

Електро механічні системи із замкненою схемою керування

Замкнені системи керування охоплюють широкий клас електроприводів. На відміну від розімкнених вони мають два канали інформації: канал інформації задання і канал інформації про реальний стан системи. Інформація про стан системи електропривода надходить каналами зворотних зв'язків регульованих координат.

ОСНОВНІ ВИМОГИ ДО СИСТЕМ СТАБІЛІЗАЦІЇ ШВИДКОСТІ

Основними вимогами, що ставляться до систем стабілізації, є забезпечення заданих статичних і динамічних показників. Ці вимоги великою мірою визначають вибір структури систем керування електроприводами та її параметрів.

У статичних режимах робота більшості систем стабілізації характеризується такими основними показниками, як діапазон D і точність регулювання. Точність регулювання швидкості визначається через відносну похибку регулювання δ %.

Діапазон і відносна похибка відповідно можуть бути визначені через вихідні параметри приводу:

$$D = \omega_n / \omega_{min}; \quad (5.1)$$

$$\delta \text{ \%} = (\Delta\omega_{n,3} / \omega_{min}) 100. \quad (5.2)$$

Тут ω_n — номінальна швидкість двигуна; ω_{min} — значення мінімальної швидкості при дії номінального навантаження; $\Delta\omega_{n,3} = \omega_{03} - \omega_n$ — статичний спад швидкості, де ω_{03} — швидкість неробочого холостого ходу замкненої системи електропривода.

Для електроприводів із двозонним регулюванням швидкості діапазон регулювання в зоні вище номінальної швидкості

$$D_1 = \omega_{max} / \omega_n \quad (5.3)$$

де ω_{max} — максимальна швидкість двигуна.

Спільний розв'язок рівнянь (5.1) і (5.2) відносно $\Delta\omega_{n,3}$ дає

$$\Delta\omega_{n,3} = (\delta \text{ \%} \cdot \omega_n) / (D \cdot 100). \quad (5.4)$$

Статизм системи Δv , %, можна визначити з виразу (5.4), поділивши його на ω_n :

$$\Delta v \% = (\Delta\omega_{\text{уст}}/\omega_n) 100 = \delta \% / D. \quad (5.5)$$

У свою чергу статичний спад швидкості і статизм системи визначаються коефіцієнтом підсилення ланок прямого каналу і каналу зворотних зв'язків контуру регулювання. Така залежність дає змогу здійснювати вибір параметрів системи регулювання, виходячи з вимог статички.

Статичні характеристики (1 і 2), типові для більшості замкнених систем стабілізації швидкості, зображені на рис. 5.33, а. Вони являють собою залежність швидкості двигуна ω_d від моменту M , який двигун розвиває при використанні різних регулювальних та

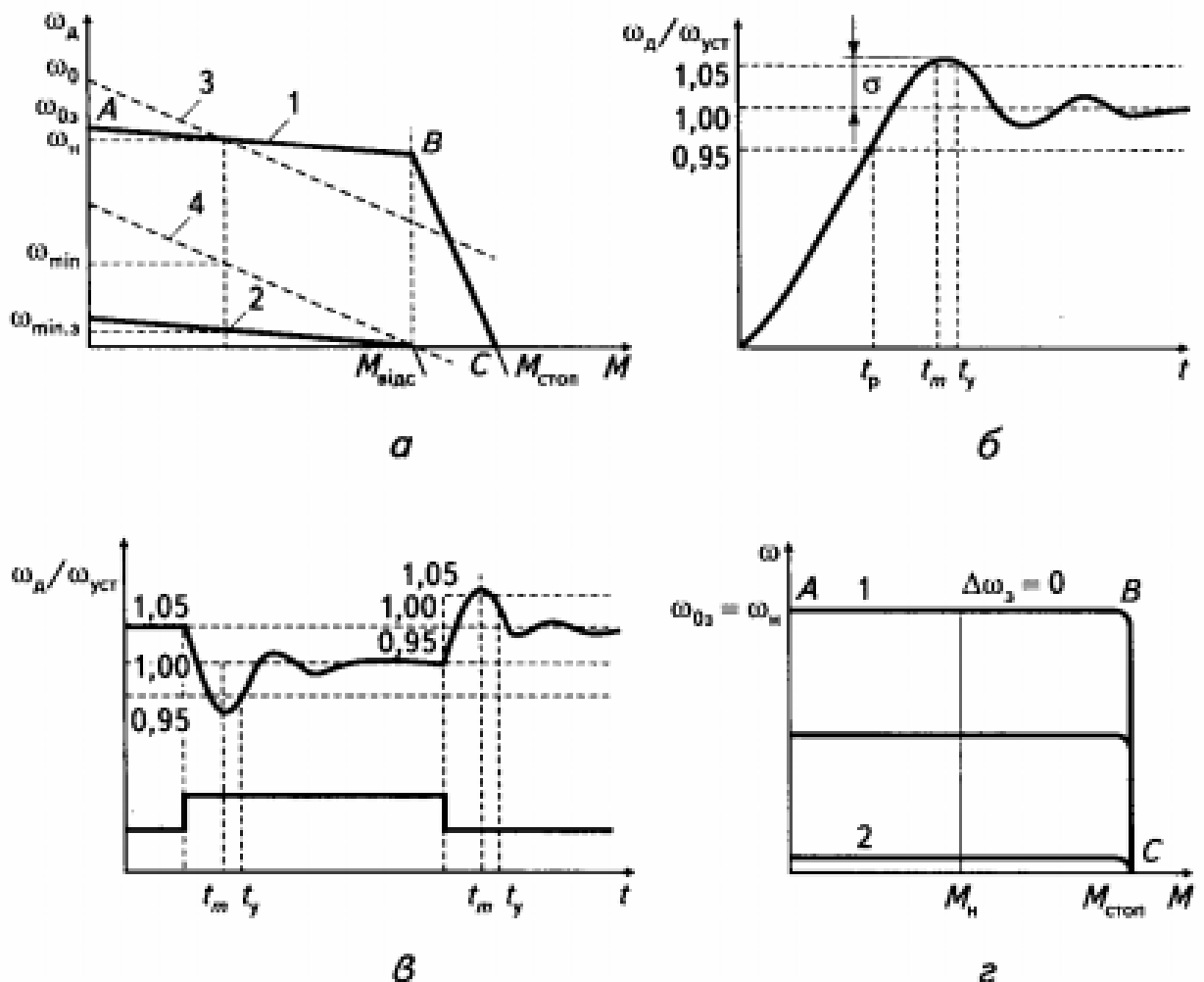


Рис. 5.33

обмежувальних зворотних зв'язків, для випадку роботи приводу в першій зоні з номінальним потоком двигуна. Характеристика 1 відповідає номінальному сигналу завдання, 2 — мінімальному сигналу, при якому система ще здатна забезпечити стійку роботу двигуна при зміні моменту навантаження до значення моменту відсікання $M_{від}$. Для порівняння з характеристиками замкненої системи на рисунку зображені також характеристики розімкненої системи, позначені відповідно індексами 3 і 4.

Статична характеристика замкненої системи складається з двох відрізків: на відрізку AB система здійснює стабілізацію швидкості двигуна, на відрізку BC — обмеження моменту двигуна допустимими значеннями ($M \leq M_{стоп}$). Якщо відрізок стабілізації швидкості характеризується спадом швидкості $\Delta\omega_s$ і статизмом v_s , то відрізок обмеження моменту має такий самий показник, що і коефіцієнт відсікання:

$$k_{від} = M_{від} / M_{стоп}$$

Граничні показники замкнених систем стабілізації в усталеному режимі (характеристики наведено на рис. 5.33, з):

- на відрізку стабілізації швидкості AB — астатизм за швидкістю ($\Delta\omega_s = 0$);
- на відрізку обмеження моменту BC — круто спадна характеристика з астатизмом за моментом ($k_{від} = 1$).

Характеристика з граничними показниками дає змогу здійснити найповніше використання електропривода в усталеному режимі.

Динамічні властивості систем стабілізації швидкості можуть оцінюватися за показниками перехідних характеристик при дії ступінчастих сигналів завдання $U_p \cdot 1(t)$ і навантаження $M_c \cdot 1(t)$. До таких показників належать: *швидкодія, перерегулювання і коливальність*.

Швидкодія системи характеризується часом регулювання t_p і часом встановлення перехідного процесу t_r . Час регулювання — це інтервал часу, за який регульована координата досягає 95 % усталеного значення. Час встановлення t_r — це інтервал часу, за який координата ввійде в зону допустимого відхилення від усталеного значення і більше з цієї зони не вийде. У більшості випадків приймають граничну зону з допустимим відхиленням $\sigma \% \leq \pm 5 \%$:

$$\sigma \% = \frac{\omega - \omega_y}{\omega_y} 100, \quad (5.6)$$

де ω , ω_y — відповідно біжуче й усталене значення швидкості.

Перерегулювання під час перехідного процесу оцінюється за максимальним відхиленням регульованої координати:

$$\sigma_m \% = \frac{\omega_{\max} - \omega_y}{\omega_y} 100, \quad (5.7)$$

де ω_{\max} — максимальне значення амплітуди швидкості в перехідному процесі.

Для більшості систем перерегулювання не повинне перевищувати 5...10 %. Стосовно перерегулювання струму σ_c % у режимах пуску і гальмування, то воно не повинне перевищувати 10 %.

Іноді постає необхідність визначити час досягнення регульованої координатою максимального значення t_{\max} при коливальних перехідних процесах.

Колівальність перехідного процесу характеризується числом коливань регульованої координати за час t_r . Для більшості систем число допустимих коливань обмежується трьома.

Перехідні характеристики $\omega(t)$ при дії сигналів задання $U_c \cdot 1(t)$ і навантаження $M_c \cdot 1(t)$ наведені на рис. 5.33. Реакція системи на ступінчастий сигнал задання $U_c \cdot 1(t)$ зображена на рис. 5.33, б, а реакція на сигнали $M_c \cdot 1(t)$ — на рис. 5.33, в. Статичні характеристики зображені на рис. 5.33, г.

ОСНОВНІ СТРУКТУРИ СИСТЕМ СТАБІЛІЗАЦІЇ ШВИДКОСТІ

Як уже зазначалося найбільш спрощену електромеханічну систему автоматичного керування (ЕМСАК) можна зобразити як сукупність технологічного об'єкта (ТО) та регулятора (Р), до складу якого входять головні елементи електропривода (ЕП). Технологічний об'єкт визначає загальні вимоги до ЕП (характер зміни швидкості, швидкодію, точність керування та ін.).

Динамічні характеристики ЕМСАК в основному залежать від особливостей ТО (моменту інерції, кількості окремих мас в його складі, виду зв'язків між масами, характеру зміни навантаження тощо). Це виявляється в знаках коефіцієнта самовирівнювання K_c ,

впливі на характер рівняння динаміки ТО і ЕМС в цілому, знака K_c , характеру тертя та інших визначальних чинників для динамічних характеристик ЕМСАК.

Для вивчення впливу різних типів структур і способів керування ЕП на статичні характеристики далі використовуватимемо найпростішу ЕМСАК з одномасовим об'єктом при дії типового навантаження M_c . Враховуючи те, що за таких умов та особливостей ТО вихідна координата технологічного об'єкта може дорівнювати вихідній координаті ЕП, далі розглядатимуться замкнені ЕМС як САК, замкнені за вихідною координатою ЕП. Таке спрощення зроблено для зручності дослідження ЕП і порівняння різних способів керування ЕП і в жодному разі не може розглядатися як загальний підхід у дослідженнях ЕМСАК в цілому.

Нині розроблено й успішно експлуатуються типові системи керування, які відповідають указаним вимогам до електроприводів у складі ЕМСАК. Системи відрізняються між собою як побудовою, так і використанням пристроїв, що змінюють структуру системи під час переходу від режиму стабілізації регульованої координати до режиму її обмеження. Але, незважаючи на різницю між наявними системами, їх можна за принципами побудови і дії регуляторів поділити на три суттєво відмінні структури керування електроприводів у ЕМСАК.

Структури з порівнянням сигналів задання і зворотних зв'язків регульованих координат на одному регуляторі (найпростіші для реалізації). У прямому каналі регулювання систем цього типу можна виділити лише один регулятор, на вхід якого надходять усі сигнали непогодження між заданим і дійсним значеннями регульованих координат. Один із варіантів такої системи наведено на рис. 5.34, а. Формування статичних і динамічних характеристик електропривода «керований перетворювач—двигун постійного струму (КП—ДПС)» здійснюється дією від'ємного постійнодіючого зворотного зв'язку за швидкістю і від'ємного затриманого зворотного зв'язку за струмом якорного кола. Порівняння сигналів зворотних зв'язків і задання здійснюється на регуляторі P . Сигнали зворотних зв'язків за швидкістю і струмом вимірюються датчиками швидкості ДШ та струму ДС. Сигнал зворотного зв'язку за струмом діє через ланку «зона нечутливості» (ЗН).

Електромеханічні характеристики, а також характеристику затриманого зворотного зв'язку за струмом $U_{зв,с} = f(I_a)$ наведено на рис. 5.34, б. Остання показує, що вказаний зв'язок вступає в дію за

перевищення струмом якірного кола значення $I_{\text{визс}}$, а до цього характеристику формує (відрізок AB) зворотний зв'язок за швидкістю (характеристика $U_p = f(I_a)$).

Отже, на відрізку AB (у точці B струм дорівнює $I_{\text{визс}}$) схема працює з регулятором швидкості, а за перевищення $I_{\text{визс}}$, на відрізку BC , — з регулятором струму. Оскільки режими стабілізації швидкості та обмеження струму здійснює один регулятор, то його налагодження може бути тільки компромісним, тим більше, що відрізок обмеження струму BC формується від'ємними зв'язками за струмом і швидкістю, дії яких зовсім протилежні.

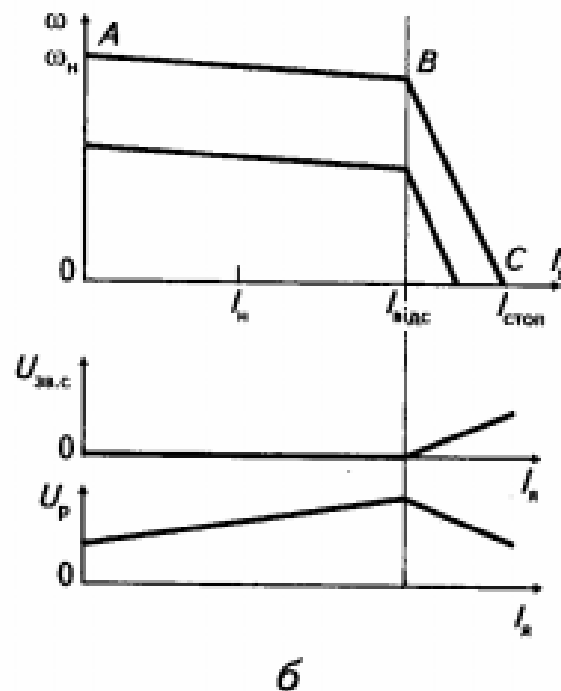
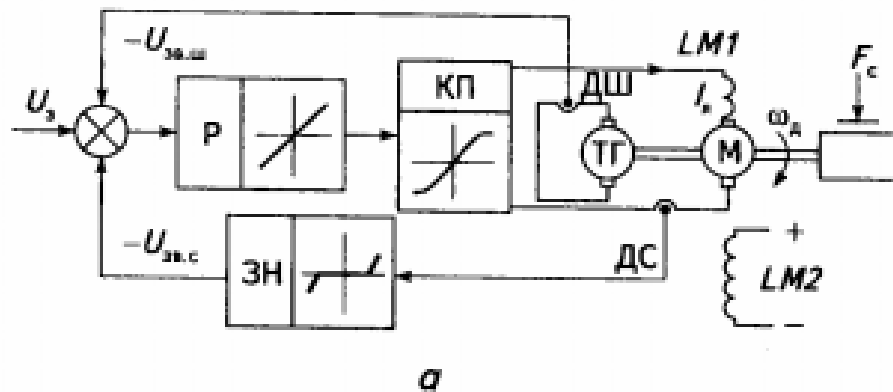


Рис. 5.34

Системи такого типу широко використовувалися в 60—70-х роках ХХ ст., але через їхні недоліки пошук інших структур триває.

Системи підпорядкованого регулювання (СПР). Ці системи були розроблені як альтернативні до наведених вище. У них кожна регульована координата регулюється окремим регулятором. Усі регулятори окремих координат з'єднані між собою послідовно, а на вході кожного регулятора порівнюються сигнали, пропорційні заданому і дійсному значенням регульованої координати. Вихідний сигнал регулятора є задавальним для регулятора внутрішнього контуру регулювання, а обмеження регульованої координати досягається обмеженням сигналу її задання.

Функціональну схему двоконтурної СПР з електроприводом КП—ДПС з регулюванням координат струму якірного кола I_d та швидкості двигуна ω_d наведено на рис. 5.35, а. Внутрішнім контуром регулювання тут є контур струму з регулятором РС, зовнішнім — контур швидкості з регулятором РШ. Вихідна напруга РШ обмежується значенням $U_{РШ \max}$. Оскільки вихідний сигнал РШ є задавальним для РС, то сигнал $U_{РШ \max} = U_{\Delta РС \max}$ визначає максимально допустимий струм двигуна $I_{d \max}$.

Електромеханічну характеристику $\omega_d(I_d)$, а також характеристики регуляторів швидкості $U_{РШ} = f(U_{\Delta ш} - U_{\omega ш})$ і струму $U_{РС} = f(I_d)$ зображено на рис. 5.35, б. Останні характеристики показують, що відрізок стабілізації швидкості АВ формується одночасною дією контурів струму і швидкості, а відрізок обмеження струму ВС — тільки контуром струму.

Отже, формування відрізка стабілізації швидкості потребує компромісного налагодження контурів регулювання як і при формуванні відрізка обмеження струму в структурі першого типу.

Але якщо в системах першого типу проблема розрахунку параметрів регулятора та його налагодження в динамічних режимах значно ускладнена і не має інженерної методики розрахунку, то для розрахунку параметрів регуляторів у СПР розроблено таку методику, що полягає в налагодженні контурів за швидкодією (звичайно, через те, що контури ввімкнені послідовно, загальна швидкодія системи зменшується).

Системи з паралельним вмиканням регуляторів. У цих системах, як і в системах підпорядкованого регулювання, кількість регуляторів відповідає кількості регульованих координат. Але, на відміну від СПР, регулятори тут з'єднані не послідовно, а паралельно, і в

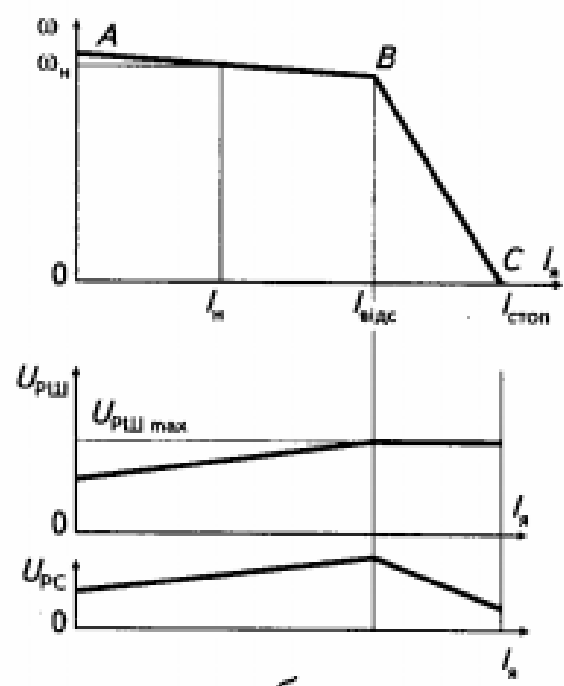
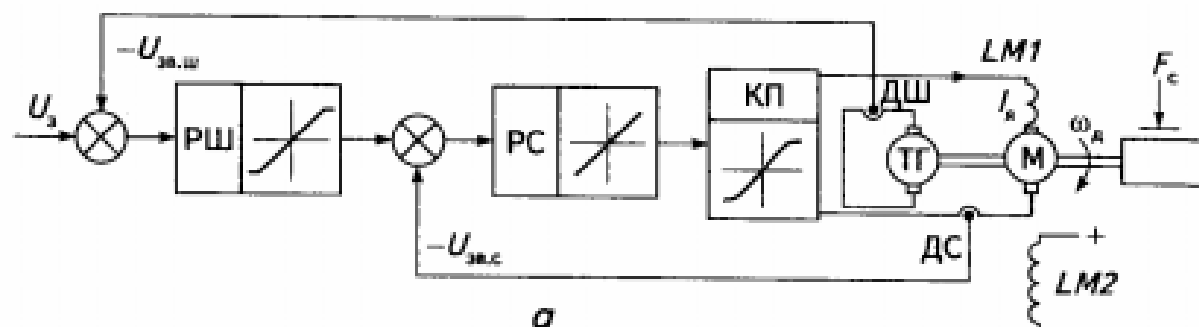
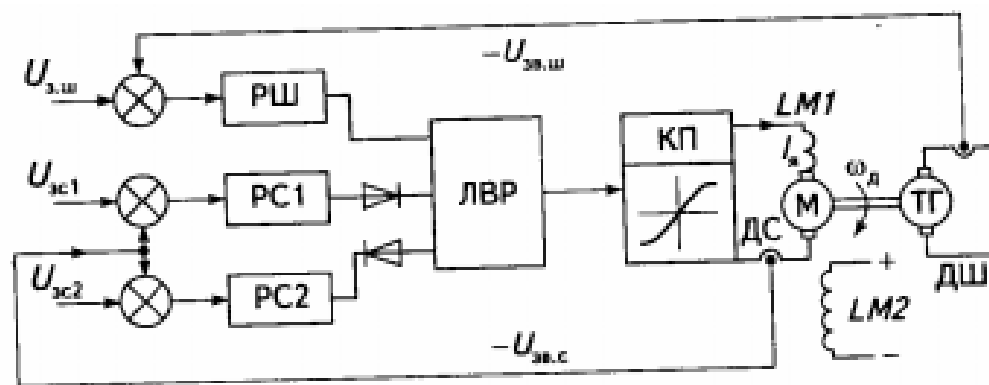


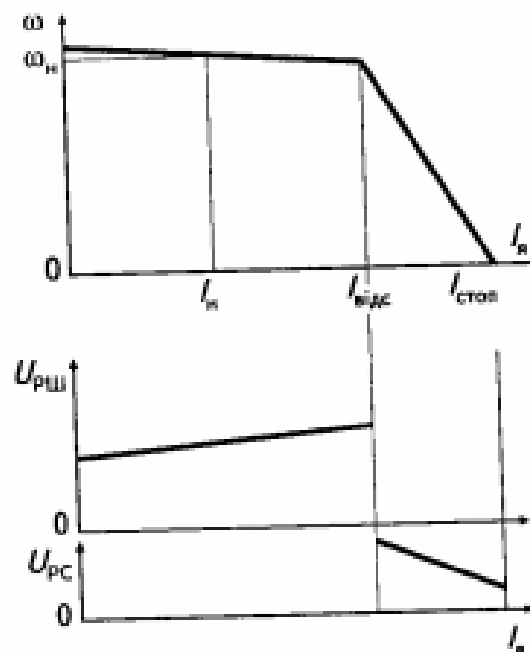
Рис. 5.35

будь-який інтервал часу може працювати лише один регулятор, координата якого перебуває на граничному рівні. Вибір регулятора, який у певний інтервал часу здійснює керування, забезпечує ланка вибору режиму (ЛВР). У найпростішому варіанті функцію ЛВР може виконувати логічна ланка «вибір меншого із сигналів».

Варіант схеми з паралельним з'єднанням регуляторів наведено на рис. 5.36, а. Схема керування складається з двох контурів — контуру швидкості з регулятором РШ та контуру струму з двома регуляторами РС1 і РС2 для двох напрямів проходження струму і ЛВР. Ланка вибору режиму пропускає сигнали керування від того регулятора, який має менше значення вихідного сигналу.



а



б

Рис. 5.36

Електромеханічну характеристику і відповідні вихідні сигнали регуляторів РШ і РС, які пропускає ЛВР, зображено на рис. 5.36, б. Характеристики показують, що кожен регулятор формує тільки свою ділянку статичної характеристики: регулятор РШ — ділянку стабілізації швидкості, РС — ділянку обмеження струму. Що стосується формування динамічних характеристик, то повної незалежності в налагодженні регуляторів система не забезпечує. Так, у пускогальмівних режимах є необхідність погоджувати роботу регуляторів у разі зміни структури системи залежно від режиму роботи. Це

потребує налагодження контурів за швидкодією, як і в СПР. Отже, системи з паралельним з'єднанням регуляторів за цим показником мають такі самі властивості; як і СПР.

У режимах дії навантаження системи з паралельним вмиканням регуляторів мають значно ліпші показники порівняно з розглянутими вище системами, що досягається більш високою швидкодією контуру швидкості.

Слід зауважити, що оскільки кожен регулятор цієї системи формує динамічні і статичні характеристики незалежно від інших, то можуть виникнути ускладнення під час їх реалізації. Це може мати місце завдяки великій складності передаточних функцій синтезованих регуляторів.

Досить важливим чинником для практичної реалізації проектних рішень на діючих установках є наявність інженерних методик розрахунку і налагодження систем керування. Щоправда, як уже зазначалося, тільки для СПР розроблена і впроваджена інженерна методика вибору типу й розрахунку параметрів регуляторів контурів регулювання. З деякими уточненнями цю методику можна застосовувати в ході розрахунків контурів регулювання систем паралельного типу.

Що ж до системи з порівнянням сигналів керування на одному регуляторі, то застосування такої методики викликає ускладнення. Це визначається тим, що передаточні функції по каналах задання і зворотних зв'язків будуть різними, і реалізувати такий регулятор, а тим більше налагодити його, складно, оскільки потрібно враховувати ненульові початкові умови при зміні структури керування, коли відбувається перехід від режиму стабілізації до режиму обмеження. Тому розрахунки параметрів системи такого типу в основному здійснюються із застосуванням класичних методів.

ЗАГАЛЬНІ ПОЛОЖЕННЯ ПОБУДОВИ І РОЗРАХУНКУ СИСТЕМ ПІДПОРЯДКОВАНОГО РЕГУЛЮВАННЯ

Основою побудови СПР, як відомо, є те, що контури регулювання з'єднані послідовно, а кількість контурів відповідає кількості регульованих координат. При цьому розподіл системи на контури здійснюють так, щоб у кожному контурі містилися ланки з однією, максимум — двома суттєвими сталими часу, які підлягають компенсації. Це забезпечує фізичну реалізацію регуляторів контурів.

Вибір типу регуляторів та розрахунок їхніх параметрів здійснюється за умови зведення передаточних функцій контурів регулювання до стандартних передаточних функцій $W_{om}(\rho)$ із наперед заданими динамічними показниками при відпрацюванні сигналу задання. Розрахунок, як і налагодження, проводять, починаючи з внутрішнього контуру до зовнішнього. У найпростішому випадку налагодження контурів зводиться до компенсації суттєвих сталих часу об'єкта керування, а налагодження регуляторів на задані показники динаміки здійснюється з урахуванням як малих некомпенсованих сталих часу свого контуру (некомпенсована стала T_{μ} i -го контуру), так і сталої часу інтегрування $a_{i-1}T_{\mu(i-1)}$ внутрішнього контуру, де a_{i-1} — коефіцієнт оптимізації $(i-1)$ -го контуру. Тому з віддаленням від внутрішнього контуру його швидкодія зменшується.

Розглянемо основні положення щодо вибору регуляторів на прикладі триконтурної СПР. Функціональна схема такої системи (рис. 5.37) містить передаточні функції ланок об'єкта керування, на які поділили силову частину при розподілі на контури керування $W_{01}(\rho)$, $W_{02}(\rho)$, $W_{03}(\rho)$; передаточні функції регуляторів контурів регулювання $W_{p1}(\rho)$, $W_{p2}(\rho)$, $W_{p3}(\rho)$; сигнали задання на вході регуляторів контурів регулювання X_{s1} , X_{s2} , X_{s3} ; вихідні координати контурів регулювання X_1 , X_2 , X_3 .

У схемі всі зворотні зв'язки одиничні і від'ємні.

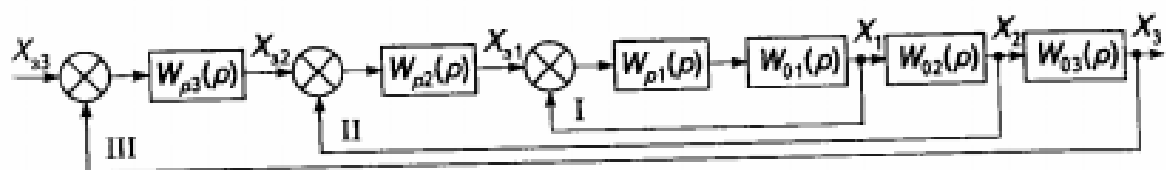


Рис. 5.37

Відповідно до загальних положень побудови СПР для триконтурної системи типові оптимізовані передаточні функції розімкнених контурів регулювання обчислюються так:

$$W_{om1}^p(\rho) = \frac{1}{\rho \cdot a_1 T_{\mu 1} (\rho \cdot T_{\mu 0} + 1)}; \quad (5.8)$$

$$W_{om2}^p(\rho) = \frac{1}{\rho \cdot a_2 T_{\mu 2} [\rho \cdot a_1 T_{\mu 1} (\rho \cdot T_{\mu 0} + 1) + 1]}; \quad (5.9)$$

$$W_{\text{амз}}^p(\rho) = \frac{1}{\rho \cdot \sigma_3 T_{\mu 3} \{ \rho \cdot \sigma_2 T_{\mu 2} [\rho \cdot \sigma_1 T_{\mu 1} (\rho \cdot T_{\mu 0} + 1) + 1] + 1 \}}. \quad (5.10)$$

Тут $\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3$ — коефіцієнти оптимізації контурів; $T_{\mu 1} = T_{\mu 0} + \sum T_{\mu 1k}$ — еквівалентна некомпенсована мала стала часу першого внутрішнього контуру, де $T_{\mu 0}$ — еквівалентна некомпенсована мала стала часу власне об'єкта першого контуру; $\sum T_{\mu 1k}$ — сума малих некомпенсованих сталих часу прямого каналу і каналу зворотного зв'язку першого контуру; $T_{\mu 2} = \sigma_1 T_{\mu 1} + \sum T_{\mu 2k}$ — еквівалентна некомпенсована стала часу другого контуру, де $\sigma_1 T_{\mu 1}$ — стала інтегрування першого контуру; $\sum T_{\mu 2k}$ — сума малих некомпенсованих сталих часу другого контуру; $T_{\mu 3} = \sigma_2 T_{\mu 2} + \sum T_{\mu 3k}$ — еквівалентна некомпенсована стала часу третього контуру, де $\sigma_2 T_{\mu 2}$ — стала інтегрування другого контуру; $\sum T_{\mu 3k}$ — сума малих некомпенсованих сталих часу третього контуру.

Оскільки загальна швидкодія залежить від малих некомпенсованих сталих часу окремих контурів, то відповідним вибором апаратури намагаються звести до мінімуму ці малі сталі. При цьому можна нехтувати складовими $\sum T_{\mu 1k}, \sum T_{\mu 2k}, \sum T_{\mu 3k}$, а значення сталих часу інтегрування контурів визначаються як

$$T_{\mu 1} = T_0, \quad T_{\mu 2} = \sigma_1 T_{\mu 1}, \quad T_{\mu 3} = \sigma_2 T_{\mu 2}. \quad (5.11)$$

Перший внутрішній контур, як правило, охоплює перетворювач КП для живлення двигуна. Для електроприводів із малоінерційними перетворювачами, такими як системи тиристорний перетворювач—двигун, еквівалентна некомпенсована мала стала часу внутрішнього контуру наближено становить

$$T_{\mu 0} = T_{\text{тп}} = T_{\kappa} + \tau, \quad (5.12)$$

де T_{κ} — еквівалентна стала системи імпульсно-фазового керування; $\tau = 1/(mf_m)$ — час запізнення закриття тиристорів, який наближено визначається через кратність пульсацій випрямленої напруги m і частоту мережі живлення f_m .

Для сучасних електроприводів значення еквівалентної сталої тиристорних перетворювачів перебуває в межах $T_{\text{тп}} \cong (0,003 \dots 0,01)$ с.

Еквівалентна некомпенсована мала стала часу перетворювача $T_{\mu 0}$ електропривода за системою генератор—двигун із тиристорним збудженням електричних машин (Г—Д з ТЗГ, ТЗД) має більше значення порівняно з аналогічною сталою системи ТП—Д. Річ у тім, що до складу некомпенсованої сталої входить як стала тиристорного збудника

електричних машин $T_{\tau, \sigma}$, так і еквівалентні сталі, зумовлені дією потоку розсіювання та ефекту вихрових струмів ($T_{\kappa, \sigma}$). У таких системах $T_{\mu 0} = T_{\tau, \sigma} + T_{\kappa, \sigma} \geq 0,02$ с, де $T_{\kappa, \sigma} \cong (0,05 \dots 0,1) T_{\mu 0}$ — еквівалентна стала вихрових струмів і потоку розсіювання, яка залежить від сталої збудження $T_{\mu 0}$ і шихтування станини електричних машин.

Оскільки в схемі рис. 5.37 застосовано тільки від'ємні одиничні зворотні зв'язки, то передаточні функції розімкнених контурів дають змогу визначити оптимальні передаточні функції замкнених систем:

$$W_{\text{онт}i}^3(\rho) = \frac{W_{\text{онт}i}^{\rho}(\rho)}{1 + W_{\text{онт}i}^{\rho}(\rho)}$$

У результаті маємо

$$W_{\text{онт}1}^3(\rho) = \frac{1}{\rho \cdot a_1 T_{\mu 1} (\rho \cdot T_{\mu 0} + 1) + 1}; \quad (5.13)$$

$$W_{\text{онт}2}^3(\rho) = \frac{1}{\rho \cdot a_2 T_{\mu 2} [\rho \cdot a_1 T_{\mu 1} (\rho \cdot T_{\mu 0} + 1) + 1] + 1}; \quad (5.14)$$

$$W_{\text{онт}3}^3(\rho) = \frac{1}{\rho \cdot a_3 T_{\mu 3} \{\rho \cdot a_2 T_{\mu 2} [\rho \cdot a_1 T_{\mu 1} (\rho \cdot T_{\mu 0} + 1) + 1] + 1\} + 1}. \quad (5.15)$$

Оскільки контури СПР налагоджуються за швидкодією, то вплив внутрішнього контуру на зовнішній тим слабший, чим далі він розташований від зовнішнього. Це дає можливість спростити вирази (5.14) і (5.15) і записати їх у вигляді вироджених передаточних функцій:

$$W_{\text{онт}2}^3(\rho) = \frac{1}{\rho \cdot a_2 T_{\mu 2} (\rho \cdot a_1 T_{\mu 1} + 1) + 1}; \quad (5.16)$$

$$W_{\text{онт}3}^3(\rho) = \frac{1}{\rho \cdot a_3 T_{\mu 3} (\rho \cdot a_2 T_{\mu 2} + 1) + 1}. \quad (5.17)$$

Коефіцієнти оптимізації контурів регулювання a_1 , a_2 , a_3 визначають якість перехідних процесів як окремих контурів, так і СПР в цілому, а також показники системи в ustalених режимах. Найпростіший спосіб для розрахунку і налагодження СПР — це вибір указаних коефіцієнтів за умови «технічної оптимізації», коли приймають

$\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma_3 = 2$. При цьому, відповідно до виразів (5.13), (5.16) і (5.17), перехідні характеристики контурів відрізняються лише масштабом у часі. Перерегулювання координат контурів є однаковим.

Доведемо це, користуючись логарифмічними амплітудно-частотними характеристиками (ЛАЧХ) розімкнених оптимізованих контурів. Вирази (5.13), (5.16) і (5.17) дають змогу записати узагальнену передаточну функцію розімкнених контурів, які відрізняються лише сталими інтегрування:

$$W_{\text{отт},i}^3(p) = \frac{1}{p \cdot 2T_{\mu i} (p \cdot 2T_{\mu(i-1)} + 1)}, \quad (5.18)$$

де $i = 1, 2, 3$ — номери контурів регулювання.

Відповідно до наведеної формули ЛАЧХ має такий вигляд:

$$Lm A(\omega) = 20 \lg W_{\text{отт},i}^3(j\omega) = \lg \frac{1}{2T_{\mu i}} - 20 \lg \omega - 20 \lg \sqrt{(\omega T_{\mu(i-1)})^2 + 1}. \quad (5.19)$$

ЛАЧХ цих контурів наведено на рис. 5.38. Тут 0 — ЛАЧХ об'єкта зі сталою часу $T_{\mu 0}$, який охоплений першим контуром. Частота зрізу цієї ланки $\omega_{зр0} = 1/T_{\mu 0}$; 1, 2, 3 — ЛАЧХ відповідних контурів регулювання. Частоти зрізу цих контурів мають відповідно значення

$$\omega_{зр1} = 1/2T_{\mu 1}, \quad \omega_{зр2} = 1/2T_{\mu 2} = 1/4T_{\mu 1}, \quad \omega_{зр3} = 1/2T_{\mu 2} = 1/8T_{\mu 1}.$$

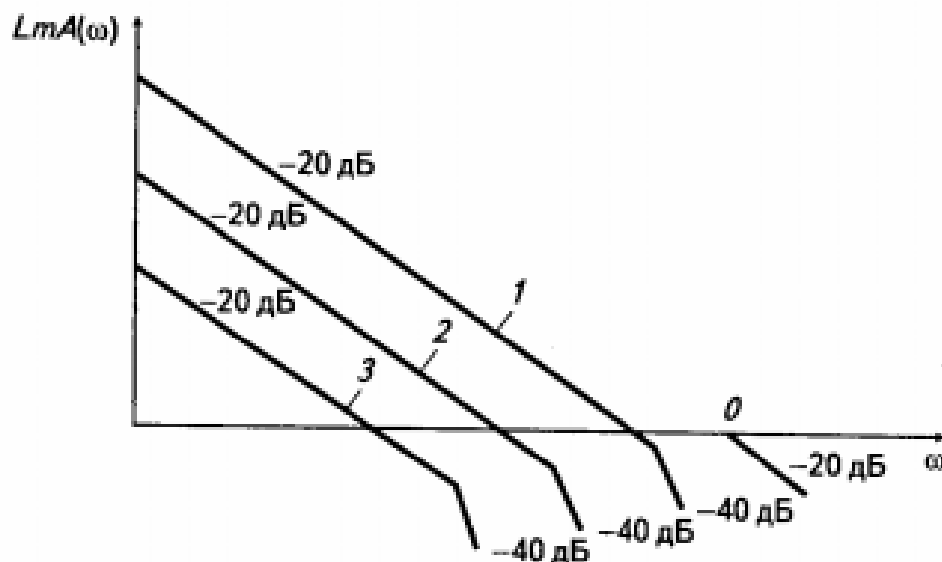


Рис. 5.38

Отже, можна наближено визначити час досягнення координатою контуру регулювання першого максимуму перехідної характеристики:

$$t_{m1} = \rho / \omega_{zp1} = 3,14 \sigma T_{\mu1}. \quad (5.20)$$

Підставляючи значення ω_{zp} , можна знайти значення t_m для всіх контурів:

$$t_{m1} = \rho / \omega_{zp1} = 5,228 T_{\mu1}, \quad t_{m2} = \rho / \omega_{zp2} = 12,56 T_{\mu1}, \quad t_{m3} = \rho / \omega_{zp3} = 25,12 T_{\mu1}.$$

Запас стійкості за фазою всіх контурів однаковий і може бути визначений так:

$$\Delta\varphi = 180^\circ - n_1 \cdot 90^\circ - \sum_i^n \arctg \frac{\omega_{zp i}}{\omega_{csp i}}, \quad (5.21)$$

де n_1 — кількість інтеграторів в контурі; $\omega_{zp i} = 1/T_{\mu i}$ — частота зрізу ЛАЧХ; $\omega_{csp i} = 1/T_{\mu(i-1)}$ — частота спряження ЛАЧХ.

Підставивши значення до виразу (5.21), знайдемо $\Delta\varphi = 180^\circ - 90^\circ - \arctg 0,5 = 63^\circ$.

Максимальне перерегулювання перехідної характеристики, у відсотках, наближено визначається за виразом

$$\sigma_i \cong \left[\frac{1}{\sin \Delta\varphi} - 1 \right] 100 = 10. \quad (5.22)$$

Отже, проектуючи СПР, можна наперед встановити показники системи в динамічних режимах, а для визначення типу й розрахунку параметрів регуляторів контурів СПР слід записати передаточну функцію розімкненого неоптимізованого контуру $W_i^p(\rho)$ і порівняти її з типовою передаточною функцією $W_{opt i}^p(\rho)$:

$$W_i^p(\rho) = W_{\rho i}(\rho) W_{\zeta i}(\rho) W_{opt(i-1)}^3(\rho) = W_{opt i}^3(\rho), \quad (5.23)$$

де $W_{opt(i-1)}^3(\rho)$ — передаточна функція оптимізованого внутрішнього контуру.

Передаточну функцію регулятора знаходимо з виразу (5.23):

$$W_{\rho i}(\rho) = W_{opt i}^p(\rho) \frac{1}{W_{\zeta i}(\rho) W_{opt(i-1)}^3(\rho)}. \quad (5.24)$$

Далі постає питання фізичної реалізації передаточної функції регулятора.