Рис. 3.3

При зменшенні C та збільшенні L амплітуда викиду $\Delta U_{Нвик}$ зростає. Тому величину ємності C треба вибирати не тільки з умови одержання заданої амплітуди пульсації $U_{m\sim}$, а й з умови обмеження величини $\Delta U_{Нвик}$ на безпечному для кола навантаження рівні.

Одним з найважливіших аспектів проектування прямоходових перетворювачів є правильний вибір параметрів елементів кола розмагнічування, яке в усіх режимах роботи повинно забезпечити гарантоване розмагнічування осердя трансформатора і розсіювання енергії індуктивності намагнічування L_1 на інтервалах паузи $t_2 \ldots t_3$.

Необхідне число витків обмотки розмагнічування може бути знайдено з умови рівності вольтсекундних площин додатної і відємної площин напруги на будь якій обмотці трансформатора. Для первинної обмотки ця умова може бути записана наступним чином:

$$\boldsymbol{U_d} \cdot \gamma \le \frac{\boldsymbol{U_d} \cdot (1-\gamma) \cdot \boldsymbol{W_1}}{\boldsymbol{W_p}},$$

або

$$\boldsymbol{W_p} \le \frac{(1-\gamma) \cdot \boldsymbol{W_1}}{\gamma} \tag{3.30}$$

На інтервалі розмагнічування $t_2 < t < (t_2 + t_p)$ до закритого транзистора $VT1$ і випрямляючого діода $VD1$ прикладаються максимальні напруги (рис.3.1,г):

$$U_{кет} = E + \frac{W_1}{W_p} E = E\left(1 + \frac{1}{n_p}\right); \tag{3.31}$$

$$U_{\partial 1m} = \frac{W_2}{W_p} E = \frac{W_2}{W_p} \frac{U_H}{n\gamma} = \frac{W_2}{W_p} \frac{W_1}{W_2} \frac{U_H}{\gamma} = \frac{U_H}{n_p \gamma}. \tag{3.32}$$

В момент часу $t = t_2 + t_p$ діод $VD3$ закривається і до нього прикладається зворотня напруга $u_{\partial з} = -E$.

При роботі перетворювача в режимі, коли $\gamma < \gamma_{доп}$ (рис.3.2) на інтервалі часу $(t_2 + t_p) < t < t_3$ напруги на всіх обмотках трансформатора дорівнюють нулю, тому до закритих транзистора $VT1$ і діода $VD1$ будуть прикладені напруги $u_{ке} = E$; $u_{\partial 1} = 0$.

Часові діаграми струмів і напруг на елементах кола розмагнічування і силових ключах $VT1$, $VD1$, а також діаграма вхідного струму перетворювача для режиму I при $\gamma < \gamma_{доп}$ та $\gamma = \gamma_{доп}$ показані на рис. 3.3,б,в.

Для розширення діапазона регулювання вихідної напруги і збільшення величини $\gamma_{доп}$ необхідно зменшувати n_p. Однак при цьому, у відповідності з (3.31), (3.32) сильно зростає напруга на закритих силових ключах $VT1$, $VD1$.

На завершення розглянемо режим роботи трансформатора $TV1$. На рис.3.3, г показано характеристику намагнічування осердя $B = F(H)$. До момента включення $VT1$ струм в обмотці розмагнічування дорівнював нулю, тому напруженість магнітного поля $H = 0$ і робоча точка знаходилася в положенні 1. При цьому магнітна індукція в осерді дорівнювала залишковій індукції $B = B_r$. При

відкритому транзисторі магнітний потік Φ і магнітна індукція B починають зростати.

За інтервал часу $t_в = \gamma T = \Delta t$ індукція в осерді збільшиться на величину ΔB. За цей інтервал часу робоча точка осердя переходить з положення 1 в положення 2 (рис.3.3,г).

В інтервалі паузи $t_2 < t < t_3$ під дією кола розмагнічування магнітний потік Ф і індукція В зменшуються і робоча точка зміщується з положення 2 в положення 1. За інтервал часу t_p магнітна індукція повинна зменшитися на ту саму величину ΔB і досягти початкового значення B_r.

Якщо осердя не встигне повністю розмагнітитися за час $t_з = (1-\gamma)T$ (наприклад, коли $\gamma > \gamma_{доп}$), то початкове значення індукції на момент чергового відкривання транзистора буде $B_0 > B_r$. Тому в кінці наступного інтервала відкритого стану транзистора тривалістю γT робоча точка осердя досягне положення 3. Після кількох періодів комутації індукція B зросте настільки, що осердя увійде в режим насичення. При цьому струм намагнічування $i_{\mu 1}$ і струм колектора сильно збільшаться, що може призвести до виходу транзистора з ладу від струмових перевантажень.

При розрахунку трансформатора величину ΔB вибирають з умови:

$$\Delta B = (0{,}6 \ldots 0{,}7)\,(B_s - B_r),$$

де B_s, B_r – індукція насичення та залишкова індукція матеріалу осердя.

Після вибору ΔB число витків обмотки W_1 розраховують по формулі $W_1 = \dfrac{E\gamma T}{S_M(\Delta B)}$.

Для зменшення маси та габаритних розмірів трансформатора треба збільшувати ΔB та підвищувати частоту роботи перетворювача. З метою збільшення ΔB треба використовувати магнітні матеріали з можливо більшою різницею $(B_s - B_r)$.

Діючі значення струмів в обмотках W_1, W_2, W_p трансформатора визначають з виразів:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^{\gamma T} i_1^2(t)dt}; \qquad I_2 = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^{\gamma T} i_2^2(t)dt}; \qquad I_p = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^{t_p} i_{\mu p}^2(t)dt},$$

де $i_1(t)$, $i_2(t)$, $i_{\mu p}(t)$ визначаються виразами (3.8), (3.5), (3.19).

До недоліків перетворювача (рис.3.1,а) слід віднести перемагнічування осердя трансформатора за часним циклом, при цьому зменшується розмах індукції ΔB, що призводить до збільшення маси та габаритних розмірів трансформатора.

Для того щоб зменшити напругу на транзисторі до рівня близького до напруги джерела живлення, та спростити конструкцію трансформатора, виключивши з нього обмотку розмагнічування, застосовують схему двотранзисторного однотактного перетворювача (рис.3.4,а). В цій схемі первинна обмотка трансформатора w_1 поділена на три секції, одна з яких має число витків W_p і виконує функцію обмотки розмагнічування.

Часові діаграми, що поясняють роботу схеми у режимі $\gamma < \gamma_{доп}$, наведені на рис.3.4,б.

Коли транзистори *VT1, VT2* відкриті (інтервал часу $0 < t < \gamma T$), енергія джерела живлення передається до навантаження, а осердя трансформатора намагнічується в прямому напрямку (рис.3.3, г). Діоди *VD1, VD2* на інтервалі імпульса закриті і до них прикладається зворотня напруга:

$$U_{\partial 1,2m} = E - \frac{W_1 - W_p}{2W_1} E = \frac{E(1 + n_p)}{2}, \qquad (3.33)$$

де $n_p = \dfrac{W_p}{W_1}$ – коефіцієнт трансформації у колі розмагнічування.

Коли транзистори *VT1, VT2* виключаються, полярність напруги на обмотках змінюється на протилежну (показана в дужках). Діоди *VD1, VD2* відкриваються і струм $i_{\mu p}$ в обмотці W_p починає зменшуватись, замикаючись по контуру $W_p \to VD2 \to E \to VD1$. Енергія, що накопичена в магнітопроводі повертається до джерела живлення. При цьому забезпечується зворотнє перемагнічування осердя трансформатора до початкового магнітного стану.

Впродовж інтервала розмагнічування $\gamma T < t < (\gamma T + t_p)$, тривалість якого t_p, до закритих транзисторів *VT1*, *VT2* прикладається максимальна напруга:

$$U_{кет} = E + \frac{W_1 - W_p}{2W_p} E = \frac{E(n_p + 1)}{2n_p}. \qquad (3.34)$$

На інтервалі часу $(\gamma T + tp) < t < T$, діоди *VD1, VD2* закриті, напруга на всіх обмотках дорівнює нулю і до транзистора прикладається напруга $Uке = E / 2$.

З метою спрощення конструкції обмоток на практиці досить часто катод діода *VD1* з'єднують з емітером транзистора *VT1*, а колектор транзистора *VT2* підключають до анода діода *VD2*. У цьому випадку $W_1 = W_p$, $n_p = 1$ і максимальна напруга на транзисторах і діодах *VD1, VD2* не перевищує напругу джерела живлення *E*. При $n_p = 1$ коефіцієнт заповнення $\gamma \leq 0,5$.

Недоліком розглянутої схеми є подвійне число транзисторів і діодів, і, як наслідок цього – збільшення втрат потужності в силових ключах і зниження *ККД* перетворювача.

Схему рис.3.4,а рекомендується застосовувати при підвищеній напрузі джерела живлення.

На рис.3.4,в наведена схема однотактного прямоходового перетворювача, у якому енергія, що накопичується в індуктивності намагнічування трансформатора *TV1* на інтервалі імпульса, за допомогою обмотки розмагнічування W_p і діода *VD3* передається у конденсатор фільтра *C* та у коло навантаження. Розмагнічування осердя у цьому випадку здійснюється вихідною напругою U_H.

Часові діаграми, що поясняють роботу схеми, показані на рис. 3.4,г.

Коли транзистор *VT1* відкритий (інтервал $0 < t < \gamma T$) на всіх обмотках трансформатора, в тому числі і на обмотці розмагнічування W_p, наводиться *ЕРС*

$u_p = -\frac{w_p}{w_1}E = -n_p E$, з полярністю, що вказана без дужок. При цьому діод *VD3* закритий і струм в обмотці розмагнічування $i_{\mu p} = 0$.

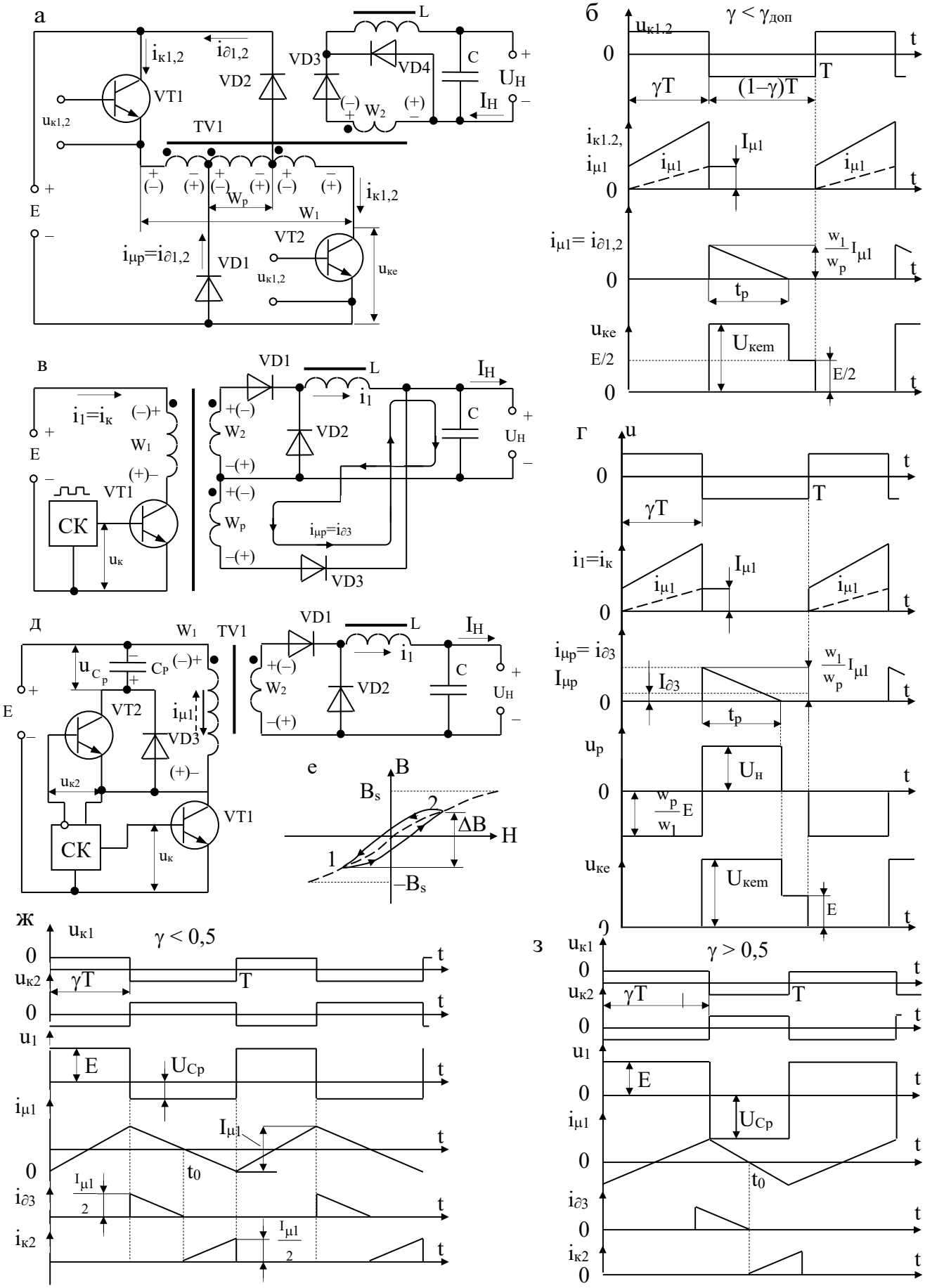


Рис. 3.4

До закритого діода VD3 прикладена зворотня напруга:

$$U_{\partial 3m} = \frac{W_p}{W_1} E + U_H = n_p E + U_H = E(n_p + n\gamma), \qquad (3.35)$$

де U_H визначено з виразу (3.26).

В інтервалі імпульса енергія джерела живлення передається до навантаження та накопичується в елементах *LC*-фільтра.

В момент часу $t = \gamma T$ транзистор *VT1* виключається і полярність напруг на обмотках трансформатора *TV1* змінюється на протилежну (на рис.3.4,в показана в дужках). При цьому відкривається діод *VD3* і струм намагнічування, який з обмотки W_1 переходить в обмотку W_p, замикається по контуру $W_p \to VD3 \to C$, опір навантаження. На інтервалі роботи діода *VD3* $\gamma T < t < (\gamma T + t_p)$ до обмотки W_p прикладається вихідна напруга $u_p = U_H$, під дією якої струм $i_{\mu p}$ з часом зменшується за величиною від свого максимального значення $I_{\mu p} = \frac{W_1}{W_p} I_{\mu 1} = \frac{I_{\mu 1}}{n_p}$. Завдяки цьому забезпечується перенамагнічування осердя трансформатора у зворотньому напрямку. В продовж інтервалу розмагнічування до закритого транзистора *VT1* і випрямляючого діода *VD1* прикладена напруга:

$$U_{кет} = E + \frac{W_1}{W_p} U_H = E + \frac{U_H}{n_p} = E\left(1 + \frac{n\gamma}{n_p}\right); \qquad (3.36)$$

$$U_{\partial 1m} = \frac{w_2}{w_p} U_H = \frac{W_2}{W_p} n\gamma E. \qquad (3.37)$$

В момент часу $t = \gamma T + t_p$ струм $i_{\mu p}$ зменшується до нуля і розмагнічування осердя закінчується. На інтервалі часу $(\gamma T + t_p) < t < T$ напруга на всіх обмотках дорівнює нулю $u_1 = u_2 = u_p = 0$, оскільки відсутня зміна магнітного потоку. Тому напруга на закритому транзисторі *VT1* зменшується до величини напруги джерела живлення $u_{ке} = E$, а на діоді *VD3* – до величини $u_{\partial 3} = U_H$. Тривалість інтервала розмагнічування t_p визначимо з умови рівності додатньої та від'ємної площ, що обмежені на періоді *T* графіком функції $u_p(t)$:

$$n_p E \gamma T = U_H t_p.$$

З останнього виразу з урахуванням (3.112) одержимо:

$$t_p = \frac{n_p}{n} T, \qquad (3.38)$$

де $n = \frac{W_2}{W_1}$ – коефіцієнт трансформації вихідної обмотки.

З (3.38) випливає, що тривалість інтервалу розмагнічування осердя в схемі (рис. 3.4, в) не залежить від коефіцієнта заповнення γ. Це можна пояснити тим, що при збільшенні γ площа негативного імпульсу напруги u_p на обмотці розмагнічування зростає. Разом з тим, у відповідності до (3.26) пропорційно збільшенню γ зростає і вихідна напруга U_H, величина якої визначає амплітуду

позитивного імпульсу напруги u_p. Таким чином, збільшення площі позитивного імпульса при збільшенні γ відбувається за рахунок збільшення його амплітуди U_H при сталій тривалості інтервала t_p.

Враховуючи вираз (3.38), визначимо потрібне значення коефіцієнта трансформації обмотки розмагнічування:

$$t_p = \frac{n_p}{n} T \le (1-\gamma)T,$$

звідки $$n_p \le (1-\gamma).$$

Для вибору діода *VD3* треба визначити середнє значення струму в обмотці розмагнічування W_p.

Миттєве значення струму $i_{\mu p}$ на інтервалі часу $\gamma T < t < (\gamma T + t_p)$ може бути знайдено з рішення диференційного рівняння

$$L_p \frac{di_{\mu p}}{dt} = n_p^2 L_1 \frac{di_{\mu p}}{dt} = -U_H, \tag{3.39}$$

де L_p – індуктивність обмотки розмагнічування, що визначається з виразу (3.17).

Змістивши початок координат в точку $t = \gamma T$ та проінтегрувавши рівняння (3.39) з урахуванням початкової умови $i_{\mu p}\Big|_{t=\gamma T} = I_{\mu p}$, визначимо закон зміни струму в обмотці w_p (в діоді VD3) на вказаному інтервалі часу:

$$i_{\mu p} = i_{\partial 3} = I_{\mu p} - \frac{U_H}{n_p^2} t. \tag{3.40}$$

Середнє значення струму через діод *VD3* та ефективне значення струму в обмотці w_p визначаємо з урахуванням (3.10), (3.21), (3.40):

$$I_{\partial 3} = \frac{1}{T}\int_0^T i_{\partial 3} dt = \frac{1}{T}\int_0^{t_p}\left(I_{\mu p} - \frac{U_H}{n_p^2 L_1} t\right) dt = \frac{I_{\mu p} t_p}{2T};$$

$$I_{p_{еф}} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^{t_p} i_{\mu p} dt},$$

де t_p – тривалість інтервала розмагнічування, що визначається з виразу (3.38).

Величину $I_{Pеф}$ використовують для розрахунку площі перерізу проводу обмотки W_p.

За рахунок повернення енергії, накопиченої в індуктивності трансформатора *TV1,* до кола навантаження *ККД* перетворювача по схемі рис. 3.4,в зростає в середньому на 5..7%. Однак у порівнянні з перетворювачем по схемі рис.3.1,а розглянутий перетворювач має більші пульсації вихідної напруги. Це пояснюється тим, що змінна складова струму розмагнічування $i_{\mu p}$ протікає через конденсатор фільтра *C* на інтервалі виключеного стану транзистора, додаючись до змінної складової струму дроселя:

$$i_c(t) = i_{\mu p\sim} + i_{L\sim},$$

де $i_{\mu p\sim}=i_{\mu p}-I_{\partial 3}$ – змінна складова струму в обмотці W_p; $i_{L\sim}=i_L-I_H+I_{\partial 3}$ – змінна складова струму в дроселі фільтра L.

Внаслідок цього на інтервалі паузи розрядний струм конденсатора C зростає і вихідні пульсації збільшуються.

Оскільки в схемі рис. 3.4,в розмагнічування осердя здійснюється вихідною напругою, то в перехідних режимах, що виникають при різкий зміні струму навантаження умова (3.122) може не виконуватись і осердя може входити у режим насичення. При цьому виникають небезпечні струмові перевантаження транзистора. В перетворювачі по схемі рис.3.9,а цей недолік відсутній, що робить його більш надійним у роботі.

Як видно з виразів (3.36), (3.37), при збільшенні коефіцієнта заповнення γ максимальна напруга на силовому транзисторі *VT1* і діоді *VD1* зростає. Це також можна віднести до недоліків розглянутої схеми.

Загальним недоліком перетворювачів (рис.3.1,а, рис.3.4,а, в) є перенамагнічування осердя трансформатора за часним гістерезисним циклом, який характеризується малим розмахом індукції ΔB. Це призводить до збільшення маси та габаритних розмірів силового трансформатора.

При роботі вказаних перетворювачів струм намагнічування трансформатора на протязі усього періоду не змінює свого напрямку.

Для збільшення розмаху індукції ΔB в осерді необхідно створити від'ємне магнітне поле, яке перемагнічує осердя до від'ємних значень магнітної індукції B. З метою створення такого від'ємного поля у перетворювач включають допоміжні елементи, завдяки яким струм намагнічування трансформатора на інтервалі закритого стану силового транзистора змінює свій напрямок.

В перетворювачі напруги, схема якого наведена на рис.3.4,д, в якості елемента кола розмагнічування осердя використовується заряджений конденсатор C_p, який за допомогою керованого ключа змінного струму на інтервалі паузи підключається до первинної обмотки трансформатора *TV1*. Функцію ключа змінного струму виконують зустрічно-паралельно з'єднані транзистор *VT2* і діод *VD3*. При розгляді роботи схеми будемо рахувати, що ємність конденсатора C_p достатньо велика і пульсаціями напруги на ній можна знехтувати. Тоді, в усталеному режимі роботи конденсатор C_p заряджений з полярністю, що вказана на схемі, і на ньому буде постійна напруга U_{Cp}.

Часові діаграми струмів і напруг, що пояснюють роботу кола розмагнічування у двох режимах при $\gamma < 0,5$ та $\gamma > 0,5$, показані на рис. 3.4, ж, з, відповідно.

Транзистори *VT1* і *VT2* під дією управляючих імпульсів напруги u_{k1}, u_{k2} переключаються протифазно. Коли відкритий транзистор *VT1* і закритий транзистор *VT2* (інтервал часу $0 < t < \gamma T$) на обмотках трансформатора наводиться *ЕРС* з полярністю, що вказана без дужок. При цьому до первинної обмотки W_1 прикладена напруга джерела живлення $u_1 = E$, під дією якої струм намагнічування

$i_{\mu p}$ зростає з часом за лінійним законом і осердя намагнічується в прямому напрямку. Робоча точка, що характеризує магнітний стан осердя на кривій намагнічування $B = F(H)$ (рис. 3.4,е) переходить з положення 1 у положення 2. За час відкритого стану транзистора струм $i_{\mu 1}$ збільшується на величину $I_{\mu 1}$, яка визначається з виразу (3.10). Впродовж вказаного інтервала часу до закритого транзистора *VT2* і діода *VD3* прикладена напруга:

$$U_{ke2m} = U_{\partial 3m} = E + U_{Cp},$$

де U_{Cp} – величина постійної складової напруги на конденсаторі C_p.

Після розмикання транзистора *VT1* і включення транзистора *VT2* на інтервалі часу $\gamma T < t < t_0$ струм намагнічування $i_{\mu 1}$, зберігаючи свій напрямок, протікає через обмотку W_1, діод *VD3* і конденсатор C_p. Енергія, що була накопичена в індуктивності намагнічування L_1, передається у конденсатор C_p, внаслідок чого струм $i_{\mu 1}$ (струм у діоді *VD3)* з часом зменшується за величиною від свого максимального значення $\frac{I_{\mu 1}}{2}$ до нуля. З момента t_0 під дією напруги на конденсаторі C_p струм намагнічування $i_{\mu 1}$ змінює свій напрямок і починає протікати через відкритий транзистор *VT2,* обмотку W_1 і конденсатор C_p, збільшуючись за величиною. Внаслідок цього в осерді трансформатора створюється від'ємне магнітне поле і осердя перемагнічується у зворотному напрямку. Робоча точка, що характеризує його магнітний стан на кривій намагнічування (рис. 3.4,е) переміщується з положення 2 у положення 1.

В момент часу $t = T$ струм $i_{\mu 1}$ досягає свого максимального значення $\frac{I_{\mu 1}}{2}$, транзистор *VT1* включається, а *VT2* – виключається і процеси в схемі повторюються.

Як бачимо, на протязі інтервала закритого стану силового транзистора *VT1* до первинної обмотки w_1 підключений конденсатор C_p, внаслідок чого на обмотках наводиться *ЕРС* з полярністю, що вказана на рис. 3.4, д в дужках. При цьому нульова пауза в напругах обмотках W_1, W_2 при всіх значених γ відсутня. Величину напруги на конденсаторі C_p визначимо з умови рівності додатної та від'ємної площ, які обмежуються графіком функції $u_1(t)$ на періоді T:

$$E\gamma T = U_{Cp}(1-\gamma)T,$$

звідки знаходимо

$$U_{Cp} = \frac{\gamma E}{1-\gamma}. \qquad (3.41)$$

Максимальні значення напруги на колекторах закритих транзисторів *VT1*, *VT2* та на закритому діоді *VD3* з урахуванням (3.41):

$$U_{ke1m} = U_{ke2m} = U_{\partial 3m} = \frac{E}{1-\gamma}. \qquad (3.42)$$

З виразів (3.41), (3.42) бачимо, що при збільшенні γ величина напруги на конденсаторі C_p та на закритих транзисторах *VT1, VT2* зростає.

Транзистор *VT2* вибирають, виходячи з його максимальної напруги U_{ke2m} та максимального колекторного струму:

$$I_{k2\max} = \frac{I_{\mu 1}}{2}.$$

Для того щоб транзистор *VT2* на інтервалі паузи перебував у стані насичення у його базовому колі необхідно забезпечити відкриваючий базовий струм:

$$I_{б2в} = \frac{I_{k2max}}{\beta_{2\min}} \cdot K_{нас},$$

де β_{2min} – паспортне значення мінімального коефіцієнта передачі базового струму транзистора *VT2* у режимі “великого” сигнала; $K_{нас}$ – коефіцієнт насичення.

Середнє значення струму через діод *VD3*:

$$I_{\partial 3} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{(1-\gamma)T}{2}} i_{\partial 3} dt = \frac{I_{\mu 1}(1-\gamma)}{8}.$$

Ємність конденсатора C_p можна визначити з наступних міркувань.

На інтервалі часу $\gamma T < t < T$ струм у конденсаторі C_p повністю співпадає зі струмом $i_{\mu 1}$, тобто:

$$i_{Cp}(t) = i_{\mu 1} \qquad \text{при } \gamma T < t < T.$$

На інтервалі часу $\gamma T < t < t_0$ $i_{Cp}(t)=i_{\partial 3}>0$, тому конденсатор C_p заряджається і напруга на ньому збільшується на величину ΔU_{Cp}. На інтервалі $t_0 < t < T$ $i_{Cp}(t)=i_{к2}< 0$, конденсатор C_p розряджається і напруга на ньому зменшується на ту саму величину ΔU_{Cp}.

Приріст напруги на конденсаторі на інтервалі часу $\gamma T \ldots t_0$:

$$\Delta U_{Cp} = \frac{1}{C_p} \int_{\gamma T}^{t_0} i_{cp}(t) dt = \frac{\Delta Q}{C_p}.$$

Значення підінтегральної функції являє собою приріст заряду ΔQ на конденсаторі C_p за інтервал часу $\Delta t = t_0 - \gamma T = \frac{(1-\gamma)T}{2}$ і визначається як площа трикутника обмеженого на періоді графіком функції $i_{\partial 3}(t)$.

З урахуванням цього будемо мати:

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \frac{I_{\mu 1}}{2} \frac{(1-\gamma)T}{2};$$

$$\Delta U_{Cp} = \frac{I_{\mu 1}(1-\gamma)}{8 f C_p},$$

звідки

$$C_p = \frac{I_{\mu 1}(1-\gamma)}{8f(\Delta U_{Cp})}. \qquad (3.43)$$

Для одержання форми напруги на обмотках трансформатора близької до прямокутної величину ΔU_{Cp} вибирають з умови $\Delta U_{Cp}=(0,05..0,1)U_{Cp}$, де U_{Cp} обчислюється за формулою (3.41). Після цього ємність конденсатора C_p розраховується за формулою (3.43).

Недоліком схеми (рис. 3.4,д) є те, що емітери транзисторів *VT1, VT2* знаходяться під різними потенціалами і для управління ними потрібна гальванічна розв'язка управляючих кіл. Окрім того, для швидкого переключення транзисторів *VT1, VT2* керуючі імпульси повинні бути різнополярними в широкому діапазоні зміни коефіцієнта заповнення γ (рис. 3.4,ж, з). На практиці формування таких імпульсів зв'язано з деякими технічними труднощами і призводить до ускладнення системи керування. Оскільки транзистори *VT1, VT2* переключаються протифазно, можлива поява "скрізного" струму із-за кінцевого часу розсмоктування носіїв заряду в області бази і колектора. Це призводить до збільшення динамічних втрат потужності, зниженню надійності та підвищенню рівня електромагнітних завад, що генерує перетворювач.

В перехідних режимах перетворювача можливе насичення осердя трансформатора, що зв'язане з інерційністю зарядки конденсатора C_p.

До переваг схеми слід віднести: симетричне перемагнічування осердя в усталеному режимі, що дозволяє зменшити габаритні розміри та масу трансформатора за рахунок збільшення ΔB; розширенний діапазона зміни коефіцієнта заповнення γ по відношенню до схеми рис.3.1,а; зменшення напруги на закритому силовому транзисторі при $\gamma \leq 0,5$.

Елементи кола розмагнічування *VT2, VD3,* C_p можуть бути, також, підключені до вторинної, або допоміжної обмотки трансформатора.

Однотактні перетворювачі напруг у порівнянні з двотактними мають слідуючі переваги: до їх складу входить менша кількість силових керованих ключів, що спрощує систему керування; в них відсутні "скрізні" струми, зумовлені у двотактних схемах інерційністю процеса розсмоктування надлишкового заряда в

базовій та колекторній областях протифазно працюючих транзисторів; у схемах *ОПН* (рис.3.1,а; 3.4,а) відсутнє явище одностороннього насичення осердя трансформатора, в тому числі, і в перехідних режимах роботи, внаслідок чого зменшуються струмові перевантаження силових транзисторів та підвищується надійність функціонування перетворювача.

До недоліків *ОПН* слід віднести: малий діапазон зміни γ; значно більші амплітуди струмів через силові ключі при однаковій вихідній потужності; більша маса та габаритні розміри трансформатора із-за малого розмаха індукції в осерді; переривчатий характер струму, що споживається від джерела живлення; більша маса та розміри згладжуючого фільтра; значний рівень електромагнітних завад, які генерує перетворювач.

Вказаних недоліків можна частково позбутися, використовуючи сучасні схемотехнічні рішення, до числа яких відносяться: використання багатофазних ОПН; розробка схем з підвищеним розмахом індукції; застосування перетворювачів з інтегрованим магнітним колом, яке дозволяє реалізувати ефект “нульових” пульсацій вихідного струму; використання комбінованих схем *ОПН* з прямим та зворотнім ввімкненням випрямляючого діода для створення частково модульованої напруги на вході *LC*-фільтра; застосування з метою мікромініатюризації *ДВЕЖ* інтегральних модулів, до складу яких входять силові ключі та елементи керування перетворювачем.

З М І С Т

Однотактні перетворювачі постійної напруги з трансформаторним розділенням вхідних та вихідних кіл 1
1. Однотактний перетворювач постійної напруги із зворотнім ввімкненням випрямляючого діода і незалежним збудженням 1
Аналіз роботи ОПН у режимі безперервного магнітного потока (режим I) 3
Аналіз роботи ОПН у режимі переривчатого магнітного потока (режим II) 8
Навантажувальна характеристика ОПН 11
2. Однотактний перетворювач постійної напруги зі зворотнім ввімкненням випрямляючого діода з самозбудженням 12
3 Однотактний перетворювач постійної напруги з прямим ввімкненням випрямляючого діода 16
Аналіз роботи ОПН з прямим ввімкненням діода 19