ISSN 0002-306X. Изв. НАН РА и НПУА. Сер. ТН. 2023. Т. LXXVI, N1.

УДК 681.5

АВТОМАТИЗАЦИЯ И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

DOI: 10.53297/0002306X-2023.v76.1-101

О.Н. ГАСПАРЯН, О.Г. ОГАНЯН, А.К. КАРАПЕТЯН, Т.А. СИМОНЯН

АНАЛИЗ ТОЧНОСТИ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ МНОГОРОТОРНЫМИ БЕСПИЛОТНЫМИ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ ПРИ СТАЦИОНАРНЫХ СЛУЧАЙНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЯХ

На основе метода характеристических передаточных функций рассматривается инженерная методика анализа точности взаимосвязанных систем управления беспилотными летательными аппаратами (БПЛА) при стационарных случайных воздействиях с гауссовским распределением вероятностей. При этом учитывается возможная частичная потеря эффективности моторов, которая приводит к тому, что отдельные каналы системы управления БПЛА оказываются взаимосвязанными, и система должна рассматриваться как многомерная система автоматического управления с четырьмя входами и четырьмя выходами.

В качестве обобщенной меры точности системы управления БПЛА при случайных воздействиях выбрана дисперсия модуля вектора ошибки системы. Получены простые выражения для оценки сверху указанной дисперсии. Показано, что при выборе идентичных ПИД-регуляторов в отдельных каналах и некоррелированных случайных помехах с одинаковой спектральной плотностью оценку сверху дисперсии модуля вектора ошибки системы можно выразить через дисперсии на выходах одномерных характеристических систем. Приведен числовой пример анализа статистической точности системы управление квадрокоптером.

Ключевые слова: многороторный БПЛА, многомерная система управления, стационарные случайные воздействия, статистическая точность, частичная потеря эффективности моторов.

Введение. В настоящее время многороторные БПЛА имеют широкое применение в различных военных и гражданских областях [1-3]. Вопросам разработки систем управления БПЛА посвящено большое число работ, в которых предлагаются различные подходы к построению систем управления с использованием методов как классической, так и современной теории управления, включая адаптивное и робастное управление и др. [4-7]. Однако в этих работах относительно мало внимания уделено инженерным методам анализа динамической точности систем управления БПЛА при различных управляющих и возмущающих внешних воздействиях.

В настоящей статье рассматривается методика анализа точности системы управления многороторными БПЛА при стационарных случайных внешних воздействиях. При этом учитывается возможная частичная потеря эффективности моторов, которая приводит к тому, что отдельные каналы системы управления оказываются структурно связанными, и вся система должна рассматриваться как многомерная система автоматического управления (МСАР) с четырьмя входами и четырьмя выходами.

Линеаризованные уравнения динамики и система управления многороторными БПЛА. На рис. 1 схематически показаны системы координат (СК), которые используются при исследовании динамики БПЛА, где через $\{I\}$ обозначена инерциальная СК с осями x_I, y_I, z_I, а через $\{B\}$ - жестко связанная с БПЛА СК с осями x_B, y_B, z_B, направленными вдоль главных моментов инерции аппарата. Положение центра масс БПЛА в инерциальной СК $\{I\}$ задается вектором $\xi = (x, y, z)^T \in \{I\}$, а угловая ориентация СК $\{B\}$ по отношению к $\{I\}$ описывается ортогональной матрицей вращения [3]. Переход от $\{I\}$ к $\{B\}$ осуществляется вращениями на углы Эйлера в последовательности $Z - X - Y$, обозначенные, соответственно, ψ (рыскание), ϕ (крен) и θ (тангаж), которые могут быть формально объединены в вектор $\eta = [\phi, \theta, \psi]^T$.

Обозначим через m массу БПЛА, g - гравитационную постоянную, J - постоянный тензор инерции БПЛА, выраженный в СК $\{B\}$, $\omega = [\omega_x, \omega_y, \omega_z]^T$ - угловые скорости СК $\{B\}$ по отношению к $\{I\}$.

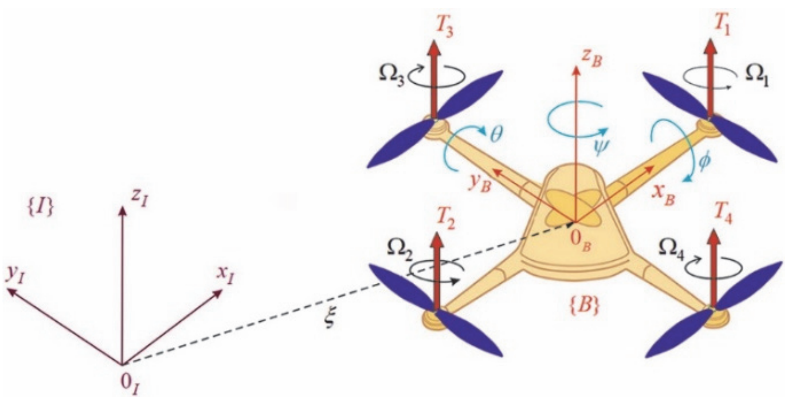

Рис. 1. Схематическое представление квадрокоптера

Тогда линеаризованные уравнения движения БПЛА с N роторами (для случая квадрокоптера $N = 4$) в режиме установившегося полета могут быть записаны в форме

$$\frac{d^2 z}{dt^2} = \frac{1}{m} T_\Sigma - g \ , \qquad (1)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = \tau \ . \qquad (2)$$

Векторы T_Σ и $\tau = [\tau_x, \tau_y, \tau_z]^T \in \{B\}$ в уравнениях (1), (2) описывают, в предположении об отсутствии внешних возмущений, главные силы и моменты, приложенные к корпусу БПЛА за счет тяг N моторов (пропеллеров). Каждый i -й мотор создает тягу T_i , которая пропорциональна квадрату угловой скорости роторов Ω_i (т.е. $T_i = c_T \Omega_i^2$, $c_T > 0$) и действует вдоль оси z_B . Через T_Σ в (1) обозначена суммарная тяга $T_\Sigma = \sum_{i=1}^{N} T_i$. Если обозначить N -мерный вектор тяг T_i через $\bar{T}$ ($\bar{T} = [T_1, T_2, ..., T_N]^T$) , то связь векторов $\bar{T}$ и $\left[T_\Sigma, \tau\right]^T$ может быть записана в матричной форме

$$\begin{bmatrix} T_\Sigma \\ \tau \end{bmatrix} = D_M \Lambda_M \bar{T} \ , \ \Lambda_M = diag\left\{\lambda_i^M\right\} , \qquad (3)$$

где в общем случае N роторов $4 \times N$ матрица полного ранга D_M зависит от геометрической конфигурации БПЛА [8], а числа λ_i^M $(0 < \lambda_i^M \leq 1)$ учитывают возможную частичную потерю эффективности моторов, включая поломку пропеллеров. Для нормально функционирующих моторов диагональная матрица Λ_M равна единичной матрице I (или $I_{N \times N}$, где указано число моторов N). Отметим, что здесь исключен случай $\lambda_i^M = 0$ для любого i , который соответствует случаю полного выхода из строя i -го мотора.

При заданных управляющих сигналах T_Σ и τ уравнение (3) дает возможность вычислить требуемые тяги моторов T_i . Для $N = 4$, т.е. для квадрокоптеров, это осуществляется, принимая $\Lambda_M = I$, нахождением обратной матрицы D_M^{-1} , а при $N = 6$ (случай гексакоптера) и $N = 8$ (случай октокоптера) для нахождения обратной матрицы используется аппарат псевдообратных матриц Мура-Пенроуза [3,7].

Независимо от числа моторов N, в качестве управляемых переменных БПЛА обычно выбираются высота полета z и вектор поворотов $\eta = [\phi, \theta, \psi]^T$.

Обобщенная матричная блок-схема системы управления БПЛА показана на рис. 2, где одиночные линии соответствуют скалярному сигналу z, т.е. вертикальному полету БПЛА, а двойные линии обозначают векторы соответствующих размерностей.

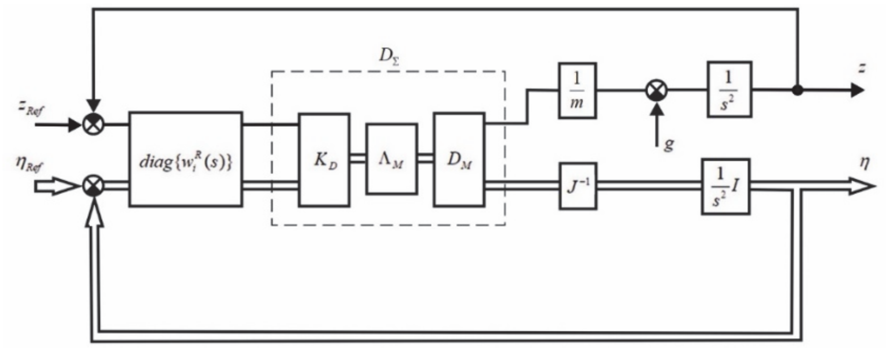

Рис. 2. Матричная структурная схема линейной системы управления БПЛА

Система на рис. 2 относится к взаимосвязанным МСАР [8]. Структурно матрица D_M в (3) описывает кинематические связи между N тягами T_i и четырьмя управляющими сигналами T_Σ, τ_x, τ_y, τ_z. Матричный регулятор $K_{\mathrm{Reg}}(s)$ в таких системах обычно выбирается в форме

$$K_{\mathrm{Reg}}(s) = K_D diag\{w_i^R(s)\}. \tag{4}$$

В уравнении (4) $K_D = D_M^{-1}$ для $N = 4$ и $K_D = D_M^{+}$ для $N = 6$ или $N = 8$, где D_M^{+} есть псевдообратная матрица Мура-Пенроуза для D_M, а через $w_i^R(s)$ обозначены скалярные передаточные функции регуляторов в отдельных каналах системы. На практике в качестве $w_i^R(s)$ в (4) обычно используются пропорционально-интегродифференцирующие (ПИД) регуляторы [3,9].

Обозначим через $D_\Sigma = \{d_{ij}^{\Sigma}\}$ следующую матрицу:

$$D_\Sigma = D_M \Lambda_M K_D = D_M \Lambda_M D_M^{+}. \tag{5}$$

В случае нормально функционирующих моторов (т.е. при $\Lambda_M = I_{N \times N}$) имеем $D_\Sigma = I_{4\times 4}$ для любого N, т.е. кинематические взаимные связи между четырьмя отдельными каналами системы на рис. 2 оказываются скомпенсированными. По этой причине регулятор $K_{\text{Reg}}(s)$ (4) называют развязывающим регулятором [8]. Таким образом, при $\Lambda_M = I_{N\times N}$ и $K_D = D_M^+$, т.е. при $D_\Sigma = I_{4\times 4}$, все кинематические взаимные связи между отдельными каналами линейной системы на рис. 2 оказываются скомпенсированными, и система распадается на четыре независимых канала с одним входом и одним выходом. Если же имеется частичная потеря эффективности моторов (т.е. при $\Lambda_M \neq I_{N\times N}$ и $D_\Sigma \neq I_{4\times 4}$), то система на рис. 2 является взаимосвязанной и должна быть исследована соответствующими методами многомерной теории управления [8].

Матричную блок-диаграмму системы управления на рис. 2 целесообразно преобразовать в более удобный вид (рис. 3), где четырехмерные векторы $\zeta(s)$, $\rho_{\text{Out}}(s)$ и диагональная матрица M размера 4x4 даются следующими соотношениями:

$$\zeta(s) = \begin{bmatrix} z_{\text{Ref}}(s) \\ \eta_{\text{Ref}}(s) \end{bmatrix},\ \rho_{\text{Out}} = \begin{bmatrix} z(s) \\ \eta(s) \end{bmatrix},\ M_\Sigma = \begin{bmatrix} m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & I_x & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I_y & 0 \\ 0 & 0 & 0 & I_z \end{bmatrix}. \tag{6}$$

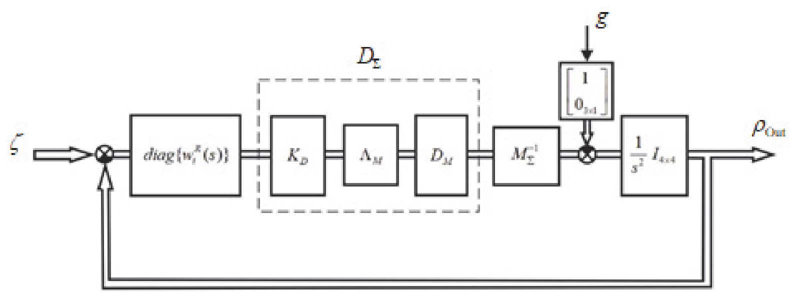

Рис. 3. Преобразованная матричная структурная схема системы управления БПЛА

Передаточные матрицы системы управления БПЛА. Передаточная матрица разомкнутой системы управления на рис. 3 имеет вид

$$W(s) = \frac{1}{s^2} M_\Sigma^{-1} D_\Sigma diag\left\{w_i^R(s)\right\}. \tag{7}$$

Соответственно, передаточная матрица замкнутой системы $\Phi(s)$ равна

$$\Phi(s) = [I + W(s)]^{-1} W(s) =$$
$$= \left[I + \frac{1}{s^2} M_\Sigma^{-1} D_\Sigma diag\{w_i^R(s)\}\right]^{-1} \frac{1}{s^2} M_\Sigma^{-1} D_\Sigma diag\{w_i^R(s)\}. \tag{8}$$

На основе метода характеристических передаточных функций (ХПФ) [8] передаточные матрицы $W(s)$ (7) и $\Phi(s)$ (8) можно записать при помощи преобразования подобия и диадных обозначений в следующих канонических формах:

$$W(s) = C(s) diag\left\{q_i(s)\right\} C^{-1}(s) = \sum_{i=1}^{4} c_i(s) > q_i(s) < c_i^{+}(s)\,, \qquad (9)$$

$$\Phi(s) = C(s) diag\left\{\frac{q_i(s)}{1+q_i(s)}\right\} C^{-1}(s) = \sum_{i=1}^{4} c_i(s) > \frac{q_i(s)}{1+q_i(s)} < c_i^{+}(s)\,, \qquad (10)$$

где комплексные скалярные функции $q_i(s)$ ($i = 1, 2, 3, 4$), которые для простоты предполагаются различными, называются характеристическими передаточными функциями, линейно независимые векторы $c_i(s)$ и $c_i^{+}(s)$ образуют, соответственно, канонический и двойственный базисы, а модальная матрица $C(s)$ образована из векторов $c_i(s)$.

Как видно из сравнения выражений (9) и (10), канонические базисы разомкнутой и замкнутой МСАР совпадают, а соответствующие ХПФ связаны теми же выражениями, что и передаточные функции разомкнутых и замкнутых систем с одним входом и выходом.

Применение метода ХПФ к исследованию точности систем управления БПЛА значительно упрощается, если передаточные функции $w_i^R(s)$ всех ПИД-регуляторов в (4), (7) и (8) принять одинаковыми, т.е. $w_i^R(s) = w^R(s)$. В этом случае передаточная матрица разомкнутой системы $W(s)$ (7) равна, с точностью до скалярной передаточной функции

$$w_0(s) = \frac{1}{s^2} w^R(s)\,, \qquad (11)$$

постоянной числовой матрице

$$L_{\Sigma} = M_{\Sigma}^{-1} D_{\Sigma}\,, \qquad (12)$$

т.е.

$$W(s) = w_0(s) L_{\Sigma}\,. \qquad (13)$$

С учетом (11)-(13) канонические представления передаточной матрицы систем управления БПЛА принимают простую форму:

$$W(s) = Cdiag\left\{q_i(s)\right\}C^{-1} = \sum_{i=1}^{n} c_i > q_i(s) < c_i^+ \ , \tag{14}$$

$$\Phi(s) = Cdiag\left\{\frac{q_i(s)}{1+q_i(s)}\right\}C^{-1} = \sum_{i=1}^{n} c_i > \frac{q_i(s)}{1+q_i(s)} < c_i^+ \ , \tag{15}$$

где постоянные векторы c_i (оси канонического базиса) являются собственными векторами числовой матрицы L_Σ (12), а ХПФ

$$q_i(s) = \alpha_i w_0(s) \ (i = 1,2,3,4) \tag{16}$$

в (14), (15) равны, с точностью до собственных значений α_i матрицы L_Σ (12), передаточной функции $w_0(s)$ (11).

Допустим теперь, что векторный входной сигнал $\zeta(s)$ на рис. 3 представляет собой сумму полезного детерминированного сигнала $\gamma(t)$, который определяет пространственное движение БПЛА по заданной траектории, и стационарной случайной помехи $\varphi(t)$ с гауссовским распределением вероятностей и нулевым математическим ожиданием, т.е.

$$\zeta(t) = \gamma(t) + \varphi(t), \tag{17}$$

где векторная помеха $\varphi(t)$ описывается корреляционной матрицей $R_\varphi(\tau) = E[\varphi(t)\varphi^T(t + \tau)]$ (где $E[\cdot]$ - операция математического ожидания), или неотрицательно определенной эрмитовой матрицей спектральных плотностей $S_\varphi(j\omega)$. Тогда матрица ковариаций P_f вектора ошибки системы, вызванной случайной помехой $\varphi(t)$, задается известным выражением [9-12]

$$P_f = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} S_f(j\omega)\,d\omega = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} \Phi(j\omega)S_\varphi(j\omega)\Phi^*(j\omega)\,d\omega \tag{18}$$

и дает всю требуемую обычно в рамках корреляционной теории информацию о статистической точности системы управления БПЛА.

Вопросам исследования динамической точности систем управления при детерминированных управляющих и возмущающих сигналах посвящено множество работ [8,9]. Поэтому в дальнейшем примем для простоты, что $\gamma(t) = 0$, т.е. выходной сигнал системы управления на рис. 3 является сигналом ошибки, который для определенности обозначим $f(t)$.

На практике в качестве обобщенной меры точности МСАР при случайных входных воздействиях удобно выбрать дисперсию D_f модуля вектора ошибки $f(t)$:

$$D_f = E\left[\left|f(t)\right|^2\right], \qquad (19)$$

для которой в общем случае справедлива следующая оценка сверху:

$$D_f \le \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} \|\Phi(j\omega)\|_S^2 \, \|S_\varphi(j\omega)\|_S \, d\omega, \qquad (20)$$

где через $\|\cdot\|_S$ обозначена норма Шмидта [8].

Если компоненты вектора входных помех $\varphi(t)$ статистически не связаны и имеют одинаковые спектральные плотности $s_\varphi(\omega)$, то матрица $S_\varphi(j\omega)$ становится скалярной, т.е. $S_\varphi(j\omega) = s_\varphi(\omega)I$, а неравенство (20) переходит в строгое равенство, определяя тем самым точное значение дисперсии D_f.

Отметим, что для нормы Шмидта $\|\Phi(j\omega)\|_S$ в выражении (20) справедлива следующая оценка сверху:

$$\|\Phi(j\omega)\|_S \le \nu[C(j\omega)]_S \left\| diag\left\{\frac{q_i(j\omega)}{1+q_i(j\omega)}\right\}\right\|_S, \qquad (21)$$

где

$$\nu[C(j\omega)]_S = \|C(j\omega)\|_S \, \|C^{-1}(j\omega)\|_S \qquad (22)$$

- число обусловленности модальной матрицы $C(j\omega)$. Выражение (21) показывает, что динамическая точность МСАР ухудшается с увеличением числа $\nu[C(j\omega)]_S$, которое характеризует степень неортогональности осей канонического базиса многомерной системы.

В случае, когда передаточные функции всех ПИД- регуляторов выбраны одинаковыми, т.е. при $w_i^R(s) = w^R(s)$, число обусловленности $\nu[C(j\omega)]_S$ в (21) не зависит от частоты ω и является постоянной величиной, т.е. $\nu[C(j\omega)]_S = \nu[C]_S = const$. Тогда, принимая для простоты, что компоненты вектора входных помех $\varphi(t)$ статистически не связаны, т.е. $S_\varphi(j\omega) = s_\varphi(\omega)I$, с учетом (15), (16), (21), (22), вместо оценки (20) получим

$$D_f \le \frac{\nu^2[C]_S}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}\left\| diag\left\{\frac{\alpha_i w_0(j\omega)}{1+\alpha_i w_0(j\omega)}\right\}\right\|_S^2 s_\varphi(\omega)\,d\omega\,. \tag{23}$$

Квадрат нормы Шмидта диагональной матрицы в подынтегральном выражении в (23) равен

$$\left\| diag\left\{\frac{\alpha_i w_0(j\omega)}{1+\alpha_i w_0(j\omega)}\right\}\right\|_S^2 = \sum_{i=1}^{4}\left|\frac{\alpha_i w_0(j\omega)}{1+\alpha_i w_0(j\omega)}\right|^2 . \tag{24}$$

Поэтому вместо (23) можно записать

$$D_f \le \nu^2[C]_S \sum_{i=1}^{4} D_i\,, \tag{25}$$

где

$$D_i = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}\left|\frac{\alpha_i w_0(j\omega)}{1+\alpha_i w_0(j\omega)}\right|^2 s_\varphi(\omega)d\omega\,, i = 1,\ 2,\ 3,\ 4\ - \tag{26}$$

- дисперсии на выходах одномерных характеристических систем, случайные входные сигналы которых имеют одинаковую спектральную плотность $s_\varphi(\omega)$.

Таким образом, неравенство (25) дает оценку сверху для дисперсии модуля вектора ошибки системы управления БПЛА при частичной потере эффективности моторов, выраженную через дисперсии на выходах характеристических систем. Эта оценка несколько завышена по сравнению с общей оценкой (20), так как в ней используется дополнительное неравенство (21). Однако она достаточно удобна при практических расчетах статистической точности систем управления БПЛА, поскольку допускает аналитическое решение задачи при помощи табличных интегралов, имеющихся в литературе [8,10] .

На основе полученных выражений на языке MATLAB разработана программа автоматизированного вычисления дисперсий на выходах одномерных характеристических систем, фрагмент которой приведен ниже.

Фрагмент программы вычисления дисперсий на выходах одномерных характеристических систем на языке MATLAB

```
function [Dcov,isEq] =
 CADStochFindCovarSingle(N,NumSys,DenSys,NumForm,DenForm)
% Function for finding covariances of SISO Characteristic Systems
[isEq,Dcov] = deal(0,zeros(1,N));
for in = 1:N
   [NumCur,DenCur] = deal(NumSys{in},DenSys{in});
   NumCurA = conv(NumCur,NumForm);
   DenCurA = conv(NumCur + DenCur,DenForm);
   nD = length(DenCurA);
   M = [NumCurA(end:-1:2)];
   Mconj = conj(M).*(-ones(1,nD-1)).^(0:nD-2);
   MM = conv(M,Mconj);
   C1 = MM(1:2:end)./2;
   C2 = [MM(2:2:end)./j,0]./2;
   D = DenCurA(end:-1:1);
   [D1,D2] = FindAuxMatrices(nD-1,conj(D));
   NN = real(D1) + imag(D1)*inv(real(D2))*imag(D2);
   detNN = det(NN);
   L = C1.' - imag(D1)*inv(real(D2))*C2.';
   NN(:,end) = L;
   Dcov(in) = ((-1)^(nD-2))*det(NN)/(detNN*real(D(end)));
end
```

Числовой пример. Рассмотрим систему управления квадрокоптером со следующими параметрами: $m = 2.5\,kg$, $I_x = I_y = I_z = 0.5\,kg \cdot m^2$,

$$D_M = \begin{bmatrix} 1.5 & 1.5 & 1.5 & 1.5 \\ 0 & 0.1 & 0 & -0.1 \\ -0.1 & 0 & 0.1 & 0 \\ -1.3 & 1.3 & -1.3 & 1.3 \end{bmatrix} \quad D_M^{-1} = \begin{bmatrix} 0.167 & 0 & -5 & -0.192 \\ 0.303 & 9.091 & 0 & 0.350 \\ 0.167 & 0 & 5 & -0.192 \\ 0.303 & -9.091 & 0 & 0.035 \end{bmatrix}. \quad (27)$$

Примем, что входные воздействия каналов управления квадрокоптером представляют собой некоррелированный гауссовский белый шум с одинаковой интенсивностью $N_0 = 0.5$.

Передаточные функции идентичных ПИД-регуляторов в отдельных каналах выберем равными

$$w^R(s) = 0.1142 + 0.4934s + \frac{0.00661}{s} . \quad (28)$$

Эта передаточная функция была получена применением интерактивного интерфейса пользователя ***pidTuner*** пакета MATLAB.

Матрицу Λ_M коэффициентов потерь эффективности моторов в (3) зададим в виде

$$\Lambda_\Sigma = \begin{bmatrix} 0.6 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.9 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.75 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.8 \end{bmatrix}. \qquad (29)$$

Матрица D_Σ (5) при данных значениях параметров равна

$$D_\Sigma = \begin{bmatrix} 0.7830 & 1.3636 & 1.125 & 0.1246 \\ 0.0003 & 0.8091 & 0 & 0.0003 \\ 0.0025 & 0 & 0.675 & -0.0029 \\ 0.0936 & 1.1818 & -0.975 & 0.7830 \end{bmatrix}. \qquad (30)$$

Расчеты в среде пакета MATLAB по рассмотренной методике показали, что точное значение дисперсии модуля вектора ошибки равно $D_f = 2.4359$.

Заключение. В статье предложена методика анализа статистической точности систем управления многороторными БПЛА при стационарных случайных возмущениях с гауссовским распределением вероятностей, применимая также в случае частичной потери эффективности моторов. Получены оценки сверху для дисперсии модуля вектора ошибки системы управления, выраженные через дисперсии на выходах одномерных характеристических систем. Показано, что точность системы ухудшается с увеличением степени неортогональности осей канонического базиса системы. Приведен числовой пример расчета точности системы управления для случая квадрокоптера.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Hassanalian M., Abdelkefi A.** Classifications, applications, and design challenges of drones: a review // Progress in Aerospace Sciences. – 2017. - Vol. 91.- P. 99-131.
2. Development and prospect of unmanned aerial vehicle technologies for agricultural production management / **Y. Huang, S. Thomson, W. Hoffmann, et al** // International Journal of Agricultural and Biological Engineering, USDA-ARS. Nebraska, 2013. - Vol. 6(3).- P. 1-10.

3. **Mahony R., Kumar V., Corke P.** Multirotor aerial vehicles: Modeling, estimation, and control of quadrotor // Robotics and Automation Magazine.- 2012.-19(3).- P. 20–32.
4. **Yushu Y., Yiqun D.** Global Fault-Tolerant Control of Underactuated Aerial Vehicles with Redundant Actuators // Hindawi, Intern. Journal of Aerospace Engineering.- 2019.-P. 1-12.
5. **Sadeghzadeh I.** Fault Tolerant Flight Control of Unmanned Aerial Vehicles. - Concordia University, Montreal, 2015.-P. 116-137.
6. **Lanzon A., Freddi A., Longhi S.** Flight control of a quadrotor vehicle subsequent to a rotor failure // AIAA Journal of Guidance, Control and Dynamics.- 2014.-37(2).-P. 580–591.
7. **Gasparyan O., Darbinyan H.** L_1 Adaptive Control of Quadcopters // CSIT Conference 2019, IIAP. – Yerevan, 2019.- P. 137-140.
8. **Gasparyan O.N.** Linear and Nonlinear Multivariable Feedback Control: A Classical Approach. - John Wiley & Sons Ltd, UK, 2008.- 374 p.
9. **Dorf R., Bishop R.** Modern Control Systems, Pearson. - 13-th ed. - 2016.-1032 p.
10. **Astrom K.** Introduction to Stochastic Control Theory.- Dover Publications, New York, 2006.-305 p.
11. **Crassidis J., Junkins J.** Optimal Estimation of Dynamic Systems. - CRC Press, New York, 2004.- 735 p.
12. **Grewal M., Andrews A.** Kalman Filtering: Theory and Practice Using MATLAB.- John Wiley & Sons, UK, 2008.-615 p.

Национальный политехнический университет Армении. Материал поступил в редакцию 06.03.2023.

Օ.Ն. ԳԱՍՊԱՐՅԱՆ, Օ.Հ. ՕՀԱՆՅԱՆ, Ա.Ա. ԿԱՐԱՊԵՏՅԱՆ, Տ.Ա. ՍԻՄՈՆՅԱՆ

ԱՆՕԴԱՉՈՒ ԹՌՉՈՂ ՍԱՐՔԵՐԻ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԵՐԻ ՃՇԳՐՏՈՒԹՅԱՆ ՎԵՐԼՈՒԾՈՒԹՅՈՒՆ ՊԱՏԱՀԱԿԱՆ ԱԶԴԵՑՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ԴԵՊՔՈՒՄ

Հիմնվելով բնութագրիչ փոխանցման ֆունկցիաների մեթոդի վրա՝ դիտարկվում է ԱԹՍ-ի փոխկապակցված կառավարման համակարգերի ճշգրտության վերլուծության ինժեներական մեթոդիկա՝ հավանականությունների Գաուսյան բաշխում ունեցող ստացիոնար պատահական ազդեցությունների դեպքում։ Հաշվի են առնվում շարժիչների արդյունավետության հնարավոր մասնակի կորուստները, ինչը հանգեցնում է նրան, որ ԱԹՍ-երի կառավարման համակարգի առանձին կապուղիները փոխկապակցված են, և համակարգը պետք է դիտարկվի որպես չորս մուտքով և չորս ելքով բազմաչափ ավտոմատ կառավարման համակարգ։

Որպես ԱԹՍ-ի կառավարման համակարգի ճշգրտության չափ պատահական ազդեցությունների դեպքում ընտրվել է համակարգի սխալի վեկտորի մոդուլի դիսպերսիան: Նշված դիսպերսիաի վերին գնահատականի համար ստեղծվել են պարզ արտահայտություններ։ Ցույց է տրվել, որ առանձին կապուղիներում միանման ՀԻԴ կարգավորիչների ընտրության և ոչ կոռելյացված ու միննույն սպեկտրային խտությամբ պատահական աղմուկների դեպքում համակարգի սխալի վեկտորի մոդուլի դիսպերսիայի գնահատականը կարելի է արտահայտել միաչափ բնութագրիչ համակարգերի ելքի դիսպերսիաներով: Ներկայացված է քառապտուտակ ԱԹՍ-ի կառավարման համակարգի վիճակագրական սխալի վերլուծության թվային օրինակ:

Առանցքային բառեր. բազմառոտորային ԱԹՍ, բազմաչափ կառավարման համակարգ, ստացիոնար պատահական ազդանշաններ, ստատիկ ճշգրտություն, շարժիչների արդյունավետության մասնակի կորուստ:

O.N. GASPARYAN, O.H. OHANYAN, A.K. KARAPETYAN, T.A. SIMONYAN

ANALYZING THE ACCURACY OF CONTROL SYSTEMS OF MULTI-ROTOR UNMANNED AERIAL VEHICLES AT STATIONARY RANDOM SIGNALS

Based on the method of characteristic transfer functions, an engineering technique for analyzing the accuracy of interconnected unmanned aerial vehicles (UAV) control systems at stationary random signals with a Gaussian probability distribution is considered. The technique takes into account the possible partial losses of efficiency of the motors, which bring to cross-connections between separate channels of the UAV's control system. As a result, the system should be considered as a multivariable feedback control system with four inputs and four outputs.

As a generalized measure of the accuracy of the UAV control system under random signals, the variance of the system error vector magnitude is chosen. Simple expressions are obtained for the upper bound of the indicated variance. It is shown that when choosing identical PID controllers in separate channels and in case of uncorrelated random noise with the same spectral density, the upper estimate of the variance of the system error vector magnitude can be expressed through the variances at the outputs of one-dimensional characteristic systems. A numerical example of the analysis of statistical accuracy of the quadcopter control system is given.

Keywords: multi-rotor UAV, multivariable control system, stationary random signals, statistical accuracy, partial loss of the motors' efficiency.