

УДК 621.314

КОНЦЕПТУАЛЬНІ АСПЕКТИ СИНТЕЗУ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧАМИ АВТОМАТИЗОВАНИХ АВТОНОМНИХ ОБ'ЄКТІВ

Т.Г. Баган¹, канд. техн. наук, **В.С. Смирнов**^{1*}, докт. техн. наук, **О.В. Самков**², докт. техн. наук, **Д.В. Вайц**¹, асп.

¹ – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського», пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна

² – Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна

e-mail: samkov@ied.org.ua

Удосконалення систем електрозабезпечення автономних об'єктів на сьогодні є важливою науково-технічною проблемою, причому не тільки з точки зору покращення масоенергетичних показників, але й забезпечення заданих характеристик функціонування в умовах впливу координатно-параметричних збурень, а саме покращення багатофункціональності, інваріантності, адаптивності та робастності. Розглянуто методологічний підхід щодо синтезу систем керування об'єктами із запізненням, який поєднує керування об'єктом за допомогою традиційних регулюючих органів та активного впливу на параметри об'єкта з метою керування математичним оператором самого об'єкта. Розроблено процедуру системного проектування систем керування із запізненням на основі H_∞ -теорії керування. Аналогічно формулюється квазі H_∞ -предиктор Сміта, який реалізується в контурі зворотного зв'язку та може бути значно спрощений. Бібл. 11, рис. 3.

Ключові слова: інваріантні перетворювачі, адаптивні системи керування, предиктор Сміта.

Вступ. Створення ефективних систем електрозабезпечення (СЕЗ) автономних об'єктів (АО) на сьогодні є важливою науково-технічною проблемою. Це обумовлено прогресом, досягнутим у розробці АО щодо реалізації необхідних виробничих та інформаційних процесів. Потреба у високоефективних СЕЗ пов'язана, перш за все, з розробкою та створенням автоматизованих АО: систем відтворення та підсилення інформації, телекерованих автономних аерокосмічних та глибоководних комплексів, а саме безпілотних та космічних апаратів, автоматизованих зондів, робототехнічних комплексів, автоматизованих систем телекомунікацій, радіонавігації та гідроакустики. На сучасному рівні розвитку СЕЗ особливого значення набувають не тільки завдання покращення їх масоенергетичних показників, але й забезпечення заданих характеристик функціонування в умовах впливу координатно-параметричних збурень [1, 2], а саме покращення багатофункціональності, інваріантності, адаптивності та робастності [3, 4]. Це стосується і перетворювальних систем (ПС), які поєднують функції формування високоякісної вихідної напруги та широкодіапазонного регулювання (стабілізації) її параметрів, що забезпечує високі енергетичні та динамічні показники [4].

В основі проектування багатьох систем керування перетворювальними комплексами є лінеаризована математична модель руху об'єкта керування (ОК) відносно завданої траєкторії. Це означає, що нелінійні характеристики такого об'єкта можливо лінеаризувати відносно деяких бажаних рухів; нестационарність об'єкта, тобто зміна його динамічних властивостей за часом незначна та нею можливо знехтувати. Проте лінеаризація системи не завжди можлива, пов'язана з обмеженнями, які накладаються на рух системи, що ускладнює можливість виявляти та використовувати надто ефективний засіб керування об'єктом – цілеспрямована зміна параметрів об'єкту в процесі його роботи. Мова йде про поєднання керування об'єктом за допомогою традиційних регулюючих органів та активного впливу на параметри об'єкта з метою керування математичним оператором самого об'єкта як ланки системи керування. Таке поєднання обумовлює принцип координатно-параметричного керування [1].

Багато ОК описується істотно нестационарними диференціальними рівняннями, але для таких об'єктів методи аналізу та синтезу стаціонарних систем непридатні. Проблема ще більш ускладнюється, коли закони зміни коефіцієнтів нестационарних систем за часом заздалегідь невідомі. Одним з методів рішення такої задачі є застосування адаптивного керування [1, 3].

Нестационарні системи в основному мають суттєві діапазони та швидкості зміни своїх динамічних характеристик.

Метою роботи є вирішення проблеми забезпечення працездатності перетворювальних систем з адаптивним координатно-параметричним керуванням та еталонною моделлю, а також вибір алгоритмів роботи перетворювачів в умовах збереження заданих вимог.

Найбільш перспективним напрямком у разі вирішення цієї проблеми є пошук більш досконалих нелінійних і нестационарних алгоритмів керування адаптивними системами.

У цьому випадку адаптивні системи з релейними складовими алгоритмів керування мають властивість координатної інваріантності за будь-яких допустимих вхідних впливів і будь-яких швидкостей зміни параметричних збурень, обмежених за діапазоном зміни.

Релейні складові алгоритмів керування адаптивних систем і алгоритмів керування в системах зі змінною структурою за своєю організацією мають багато спільного.

Системи зі змінною структурою (СЗС) здатні вирішувати різні завдання керування, зокрема, і завдання керування нестационарними об'єктами. У теорії і практиці побудови СЗС розвинута ідея організації виродженого руху, тобто ковзний режим. Кілька структур регулятора системи перемикаються з однієї на іншу так, щоб отримати особливий рух, не притаманний системі за жодної з наявних структур регулятора. Природно, що цей особливий рух має задовольняти певним бажаним вимогам. Наприклад, ковзний режим цікавий тим, що з моменту його початку рух системи визначається тільки рівнянням перемикавання з одного режиму на інший і не залежить від рівняння об'єкта, в тому числі й нестационарного. Отже, якщо змусити систему рухатися в ковзному режимі, то її динамічні властивості не залежатимуть від змінних коефіцієнтів об'єкта, внаслідок чого система матиме адаптивні властивості [2, 4].

Високі швидкодія і точність стабілізації вихідного сигналу – необхідні умови працездатності цифрової автоматичної системи (ЦАС), проте вони не вичерпують всіх тих вимог, які ставить практика використання ЦАС. До достатніх умов працездатності ЦАС слід віднести її стійкість, причому в усьому діапазоні регулювання.

Цифрові системи керування мають квантування за часом, що відносить їх до класу імпульсних систем, і квантування за рівнем, що робить їх нелінійними. Основним методом дослідження цифрових систем керування є їх моделювання. Проте таке моделювання не може проводитись без паралельного аналітичного дослідження, призначеного для обґрунтування структури системи, визначення основних її параметрів і якості показників, вибору елементів. Це ставить до можливих аналітичних методів вимоги високої ефективності й наочності отриманих результатів.

На сьогодні існує багато методів синтезу ПД-регулятора. У цьому разі отримані ПД-контролери забезпечують певну якість регулювання. Однак для контролю об'єктів з великим запізненням існує проблема в можливості підвищити якість не погіршуючи стійкості системи [5, 6]. Власне, поліпшена якість можлива завдяки модифікації структури керування, наприклад, за допомогою методів компенсації часу запізнення.

Один з перших компенсаторів – предиктор Сміта. Тривалий час ця технологія не мала переваги перед технікою ПД-регулювання за відсутності ефективних методів проектування та налаштування. Адже більшість розроблених методів було розроблено для простих об'єктів. Вони не могли бути безпосередньо використані для інерційних об'єктів зі значним запізненням.

У цій роботі розроблено процедуру систематичного проектування на основі H_∞ -теорії керування. За суворої обробки запізнення аналітично виводиться квазі H_∞ -предиктор Сміта, який можна точно реалізувати в контурі зворотного зв'язку, за умови, що регулятор контура зворотного зв'язку може бути ірраціональним. Коли об'єкт не має часу затримки, цей регулятор зворотного зв'язку зводиться до раціонального.

Квазі H_∞ -предиктор Сміта. Зазвичай існує декілька способів вирішення проблеми [7]. У [8, 9] було розроблено регулятор за допомогою мінімізації зваженої функції чутливості. Контролер також може бути аналітично спроектований заданням бажаного перехідного процесу [10].

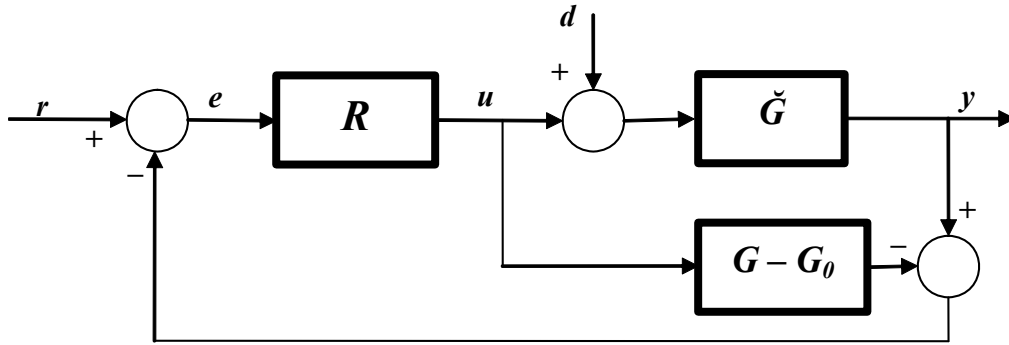


Рис. 1

Як відправну точку синтезу розглянемо структуру предиктора Сміта, показану на рис. 1, де $R(s)$ – регулятор; $\tilde{G}(s)$ – об’єкт; $G(s)$ – модель, а $G_0(s)$ – частина моделі $G(s)$ без запізнення.

Якщо передавальна функція замкнутої системи $T(s)$ відома, то структура предиктора Сміта визначається як

$$R(s) = \frac{T(s)}{G(s) - T(s)G_0(s)}. \quad (1)$$

Розглянемо такий стійкий раціональний об’єкт:

$$G(s) = \frac{KN_-(s)}{M_-(s)}, \quad (2)$$

де K – коефіцієнт підсилення; $N_-(s)$ та $M_-(s)$ – поліноми з коренями у відкритій лівій напівплощині (ЛНП); $N_-(0) = M_-(0) = 1$, а $\deg\{N_-\} \leq \deg\{M_-\}$.

За критерій оптимальності візьмемо $\min \|V(s)S(s)\|_\infty$, де вагова функція $V(s)$ визначається як $V(s) = 1/s$, що характерно для стрибкоподібного збурення. В результаті попередніх досліджень [8] відомо $\min \|V(s)S(s)\|_\infty = \|V(s)[1 - G(s)Q(s)]\|_\infty \geq 0$.

Отже, оптимальним буде регулятор такої структури:

$$Q_{opt}(s) = \frac{M_-(s)}{KN_-(s)}. \quad (3)$$

Введемо фільтр

$$F(s) = \frac{1}{(\lambda s + 1)^j}, \quad (4)$$

де λ – міра якості, а j обраний таким чином, щоб

$$j = \begin{cases} \deg\{M_-\} - \deg\{N_-\}, & \text{якщо } \deg\{M_-\} > \deg\{N_-\} \\ 1, & \text{якщо } \deg\{M_-\} = \deg\{N_-\} \end{cases}. \quad (5)$$

Тоді отримаємо субоптимальний регулятор

$$Q(s) = \frac{M_-(s)}{KN_-(s)(\lambda s + 1)^j}. \quad (6)$$

Функція передачі замкнутої системи в цьому випадку виглядає як

$$T(s) = \frac{1}{(\lambda s + 1)^j}. \quad (7)$$

Розглянемо більш складний випадок. Припустимо, що об’єкт має нуль у правій напівплощині (ПНП):

$$G(s) = \frac{KN_-(s)(-z_r^{-1}s + 1)}{M_-(s)}, \quad (8)$$

де $z_r > 0$, $N(0) = M(0) = 1$, і $\deg\{N_-\} + 1 \leq \deg\{M_-\}$.

Розв'яжемо задачу зваженої чутливості:

$$\min \|V(s)S(s)\|_{\infty} = \|V(s)[1 - G(s)Q(s)]\|_{\infty} \geq |V(z_r)|.$$

Оптимальний регулятор отримуємо у вигляді структури (3). Введемо фільтр у вигляді (4), де $j = \deg\{M_-\} - \deg\{N_-\}$.

Субоптимальний регулятор виглядатиме як (4), а передавальна функція замкнутої системи може бути записана у вигляді

$$T(s) = \frac{-z_r^{-1}s + 1}{(\lambda s + 1)^j}. \quad (9)$$

Розглянемо загальний стійкий раціональний об'єкт, що описується як

$$G(s) = \frac{KN_+(s)N_-(s)}{M_-(s)}, \quad (10)$$

де $N_-(s)$ та $M_-(s)$ – поліноми з коренями у відкритій ЛНП; $N_+(s)$ – поліноми з коренями в закритій ПНП; $N_+(0) = N_-(0) = M_-(0) = 1$, а $\deg\{N_+\} + \deg\{N_-\} \leq \deg\{M_-\}$. Як бажану функцію передачі замкнутої системи оберемо таку:

$$T(s) = N_+(s)F(s), \quad (11)$$

де $F(s)$ – це фільтр вигляду (4), а j обраний згідно з (5).

Особливості передавальної функції замкнутої системи полягають в тому, що вона має ті ж самі ПНП-нулі, що й об'єкт. Як тільки визначається бажана $T(s)$, структура предиктора Сміта може бути аналітично виведена через

$$R(s) = \frac{T(s)}{G(s) - T(s)G_0(s)} = \frac{1}{K} \frac{M_-(s)}{N_-(s)[(\lambda s + 1)^j - N_+(s)]}.$$

Для раціональних об'єктів $G_0(s) = G(s)$, а регулятор має порядок, що дорівнює порядку об'єкта. Отже,

$$Q(s) = \frac{T(s)}{G(s)} = \frac{M_-(s)}{N_-(s)}. \quad (12)$$

Коли у об'єкті з'являється запізнення, основна ідея використання предиктора Сміта полягає у переміщенні часу затримки зі зворотного зв'язку так, щоб синтезувати регулятор для раціональної частини об'єкта. Нехай об'єкт з запізненням має вигляд

$$G(s) = \frac{KN_+(s)N_-(s)}{M_-(s)} e^{-\tau s}, \quad (13)$$

де τ – час запізнення.

Потрібна функція передачі замкнутої системи вибрана як

$$T(s) = N_+(s)F(s)e^{-\tau s}, \quad (14)$$

де $F(s)$ ідентичний попередньому.

$R(s)$ та $Q(s)$, що відповідають цій бажаній функції передачі замкнутої системи, є такими самими, як і в (12), але $C(s)$ містить часову затримку:

$$C(s) = \frac{Q(s)}{1 - G(s)Q(s)} = \frac{1}{K} \frac{M_-(s)}{N_-(s)[(\lambda s + 1)^j - N_+(s)e^{-\tau s}]}. \quad (15)$$

Така структура регулятора є ірраціональною. Метод синтезу тут, по суті, є покращеним способом розміщення полюсів. Оскільки метод розроблений на основі спеціальних рішень H_{∞} , то він називається квазі H_{∞} -регулятором. Часто виникає ситуація, коли об'єкт є мінімально фазовим або має лише один нуль у ПНП. Потім точний H_{∞} -регулятор можна отримати за методом [7]. Якщо на об'єкті є більш ніж один нуль в ПНП або об'єкт містить час запізнення, то результати отриманих H_{∞} та квазі H_{∞} регуляторів різні. Квазі H_{∞} -регулятор є компромісом: рішення може бути не точним H_{∞} -регулятором, але структура значно спрощена.

Що стосується об'єкта (13), то можна також спроектувати квазі H_∞ -регулятор за допомогою таких кроків:

1. Якщо об'єкт містить затримку часу, беремо раціональну частину об'єкта як номінальний об'єкт.
2. Якщо номінальний об'єкт не має нулів у ПНП, беремо його обернену передавальну функцію як $Q_{opt}(s)$ і переходимо до п. 4.
3. Якщо номінальний об'єкт має нулі в ПНП, видаляємо коефіцієнт, який містить ці нулі, і зробивши інверсію решти, отримуємо $Q_{opt}(s)$.
4. Вводимо фільтр до $Q_{opt}(s)$, і в результаті маємо регулятор у вигляді

$$R(s) = \frac{Q(s)}{1 - G_0(s)Q(s)} \text{ і } C(s) = \frac{Q(s)}{1 - G(s)Q(s)}.$$

За необхідності можна використати квазі H_∞ -метод проектування, вибравши більш складні $T(s)$ як потрібну функцію передачі замкнутої системи.

Еквіваленти оптимального регулятора. Змінимо структуру предиктора Сміта. Отриманий еквівалент насправді є структурою ІМС (рис. 2). Припустимо, що раціональна частина стійкого об'єкта $G(s)$, а саме $G_0(s)$ є мінімально фазова. Мета синтезу такої системи керування полягає в тому, щоб знайти регулятор $R(s)$ або $C(s)$ таким чином, щоб замкнута система була стійкою, а вихід $y(s)$ якомога більше наближався до $r(s)$. Припустимо, що модель точна (тобто $\tilde{G}(s) = G(s)$), і не існує завад. Тоді сигнал зворотного зв'язку дорівнює нулю. Природною ідеєю є прийняття

$$Q(s) = G(s)^{-1} \quad (16)$$

як регулятора. Тоді функцією передачі замкнутої системи є

$$T(s) = Q(s)G(s) = 1. \quad (17)$$

Це означає, що вихідний сигнал може відслідковувати завдання миттєво без будь-якої помилки. Ситуація, яка називається ідеальним керуванням, неможлива в реальній системі, оскільки зворотний час затримки не є реальним. До того ж часто подібна передавальна функція фізично не реалізується. Альтернативою є прийняття

$$Q(s) = G_0(s)^{-1} \quad (18)$$

в якості регулятора. Функція передачі замкнутої системи стає

$$T(s) = Q(s)G(s) = e^{-\tau s}. \quad (19)$$

Це означає, що вихід може чудово відслідковувати завдання після затримки часу τ .

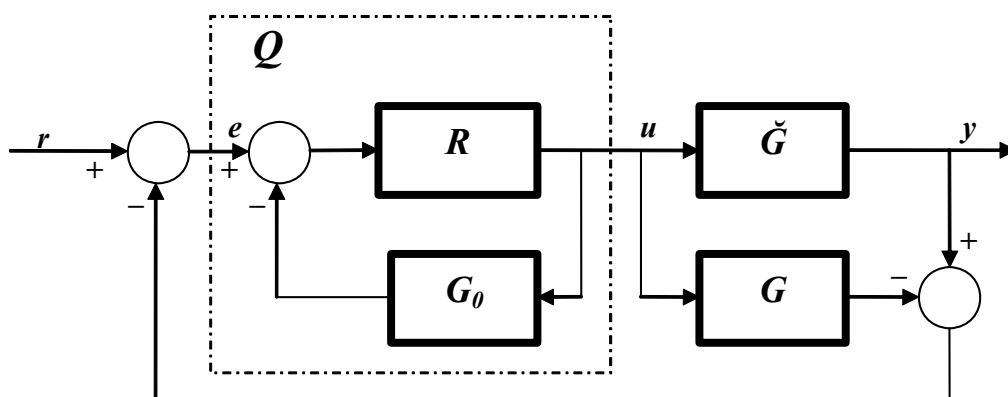


Рис. 2

Пряме керування та ІМС (Internal Model Control). У деяких ситуаціях неможливо виміряти певні параметри через відсутність надійних та економічних вимірювальних пристроїв. Розглянемо схему прямого керування на рис. 3.

У правій частині пунктирною лінією подається об'єкт з одним не вимірним виходом $\tilde{y}(s)$ та одним вимірним допоміжним виходом $y(s)$. Керуюча змінна $u(s)$ та збурення $d(s)$ впливають на обидва виходи. Збурення вважається невимірним. $Q(s)$ є регулятором, а $G(s)$ – моделлю стійкого об'єкта. Оскільки

$$y(s) = G(s)u(s) + A(s)d(s), \quad (20)$$

збурення можна записати як $d(s) = y(s)A(s) - G(s)A(s)u(s)$.

Визначимо оцінку

$$E(s) := B(s)A(s). \quad (21)$$

Оціночна вартість невизначеного виходу

$$\tilde{y}(s) = \tilde{G}(s)u(s) + B(s)d(s) = \tilde{G}(s)u(s) + E(s)[y(s) - G(s)u(s)]. \quad (22)$$

Функція $E(s)$ передбачає вплив невизначених перешкод.

Припустимо, що вихід $\tilde{y}(s)$ може бути вимірним. Якщо модель точна, тобто $\tilde{G}(s) = G(s)$, $\tilde{y}(s) = y(s)$, $A(s) = B(s)$, то $E(s) = 1$. Структура системи зменшується до структури ІМС. Сигналом, який надходить в оцінювач, є $d(s)A(s)$. Щоб відхилити його вплив на виробничі потужності, регулятор має здійснити керування в протилежному напрямку, тобто $u(s) = -d(s)A(s)Q(s)$.

З виразу (20) видно, що керування буде ідеальним, коли $Q(s) = 1/G(s)$. Для загального об'єкта $G(s) = \frac{KN_+(s)N_-(s)}{M_-(s)}$, регулятор визначається як $Q(s) = \frac{M_-(s)}{KN_+(s)N_-(s)}$. Він містить

елемент, який фізично неможливо реалізувати. Цю проблему можна вирішити, ввівши до нього фільтр.

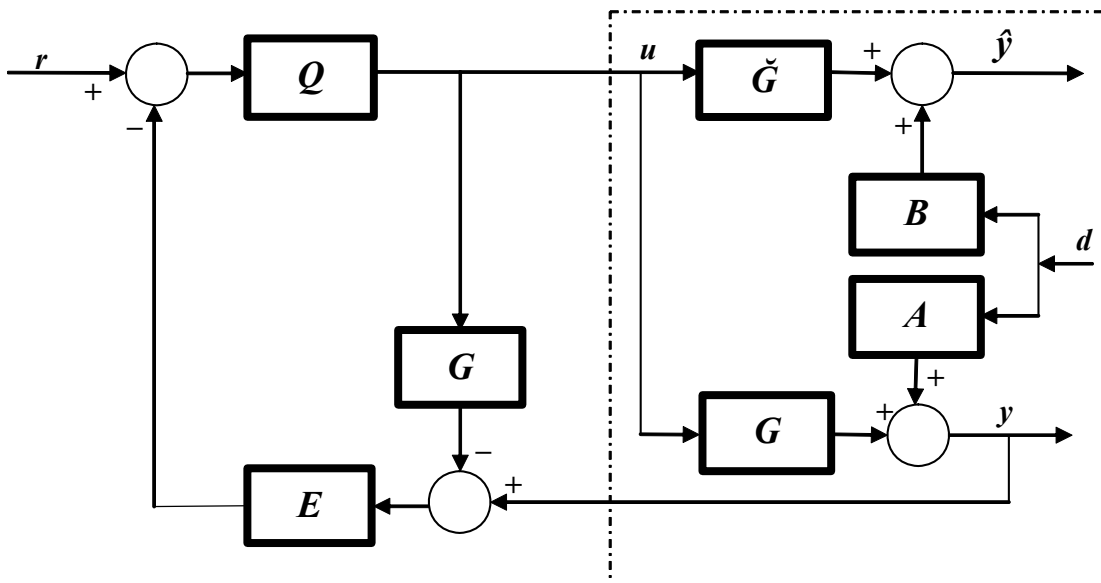


Рис. 3

Отже, квазі H_∞ -регулювання, прямий контроль з вимірним виходом та ІМС еквівалентні для об'єктів, раціональна частина яких є стійкою.

Модельне прогнозує регулювання. Прогностичне регулювання за моделлю – це загальне визначення різноманітних алгоритмів керування, розроблених для систем керування комп'ютером, а не єдиним алгоритмом керування. Найбільш широко використовуваними методами прогностичного регулювання є ті, що базуються на оптимізації квадратичних цільових функцій. Основні методи синтезу в цій категорії включають динамічний контроль матриці DMC (Dinamic Matric Control) та модельний алгоритмічний контроль MAC (Model Algorithmic Control) [6, 7, 11].

Розглянемо конструктивну ідею модельного прогноуючого регулювання. Припустимо, що об'єкт раціональний і стійкий, а T_s означає час відбору проб. Значення одиначної амплітудної відповіді у моментах вибірки $t = T_s, 2T_s, \dots, nT_s$ задаються значеннями a_1, a_2, \dots, a_n . Для прогнозування випуску продукції на основі цієї моделі були розроблені різні методи. Метою керування є те, що прогнозована вихідна величина $y_p(k)$ на розглянутому горизонті L слідкує за бажаною вихідною траєкторією $y_r(k)$. Відповідну вихідну траєкторію щодо референції $r(k)$ зазвичай задають

$$y_r(k+1) = \alpha y(k) + (1-\alpha) r(k). \quad (23)$$

Тут $\alpha = e^{-T_s/\lambda}$, де λ – константа часу потрібної вихідної траєкторії, а $y(s)$ – реальний вихід об'єкта. Цільова функція системи керування має такий вигляд:

$$\min \sum_{i=1}^L [y_p(k+i) - y_r(k+i)]^2. \quad (24)$$

Р змінних керування, $u(k)$ s, можна розрахувати шляхом мінімізації цільової функції.

Якщо існує затримка часу на об'єкті, то контрольна послідовність $u(k)$, яка використовується для об'єкта з затримкою часу, така ж, як і для безперервної установки.

Порівняємо прогнозовану модель з моделлю крокової відповіді у вигляді функції передачі бажаної вихідної траєкторії з потрібною функцією передачі замкнутої системи та об'єктивної функції з оптимальним критерієм якості. Ідея модельного прогностичного регулювання дуже подібна до прогнозування квазі H_∞ -регулятора.

Безумовно, регулювання з прогностичною моделлю включає багато алгоритмів. Кожен алгоритм прогнозування має свою специфічну форму. Не кожен алгоритм прогнозування точно еквівалентний квазі H_∞ -регулятору. Якщо розглянути об'єкт першого порядку, то $N = 1$ вистачить для вираження динамічної характеристики об'єкта.

Розглянемо один ступінь МАС, тобто $P = L = 1$. Нехай вихідна модель буде $y_m(k)$. Прогнозованим виходом об'єкта $y_p(k)$ є

$$y_p(k+1) = y_m(k+1) + [y(k) - y_m(k)]. \quad (25)$$

Коли система є оптимальною, у нас є $y_p(k+1) = y_r(k+1)$ і $y(k) = y_r(k)$. Поєднання (23) з (25) дає $\alpha y_r(k) + (1-\alpha) r(k) = y_r(k) + y_m(k+1) - y_m(k)$.

Беручи Z -перетворення, отримуємо $(1 - \alpha) r(z) - (1 - \alpha) y_r(z) = (z - 1)y_m(z)$.

Це рівняння разом з Z -перетвореннями виходу моделі та бажаної вихідної траєкторії $y_m(z) = u(z) G(z)$, $y_r(z) = (1 - \alpha)r(z) / (z - \alpha)$ показує, що

$$\frac{u(z)}{r(z)} = \frac{1 - \alpha}{(z - \alpha)G(z)}. \quad (26)$$

Перевішивши версію цього регулятора в область Лапласа, можна виявити, що вона ідентична квазі H_∞ -регулятору.

Висновок. Розглянуто методики оптимізації синтезу регуляторів для загальних стійких об'єктів із затримкою часу. У разі точної обробки запізнення аналітично отримують квазі H_∞ -регулятор. Він має такий же порядок, як і раціональна частина об'єкта.

Показано, що методи оптимального керування H_∞ , оптимального предиктора Сміта, алгоритму Далліна, ІМС, прямого контролю та прогнозованого керування еквівалентні один одному за певних припущень. Цей висновок дає можливість розробки систем керування з ПІД-регулятором з покращеною якістю функціонування.

1. Антонов В.Н., Пришвин А.М., Терехов В.А., Янчевский А.Э. Адаптивные системы автоматического управления. Ленинград: Изд. Ленинградского университета, 1984. 204 с.
2. Интеллектуальные системы автоматического управления. Москва: Физматлит, 2001. 576 с.
3. Александров С.С., Козлов Е.П., Кузнецов Б.И. Автоматичне керування рухомими об'єктами і технологічними процесами. Т.1: Теорія автоматичного керування. Харків: НТУ «ХПІ», 2002. 490 с.
4. Смирнов В.С., Самков А.В., Булгач Т.В. Организация инвариантных усилительно-преобразовательных систем с прогнозированием для аппаратных средств телекоммуникационного оборудования. *Зв'язок*. 2009. Вип. 4. С. 47–51.

5. Методы робастного, нейронечеткого и адаптивного управления. Москва: Изд. МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2001. 744 с.
6. Mosca E. H_∞ Control Theory. London: British Library Cataloguing, 1991. 325 с.
7. Vilanova R. IMC based robust PID design: Tuning guidelines and automatic tuning *Journal of Process Control*. 2008. № 18(1). С. 61-70.
8. Ковриго Ю.М., Баган Т.Г. Методика налаштування H_∞ -ПІД регулятора для об'єктів із запізнюванням. *Наукові вісті НТУУ "КПІ"*. 2013. № 1. С. 27-33.
9. Ковриго Ю.М., Баган Т.Г., Бунке О.С. Методи забезпечення стійкості систем регулювання на базі ПІ- та ПІД-регуляторів. *Східно-Європейський журнал передових технологій*. 2013. Том 3. № 3 (63). С. 58-63.
10. Баган Т.Г. Синтез робастного регулятора з внутрішньою моделлю для об'єктів без самовирівнювання. *Східно-Європейський журнал передових технологій*. 2017. Том 4. № 2 (8). С. 27-32.
11. Brosilow C., Joseph B. *Techniques of model-based control USA*: Prentice Hall, 2002. 704 p.

УДК 621.314

Т.Г. Баган¹, канд. техн. наук, **В.С. Смирнов¹**, докт. техн. наук, **А.В. Самков²**, докт. техн. наук, **Д.В. Вейц¹**, асп.

¹ – Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт им. Игоря Сикорского», пр. Победы, 37, Киев, 03056, Украина

² – Институт электродинамики НАН Украины, пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина

КОНЦЕПТУАЛЬНЫЕ АСПЕКТЫ СИНТЕЗА СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ АВТОНОМНЫХ ОБЪЕКТОВ

Усовершенствование систем электрообеспечения автономных объектов на сегодня является важной научно-технической проблемой, причем не только с точки зрения улучшения массоэнергетических показателей, но и обеспечения заданных характеристик функционирования в условиях влияния координатно-параметрических возмущений, а именно улучшения многофункциональности, инвариантности, адаптивности и робастности. Рассмотрен методологический подход к синтезу систем управления объектами с опозданием, который соединяет управление объектом с помощью традиционных регулирующих органов и активного влияния на параметры объекта с целью управления математическим оператором самого объекта. Разработана процедура системного проектирования систем управления с опозданием на основе H_∞ -теории управления. Аналогично сформулирован квази H_∞ -предиктор Смита, который реализуется в контуре обратной связи и может быть значительно упрощен. Библ. 11, рис. 3.

Ключевые слова: инвариантные преобразователи, адаптивные системы управления, предиктор Смита.

T.G. Bahan¹, V.S. Smyrnov¹, O.V. Samkov², D.V. Vaits¹,

¹ – National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute"

37 Peremohy Ave., Kyiv, 03056, Ukraine,

² – Institute of Electrodynamics of the NAS of Ukraine, 56 Peremohy Ave., Kyiv, 03057, Ukraine

CONCEPTUAL ASPECTS OF SYNTHESIS OF CONTROL SYSTEMS BY CONVERTERS OF AUTOMATED STAND-ALONE OBJECTS

The improvement of electrical power supply systems of stand-alone objects is one of the important scientific and technical problems nowadays not only in terms of improving mass-energy indicators, but also ensuring specified performance characteristics under the influence of coordinate-parametric disturbances, namely, an improvement of multifunctionality invariance, adaptability, and robustness. In this paper, we consider methodological approach to the synthesis of the object control systems with a delay, which combines object management by traditional regulatory bodies and active influence on the object parameters in order to control the object itself by mathematical operator. Additionally, we developed a procedure of the system design of control systems with a delay on the basis of the control theory- H_∞ . The Smith quasi H_∞ -predictor is formulated similarly. This predictor is implemented in a feedback loop and can be greatly simplified. References 11, figures 3.

Key words: invariant converters, adaptive control systems, Smith predictor.

1. Antonov V.N., Prishvin A.M., Terekhov V.A., Yanchevskiy A.E. Adaptive systems of automatic control. Leningrad: Izd. Leningrad. universiteta, 1984. 204 p. (Rus)
2. Intelligent systems of automatic control. Moskva: Fizmatlit, 2001. 576 p. (Rus)
3. Aleksandrov E.E., Kozlov E.P., Kuznetsov B.I. Automatic control of moving objects and technological processes. V. 1: Theory of automatic control. Kharkiv: NTU KhPI, 2002. 490 p. (Ukr)
4. Smirnov V.S., Samkov A.V., Bulgach T.V. Organization of invariant amplification and conversion systems with the prediction ability for hardware of telecommunication equipment. *Zvyazok*. 2009. No 4. P. 47-51. (Rus)

5. Methods for robust, neuro-fuzzy and adaptive control. Moskva: Izd. MSTU named after N.E. Bauman, 2001. 744 p.
6. Mosca E., Pandolfi L. $H-\infty$ Control Theory. London: British Library Cataloguing, 1991. 325 p.
7. Vilanova R. IMC based robust PID design: Tuning guidelines and automatic tuning. *Journal of Process Control*. 2008. No 18(1). P. 61–70.
8. Kovrygo Yu.M., Bahan T.G. Method of design $H-\infty$ -PID-controller for objects with delay. *Naukovi visti NTUU KPI*. 2013. No 1. P. 27–33. (Ukr)
9. Kovrygo Yu.M., Bahan T.G., Bunke O.S. Methods to ensure stability of control systems based on PI and PID controllers. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2013. V 3. No 3 (63). P. 58–63. (Ukr)
10. Bahan T.G. Synthesis of robust controller with an internal model for objects without self-alignment. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2017. V.4. No 2 (8). P. 27–32. (Ukr)
11. Brosilow C., Joseph B. Techniques of model-based control. USA: PrenticeHall, 2002. 704 p.

Надійшла 05.03.2019

Received 05.03.2019