

УДК 621.34

Б.Г. Бойчук

Національний університет “Львівська політехніка”, кафедра ЕАП

ВИБІР ШВИДКОДІЇ В ЕЛЕКТРОПРИВОДАХ ЗА СИСТЕМОЮ КЕРОВАНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ – ДВИГУН З ВРАХУВАННЯМ ОБМЕЖЕННЯ НА СИГНАЛ КЕРУВАННЯ

© Бойчук Б.Г., 2002

Розглядається проблема забезпечення граничної швидкодії електроприводу за системою керований перетворювач-двигун з врахуванням обмеження сигналу керування. Показано, що інерційність контуру струму, визначена з цієї умови, є більшою, ніж при врахуванні лише малих сталих часу контуру.

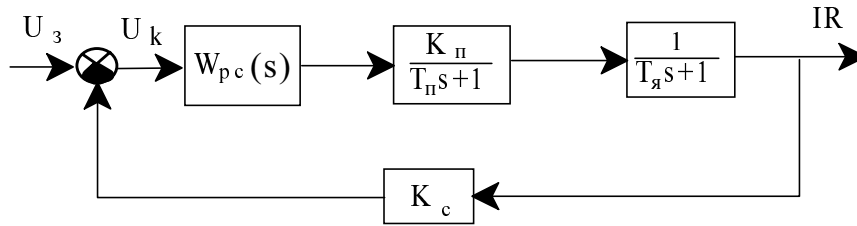
The problem of supply of limiting response rate of an electric drive on a system the controlled transducer – motor engine subject to limitations of a control signal have been considered. The sluggishness of current loop, definite of this condition is routined, that, larger, than at the account only of small time constants of loop.

У теорії систем підпорядкованого регулювання (СПР) інерційність контуру струму визначається деякою сталою часу T_{μ} , яку пропонується брати як суму малих сталих часу контуру. Ці сталі часу компенсувати неможливо або недоцільно з міркувань завадостійкості системи. Це – сталі часу давача струму і інших ланок, які вважаються пропорційними, а також стала часу тиристорного перетворювача, який розглядається як інерційна ланка. Значення цієї сталої часу залежить від схеми випрямлення, наприклад, для трифазної мостової схеми вона становить 0,003 с. Сталі часу реальних елементів, які приймаються пропорційними, за даними [1], мають значення в межах від $3 \cdot 10^{-3}$ до $3 \cdot 10^{-5}$ с. Визначене за ними значення сталої часу T_{μ} мало б бути меншим, ніж те, яке переважно рекомендують в літературі, де, як правило, її беруть на основі практики експериментального налагодження електроприводів. Наприклад, за даними [2], $T_{\mu} = 0,004 \div 0,01$ с, здебільшого рекомендують її приймати такою, що дорівнює 0,01 с. В інших джерелах, наприклад, в [3], для різних схем випрямлення її значення беруть в межах $0,01 \div 0,05$ с. Тобто реальні значення сталих часу T_{μ} , які одержуються при експериментальному налагодженні, є дещо більшими, ніж розраховані теоретично.

Вибирати швидкодії контуру струму з врахуванням умов завадостійкості можна, розглядаючи перехідні процеси “в малому”. Але цей контур здебільшого працює також і “у великому”, враховуючи гранично допустимі значення струму, бо він власне і призначений для струмообмеження. Тому є сенс розглянути питання його швидкодії з врахуванням обмежень, які можуть ставитись на його координати. Таким обмеженням є допустиме значення вхідної напруги перетворювача. Для більшої загальності розглядатимемо варіанти систем Г-Д і ТП-Д. Для випадків, коли можна знехтувати внутрішнім зворотним зв'язком за ЕРС двигуна, структурну схему контуру струму можна зобразити як на рисунку.

На цій схемі позначено: $W_{pc}(s)$ – передавальна функція регулятора струму; K_{π} – коефіцієнт підсилення тиристорного перетворювача; T_{π} – стала часу тиристорного перетворювача; T_{γ} – електромагнітна стала часу кола якоря; K_c – коефіцієнт зворотного

зв'язку за струмом; I – струм якоря двигуна; R – опір кола якоря; U_3 – напруга завдання; U_k – напруга керування.



Структурна схема контуру регулювання струму

У роботі [4] був виведений вираз для коефіцієнта форсування системи K_ϕ , який за відсутності гнучкого зворотного зв'язку за напругою згідно з виразом (11) цієї роботи матиме вигляд

$$K_\phi = \frac{U_{3\max}}{U_{3н}} = \frac{\lambda i_n T_\pi T_\gamma}{a_1 T_0^2}, \quad (1)$$

де $U_{3\max}$ і $U_{3н}$ – відповідно максимальне та номінальне значення напруги завдання; λ – коефіцієнт допустимого перевантаження двигуна за струмом; $i_n = \frac{I_n}{I_{кз}}$ – відношення номінального струму двигуна I_n до струму короткого замикання $I_{кз}$; T_0 – еквівалентна стала часу, яка визначає інерційність контуру струму; a_1 – коефіцієнт стандартної передавальної функції контуру струму

$$W_c(s) = \frac{RI(s)}{U_3(s)} = \frac{I_m R}{U_{3\max}} \cdot \frac{\alpha_c}{a_1 T_0^2 s^2 + a_1 T_0 s + 1},$$

де I_m – усталене значення струму якоря при $U_3 = U_{3\max}$.

Тут в загальному випадку значення сталої часу T_0 не пов'язується із сталою часу T_π . Оптимізація контуру струму досягається, коли передавальна функція регулятора струму згідно з [4] має вигляд

$$W_{pc_2}(s) = \frac{T_\pi s + 1}{T_\pi T_\gamma s} \cdot \frac{T_\gamma s + 1}{T_0 s + 1}. \quad (2)$$

Для заданого коефіцієнта форсування напруги керування з виразу (1) одержуємо значення еквівалентної сталої часу швидкодії контуру струму

$$T_0 = \sqrt{\frac{\lambda i_n T_\pi T_\gamma}{a_1 K_\phi}}. \quad (3)$$

Для систем Г-Д граничне значення коефіцієнта форсування беруть в межах $K_\phi = 3 \div 7$. Тоді, наприклад, при $\lambda = 2$, $a_1 = 2$, $i_n = 0,1$, $T_\pi = 1$ с, $T_\gamma = 0,05$ с і $K_\phi = 5$ одержуємо $T_0 = 0,03$ с.

Для системи ТП-Д граничне значення коефіцієнта форсування $K_\phi \leq 1$. Розглянемо цю систему детальніше.

Регулятор з передавальною функцією (2) дещо складніший, ніж звичайний пропорційно-інтегровальний (ПІ) регулятор. Але два його співмножники виконують різні функції,

забезпечують різні показники і тому їх можна налаштувати відокремлено. Спочатку налаштовують перший співмножник, разом з яким перетворювач стає інтегрувальною ланкою з відповідною сталою часу інтегрування. У зв'язку з цим слід згадати розроблений на кафедрі ЕАП Національного університету "Львівська політехніка" так званий силовий регулятор струму [5], роль якого виконував тиристорний перетворювач, система імпульсно-фазового керування якого має інтегрувальну передавальну функцію. Після перетворення перетворювача в інтегрувальну ланку налагоджується другий співмножник регулятора (2), який визначає якість перехідного процесу.

Якщо прийняти величину сталої часу T_0 , що дорівнює сталій часу перетворювача, тобто $T_0 = T_n$, то на основі виразу (2) одержуємо ПІ-регулятор струму з передавальною функцією

$$W_{pc1}(s) = \frac{T_я s + 1}{T_я s}. \quad (4)$$

Одержаний вираз не збігається з традиційно застосовуваною в СПР передавальною функцією регулятора струму

$$W_{pc2}(s) = \frac{T_я s + 1}{T_i s}, \quad (5)$$

де

$$T_i = K_n K_c^* a_1 T_n. \quad (6)$$

Ця розбіжність суто методологічна. Вона зумовлена вибором різних базових величин при виведенні виразів (4) і (5). В СПР базовим є значення коефіцієнта зворотного зв'язку за струмом K_c^* , який приймається з конструктивних міркувань і до якого приводиться сигнал завдання U_3^* . В нашому випадку ці величини підлягають визначенню з умов оптимізації. Згідно з виразами (7) і (9) роботи [4], при малих розбіжностях між максимальним і стопорним струмами для $T_0 = T_n$ одержуємо

$$T_я = K_n K_c a_1 T_n. \quad (7)$$

З цього виразу визначається коефіцієнт зворотного зв'язку за струмом. І якщо у виразі (6) прийняти $K_c^* = K_c$, то на основі співвідношень (6) і (7) одержимо, що сталі часу інтегрування передавальних функцій (4) і (5) рівні, тобто $T_i = T_я$. Отже, ці регулятори за своєю дією ідентичні, лише відповідають різним значенням коефіцієнта зворотного зв'язку та сигналу завдання. Якщо сигналом завдання задаються, то при прийнятому номінальному його значенні з виразу (5) відразу визначається коефіцієнт його форсування. Це – пропорційна частина регулятора $K_\phi = \frac{T_я}{T_i}$.

Для обох варіантів передавальної функції регулятора коефіцієнт форсування можна визначити з виразу (1) при $T_0 = T_n$. Одержуємо: $K_\phi = \frac{\lambda i_n T_я}{a_1 T_n}$.

Звідси значення сталої часу T_0 буде

$$T_0 = \frac{\lambda i_n T_я}{a_1 K_\phi}. \quad (8)$$

Розглянемо варіант схеми, зображеної на рисунку, коли перетворювач напруги є безінерційною ланкою, тобто $T_n = 0$, а регулятор струму – пропорційно-інтегральний. Передавальна функція контуру струму в цьому випадку матиме вигляд

$$W_c(s) = \frac{1}{K_c} \frac{1}{T_0 s + 1},$$

де $T_0 = \frac{T_j}{K_n K_c}$. В усталеному режимі при подачі на вхід системи форсованої напруги

завдання $U_{zmax} = K_\phi U_{zn}$ будемо мати $I_m R K_c = U_{zn} K_\phi$. Звідси можна одержати

$$K_c = \frac{U_{zn} K_\phi}{I_m R}$$

Враховуючи, що $U_n = U_{zn} K_n$ і $I_m = \lambda I_n$, після перетворень одержуємо

$$K_n K_c = \frac{K_\phi}{\lambda I_n}$$

Тоді стала часу інерційної ланки – контуру струму – буде

$$T_0 = \frac{\lambda I_n T_j}{K_\phi}. \quad (9)$$

Отже, для трьох різних варіантів реалізації контуру струму – з регулятором струму у вигляді передавальної функції (2), коли перетворювач інерційний, а також з ПІ-регулятором (передавальна функція (4)), коли перетворювач в одному випадку інерційний, в другому – безінерційний – одержуємо три різних вирази для сталої часу контуру струму:

$$T_{01} = \sqrt{\frac{\lambda I_n T_n T_j}{a_1 K_\phi}}, \quad T_{02} = \frac{\lambda I_n T_j}{a_1 K_\phi}, \quad T_{03} = \frac{\lambda I_n T_j}{K_\phi}. \quad (10)$$

У перших двох випадках маємо перехідний процес другого порядку, який при $a_1 = 2$ відповідає модульному оптимуму. У третьому випадку маємо перехідний процес інерційної ланки. Тривалості перехідних процесів в інерційній ланці і в налаштованій на модульний оптимум системі другого порядку при однакових їх сталих часу T_0 можна вважати практично однаковими ($4T_0$ в першому і $4,7T_0$ в другому випадку). Тому швидкодію цих варіантів можна оцінювати за значеннями цих сталих часу. Порівнюючи вирази для T_{02} і T_{03} , бачимо, що при однакових коефіцієнтах форсування швидкодія для варіанта з інерційним перетворювачем напруги в 2 рази (при $a_1 = 2$) вища, ніж для випадку, коли перетворювач безінерційний. І, відповідно, для того, щоб в системі з безінерційним перетворювачем одержати таку саму швидкодію, як і при $T_n \neq 0$, необхідно брати в 2 рази більше форсування сигналу завдання. Це пояснюється тим, що в аперіодичній системі першого порядку швидкодія визначається самим тільки форсуванням, у той час як в системі другого порядку вона одержується і за рахунок форсування, і за рахунок коливальності системи, а коливальність залежить від співвідношення сталих часу T_n і T_j . Тому навіть, якби реально перетворювач був безінерційним, його треба було б зробити інерційним для збільшення швидкодії системи. І пошук малих сталих часу, який ведеться в СПР, можна розглядати як пошук цієї інерційності. Вирази (10) дають нам можливість знайти для різних варіантів сталі часу T_0 при заданому форсуванні. В усіх трьох виразах ці сталі часу залежать

від електромагнітної сталої часу кола якоря $T_{я}$, тоді як в СПР величина $T_{ц}$ з $T_{я}$ зовсім не пов'язується, хоча коливальність системи якраз і визначається їх співвідношенням.

При виборі максимального форсування сигналу керування тиристорного перетворювача треба взяти до уваги можливість ненульових початкових умов. Зокрема, цілком можливою є ситуація, коли в режимі струмообмеження полярність сигналу завдання раптово змінюється на протилежну, і він із сигналом зворотного зв'язку додається. Для систем з пропорційним регулятором швидкості і без задавача інтенсивності на такий варіант слід розраховувати обов'язково, тому допустиме форсування слід зменшити в 2 рази, тобто, треба взяти $K_{\phi} = 0,5$. Розглянемо приклад, коли складові виразів (10) дорівнюють: $a_1 = 2$, $\lambda = 2$, $i_n = 0,1$, $K_{\phi} = 0,5$. Беремо випадок трифазної мостової схеми випрямлення, для якої $T_{п} = 0,003$ с. Тоді одержуємо: $T_{01} = 0,024\sqrt{T_{я}}$, $T_{02} = 0,2T_{я}$; $T_{03} = 0,4T_{я}$. Для усередненого значення $T_{я} = 0,05$ с будемо мати: $T_{01} = 0,005$ с, $T_{02} = 0,01$ с; $T_{03} = 0,02$ с.

У другому варіанті обов'язковою умовою є рівність $T_{02} = T_{п}$. Якщо T_{02} більше ніж реальна стала часу перетворювача, тобто $T_{02} > T_{п}$, то слід збільшити сталу часу перетворювача, ввівши, наприклад, відповідний фільтр на його вході. Випадок, коли одержане значення $T_{02} < T_{п}$, вимагає, навпаки, зменшення величини $T_{п}$, що у варіанті з ПІ-регулятором здійснити неможливо, і слід переходити до складнішого регулятора з передавальною функцією (2).

Отже, для найпоширенішого варіанта з ПІ-регулятором струму ми одержали значення еквівалентної сталої часу контуру струму такою самою, яка рекомендується з практики експериментального налагодження: $T_{02} = 0,01$ с. І цей результат одержаний без врахування так званих малих сталих часу. Тому можна сказати, що те значення, яке надається в СПР малим сталим часу, є дещо перебільшеним, принаймні, при дослідженні роботи системи у великому.

Все наведене вище дозволяє зробити висновок про універсальність передавальної функції регулятора струму у вигляді виразу (2). Для систем Г-Д такий регулятор компенсує сталу часу генератора. В системах ТП-Д його функція здебільшого протилежна – збільшення інерційності перетворювача (крім того, необхідна при компенсації сталої часу $T_{я}$). Справді, на підставі виразів (10) для сталої часу T_{01} маємо

$$\frac{T_{01}}{T_{п}} = \sqrt{\frac{\lambda i_n}{a_1 K_{\phi}} \frac{T_{я}}{T_{п}}}$$

При $a_1 = 2$, $\lambda = 2$, $i_n = 0,1$, $K_{\phi} = 0,5$ одержимо

$$\frac{T_{01}}{T_{п}} = 0,447 \sqrt{\frac{T_{я}}{T_{п}}}$$

Тут при $T_{я} > 5T_{п}$ матимемо $T_{01} > T_{п}$, тобто дія регулятора струму (2) полягає в збільшенні сталої часу $T_{п}$. Якщо це зробити не регулятором, а іншими засобами, наприклад, фільтром на вході тиристорного перетворювача, то, збільшивши $T_{п}$ до значення $T_{п}^* = T_{02}$, можемо спростити передавальну функцію регулятора – замість виразу (2) маємо вирази (4) або (5).

Як зазначалося, значення коефіцієнта $K_{\phi} = 0,5$ необхідно було брати для варіантів схем з пропорційним регулятором швидкості без задавача інтенсивності. Відомо, що застосування в таких схемах задавача інтенсивності призводить до того, що реальна еквівалентна стала часу контуру струму в системі регулювання швидкості збільшується в 2 рази. Це

значить, що форсування на вході контуру струму зменшилося в 2 рази і контур за форсуванням використовується не повністю. Тому форсування при налаштуванні самого контуру струму слід подвоїти, тобто взяти $K_{\phi} = 1$. Аналогічно з переходом від П-регулятора швидкості до ПІ-регулятора спочатку без задавача, а потім також і з задавачем інтенсивності реальна еквівалентна стала часу контуру струму кожного разу подвоюється. Тому для того, щоб у реальних режимах роботи системи (а не налаштувальних) у контурі струму використовувалось граничне форсування, необхідно щоразу подвоювати налаштувальний коефіцієнт форсування, тобто брати відповідно $K_{\phi} = 2$ і $K_{\phi} = 4$. У цих випадках експериментальне налаштування можна здійснити при знижених сигналах завдання. І тут ми переходимо від регулювання "у великому" до регулювання "у малому", коли можуть проявитися малі сталі часу.

Отже, одержані вирази (10) в кожному конкретному випадку дають можливість еквівалентну сталу часу T_0 контуру струму розрахувати, а не приймати її наближено, як це рекомендується в теорії СПР. Важливим серед інших є висновок про те, що величина T_0 залежить від електромагнітної сталої часу $T_{\text{я}}$.

Аналіз виразів (10) показує, що при застосуванні повного регулятора струму, тобто з передавальною функцією (2), можна забезпечити більшу швидкодію, ніж з простим ПІ-регулятором. Інший шлях збільшення швидкодії полягає в застосуванні перетворювача з більшою номінальною вихідною напругою, коли зменшується значення відносного струму i_n .

1. Коцегуб П.Х. Синтез вентильних приводів постійного струму: Навч. посібник для вузів. – К., 1997. – 122 с. 2. Справочник по наладке электрооборудования промышленных предприятий / Под ред. М.Г. Зименкова, Г.В. Розенберга, Е.М. Феськова. – М., 1983. – 480 с. 3. Шенфельд Р., Хабигер Э. Автоматизированные электроприводы / Пер. с нем.; Под ред. Ю.А. Борцова. – Л., 1985. – 464 с. 4. Лозинський О.Ю., Бойчук Б.Г. Оптимізація контуру струму в електроприводі постійного струму за системою керування перетворювач-двигун // Вісн. НУ "Львівська політехніка". – 2001. – № 418. – С. 93–99. 5. Кардашов А.А., Копчак Л.С., Никерясов А.А. и др. Особенности построения одноканальной импульсно-частотной системы вентильного электропривода постоянного тока и методы оптимизации ее контуров // Проблемы управления электромеханическими системами. – Л., 1982. – С. 53–54.