

ТИПОВІ ЗАМКНЕНІ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Оскільки більшість сучасних типових систем керування електроприводами побудована за підпорядкованим принципом, то в подальшому основну увагу приділятимемо саме цим структурам. Щоб надати цілісного уявлення про принципи побудови і роботу систем керування, надалі враховуватимемо силову частину електроприводів.

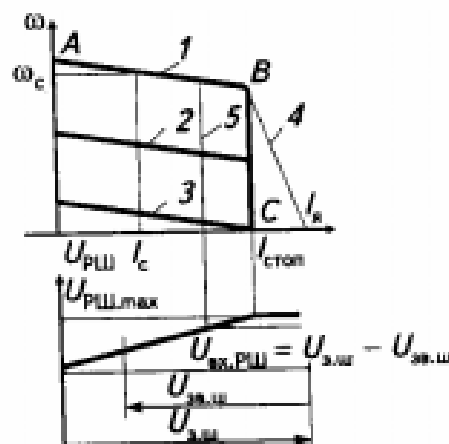
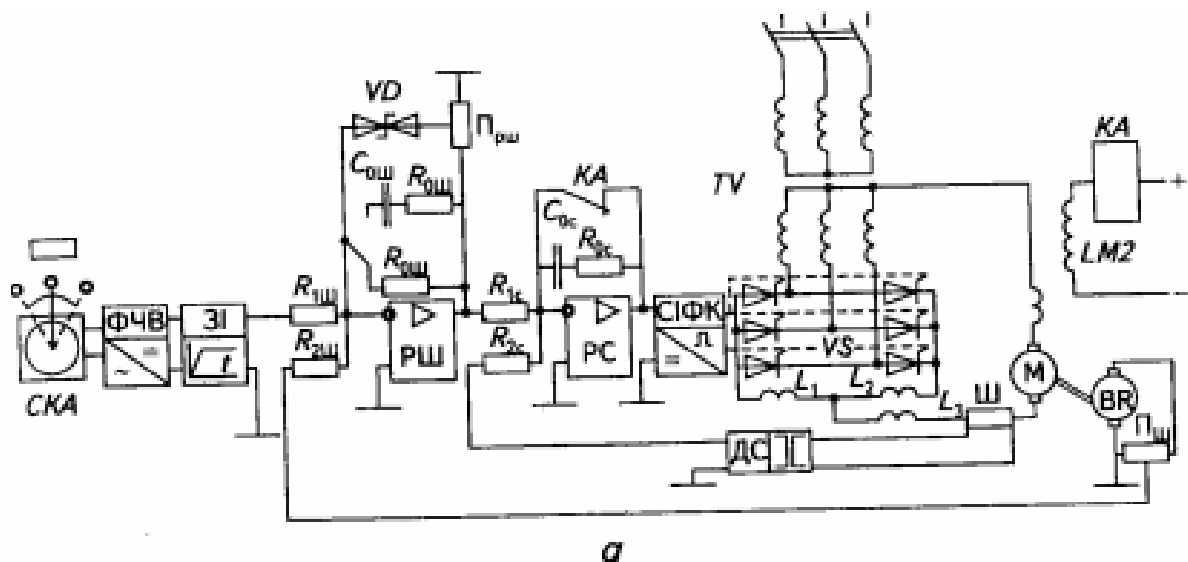
Двоконтурна система підпорядкованого регулювання з електроприводом «тиристорний перетворювач—двигун постійного струму»

Схему двоконтурної СПР наведено на рис. 5.39, а. Система здійснює регулювання швидкості в першій зоні з номінальним потоком двигуна ($\Phi_d = \Phi_{dн}$) і забезпечує:

- формування пускогальмівних характеристик;
- обмеження струмів (моментів) допустимими значеннями;
- формування статичних характеристик із заданим статизмом;
- заданий діапазон регулювання швидкості.

Живлення якірної кола двигуна здійснює реверсивний тиристорний перетворювач (ТП). Групи ТП зібрані за трифазною нульовою схемою; з'єднання груп — зустрічно-паралельне, із сумісним керуванням групами. Обмеження зрівнювальних струмів здійснюють зрівнювальні реактори L_1, L_2 ; L_0 — згладжувальний реактор. Керування ТП здійснює система імпульсно-фазового керування СІФК.

Система керування ЕМС двоконтурна: внутрішній — контур струму з регулятором струму РС, зовнішній — контур швидкості з регулятором швидкості РШ. Сигнал від'ємного зворотного зв'язку за струмом надходить на вхід РС (резистор R_{2c}) від датчика струму ДС, який підсилює сигнал, знятий із вимірювального шунта Ш, і здійснює потенціальну розв'язку. Сигнал від'ємного зворотного зв'язку за швидкістю надходить на вхід РШ (резистор $R_{2ш}$) від тахогенератора BR через потенціометр $П_{ш}$. Керування системою здійснюється за допомогою селесинного командоконтролера СКА, який перетворює кут повороту $\pm \Delta\phi$, на сигнал певної фази і величини.



6

Рис. 5.39

Цей сигнал випрямляється фазочутливим випрямлячем ФЧВ і з відповідним знаком надходить через задавач інтенсивності ЗІ на вхід регулятора швидкості (резистор $R_{1ш}$). Задавач інтенсивності забезпечує заданий темп зміни швидкості в пускогальмівних режимах.

У системі всі зворотні зв'язки лінійні, і тому, щоб обмежити струм у пускогальмівних режимах і режимах навантаження допустимими значеннями ($I_a \leq I_{a,огр}$), регулятор РШ виконаний з обмеженням величини вихідного сигналу. Для цього вказаний регулятор охоплено нелінійним від'ємним зворотним зв'язком типу «зона нечутливості». У схемі це реалізовано на стабілітронах VD і

потенціометрі $P_{PШ}$ на виході РШ. Потенціометр $P_{PШ}$ дає змогу регулювати напругу відкриття стабілітронів VD і відповідно напругу обмеження регулятора

$$U_{PШ \max} = U_{VD} / \alpha, \quad (5.25)$$

де $\alpha \leq 1$ — коефіцієнт потенціометра $P_{PШ}$.

Характеристику регулятора РШ без урахування інвертування зображено на рис. 5.39, б. Ця характеристика забезпечує формування статичних характеристик $\omega_d(I_a)$ електропривода типу «екскаваторних». Сигнал задання $U_{1,ш}$ на вході РШ обирається за умови, щоб у разі відсутності сигналу зворотного зв'язку $U_{2,ш}$ регулятор РШ перебуває в насиченні (ділянка $B-C$). У режимі роботи привода на ділянці стабілізації швидкості (ділянка $A-B$) сигнал $U_{2,ш}$ діє назустріч сигналу $U_{1,ш}$, і регулятор РШ працює на лінійній ділянці $A-B$ характеристики $U_{PШ} = f(U_{1,ш} - U_{2,ш})$. Зі збільшенням навантаження швидкість двигуна знижується, і відповідно зменшується $U_{2,ш}$. Оскільки сигнал $U_{1,ш}$ залишається незмінним, то різниця сигналів $U_{2,ш} = U_{1,ш} - U_{PШ}$ зростає. Також збільшується сигнал на виході регулятора РШ, збільшуючи тим самим жорсткість відрізка стабілізації $A-B$. Коли струм двигуна досягне значення $I_a = I_{a \text{ стоп}}$, його швидкість досягне швидкості відсікання $\omega_{відс}$, що відповідає точці B . Подальше зменшення швидкості переводить регулятор РШ в режим насичення, і ділянка струмообмеження $B-C$ формується лише контуром струму, на вхід регулятора якого надходить сигнал $U_{2,с \max} = U_{PC \max}$.

Круто спадний характер ділянки струмообмеження формується дією інтегральної складової пропорційно-інтегрального регулятора струму РС (ПІ-регулятора). У разі застосування пропорційного регулятора струму (П-регулятора) ділянка струмообмеження позначена індексом 4.

Проміжні характеристики 2, 3 відповідають сигналам задання $U_{2,ш3} < U_{2,ш2} < U_{2,ш1}$ і забезпечуються змінною кута повороту $\Delta\varphi$ СКА. Характеристика 5 відповідає зменшенню обмеження РШ ($\alpha_5 > \alpha_1$).

Вибір типу і розрахунок параметрів регуляторів контурів регулювання

Відповідно до схеми рис. 5.39, а запишемо в операторній формі рівняння динаміки силової частини:

$$\omega_a(\rho) = \frac{1}{\rho} \frac{1}{c T_{em}} \left[R_{a,x} I_a(\rho) - \frac{R_{a,x}}{c} M_c(\rho) \right]; \quad (5.26)$$

$$I_a(\rho) = [E_{oa}(\rho) - E_a(\rho)].$$

Тут $c = (U_{a,n} - I_{a,n} R_{a,x,d}) / \omega_n$ — стала двигуна, яка визначається за номінальними параметрами — напруги $U_{a,n}$, струму $I_{a,n}$, опору якірного кола двигуна $R_{a,x,d}$ і кутової швидкості ω_n ; $T_{em} = J_2 R_{a,x} / c^2$ — електро-механічна стала часу приводу, де $J_2 = J_a + J_{em}$ — сумарний момент інерції, складовими якого є момент інерції двигуна J_a і зведений до вала двигуна момент інерції механізму J_{em} ; $R_{a,x} = R_{a,x,d} + R_{тп}$ — активний опір кола системи ТП—Д, складовими якого виступають активний опір якірного кола двигуна $R_{a,x,d} = R_{a,d} + R_{ко} + R_{дп}$ і еквівалентний опір силового кола тиристорного перетворювача $R_{тп} = k_r R_{тр} + k_x X_{тр} + R_a + R_{a,p} + R_{s,p}$; $R_{a,d}$, $R_{ко}$, $R_{дп}$ — активні опори відповідно якоря двигуна, компенсаційної обмотки і обмотки додаткових полюсів двигуна; $k_r = 0,48$, $k_x = 1$ — коефіцієнти тиристорного перетворювача; $R_{тр}$, $X_{тр}$, R_a , $R_{a,p}$, $R_{s,p}$ — відповідно активний і реактивний опори трансформатора, динамічний опір тиристорів, опори згладжувального дроселя і зрівнювальних реакторів; M_c — момент навантаження на валу двигуна; $E_{oa}(\rho) = \frac{k_{тп}}{\rho T_{тп} + 1} U_{pc}(\rho)$, де $k_{тп} = \Delta(E_{oa}) / \Delta U_k$ — коефіцієнт підсилення ТП за напругою; $T_{тп} = T_a + t$ — еквівалентна стала часу ТП, складовими якої є стала часу СІФК T_a і час запізнення $t = 1 / (m_v f_{om})$; $E_a(\rho) = c \omega_a(\rho)$.

Структурну схему СПР з електроприводом при врахуванні передаточних функцій регуляторів $W_{рш}(\rho)$ і $W_{pc}(\rho)$, які потребують визначення, наведено на рис. 5.40. Тут $K_{зв,c} = K_{a,c} K_w$ — коефіцієнт передачі зворотного зв'язку за струмом (В/А), складовими якого є

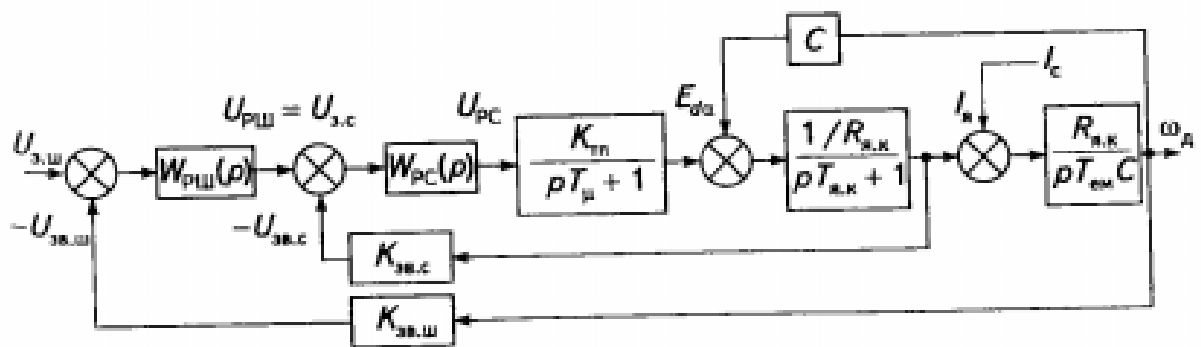


Рис. 5.40

коефіцієнт підсилення датчика струму $K_{д.с.} = U_{д.с.н.}/I_{ш.н.}$ і коефіцієнт передачі шунта $K_{ш} = U_{ш.н.}/I_{ш.н.}$, де $U_{д.с.н.}$ — номінальне значення вихідної напруги датчика струму; $I_{ш.н.}$ — номінальний струм шунта.

Також схема містить $K_{зв.ш} = U_{ш.н.}/\omega_{д.ш.}$ — коефіцієнт передачі зворотного зв'язку за швидкістю ($\text{В} \cdot \text{с}/\text{рад}$), де $U_{ш.н.}$ — напруга на виході потенціометра, яка відповідає $\omega_{д.ш.}$. Для більшості систем $U_{ш.н.} < 10 \text{ В}$.

Вибір типу і розрахунок параметрів регуляторів здійснюється переважно за спрощеною схемою без урахування внутрішнього зворотного зв'язку за ЕРС двигуна, тим більше, що при цьому має місце похибка визначення запасу по фазі контуру струму $\Delta\varphi \leq (10^\circ \dots 12^\circ)$.

Загальна теорія синтезу СПР передбачає починати вибір регулятора з першого внутрішнього контуру. Так, у схемі рис. 5.39 внутрішнім є контур струму. Суттєвою сталою часу цього контуру, яка підлягає компенсації, є стала часу якорного кола $T_{я.к.}$ системи ТП—Д. За малу некомпенсовану сталу часу контуру беремо еквівалентну сталу часу тиристорного перетворювача $T_{\mu c} = T_{тп.}$

Передаточна функція розімкненого оптимізованого контуру відповідно до виразу (5.10) у разі заміни $T_{\mu 1} = T_{\mu c}$ має вигляд.

$$W_{опт.с}^p(p) = \frac{1}{\rho a_c T_{\mu c} (\rho T_{\mu c} + 1)}, \quad (5.27)$$

де a_c — коефіцієнт оптимізації контуру.

Передаточна функція контуру струму, розімкненому в точці між входом регулятора РС і датчика струму ДС (одиничний зворотний зв'язок), як це показано на рис. 5.41, за невідомої передаточної функції РС, така:

$$W_c^p(p) = \frac{U_{д.с.}(p)}{U_{с.с.}(p)} = W_{РС}(p) \frac{K_{тп}}{\rho T_{\mu} + 1} \frac{1}{\rho T_{я.к} + 1} K_{зв.с.}, \quad (5.28)$$

де $U_{с.с.}(p)$ — задання на вході регулятора струму.

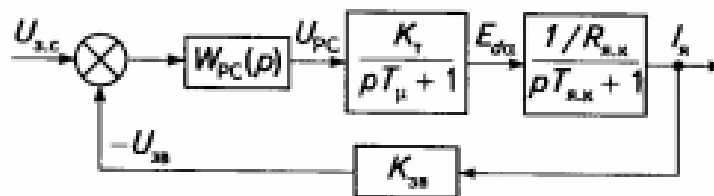


Рис. 5.41

Порівнюючи передаточні функції (5.27) і (5.28), знайдемо передаточну функцію РС, яка оптимізує контур струму:

$$W_{PC}(p) = \frac{(pT_{a,x} + 1)R_{a,x}}{\rho a_c T_{uc} K_{zв,c} K_{ТП}} = \frac{T_{a,x}}{\rho T_{ic}} + \frac{1}{\rho T_{ic}}, \quad (5.29)$$

де $T_{ic} = a_c T_{uc} K_{zв,c} K_{ТП} / R_{a,x}$ — стала часу інтегрування регулятора струму.

Отже, для стабілізації контуру струму потрібно застосувати ПІ-регулятор. Значення його вихідної напруги U_{PC} у разі дії сигналів $U_{z,c}$ і $U_{zв,ш}$ можна записати так:

$$U_{PC}(p) = \frac{\rho T_{a,x} + 1}{\rho T_{ic}} = [K_{z,c} U_{z,c}(p) - U_{zв,ш}(p)], \quad (5.30)$$

де

$$K_{z,c} = K_{zв,c} K_{стоп} / U_{z,c \max} \quad (5.31)$$

— коефіцієнт зведення сигналу задання до сигналу зворотного зв'язку. Співвідношення (5.31) описує стан контуру в режимі стопоріння двигуна, коли сигнал задання $U_{z,c \max}$ урівноважується сигналом по каналу зворотного зв'язку за струмом.

Вирази (5.30) і (5.31) дають змогу визначити параметри вхідних елементів і елементів зворотних зв'язків регулятора струму через коефіцієнти рівнянь

$$\begin{aligned} R_{0c} C_{0c} &= T_{a,x}; \\ R_{2c} C_{0c} &= T_{ic}; \\ R_{2c} / R_{1c} &= K_{z,c}. \end{aligned} \quad (5.32)$$

Задаючи значення ємності C_{0c} , визначимо решту параметрів РС: $R_{0c} = T_{a,x} / C_{0c}$, $R_{2c} = T_{ic} / C_{0c}$, $R_{1c} = R_{2c} / K_{z,c}$.

Оптимізована передаточна функція замкненого контуру струму за вибраних відповідно до виразу (5.29) параметрів РС набуває вигляду

$$W_{opt}^3(p) = \frac{K_{z,c} / K_{zв,c}}{\rho a_c T_{uc} (\rho T_{ic} + 1) + 1}. \quad (5.33)$$

У разі оптимізації контуру за умови «технічного оптимуму» коефіцієнт $\sigma_c = 2$. При цьому перехідна характеристика струму $i_c(t)$ має перерегулювання $\sigma_c \approx 4,3\%$ і час регулювання $t_{PC} = 4,1 T_{uc}$.

Вибір типу і розрахунок параметрів регулятора швидкості

Виконаємо це з урахуванням оптимізованого контуру струму (рис. 5.42).

Суттєвою сталою часу контуру, яка підлягає компенсації, є електромеханічна стала T_{em} . За некомпенсовану малу сталу часу контуру береться еквівалентна стала $T_{\mu c}$, складовими якої є стала інтегрування $\sigma T_{\mu c}$ оптимізованого контуру струму і малі еквівалентні сталі часу контуру швидкості. Це можуть бути фільтри на виході тахогенератора $T_{\phi, \omega}$ або інші інерційні елементи в контурі

$$T_{\mu c} = \sigma_c T_{\mu c} + T_{\phi, \omega} \quad (5.34)$$

Оптимізовану передаточну функцію розімкненого контуру знаходимо, підставляючи у вираз (5.9) $T_{\mu 2} = T_{\mu m}$ і $T_{\mu 1} = T_{\mu c}$. Тоді маємо

$$W_{\text{опт.ш}(\rho)}^{\rho} = \frac{1}{\rho a_{\omega} T_{\mu m} [\rho a_c T_{\mu c} (\rho T_{\mu c} + 1) + 1]}, \quad (5.35)$$

де a_{ω} — коефіцієнт оптимізації контуру швидкості.

Передаточна функція контуру швидкості, розімкненого в точці між входом РШ і датчиком швидкості ДШ та невідомою передаточною функцією регулятора РШ визначається так:

$$W_{\text{ш}(\rho)}^{\rho} = \frac{U_{\text{ДШ}}(\rho)}{U_{\omega}(\rho)} = W_{\text{РШ}}(\rho) \frac{K_{\text{з.с}} / K_{\text{тв.с}}}{\rho a_c T_{\mu c} (T_{\mu c} + 1) + 1} \frac{K_{\text{тв.ш}}}{\rho T_{\text{ем}} c}, \quad (5.36)$$

де $U_{\text{ДШ}} = U_{\text{тв.ш}}$ — напруга на виході потенціометра $\Pi_{\text{ш}}$.

Порівнюючи передаточні функції (5.35) і (5.36), знайдемо передаточний коефіцієнт регулятора швидкості:

$$K_{\text{РШ}} = \frac{c T_{\text{ем}} K_{\text{тв.с}}}{a_{\omega} T_{\mu m} K_{\text{тв.ш}} K_{\text{з.с}}}. \quad (5.37)$$

Вираз показує, що для оптимізації системи в пускогальмівних режимах слід застосувати П-регулятор швидкості.

Запишемо залежність вихідної напруги регулятора швидкості від вхідних сигналів — задання $U_{\text{з.ш}}$ і зворотного зв'язку за швидкістю $U_{\text{тв.ш}}$:

$$U_{\text{РШ}} = -K_{\text{РШ}} (K_{\text{пр.ш}} U_{\text{з.ш}} - U_{\text{тв.ш}}), \quad (5.38)$$

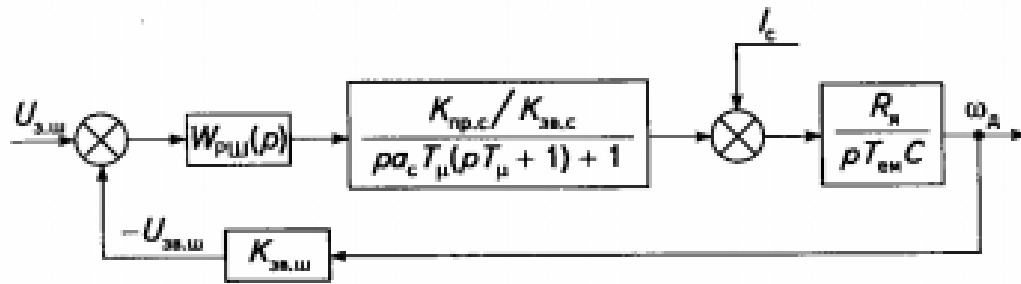


Рис. 5.42

іс $K_{з,ш} = U_{зв,ш} / U_{3,ш}$ — коефіцієнт зведення сигналу задання до сигналу зворотного зв'язку за швидкістю.

Вирази (5.37) і (5.38) дають змогу визначити параметри вхідних елементів і елементів зворотних зв'язків регулятора РШ:

$$\begin{aligned} R_{0ш} / R_{2ш} &= K_{РШ}; \\ R_{2ш} / R_{1ш} &= K_{з,ш}. \end{aligned} \quad (5.39)$$

Задавши значення опору резистора $R_{0ш}$, визначимо решту параметрів РШ: $R_{2ш} = R_{0ш} / K_{РШ}$; $R_{1ш} = R_{2ш} / K_{з,ш} = R_{2ш} U_{зв,ш}(\rho) / K_{зв,ш} \omega_A$.

Оптимізована передаточна функція замкненого контуру швидкості за вибраних відповідно до виразу (5.39) параметрів регулятора РШ

$$W_{от,ш}^3(p) = \frac{\omega_A(p)}{U_{3,ш}(p)} = \frac{K_{з,ш} / K_{ш}}{\rho a_w T_{шш} [\rho a_c T_{\mu c} (\rho T_{\mu c} + 1) + 1] + 1}. \quad (5.40)$$

У разі оптимізації контуру за умови «технічного оптимуму», коли коефіцієнт $a_w = a_c = 2$, перехідна характеристика швидкості $\omega_A(t)$ має перерегулювання $\sigma_w \cong 8\%$ і час регулювання $t_{PC} = 3,5 T_{шш} = 7,0 T_{\mu c}$.

Для системи стабілізації швидкості одним із найважливіших показників є зміна вихідної координати швидкості ω_A у разі дії на привод навантаження M_c . Для оцінки цього показника розв'яжемо структурну схему на рис. 5.42 відносно зміни швидкості $\Delta\omega_A$ у разі дії на привод стрибка збурення ΔM_c і незмінності сигналу задання $\Delta U_{3,ш} = 0$.

У результаті маємо

$$\Delta\omega_A(p) = \frac{\Delta M_c}{c^2} R_{нх} \frac{a_w T_{шш}}{T_{ем}} \frac{\rho a_c T_{\mu c} (\rho T_{\mu c} + 1) + 1}{\rho a_w T_{шш} [\rho a_c T_{\mu c} (\rho T_{\mu c} + 1) + 1] + 1}. \quad (5.41)$$

Вираз (5.41) дає змогу визначити статичний спад швидкості $\Delta\omega_s$ при дії на привод навантаження. Для цього підставляємо в нього $\rho = 0$ ($t \rightarrow \infty$):

$$\Delta\omega_s = \frac{\Delta M_c}{c^2} R_{s,x} \frac{a_w T_{\text{шш}}}{T_{\text{см}}} = \Delta\omega_p \frac{a_w T_{\text{шш}}}{T_{\text{см}}}, \quad (5.42)$$

де $\Delta\omega_p = \frac{\Delta M_c}{c^2} R_{s,x}$ — статичний спад швидкості в розімкненій системі ТП—Д.

Цей вираз дає можливість визначити діапазон регулювання швидкості D , який забезпечує система з П-регулятором швидкості. Для цього розв'яжемо спільно вирази для діапазону D і точності регулювання δ (5.1), (5.2) і (5.42):

$$D = \frac{\delta}{100} \frac{T_{\text{см}}}{a_w T_{\text{шш}}} \frac{\omega_n}{\Delta\omega_p}. \quad (5.43)$$

На підставі формули (5.43) можна зробити висновок про те, що діапазон, який здатна забезпечити двоконтурна СПР з П-регулятором швидкості, залежить від співвідношення сталих часу $T_{\text{см}}$ і $T_{\text{шш}}$. Оскільки максимальне значення $T_{\text{см}}$, як правило, не перевищує (0,3...0,4) с, а $T_{\text{шш}} \geq 0,015$ с, то при технічній оптимізації контуру $a_w = 2$ і точності регулювання $\delta = 10\%$ діапазон не перевищує значення $D \leq 10$. Дійсно, системи з П-регулятором швидкості за наявності постійно діючого від'ємного зворотного зв'язку за струмом нездатні забезпечити одночасно достатньо високий статизм і задовільні динамічні показники. Щоб одержати більший діапазон потрібно перейти до двократно інтегровальних систем, які забезпечують астатизм швидкості при дії навантаження.

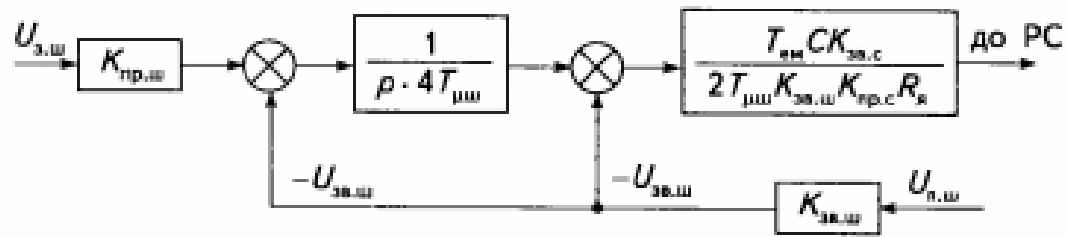
Вибір типу регулятора швидкості у двократно інтегровальній системі

Виходячи з принципу побудови багатоконтурних СПР, найпростіший спосіб забезпечити астатизм за швидкістю — додати до двоконтурної СПР ще один контур швидкості з інтегральним регулятором швидкості. Оскільки суттєві сталі часу вже компенсовані внутрішніми контурами струму і швидкості, то додання другого регулятора швидкості РШ2 полягає в забезпеченні астатизму та якості

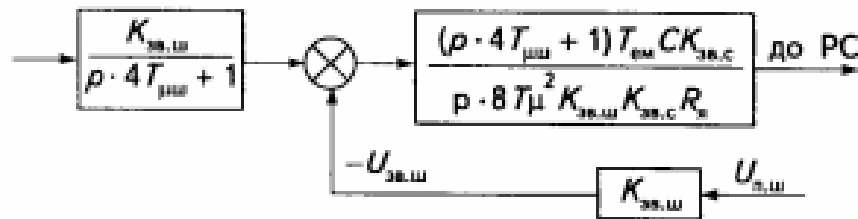
перехідного процесу. Останній показник може бути реалізований налагодженням другого контуру за швидкодією. У разі налагодження системи за умовами «технічного оптимуму» передаточна функція РШ2 другого контуру швидкості визначається так:

$$W_{PШ2}(\rho) = \frac{1}{\rho \cdot 4T_{\mu\mu}}$$

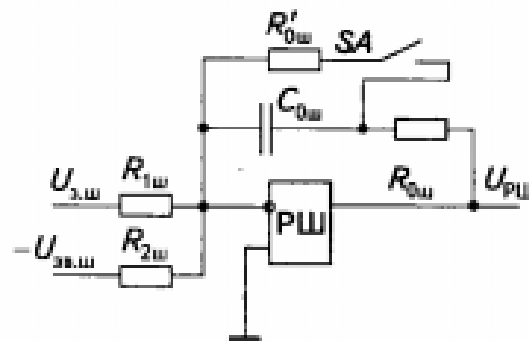
Фрагмент триконтурної СПР як з'єднання регуляторів РШ1 і РШ2 наведено на рис. 5.43.



а



б



в

Рис. 5.43

Триконтурна СПР забезпечує стандартне для неї перерегулювання швидкості $\delta_{\omega} \cong 6,2\%$ і запас по куту $\Delta\varphi \cong 63^\circ$. Що стосується швидкодії при відпрацюванні сигналу задання, то вона зменшується приблизно удвічі і час регулювання становить $t_p = 7,8 T_{\mu\omega}$.

Є можливість замість двох регуляторів швидкості РШІ і РШЗ застосувати лише один. Щоб визначити його передаточну функцію, виконаємо структурні перетворення схеми рис. 5.43, а. У результаті дістанемо нову структурну схему (рис. 5.43, б), яка складається з ПІ-регулятора з передаточною функцією

$$W_{\text{РШ}}(p) = \frac{(p \cdot 4T_{\mu\omega} + 1)T_{\text{ем}}CK_{\text{зв.с}}}{p \cdot 8T_{\mu\omega}K_{\text{зв.ш}}K_3CR_{\text{нх}}} = \frac{p \cdot 4T_{\mu\omega} + 1}{pT_{i\omega}} \quad (5.44)$$

(тут $T_{i\omega} = (8T_{\mu\omega}^2K_{\text{зв.ш}}K_3CR_{\text{нх}})/(T_{\text{ем}}CK_{\text{зв.с}})$ — стала часу інтегрування РШ) і аперіодичної ланки на вході системи з передаточною функцією

$$W_{\text{в}}(p) = \frac{K_{3\omega}}{p \cdot 4T_{\text{вс}} + 1}, \quad (5.45)$$

де $K_{3\omega} = R_{2\omega}/R_{1\omega}$.

Передаточна функція контуру швидкості двоконтурної СПР, розімкненої в точці між ПІ-регулятором швидкості і сигналом зворотного зв'язку за швидкістю $U_{\text{зв.ш}}$ з урахуванням компенсувальної дії РШ, має такий вигляд:

$$W_{\text{спм.ш}}^p(p) = \frac{U_{\text{зв.ш}}(p)}{U_{\text{вх.РШ}}(p)} = \frac{p \cdot 4T_{\mu\omega} + 1}{p^2 \cdot 8T_{\mu\omega}(p \cdot 2T_{\text{вс}} + 1) + 1}. \quad (5.46)$$

Схему регулятора швидкості РШ наведено на рис. 5.43, в.

Залежність вихідного сигналу регулятора $U_{\text{РШ}}$ від вхідних сигналів $U_{3\omega}$ і $U_{\text{зв.ш}}$ можна записати в операторній формі у функції параметрів опорів резисторів та ємності регулятора РШ:

$$U_{\text{РШ}}(p) = \frac{pR_{\text{св}}C_{\text{св}} + 1}{pR_{2\omega}C_{2\omega}} \left[\frac{R_{2\omega}}{R_{1\omega}} U_{3\omega}(p) - U_{\text{зв.ш}}(p) \right]. \quad (5.47)$$

Сигнал $U_{\text{РШ}}$ також може бути поданий відповідно до формули (5.44):

$$U_{\text{РШ}}(p) = \frac{p \cdot 4T_{\mu\omega} + 1}{pT_{i\omega}} [K_{3\omega}U_{3\omega}(p) - U_{\text{зв.ш}}(p)]. \quad (5.48)$$

При заданому значенні ємності $C_{0\omega}$ вирази (5.47) і (5.48) дають змогу визначити опори резисторів регулятора $R_{0\omega} = 4T_{\mu\omega}/C_{0\omega}$, $R_{2\omega} = T_{1\omega}/C_{0\omega}$, $R_{1\omega} = R_{2\omega}U_{3,\omega}/U_{2\omega}$.

Швидкість замкненої системи становить

$$\omega_s(\rho) = \frac{\rho \cdot 4T_{\mu\omega} + 1}{D(\rho)} \frac{K_{3,\omega}}{K_{2,\omega}} U_{3,\omega}(\rho), \quad (5.49)$$

де $D(\rho) = \rho \cdot 4T_{1\omega} \left[\rho \cdot 2T_{\mu\omega} \left[\rho \cdot 2T_{\mu\omega} \rho (T_{\mu\omega} + 1) + 1 \right] + 1 \right] + 1$ — поліном знаменника.

Наявність у чисельнику виразу (5.49) форсувальної складової спричинює значне за величиною перерегулювання швидкості при відпрацюванні сигналу задання $\sigma = 43\%$. Для зменшення перерегулювання на вході системи вмикають аперіодичну ланку, зворотню до величини форсувальної складової регулятора, з передаточною функцією (5.45), або ж подають сигнал задання через задавач інтенсивності ЗІ.

У разі використання аперіодичної ланки перерегулювання швидкості становить $\sigma = 8\%$, а час регулювання — $t_p = 7,8 T_{\mu}$.

Статична похибка швидкості в разі дії на привод навантаження теоретично дорівнює нулю: $\Delta\omega_s = 0$. На практиці, за рахунок неідеальності конденсатора $C_{0\omega}$, у системі має місце статична похибка $\Delta\omega_s$, що визначається опором витoku конденсатора, діапазон регулювання швидкості має скінченне значення.

Для деяких промислових механізмів регулювання статизму швидкості має здійснюватися в широкому діапазоні. Для цього достатньо зашунтувати конденсатор $C_{0\omega}$ резистором $R'_{0\omega}$ (див. рис. 5.43, в). Статична похибка при цьому визначається так:

$$\Delta\omega_s = \Delta\omega_p \frac{2T_{\mu\omega}}{T_{em}} \rho_{\omega}, \quad (5.50)$$

$$\text{де } \rho_{\omega} = \frac{R_{0\omega}}{R_{0\omega} + R'_{0\omega}}.$$

Значення коефіцієнта ρ_{ω} визначається також через діапазон D і точність регулювання δ :

$$\rho_{\omega} = \frac{\delta}{D} \frac{1}{100} \frac{\omega_u}{\Delta\omega_p} \frac{T_{em}}{2T_{\mu\omega}}. \quad (5.51)$$

Перехід від триконтурної до двоконтурної СПР з ПІ-регулятором швидкості супроводжується якісними змінами системи електропри-

вода. Якщо контури триконтурної СПР налагоджені за умови «технічного оптимуму», то контур швидкості двоконтурної СПР налагоджений за «симетричним оптимумом», який дає змогу двом інтегровальним ланкам перебувати в цьому контурі, чим і досягається астатизм швидкості при дії навантаження.

Відповідно до виразу (5.49) запишемо вираз для ЛАЧХ розімкненого оптимізованого контуру швидкості:

$$L_{\omega}A(\omega) = 20\lg|W_{\text{отв.ш}}^p(j\omega)| = 20\lg\frac{1}{8T_{\mu\omega}^2} - 20\lg\omega^2 + \\ + 20\lg\sqrt{(\omega 4T_{\mu\omega})^2 + 1} - 20\lg\sqrt{(\omega 2T_{\mu\omega})^2 + 1}. \quad (5.52)$$

Відповідну ЛАЧХ зображено на рис. 5.44 (а, б).

У виразі (5.52) не врахована складова $(\rho T_{\mu\omega} + 1)$. ЛАЧХ дає змогу визначити запас за фазою двоконтурної СПР:

$$\Delta\varphi = 180^\circ - n_i \cdot 90^\circ - \sum \arctg\frac{\omega_{\text{фр}}}{\omega_{\text{д}}} = 180^\circ - 2 \cdot 90^\circ - \arctg\frac{T_{\mu\omega}}{2T_{\mu\omega}} + \\ + \arctg\frac{4T_{\mu\omega}}{2T_{\mu\omega}} = 37^\circ,$$

де n_i — кількість інтеграторів; i, d — кількість відповідно інерційних і диференціювальних ланок.

Отже, двоконтурна СПР з ПІ-регулятором швидкості має запас за фазою у два рази менший порівняно з триконтурною СПР, що негативно впливає на коливальність системи ($\sigma_{\omega} \cong 43\%$).

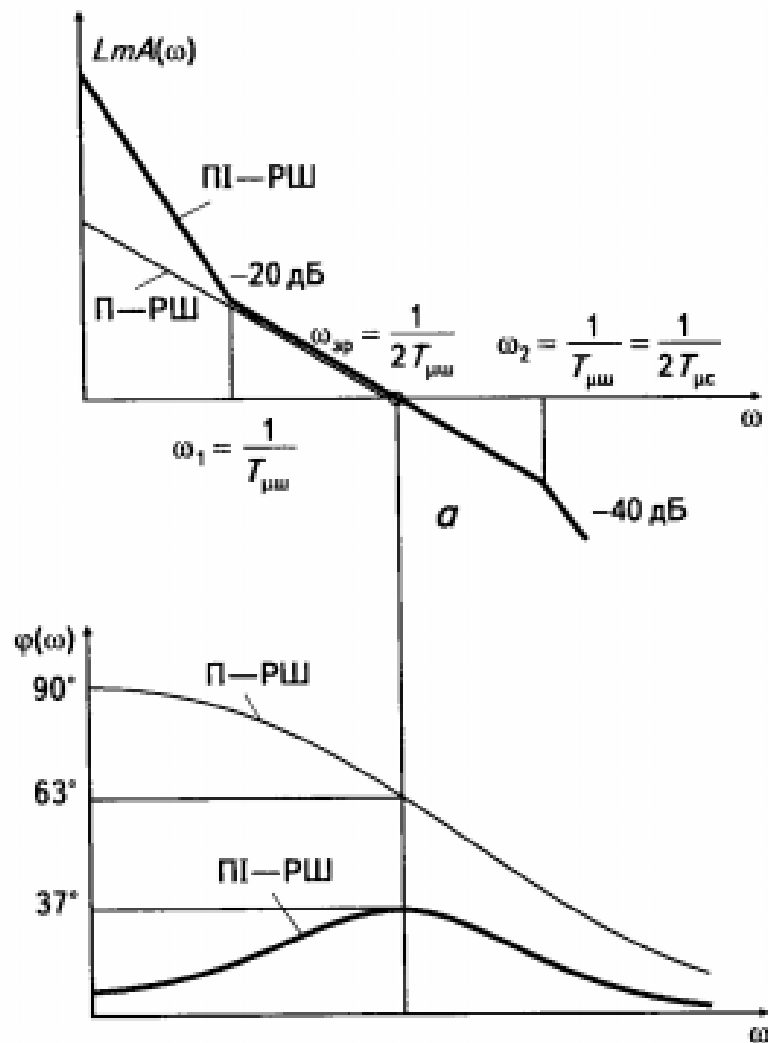
Формування пускогальмівних характеристик замкнених систем електроприводів можна здійснювати:

- у граничних режимах роботи привода;
- у режимах з обмеженням прискорення і відповідно моменту двигуна.

У граничних режимах струм (момент) двигуна досягає свого максимально допустимого значення $I_a = I_{\text{стоп}}$. Такі процеси відбуваються зі значними прискореннями і супроводжуються перевантаженнями за моментом у механічних передачах. При цьому значення як прискорень, так і моментів у механічних передачах залежать від режиму роботи привода (пуск або гальмування) і виду навантаження (активне або реактивне). У цьому режимі прискорення становить

$$\varepsilon = \frac{d\omega}{dt} \cong \frac{1}{J_z} (Cl_{\text{своб}} \pm M_c).$$

У режимах з обмеженням прискорення застосовують задавачі інтенсивності ЗІ, які дають змогу формувати пускогальмівні режими із заданим темпом зміни швидкості. У разі використання ЗІ система в пускогальмівних режимах працює як слідкуюча за вхідним сигналом, який надходить на вхід РШ від ЗІ. При цьому ступінь відновлення вхідного сигналу в часі $U_{31}(t)$ залежить від швидкодії контуру швидкості, тобто від значення $\sigma_{\text{ш}} T_{\text{шв}}$.



6

Рис. 5.44

Система двозонного керування електроприводом ТП—ДПС

Ці системи двозонного керування застосовуються для електроприводів, які здійснюють регулювання швидкості як зміною напруги якірного кола, так і зміною потоку збудження. У результаті суттєво розширюється діапазон регулювання швидкості без збільшення встановленої потужності двигуна. Для забезпечення високих енергетичних показників електропривода швидкість в діапазоні D від нуля до номінальної ω_n регулюється зміною напруги двигуна при номінальному потоці збудження $\Phi_{дн}$, а в діапазоні D_1 швидкість, вища за номінальне значення, — зміною потоку збудження при номінальній напрузі якірного кола $U_{дн}$, або ЕРС двигуна.

Зауважимо, що оскільки в номінальному режимі магнітна система двигуна насичена, а за умови нагрівання допустимий струм збудження $I_{обн}$ можна збільшувати в незначних межах, то регулювати потік Φ_d можна тільки в напрямі його зменшення ($\Phi_d < \Phi_{дн}$). Мінімальне значення потоку обмежується значенням $\Phi_{д\min}$, при якому перебуває на допустимому рівні негативний вплив реакції якоря і погіршення умови комутації, а швидкість двигуна не перевищує допустиму за умови механічної міцності якоря.

Залежності швидкості у функції струму якірного кола $\omega_d(I_d)$ наведено на рис. 5.45, а, а моменту на валу двигуна $\omega_d(M)$ і електромагнітної потужності $\omega_d(P)$ замкненої системи двозонного регулювання з пропорційним регулятором швидкості та інтегральним законом формування обмеження струму ($I_{д\max} = I_{стоп}$) — на рис. 5.45, б.

Ці залежності зображені для випадку, коли максимально допустимий струм $I_{стоп}$ є незмінним при роботі двигуна в другій зоні керування потоком, коли $\Phi_d < \Phi_{дн}$.

Щоб забезпечити необхідний режим охолодження, на всьому діапазоні зміни швидкості довготривалим допустимим струмом має бути номінальний струм $I_{д\max} = I_n$. Оскільки двигун працює в першій зоні керування напругою з номінальним потоком $\Phi_{дн}$, то допустимий момент залишається постійним — $M_{д\max} = k\Phi_n I_n$, а електромагнітна потужність P змінюється пропорційно швидкості — $P = M_{д\max} \omega_d$.

Робота в другій зоні супроводжується зміною допустимого моменту, значення якого пропорційне потоку двигуна $M_{д\max} = k\Phi_d I_n$,

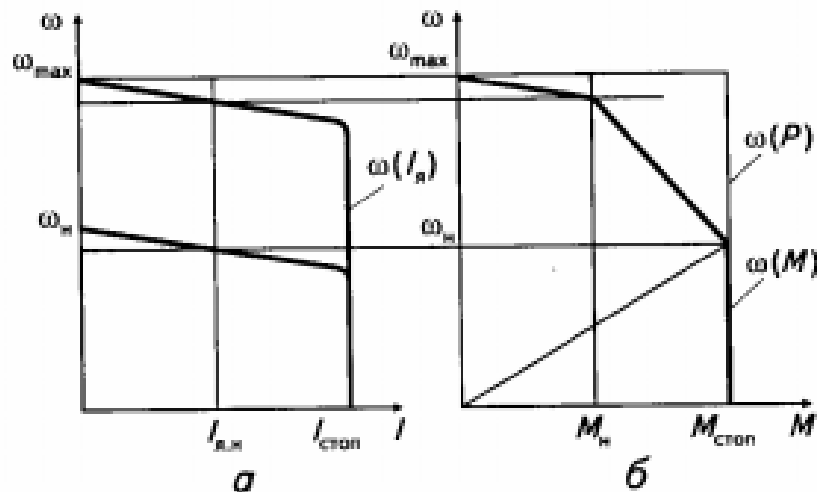


Рис. 5.45

а допустима потужність залишається постійною і приблизно становить $P_{\text{доп}} \cong U_{\text{в.н}} I_{\text{в.н}}$.

Автоматичний розподіл двох зон регулювання найпростіше реалізується в системах із залежним керуванням потоку збудження, у яких регулювання струму збудження $I_{\text{вб}}$ здійснюється у функції зв'язувального параметра. Цим параметром може бути напруга або ЕРС двигуна.

Отже, застосування двозонного регулювання доцільно тоді, коли моменти навантаження, що діють на механізм на високих швидкостях, менші за моменти навантаження, які діють на швидкостях, менших за номінальні. У таких випадках встановлена потужність двигуна менша, ніж коли двигун забезпечує весь діапазон зміни швидкості з номінальним потоком.

Структурну схему системи двозонного регулювання швидкості обертання двигуна із залежним керуванням потоком збудження наведено на рис. 5.46. Схема складається з двох систем: системи регулювання швидкості і системи регулювання збудження двигуна. Зв'язок між ними забезпечує ЕРС двигуна. Контури системи побудовані за підпорядкованим принципом.

Система регулювання швидкості аналогічна двоконтурній СПР і містить два контури:

- внутрішній — контур струму якорного кола (з регулятором РСЯ);
- зовнішній — контур швидкості (з регулятором РШ).

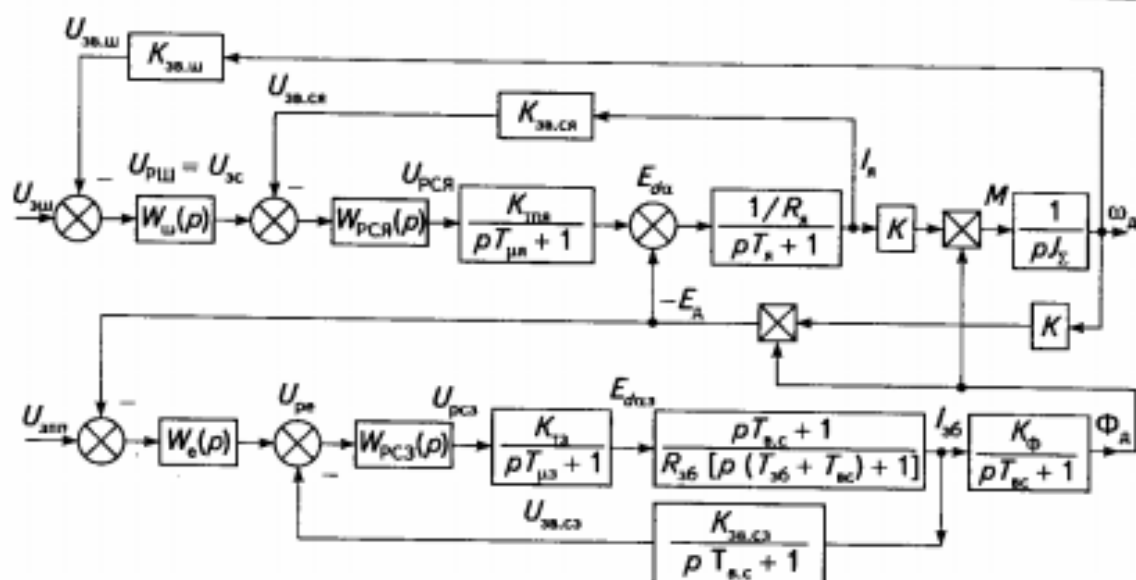


Рис. 5.46

Система регулювання потоком збудження двигуна також складається з двох контурів:

- внутрішній — контур струму збудження (з регулятором РСЗ);
- зовнішній — контур ЕРС двигуна (з регулятором РЕ).

Слід зауважити, що некомпенсовані сталі часу системи регулювання збудження значно більші від некомпенсованих сталей системи регулювання швидкості. Це визначається тим, що внутрішній контур регулювання струму збудження охоплює магнітну систему двигуна і до некомпенсованих сталей потрібно віднести еквівалентну сталу вихрових струмів $T_{вс}$ і потоку розсіяння $T_{р}$, значення яких перебувають у межах $T_{\mu 3} = T_{вс} + T_{р} \cong (0,05 \dots 0,1) T_{36}$, де T_{36} — стала

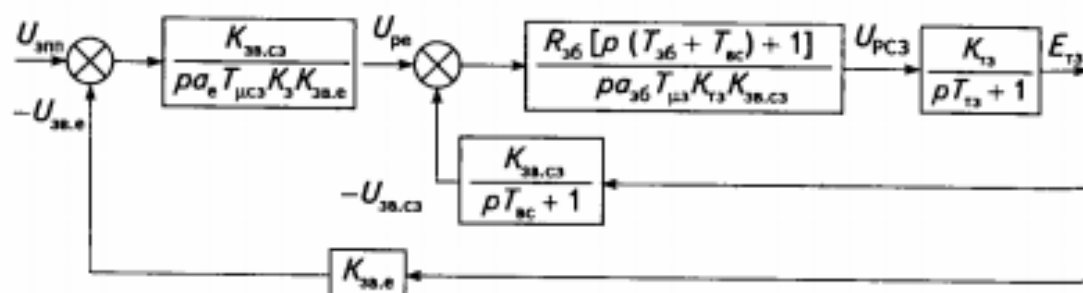
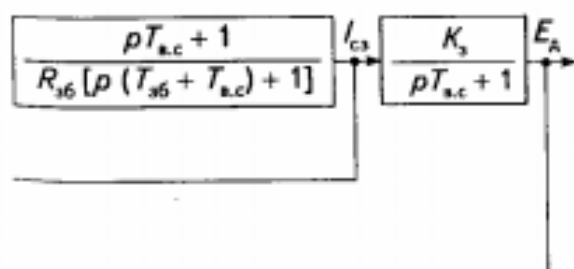


Рис. 5.47



часу обмотки збудження. У той же час некомпенсована стала якірного кола сучасної системи ТП—Д $T_{\mu a} \cong (0,003...0,01)$ с.

Оскільки системи регулювання швидкості і струму збудження діють відносно незалежно, то і вибір типу регуляторів та розрахунок параметрів цих систем може здійснюватися цілком незалежно.

Вибір типу і розрахунок параметрів регуляторів струму якірного кола РСЯ і швидкості двигуна РШ може здійснюватися за методикою, наведеною раніше. Тому зосередимо увагу на виборі типу і розрахунку параметрів регуляторів системи регулювання струму збудження, що здійснюється за спрощеною структурною схемою (рис. 5.47).

Силова частина системи збудження двигуна описується системою рівнянь, що в операторній формі має такий вигляд:

$$I_{z6}(\rho) = \frac{1}{R_{z6}} \frac{\rho T_{ec} + 1}{\rho(T_{z6} + T_{ec}) + 1} E_{za}(\rho),$$

$$\Phi_a(\rho) = K_{\Phi} \frac{1}{T_{ec} + 1} I_{z6}(\rho), \quad (5.53)$$

$$E_{za}(\rho) = \frac{K_{r3}}{\rho T_{r3} + 1} U_{p03}(\rho), \quad E_a(\rho) = K \Phi_a \omega_a.$$

Тут $T_{e.c} \cong (0,05...0,1) T_{z6}$ — еквівалентна стала часу контуру вихрових струмів двигуна; $T_{z6} = L_{z6}/R_{z6}$ — стала часу обмотки збудження двигуна, де $L_{z6} = L_{z6} + L_{r3}$ — індуктивність, $R_{z6} = R_{za} + R_{r3}$ — активний опір обмотки збудження і силового кола; $K_{\Phi} = \frac{\Delta\Phi}{\Delta(\sigma w)_{z6}} w_{z6}$ — коефіцієнт,

що визначає залежність потоку збудження Φ_a від струму збудження двигуна I_{z6} , де w_{z6} — кількість витків обмоток збудження на полюс; $K_{r,z} = \Delta E_{r,z6} / \Delta U_r$ — коефіцієнт підсилення тиристорного збудника; $T_{r,z}$ — еквівалентна стала часу тиристорного збудника.

Відповідно до системи рівнянь (5.53) здійснюють вибір типу і розрахунок параметрів регуляторів РСЗ і РЕ за умови технічної оптимізації контурів регулювання, яка забезпечує якісні динамічні показники і задовільний запас стійкості системи. У контурі регулювання струму збудження стала часу, що підлягає компенсації, є T_{z6} .

Еквівалентна компенсована стала часу контуру складається з еквівалентних сталих вихрових струмів $T_{вс}$, розсіяння T_z і тиристорного збудника $T_{r,z}$:

$$T_{\mu z} \cong T_{вс} + T_z + T_{r,z}$$

Виходячи з цього, передаточна функція регулятора РСЗ

$$W_{p,рсз}(\rho) = \frac{[\rho(T_{z6} + T_{вс}) + 1] R_{z6}}{\rho a_{сз} T_{\mu z} K_{r,z} K_{вс,сз}} = \frac{T_{z6} + T_{вс}}{T_{p,рсз}} + \frac{1}{\rho T_{p,рсз}}, \quad (5.54)$$

де $a_{сз}$ — коефіцієнт оптимізації контуру збудження; $K_{вс,сз}$ — коефіцієнт передачі зворотного зв'язку за струмом збудження; $T_{p,рсз} = (\rho a_{сз} T_{\mu z} K_{r,z} K_{вс,сз}) / R_{z6}$ — стала часу інтегрування регулятора РСЗ.

Пропорційна складова передаточної функції регулятора РСЗ визначає швидкодію контуру і залежить від сталої часу збудження T_{z6} та некомпенсованої сталої $T_{\mu z}$. Перерегулювання перехідної характеристики струму збудження залежить від вибору коефіцієнта оптимізації $a_{сз}$. Технічна оптимізація контурів забезпечується при $a_{сз} = 2$, що гарантує перерегулювання $\delta_u \leq 10\%$, час регулювання $t_p \cong (4 \dots 5) T_{\mu z}$.

З урахуванням формули (5.54) передаточна функція замкненого контуру струму збудження має вигляд

$$W_{сз}^a(\rho) = \frac{I_{z6}(\rho)}{U_{сз}(\rho)} = \frac{\rho T_{вс} + 1}{K_{вс,сз} [\rho a_{сз} T_{\mu z} (\rho T_{\mu z} + 1) + 1]}. \quad (5.55)$$

Наявність аперіодичної ланки з передаточною функцією $W(\rho) = K_{вс,сз} / (\rho T_{вс} + 1)$ у каналі зворотного зв'язку за струмом збудження забезпечує форсування струму, необхідного для компенсації аперіодичної ланки в контурі ЕРС (див. рис. 5.47).

Оптимізація контуру регулювання ЕРС базується на тому, що при роботі в другій зоні ЕРС змінюється в незначних межах:

$$E_{д,в} = K\Phi_d\omega_d \cong \text{const.}$$

Регулятор РЕ вибирають за умови «технічного оптимуму» контуру і забезпечення інтегрального закону регулювання:

$$W_{PE}(\rho) = \frac{K_{зв.с.з}}{\rho a_e T_{\mu.с.з} K_{зв.с} K_з} = \frac{1}{\rho T_{i,PE}}, \quad (5.56)$$

де $T_{i,PE} = (a_e T_{\mu.с.з} K_{зв.с} K_з) / K_{зв.с.з}$ — стала інтегрування регулятора РЕ; a_e — коефіцієнт оптимізації контуру; $T_{\mu.с.з} = a_{с.з} T_{\mu.з}$ — стала інтегрування контуру струму збудження; $K_{зв.с}$ — коефіцієнт передачі каналу зворотного зв'язку за ЕРС; $K_з = K_{\omega}\omega_0$ — передаточний коефіцієнт кола збудження для базової швидкості двигуна ω_0 .

За базову швидкість, як правило, приймають максимальне значення $\omega_0 = \omega_{max}$. Це дає змогу забезпечити демпфування коливань ЕРС при зміні потоку збудження.

З урахуванням виразу (5.56) запишемо передаточну функцію замкненого контуру ЕРС у такому вигляді:

$$\begin{aligned} W_e^2(\rho) &= \frac{E_d(\rho)}{U_{z.in}(\rho)} = \frac{1/K_{зв.с}}{\rho a_e \frac{\omega_{max}}{\omega_d} T_{\mu.з.с} [\rho a_{с.з} T_{\mu.з} (\rho T_{\mu.з} + 1) + 1] + 1} \cong \\ &\cong \frac{1/K_{зв.с}}{\rho a_e D_1 \varphi T_{\mu.з.с} (\rho a_{с.з} T_{\mu.з} + 1) + 1} \end{aligned} \quad (5.57)$$

де $D_1 = \omega_{max}/\omega_d$ — діапазон регулювання швидкості потоком збудження; $\varphi = \Phi/\Phi_n$ — відносне значення потоку, $1 \geq \varphi \geq 1/D_1$.

Стала часу інтегрування контуру ЕРС

$$T_{i,e} = a_e D_1 \varphi T_{\mu.з.с}$$

Для швидкості $\omega = \omega_{max}$, що відповідає $\varphi = 1/D_1$, стала $T_{i,e}$ має оптимальне значення:

$$T_{i,e} = a_e T_{\mu.з.с}$$

Коли двигун працює з номінальною швидкістю $\omega = \omega_n$ ($\varphi = 1$), стала інтегрування $T_{i,e}$ зростає в D_1 разів. На стільки зростає і ступінь демпфування, що сприяє плавному переходу з другої зони в першу.

Відповідно до зміни потоку збудження змінюються і динамічні властивості системи регулювання швидкості. У першу чергу це пов'язано зі зміною електромеханічної сталої, яка зростає з послабленням потоку. Відповідно змінюється і швидкодія системи. Для систем із високими вимогами до цього показника застосовують адаптивні системи, які здійснюють зміну коефіцієнтів як системи регулювання збудження, так і системи регулювання швидкості у функції зміни швидкості при роботі привода в другій зоні. Стосовно впливу зміни потоку збудження на статизм механічної характеристики можна сказати, що в системі регулювання з ПІ-регулятором швидкості астатизм за швидкістю зберігається, змінюються лише динамічні властивості системи. У системі з П-регулятором РШ статизм системи зростає з послабленням потоку збудження. У цьому випадку значення статичної похибки

$$\Delta\omega_s = \Delta\omega_s^1 / \varphi, \quad (5.58)$$

де $\Delta\omega_s^1 = \frac{R_{\Sigma} J_{\Sigma}}{(K\Phi_n)^2} M_c \frac{a_{\omega} T_{\mu\omega}}{T_{\Sigma\omega}}$ — статичний спад швидкості в системі при номінальному зниженні потоку збудження; $\varphi = \Phi_d / \Phi_{d,n}$ — відносне значення потоку збудження.

Принципову схему двозонного керування електроприводом за системою ТП—Д наведено на рис. 5.48.

Система здійснює регулювання швидкості як в першій, так і в другій зонах. Регулювання швидкості в першій зоні здійснюється зміною напруги якірного кола U_d при підтриманні потоку збудження на номінальному значенні $\Phi_d = \Phi_{d,n}$. Зміна швидкості в другій зоні забезпечується регулюванням потоку збудження ($\Phi_{d,n} \leq \Phi_d \leq \Phi_{d,max}$) при підтриманні ЕРС двигуна на постійному рівні. Перехід із першої зони в другу здійснюється за досягнення ЕРС або напруги двигуна значення $U_d = (0,95 \dots 1,05) U_{d,n}$.

Крім того, система забезпечує:

- формування пускогальмівних характеристик;
- обмеження струму двигуна допустимими значеннями;
- обмеження максимальної швидкості;
- формування статичних характеристик із заданим статизмом.

Живлення якірного кола двигуна здійснює реверсивний тиристорний перетворювач *VS1*. Групи *VS1* зібрані за трифазною нульовою схемою; з'єднання груп — зустрічно-паралельне із сумісним керуванням групами.

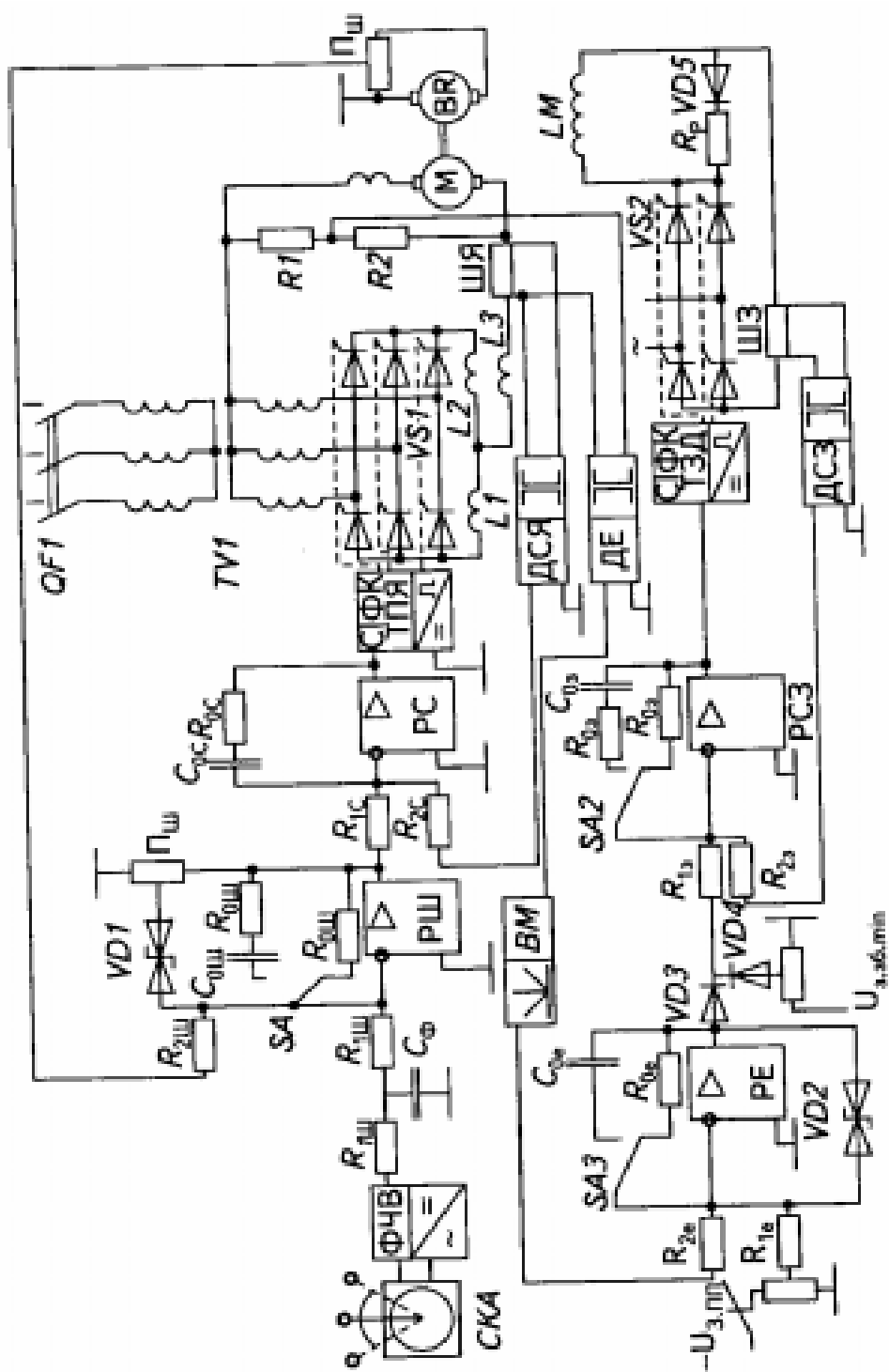


Рис. 5.48

Живлення обмотки збудження двигуна забезпечує нереверсивний тиристорний перетворювач $VS2$, зібраний за мостовою однофазною схемою.

Система керування напругою двигуна має два контури:

- внутрішній — контур струму з регулятором РС;
- зовнішній — контур швидкості з регулятором РШ.

Сигнал від'ємного зворотного зв'язку за струмом надходить на вхід РС (резистор R_{2c}) від датчика струму ДСЯ, який підсилює сигнал, знятий із вимірювального шунта ШЯ, і здійснює потенціальну розв'язку. Сигнал від'ємного зворотного зв'язку за швидкістю надходить на вхід РШ (резистор $R_{2ш}$) від тахогенератора ТГ через потенціометр $\Pi_{ш}$.

Система керування струмом збудження також має два контури:

- внутрішній — контур струму збудження з регулятором РСЗ;
- зовнішній — контур ЕРС з регулятором РЕ.

Сигнал від'ємного зворотного зв'язку за струмом збудження надходить на вхід РСЗ (резистор $R_{2з}$) від датчика струму ДСЗ, який підсилює сигнал, знятий із вимірювального шунта ШЗ, і здійснює потенціальну розв'язку. Сигнал від'ємного зворотного зв'язку за ЕРС надходить на вхід регулятора РЕ (резистор R_{2e}) від датчика ДЕ через ланку «вибір модуля» ВМ.

Оскільки зміна напрямку обертання двигуна здійснюється зміною полярності тиристорного перетворювача якірного кола $VS1$, то для узгодження з нереверсивною системою керування збудженням сигнал зворотного зв'язку за ЕРС надходить також через ланку ВМ.

Для обмеження мінімального значення струму збудження (максимального значення швидкості ω_{max}) використовується ланка «вибір більшого із сигналів» (ланка «АБО»), реалізована на діодах $VD3$ і $VD4$. Через діод $VD3$ надходить сигнал задання струму збудження $U_{зс}$ через резистор R_{13} на вхід РСЗ. Коли напруга $U_{ре}$ на виході регулятора РЕ стає меншою за $U_{зс,об\ min}$, діод $VD3$ закривається, і на вхід РСЗ надходить сигнал $U_{зс,об\ min}$.

Момент переходу системи електропривода в другу зону визначається величиною сигналу задання $U_{з,пр}$, що надходить на вхід регулятора РЕ (резистор R_{1e}). Для цього вихідна напруга регулятора РЕ обмежена значенням $U_{ре\ max}$. Обмеження регулятора здійснюється стабілітронами $VD2$. Вихідний сигнал регулятора РЕ є заданням для

контур струму, а максимальний сигнал $U_{PE\ max}$ задає номінальне значення струму збудження $U_{з.с.з.н} = U_{PE\ max}$. Поки сигнал зворотного зв'язку за ЕРС буде меншим за $U_{з.оп}$, доти регулятор РЕ перебуватиме в насиченні, а система електропривода працюватиме в першій зоні.

Подальша робота системи регулювання ЕРС залежить від типу регулятора РЕ.

У разі використання інтегрального регулятора він вийде з насичення, коли сигнал $U_{ДЕ}$ стане більшим за $U_{з.оп}$ ($U_{з.оп} < U_{ДЕ}$). Напряга на виході РЕ зменшується, відповідно зменшується і задання $U_{з.с.з}$ на вході регулятора РСЗ. Система регулювання струму збудження відпрацьовує зменшення сигналу $U_{з.зб}$. Послаблюється потік двигуна і швидкість його зростає. Зростання швидкості і відповідно ЕРС триватиме доти, доки сигнали $U_{ДЕ}$ і $U_{з.оп}$ не зрівняються. Система забезпечуватиме стабільне значення ЕРС в ustalеному режимі при всіх значеннях швидкості в діапазоні $\omega_n < \omega \leq \omega_{max}$.

У разі використання пропорційного регулятора РЕ система не здатна забезпечити $E_n = const$ і зі збільшенням швидкості значення ЕРС буде спадати. Розбіжність $\Delta E = E_{д.з} - E_{д.н}$ залежить від коефіцієнта передачі контуру ЕРС.

Система регулювання струму збудження з регулятором РСЗ забезпечує:

- форсовану зміну струму збудження;
- стабілізацію струму збудження в ustalених режимах.

Магнітна система обмотки збудження являє собою інерційну ланку, еквівалентна стала часу $T_{зб}$ якої може становити кілька секунд. Значення $T_{зб}$ залежить від потужності і типу двигуна. Тому для прискорення електромагнітних процесів у системі збудження передбачають форсований режим зміни струму збудження. Це забезпечується значним запасом тиристорного збудника за напругою $E_{з.зб\ max} = k_{\Phi} U_{з.зб}$, де $k_{\Phi} = 2...4$ — коефіцієнт форсування за напругою, а також високим коефіцієнтом передачі замкненої системи збудження.

Важливим чинником нормальної роботи системи регулювання струму збудження є стабільність її параметрів. Застосування ПІ-регулятора РСЗ забезпечує астатизм струму збудження відносно до збурювальних чинників, таких як зміна активного опору обмотки

при зміні температури, коливання напруги живлення тощо. П-регулятор може тільки зменшити вплив цих чинників на стабільність заданого значення струму.

Керування швидкістю в першій і другій зонах здійснюється за допомогою командоконтролера *СКА*, який перетворює кут повороту на сигнал певної фази і величини. Цей сигнал випрямляється фазочутливим випрямлячем *ФЧВ* і з відповідним знаком надходить через пасивний задавач інтенсивності на вхід регулятора *РШ* (резистор $R_{\text{ш}}$). Пасивний задавач інтенсивності складається з резисторів $R'_{\text{ш}}$, $R''_{\text{ш}}$ і ємності C_{ϕ} і забезпечує плавне зростання сигналу задання на вході *РШ*.

Для роботи приводу в першій зоні сигнал задання $U_{\text{ш}}$ не повинен перевищувати значення $U_{\text{ш1}}$, коли *ЕРС* досягне значення, здатного вивести регулятор *РЕ* з насичення. Подальше збільшення $U_{\text{ш}}$ спричинює збільшення *ЕРС* двигуна, і система переходить в режим регулювання швидкості в другій зоні.

Щоб забезпечити астатизм швидкості в першій і другій зонах, слід застосовувати *ПІ—РШ*. Значення стопорного струму $I_{\text{стоп}}$ регулюється потенціометром $P_{\text{ш}}$.