

УДК 681.511.42.037.5

DOI: 10.18372/2073-4751.84.20902

Тачиніна О.М.,

orcid.org/0000-0001-7081-0576

olena.tachynina@npp.kai.edu.ua

Абрамович О.О.,

orcid.org/0009-0002-8036-0665

olena.abramovych@npp.kai.edu.ua

Білак Н.В.,

orcid.org/0009-0001-2207-7995

nataliia.bilak@npp.kai.edu.ua

Кліпа А.М.,

orcid.org/0009-0003-4807-2257

antonina.klipa@npp.kai.edu.ua

МЕТОД БАГАТОМОДЕЛЬНОЇ ПАРАМЕТРИЧНОЇ РОБАСТНОЇ ОПТИМІЗАЦІЇ ЦИФРОВИХ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ ПОЛЬОТОМ

Державний університет «Київський авіаційний університет»

Вступ

Однією з центральних задач сучасної теорії керування польотом є забезпечення якості та робастності по відношенню до зміни параметрів об'єкта. У літературі такий підхід називається NPRS-підхід (Nominal Performance-Robust Stability) [1, 2]. При цьому для практичних цілей синтезу використовується так званий багатомодельний підхід, заснований на застосуванні складного критерію якості, що включає в себе оцінки якості номінальної і збуреної систем при детермінованих і випадкових збуреннях, а також оцінки робастності системи з відповідними ваговими коефіцієнтами (множниками Лагранжа) [3]. Цей підхід дозволяє знайти компроміс між вимогами якості та робастності систем керування (СК).

Описані в літературі методи [4, 5] охоплюють в основному випадки неперервних систем. У той же час, цілий ряд практичних завдань, в яких використовується цифровий регулятор, вимагає вирішення безпосередньо в дискретному часі. Особливо це стосується керування малими безпілотними літальними апаратами (БПЛА), в яких обмеження на вагу, габарити, вартість, енергоспоживання

бортового комп'ютера є досить жорсткими [6, 7]. Вищевикладені вимоги також обмежують не тільки можливість комп'ютерної реалізації алгоритмів керування, але і кількість навігаційних вимірювачів, що використовуються в якості датчиків СК. У цій ситуації доречно застосування тільки відомих, апробованих на практиці і досить простих структур СК [1, 2]. Тому підвищення якості та робастності СК польотом малих БПЛА можливе тільки з використанням методів параметричної оптимізації.

Мета

Застосування NPRS - підходу базується на використанні H_2 -норми як загальноприйнятої оцінки якості системи [6] як при детермінованих, так і при випадкових збуреннях, а також H_∞ -норми функції комплементарної чутливості системи як оцінки її робастності [2]. Описані в літературі [8-10] процедури H_2/H_∞ - оптимізації розроблені в основному для неперервного часу, тому кінцевою метою даної статті є безпосереднє застосування цього підходу до системи з дискретним часом.

Основна частина

Забезпечення номінальної якості та робастної стійкості можна досягти,

використовуючи складний критерій оптимізації, що включає (з відповідними ваговими коефіцієнтами) H_2 -норми, обчислені як для детермінованого, так і стохастичного випадків, а також вищезгадану H_{∞} -норму, причому всі ці норми обчислюються як для номінальної, так і параметрично збурених моделей об'єкта керування [3].

Це дозволяє регулювати внески детермінованої та стохастичної частин у мінімізований показник якості. Водночас об'єднання в один критерій оптимізації H_2 - та H_{∞} -норм дає змогу досягти компромісу між вимогами до мінімізації впливу зовнішніх (координатних) та внутрішніх (параметричних) збурень [9, 10].

Розглянемо складний критерій оптимізації, що включає в себе наступні компоненти:

1) H_2 -норма для кожної моделі дискретної СК (номінальної та параметрично збуреної) у детермінованому випадку:

$$J_d = \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} [\dot{X}^T(k) \cdot Q \cdot X(k) + u^T(k) \cdot R \cdot u(k)] \dot{X}} \quad (1)$$

2) H_2 -норма для кожної моделі в стохастичному випадку:

$$J_s = \sqrt{E_M [X^T(k) \cdot Q \cdot X(k) + u^T(k) \cdot R \cdot u(k)] \dot{X}} \quad (2)$$

3) H_{∞} - норма для кожної моделі:

$$\|T(j\omega)\|_{\infty} = \sqrt{\text{Sup}_{\omega} \bar{\sigma}(T(j\omega))}, 0 \leq \omega \leq \omega_N \quad (3)$$

де ω_N - частота Найквіста: $\omega_N = \frac{\pi}{T_s}$.

У виразах (1) та (2) X - вектор змінних простору станів, u - вектор керування, E_M - оператор математичного очікування, Q, R - діагональні матриці, які враховують вагу кожної змінної простору станів (Q) та керуючих впливів (R).

У виразі (3) $\bar{\sigma}$ - максимальне сингулярне число матриці $T(j\omega)$

комплементарної функції чутливості в діапазоні частот: $0 \leq \omega \leq \omega_N$.

Наступним кроком є визначення четвірки матриць $[A_{cl}, B_{cl}, C_{cl}, D_{cl}]$, що описують детерміновані моделі цифрової замкнутої системи для номінального та параметрично збуреного випадків. Послідовне з'єднання цієї моделі з формуючим фільтром утворює модель для аналізу стохастичного випадку. Таким чином, у багатомодельному підході використовуються такі четвірки матриць:

- для опису замкненої системи (з вектором Y на виході) в номінальному та параметрично збуреному випадках;

- для розрахунку оптимізаційного критерію замкненої системи в детермінованому випадку для номінального і параметрично збуреного об'єктів;

- для розрахунку оптимізаційного критерію замкненої системи в стохастичному випадку для номінального і параметрично збуреного об'єктів:

Ці моделі дозволяють розрахувати H_2 -норми (1) і (2) для номінальної та збуреної моделей, використовуючи граміани керованості замкненої системи для детермінованого G_d та стохастичного G_s випадків. Ці граміани можуть бути знайдені з рішення рівнянь Ляпунова як для номінальних, так і параметрично збурених моделей детермінованих і стохастичних дискретних систем [8,10]:

$$A_{cl} G_d A_{cl}^T - G_d + B_{cl} B_{cl}^T = 0 \quad (4)$$

$$A_{cls} G_s A_{cls}^T - G_s + B_{cls} B_{cls}^T = 0 \quad (5)$$

Відповідно до [6, 10], квадрати H_2 - норм (1) і (2) можна отримати наступним чином:

$$J_d^2 = \text{trace } \dot{X} \quad (6)$$

$$J_s^2 = \text{trace } \dot{X} \quad (7)$$

де C_0^w, C_{0s}^w - вагові матриці спостережень:

$$C_o^w = C_o \cdot Q; C_{os}^w = C_{os} \cdot Q;$$

$$Q = \text{diag}(q_1, \dots, q_n),$$

q_1, \dots, q_n – вагові коефіцієнти змінних простору станів.

Застосування граміванів керованості для оптимізації показника якості дуже важливе з практичної точки зору, оскільки дає можливість у процесі мінімізації «керувати» внеском кожної компоненти вектора простору станів у комплексний показник якості, досягаючи таким чином відповідності заданим вимогам до параметрів польоту [3]. Лінійна комбінація частинних показників якості, що відповідають різним моделям, визначає складний показник якості всього ряду моделей:

$$J_c = \lambda_d J_d^2 + \lambda_d^p (J_d^p)^2 + \lambda_s J_s^2 + \lambda_s^p (J_s^p)^2 \quad (8)$$

де $\lambda_d, \lambda_d^p, \lambda_s, \lambda_s^p$ – відповідні вагові коефіцієнти. Робастність системи визначається H_{∞} - нормою матриці комплементарної чутливості [9, 10]:

$$\|T\|_{\infty} = \sqrt{\text{Sup}_{\omega} \bar{\sigma}(T(j\omega))}; \quad 0 \leq \omega \leq \omega_N, \quad (9)$$

де: $T(z) = C(z)G(z)\hat{i}$, $z = \exp(j\omega T_s)$, $G(z)$ і $C(z)$ – матриці передавальних функцій об'єкту з виконавчим механізмом і регулятора відповідно. Приєднуючи цю H_{∞} - норму для номінальної та параметрично збуреної моделей з відповідними ваговими коефіцієнтами $\lambda_{\infty}, \lambda_{\infty}^p$ до складного показника якості, ми можемо отримати сукупний показник якості-робастність:

$$P_{p-r} = \hat{i} J_c + \lambda_{\infty} \|T\|_{\infty}^2 + \lambda_{\infty}^p \|T^p\|_{\infty}^2 \quad (10)$$

Збільшуючи або зменшуючи вагу $\lambda_{\infty}, \lambda_{\infty}^p$ щодо ваги складових якості $\lambda_d, \lambda_d^p, \lambda_s, \lambda_s^p$, можна досягти компромісу між якістю і робастністю системи. Показник «якість-робастність» (10) є функцією вектора змінних параметрів регулятора (автопілота) \vec{C}_a , що включає в себе коефіцієнти підсилення всіх вхідних сигналів. Оптимізаційна процедура повинна визначити таку величину вектора \vec{C}_a , при якій показник «якість-

робастність» (10) досягає мінімуму. Оскільки граміван керованості можна визначити тільки для стійких і повністю керованих систем, то при варіюванні \vec{C}_a у процесі виконання оптимізаційної процедури необхідно забезпечити стійкість системи, тобто величини змінних параметрів регулятора повинні бути обмежені умовами стійкості системи. Для зведення задачі умовної мінімізації до безумовної, необхідно включити в критерій оптимізації штрафну функцію (PF), що обмежує розміщення полюсів замкнутої системи всередині заданої області M на комплексній площині. Штрафна функція є функцією мінімальної відстані від полюсів номінальної та збуреної систем до кожної з меж області M . Сама ж штрафна функція PF, як функція цієї мінімальної відстані d_m визначається виразом:

$$PF(d_m) = \begin{cases} 0, & \text{якщо } d_m \geq d_{m1} \\ \frac{P}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi \cdot (d_m - d_0)}{(d_{m1} - d_0)} \right) \right] \end{cases}$$

де P - велика величина (наприклад, $P=10^4-10^6$). В результаті складний критерій оптимізації має наступний вигляд:

$$J_{\Sigma} = J_c + PF \quad (11)$$

а оптимальний вектор параметрів налаштування регулятора визначається як результат виконання процедури оптимізації:

$$\vec{C}_a^{\square} = \text{argmin} J_{\Sigma \square}(\vec{c}_a), \quad \vec{C}_a \in M_c \quad (12)$$

де M_c - область стійкості в просторі параметрів регулятора, яка визначається областю M .

Перший крок виконання оптимізації полягає у визначенні структури та початкових параметрів з точки зору розміщення полюсів замкнутої системи в заданій області. Найбільш повне рішення цієї задачі міститься в [3], де розглянуто загальний випадок динамічних зворотних зв'язків за змінними стану, проте реалізація цього методу вимагає розробки досить складного алгоритму. У той же час

використання деяких стандартних функцій пакету програм MATLAB, хоча і дає тільки першу «підказку» початкових значень параметрів регулятора, але в цілому призводить до їх знаходження значно швидше. До них відноситься, наприклад, функція синтезу оптимального лінійно-квадратичного регулятора «lqr.m» за умови, що вимірюються всі змінні стану. Потім з матриці оптимальних коефіцієнтів підсилення видаляються ті коефіцієнти, які відносяться до змінних станів, що не вимірюються в реальній системі.

Після знаходження вектора початкових значень параметрів виконується процедура оптимізації, яка в даній статті базується на методі Нелдера-Міду. Знайдені при цьому оптимальні значення параметрів використовуються для оцінки як якості (в детермінованому і стохастичному випадках), так і робастності системи керування.

Якщо деякі змінні простору станів не задовольняють вимогам до системи керування польотом, необхідно змінити відповідні вагові коефіцієнти у виразі (8) і виконати процедуру оптимізації заново. Співвідношення між H_2 - або H_∞ - нормами (співвідношення між якістю та робастністю системи) змінюється за допомогою вагових коефіцієнтів $\lambda_\infty, \lambda_\infty^p, \lambda_d, \lambda_d^p$. Таким чином, виконання оптимізаційної процедури відбувається в інтерактивному режимі до тих пір, поки якість і робастність системи не буде задовольняти певним вимогам.

Останнім етапом процедури синтезу СК є моделювання її динаміки нелінійних елементів типу насичення, зони нечутливості тощо, які властиві реальним законам управління польотом [1]. У зв'язку з цим остаточний висновок про якість функціонування СК роблять після її моделювання в пакеті Simulink з використанням необхідних нелінійних функцій.

Коротко зупинимося на питанні щодо теоретичного обґрунтування запропонованої процедури параметричної оптимізації, яка здійснюється тільки для двох точок простору основних параметричних збурень – для номінальної і збуреної істинних повітряних швидкостей. Ці точки визначаються вимогами до області допустимих режимів польоту, що задається на початкових стадіях проектування літального апарату. Чи будуть ці результати справедливими для будь-якого значення істинної повітряної швидкості всередині заданого інтервалу швидкостей? У [9,10] на основі методу лінійних матричних нерівностей доведено, що рішення задачі змішаної H_2/H_∞ -оптимізації існує, якщо модель об'єкта керування в просторі станів є стабілізованою і детектованою. Таким чином, завдання зводиться до перевірки умов керованості та спостережуваності або хоча б стабілізації та детектованості на всьому вищезазначеному інтервалі повітряних швидкостей. Практично цей факт може бути встановлений безпосередньою перевіркою умов керованості та спостережуваності (стабілізованості та детектуваності) в декількох точках даного діапазону, що не представляє істотних труднощів. Тому даний підхід широко і успішно застосовується для вирішення багатьох теоретичних і практичних завдань [8, 9].

Параметрична робастна оптимізація дискретної СК бічного руху БПЛА.

Розглянемо режим стабілізації курсу для малого БПЛА з наступними параметрами [3]: швидкість $U_0=250$ км/год, висота $H_0 = 2$ км, максимальна злітна маса $m=146$ кг, моменти інерції $J_{xx}=17.8$ кг·м², $J_{zz} = 124$ кг·м², $J_{xz} = 2.6$ кг·м², площа крил $S=1.84$ м². Компоненти матриці інерції БПЛА наведені у пов'язаній з літаком системі координат, прийнятій в літературі [3],

де вісь x є поздовжньою віссю літака, вісь y розташована в горизонтальній площині літака і спрямована вздовж правого крила літака, а вісь z спрямована вниз. Позначення кутових швидкостей p, r (яким відповідає ω_x і ω_z у вітчизняній літературі) також є загальноприйнятим в англомовній літературі. Управління в бічному русі здійснюється тільки елеронами.

Розглядаються дві моделі: номінальна (при істинній повітряній швидкості 250 км/год) і збурена (при істинній повітряній швидкості 200 км/год). Матриці простору станів A_u (A_{up}) та керування B_u (B_{up}) для обох лінійних моделей з входом керування δ_a , вектором стану $X = \dot{z}$ і вектором виходу $Y = \dot{z}$ мають вигляд:

$$A_u = \begin{bmatrix} -0.136 & 0.14 & 10^{-4} & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -56.21 & 0 & -11.25 & 3.3 & 0 \\ 1.2 & 0 & -0.21 & -0.24 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_{up} = \begin{bmatrix} -0.109 & 0.175 & 10^{-4} & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -36.28 & 0 & -9.2 & 2.8 & 0 \\ 0.86 & 0 & -0.17 & -0.185 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_u = \dot{z};$$

$$B_{up} = \dot{z}$$

де матриці збуреної моделі позначаються індексом "р", а в якості змінних стану використовуються: β, ϕ, ψ - кути ковзання, крену і рискання відповідно, а також p, r - кутові швидкості крену і рискання відповідно. При дослідженні стохастичного випадку передбачалося, що на БПЛА діє турбулентний бічний вітер, с.к.з. миттєвої швидкості якого дорівнює 2,5 м/сек.

На вхід автопілота надходять сигнали від датчиків кутів крену ϕ і рискання ψ , і кутових швидкостей крену p і рискання r . Коефіцієнти підсилення цих сигналів позначені відповідно як $K_{\phi}, K_{\psi}, K_p, K_r$. Відомо [1,

2], що стандартна схема бічного руху автопілота містить реальний диференціатор (wash-out filter) в ланцюзі датчика швидкості рискання r . Передавальна функція цього ланцюга в дискретному часі має вигляд:

$$W_r(z) = K_r \frac{z-1}{z-d} = K_r W_0(z),$$

$$d = e^{T/\tau}, T = 0.02 \text{ с}, \tau = 1 \text{ с}$$

Передавальна функція пристрою динамічної корекції (дискретного ПД-регулятора) [3], на вхід якого надходять сигнали від кута крену ϕ і швидкості крену p , має вигляд:

$$W_c(z) = K_{v1} + K_{v0} \frac{z-1}{Tz}$$

Закон управління має такий вигляд:

(13)

Закон керування (3) можна переписати в термінах простору станів, де вихідний сигнал u пов'язаний з вхідним вектором $Y = \dot{z}$ наступним співвідношенням:

$$\chi_{n+1} = A_u \cdot \chi_n + B_u \cdot y$$

$$u_n = C_n \cdot \chi_n + D_u \cdot y$$

в якому четвірка матриць $[A_u, B_u, C_u, D_u]$ має розміри $2 \times 2, 2 \times 4, 1 \times 2, 1 \times 4$ відповідно. При цьому всі елементи матриць є компонентами вектора параметрів автопілота \vec{C}_a :

$$C_a = [K_{v1}, K_{v0}, K_{\phi}, K_p, K_r, K_{\psi}],$$

оптимальні значення яких визначаються в результаті виконання оптимізаційної процедури.

Складний показник «якість-робастність» можна записати в такому вигляді:

J_{0d}, J_{0s} - показник якості для детермінованої та стохастичної частини номінальної системи, $\lambda_{0d}, \lambda_{0s}$ - відповідні вагові коефіцієнти; символ з індексом 'р' означає величину збуреної системи. Символами $T_{\infty}(T_{p\infty})$ і $\lambda_{\infty}(\lambda_{p\infty})$ позначається H_{∞} -норми для функції комплементарної чутливості та відповідні вагові коефіцієнти для номінальної та збуреної системи. Після

декількох «прогонів» оптимізаційної процедури були визначені наступні значення вагових коефіцієнтів: $\lambda_{0d} = \lambda_{pd} = 10$; $\lambda_{0s} = \lambda_{ps} = 12$, $\lambda_{\infty} = \lambda_{p\infty} = 20$.

Після виконання останнього «прогону» оптимізаційної процедури з даними значеннями вагових коефіцієнтів і

параметрів штрафної функції визначено наступний вектор параметрів налаштування автопілота:

$$\vec{C}_a = [0.3 \ 0.007 \ 6 \ 16 \ 5 \ 4].$$

Чисельні характеристики номінальної та збуреної систем представлені в табл.1.

Таблиця 1. Чисельні характеристики номінальної та збуреної систем

Об'єкт	С.к.в. змінних простору станів				
	ϕ град.	p град/с	r град/с	ψ град	δa град
Номін.	0.245	0.412	0.1120	0.093	0.023
Збур.	0.269	0.389	0.1121	0.118	0.029
	Запас стійкості		Н ₂ - норма	Н ₊ - норма	
	Ph (град)	Am дБ			
Номін.	17	4,1	0.156	0,903	
Збур.	25	7.5	0.137	1.037	

Близькість динамічних характеристик замкнутих номінальної та параметрично збуреної систем ілюструється і логарифмічними частотними характеристиками, представленими на рис.1, де графік 1 – динамічна характеристика номінальної замкнутої системи, а графік 2 – збуреної відповідно.

Моделювання перехідних процесів у номінальній та збуреній системах було виконано з урахуванням усіх

нелінійних функцій, які притаманні реальному автопілоту, та за наявності турбулентного бокового вітру. ($\sigma_{vw} = 2.5 \text{ м/с}$). Результат моделювання зображений на рис. 2 (для прикладу взято перехідний процес кута крену (рис. 2, а) і перехідний процес швидкості крену (рис. 2, б)), де суцільною лінією представлені перехідні процеси в номінальній системі, а пунктирною лінією – в збуреній.

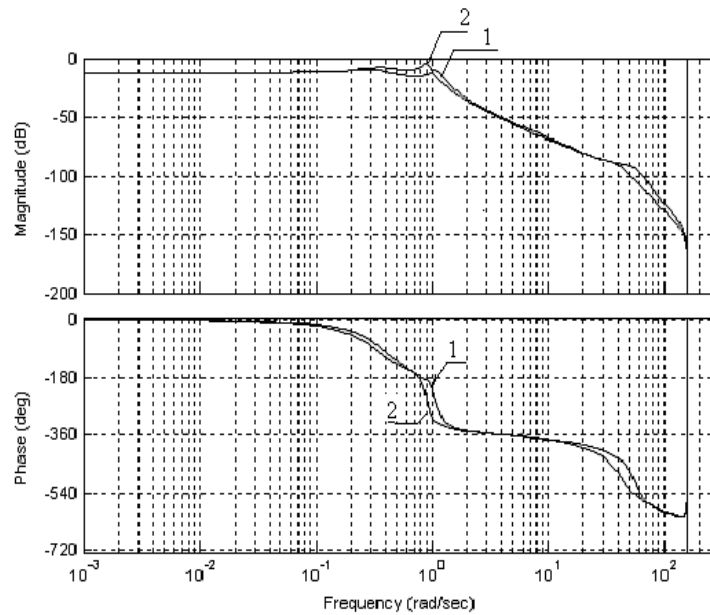


Рис.1. Логарифмічні частотні характеристики замкнутої системи.

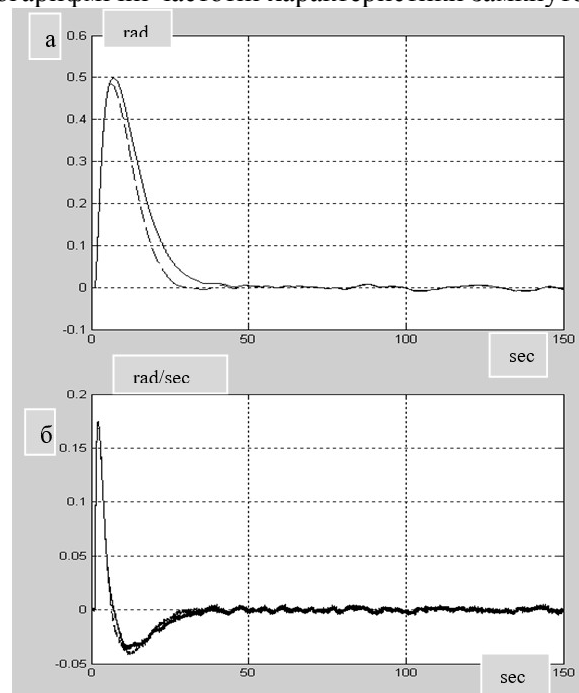


Рис.2. Перехідні процеси в дискретних СК бічного каналу.

Як видно з таблиці 1, що с.к.в. змінних стану номінальної та збуреної систем, також як і запаси стійкості, H_2 і H_{∞} - норми відрізняються одна від одної незначно. Малі значення с.к.в. змінних стану в стохастичному випадку і H_2 - норм в детермінованому випадку свідчать про те, що система має значний резерв якості, яким можна знехтувати задля підвищення робастності СК.

Висновки

У роботі на прикладі дослідження режиму стабілізації курсу для малого БПЛА продемонстровано особливості використання NPRS-підходу до системи з дискретним часом. В процесі синтезу використано багатомодельний підхід, заснований на застосуванні складного показнику «якість-робастність», що включає в себе оцінки якості номінальної і збуреної систем при детермінованих і випадкових збуреннях, а також оцінки робастності

системи з обраними ваговими коефіцієнтами. Мінімальне значення показника «якість-робастність» як функції вектора змінних параметрів регулятора забезпечується виконанням параметричної оптимізації методом Нелдера-Міда. Виконання оптимізаційної процедури відбувається в інтерактивному режимі до тих пір, поки якість і надійність системи не буде задовольняти заданим вимогам. Таким чином, наведений підхід дозволяє досягти компромісу між суперечливими вимогами до якості та робастності СК.

Література

1. *A.Mavali, A.Naderi Saatlo.* Robust H Infinity Control of Micro-Grid to Develop the Power Management Performance. *Signal Processing and Renewable Energy (SPRE)*, 7(3), 2023 p.p. 95-112.
2. *N.Hui, Y.Guo, X.Han, B Wu.* Robust H-Infinity Dual Cascade MPC-Based Attitude Control Study of a Quadcopter UAV. *Actuators* 2024, 13, 392.
3. *O.Tachinina, O.Lysenko, V.Shevchenko, S.Ponomarenko.* Synthesis of the Launch Trajectory of an Unmanned Space Vehicle Based on Sufficient Conditions of Optimal Control. *IEEE 6th International Conference APUAVD 2021 - Proceedings*, pp. 157–160.
4. *Z.Niu, L.Yang, Z.Huang, H.Jiang,* Design of Heading Adjustment System for Composite Wing UAV Based on PID Controller. In *Proceedings of the 2023 IEEE International Conference on Unmanned Systems (ICUS)*, Hefei, China, 13–15 October 2023; pp. 1505–1511.
5. *M.Madebo, C.Abdissa, L.Lemma, D.Negash.* Robust Tracking Control for Quadrotor UAV with External Disturbances and Uncertainties Using Neural Network Based MRAC. *IEEE Access* 2024, 12, 36183–36201.
6. *O.Tachinina, O.Lysenko, V.Kutiropov.* Classification of Modern Unmanned Aerial Vehicles. *Electronics and control systems.*– 2022. Vol. 4 No. 74 . – 79-86.
7. *N.T.Chung, C.H.Tinh.* Design of Robust H_{∞} Combined with PID Controller Using Fuzzy Logic for a Missile Autopilot. *Advances in Military Technology* Vol. 19, No. 1, 2024, pp. 41-53.
8. *S.Yazdkhastil, D.Sabzevari, J.Z.Sasiadek.* Adaptive H-infinity extended Kalman filtering for a navigation system in presence of high uncertainties. *Transactions of the Institute of Measurement and Control* Volume 45, Issue 8, May 2023, Pages 1430-1442.
9. *X.Gong, J.Suh, C.Lin.* A novel method for identifying inertial parameters of electric vehicles based on the dual H infinity filter. *Vehicle System Dynamics* 58(1): 28–48.
- V.Malik, T. Kargin, J. Hajar, B.Hassibi.* Optimal Infinite-Horizon Mixed H_2/H_{∞} Control. *60th Annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing*, 24 September 2024, pp.1-8.

Тачиніна О.М., Абрамович О.О., Білак Н.В., Кліпа А.М.

МЕТОД БАГАТОМОДЕЛЬНОЇ ПАРАМЕТРИЧНОЇ РОБАСТНОЇ ОПТИМІЗАЦІЇ ЦИФРОВИХ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ ПОЛЬОТОМ

У статті пропонується метод досягнення компромісу між якістю та робастністю під час проектування цифрових систем керування динамічними об'єктами, що описуються номінальними та параметрично збуреними моделями. При проектуванні розглядаються детерміновані та стохастичні випадки. Розроблений метод базується на застосуванні багатомодельного H_2/H_{∞} підходу робастної оптимізації саме до цифрових систем. Процедура робастної параметричної оптимізації відбувається в інтерактивному режимі до тих пір, поки якість і робастність системи не буде задовольняти заданим вимогам. Ефективність застосування розробленого методу багатомодельної параметричної робастної

оптимізації цифрових систем керування польотом підтверджена прикладом застосування цього методу до синтезу цифрової системи стабілізації курсу малого БПЛА.

Ключові слова: системи керування, робастні системи, показник якість-робастність, параметрична оптимізація

Tachynina O.M., Abramovych O.O., Bilak N.V., Klipa A.M.

METHOD OF MULTI-MODAL PARAMETRICAL ROBUST OPTIMIZATION OF DIGITAL FLIGHT CONTROL SYSTEMS

In this paper it is proposed a method for achieving a trade-off between performance and robustness in the design of digital control systems for dynamic plants described by nominal and parametrically perturbed models. The design process accounts for both deterministic and stochastic cases. The developed method is based on the application of a multi-model H_2/H_{∞} robust optimization approach specifically for digital systems. The robust parametric optimization procedure is conducted in an interactive mode until the system's performance and robustness meet the specified requirements. The effectiveness of the developed multi-model parametric robust optimization method for digital flight control systems is validated through the synthesis of a digital heading stabilization system for a small UAV.

Keywords: control systems, robust systems, performance-robustness index, parametrical optimization

Стаття подана до редакції: 04/12/2025

Стаття прийнята до опублікування: 20/12/2025

Стаття опублікована: 30/12/2025

Стаття поширюється на умовах ліцензії CC BY 4.0