

УДК 629.3.025.2(045)

О.А. Сущенко, к.т.н., доц.

СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРА З ДВОМА СТУПЕНЯМИ ВІЛЬНОСТІ ДЛЯ СИСТЕМИ СТАБІЛІЗАЦІЇ ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ

Національний авіаційний університет
E-mail: fsu@nau.edu.ua

Розглянуто постановку задачі та алгоритм H_∞ -синтезу регулятора з двома ступенями вільності. Визначено процедуру проектування регулятора досліджуваного типу для системи стабілізації інформаційно-вимірювальних пристроїв, призначених для експлуатації на наземному рухомому об'єкті. Виконано моделювання синтезованої системи. Наведено результати синтезу.

Ключові слова: інформаційно-вимірювальні пристрої, регулятор із двома ступенями вільності, система стабілізації, H_∞ -синтез.

Постановка проблеми

Складність процесів управління, що супроводжують експлуатацію рухомих об'єктів, постійно зростає. При цьому існує важлива проблема стабілізації інформаційно-вимірювальних пристроїв, які забезпечують вимірювання та визначення інформації, необхідної для управління рухомими об'єктами, навігації та стеження за орієнтирами. До таких процесів надають високі точнісні вимоги, які неможливо задовольнити без стабілізації основи, на якій встановлюються відповідні інформаційно-вимірювальні пристрої, та відпрацювання командних сигналів із заданою точністю.

Сучасний етап розвитку систем стабілізації характеризується стрімким зростанням їх складності, що зумовлює необхідність створення відповідних методів проектування. Набувають поширення методи синтезу регуляторів систем стабілізації на підставі сучасної теорії управління. Серед них можна виділити H_∞ -метод.

При проектуванні систем управління взагалі та стабілізації і стеження, зокрема, цей підхід використовується для забезпечення робастної якості та стабілізації. Його особливістю є те, що проблема проектування формулюється як проблема математичної оптимізації, спрямована на пошук оптимального регулятора.

Перевагою цього підходу є простота його застосування для багатовимірних систем із перехресними зв'язками між каналами.

Недоліками підходу є математична складність та вирішальний вплив адекватності математичного опису системи на успішність розв'язання проблеми в цілому.

Аналіз досліджень і публікацій

Проблемам H_∞ -синтезу присвячено велику кількість наукових праць.

Уперше H_∞ -проблему було сформульовано у праці [1].

Найбільш узагальнені та поширені алгоритми розв'язання H_∞ -проблеми управління, засновані на рішеннях у просторі станів, розглянуто у праці [2].

Один із підходів до проектування систем управління та стабілізації полягає у формуванні характеристик передавальних функцій контурів управління з деякими заданими властивостями.

У праці [3] наведено алгоритм, що поєднує постановку задачі робастної стабілізації з класичним формуванням логарифмічно-частотних характеристик контурів управління.

Для задач стабілізації та стеження має значення управління як за зворотним зв'язком, так і за командними сигналами.

У таких ситуаціях якість процесів управління може бути забезпечена за рахунок використання регулятора з двома ступенями вільності.

Удосконалення алгоритму, наведеного у праці [3], для випадку регулятора з двома ступенями вільності було здійснено у праці [4].

Детальний аналіз цього алгоритму та особливості вибору вагових передавальних функцій під час формування характеристик передавальних функцій контурів управління наведено у праці [5].

Підхід до формування контурів управління робастної системи за рахунок використання пре- и посткомпенсаторів запропоновано у праці [6].

Мета роботи – створення процедури проектування H_∞ -регулятора з двома ступенями вільності для системи стабілізації інформаційно-вимірювальних пристроїв, призначених для експлуатації на наземному рухомому об'єкті.

Узагальнений алгоритм H_∞ -синтезу

Постановка проблеми H_∞ -синтезу [2] може бути здійснена на підставі узагальненої структурної схеми системи управління, показаної на рис. 1.

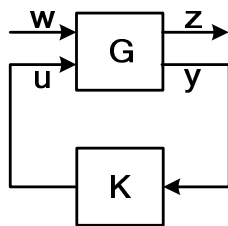


Рис. 1. Узагальнена структурна схема системи управління

Система управління складається з об'єкта управління та регулятора з матричними передавальними функціями $G(s)$, $K(s)$ відповідно, які є дробово-раціональними і правильними.

Узагальнений об'єкт управління являє собою систему з двома входами та виходами.

Вектор w є зовнішнім входом, який у загальному випадку складається зі збурень, перешкод вимірювань та командних сигналів.

Вхідний вектор u являє собою сигнали управління.

Вихідний вектор z визначає якість процесів управління. Наприклад, він може являти собою похибку відпрацювання командного сигналу, яка в ідеальному випадку дорівнює нулю.

Вихідний вектор y являє собою вектор спостережуваних сигналів, які використовуються для організації зворотних зв'язків.

Передавальна функція від входу w до виходу z визначається за допомогою дробово-лінійного перетворення

$$T_z^w = F_L(G, K).$$

Задачею H_∞ -синтезу є вибір такого регулятора $K(s)$, який би мінімізував норму $\|T_z^w\|_\infty$.

Вибір оптимального регулятора здійснюється на множині всіх регуляторів, що роблять замкнену систему T_z^w внутрішньостійкою, тобто на множині стабілізуювальних або допустимих регуляторів.

Система управління (рис. 1) може бути описана у просторі станів у такий спосіб:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + B_1 w(t) + B_2 u(t); \\ z(t) &= C_1 x(t) + D_{11} w(t) + D_{12} u(t); \\ y(t) &= C_2 x(t) + D_{21} w(t) + D_{22} u(t); \\ u(t) &= Ky(t). \end{aligned}$$

Рівняння об'єкта управління в матричній формі є такими:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ z(t) \\ y(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B_1 & B_2 \\ C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ w(t) \\ u(t) \end{bmatrix}.$$

Розв'язання проблеми H_∞ -синтезу базується на рішеннях рівнянь Ріккаті. При цьому мають виконуватись такі умови [7]:

1) пара матриць A, B_1 має бути стабілізованою, а пара матриць A, C_1 – детектованою;

2) пара матриць A, B_2 має бути стабілізованою, а пара матриць A, C_2 – детектованою;

$$3) \mathbf{D}_{12}^T [\mathbf{C}_1 \quad \mathbf{D}_{12}] = [\mathbf{0} \quad \mathbf{I}];$$

$$4) \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{D}_{21} \end{bmatrix} \mathbf{D}_{21}^T = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{I} \end{bmatrix}.$$

Умови 1 и 2 гарантують відсутність уявних власних значень матриць Гамільтона, що відповідають рівнянням Ріккати за управлінням та фільтрацією.

Умова 3 означає ортогональність сигналів $\mathbf{C}_1 \mathbf{x}(t)$ і $\mathbf{D}_{12} \mathbf{u}(t)$.

Умова 4 свідчить про ортогональність сигналів $\mathbf{B}_1 \mathbf{w}(t)$ і $\mathbf{D}_{21} \mathbf{w}(t)$.

Отже, умови 3, 4 є звичайними для H_2 -проблеми і поширюються на випадок H_∞ -синтезу.

У таких постановках задачі під об'єктом управління розуміють сукупність пристроїв та приладів, що складають реальну систему [8]:

- власне об'єкта управління;
- виконавчого механізму;
- вимірювальної системи;
- деяких додаткових пристроїв.

Методи H_∞ -синтезу

Найбільш відомі методологічні підходи до H_∞ -синтезу законів управління робастних систем засновані на формуванні характеристик передавальних функцій та аналізі властивостей сигналів системи.

У першому випадку H_∞ -оптимізація використовується для задання сингулярних чисел передавальних функцій. Максимальні сингулярні числа можна сформулювати, якщо задати для них певні верхні границі. Такий підхід дозволяє забезпечувати в синтезованих системах бажану смугу перепускання та амплітудно-частотну характеристику.

У другому випадку розглядається задана сукупність вхідних сигналів та мінімізуються деякі похибки сигналів. Такі вхідні сигнали, як зовнішні збурення, містять невизначеність, перешкоди вимірювань та командні сигнали.

У сучасній проблематиці проектування систем управління широкого класу існує

поняття регуляторів з однією та двома ступенями вільності.

Для багатьох прикладних застосувань використовують управління як за сигналами зворотних зв'язків, так і за командними сигналами, що і призводить до необхідності введення до розгляду двох ступенів регулятора системи.

Іноді для розв'язання цієї проблеми може використовуватися регулятор з одним ступенем вільності, наприклад, якщо управління здійснюється за сигналом похибки, тобто сигналом різниці між командним та вихідним сигналом.

У випадку жорстких вимог до характеристик перехідних процесів системи регулятор з одним ступенем вільності не дозволяє забезпечити їх виконання.

Зазвичай розв'язання проблеми стеження, актуальної для управління інформаційно-вимірювальними пристроями, встановлюваними на рухомій основі, вимагає використання контролерів із двома ступенями вільності.

Під час проектування робастних регуляторів важливо забезпечувати не лише робастність системи, а і вимоги, що надаються до її характеристик. У роботі [6] було запропоновано:

- уведення пре- та посткомпенсаторів для об'єкта управління з виконавчим механізмом та вимірювальною системою для обмеження сингулярних чисел розімкненої системи;
- виконання синтезу робастного стабілізуючого регулятора для об'єкта управління з обмеженими сингулярними числами та амплітудно-частотними характеристиками.

Якщо \mathbf{W}_1 , \mathbf{W}_2 являють собою пре- та посткомпенсатори, то об'єкт управління з обмеженими амплітудно-частотними характеристиками \mathbf{G}_s визначатиметься формулою

$$\mathbf{G}_s = \mathbf{W}_2 \mathbf{G} \mathbf{W}_1.$$

Існують різні підходи до проектування регуляторів із двома ступенями вільності. Останні за часом методи базуються на процедурах формування робастних контурів управління.

Один із таких методів, запропонований у роботі [4], може бути описаний структурною схемою, показаною на рис. 2.

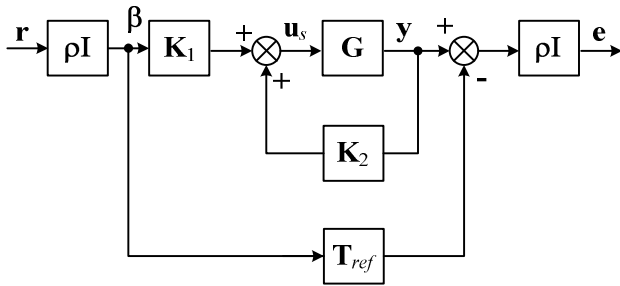


Рис. 2. Постановка проблеми формування робастних контурів регулятора з двома ступенями вільності

При застосуванні цього методу синтез управління за зворотними зв'язками, тобто регулятора зворотного зв'язку K_2 , здійснюється у такий спосіб, щоби задовольнити вимоги з робастної стійкості та придушення збурень, що діють на систему. Але на відміну від подібної процедури синтезу регулятора з одним ступенем вільності у цьому випадку використовується префільтр K_1 , який забезпечує відповідність реакції замкненої системи на командний сигнал щодо заданої еталонної моделі. Умова збігу вимірюваних та керованих виходів не є обов'язковою.

У цілому проблема проектування полягає у знаходженні стабілізуючого регулятора

$$K = [K_1 \quad K_2] \tag{1}$$

для об'єкта управління G_s , обмеженого ваговими передавальними функціями W_1, W_2 та поданого як результат нормалізованої взаємно простої факторизації

$$G_s = M_s^{-1} N_s.$$

Шуканий регулятор забезпечує мінімізацію H_∞ -норми передавальних функцій між сигналами r, φ та u_s, y, e відповідно до рис. 2, 3.

Отже, проблема проектування регулятора з двома ступенями вільності може бути зведена до узагальненої постановки проблеми H_∞ -синтезу і розв'язана за допомогою γ -ітерацій.

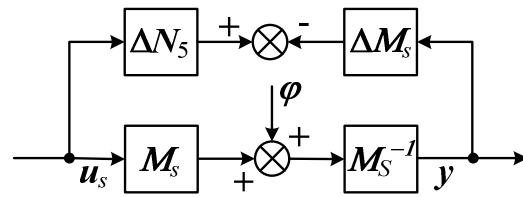


Рис. 3. Особливості дії параметричного збурення на об'єкт управління:

$\Delta N_s, \Delta M_s$ – невизначеності

Сигнал управління об'єктом, що обмежується ваговими передавальними функціями, визначається виразом

$$u_s = [K_1 \quad K_2] \begin{bmatrix} \beta \\ y \end{bmatrix},$$

де K_1 – префільтр,

K_2 – контролер зворотного зв'язку,

β – масштабований еталонний сигнал,

y – вимірюваний вихідний сигнал,

T_{ref} – бажана передавальна функція системи.

Скалярна величина ρ використовується проектувальником для вибору моделі, оптимальної з точки зору забезпечення робастності.

Для приведення проблеми проектування контролера з двома ступенями вільності до узагальненого вигляду необхідно ввести до розгляду узагальнений об'єкт управління P та вхідні (β, y) і вихідний (u_s) сигнали регулятора:

$$\begin{bmatrix} u_s \\ y \\ e \\ \beta \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ j \\ u_s \end{bmatrix}.$$

Якщо обмежений ваговими передавальними функціями об'єкт управління G_s та бажана еталонна модель описуються у просторі станів математичними описами:

$$G_s = \begin{bmatrix} A_s & B_s \\ C_s & D_s \end{bmatrix};$$

$$T_{ref} = \begin{bmatrix} A_r & B_r \\ C_r & D_r \end{bmatrix}.$$

то модель узагальненого об'єкта управління має такий вигляд:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_s & 0 & 0 & (\mathbf{B}_s \mathbf{D}_s^T + \mathbf{Z}_s \mathbf{C}_s^T) \mathbf{R}_s^{-1/2} & \mathbf{B}_s \\ 0 & \mathbf{A}_r & \mathbf{B}_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{I} \\ \mathbf{C}_s & 0 & 0 & \mathbf{R}_s^{1/2} & \mathbf{D}_s \\ \rho \mathbf{C}_s & -\rho^2 \mathbf{C}_r & -\rho^2 \mathbf{D}_r & \rho \mathbf{R}_s^{1/2} & \rho \mathbf{D}_s \\ 0 & 0 & \rho \mathbf{I} & 0 & 0 \\ \mathbf{C}_s & 0 & 0 & \mathbf{R}_s^{1/2} & \mathbf{D}_s \end{bmatrix}. \quad (2)$$

У моделі (2)

$$\mathbf{R}_s = \mathbf{I} + \mathbf{D}_s \mathbf{D}_s^T.$$

При цьому \mathbf{Z}_s являє собою єдиний позитивно визначений розв'язок узагальненого рівняння Ріккати:

$$(\mathbf{A}_s - \mathbf{B}_s \mathbf{S}_s^{-1} \mathbf{D}_s^T \mathbf{C}_s) \mathbf{Z}_s + \mathbf{Z}_s (\mathbf{A}_s - \mathbf{B}_s \mathbf{S}_s^{-1} \mathbf{D}_s^T \mathbf{C}_s)^T - \mathbf{Z}_s \mathbf{C}_s^T \mathbf{R}_s^{-1} \mathbf{C}_s \mathbf{Z}_s + \mathbf{B}_s \mathbf{S}_s^{-1} \mathbf{B}_s^T = \mathbf{0},$$

а

$$\mathbf{S}_s = \mathbf{I}_s + \mathbf{D}_s^T \mathbf{D}_s.$$

Модель (2) можна використати в алгоритмі H_∞ -синтезу [2]. На підставі цього алгоритму може бути визначений регулятор \mathbf{K} .

Алгоритм H_∞ -синтезу підтримується засобами розширеного пакету Robust Control Toolbox, який входить до системи MatLab, а саме командою `hinftopt`, яка знаходить рівняння регулятора, які мінімізують H_∞ -норму узагальненого об'єкта управління пошуком оптимального значення γ . Остаточний регулятор системи визначатиметься виразом

$$\mathbf{K} = [\mathbf{K}_1 \mathbf{W}_i \mathbf{K}_2].$$

Алгоритм синтезу регулятора з двома ступенями вільності містить такі кроки [5]:

– проектування регулятора з одним ступенем вільності за узагальненим алгоритмом H_∞ -синтезу з використанням лише прекомпенсатора (посткомпенсатор не використовується);

– вибір бажаної передавальної функції \mathbf{T}_{ref} від командного сигналу до керованих виходів;

– визначення скалярного параметра ρ у межах $1 \dots 3$;

– вибір вагових передавальних функцій для об'єкта з обмеженими амплітудно-частотними характеристиками

$$\mathbf{G}_s = \mathbf{W}_2 \mathbf{G} \mathbf{W}_1,$$

де

$$\mathbf{W}_1 = \mathbf{W}_p \mathbf{W}_a \mathbf{W}_g;$$

– розв'язання узагальненої проблеми H_∞ -синтезу для сформованого ваговою передавальною функцією об'єкта управління:

$$\mathbf{G}_s = \mathbf{W}_2 \mathbf{G} \mathbf{W}_1,$$

бажаної реакції системи, що формується передавальною функцією \mathbf{T}_{ref} і скалярного проектувального параметра ρ ;

– заміна префільтра \mathbf{K}_1 зваженим префільтром $\mathbf{K}_1 \mathbf{W}_i$ для забезпечення заданих характеристик системи в усталеному стані;

– аналіз отриманих результатів;

– у разі необхідності повторення процедури проектування регулятора після введення нових значень ρ , вагових передавальних функцій \mathbf{W}_1 , \mathbf{W}_2 та бажаної передавальної функції \mathbf{T}_{ref} .

Вибір вагових передавальних функцій потребує евристичних підходів. При цьому вибір \mathbf{W}_p має забезпечувати бажані сингулярні числа. Тобто правильним вибором \mathbf{W}_p можна забезпечувати високий коефіцієнт підсилення на низьких частотах та нахил амплітудно-частотної характеристики приблизно 20 дБ на декаду на бажаній смузі пропускання.

Отже, вагова передавальна функція W_p впливає на динамічні характеристики системи. Вибір інтегральної ланки забезпечує якісні характеристики на низьких частотах.

Випередження за фазою зменшує нахил амплітудно-частотної характеристики на частоті переходу.

Запізнення за фазою підвищує нахил амплітудно-частотної характеристики на високих частотах.

Вибір сингулярних чисел для бажаної смуги перепускання забезпечується ваговою передавальною функцією W_a .

Вагова передавальна функція W_g забезпечує управління характеристиками виконавчого механізму.

Функція W_g має обиратися так, щоби сигнали виконавчого механізму не перевищували значення, встановлювані для заданих командних сигналів та типових збурень.

Вибір вагової функції не має порушувати стійкість системи.

Синтез заснований на використанні математичного опису розширеного об'єкта управління P у просторі станів, який визначається виразом (2). У результаті синтезу визначається регулятор (1).

Вагова передавальна функція на структурній схемі системи стабілізації з синтезованим регулятором не позначена, оскільки для систем досліджуваного типу вона зазвичай обирається одиничною (рис. 4).

Найбільш актуальними для прикладних застосувань є дискретні регулятори. Їх можна отримати з неперервних за допомогою білінійного перетворення.

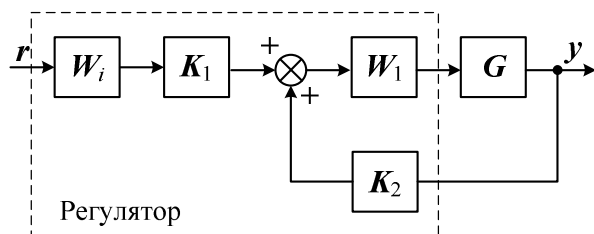


Рис. 4. Структурна схема системи стабілізації з регулятором із двома ступенями вільності

Прикладна реалізація метода

Синтез алгоритму системи стабілізації інформаційно-вимірювальних пристроїв, призначених для експлуатації на наземних рухомих об'єктах, може бути здійснено на підставі описаного методу проектування H_∞ -регулятора з двома ступенями вільності, що базується на постановці проблеми робастної стабілізації, обмеженні частотних характеристик передавальних функцій об'єкта за допомогою вагових передавальних функцій (пре- та посткомпенсаторів) та використанні узагальненого алгоритму H_∞ -синтезу.

Процедура синтезу містить декілька кроків, найбільш важливими з яких є:

- складання лінеаризованого математичного опису;
- зображення моделі у просторі станів;
- вибір еталонної моделі;
- вибір конструктивного параметра ρ ;
- вибір вагових передавальних функцій, що формують частотні характеристики об'єкта;
- реалізація узагальненого алгоритму H_∞ -синтезу;
- перевірка функціонування синтезованої системи за допомогою нелінійної моделі
- повторення процедури синтезу в разі необхідності.

На процес та результати синтезу законів управління суттєво впливає вибір еталонної моделі T_{ref} , конструктивного параметра ρ та вагових передавальних функцій, що використовуються для формування характеристик об'єкта.

На обчислювальній схемі системи стабілізації синтезований регулятор визначається складовими W_i , K_1 , K_2 , W_p , W_a , W_g (рис. 5).

У сучасних постановках проблем синтезу законів управління широкого класу під об'єктом розуміють:

- власне об'єкт управління;
- виконавчий механізм;
- вимірювальну систему.

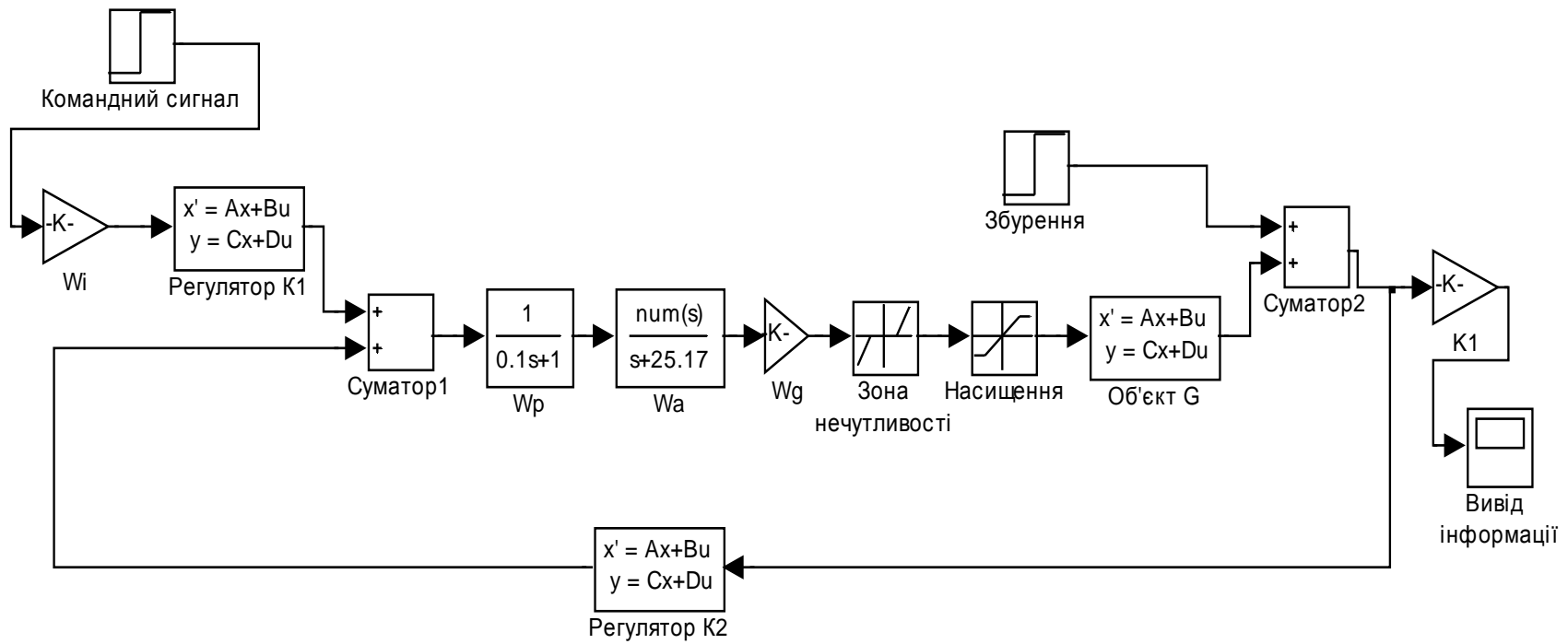


Рис. 5. Обчислювальна схема системи стабілізації

Конкретне прикладне застосування може розширити або звужити цей перелік. Щодо досліджуваної системи стабілізації інформаційно-вимірювальних пристроїв, установлюваних на наземному рухомому об'єкті, то до її складу входять:

– апаратура вимірювання та спостереження як об'єкт стабілізації;

– двигун постійного струму як виконавчий механізм;

– гіротахометр як вимірювальна система.

Сигнал управління з регулятора подається на двигун через широтно-імпульсний модулятор, який формує керуючу послідовність імпульсів, ширина яких визначається сигналом управління, що надходить із регулятора.

Першим кроком створення процедури синтезу є створення математичного опису.

Лінеаризована модель такої системи визначена у роботі [9].

Досліджувана система стабілізації складається з незалежних горизонтального та вертикального каналів. Процедури їх синтезу не мають відмінностей, тому розглядається система стабілізації в горизонтальній площині, яка являє собою одновимірну систему, що управляється командним сигналом та сигналом зворотного зв'язку за напругою.

До основних особливостей та припущень математичного опису об'єкта належать:

– необхідність використання об'єднаної моделі об'єкта стабілізації та двигуна внаслідок наявності пружного зв'язку між ними;

– знехтування динамікою вимірювальної системи;

– лінеаризація широтно-імпульсного модулятора.

Тоді модель системи стабілізації інформаційно-вимірювальних пристроїв у просторі станів визначатиметься такою системою рівнянь [9]:

$$\dot{x}_1 = k_{\text{дк}} x_5;$$

$$\dot{x}_2 = x_5;$$

$$\dot{x}_3 = x_6;$$

$$\dot{x}_4 = -\frac{1}{T_{\text{я}}} x_4 - \frac{c_{\text{е}}}{T_{\text{я}}} x_6 + 4,2 \frac{U_{\text{рег}}}{T_{\text{я}}};$$

$$\dot{x}_5 = -\frac{c_{\text{р}}}{J_{\text{рм}}} x_2 + \frac{c_{\text{р}}}{n_{\text{р}} J_{\text{рм}}} x_3 - \frac{f_{\text{рм}}}{J_{\text{рм}}} x_5;$$

$$\dot{x}_6 = \frac{c_{\text{р}}}{n_{\text{р}} J_{\text{дв}}} x_2 - \frac{c_{\text{р}}}{n_{\text{р}}^2 J_{\text{дв}}} x_3 + \frac{c_{\text{м}}}{R_{\text{об}} J_{\text{дв}}} x_4 - \frac{f_{\text{дв}}}{J_{\text{дв}}} x_6,$$

де x_1 – напруга, що відповідає кутовій швидкості стеження;

$k_{\text{дк}}$ – коефіцієнт передачі датчика кута;

x_5 – похідна кута повороту робочого модуля;

x_2 – кут повороту робочого модуля, в якому встановлюється апаратура вимірювання та спостереження;

x_3 – кут повороту валу двигуна;

x_6 – похідна куту повороту двигуна;

x_4 – напруга, що надходить від ланцюга управління двигуна на широтно-імпульсний модулятор та далі на регулятор;

$T_{\text{я}}$ – стала часу якоря двигуна;

$c_{\text{е}}$ – стала електрорушійної сили;

$U_{\text{рег}}$ – сигнал управління, що надходить на регулятор через широтно-імпульсний модулятор;

$c_{\text{р}}$ – жорсткість редуктора;

$J_{\text{рм}}$ – момент інерції робочого модуля;

$n_{\text{р}}$ – передавальне число редуктора;

$f_{\text{рм}}$ – коефіцієнт лінеаризованого моменту тертя робочого модуля;

$J_{\text{дв}}$ – момент інерції двигуна;

$c_{\text{м}}$ – стала моменту навантаження;

$R_{\text{об}}$ – опір обмоток ланцюга якоря двигуна;

$f_{\text{дв}}$ – коефіцієнт лінеаризованого моменту опору двигуна.

Важливим кроком проведення H_{∞} -синтезу регулятора з двома ступенями вільності є вибір еталонної моделі.

Найбільш проста та поширена еталонна модель може бути подана передавальною функцією $\frac{k}{Tp+1}$.

У багатьох випадках для більш гнучкого задання точнісних характеристик доцільно використовувати еталонну функцію

$$\frac{k_1}{T_1 p + 1} \frac{k_2}{T_2 p + 1}, \text{ де } T_1 \gg T_2.$$

Якщо еталонна функція допускає деяку коливальність, можна використовувати еталонну модель

$$\frac{k}{T^2 p^2 + 2\xi T p + 1}.$$

Вибір еталонної моделі визначається вимогами до перехідного процесу відпрацювання командного сигналу. Але цей процес не є простим та однозначним і вимагає евристичних підходів. Вибір еталонної моделі значно впливає на структуру регулятора, зокрема на визначення передавальної функції W_i , яка є його складовою.

Для досліджуваної системи доцільно обрати еталонну модель першого типу

$$\frac{k}{T_1 p + 1}, \text{ де } k = 0,25; T_1 = 0,25.$$

Математичний опис еталонної моделі у просторі станів є таким:

$$Ar = -\frac{1}{T};$$

$$Br = \frac{k}{T};$$

$$Cr = 1;$$

$$Dr = 0.$$

Наступним кроком є вибір конструктивного параметра ρ . Його рекомендоване значення має діапазон 1...3.

Для систем досліджуваного типу бажано використовувати максимальне значення цього діапазону або дещо більші значення.

Вибір передавальних функцій претаккомпенсаторів є найбільш складним кроком процедури H_∞ -синтезу, оскільки він переважно базується на методі спроб та помилок. Виходячи з загальноприйнятих рекомендацій, доцільно покласти посткомпенсатор

$W_2 = 1$. Щодо прекомпенсатора W_1 , то тут необхідно врахувати передавальну функцію, що описує підсилювач потужності.

На наступному кроці формується передавальна функція узагальненого об'єкта.

Особливістю процедури H_∞ -синтезу системи досліджуваного типу є необхідність мінімальної реалізації моделі об'єкта G у зв'язку з її астатизмом. Після цього формується розширений об'єкт з урахуванням претаккомпенсаторів:

$$Gs = W_2 G W_1,$$

де $W_2 = 1$;

$$W_1 = W_p W_a W_g;$$

$$W_p = \frac{0,15}{0,1s + 1};$$

$$W_a = 10 \frac{0,4s + 24,76}{s + 25,17};$$

$$W_g = 1.$$

Далі формується узагальнена модель об'єкта і застосовується алгоритм H_∞ -синтезу, запропонований у праці [2].

У результаті синтезу визначається H_∞ -регулятор. При цьому досягається значення параметра $\gamma = 0,1426$.

Для перевірки властивостей синтезованого регулятора створюється модель замкненої системи з урахуванням нелінійностей, приладних реальній апаратурі.

Результати синтезу H_∞ -регулятора з двома ступенями вільності для номінальної та збуреної системи показано на рис. 6.

Висновки

Проаналізовано методи H_∞ -синтезу та розглянуто особливості алгоритму проектування робастного регулятора з двома ступенями вільності. Виконано прикладну реалізацію дослідженого алгоритму для системи стабілізації інформаційно-вимірювальних пристроїв, призначених для експлуатації на наземних рухомих об'єктах.

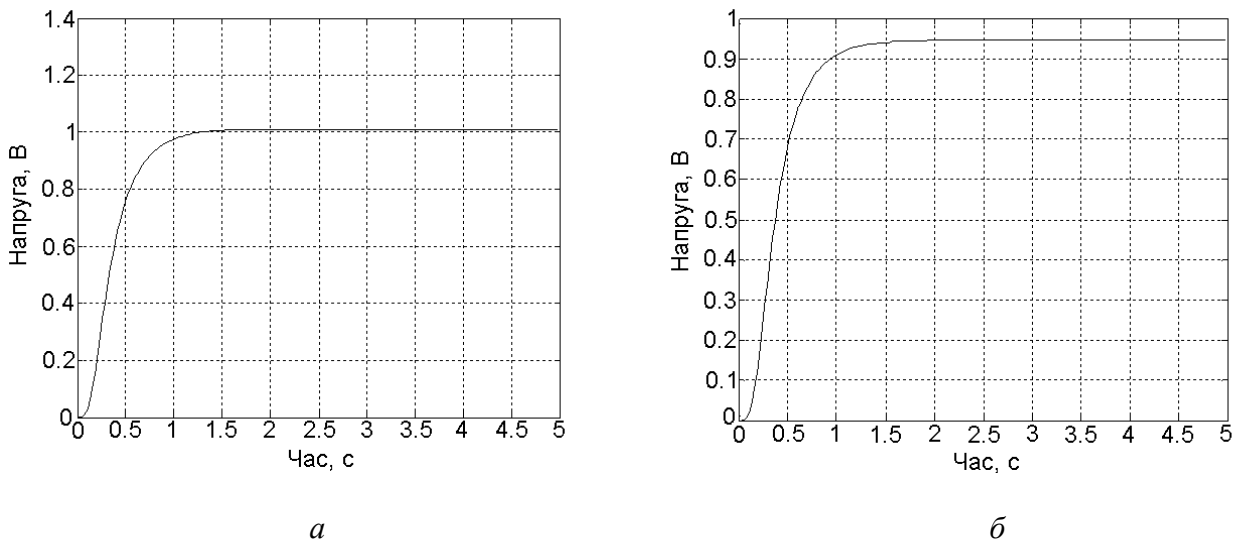


Рис. 6. Результати синтезу регулятора:

а – для номінального випадку;

б – для збуреного випадку

Література

1. Zames, G. 1981. Feedback and optimal sensitivity: model reference transformations, multiplicative seminorms, and approximate inverses. – IEEE Transactions on Automatic Control. Vol. 26, N. 2: 301–320.

2. Doyle, J.C.; Glover, K.; Khargonekar, P.P.; Francis, B.A. 1989. State-space solutions to standard H_2 and H_∞ problems. – IEEE Transactions on Automatic Control. Vol. 34, N 8: 831–847.

3. Glover, K.; McFarlane, D. 1989. Robust stabilization of normalized coprime factor plant descriptions with H_∞ bounded uncertainty. – IEEE Transactions on Automatic Control. Vol. 34, N 8: 829–830.

4. Hoyle, D.; Hyde, R.A.; Limebeer, D.J.N. 1991. An H_∞ approach to two degree of freedom design. – Proceedings of the 30th. – IEEE Conference on Decision and Control. Brighton (UK): 1581–1585.

5. Skogestad, S.; Postlethwaite, I. 1997. Multivariable Feedback Control: Jonh Wiley. New York: 559 p.

6. McFarlane, D.; Glover, K. 1990. Robust Controller Design Using Normalized Coprime Factor Plant Descriptopns. Vol. 138 of Lecture Notes in Control and Information Sciences, Springer-Verlag, Berlin.

7. Егупов И.П. Методы робастного, нейронечеткого и адаптивного управления / И.П. Егупов. – М.: МГТУ им. Н.Э.Баумана, 2002. – 744 с.

8. Поляк Б.Т. Робастная устойчивость и управление / Б.Т. Поляк, П.С. Щербаков. – М.: Наука, 2002. – 303 с.

9. Сущенко О.А. Особливості лінеаризації системи стабілізації рухомого наземного об'єкта / О.А. Сущенко // Електроніка та системи управління. – 2008. – №1(15). – С. 62–66.