УДК 621.77(045)

О. А. Сущенко, канд. техн. наук

H_∞-СИНТЕЗ СИСТЕМИ СТАБІЛІЗАЦІЇ ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ НА РУХОМІЙ ОСНОВІ

Інститут аерокосмічних систем управління НАУ, e-mail: fsu@nau.edu.ua

Досліджено особливості алгоритму H_∞-синтезу робастних систем керування широкого класу. Подано результати H_∞-синтезу робастної системи стабілізації інформаційно-вимірювальних пристроїв методом змішаної чутливості.

Ключові слова: робастна стабілізація, H_∞-синтез, метод змішаної чутливості.

Вступ. Теперішній етап розвитку систем стабілізації характеризується зростанням їх складності з одночасним підвищенням вимог до точнісних та експлуатаційних характеристик. Проектування систем досліджуваного типу відбувається в умовах невизначеності. Це зумовлює необхідність розвитку нових методів проектування таких систем. Натепер набувають поширення методи проектування систем стабілізації, засновані на методах сучасної теорії керування, зокрема H_∞-синтез, який забезпечує робастні якість та стабілізацію проектованих систем [1]. Його особливістю є формування проблеми проектування як проблеми математичної оптимізації, спрямованої на пошук оптимального регулятора. Перевагою цього підходу є простота його застосування для багатовимірних систем з перехресними зв'язками між каналами та можливість синтезу системи із бажаними амплітудно-частотними характеристиками. Недоліками підходу є математична складність та вирішальний вплив адекватності математичного опису системи та евристичного вибору вагових передатних функцій на успішність розв'язання проблеми.

Аналіз останніх досліджень та публікацій. Підходи до проектування регуляторів системи стабілізації наведено у багатьох працях. Проблеми синтезу робастних регуляторів систем стабілізації висвітлюються у праці [2]. Характеристику різних методів H_∞-синтезу систем керування широкого класу, у тому числі методу змішаної чутливості, подано у праці [3]. Системи стабілізації інформаційно-вимірювальних пристроїв на рухомій основі потребують саме таких підходів до проектування і відповідно створення відповідних обчислювальних процедур.

Постановка завдання. Дослідити особливості H_∞-синтезу робастної системи стабілізації інформаційно-вимірювальних пристроїв, призначених для експлуатації на наземних рухомих об'єктах, та визначити основні особливості його реалізації.

Алгоритм розв'язання проблеми H_∞-синтезу. Постановку проблеми H_∞-синтезу ілюструє рис. 1 [2; 3].

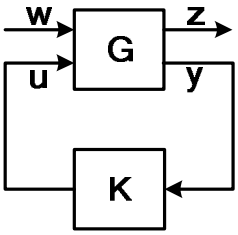

Рис. 1. Постановка проблеми H_∞-синтезу

Синтезована система складається з об'єкта керування та регулятора з матричними передатними функціями $\mathbf{G}(s)$, $\mathbf{K}(s)$, які є дробово-раціональними і правильними. Об'єкт керування являє собою систему з двома входами $\mathbf{w}$, $\mathbf{u}$ та виходами $\mathbf{z}$, $\mathbf{y}$. Вхідний вектор $\mathbf{w}$ у загальному випадку складається зі збурень, завад вимірювань та командних сигналів.

Вхідний вектор $\mathbf{u}$ являє собою сигнали керування. Вихідний вектор $\mathbf{z}$ визначає якість процесів керування, наприклад він може являти собою похибку відпрацювання командного сигналу, яка в ідеальному випадку дорівнює нулю. Вихідний вектор $\mathbf{y}$ являє собою вектор спостережуваних сигналів, які можуть використовуватись для організації зворотних зв'язків.

Система керування, зображена на рис. 1, може бути описана у просторі станів у такий спосіб:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_1\mathbf{w}(t) + \mathbf{B}_2\mathbf{u}(t);$$
$$\mathbf{z}(t) = \mathbf{C}_1\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}_{11}\mathbf{w}(t) + \mathbf{D}_{12}\mathbf{u}(t);$$
$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}_2\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}_{21}\mathbf{w}(t) + \mathbf{D}_{22}\mathbf{u}(t);$$
$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{K}\mathbf{y}(t).$$

При цьому рівняння об'єкта керування у матричній формі можна подати у вигляді

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}(t) \\ \mathbf{z}(t) \\ \mathbf{y}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B}_1 & \mathbf{B}_2 \\ \mathbf{C}_1 & \mathbf{D}_{11} & \mathbf{D}_{12} \\ \mathbf{C}_2 & \mathbf{D}_{21} & \mathbf{D}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(t) \\ \mathbf{w}(t) \\ \mathbf{u}(t) \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Якщо подати передатну функцію об'єкта керування у вигляді

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_{11} & \mathbf{G}_{12} \\ \mathbf{G}_{21} & \mathbf{G}_{22} \end{bmatrix},$$

то передатну функцію від входу $\mathbf{w}$ до виходу $\mathbf{z}$ можна визначити у такий спосіб [3]:

$$\mathbf{z} = [\mathbf{G}_{11} + \mathbf{G}_{12}\mathbf{K}(\mathbf{I} - \mathbf{G}_{22}\mathbf{K})^{-1}\mathbf{G}_{21}]\mathbf{w}.$$

Метою H_∞-оптимізації є синтез такого регулятора $\mathbf{K}(s)$, який би мінімізував норму передатної функції $\mathbf{\Phi}_{\mathbf{w}}^{\mathbf{z}}$, тобто

$$\min_{\mathbf{K}_{\text{доп}}} \| \mathbf{\Phi}_{\mathbf{w}}^{\mathbf{z}} \|_\infty.$$

Вибір оптимального регулятора здійснюється на множині усіх регуляторів, що роблять замкнену систему $\mathbf{\Phi}_{\mathbf{w}}^{\mathbf{z}}$ внутрішньо стійкою, тобто на множині стабілізувальних регуляторів або на множині допустимих регуляторів.

Поняття H_∞-норми має декілька інтерпретацій, які роблять її корисною для використання у прикладних застосуваннях [2]. Ця норма характеризує верхню границю максимального сингулярного числа матриці передатних функцій замкненої системи, тобто

$$\left\| \mathbf{\Phi}_{\mathbf{w}}^{\mathbf{z}} \right\|_\infty = \sup \max_{\omega} \sigma(\mathbf{\Phi}_{\mathbf{w}}^{\mathbf{z}}(j\omega)).$$

Зазвичай H_∞-норма обчислюється на підставі подання у просторі станів як найменше значення γ, для якого гамільтонова матриця $\mathbf{H}$ не має власних чисел на уявних осях [2]:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{D}^{\mathrm{T}}\mathbf{C} & \mathbf{B}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^{\mathrm{T}} \\ -\mathbf{C}^{\mathrm{T}}(\mathbf{I} + \mathbf{D}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{D}^{\mathrm{T}})\mathbf{C} & -(\mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{D}^{\mathrm{T}}\mathbf{C})^{\mathrm{T}} \end{bmatrix},$$

де $\mathbf{R} = \gamma^2\mathbf{I} - \mathbf{D}^{\mathrm{T}}\mathbf{D}$. Пошук γ здійснюється ітеративним методом.

Поширене використання H_∞-норми у задачах робастного керування зумовлюється тим, що вона добре репрезентує неструктуровану невизначеність і має властивість мультиплікативності [2]:

$$\| A \cdot B \|_\infty \le \| A \|_\infty \| B \|_\infty.$$

Розв'язання проблеми H_∞-синтезу базується на розв'язанні рівнянь Ріккаті, при цьому мають виконуватись такі умови [2 – 4].

1. Пара матриць $\mathbf{A}, \mathbf{B}_1$ має бути стабілізованою, а пара матриць $\mathbf{A}, \mathbf{C}_1$ – детектованою.

2. Пара матриць $\mathbf{A}, \mathbf{B}_2$ має бути стабілізованою, а пара матриць $\mathbf{A}, \mathbf{C}_2$ – детектованою.

3. $\mathbf{D}_{12}^{\mathrm{T}}\left[\mathbf{C}_1 \quad \mathbf{D}_{12}\right] = \left[\mathbf{0} \quad \mathbf{I}\right]$.

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

Умови 1 і 2 гарантують відсутність уявних власних значень гамільтонових матриць, що відповідають рівнянням Ріккаті за керуванням та фільтрацією, тобто їх належність до області визначення оператора Ріккаті dom (Ric). Умова 3 означає ортогональність сигналів $\mathbf{C}_1\mathbf{x}(t)$ і $\mathbf{D}_{12}\mathbf{u}(t)$. Відносно H_2-проблеми ця умова означає, що вагова матриця керувань у нормі вектора $\mathbf{z}(t) = \mathbf{C}_1\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}_{12}\mathbf{u}(t)$ є одиничною, і на цю норму не впливають складові $\mathbf{z}(t)$ від вектора стану $\mathbf{x}(t)$ і вектора керувань $\mathbf{u}(t)$. 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.

Слід зазначити, що у таких постановках задачі під об'єктом керування розуміють сукупність пристроїв та приладів, що складають реальну систему, тобто власне об'єкта керування, виконавчого механізму, вимірювальної системи та деяких додаткових пристроїв, що забезпечують функціонування системи в реальних умовах експлуатації [5].

У прикладних застосуваннях у багатьох випадках доцільно здійснювати пошук субоптимального регулятора, для якого H_∞-норма передатної функції замкненої системи має не перевищувати деякого заданого додатного числа

$$\| \mathbf{\Phi}_{\mathbf{w}}^{\mathbf{z}} \|_\infty < \gamma ,$$

де $\gamma > \gamma_0 = \min\limits_{\mathbf{K}_{\text{доп}}} \| \mathbf{\Phi}_{\mathbf{w}}^{\mathbf{z}} \|_\infty$.

Для пошуку субоптимального робастного регулятора, що забезпечує $\gamma_{\min}$, у межах заданого допуску γ, можуть використовуватися γ-ітерації [4]. Метою цієї процедури є визначення $\gamma_{\min}$. Для його знаходження виконують розподіл γ навпіл і потім перевіряють належність отриманого регулятора до множини допустимих.

Алгоритм пошуку H_∞-субоптимального регулятора подано у праці [2]. Відповідно до цього алгоритму для системи керування, зображеної на рис. 1 і описуваної рівняннями (1) з наведеними допущеннями, для пошуку субоптимального регулятора $\mathbf{K}(s)$ необхідно виконати такі кроки:

1) знайти розв'язок алгебричного рівняння Ріккаті $\mathbf{X}_\infty$:

$$\mathbf{A}^{\mathrm{T}}\mathbf{X}_\infty + \mathbf{X}_\infty\mathbf{A} + \mathbf{C}_1^{\mathrm{T}}\mathbf{C}_1 + \mathbf{X}_\infty(\gamma^{-2}\mathbf{B}_1\mathbf{B}_1^{\mathrm{T}} - \mathbf{B}_2\mathbf{B}_2^{\mathrm{T}})\mathbf{X}_\infty = 0 ;$$

2) перевірити умову $\operatorname{Re}\lambda_i[\mathbf{A} + (\gamma^{-2}\mathbf{B}_1\mathbf{B}_1^{\mathrm{T}} - \mathbf{B}_2\mathbf{B}_2^{\mathrm{T}})\mathbf{X}_\infty] < 0, \forall i$;

3) знайти розв'язок алгебричного рівняння Ріккаті $\mathbf{Y}_\infty$:

$$\mathbf{A}\mathbf{Y}_\infty + \mathbf{Y}_\infty\mathbf{A}^{\mathrm{T}} + \mathbf{B}_1\mathbf{B}_1^{\mathrm{T}} + \mathbf{Y}_\infty(\gamma^{-2}\mathbf{C}_1^{\mathrm{T}}\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2^{\mathrm{T}}\mathbf{C}_2)\mathbf{Y}_\infty = 0 ,$$

4) перевірити умову $\operatorname{Re}\lambda_i[\mathbf{A} + \mathbf{Y}_\infty(\gamma^{-2}\mathbf{C}_1^{\mathrm{T}}\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2^{\mathrm{T}}\mathbf{C}_2)] < 0, \forall i$;

5) перевірити умову $\rho(X_\infty Y_\infty) < \gamma^2$.

Уся множина допустимих регуляторів задається виразом [2]

$$\mathbf{K} = F(\mathbf{K}_c, Q) ;$$

$$\mathbf{K}_c(s)=\begin{bmatrix}\mathbf{A}_\infty & -\mathbf{Z}_\infty\mathbf{L}_\infty & \mathbf{Z}_\infty\mathbf{B}_2\\ \mathbf{F}_\infty & 0 & \mathbf{I}\\ -\mathbf{C}_2 & \mathbf{I} & 0\end{bmatrix},$$

$$\mathbf{F}_\infty=-\mathbf{B}_2^{\mathrm{T}}\mathbf{X}_\infty;\ \mathbf{L}_\infty=-\mathbf{Y}_\infty\mathbf{C}_2^{\mathrm{T}};\ \mathrm{Z}_\infty=(\mathbf{I}-\gamma^{-2}\mathbf{Y}_\infty\mathbf{X}_\infty)^{-1};$$

$\mathbf{A}_\infty=\mathbf{A}+\gamma^{-2}\mathbf{B}_1\mathbf{B}_1^{\mathrm{T}}\mathbf{X}_\infty+\mathbf{B}_2\mathbf{F}_\infty+\mathbf{Z}_\infty\mathbf{L}_\infty\mathbf{C}_2$ і Q є деяка стійка передатна функція, така, що $\|Q\|_\infty<\gamma$. Для $Q(s)=0$ регулятор визначатиметься у такий спосіб:

$$\mathbf{K}(s)=\mathbf{K}_{c11}(s)=-\mathbf{Z}_\infty\mathbf{L}_\infty(s\mathbf{I}-\mathbf{A}_\infty)^{-1}\mathbf{F}_\infty.$$

Цей регулятор називається центральним, він має таку саму кількість станів, що й об'єкт керування $\mathbf{G}$. У ньому можуть бути виділені [2] спостерігач

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}=\mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}+\mathbf{B}_1\gamma^{-2}\mathbf{B}_1^{\mathrm{T}}\mathbf{X}_\infty\hat{\mathbf{x}}+\mathbf{B}_2\mathbf{u}+\mathbf{Z}_\infty\mathbf{L}_\infty(\mathbf{C}_2\hat{\mathbf{x}}-\mathbf{y})$$

та зворотний зв'язок

$$\mathbf{u}=\mathbf{F}_\infty\hat{\mathbf{x}}.$$

H_∞-синтез робастної системи стабілізації інформаційно-вимірювальних пристроїв на рухомій основі. Наведений алгоритм можна застосовувати до H_∞-синтезу робастної системи стабілізації інформаційно-вимірювальних пристроїв, призначеної для експлуатації на наземних рухомих об'єктах. Досліджувана система може бути подана у просторі станів системою рівнянь вигляду:

$$\dot{\mathbf{x}}=\mathbf{A}\mathbf{x}+\mathbf{B}\mathbf{u};$$

$$\mathbf{y}=\mathbf{C}\mathbf{x}+\mathbf{D}\mathbf{u},$$

де $\mathbf{x}$ – вектор змінних стану; $\mathbf{u}$ – вектор керувань; $\mathbf{A},\mathbf{B},\mathbf{C},\mathbf{D}$ – матриці, що характеризують властивості системи, керувань спостережень та збурень; $\mathbf{y}$ – вектор спостережень або у розгорнутій формі [6]:

$$\mathbf{x}=\begin{bmatrix}x_1\\x_2\\x_3\\x_4\\x_5\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\varphi_{imd}\\ \dot{\varphi}_{imd}\\ \varphi_e\\ \dot{\varphi}_e\\ U\end{bmatrix};\ \mathbf{u}=U_{PWM};\ \mathbf{y}=\dot{\varphi}_{imd};\ \mathbf{B}^{\mathrm{T}}=\begin{bmatrix}0 & 0 & 0 & 0 & \dfrac{1}{T_{arm}}\end{bmatrix};$$

$$\mathbf{A}=\begin{bmatrix}\dfrac{-f_{imd}}{J_{imd}} & \dfrac{-c_r}{J_{imd}} & 0 & \dfrac{c_r}{n_rJ_{imd}} & 0\\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & \dfrac{-c_r}{n_rJ_e} & \dfrac{-f_e}{J_e} & \dfrac{-c_r}{n_r^2J_e} & \dfrac{c_m}{R_{arm}J_e}\\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0\\ 0 & 0 & \dfrac{-c_e}{T_e} & 0 & \dfrac{1}{T_e}\end{bmatrix};\ \mathbf{C}=\begin{bmatrix}0 & 1 & 0 & 0 & 0\end{bmatrix};\ \mathbf{D}=0,$$

де J_e – момент інерції двигуна; φ_e – кут повороту двигуна; c_m – стала моменту навантаження на валу двигуна; R_{arm} – опір обмоток якоря двигуна; U – напруга обмоток якоря двигуна; J_{imd} – момент інерції робочого модуля; φ_{imd} – кут повороту робочого модуля; c_r – жорсткість редуктора; n_r – передатне число редуктора; U_{PWM} – напруга широтно-

імпульсного модулятора; c_e – стала ЕРС; T_e – стала двигуна; f_{imd}, f_e – коефіцієнти лінеаризованих моментів тертя робочого модуля та двигуна відповідно.

Особливістю цієї системи є змінюваність її параметрів. Основними параметрами, що змінюються у досить широких межах і потребують методів проектування з урахуванням невизначеностей є момент інерції об'єкта стабілізації, тобто інформаційно-вимірювальних пристроїв разом із системою стабілізації та коефіцієнт жорсткості пружного зв'язку між об'єктом стабілізації та виконавчим механізмом.

Проектування робастної системи досліджуваного типу може виконуватися на підставі методу змішаної чутливості. У розширеному пакеті Robust Control цей метод реалізується за допомогою команд *augtf*, *hinfopt*, які забезпечують створення моделі розширеної системи у просторі станів та виконання процедури H_∞-синтезу. Метод ґрунтується на використанні цільової функції методу змішаної чутливості вигляду [7]

$$\mathrm{J} = \| \mathbf{\Phi}_{\mathbf{w}}^{\mathbf{z}} \|_\infty = \left\| \begin{matrix} \mathbf{W}_S \mathbf{S} \\ \mathbf{W}_R \mathbf{R} \\ \mathbf{W}_T \mathbf{T} \end{matrix} \right\|_\infty ,$$

де $\mathbf{S} = (\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1}$ – функція чутливості, тобто матрична передатна функція від вхідного впливу $\mathbf{w}$ до похибки стеження $\mathbf{z}$; $\mathbf{R} = \mathbf{K}(\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1}$ – функція чутливості керування, тобто матрична передатна функція від вхідного впливу $\mathbf{w}$ до сигналу керування $\mathbf{u}$; $\mathbf{T} = \mathbf{CK}(\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1}$ – комплементарна функція чутливості, тобто матрична передатна функція від впливу $\mathbf{w}$ до вихідного сигналу $\mathbf{y}$; $\mathbf{W}_S, \mathbf{W}_R, \mathbf{W}_T$ – матричні вагові передатні функції.

Структурну схему розширеної системи керування з урахуванням вагових передатних функцій показано на рис. 2.

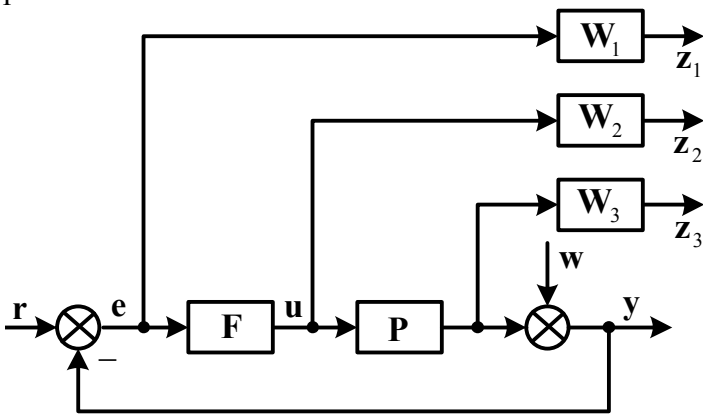

Рис. 2. Структурна схема розширеної системи керування

Успішність проведення H_∞-синтезу методом змішаної чутливості істотно залежить від правильності вибору вагових передатних функцій. Відповідно до праць [2; 8] в основу визначення вагових функцій $\mathbf{W}_S, \mathbf{W}_R, \mathbf{W}_T$ можуть бути покладені вирази

$$W_S = \frac{s/M + \omega}{s + \omega A}; \; W_R = \mathrm{const}; \; W_S = \frac{s + \omega/M}{As + \omega},$$

де M – максимальне значення амплітуди функції чутливості S ($\| S \|_\infty \le M$); A – максимальна похибка в усталеному режимі; ω – смуга пропускання.

Особливість H_∞-оптимізації методом змішаної чутливості полягає у можливості формування бажаних частотних характеристик синтезованої системи. Що стосується синтезу системи досліджуваного типу, то до складу обчислювальної процедури необхідно ввести проведення мінімальної реалізації, оскільки досліджувана система є астатичною.

Результати синтезу робастної системи стабілізації інформаційно-вимірювальних пристроїв методом змішаної чутливості показано на рис. 3.

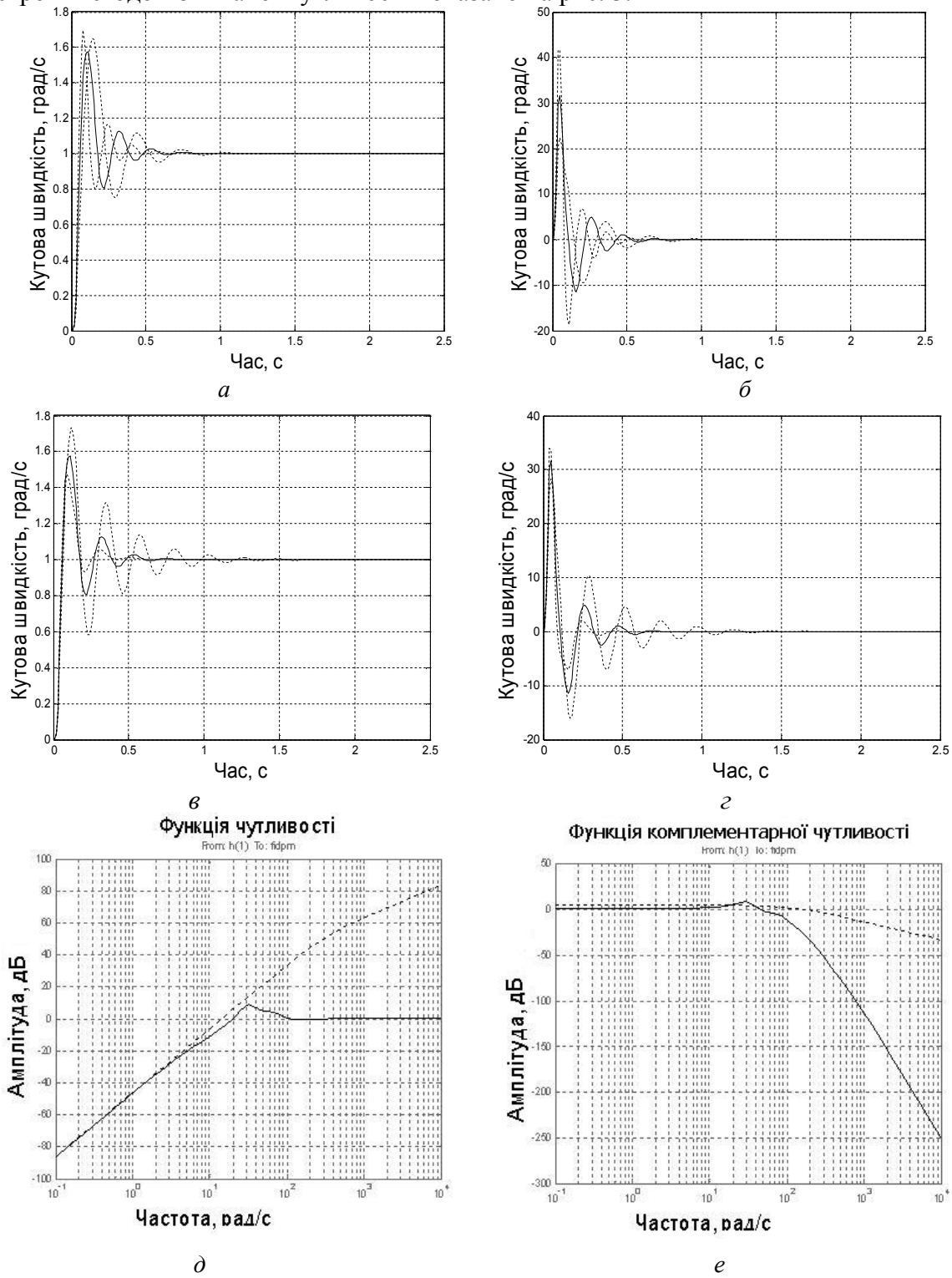

Рис. 3. Результати синтезу системи стабілізації інформаційно-вимірювальних пристроїв методом змішаної чутливості: відпрацювання стрибкоподібного (*а*) та імпульсного (*б*) сигналів у разі збільшення та зменшення моменту інерції об'єкта стабілізації на 50%; відпрацювання стрибкоподібного (*в*) та імпульсного (*г*) сигналів за жорсткості пружного зв'язку між об'єктом стабілізації та виконавчим механізмом у разі збільшення та зменшення на 20%; функція чутливості, обмежена частотною характеристикою $1/W_S$ (*д*); функція комплементарної чутливості, обмежена частотною характеристикою $1/W_T$ (*е*)

Реакції номінальної і параметрично збуреної лінеаризованої системи на стрибкоподібний та імпульсний сигнали подано на рис. 3.

Під час вибору вагових передатних функцій були взяті такі параметри: $M = 1{,}5$, $\omega = 200$ Гц; $A = 1 \cdot 10^{-5}$. При цьому у вагову передатну функцію W_S уведено інтеграл, що дозволило поліпшити характеристики системи.

Синтезований регулятор являє собою систему досить високого (восьмого) порядку. Як показано у праці [3], є декілька підходів до пониження порядку синтезованого регулятора, а саме: пониження порядку моделі системи до початку процедури синтезу, пониження порядку регулятора після синтезу і використання спеціальних методів, які забезпечують створення системи з пониженим порядком. Порівняльні дослідження перших двох підходів показали, що у цьому випадку необхідно понижувати порядок регулятора після проведення синтезу. При цьому пониження порядку регулятора досліджуваної системи слід виконувати за допомогою функції *balmr*, яка забезпечує отримання збалансованої системи та пониження регулятора до п'ятого порядку.

Висновок. Досліджено можливості робастного керування системи стабілізації інформаційно-вимірювальних пристроїв, призначених для експлуатації на наземному рухомому об'єкті. Подано результати синтезу робастної системи методом змішаної чутливості.

Список літератури

1. *Glover K.* Robust stabilization of normalized coprime factor plant descriptions with H_∞ bounded uncertainty / K. Glover, D. McFarlane, IEEE Transactions on Automatic Control AC-34(8): 821–830, 1989. – P. 167–172.
2. *Skogestad S.* Multivariable Feedback Control/S. Skogestad, I. Postlethwaite. – New York: Jonh Wiley, 1997.–559 p.
3. *Gu D.* Robust Control Design with MATLAB / D. Gu, P. Petkov, M. Konstantinov. – London: Springer-Verlag, 2005. – 389 p.
4. *Егупов И. П.* Методы робастного, нейро-нечеткого и адаптивного управления / И. П. Егупов – М.: МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2002. – 744 с.
5 *Поляк Б. Т.* Робастная устойчивость и управление / Б. Т. Поляк, П. С. Щербаков. – М.: Наука, 2002. – 303 с.
6. *Сущенко О. А.* Особливості лінеаризації системи стабілізації рухомого наземного об'єкта/ О. А. Сущенко // Електроніка та системи управління. –2008. – №1(15). – С. 62–66.
7. *MATLAB* Control System Toolbox и Robust Control Toolbox. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2008. – 224с.
8. *Burns R.* Advanced Control Engineering. Oxford.: Butterworth-Heinemann /R. Burns. 2001. – 411 p.

О. А. Сущенко

H_∞-синтез системы стабилизации информационно-измерительных устройств на подвижном основании

Исследованы особенности алгоритма H_∞-синтеза робастных систем управления широкого класса. Представлены результаты H_∞-синтеза робастной системы стабилизации информационно-измерительных устройств на подвижном основании.

O. A. Sushchenko

H_∞-synthesis of system for stabilization of information-measuring devices at moving basis

Features of the algorithm of wide class robust control systems H_∞-synthesis are studied in the paper. The results of H_∞-synthesis of the robust system for stabilization of the information-measuring devices at moving basis are represented.