

ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ КЕРУВАННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ ВЕНТИЛЬНОГО ДВИГУНА

Розроблено методику вибору електрообладнання вентиляльного двигуна з машинною комутацією, що враховує способи керування інвертором. Встановлена потужність електрообладнання вентиляльного двигуна (ВД) визначається технологічними вимогами і залежить від структури перетворювача, способу комутації ключів перетворювача та способів керування інвертором. Застосування автономних інверторів зі штучною комутацією, ключі яких комутуються за рахунок реактивної енергії, накопиченої в додаткових комутаційних пристроях, підвищує коефіцієнт використання синхронної машини. Однак у цьому випадку ускладнюється схема і зростає встановлена потужність перетворювача. Використання транзисторів IGBT і тиристорів IGCT призводить до значного зростання вартості устаткування.

Для зменшення впливу випрямляча ВД на мережу й узгодження напруги привода з напругою живлення може виникнути необхідність в узгоджувальному трансформаторі і пристрої компенсації реактивної потужності. На величину потужності цього устаткування впливає спосіб керування випрямлячем, характер навантаження двигуна і діапазон зміни швидкості.

Регулювання напруги випрямляча може бути симетричним і несиметричним. Відомо декілька способів несиметричного регулювання, серед яких одним з найдоцільніших є почергове. У випадку почергового керування в трифазній мостовій схемі створюється штучний нульовий контур, внаслідок чого тривалість протікання струму по вторинних обмотках трансформатора стає меншою 2/3 напівперіоду живлячої напруги. Крім цього, підвищуються також енергетичні показники, зокрема зменшується споживання реактивної потужності та збільшуються коефіцієнти зсуву і потужності.

Ключові слова: вентиляльний двигун, випрямляч, інвертор, тиристорний перетворювач, способи керування випрямлячем

Вступ. Застосування залежних інверторів струму з машинною комутацією (рис.1), ключі яких комутуються за рахунок електрорушійної сили (ЕРС) двигуна, викликає деяке зниження коефіцієнта використання, але дозволяє значно спростити силову схему, зменшити потужність устаткування і вартість електропривода [1, 2].

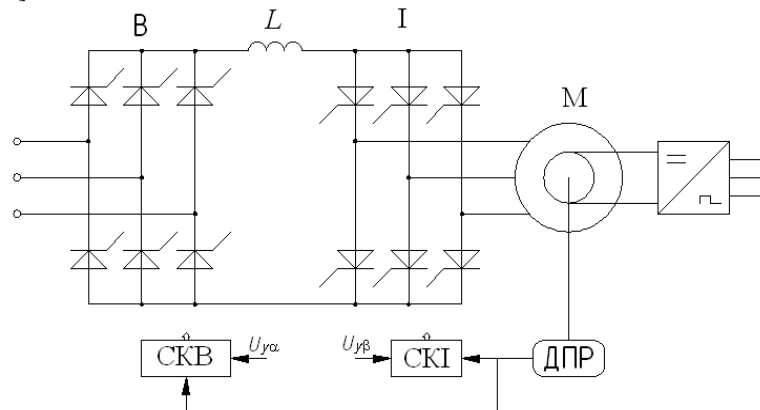


Рисунок 1 - Схема ВД з інвертором струму з машинною комутацією: В – випрямляч; І – інвертор; ДПР – датчик положення ротора; СКВ, СКІ – відповідно системи керування випрямлячем та інвертором

Машинна комутація в ВД виконується з випереджаючим струмом, фазовий зсув якого відносно ЕРС статора задає СКІ за допомогою кута випередження β . Кут β визначається сумою кутів комутації γ і запасу δ . Мінімальне значення кута випередження обмежується комутаційною стійкістю інвертора, а максимальне - зниженням коефіцієнта використання.

У таблиці наведені розрахункові дані щодо вибору ВД і тиристорного інвертора струму залежно від способів керування ($\beta = 60^\circ$, $\beta = 50^\circ$, $\beta_{\min} = f(\gamma)$ за умови $\delta = 10^\circ$) для заданої потужності $P = 3000$ кВт. У розрахунку річної витрати електроенергії прийнято, що технологічна установка працює безперервно протягом року.

Таблиця. Дані для вибору ВД і тиристорного інвертора залежно від способів керування

Параметр	$\beta=60^\circ$	$\beta=50^\circ$	$\beta_{\min}=f(\gamma)$ за умови $\delta_{\min}=10^\circ$
P , кВт	3000	3000	3000
$C_{\Gamma\max}$	2	1,781	1,4
$P_{\text{ВД}}$, кВт	6000	5343	4200
U_n , В	6000	6000	6000
k_c	0,67	0,82	0,93
I_n , А	861	627	435
I_d , А	1076	784	544
$U_{d\max}$, В	8100	8100	8100
Тип тиристора	T-500-15		T-320-15
N , шт.	8	8	8
M , шт.	1	1	1
$I_d U_{do}$, кВА	8716	6350	4406
W , кВт·год	52560000	38292335	26569453

Потужність ВД порівняно з потужністю двигуна з синусоїдальним живленням визначається коефіцієнтом габаритної потужності. Максимум функції $C_2 = f(\beta, \gamma)$ визначає розрахункову потужність двигуна. Залежність коефіцієнта габаритної потужності ВД від кутових параметрів зображена на рис. 2. Так для способу керування $\beta = 60^\circ$ і $\beta_{\min}=f(\gamma)$ відповідно маємо 2 і 1,4.

Розрахункова потужність двигуна у схемі ВД визначається виразом

$$P_{\text{ВД}} = PC_{\Gamma\max}.$$

Номинальний струм двигуна визначається з формул:

- для способу керування $\beta = \text{const}$

$$I_n = \frac{P_n}{\sqrt{3}U_n \cos\left(\beta - \frac{\gamma_n}{2}\right)};$$

- для способу керування $\beta_{\min}=f(\gamma)$ за умови $\delta_{\min}=\text{const}$

$$I_n = \frac{P_n}{\sqrt{3}U_n \cos\left(\delta_{\min} + \frac{\gamma_n}{2}\right)}.$$

Залежності коефіцієнту зсуву $k_c = \cos\left(\beta - \frac{\gamma}{2}\right)$ або $k_c = \cos\left(\delta_{\min} - \frac{\gamma}{2}\right)$ ВД від кутових параметрів і

способів керування наведені на рис.3.

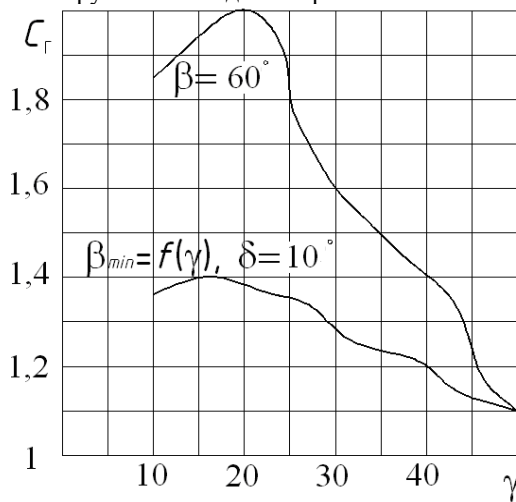


Рисунок 2 - Залежність коефіцієнту габаритної потужності ВД від кутових параметрів

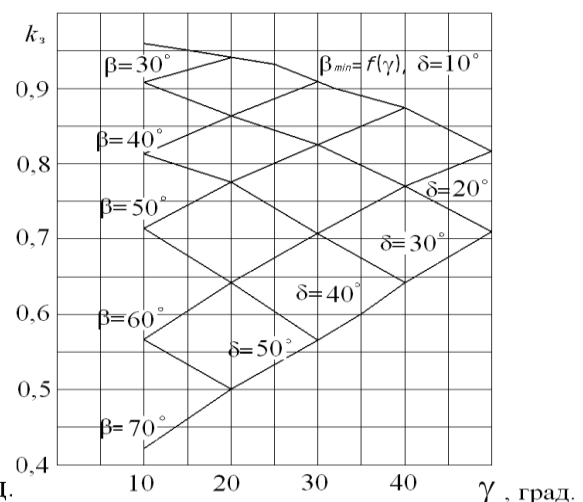


Рисунок 3 - Залежність коефіцієнту зсуву ВД від кутових параметрів

Середнє значення струму у вентиляльному перетворювачі

$$I_d = \frac{\pi\gamma}{2\sqrt{3}\sin\frac{\gamma}{2}} I_n$$

Вибір тиристорного перетворювача за відомої схеми зводиться до вибору типу і параметрів тиристорів. Для мостових трифазних схем максимальна величина середнього значення випрямленої напруги U_{do} , номінальна лінійна напруга двигуна U_n і лінійна напруга мережі U_c пов'язані в такий спосіб

$$\frac{U_{do}}{U_n} = \frac{U_{do}}{U_c} = 1,35$$

Кількість послідовно сполучених ключів у плечі моста інвертора

$$N \geq \frac{U_{do}}{U_T} k_{zu}$$

де U_T — припустима напруга на тиристорі (клас напруги); $k_{zu} = 1,5...2$ — коефіцієнт запасу по напрузі.

Кількість паралельних гілок

$$M \geq \frac{I_{d\max}}{3I_{dr}} k_{zi}$$

де I_d — середнє значення струму ключа; $k_{zi} = 1,5...2$ - коефіцієнт запасу по струму.

Для першого варіанту можна використовувати тиристори п'ятнадцятого класу Т-500, для другого - Т-320.

Габаритна потужність інвертора $P_1 = I_d U_{do}$, кВА.

Витрати електроенергії за рік, кВт·год/рік $W = k_0 P_1 T$, де T - число годин роботи приводу за рік, год/рік; k_0 - коефіцієнт, який враховує втрати енергії під час зупинки приводу.

Регулювання напруги випрямляча може бути симетричним і несиметричним. Відомо декілька способів несиметричного регулювання, серед яких одним з найдоцільніших є почергове [2, 3]. У випадку почергового керування в трифазній мостовій схемі створюється штучний нульовий контур, внаслідок чого тривалість протікання струму по вторинних обмотках трансформатора стає меншою 2/3 напівперіоду живлячої напруги. Крім цього, підвищуються також енергетичні показники, зокрема зменшується споживання реактивної потужності та збільшуються коефіцієнти зсуву і потужності.

Симетричне керування групами ключів випрямляча характеризується тим, що кути керування α_1 і α_2 дорівнюють один одному і змінюються в межах $0 \leq \alpha \leq \pi - \beta_{\min}$. У "першому" почерговому способі

$$\alpha_{1\min}^I = 0, \frac{\pi}{6} \leq \alpha_2^I \leq \pi - \beta_{\min}, \text{ у "другому" } - \alpha_{1\min}^{II} = \frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{6} \leq \alpha_2^{II} \leq \pi - \beta_{\min}$$

Для механізмів з вентиляторним навантаженням залежність моменту опору від швидкості

$$M_c = M_{c\max} \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 \quad (1)$$

Аналітичний вираз електромагнітного моменту ВД за умови нехтування активним опором [4]

$$M = \frac{3}{2} p \frac{U_{m(1)}^2 \cos(\beta - \frac{\gamma}{2}) \sin\theta}{\omega^2 L_q \cos(\beta_0 - \frac{\gamma}{2})} \quad (2)$$

де $U_{m(1)}$ - амплітудне значення першої гармоніки напруги; $\beta_0 = \beta + \theta$; β_0, β - кути випередження; θ - кут навантаження синхронного двигуна; $\beta = \gamma + \delta$; γ - кут комутації; δ - кут запасу; p - число пар полюсів; L_q - індуктивність двигуна по поперечній осі. З урахуванням максимального значення моменту [2, 5]

$$M_{\max} = \frac{3}{2} p \frac{U_{m(1)}^2 \cos(\beta - \frac{\gamma}{2})}{4\omega r}$$

рівняння (2) записуємо таким чином

$$M = M_{\max} \frac{4r \sin\theta}{\omega L_q \cos(\beta_0 - \frac{\gamma}{2}) \cos(\beta - \frac{\gamma}{2})} \quad (3)$$

де r - активний опір двигуна ВД.

$$\text{Розв'язуючи рівняння (1) і (3), знаходимо } \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 = \frac{4r\sin\theta}{\mu X_q \cos(\beta_0 - \frac{\gamma}{2}) \cos(\beta - \frac{\gamma}{2})} \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{-1}, \quad (4)$$

$$\text{де } \mu = \frac{M_{\text{смах}}}{M_{\text{макс}}}.$$

Нехтуючи падінням напруги на ключах і вважаючи, що механічні характеристики ВД є абсолютно жорсткими, отримуємо залежно від способу керування наступні вирази

$$\frac{\omega}{\omega_0} = v \cos\alpha; \quad \frac{\omega}{\omega_0} = 0,5v(1 + \cos\alpha_2^I); \quad \frac{\omega}{\omega_0} = 0,5v\left(\frac{\sqrt{3}}{2} + \cos\alpha_2^{II}\right), \quad (5)$$

$$\text{де } v = \frac{k_{\text{сх.в}} U_{\text{т}}}{k_{\text{сх.і}} E \cos\beta}; \quad U_{\text{т}}, \quad E - \text{відповідно діюче значення вторинної напруги трансформатора та}$$

електрорушійної сили ВД; $k_{\text{сх.в}} = k_{\text{сх.і}} = 1,35$ – відповідно коефіцієнти схем випрямляча і інвертора.

Розв'язуючи спільно рівняння (4) і (5), визначаємо кути керування

$$\alpha = \arccos\sqrt{G\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{-1}}; \quad \alpha_2^I = \arccos\left(2\sqrt{G\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{-1}} - 1\right); \quad \alpha_2^{II} = \arccos\left(2\sqrt{G\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{-1}} - \frac{\sqrt{3}}{2}\right), \quad (6)$$

$$\text{де } G = \frac{4r\sin\theta}{v\mu X_q \cos(\beta_0 - \frac{\gamma}{2}) \cos(\beta - \frac{\gamma}{2})}.$$

Вирази (6) дозволяють знаходити кути керування в залежності від швидкості і внутрішніх параметрів ВД з похибкою, яка не перевищує 1...3 %.

Рівняння (1) записуємо для струмів ВД у вигляді

$$I_d = I_{\text{dmax}} \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2,$$

де I_d - середнє значення струму ВД.

Тоді діюче значення вторинного струму трансформатора $I_{\text{т}}$ залежно від способу керування визначимо таким чином [2]

$$I_{\text{т}} = I_d \sqrt{\frac{2}{3}} = I_{\text{dmax}} \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 \sqrt{\frac{2}{3}}; \quad I_{\text{т}}^I = I_{\text{dmax}} \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 \sqrt{1 - \frac{\alpha_2^I}{\pi}}; \quad I_{\text{т}}^{II} = I_{\text{dmax}} \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 \sqrt{\frac{\pi - \alpha_{1\text{min}}^I - \alpha_2^{II}}{\pi}}. \quad (7)$$

Перетворювач ВД механізмів з вентиляторним навантаженням зазвичай працює у випрямному режимі, а діапазон регулювання швидкості не перевищує 2:1, тому спільне розв'язання рівнянь (5) і (7) дозволяє отримати вирази для діючого значення вторинного струму трансформатора в такому вигляді [6, 7]

$$I_{\text{т}} = I_{\text{dmax}} F(\alpha); \quad I_{\text{т}}^I = I_{\text{dmax}} F_I(\alpha_2^I); \quad I_{\text{т}}^{II} = I_{\text{dmax}} F_{II}(\alpha_2^{II}), \quad (8)$$

$$\text{де } F(\alpha) = v^2 \cos^2 \alpha \sqrt{\frac{2}{3}}; \quad F_I(\alpha_2^I) = \frac{v^2}{4} (1 + \cos\alpha_2^I)^2 \sqrt{1 - \frac{\alpha_2^I}{\pi}}; \quad F_{II}(\alpha_2^{II}) = \frac{v^2}{4} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} + \cos\alpha_2^{II}\right)^2 \sqrt{\frac{5 - \alpha_2^{II}}{6 - \pi}}.$$

Або, підставляючи у вирази (8) значення α , α_2^I і α_2^{II} з виразів (6), знаходимо

$$I_{\text{т}} = I_{\text{dmax}} F\left(G, \frac{\omega}{\omega_0}\right); \quad I_{\text{т}}^I = I_{\text{dmax}} F_I\left(G, \frac{\omega}{\omega_0}\right); \quad I_{\text{т}}^{II} = I_{\text{dmax}} F_{II}\left(G, \frac{\omega}{\omega_0}\right), \quad (9)$$

$$\text{де } F\left(G, \frac{\omega}{\omega_0}\right) = \sqrt{\frac{2}{3}} v^2 \cos^2 \arccos\sqrt{G\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{-1}};$$

$$F_I\left(G, \frac{\omega}{\omega_0}\right) = \frac{v^2}{4} [1 + (2\sqrt{G\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{-1}} - 1)]^2 \sqrt{1 - [\arccos(2\sqrt{G\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{-1}} - 1)]/\pi};$$

$$F_{II}(G, \frac{\omega}{\omega_0}) = \frac{v^2}{4} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} + (2\sqrt{G(\frac{\omega}{\omega_0})^{-1}} - \frac{\sqrt{3}}{2})^2 \sqrt{\frac{5}{6} - [\arccos(2\sqrt{G(\frac{\omega}{\omega_0})^{-1}} - \frac{\sqrt{3}}{2})]/\pi} \right]$$

Вирази (8) і (9) мають сенс для кутів

$$0 \leq \alpha \leq \pi - \beta_{\min}; \quad \alpha_{I\min}^I = 0; \quad \frac{\pi}{6} \leq \alpha_2^I \leq \frac{2}{3}\pi; \quad \alpha_{I\min}^{II} = \frac{\pi}{6}; \quad \frac{\pi}{6} \leq \alpha_2^{II} \leq \frac{2}{3}\pi. \quad (10)$$

Найбільшому діючому значенню струму I_T , яке визначає розрахункову потужність трансформатора, відповідає максимум функцій $F_m(\alpha)$, $F_{Im}(\alpha_2^I)$, $F_{II m}(\alpha_2^{II})$ або $F_m(G, \frac{\omega}{\omega_0})$, $F_{Im}(G, \frac{\omega}{\omega_0})$, $F_{II m}(G, \frac{\omega}{\omega_0})$. Причому

функції $F(\alpha)$, $F_I(\alpha_2^I)$ і $F_{II}(\alpha_2^{II})$ дозволяють визначити величину струму трансформатора залежно від кутів керування, а $F(G, \frac{\omega}{\omega_0})$, $F_I(G, \frac{\omega}{\omega_0})$, $F_{II}(G, \frac{\omega}{\omega_0})$ - від швидкості й внутрішніх параметрів ВД.

З виразів (8) видно, що максимуму функцій $F_m(\alpha)$, $F_{Im}(\alpha_2^I)$, $F_{II m}(\alpha_2^{II})$ відповідають кути керування $\alpha = 0$ і $\alpha_2^I = \alpha_2^{II} = 30^\circ$. Для реальних параметрів ($\beta_0 = 60^\circ$, $\beta = 40^\circ \dots 45^\circ$, $\gamma = 15^\circ \dots 20^\circ$, $\theta = 15^\circ \dots 20^\circ$, $X_q = 1 \dots 1,2$) за умови розрахункової потужності ВД 3000 кВт маємо $F_m(\alpha) = 0,817$, $F_{Im}(\alpha_2^I) = 0,711$ і $F_{II m}(\alpha_2^{II}) = 0,612$. Потужність узгоджувального трансформатора за симетричного керування складе

$$S_T = \sqrt{3} U_T I_{d\max} [F_m(\alpha) \text{ чи } F_m(G, \frac{\omega}{\omega_0})] = 4492 \text{ кВт},$$

що значно перевищує потужності трансформаторів, розрахованих для почергових способів ($S_T^I = 3909$ кВА; $S_T^{II} = 3365$ кВА).

Повну потужність ВД знаходимо на основі інтегральних методів $S = \sqrt{P^2 + Q^2 + P_c^2}$.

Остаточні вирази для активної потужності і потужності спотворення мають вигляд

$$P = \sqrt{3} U_T I_{d\max} v^2 \cos^3 \alpha \sqrt{\frac{2}{3}}; \quad P^I = \sqrt{3} U_T I_{d\max} \frac{v^2}{8} (1 + \cos \alpha_2^I)^3 \sqrt{1 - \frac{\alpha_2^I}{\pi}};$$

$$P^{II} = \sqrt{3} U_T I_{d\max} \frac{v^2}{8} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} + \cos \alpha_2^{II} \right)^3 \sqrt{\frac{5}{6} - \frac{\alpha_2^{II}}{\pi}}; \quad (11)$$

$$P_c = \sqrt{3} U_T I_{d\max} v^2 \cos^2 \alpha \sqrt{\frac{2}{3} \left(\frac{1}{k_c^2} - 1 \right)}; \quad P_c^I = \sqrt{3} U_T I_{d\max} \frac{v^2}{4\sqrt{2}} (1 + \cos \alpha_2^I)^{2,5} \sqrt{\left(1 - \frac{\alpha_2^I}{\pi} \right) \left(\frac{1}{k_c^2} - 1 \right)};$$

$$P_c^{II} = \sqrt{3} U_T I_{d\max} \frac{v^2}{4\sqrt{2}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} + \cos \alpha_2^{II} \right)^2 \sqrt{\left(\frac{5}{6} - \frac{\alpha_2^{II}}{\pi} \right) \left(\frac{1}{k_c^2} - 1 \right) (1,75 + \sqrt{3} \cos \alpha_2^{II})}. \quad (12)$$

Споживана з мережі реактивна потужність залежить як від способу мережного управління, так і від діапазону регулювання

$$Q = \sqrt{3} U_T I_{d\max} \left[F'(\alpha) \text{ або } F'(G, \frac{\omega}{\omega_0}) \right]; \quad Q^I = \sqrt{3} U_T I_{d\max} \left[F'_I(\alpha_2^I) \text{ або } F'_I(G, \frac{\omega}{\omega_0}) \right];$$

$$Q^{II} = \sqrt{3} U_T I_{d\max} \left[F'_{II}(\alpha_2^{II}) \text{ або } F'_{II}(G, \frac{\omega}{\omega_0}) \right], \quad (13)$$

де $F'(\alpha) = v^2 \cos^2 \alpha \sin \alpha \frac{\sqrt{3}}{2}$; $F'(G, \frac{\omega}{\omega_0}) = v^2 \cos^2 \arccos \sqrt{G(\frac{\omega}{\omega_0})^{-1}} \sin^2 \arccos \sqrt{G(\frac{\omega}{\omega_0})^{-1}} \sqrt{\frac{2}{3}}$;

$$F'_I(\alpha_2^I) = \frac{v^2}{8} (1 + \cos \alpha_2^I)^2 \sin \alpha_2^I \sqrt{1 - \frac{\alpha_2^I}{\pi}}; \quad F'_I(G, \frac{\omega}{\omega_0}) = \frac{v^2}{2} G \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^{-1} \sin \arccos \left(2 \sqrt{G \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^{-1}} - 1 \right) \times$$

$$\times \sqrt{1 - \left[\arccos \left(2 \sqrt{G \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^{-1}} - 1 \right) \right] / \pi}; F''(\alpha_2^{\prime\prime}) = \frac{v^2}{8} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} + \cos \alpha_2^{\prime\prime} \right)^2 \sin \alpha_2^{\prime\prime} \sqrt{\frac{5}{6} - \frac{\alpha_2^{\prime\prime}}{\pi}};$$

$$F''_m \left(G, \frac{\omega}{\omega_0} \right) = \frac{v^2}{2} G \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^{-1} \operatorname{sinarccos} \left(2 \sqrt{G \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^{-1}} - \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \times \sqrt{\frac{5}{6} - \left[\arccos \left(2 \sqrt{G \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^{-1}} - \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right] / \pi}.$$

Вирази (11) - (13) мають сенс за дотримання умов (10).

Потужність компенсуючих конденсаторів визначається максимальним значенням реактивної потужності, споживаної системою, якому відповідає максимум функцій $F'_m(\alpha)$, $F'_{Im}(\alpha_2^I)$, $F'_{IIm}(\alpha_2^{II})$, або $F'_m(G, \frac{\omega}{\omega_0})$, $F'_{Im}(G, \frac{\omega}{\omega_0})$, $F'_{IIm}(G, \frac{\omega}{\omega_0})$. Для наведеного прикладу на рис.1 зображені розрахункові криві $F'(\alpha)$, $F'_I(\alpha_2^I)$, $F'_{II}(\alpha_2^{II})$ і реактивної потужності, яку споживає ВД за симетричного і почергових способів керування. З графіків на рис.4 знаходимо потужності статичних конденсаторів $Q_K = 1649$ кВар; $Q'_K = 1320$ кВар; $Q''_K = 1000$ кВар.

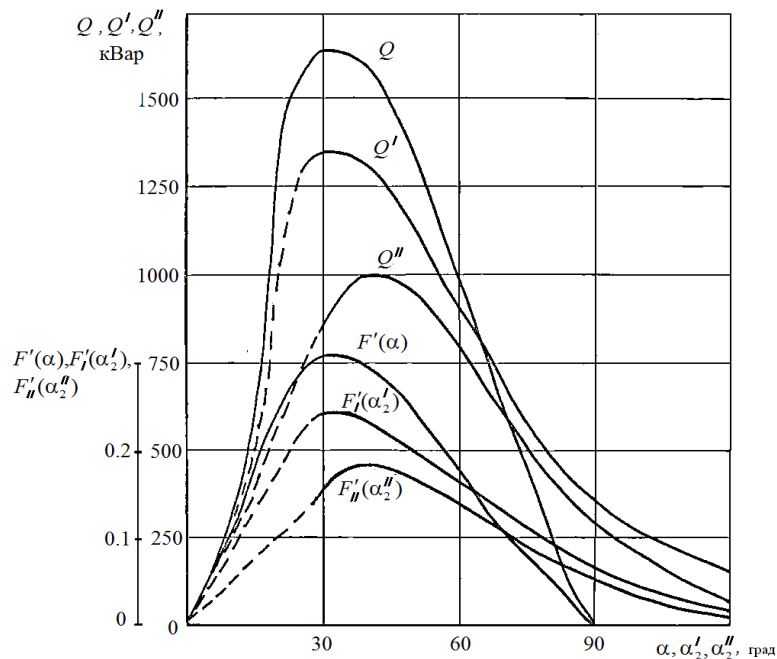


Рисунок 4 - Розрахункові криві $F'(\alpha)$, $F'_I(\alpha_2^I)$, $F'_{II}(\alpha_2^{II})$ і реактивної потужності ВД при симетричному і почерговому способах керування

Висновки Використання почергових способів керування випрямлячем ВД установок з вентиляторним навантаженням дозволяє знизити величини потужності узгоджувального трансформатора і пристроїв компенсації реактивної потужності. Застосування "другого" почергового способу керування дозволяє досягти найменших значень потужності електрообладнання. "Перший" почерговий спосіб хоч і характеризується вищим значенням встановленої потужності устаткування, проте дозволяє використовувати в одній групі випрямляча некеровані вентиля і спростити систему керування. Показано, що потужність електрообладнання ВД (синхронної машини і залежного інвертора струму з машинною комутацією) значно нижчі для способу керування $\beta_{\min} = f(\gamma)$ ніж для $\beta = \text{const}$. Для наведеного прикладу: за умови $\beta_{\min} = f(\gamma)$ - $P_{\text{вд}} = 4200$ кВт, $P_1 = 4406$ кВт; за умови $\beta = 60^\circ$ - $P_{\text{вд}} = 6000$ кВт, $P_1 = 8716$ кВт.

Список літератури

- 1.Ткачук В.І., Біляковський І.Є, Макарчук О.В., Каша Л.В., Грещук О.В. Теорія та синтез вентильних двигунів постійного струму // Львівська політехніка. – 2011, 288 с.
- 2.Закладний О.М., Закладний О.О. Сучасні методи регулювання якості електроенергії // Промислова електроенергетика та електротехніка (Промелектро). - 2007. - №2. - С. 25-30.
- 3.Модельовня електромеханічних систем: Підручник / Чорний О.П., Луговой А.В., Д.Й.Родькін, Сисюк Г.Ю., Садовой О.В.– Кременчук, 2001. – 410 с.

4.Закладний О.М., Праховник А.В., Соловей О.І. Енергозбереження засобами промислового електропривода: Навчальний посібник. - К: Кондор, 2005. - 408 с.

5.Закладний О.М., Закладний О.О. Вплив способів керування комутатором на гармонічний склад кривих струму і напруги вентильного двигуна // Промислова електроенергетика та електротехніка (Промелектро). - 2008. - №1. - С. 35...40.

6.Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи: Навч. посібник / М. Г. Попович, О. Ю. Лозинський, В. Б. Клепиков та ін.; За ред. М. Г. Поповича, О. Ю. Лозинського. – К.: Либідь, 2005. – 680 с

7. Математичне моделювання електроенергетичних систем в ринкових умовах: монографія / С. Є. Саух, А. В. Борисенко. — К.: «Три К», 2020. — 340 с

O. Zakladnyi¹, Cand.Sc. (Eng.), Assoc. Prof., **ORCID** 0000-0003-2813-3692

V. Prokopenko¹ Cand.Sc. (Eng.), Assoc. Prof., **ORCID** 0000-0002-5518-5802

¹**National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”**

RESEARCH OF VALVE MOTOR CONVERTER CONTROL METHODS

A technique for selecting the electrical equipment of a valve motor with machine commutation has been developed, which takes into account the ways of controlling the inverter. The installed capacity of the electrical equipment of the valve motor (VD) is determined by technological requirements and depends on the structure of the converter, the method of commutation of the converter keys and the methods of controlling the inverter. The use of autonomous inverters with artificial switching, the keys of which are switched due to the reactive energy accumulated in additional switching devices, increases the utilization factor of the synchronous machine. However, in this case, the circuit becomes more complicated and the installed power of the converter increases. The use of IGBT transistors and IGCT thyristors leads to a significant increase in the cost of the equipment.

To reduce the influence of the rectifier VD on the network and match the drive voltage with the supply voltage, a matching transformer and reactive power compensation device may be needed. The amount of power of this equipment is affected by the method of controlling the rectifier, the nature of the engine load and the range of speed changes.

Voltage regulation of the rectifier can be symmetrical or asymmetrical. Several methods of asymmetric regulation are known, among which one of the most expedient is alternating. In the case of alternating control in the three-phase bridge circuit, an artificial zero circuit is created, as a result of which the duration of the current flowing through the secondary windings of the transformer becomes less than 2/3 of the half-cycle of the supply voltage. In addition, the energy indicators also increase, in particular, the reactive power consumption decreases and the shift and power coefficients increase.

Keywords: valve motor, rectifier, inverter, thyristor converter, rectifier control methods.

References

1.Tkachuk V.I., Bilyakovskiy I.E., Makarchuk O.V., Kasha L.V., Greschuk O.V. Theory and synthesis of DC valve motors // Lviv Polytechnic. – 2011, 288 p.

2.Zakladnyi O.M., Zakladnyi O.O. Modern methods of power quality regulation // Industrial electric power and electrical engineering (Promelectro). - 2007. - #2. - P. 25-30.

3.Modeling of electromechanical systems: Textbook / Cherny O.P., Lugovoi A.V., Rodkin D.Y., Sysyuk G.Yu., Sadovoy O.V. – Kremenchuk, 2001. – 410 p.

4.Zakladnyi O.M., Prakhovnyk A.V., Solovei O.I. Energy saving by means of industrial electric drive: Study guide. - K: Condor, 2005. - 408 p.

5.Zakladnyi O.M., Zakladnyi O.O. The influence of commutator control methods on the harmonic composition of valve motor current and voltage curves // Industrial electric power and electrical engineering (Promelectro). - 2008. - No. 1. - P. 35..40.

6.Electromechanical automatic control systems and electric drives: Education. manual / M.G. Popovych, O.Yu. Lozinskyi, V.B. Klepikov, etc.; Under the editorship M. G. Popovych, O. Yu.J. Lozynskyi. - K.: Lybid, 2005. - 680 p.

7.Mathematical modeling of electric power systems in market conditions: monograph / S.E. Saukh, A.V. Borysenko. — K.: "Three K", 2020. - 340 p.

Надійшла: 1.04.2023

Received: 1.04.2023