

## ІНФОРМАЦІЙНО-ДІАГНОСТИЧНІ СИСТЕМИ

УДК 681.5(045)

**В.П. Бабак**, чл.-кор. НАН України  
**В.П. Квасніков**, д-р техн. наук  
**О.І. Осмоловський**

### СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРІВ ПРИВОДІВ КООРДИНАТНИХ ВИМІРЮВАЛЬНИХ МАШИН, ІНВАРІАНТНИХ ДО ПАРАМЕТРИЧНИХ ЗБУРЕНЬ

НАУ, кафедра інформаційних технологій  
 E-mail: kvp@nau.edu.ua

*Виконано аналіз вимог до слідкуючих приводів координатних вимірювальних машин. Запропоновано нову структуру регулятора, яка дозволила одержати високі динамічні й точнісні характеристики приводів координатних вимірювальних машин. Проведено аналітичні дослідження прикладу реалізації оптимального приводу, інваріантного до параметричних і координатних збурень.*

*An analysis of the requirements set to the control drives of coordinate measuring systems is conducted. A new structure of the drive's regulator is offered, which enables a substantial increase of dynamic characteristics and exactness of the CMS drives. An example of the optimal drives invariant to parametric and coordinate perturbations is presented and analyzed.*

#### Вступ

Сучасне промислове виробництво передбачає автоматизацію всіх його етапів – від проектування нового виробу до забезпечення серійного випуску протягом всього життєвого циклу даного виду продукції. Важлива роль у цьому процесі відводиться контролю параметрів продукції, зокрема, геометричних розмірів деталей, що виготовляються. Для виконання цієї операції наразі широко застосовуються [1; 2]:

- координатні вимірювальні машини (КВМ);
- автоматичні вимірювальні роботи;
- інші вимірювальні й контролюючі пристрої.

Одним із найважливіших функціональних вузлів цих приладів є приводи, які забезпечують рух одного або кількох чутливих елементів у просторі згідно з заданим алгоритмом. Такі приводи є багатовимірними автоматичними системами з великою кількістю ступенів вільності, а керування ними здійснюється швидкодіючими мікро-ЕОМ або міні-ЕОМ у реальному масштабі часу.

Закон руху чутливого елемента може носити найрізноманітніший характер:

- програмне переміщення чутливого елемента за заданою траєкторією відповідно до математичної моделі вимірюваного об'єкта;
- швидке підведення чутливого елемента до певного малого околу поблизу контрольованої поверхні;
- наближення вимірювального елемента зі зниженою швидкістю до об'єкта до настання моменту контакту з вимірюваною поверхнею;
- стабілізація умов контакту з поверхнею на час зчитування вимірюваних координат.

Часто операції контролю геометричних розмірів піддаються деталі досить складної конфігурації й різноманітних габаритних розмірів, наприклад:

- різні вузли авіаційних двигунів і агрегатів;
- лопаті турбін, гвинтів літака тощо.

Навіть програмний рух чутливого елемента в проміжки часу між черговими вимірюваннями має такий самий складний характер і повинен виконуватися з максимальною швидкістю і точністю. Спричинено це тим, що контрольована вимірювальна операція включена в єдиний виробничий цикл і до тривалості її проведення ставляться жорсткі вимоги.

Слід також врахувати, що існує ряд факторів, які дестабілізують процес вимірювання:

- вплив механічної вібрації;
- акустичні шуми;
- електромагнітні перешкоди;
- зміна температурних та інших кліматичних умов.

Не можна виключати і грубі помилки в конфігурації деталей, що виготовляються, коли розміри виходять за межі допуску математичної моделі, а також аварійні ситуації, в яких як мінімум повинно бути виключене ймовірне пошкодження контролюючого обладнання.

Тому в перерахованих режимах роботи приводів КВМ до якості їх функціонування ставляться ще більш високі вимоги.

#### Аналіз досліджень і публікацій

Вирішенню задачі проектування оптимальних багатовимірних автоматичних систем з високою точністю і швидкістю, які здатні працювати в умовах дії на об'єкт регулювання дестабілізуючих факторів, приділено багато уваги [3; 4].

Однак для якісного розв'язання цієї складної задачі недостатньо застосування традиційних методів побудови слідкуючих приводів. Необхідно використання сучасної теорії оптимальних процесів з розривним керуванням [5–7].

Відсутність єдиного підходу до проблеми створення оптимальних за точністю швидкодіючих приводів, недосконалість існуючих методів, їх складність, важкість практичної реалізації призвели до необхідності пошуку нових ефективних і достатньо простих шляхів проектування, які враховували б одночасно весь комплекс суперечливих вимог до цих електромеханічних систем.

Крім зазначених факторів до причин, що дестабілізують роботу приводів КВМ, належать також зміна характеристик самих виконавчих двигунів приводів КВМ залежно від умов доквілля. Так, не є постійними коефіцієнти передачі силової частини керування приводом, змінюються електромагнітна й електромеханічна сталі часу двигунів [6]. На якість роботи приводів впливають також забрудненість рухомих вузлів і повітря, вібраційні та акустичні навантаження.

Застосування мікропроцесорних засобів керування розкриває перспективи створення нових систем керування електроприводами, здатних забезпечити високу якість процесів керування при зміні внутрішніх і зовнішніх параметрів системи в широких межах.

Створення високодинамічних приводів потребує забезпечення оптимальної стабілізації бажаних траєкторій руху електроприводу і послідовної підтримки окремих координат системи на заданому рівні. Одним зі способів вирішення такої задачі в класі неперервних систем є метод аналітичного конструювання А.В. Лєтова [4].

У разі, коли потребується надати приводу властивостей інваріантності до параметричних і координатних збурень, системи керування повинні бути побудовані з використанням розривних функцій.

Окремий випадок розривного керування – звичайне релейне керування. При такому режимі релейна система еквівалентна лінійній з нескінченно великим коефіцієнтом підсилення.

Проте пряме застосування розривних алгоритмів для керування електромеханічними об'єктами не завжди прийнятне.

### Постановка завдання

Для того, щоб розривні керування не призводили до автоколивань, у системі повинні бути забезпечені умови існування ковзких режимів, причому таких, які вирішували б задачу компенсації неідеальностей об'єкта.

Якщо всі неідеальності (збурення, нелінійності, нестационарності) зосереджені всередині об'єкта керування, то для їх компенсації за допомогою ковзкого режиму необхідно організувати цей режим через об'єкт. При цьому необхідно, щоб об'єкт мав на шляху проходження високочастотної складової сигналу тільки одну інерційність. Теоретично це можливо зробити одним способом: вдатися до обчислення похідних від вихідної координати. На практиці цей шлях у переважній більшості випадків майже не піддається реалізації через наявність завад.

### Вирішення завдання

Синтез регуляторів, що надають приводу властивостей інваріантності до параметричних і координатних збурень, розглянемо на прикладі лінійного приводу КВМ, що здійснює програмне переміщення чутливого елемента по одній з координат відповідно до сигналів, сформованих мікропроцесором.

Нехай збурений рух динамічної системи описується лінійним векторним рівнянням

$$\dot{\eta} = A\eta + Bu, \quad (1)$$

де  $\eta_i = x_i^* - x_i$  –  $n$ -вимірний вектор відхилень координат системи  $x_i$  від програмованих рухів  $x_i^*$ ;  $A, B$  – матриці постійних коефіцієнтів розмірностей  $(n \times n)$  і  $(n \times 1)$  відповідно;  $u$  – величина скалярного керуючого впливу.

Мірою близькості фактичної траєкторії руху до програмних її значень можна взяти функціонал

$$J(u) = \int_0^{\infty} \eta^T Q \eta dt, \quad (2)$$

тоді в області достатньо малих відхилень керування, синтезоване за методом Белмана–Ляпунова, матиме вигляд

$$u = -\text{sign} B \frac{\partial V}{\partial \eta^T}, \quad (3)$$

де  $Q$  – довільна позитивно визначена матриця;  $V = \eta^T P \eta$  – функція Ляпунова;  $P$  – матриця, що є розв'язанням матричного рівняння Ляпунова

$$A^T P + PA = -Q. \quad (4)$$

Рух розімкненої системи, що вмикає підсилювач приводу (ПП) і лінійний двигун (ЛД), відносно швидкості зміни вихідної координати  $u_c$  описується рівнянням

$$\left[ T_1 T_2 T_3 p^3 + (T_1 T_3 + T_2 T_3) p^2 + (T_1 + T_3) p + 1 \right] u_c = k_1 k_2 u_c, \quad (5)$$

де  $p = d/dt$  – оператор диференціювання;  $T_1$  – стала часу ПП;  $T_2$  – електрична стала часу ЛД;  $T_3$  – механічна стала часу ЛД;  $k_1, k_2$  – коефіцієнти підсилення ПП та ЛД відповідно;  $u_c$  – керуючий сигнал.

Уведемо позначення похідних за часом нормованих значень сигналу швидкості в такому вигляді:

$$x_i = p^{i-1}(u_v/u_{v_0}), i = 1, 2, 3,$$

де  $u_{v_0}$  – максимальне значення швидкості.

Тоді з урахуванням заміни  $\eta_i = x_i^* - x_i$  можемо перейти від рівняння (5) до системи збуреного руху (1) вигляду

$$\begin{bmatrix} p\eta_1 \\ p\eta_2 \\ p\eta_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \eta_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b_3 \end{bmatrix} u, \quad (6)$$

де

$$a_{31} = \frac{1}{T_1 T_2 T_3};$$

$$a_{32} = -\frac{T_1 + T_3}{T_1 T_2 T_3};$$

$$a_{33} = -\frac{T_1 + T_2}{T_1 T_2};$$

$$b_3 = \frac{k_1 k_2}{T_1 T_2 T_3} \frac{u_0}{v_0}.$$

Для одержаної системи (6) алгоритм оптимального керування регулятором швидкості, що мінімізує функціонал (2), згідно з виразом (3), матиме вигляд

$$u = h \operatorname{sign} \sum_{j=1}^3 b_3 p_{3j} \eta_j = h \operatorname{sign} \sum_{j=1}^3 q_j \eta_j, \quad (7)$$

де  $p_{3j}$  – розв’язання матричного рівняння Ляпунова (4);  $h_j$  – позитивні коефіцієнти.

Структурну схему приводу, що відповідає одержаному керуванню, показано на рис. 1.

У складі ПП зображені дві нелінійності, перша з яких характеризує зниження коефіцієнта підсилення електронної частини при малих рівнях оброблюваних сигналів, а друга – обмеження команди на рівні її максимального значення. Нелінійність у структурі ЛД характеризує появу сил сухого тертя в несприятливих умовах експлуатації. Сигнал  $u_f$  відповідає впливу зовнішніх збурюючих сил. Решта схеми відображає практичну реалізацію оптимального керування (7) і включає відповідні елементи адаптивного керування.

Бажані траєкторії  $x_i^*$  формуються мікропроцесором. Також може бути використаний й будь-який інший варіант реалізації, наприклад, аналогова модель. З урахуванням структури рівнянь (6) можна задати траєкторію в такому вигляді

$$\bar{x}^*(t) = \Lambda e^{\lambda t} c,$$

$$\Lambda = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ \lambda_1 & \lambda_2 & \dots & \lambda_n \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \lambda_1^{n-1} & \lambda_2^{n-1} & \dots & \lambda_n^{n-1} \end{bmatrix};$$

$$e^{\lambda t} = \begin{bmatrix} e^{\lambda_1 t} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{\lambda_2 t} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & e^{\lambda_n t} \end{bmatrix},$$

де  $c = (c_1, c_2, \dots, c_n)$  – сталі, що однозначно визначаються початковими значеннями координат  $x_i(0)$ ; числа  $\lambda_k < 0$  – числа з від’ємною дійсною частиною.

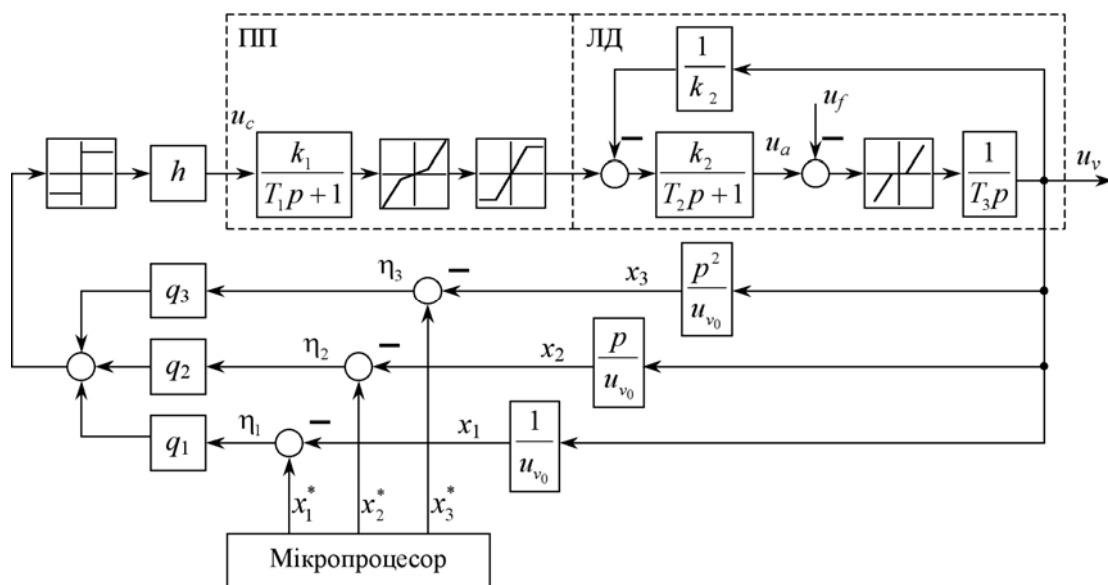


Рис. 1. Структурна схема оптимального електроприводу з регулятором швидкості

Наявність ковзкого режиму забезпечує низьку чутливість приводу до параметричних і координатних збурень прямого каналу керування.

Проте в розглянутому варіанті структури приводу потрібне багатократне здійснення операції диференціювання керованої координати, що на практиці спричиняє істотні технічні труднощі. Так, стосовно електромеханічних об'єктів виявлено [6], що для реалізації допустимих ковзких режимів у системах постійного струму необхідне застосування датчиків прискорення з динамічними показниками фільтрації практично на два порядки вище існуючих.

Тому з метою зменшення кількості операцій диференціювання, зробивши відповідні структурні перетворення цього приводу, можна одержати керування (7) у вигляді

$$u = u_0 \text{sign} \left[ q_1 \eta_1 + q_2 \eta_2 + q_3 \left( x_3^* - \frac{1}{T_3 u_{v_0}} p u_a \right) \right]. \quad (8)$$

Застосування наведеної методики для синтезу алгоритмів оптимальних керувань регуляторами приводів, що працюють у режимах стеження та позиціонування, розглянемо на прикладі структурної схеми рис. 2.

Керування зображеної системи відповідає одержаному алгоритму (8). Привід забезпечує рух об'єкта керування за траєкторією, яка формується програмно відповідним генератором у складі мікропроцесора. Складові бажаних значень швидкості і прискорення за розглянутим алгоритмом також виробляються мікропроцесором.

Обчисленню підлягають похідні вихідних координат тільки першого порядку.

З метою підтвердження правильності ідей, що лежать в основі запропонованих структурних схем, проведено практичну перевірку методики синтезу системи оптимального керування.

Для виконання математичного моделювання були взяті конкретні значення сталих часу та коефіцієнтів передачі:

$$\begin{aligned} T_1 &= 2 \text{ мс}; \\ T_2 = T_m &= 5 \text{ мс}; \\ T_3 = T_i &= 50 \text{ мс}; \\ k_1 &= 5; \\ k_2 &= 1; \\ k_v &= 10; \\ k_c &= 7; \\ k_m &= 100. \end{aligned}$$

Точки зламу характеристик нелінійностей, приведені до входу, становлять  $\pm 0,2$ , для  $u_1$ ;  $\pm 25$  для  $u_2$ ;  $\pm 1$  для  $u_3$ . Вхідний вплив імітувався у формі переходу з одного статичного стану в другий за фіксований час з різною, але сталою швидкістю, тобто без обмеження прискорення на початку і в кінці руху. Вхідні швидкості дорівнювали 100, 10 та 1 од/с, час переходу 0,2 с.

Реакція системи досліджувалася для двох випадків її структури з заблокованою ланкою адаптивної корекції ( $h = 0$ ), коли система перетворювалася на звичайну, та з її застосуванням ( $h = 1$ ).

Результати показано на діаграмах рис. 3–7, на кожній з яких відображено вхідний та вихідний сигнали  $Y^*$  і  $Y$ , їх різницю  $\Delta Y$ , вихідну швидкість  $u$ , та похідну від неї (прискорення)  $x_2$ .

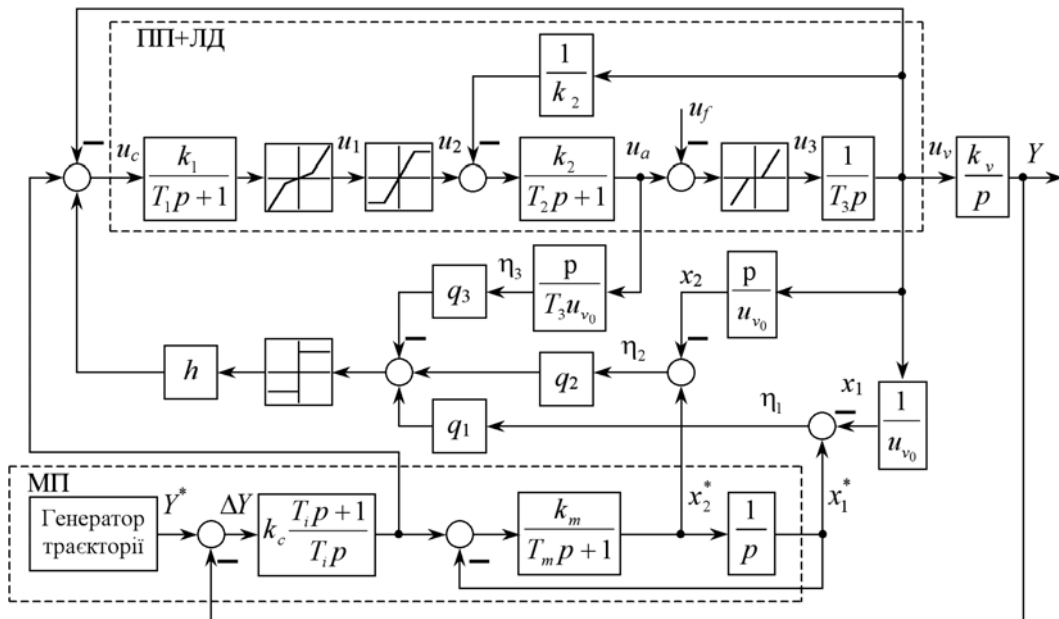


Рис. 2. Структурна схема електроприводу зі зворотними зв'язками за першими похідними

За найбільшої швидкості в 100 од/с суттєвого впливу коректувальної ланки на роботу системи не спостерігається.

Процес в обох випадках має однаковий вигляд, зображений на рис. 3.

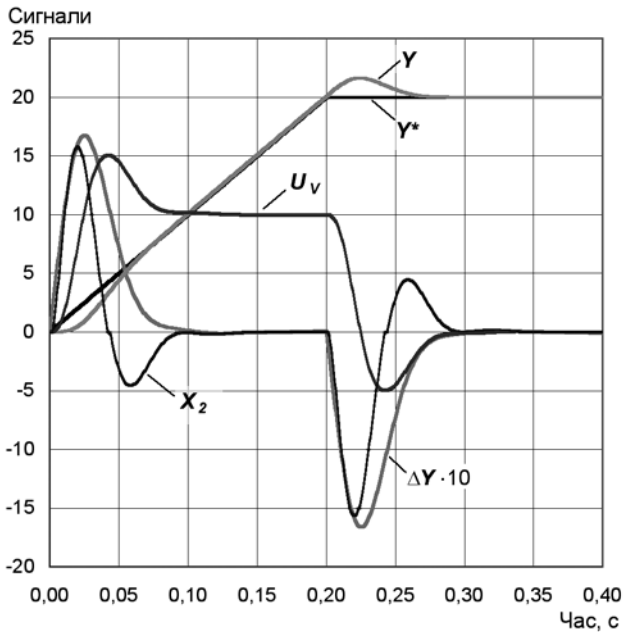


Рис. 3. Перехідні процеси в системі за максимального вхідного впливу

У разі зменшення швидкості вдесятеро звичайна система демонструє погіршення параметрів: з'являється коливальність, збільшується похибка, зростає тривалість перехідного процесу (рис. 4).

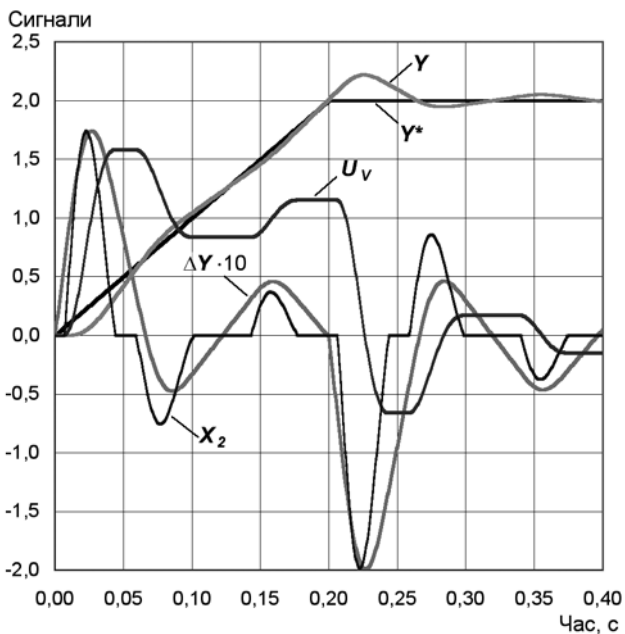


Рис. 4. Перехідний процес у звичайній нелінійній системі

Підключення ланки адаптивного регулювання повертає систему до звичайного характеру роботи (рис. 5), притаманного великим амплітудам.

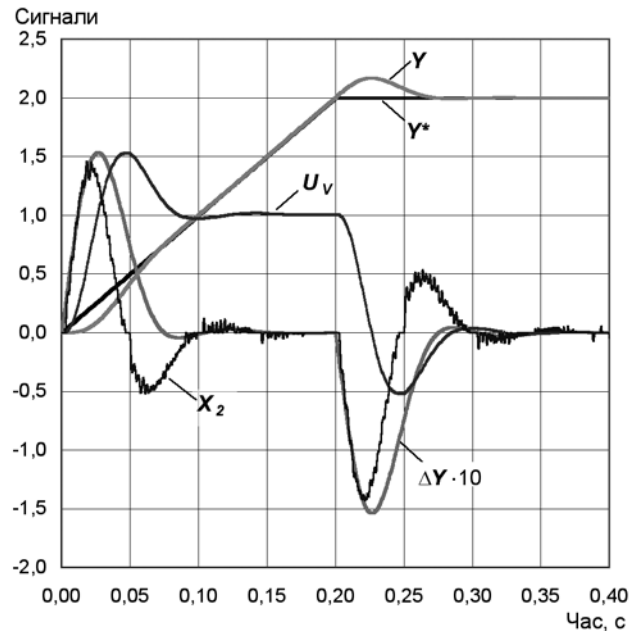


Рис. 5. Перехідний процес у системі з адаптивною коректувальною ланкою

Подальше зменшення швидкості підтверджує неспроможність звичайної системи функціонувати за введених до структури нелінійностей: порушується стійкість, процес перестає бути таким, що сходиться (рис. 6).

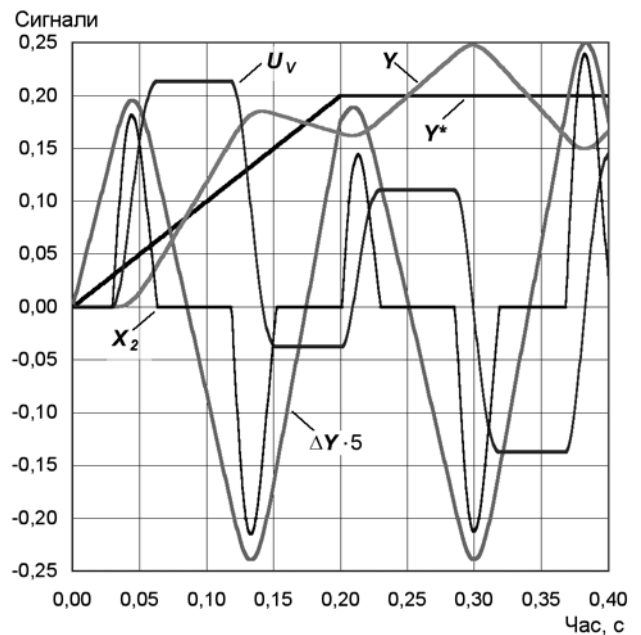


Рис. 6. Перехідний процес у звичайній нелінійній системі за мінімального вхідного впливу

З поверненням коректувальної ланки система знову набуває своїх первинних властивостей (рис. 7).

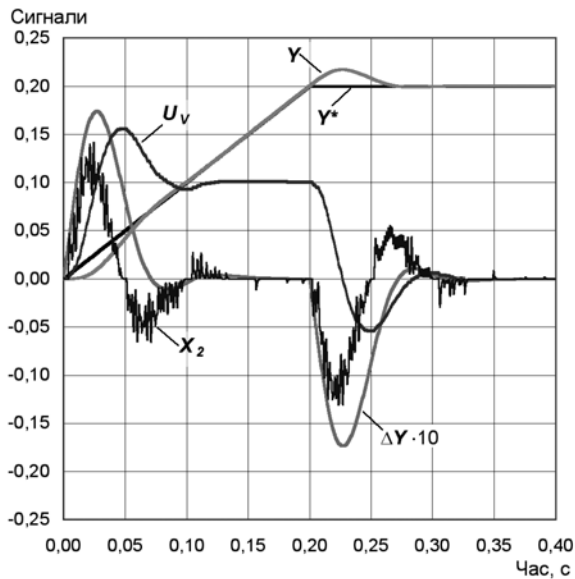


Рис. 7. Перехідний процес в адаптивній системі за мінімального вхідного впливу

Прояв незначних шумоподібних флуктуацій другої похідної вихідного сигналу є результатом функціонування релейної коректувальної ланки. За наявності достовірних даних про можливий діапазон змін нелінійностей у системі ці небажані флуктуації, що характеризують певну нестабільність моменту руху, можуть бути зменшені до мінімуму відповідним вибором параметрів коректувальної ланки.

Таким чином, проведено математично моделювання дозволило одержати якісну оцінку ефективності запропонованого методу синтезу адаптивних слідкуючих систем. У розглянутих прикладах спостерігається зменшення наслідків дії збурень, заданих у вигляді змін параметрів системи за наявності нелінійностей її характеристик. Результати дослідження підтвердили значне розширення діапазону оброблюваних сигналів за наявності параметричних збурень, в якому зберігаються добрі показники роботи приводу.

Порівняно зі звичайною системою в запропонованій відбувається багаторазове зменшення помилки, яке найбільше проявляється в області малих сигналів і за низької добротності системи.

## Висновки

Одержані результати свідчать про ефективність застосування адаптивних засобів корекції для надання системі керування властивостей інваріантності до дії параметричних і нелінійних збурюючих факторів.

Адаптивна система не тільки дає можливість витримати в заданих межах динамічні характеристики системи, але і дозволяє зменшити статичні помилки, спричинені наявністю зони нечутливості в контурі керування, підвищуючи чутливість приводу в області малих сигналів завдання.

Адаптивній системі притаманна певна грубість відносно до неврахованої динаміки, вона не потребує близького збігу структури об'єкта керування з формованою мікропроцесором моделлю.

## Література

1. Координатные измерительные машины и их применение / В.-А.А. Гапшис, А.Ю. Каспарайтис, М.Б. Модестов и др. – М.: Машиностроение, 1988. – 328 с.
2. Тимофеев А. В. Адаптивные робототехнические комплексы. – Л.: Машиностроение. Ленинград. отд., 1988. – 332 с.
3. Бесекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического регулирования. – М.: Наука, 1975. – 767 с.
4. Летов А. М. Математическая теория процессов управления. – М.: Наука, 1981. – 256 с.
5. Емельянов С.В., Уткин В.И. Теория систем с переменной структурой. – М.: Наука, 1970. – 592 с.
6. Борцов Ю.А., Поляхов Н.Д., Путов В.В. Электромеханические системы с адаптивным и модальным управлением. – Л.: Энергоатомиздат, 1984. – 216 с.
7. Мирошник И.В., Никифоров В.О., Фрадков А.Л. Нелинейное и адаптивное управление сложными динамическими системами. – СПб.: Наука, 2000. – 549 с.

Стаття надійшла до редакції 17.03.06.