

## Розвиток методу послідовної корекції з використанням нечіткого керування для електроприводу обертання бурового верстата

*Досліджено частотні характеристики об'єкта управління приводу обертання бурового верстата. Знайдено характеристичні частоти додаткових передатних ланок, що обумовлені пружними властивостями трансмісії. Знайдено алгоритми керування, що подавляють коливання в системі керування. Використано ідеї нейро-нечіткого керування для подавлення коливань у системі керування.*

*Исследованы частотные характеристики объекта управления привода вращателя бурового станка. Найдены характеристические частоты дополнительных передаточных звеньев, обусловленные упругими свойствами трансмиссии. Найдены алгоритмы управления, подавляющие колебания в системе управления. Использованы идеи нейро-нечеткого управления для подавления колебаний в системе управления.*

Постановка проблеми і зв'язок з науковими і практичними завданнями. Тенденція застосування регульованого частотного електроприводу з короткозамкненим асинхронним двигуном замість приводів постійного струму пояснюється кращими експлуатаційними характеристиками і технологічними досягненнями в галузях силової електроніки, цифрових систем керування та теорії автоматизованого електроприводу [5].

Тиристорні приводи постійного струму є низькочастотними фільтрами, які ефективно подавляють коливання, що виникають у трансмісії бурового верстата.

Широтно-імпульсне керування транзисторними інверторами напруги характеризується більшою частотою комутації, ніж у тиристорного приводу постійного струму. Це приводить до розширення смуги пропускання приводу змінного струму. У асинхронного двигуна момент інерції ротора більш, ніж у чотири рази менший моменту інерції двигуна постійного струму. Такі технічні зміни у приводних системах призводять до підвищеного впливу електрорушійної сили (ЕРС) двигуна і пружних властивостей трансмісії на контури керування асинхронного двигуна.

На рис. 1 показано частотні характеристики розімкнених контурів керування приводів постійного і змінного струмів та частотна характеристика самого поставу. На рисунку позначено: логарифмічні амплітудні і фазові частотні характеристики розімкнених контурів струму і частоти обертання приводів постійного  $W_{\text{ркт1}}(\omega)$ ,  $W_{\text{ркс1}}(\omega)$  змінного  $W_{\text{ркт}}(\omega)$ ,  $W_{\text{ркс}}(\omega)$  струмів і бурового поставу  $W_c(\omega)$  з частотами зрізу контурів струму і швидкості приводів постійного  $\omega_{\text{сркт1}}$ ,  $\omega_{\text{сркс1}}$  і змінного  $\omega_{\text{сркт}}$ ,  $\omega_{\text{сркс}}$  струмів.

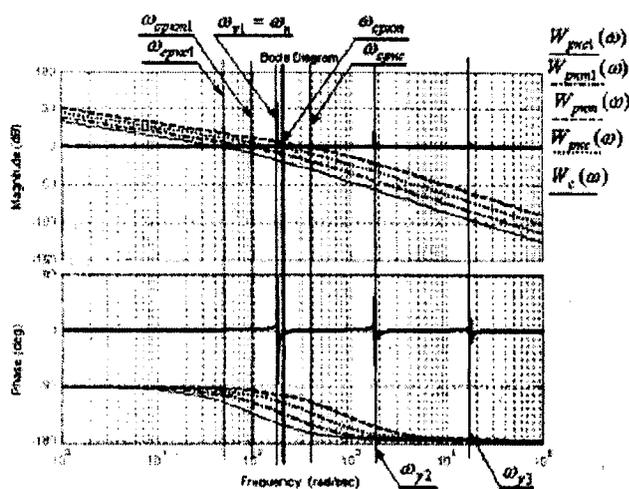


Рис. 1

Частотний аналіз системи трансмісії приводу обертання бурового верстата виявляє додаткові динамічні ланки в контурах регулювання, які не враховуються у загальнопромисловому приводі [7].

**Мета досліджень.** Визначення коригуючих регуляторів, які подавляють вплив пружних коливань бурового поставу на динаміку системи керування з використанням принципу векторного керування асинхронним двигуном та ідеї нейро-нечіткого керування.

**Матеріал досліджень.** При роботі бурильної колони виникають поздовжні, поперечні та крутильні коливання. Поперечні та поздовжні коливання на динаміку роботи приводної системи безпосереднього впливу не мають [1]. Неврахування пружних крутильних коливань поставу в приводі змінного струму впливає на функціонування системи керування, погіршує показники якості переміщених процесів електромеханічної установки.

Розглянемо буровий постав як стрижень кільцевого поперечного перерізу, що піддається вісьовому тиску і крутінню в процесі роботи зі значною кількістю власних частот коливань. Амплітуди власних частот коливань поставу швидко загасають зі збільшенням порядкової частоти. Тому при дослідженні приймаємо тільки частоту найнижчих коливань  $\omega_n$ , що попадає в смугу пропускання контурів струму і частоти обертання. Інші частоти, що не потрапили у цю смугу, не враховуємо. Такі припущення призводять до розрахункової схеми крутильних коливань приводу обертання з двома зосередженими масами: ротора асинхронного двигуна і зведеної до валу ротора маси бурового поставу. Ці дві маси з'єднуються пружним елементом, жорсткість якого визначає мінімальну частоту крутильних коливань поставу

$$\omega_n = \frac{1}{T_y} = \left[ \frac{c \cdot (J_1 + J_2)}{J_1 \cdot J_2} \right]^{0,5}$$

де  $\omega_n$  — нижнє значення власної частоти коливань поставу;  $T_y$  — стала часу пружних коливань;  $c$  — коефіцієнт жорсткості матеріалу бурового поставу;  $J_1, J_2$  — момент інерції ротора двигуна і зведений до валу двигуна момент інерції бурового поставу.

Визначимо алгоритми керування динамічними процесами у контурах струму, частот обертань двигуна поставу, що компенсують негативний вплив на динаміку електроприводу поставу його трансмісії.

При обраній розрахунковій схемі з'являються додаткові динамічні ланки у контурах керування [2,6]. Так, у контурі струму з'являється ланка з поліномами четвертого порядку, у контурах частоти обертання вала і бурового поставу — другого порядку.

У струмовому контурі крім традиційної аперіодичної ланки, яка обумовлена електромагнітною сталою часу, з'являються дві додаткові динамічні ланки. Перша пов'язана із впливом оборотної ЕРС ротора асинхронного двигуна, а друга — із впливом на контур основної частоти коливань бурової колони з масою, розподіленою за її довжиною.

Якщо в контурах частот обертання вала двигуна або поставу частини передатних функцій об'єкта керування, що компенсуються, мають однаковий вигляд, то в контурі струму залежно від вибору частини передатної функції, що компенсується, передатна функція регулятора струму має вигляд ПІ динамічної ланки при компенсації електромагнітної сталої часу  $T_{11}$ , або ПІІ — при компенсації електромагнітної сталої часу і форсуючої дії оборотної ЕРС асинхронного двигуна, і такий самий вигляд — при компенсації найменшої частоти сполучення полінома знаменника додаткової передатної  $\omega_{KT2}$  функції [8]

$$\omega_{KT2} = \text{Im} \left\{ \frac{T_1 T_{EM} + T_y^2}{2T_1 T_{EM} T_y^2} \cdot \left[ 1 - \frac{4T_1 T_{EM} T_y^2}{\gamma(T_1 T_{EM} + T_y^2)^2} \right]^{\frac{1}{2}} - 1 \right\}^{\frac{1}{2}}$$

де  $T_{EM}$  — електромеханічна стала часу.

Залежно від вибору частини об'єкта керування, що компенсується, в контурі залишається некомпенсована частина, яка впливає негативно на динаміку всієї системи керування.

Для подавлення пружних коливань поставу можна ввімкнути додаткові регулюючі ланки паралельно до основних регуляторів або перерахувати їх дію на вихід регулятора струму. Останнє доцільніше, тому що коригувальний вплив подається на самий швидкодіючий контур. Алгоритми роботи регуляторів при такому способі подавлення коливальних процесів у системі керування наведено у табл. 1.

Таблиця 1

Контур		Алгоритм роботи регулятора контуру	Алгоритм коригування впливу додаткових ланок у контурі
Струму	$I_C$	$A$	$\frac{p^2 \gamma T_y^2 + 2p \xi T_y + 1}{B} \cdot A$
		$A + \frac{R_s + K_r^2 R_r}{a_T T_{\mu} p^2 T_{EM} \gamma K_{\Pi}}$	$\frac{p^2 (\gamma - 1) T_y^2}{B + p 2 \xi T_y + 1} \cdot A$
		$\frac{C}{p T_{EM} \gamma}$	$\frac{(T_4^2 - T_y^2) p^2 + 2(\xi_4 - \xi_y) T_4 \xi}{T_y^2 p^2 + 2 \xi_y T_y p + 1} \cdot C$
Швидкості	$\omega_D$	$D$	$\frac{p^2 (1 - \gamma)}{p^2 \gamma T_y^2 + p 2 \xi T_y + 1} \cdot D$
	$\omega_{\Pi}$	$D$	$\frac{p^2 \gamma T_y^2}{p 2 \xi T_y + 1} \cdot D$

Тут позначено:  $I_C$  — ток статора;  $\omega_D$  — частота обертання двигуна;  $\omega_{\Pi}$  — частота обертання поставу;  $K_{\Pi}, T_{\mu}$  — коефіцієнт передачі напівпровідникового перетворювача, мала "некомпенсована" стала часу;  $R_s, R_r$  — резистивні опори статорної і роторної обмоток;  $T_{M1}, T_{M2}$  — механічні сталі часу електродвигуна, поставу;  $\gamma$  — коефіцієнт співвідношення інерційних мас системи;  $K_r, p_n$  — коефіцієнт зведення і число пар полюсів асинхронного двигуна;  $\psi_r$  — потокозчеплення ротора;  $\xi_y, T_y$  — коефіцієнт демпфування і стала часу пружних коливань поставу;

$$A = \frac{T_1 p + 1}{a_T T_{\mu} p} \cdot \left( \frac{K_{\Pi}}{R_s + K_r^2 R_r} \right)^{-1};$$

$$B = p T_{EM} \gamma T_y \left[ p^3 T_1 T_y + p^2 (T_1 2 \xi + T_y) + \right]$$

$$+p \left( T_1 T_y^{-1} + 2\xi \right) + T_y^{-1} \Big];$$

$$C = \frac{T_2^2 p^2 + 2\xi_2 T_2 p + 1}{a_T T_\mu p K_{\Pi} / (R_s + K_r^2 R_r)};$$

$$D = \frac{\gamma T_{M1}}{a_c a_T T_\mu} \cdot \frac{K_r p \psi_r}{R_s + K_r^2 R_r} \cdot \frac{pb_c a_c T_\mu + 1}{pb_c a_c T_\mu}.$$

Друга колонка в табл. 1 — це величина, що контролюється.

Усі алгоритми корекції динамічних процесів містять похідні не нижче другого порядку від сигналу неузгодженості, що при наявності шумів вплине на працездатність такої компенсації. Крім того, зміна параметрів об'єкта керування призводить до нестабільності характеристичних частот коливань поставу, тому можливе налагодження алгоритмів корекції тільки в одній робочій точці контурів. Зміна кількості приєднаних бурових штанг призводить не до компенсації пружних коливань додатковими коригувальними ланками, а до збільшення коливальності системи керування.

Тому алгоритми корекції динаміки повинні мати властивості адаптації до змінних параметрів об'єкта керування.

У зв'язку з зазначеним вище вирішуємо проблему компенсації пружних коливань у контурах струму і частоти обертання шляхом застосування принципів нечіткого керування складними об'єктами, до яких належатимуть електропривод обертання бурового верстата при наявності пружних зв'язків у трансмісії.

Підхід на основі теорії нечітких множин має характерні відмінні риси: на додаток до числових змінних використовуються нечіткі величини, так звані "лінгвістичні" змінні; прості відносини між змінними описуються за допомогою нечітких висловлювань; складні відносини описуються нечіткими алгоритмами. Такий підхід дає наближені, але, в той же час, ефективні способи опису поведінки складних систем, для корекції динаміки яких потрібні адаптивні регулятори з поліномами високих ступенів у чисельнику і знаменнику передатної функції. Для збереження переваг систем керування з активною послідовною корекцією паралельно із класичними регуляторами включаємо нечіткий регулятор, функції якого будуть полягати в подавленні коливань, що виникають у системі керування через пружні коливання у буровому снаряді (рис. 2).

Структура нечіткого регулятора передбачає вибір вхідних функцій належностей, правила обробки термів, знаходження вихідного сигналу. Функції належностей можуть вибиратися, виходячи з висновків експерта, при цьому вони не визначаються однозначно. Результат підбору функцій належностей і набору правил знаходження вихідної величини

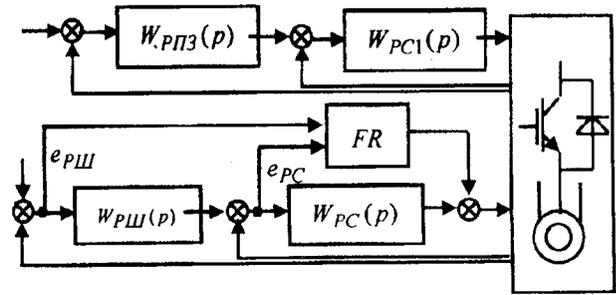


Рис. 2

ни може мати безліч комбінацій.

У нечіткому регуляторі, який досліджуємо, відсутні будь-які апіорні припущення щодо кількості і взаємного розташування функцій належностей, тому синтез нечіткого регулятора робимо у два етапи. На першому етапі обираємо кількості функцій належностей на основі кластерного аналізу вектора вхідного сигналу нечіткого регулятора.

Перевагою нечіткої кластеризації є природна інтерпретація як шуканих нечітких кластерів, що обумовлені функціями належностей, так і їхніх типових представників або центрів, які також визначаються в результаті вирішення поставленої задачі.

Процес стрибкоподібного збільшення частоти обертання двигуна від нульового значення до номінального рівня, реверсу швидкості від номінального позитивного до номінального негативного рівня, а потім зворотню від негативного до позитивно номінального значення дозволяє створити найбільш характерну вибірку даних змінних сигналів на вході і виході нечіткого регулятора, що використовується для тренування функцій належностей і правил обробки термів. Ця вибірка значень сигналів на вході і виході нечіткого регулятора доповнюється сигналами при тих самих режимах роботи, але при стрибкоподібній зміні моменту опору на шарошкковому долоті.

Вихідною інформацією для кластеризації є матриця спостережень вхідних сигналів нечіткого регулятора  $D$ , що формується за даними залежностей величин на вході нечіткого регулятора. На рис. 3 показано осцилограми похибок  $e$  на входах регуляторів струму  $e_{PC}$ , частоти обертання  $e_{PШ}$ , швидкості зміни  $(de_{PC}/dt, de_{PШ}/dt)$ , інтеграла від похибки  $(\int e_{PC} dt, \int e_{PШ} dt)$  і вихідного сигналу нечіткого регулятора  $u_{ФРкор}$ . Ці ж сигнали можна прорахувати аналітично, користуючися знайденою динамічною моделлю контуру керування струму [8].

Кожний рядок матриці  $D$  представляє собою значення шести ознак одного з об'єктів кластеризації — три для кожного регулятора, відповідно: пропорційна, інтегральна і диференціальна частини. Завдання кластеризації складається у розбивці об'єктів, що знаходяться в  $D$  матриці на кілька підмножин (кластерів), у яких об'єкти більш подібні між собою, ніж з об'єктами з інших кластерів. У

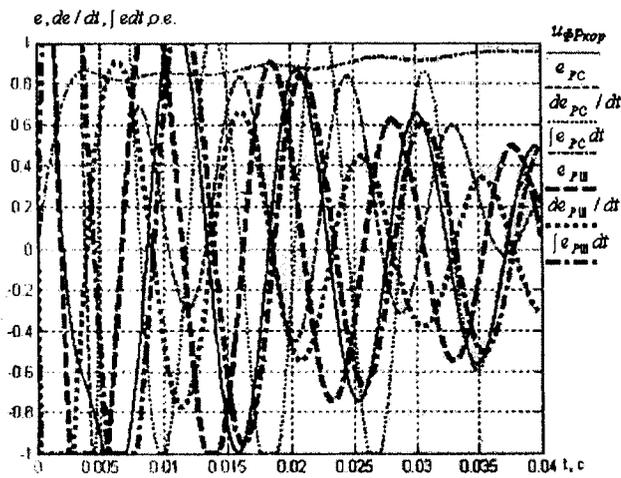


Рис. 3

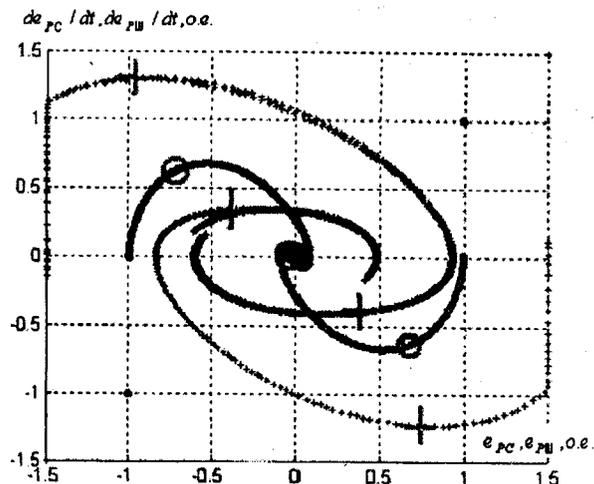


Рис. 4

метричному просторі "подібність" визначають через відстань. Відстань розраховується як між вихідними об'єктами (рядками матриці  $D$ ), так і від цих об'єктів до прототипу кластерів. У розглянутому випадку координати прототипів заздалегідь невідомі — вони визначаються одночасно з розбивкою даних на кластери. У задачі, що вирішується, відсутні будь-які апіорні припущення щодо кількості нечітких кластерів, тому для знаходження кількості кластерів використовуємо метод субтрактивної кластеризації, запропонований Р.Ягером і Д.Філевим [9].

Ідея методу полягає в тому, що кожна точка даних припускається як центр потенційного кластера, після чого розраховується міра здатності будь-якої точки представляти центр кластера. Ця кількісна міра заснована на оцінці щільності точок даних біля відповідного центра кластера.

За алгоритмом нечіткої кластеризації розраховувалися значення вектора вхідного сигналу нечіткого регулятора. Результати розрахунку наведено на рис. 4. Знайдені центри кластеризації на рис. 4 показано: великими хрестиками — чотири центри кластера для регулятора струму, великими колами — три центри кластерів для регулятора частоти обертання. Кількість центрів кластеризації визначає кількість функцій належностей, тобто для регулятора струму необхідно 4 функції належностей, а для регулятора частоти обертання достатньо трьох.

Визначившись із кількістю кластерів для вхідних змінних, переходимо до другого етапу синтезу нечіткого регулятора, для чого використовуємо можливість навчання нейронних штучних мереж з метою знаходження вихідних функцій належностей і взаємного розташування як вхідних, так і вихідних функцій належностей.

Для знаходження бази правил по вхідних функціях належностей використовуємо апарат гібридних мереж, у яких висновки робляться на підставі нечіткої логіки, але відповідні функції належностей налагоджуються на базі алгоритмів нейронних мереж, це так звані адаптивні фаззі-ней-

ронні мережі прийняття рішень ANFIS (adaptive neuro-fuzzy inference system) [3,4]. Такі системи навчання використовують множини вхідних і вихідних значень і розподіляють функції належностей відповідно до вектора даних  $D$ . Параметри функцій належностей змінюються відповідно до наданих для навчання сигналів. Розрахунки цих параметрів та їхня зміна робиться відповідно до розрахованого векторного градієнта, що контролює відхилення вихідної координати нейронної мережі від заданого значення в наданому для навчання наборі вхідних/вихідних даних  $D$ .

Беремо для синтезу нечіткого регулятора вхідні величини (рис. 3): сигнал неузгодженості, швидкість зміни неузгодженості і інтеграл від зміни неузгодженості, що відповідає динамічній характеристиці ПІД регулятора.

Виходячи з отриманих даних для похибок навчання, немає потреби брати вхідні функції належностей більш складні, ніж трикутні або Гаусові.

Для завдання функції належностей використана типова функція Гауса  $gaussmf(x, \sigma, c) = e^{-[(x-c)/\sigma]^2}$ , де  $c$  — зсув;  $\sigma$  — ширина функції Гауса.

В алгоритмах роботи нечіткого регулятора струму і швидкості досить обмежитися двома складовими — пропорційною і диференціальною. Вихідні функції приналежності можливо використовувати нульового порядку (типу Сугено).

З порівняння сигналу на виході нечіткого регулятора і сигналу, який він повинен відтворювати, виходить, що в періоди появи вільних складових перехідного процесу вихідний сигнал нечіткого регулятора відповідає бажаному тільки за знаком, але не за значенням. У моменти зміни заданого сигналу динаміку контуру в основному формують класичні регулятори і швидкості із подавленням обертотної ЕРС. При переході до змушеного значення контрольованих величин дійсний і бажаний сигнали на виході ПІД нечіткого регулятора добре збігаються. Таким чином, у змушеному режимі нечіткий регулятор буде істотно впливати на динамічні процеси в контурах керування.

Остання обставина призводить до того, що в періоди виникнення вільних складових вихідні сигнали класичних регуляторів струму і швидкості значно перевищують вихідний сигнал нечіткого регулятора. За знаком у цей період перехідного процесу вони збігаються, тобто нечіткий ПД регулятор збільшує швидкодію контурів керування. При переході до змушеного режиму вихідні сигнали класичних регуляторів практично не змінюються на відміну від вихідного сигналу нечіткого ПД регулятора, що і формує змінний сигнал із частотою власних коливань додаткової передавальної функції в контурах струму і частоти обертання  $\omega_n$ . Вихідний сигнал нечіткого регулятора зсунуто на  $\pm 180^\circ$  відносно сигналів на виходах додаткових динамічних ланок, чим і пояснюється ефективне подавлення коливань струму і швидкості у вимушеному режимі.

Аналіз перехідних процесів свідчить про те, що включення нечіткого регулятора паралельно класичному призводить не тільки до збільшення швидкодії контурів, але й до збільшення перерегулювання у порівнянні з настроюванням на модульний оптимум. Крім збільшення перерегулювання в момент другого узгодження спостерігається збільшена коливальність. Для усунення цих негативних явищ збільшується коефіцієнт настроювання контуру струму від значень  $a_T=2$ , яке повинне бути для модульного оптимуму, до значення  $a_T=3$ , що зменшує швидкодію системи керування практично до значення при настроюванні на модульний оптимум. Одночасно істотно зменшується перерегулювання і коливальність контуру швидкості до значень менших, ніж при настроюванні на модульний оптимум.

Для кількісного зпівставлення якості перехідних процесів вводимо інтегральну оцінку  $I_K$ , що враховує сукупно швидкість загасання і величину відхилення частоти обертання. Прораховуємо не тільки відхилення частоти обертання від заданого рівня  $x$ , але й до третьої похідної відхилення частоти обертання двигуна включно

$$I_K = \int_0^{\infty} (x^2 + a_{ш} a_{C} T_{\mu} \dot{x}^2 + a_{ш} a_{C}^2 T_{\mu}^2 \ddot{x}^2 + a_{ш} a_{C}^3 T_{\mu}^3 \dddot{x}^2) dt,$$

де  $a_{ш}$  — коефіцієнти настроювання контуру швидкості.

Ця оцінка характеризує наближення перехідного процесу до екстремалі, що обумовлена рішенням диференціального рівняння характеристичного полінома оптимізованого контуру частоти обертання двигуна

$$a_{ш} a_{C}^2 T_{\mu}^3 \dddot{x} + a_{ш} a_{C}^2 T_{\mu}^2 \ddot{x} + a_{ш} a_{C} T_{\mu} \dot{x} + 1 = 0.$$

Для жорсткої системи регулювання приймаємо значення інтегральної оцінки  $I_K$  за базову вели-

чину, до якої відносимо всі інші значення цієї оцінки.

На рис. 5 наведено розраховані осцилограми зміни частоти обертання вала двигуна і відповідні значення інтегрального показника  $I_K$  в залежності від кількості приєднаних штанг і настроювань нечіткого регулятора. На рисунку позначено криві зміни частоти обертання вала двигуна залежно від корекції динаміки системи керування нечітким регулятором: 1 — ПД нечіткий регулятор, 0 штанг ( $I_K=1,08$ ); 2 — ПІ нечіткий регулятор, 0 штанг ( $I_K=1,18$ ); 3 — ПД нечіткий регулятор, 4 штанги ( $I_K=1,02$ ); 4 — екстремаль ( $I_K=1$ ).

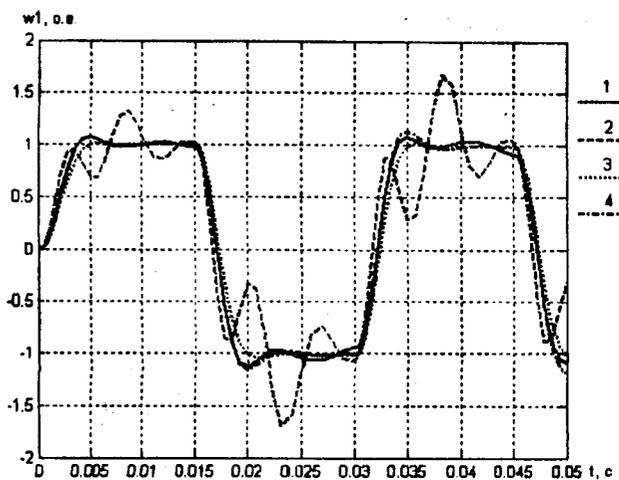


Рис. 5

Значення інтегральної оцінки  $I_K$  показника перехідного процесу у режимах стрибка керування і стрибка збурення від кількості приєднаних штанг у буровому поставі залежно від динамічної характеристики нечіткого регулятора зведено у табл. 2

Таблиця 2

Ди- нам. хар- ка FR	Стрибок управління					Стрибок збурення				
	Кільк. приєднаних штанг					Кільк. приєднаних штанг				
	0	1	2	3	4	0	1	2	3	4
ПД	1,15	1,10	1,06	1,04	1,08	1,97	1,74	1,37	1,32	1,10
ПІ	1,18	1,12	1,08	1,05	1,09	2,38	2,02	1,84	1,67	1,13
ПД	1,08	1,06	1,05	1,03	1,02	1,10	1,08	1,07	1,05	1,04

Виходячи з аналізу отриманих значень, найбільша відмінність від налагодженої системи керування спостерігається при застосуванні ПІ нечіткого регулятора, а найменша — при застосуванні ПД нечіткого регулятора. Проміжні показники якості керування має ПІД регулятор.

**Висновки.** 1. Заміна в процесі модернізації в механізмі обертання бурового верстата тиристорного привода постійного струму транзисторним приводом змінного струму із широтно-імпульсною модуляцією автономного інвертора напруги

суттєво змінює динамічні характеристики всієї електромеханічної системи.

2. Збільшення глибини буріння трьома і більшою кількістю штанг, а також збільшення довжини кожної бурової штанги призводить до збільшення маси поставу, істотно знижує власні частоти полірезонансних явищ у механічній частині поставу, які при застосуванні швидкодіючого приводу змінного струму попадають у смугу пропускання контурів струму і частоти обертання.

3. Кількісний і якісний вплив на характер перехідного процесу пружних властивостей бурового поставу обумовлено появою у контурі струму некомпенсованої динамічної ланки з чотирма нулями і полюсами в передатній функції, а у контурі швидкості — із двома нулями і полюсами. Коефіцієнти поліномів додаткової передатної функції залежать від маси поставу, яка змінюється відповідно до кількості приєднаних штанг, що призводить до переміщення нулів і полюсів передатних функцій на комплексній площині.

4. Компенсація динамічних властивостей додаткової динамічної ланки призводить до необхідності застосування додаткового регулятора з адаптивним настроюванням і необхідністю визначати похідні до четвертого порядку, що при наявності шумів у сигналах регулювання негативно позначиться на процесі управління контуру.

5. Введення нечіткого пропорційно-диференціального регулятора від неузгодженостей на входах класичних пропорційно-інтегральних регуляторів швидкості і струму на вхід напівпровідникового перетворювача дозволяє зберігати переваги систем керування з активною послідовною корекцією і ефективно подавляти коливання в системі керування.

6. Якість перехідних процесів при різних функціях належностей істотно не змінюється, тому доцільно вибирати функції належностей трикутні або Гауса через їхню простоту реалізації. Вихідні функції належностей варто вибирати типу Sugeno нульового порядку, тому що при функціях, що змінюються лінійно, неефективно подавляються пружні коливання в системі керування.

7. Нечіткий регулятор не відтворює необхідний вихідний сигнал при швидких змінах сигналів на початку кожного впливу, коли класичні регулятори компенсують інерційний вплив електромагнітної і

електромеханічної сталих часу. При переході системи керування у вимушений режим пружні коливання подавляє нечіткий регулятор. Таким чином здійснюється часова селекція роботи класичних і нечітких регуляторів.

8. При відсутності у сигналах змінної складової від пружних коливань поставу в системі керування нечіткий регулятор не впливає на динаміку роботи системи керування.

9. Зміна власних частот пружних коливань бурового поставу істотно не відбивається на якості перехідних процесів, якщо настроювання нечіткого регулятора спрямовано на компенсацію пружних коливань при максимальній кількості штанг у буровому поставі.

1. *Бешта А.С., Хиллов В.С., Плахотник В.В.* Математическая модель продольных и крутильных колебаний буровой штанги // *Гірнич електромеханіка та автоматика*. — 2004. — Вип. 73. — С. 118—125.

2. *Бешта О.С., Півняк Г.Г., Хиллов В.С.* Принципи побудови системи керування електроприводом обертання ставу верстата шарошечного буріння // *Вісник НТУ "ХПІ"*. — 2003. — № 10. — С. 141—143.

3. *Леоненков А.В.* Нечеткое моделирование в среде MATLAB и fuzzyTECH. — СПб.: БХВ-Петербург, 2003. — 736 с.

4. *Медведев В.С., Потемкин В.Г.* Нейронные сети MATLAB 6/ — М: ДИАЛОГ-МИФИ, 2002. — 496 с.

5. *Хиллов В.С., Бешта А.С., Заика В.Т.* Опыт применения частотно-управляемых приводов в буровых станках карьеров Украины / *Горный информационно-аналитический бюллетень*. — 2004. — № 10. — С. 285—289.

6. *Хиллов В.С.* Влияние упругих свойств трансмиссии и оборотной электродвижущей силы на динамику контура тока // *Сб. научн. трудов НГУ*. — 2005. — № 21. — С. 43—55.

7. *Хиллов В.С., Плахотник В.В.* Оценка собственных частот буровой штанги при нестационарных режимах // *Сб. научн. трудов НГУ*. — 2004. — № 19. — С. 145—150.

8. *Хиллов В.С.* Собственные частоты колебаний разомкнутого контура тока привода спуско-подъемных операций бурового станка. / *Наук.-техн. зб. "Гірнич електромеханіка та автоматика"*. — Дніпропетровськ. НГУ. — 2005. — С. 25—31.

9. *Yager R., Filev D.* Essentials of Fuzzy Modelling and Control. — USA: John Wiley & Sons. — 1984. — 387 p.

Надійшла 08.12.2008