

УДК 531.7 (045)

В.П. Квасніков, д-р техн. наук
О.І. Осмоловський**МЕТОД ПІДВИЩЕННЯ ДИНАМІЧНОЇ ТОЧНОСТІ ПРИВОДІВ
КООРДИНАТНИХ ВИМІРЮВАЛЬНИХ МАШИН**

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

Проведено аналіз вимог до слідкуючих приводів координатних вимірювальних систем. Запропоновано нову структуру регулятора, що дозволяє одержати високі динамічні й точнісні характеристики приводів координатних вимірювальних машин. Виконано порівнювальне математичне моделювання функціонування звичайної та запропонованої слідкуючих систем для різних законів вхідного впливу.

Вступ

Один із відповідальних етапів сучасного автоматизованого промислового виробництва – контроль геометричних розмірів виготовлювання деталей.

Для виконання цих функцій застосовують координатні вимірювальні машини (КВМ) [1], вимірювальні роботи [2].

Значне навантаження щодо забезпечення якісних вимірювань покладається на вузли переміщення чутливих елементів вимірювальних машин, виконаних зазвичай у вигляді дво- або трикоординатних приводів.

Потреби сучасного виробництва такі, що контрольно-вимірювальну операцію включають у єдиний безперервний цикл виготовлення продукції і тому до швидкості її виконання ставляться досить високі вимоги.

Проблему одночасного забезпечення двох суперечливих вимог – високої точності та достатньої швидкості проведення вимірювань, вирішують по-різному [1; 3]. Один із таких методів – програмне переміщення чутливого елемента в процесі вимірювань, що виправдано в разі контролю однакових однотипних виробів.

Координатні приводи в цьому випадку працюють у декількох режимах: режимі траєкторного руху – під час програмного переміщення по заздалегідь заданій траєкторії між вимірюваннями, режимі позиціонування – безпосередньо перед початком вимірювань, режимі підведення чутливого елемента з малою швидкістю та режимі стабілізації умов контакту з контрольованим об'єктом. З цієї причини до приводів КВМ ставлять особливі вимоги до точності та швидкодії як до специфічних систем автоматичного регулювання.

Аналіз досліджень і публікацій

Важливими показниками якості роботи слідкуючих приводів є такі: тривалість перехідного процесу і величина перерегулювання у разі східчастого вхідного впливу.

Автори публікацій [4; 5] пропонують методи розрахунку параметрів настроювання типових астатичних регуляторів як за робастного керування системами з неточно заданими параметрами, так і для адаптації систем керування з ПІД регуляторами в умовах інформаційної невизначеності щодо динамічних характеристик керованого об'єкта і статичних характеристик діючих збурень. Настроювання регуляторів полягає в розподілі “ваг” диференціальної та інтегральної складових ПІД закону керування із застосуванням методу золотого перетину, що дозволяє підвищити швидкодію замкненої системи керування і досягти вищих показників якості перехідних процесів.

Постановка завдання

Ставиться завдання відшукування варіанта побудови регулятора, який дозволив би одержати високі якісні показники роботи приводів згідно зі специфікою їх експлуатації у складі систем керування КВМ.

Вирішення завдання

Для синтезу регулятора взято до уваги такі вимоги до приводу, як забезпечення програмного переміщення вимірювального елемента з високими швидкостями за мінімального відхилення від заданої траєкторії, жорстке позиціонування за східчастого керування без вияву перерегулювання, висока чутливість під час малих переміщень у зоні вимірювання. Як початковий варіант регулятора беруть ПІ-регулятор типової слідкуючої системи, амплітудно-частотна характеристика якої в розімкненому стані описується рівнянням

$$K(\omega) = \frac{K_0}{j\omega} \left(1 + \frac{1}{j\omega T_1} \right) \frac{1}{1 + j\omega T_2}, \quad (1)$$

де $K(\omega)$ – передавальна функція розімкненої системи; ω – циклічна частота, рад/с (c^{-1}); K_0 – коефіцієнт, що визначає частоту зрізу ω_0 замкненої системи; T_1 – постійна часу інтегральної ланки, що визначає нижню сполучену частоту ($\omega_1 = 1/T_1$); T_2 – постійна часу аперіодичної ланки, що визначає верхню сполучену частоту $\omega_2 = 1/T_2$.

Логарифмічну амплітудно-частотну характеристику (ЛАХ) такої розімкненої слідкуючої системи показано на рис. 1.

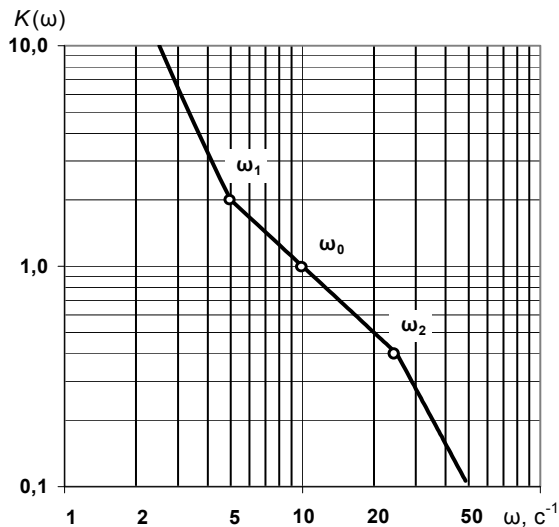


Рис. 1. Логарифмічна амплітудно-частотна характеристика розімкненої слідкуючої системи

Значення верхньої сполученої частоти визначається властивостями швидкісного контура привода і тому умовимося вважати, що це значення регламентоване і в межах розглядуваної проблеми не змінюватиметься. Зазвичай можливості розширення смуги пропускання швидкісного контура обмежені специфікою реалізації силової частини електроприводу, а також механічними характеристиками двигуна і навантаження (зокрема, обертальним моментом і моментом інерції відповідно). Завдяки використанню інтегрувальної ланки система має астатизм другого порядку, тобто здатна відтворювати вхідні впливи з постійною швидкістю, забезпечуючи асимптотично нульову помилку.

Поліпшення динамічних властивостей слідкуючої системи вдасться досягти підвищенням частот ω_0 і ω_1 , змінюючи коефіцієнти підсилення пропорційної та інтегральної складової ПІ-регулятора. Зменшується помилка під час відпрацювання повільно змінюваних і гармонійних сигналів на частотах нижче ω_1 , що корисно для переміщення чутливого елемента поблизу об'єкта вимірювання.

Проте при цьому істотно зростає коливальність системи і погіршується якість перехідних процесів, супроводжувана збільшенням перерегулювання. Крім того, за компромісного збільшення даних частот потрібне точніше настроювання коефіцієнтів регулятора з тим, щоб частота ω_0 знаходилася в діапазоні найбільшого фазового запасу, що не завжди можливо за певної невідомості параметрів регульованого об'єкта.

Пропонується варіант реалізації регулятора, позбавлений потреби вирішувати зазначені проблеми, який дозволяє одержати більш високі динамічні характеристики приводу і поліпшити якість перехідних процесів.

Передумови очікуваного поліпшення роботи системи такі. До складу регулятора вводиться диференціувальна ланка, що формує сигнал швидкості зміни помилки. Постійну часу диференціатора вибирають однаковою з постійною часу замкненої системи T_0 , визначуваною граничною частотою смуги пропускання системи ω_0 . В ідеальному випадку у процесі відпрацювання східчастого вхідного впливу $U_{\text{вх1}}$ сигнал помилки $\Delta U(t)$ змінюватиметься згідно із законом:

$$\Delta U(t) = U_{\text{вх1}} e^{-\frac{t}{T_0}},$$

де t – час, що минув з моменту подачі дії.

В ідеалізованому випадку припускаємо, що $\omega_0 \ll \omega_1 \ll \omega_2$, тоді перехідний процес має експоненціальний характер і не має перерегулювання. Швидкість помилки $\Delta \dot{U}_d(t)$, що визначається диференціатором з постійною часу T_0 , змінюватиметься в часі таким чином:

$$\Delta \dot{U}_d(t) = T_0 \frac{\partial}{\partial t} \left(U_{\text{вх1}} e^{-\frac{t}{T_0}} \right) = -U_{\text{вх1}} e^{-\frac{t}{T_0}} = -\Delta U(t).$$

Звідки випливає, що

$$\Delta U(t) + \Delta \dot{U}_d(t) = 0, \quad (1)$$

тобто сигнали помилки і швидкості її змінювання за експоненціального відпрацювання східчастої дії однакові за абсолютною величиною і мають протилежні знаки.

Співвідношення (1) було покладене в основу ідеї синтезу пропонованого регулятора. Якщо знову повернутися до інтегратора і на його вході додатково встановити диференціатор сигналу помилки і сформований ним сигнал подавати разом із сигналом помилки на інтегратор, то перехідні процеси, що завершуються зменшенням сигналу помилки за експонентою ніяк не впливатимуть на стан інтегратора. Причому не має значення, якого конкретного характеру вхідна дія і яке значення має постійна часу використовуваного інтегратора.

Важливо, що процес, спроможний завершитися за експоненціальним законом, не призведе до корекції стану інтегратора, небажаної під час відпрацювання східчастої вхідної дії системою зі звичайним ПІ-регулятором і не спричинить перерегулювання. У разі відхилення ж характеру завершення процесу від експоненціального відбувається корекція стану інтегратора, що наближає хід процесу до експоненціального.

Проте постійне введення диференціувальної ланки за описаною вище логікою не дає бажаного результату, оскільки, крім завершення процесу, існує ще і його початок, і саме в цей момент переваги запропонованого методу анулюються. У момент подачі східчастого вхідного сигналу запроваджена ланка через велику швидкість змінювання вхідного сигналу і сигналу помилки в первинний момент проводить стрибкоподібну корекцію стану інтегратора, величина якої досягає

$$\Delta U_i = U_{\text{вх}} \frac{T_0}{T_1} = U_{\text{вх}} \frac{\omega_1}{\omega_0},$$

що зрештою призводить до того самого пере-регулювання, властивого лінійній системі подібної структури.

Для досягнення необхідного результату пропонується варіант перемикання структури регулятора, поданий у вигляді структурної схеми (рис. 2). До складу регулятора введено визначники знака двох сигналів – помилки та її похідної (швидкості). Установлений на їх виході логічний елемент “=1” (виключне або) формує команду відкриття ключа “sw1” лише в тому випадку, коли знаки сигналів помилки та її похідної протилежні, тобто в періоди часу, коли помилка зменшується за абсолютною величиною.

Сформований на виході ключа “sw1” сигнал швидкості тільки спадної помилки поступає на другий суматор спільно з початковим сигналом помилки. Якщо помилка спадає повільніше, ніж з постійною часу T_0 , знак сигналу на виході даного суматора не відрізнятиметься від знака сигналу помилки, і другий логічний елемент виробить команду відкриття ключа “sw2”, з’єднавши тим самим вхід інтегратора із суматором сигналу помилки та її похідної. За надмірної швидкості зменшення помилки знаки сигналів на вході другого логічного елемента стають різними і ключ “sw2” закривається, припиняючи роботу інтегратора. Ключ “sw2” знову відкривається після зміни знака сигналу помилки, тобто з моменту початку його зростання.

Зі збільшенням помилки ключ “sw1” завжди закритий (знаки помилки і похідної однакові), а ключ “sw2” постійно відкритий, оскільки другий логічний елемент “=1” (з інвертуючим виходом) у цьому випадку працює з однаковими вхідними сигналами.

У цей період на інтегратор подається тільки пропорційна складова сигналу помилки і структура регулятора нічим не відрізняється від звичайної.

Пропорційна й інтегральна складові сигналу підсумовуються на останньому суматорі і далі поступають на швидкісний контур приводу, позначений на схемі двома структурними елементами, один з яких імітує обмеження смуги регулятора швидкості, а другий є інтегратором, що перетворює швидкість руху у фізичне переміщення. На схемі вихідний сигнал має ту саму розмірність, що й вхідний, і поступає на інвертуючий вхід першого суматора, де порівнюється із вхідних впливом.

Запропонований варіант регулятора допускає більше зближення характеристичних точок ω_1 і ω_2 аж до повного їх збігу, коли звичайна система переходить в автоколивальний режим, та зберігає стійкість, забезпечуючи ще вищу швидкодію і досить якісні перехідні процеси, але потрібне точне настроювання диференціатора на істинне значення постійної часу замкненої системи, що не завжди можна виконати.

Порівняння якісних показників роботи слідкуючих систем зі звичайною і запропованою структурами за різних вхідних впливів виконано методом математичного моделювання.

Моделювання дозволяє визначити ступінь ефективності застосування запропонованого методу підвищення динамічної точності приводів автоматичних вимірювальних систем. Для виконання моделювання взято конкретні значення характеристичних точок ЛАХ системи, а саме: $\omega_1 = 8 \text{ с}^{-1}$, $\omega_0 = 10 \text{ с}^{-1}$, $\omega_2 = 25 \text{ с}^{-1}$. Результати моделювання зображено у вигляді діаграм.

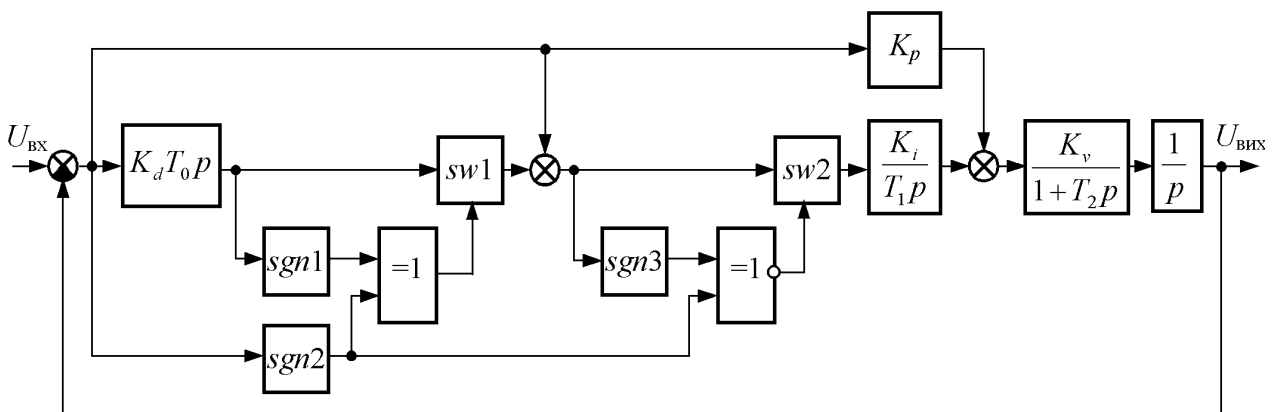
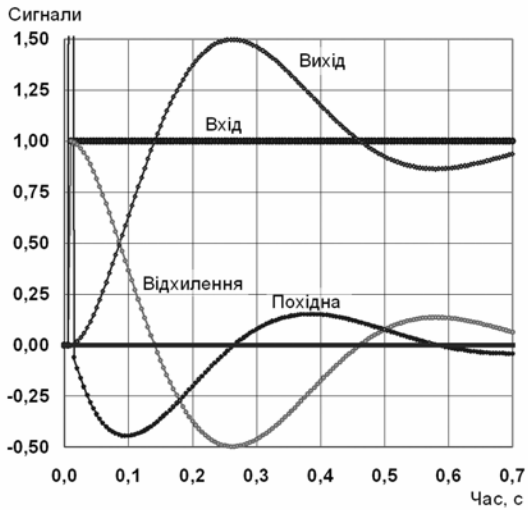
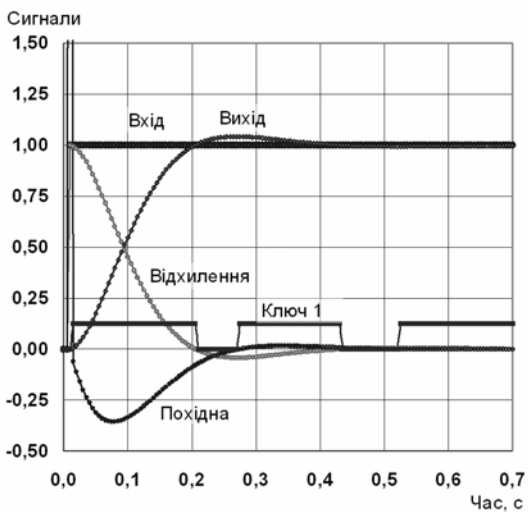


Рис. 2. Структурна схема слідкуючої системи з запропонованим регулятором

Найбільш показовим, хоча не завжди досить об'єктивним, є аналіз реакції системи на поодинокі стрибки вхідної дії. Причини наведеної поведінки звичайної системи (рис. 3, а) зумовлені обраними значеннями сполучених частот ЛАХ розімкненої системи. Висока коливальність, призводить до значного перерегулювання і затягування перехідного процесу. У пропонованому варіанті слідкуючої системи за тих же початкових умов процес має інший характер (рис. 3, б).



а



б

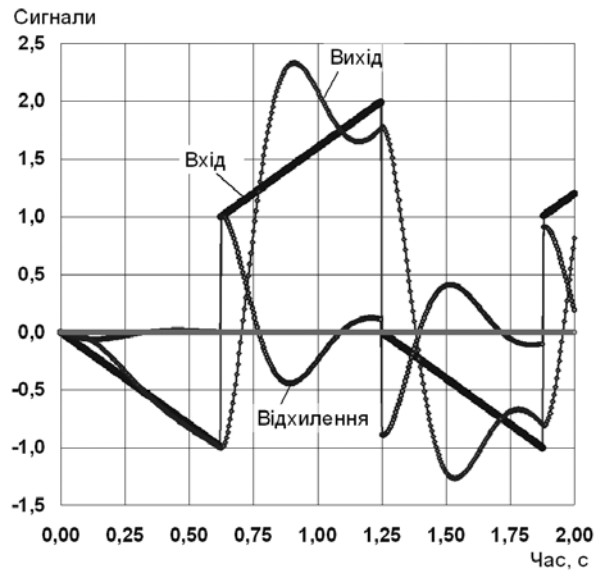
Рис. 3. Стрибкоподібні перехідні процеси типової (а) і пропонованої (б) слідкуючих систем

Завдяки перемиканню структури регулятора відповідно до запропонованої логіки вдається багаторазово зменшити величину перерегулювання і суттєво скоротити час перехідного процесу. На діаграмах, окрім вхідного і вихідного сигналів, показано сигнали відхилення (помилки) і його похідної, а також періоди комутації диференціувальної ланки: високий рівень команди

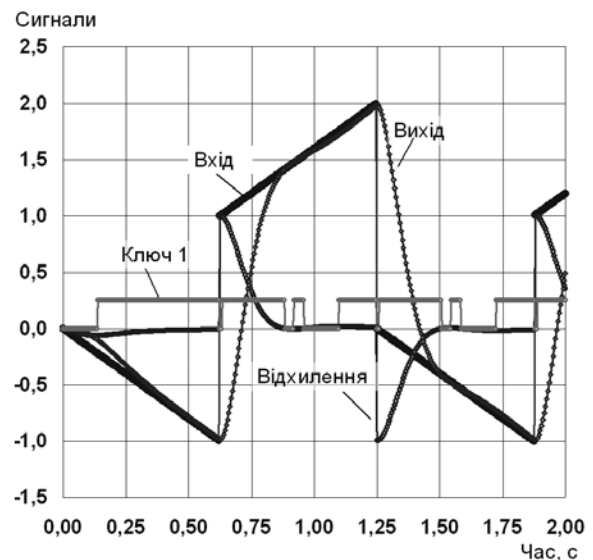
“Ключ 1” відповідає підключенню цієї ланки до входу інтегратора, а низький – поверненню до звичайної структури.

Більш об'єктивне порівняння реакції двох систем на комбінований вхідний вплив, що полягає в переході на ненульову швидкість після завершення стрибка (рис. 4).

Звичайна система (рис. 4, а) зберігає ті самі недоліки, що і в разі прямокутної східчастої дії, а запропонована (рис. 4, б) демонструє високу “чіпкість” і швидко “прив'язку” до вхідного сигналу з переходом до нульової помилки на лінійній ділянці впливу.



а

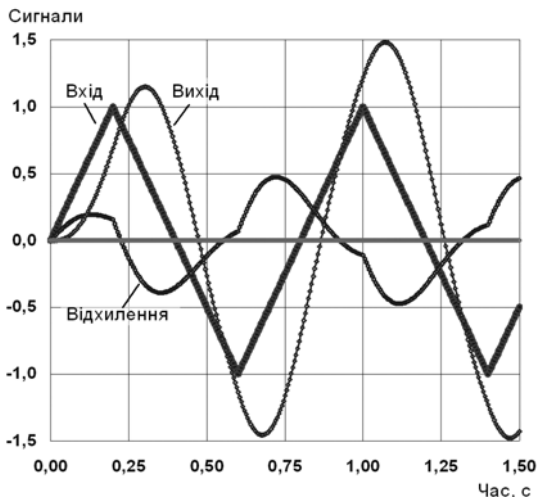


б

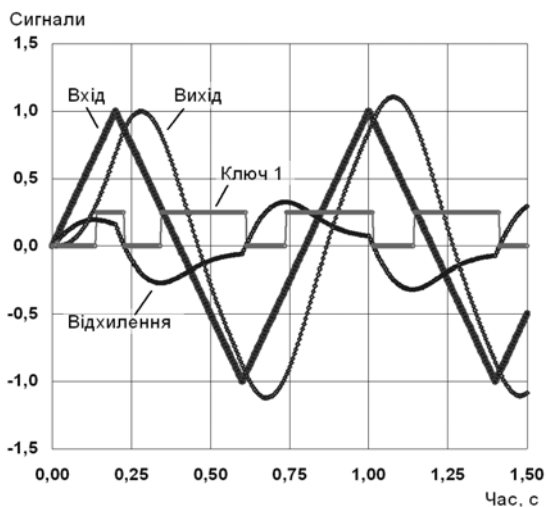
Рис. 4. Проміжні перехідні процеси типової (а) і пропонованої (б) слідкуючих систем

Незважаючи на нетривалі інтервали часу, коли інтегратор працює без дії диференціувальної ланки (низький рівень команди “Ключ 1”), регулятор досить швидко знаходить середню швидкість вхідної дії і компенсує швидкісну помилку, чому також сприяє нетрадиційно низька постійна часу інтегратора T_1 , що наближається за значенням до T_0 .

Переваги пропонованої системи очевидні і за вхідної дії, що не супроводжується стрибками (рис. 5), тобто трикутного сигналу з періодом 0,8 с (частота 1,25 Гц, циклічна частота $7,85 \text{ с}^{-1}$). Основна гармонійна складова цього сигналу наближається до межі смуги пропускання системи $\omega_0 = 10 \text{ с}^{-1}$, тому такий вплив слід віднести до гранично швидких і важких для його відпрацювання. Проте запропонований варіант системи (рис. 5, б) виявляє суттєво меншу коливальність порівняно зі звичайною системою (рис. 5, а) і працює з майже вдвічі меншою помилкою.



а



б

Рис. 5. Робота звичайної (а) і пропонованої (б) систем у разі трикутного вхідного впливу

Найбільш гладкий – гармонійний вплив (рис. 6), але з найнесприятливішою частотою, що збігається з $\omega_0 = 10 \text{ с}^{-1}$ (період 0,628 с).

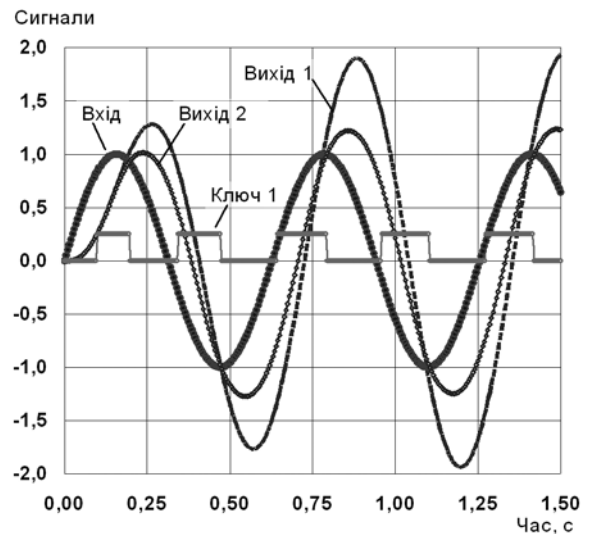


Рис. 6. Порівняння звичайної і пропонованої слідкуючих систем за синусоїдального вхідного впливу

Для порівняння реакцію обох систем зображено на одній діаграмі. Сигнал “Вихід 1” описує поведінку звичайної системи, “Вихід 2” – пропонованої. У запропонованій системі згідно з вибраною логікою комутації коректувальних ланок спостерігається досить високий ступінь придушення резонансних явищ порівняно зі звичайною, в якій значно збільшується амплітуда вихідних коливань порівняно з вхідним сигналом. Найяскравіше переваги запропонованої системи виявляються під час відпрацювання серії послідовних позиціонувань, наприклад, у разі багатерезового східчастого впливу (рис. 7).

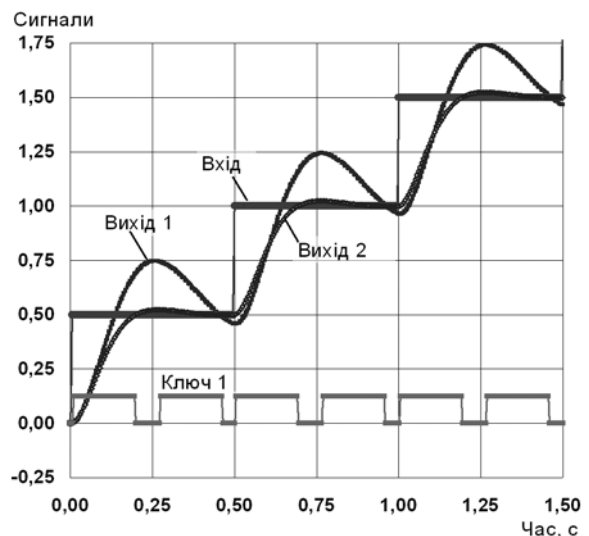


Рис. 7. Порівняння звичайної і пропонованої слідкуючих систем за періодичного східчастого вхідного впливу

Ця якість, без сумніву, є корисною при застосуванні подібних регуляторів у складі автоматизованих вимірювальних систем завдяки можливості досягнення вищої продуктивності і точності проведення вимірювань.

Висновок

Запропонований варіант комутованої структури регулятора слідкуючої системи і результати математичного дослідження його функціонування можуть бути використані для розроблення прецизійних координатних приводів сучасних автоматичних вимірювальних систем підвищеної точності та продуктивності, а також в інших системах автоматичного регулювання, де отримання найкращого співвідношення показників точності і швидкодії має вирішальне значення.

В.П. Квасников, А.И. Осмоловский

Метод повышения динамической точности приводов координатных измерительных машин

Проведен анализ требований, предъявляемых к следящим приводам координатных измерительных систем. Предложена новая структура регулятора, позволяющая получить высокие динамические и точностные характеристики приводов координатных измерительных машин. Выполнено сравнительное математическое моделирование функционирования обычной и предлагаемой следящих систем для разных законов входного воздействия.

V.P. Kvasnikov, O.I. Osmolovsky

Method of increasing the dynamic exactness of co-ordinate measuring machines drives

An analysis of the requirements set to the control drives of co-ordinate measuring machines is conducted. A new structure of the drive's regulator is offered, which enables a substantial increase of dynamic characteristics and exactness of the co-ordinate measuring machines drives. In a mathematical model the operation of ordinary and offered control systems is compared for different laws of the input influence.

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 роботехнические комплексы. – Л.: Машиностроение. Ленинград. отделение, 1988. – 332 с.
3. *Черноруцкий Г.С., Сибрин А.П., Жабреев В.С.* Следящие системы автоматических манипуляторов. – М.: Наука, 1987. – 272 с.
4. *Солдатов В.В., Шавров А.В., Громов А.С.* Робастное управление системами с неточно заданными параметрами // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2004. – № 7. – С. 20–25.
5. *Солдатов В.В., Ухаров П.Е.* Адаптивная настройка систем управления с ПИД регуляторами в условиях информационной неопределенности // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2004. – № 8. – С. 16–20.

Стаття надійшла до редакції 21.10.05.