

ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ՀԱՆՐԱՊԵՏՈՒԹՅԱՆ ԿՐԹՈՒԹՅԱՆ, ԳԻՏՈՒԹՅԱՆ,
ՄՇԱԿՈՒՅԹԻ ԵՎ ՍՊՈՐՏԻ ՆԱԽԱՐԱՐՈՒԹՅՈՒՆ

ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ԱԶԳԱՅԻՆ ՊՈԼԻՏԵԽՆԻԿԱԿԱՆ ՀԱՄԱԼՍԱՐԱՆ

ԴԱՐԲԻՆՅԱՆ ՀԱՅԿԱՆՈՒՇ ԳՈՒՐԳԵՆԻ

ԲԱԶՄԱՌՈՏՈՐԱՅԻՆ ԱՆՕԴԱԶՈՒ ԹՈՉՈՂ ՍԱՐՔԵՐԻ ԽԱՓԱՆԱԿԱՅՈՒՆ
L1 ԱԴԱՊՏԻՎ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԵՐԻ ՄՇԱԿՈՒՄԸ

ՍԵՂՄԱԳԻՐ

Ե. 13.01 - «Կառավարում, կառավարման համակարգեր և դրանց տարրերը»
մասնագիտությամբ տեխնիկական գիտությունների թեկնածուի գիտական
աստիճանի հայցման ատենախոսության

Երևան 2020

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ, НАУКИ, КУЛЬТУРЫ И СПОРТА
РЕСПУБЛИКИ АРМЕНИЯ

НАЦИОНАЛЬНЫЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ АРМЕНИИ

ДАРБИНЯН АЙКАНУՍ ԳՐԴԵՆՈՎՆԱ

РАЗРАБОТКА ОТКАЗОУСТОЙЧИВЫХ L1-АДАПТИВНЫХ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ МНОГОРОТОРНЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ
АППАРАТОВ

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук по
специальности: 05.13.01 – «Управление, системы управления и их элемент»

Ереван 2020

Ատենախոսության թեման հաստատվել է Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարանում

Գիտական ղեկավար՝ տ.գ.դ. Օ.Ն.Գասպարյան

Պաշտոնական ընդդիմախոսներ՝ տ.գ.դ. Բ.Մ. Մամիկոնյան
տ.գ.թ. Ա.Հ. Բաղիյան

Առաջատար կազմակերպություն՝ ՀՀ ԳԱԱ Ինֆորմատիկայի և ավտոմատացման պրոբլեմների ինստիտուտ

Ատենախոսության պաշտպանությունը տեղի կունենա 2020թ. ապրիլի 17-ին, ժամը 14⁰⁰-ին Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարանում գործող «Կառավարում և ավտոմատացում» 032 մասնագիտական խորհրդի նիստում (հասցեն՝ 0009, Երևան, Տերյան 105, 17 մասնաշենք):

Ատենախոսությանը կարելի է ծանոթանալ ՀԱՊՀ-ի գրադարանում:
Մեղմագիրն առաքված է 2020 թ. մարտի 06-ին:

032 Մասնագիտական խորհրդի
գիտական քարտուղար, տ.գ.թ.

Ա.Վ. Մելիքյան

**Тема диссертации утверждена Ученым советом Национального
политехнического университета Армении.**

Научный руководитель: д.т.н. Օ.Н. Гаспарян

Официальные оппоненты: д.т.н. Բ. Մ. Մամիկոնյան
к.т.н. Ա. Ա. Բաղիյան

Ведущая организация: Институт проблем информатики
и автоматизации НАН РА

Защита диссертации состоится 17-го апреля 2020 г. в 14⁰⁰ ч. на заседании Специализированного совета 032 - “Управления, систем автоматизации и электроники”, действующего при Национальном политехническом университете Армении (НПУА) (адрес: 0009, г. Ереван, ул. Теряна, 105, корпус 17).

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке НПУА.

Автореферат разослан 06-го марта 2020 г.

Ученый секретарь
Специализированного совета 032
к.т.н.

А.В. Меликян

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность темы. Много rotorные беспилотные летательные аппараты (МБПЛА) широко применяются как для решения военных задач, например, для проведения воздушного наблюдения и разведки, так и в таких гражданских областях, как сельское хозяйство, поисково-спасательные работы, обнаружение очагов лесных пожаров, мониторинг наземного движения и других. При этом, в реальных условиях функционирования МБПЛА всегда возможны непредвиденные ситуации, которые приводят к сбоям в работе или выходу из строя различных элементов и устройств систем управления МБПЛА, что обычно влечет за собой аварию и разрушение аппарата в целом. В первую очередь это относится к электродвигателям и пропеллерам, которые, в отличие от электронных устройств и датчиков, фактически невозможно дублировать. В связи с этим исключительно важное значение приобретают вопросы создания таких эффективных систем управления, которые автоматически адаптируются к отказам электромеханических узлов МБПЛА и тем самым обеспечивают продолжение нормального полета аппарата. Сказанное обуславливает актуальность диссертационной работы, посвященной разработке адаптивных отказоустойчивых систем управления МБПЛА при частичном выходе из строя электродвигателей и/или поломке пропеллеров.

Цель и задачи исследования. Целью диссертационной работы является разработка методов проектирования и исследования адаптивных систем управления МБПЛА основных конструктивных типов при частичной потере эффективности (ЧПЭ) работы беспёточных электрических двигателей или поломке пропеллеров.

В соответствии с поставленной целью сформулированы и решены следующие задачи:

1. Вывод точных нелинейных, а также упрощенных линеаризованных уравнений динамики МБПЛА с учетом математических моделей, описывающих ЧПЭ электродвигателей (или поломку пропеллеров), построение обобщённых матричных структурных схем взаимосвязанных систем управления МБПЛА.
2. Вывод общих матриц кинематических взаимных связей между отдельными каналами систем управления МБПЛА при различном числе пропеллеров и наиболее распространенных геометрических схемах установки электродвигателей.
3. Разработка методов линеаризации нелинейных уравнений динамики МБПЛА на основе метода линеаризации обратной связью (Feedback Linearization Method) при ЧПЭ электродвигателей, учитывающих кинематические и структурные особенности взаимосвязанных систем управления МБПЛА.
4. Разработка систем управления, компенсирующих влияние ЧПЭ работы электродвигателей на динамические и качественные характеристики систем управления МБПЛА с применением теории L_1 адаптивного управления, а также метода прямого адаптивного управления с эталонной моделью (Direct Method of Model Reference Adaptive Control).
5. Разработка алгоритмов и вычислительных программ в среде пакетов MATLAB и Simulink для динамического моделирования отказоустойчивых систем управления МБПЛА.

Методы исследования. В диссертационной работе использованы методы теоретической механики, робототехники, матричного исчисления и линейной алгебры, классической теории линейных и нелинейных систем автоматического регулирования, теории адаптивных и многомерных (многосвязных) систем управления, а также численные методы компьютерного моделирования в среде пакетов MATLAB и Simulink.

Научная новизна работы заключается в следующем:

1. Разработан новый метод проектирования и исследования L_1 адаптивных систем управления компенсирующих ЧПЭ работы электродвигателей МБПЛА и выведены точные нелинейные уравнения, описывающие остаточные взаимные связи в системе. Разработан также другой подход к решению данной задачи, который основан на прямом методе адаптивного управления с эталонной моделью и дает возможность применять более точные математические модели, описывающие ЧПЭ работы электродвигателей.
2. Показано, что системы управления МБПЛА с взаимными связями между отдельными каналами, обусловленными количеством электродвигателей (пропеллеров) и их геометрическими положениями, относятся к классу многосвязных систем управления (МСУ) с несколькими входами и выходами, в регуляторах которых имеется постоянная матричная составляющая, которая компенсирует указанные взаимные связи и сводит систему управления МБПЛА к четырем независимым системам с одним входом и выходом.
3. Рассмотрены обобщенные кинематические схемы установки пропеллеров для квадрокоптеров, гексакоптеров и октокоптеров и выведены аналитические выражения для соответствующих матриц взаимных связей, которые охватывают большинство из известных в литературе частных случаев.
4. Разработан метод линеаризации нелинейных уравнений динамики МБПЛА с ЧПЭ электродвигателей, который основан на известном в современной нелинейной теории управления методе линеаризации посредством обратной связи и учитывает структурные особенности систем управления МБПЛА.

Практическая ценность работы. Разработанные методы, а также алгоритмические и программные средства (включая разработанные модели отказоустойчивых L_1 адаптивных систем управления МБПЛА в среде пакета Simulink) могут быть использованы для исследования кинематических и динамических свойств МБПЛА, используемых в различных областях, и для проектирования автоматизированных систем управления. Приложения, разработанные в среде пакета MATLAB, позволяют получать в аналитической форме матрицы, описывающие кинематику МБПЛА с любым количеством пропеллеров.

Предложенные методы могут быть использованы в различных гражданских и военных областях, обеспечивая безопасный полет МБПЛА при частичной потере эффективности работы электродвигателей.

Результаты диссертации использованы в:

1. научно-техническом проекте «Разработка и изготовление опытного образца гибридного беспилотного летательного аппарата с вертикальным взлетом и посадкой, снабженного системой наблюдения, локализации и

картографирования» (шифр` 18DP-2B008), финансируемом Комитетом по науке Министерства образования, науки, культуры и спорта Республики Армения;

2. учебно-исследовательском центре “Воздушная робототехника” НПУА, для проектирования отказоустойчивой системы управления октокоптера;
3. учебном плане “Адаптивные и экстремальные системы управления”, преподаваемом на кафедре “Системы управления” НПУА.

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Нелинейные точные и упрощенные линеаризованные уравнения динамики МБПЛА, с учетом математических моделей, описывающих ЧПЭ работы электродвигателей.
2. Вывод обобщенных матриц кинематических взаимных связей между отдельными каналами систем управления МБПЛА при различном числе пропеллеров и наиболее распространенных геометрических схемах установки электродвигателей.
3. Разработка методов линеаризации нелинейных уравнений динамики МБПЛА на основе метода линеаризации обратной связью (Feedback Linearization Method) при ЧПЭ электродвигателей, учитывающих кинематические и структурные особенности взаимосвязанных систем управления МБПЛА.
4. Новый метод линеаризации нелинейных уравнений динамики МБПЛА с учетом ЧПЭ электродвигателей, основанный на методе линеаризации обратной связью.
5. Новые методы разработки систем управления МБПЛА, компенсирующих влияние ЧПЭ электродвигателей на основе теории L_1 адаптивного управления, а также метода прямого адаптивного управления с эталонной моделью.
6. Алгоритмы и вычислительные программы в среде пакетов MATLAB и Simulink, предназначенные для динамического моделирования и исследования отказоустойчивых систем управления МБПЛА.

Апробация результатов работы. Основные теоретические и практические результаты работы докладывались на:

- Ежегодных научных конференциях ГИУА (Ереван, 2016-2018 гг.),
- Научных семинарах кафедры “Системы управления” института ИТТЭ НПУА (Ереван, 2016-2018 гг.),
- Научном семинаре в институте проблем информатики и автоматизации АН РА (Ереван, 2019 г.),
- Международном научно-техническом форуме “Цифровые БПЛА” (Ереван, 2019 г.),
- Международной конференции “Компьютерные науки и информационные технологии” (CSIT) (Ереван, 2019 г.).

Публикации. Основные научные результаты работы опубликованы в восьми научных трудах, список которых представлен в конце автореферата.

Структура и объем диссертации. Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка использованной литературы из 136 наименований, и приложения. Основной текст диссертации изложен на 129 страницах, включая 48 рисунков и 2 таблицы. Общий объем работы составляет 147 страницы. Диссертация написана на армянском языке.

ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении обоснована актуальность темы диссертации, сформулированы цель и задачи исследования, представлены научная новизна, практическая ценность работы и основные положения, выносимые на защиту.

В первой главе проведен аналитический обзор литературы с описанием известных типов МБПЛА. Представлены возможные источники отказов элементов и устройств в МБПЛА и дана их классификация по степени влияния на работоспособность систем управления. Изучены наиболее применяемые на практике методы разработки отказоустойчивых систем управления МБПЛА и указаны их достоинства и недостатки. Рассмотрены основные методы проектирования и исследования адаптивных систем управления. Показано, что несмотря на многообразие существующих методов разработки отказоустойчивых систем управления МБПЛА, в случае ЧПЭ работы электродвигателей наиболее целесообразно совместное применение метода линеаризации уравнений динамики при помощи обратной связи и методов адаптивного управления.

Во второй главе предложен подход к проектированию системы управления с позиций теории многовязного регулирования. Указанный подход состоит во введении в систему развязывающего матричного регулятора, который компенсирует взаимные связи между каналами и сводит проектирование системы управления к проектированию отдельных каналов на основе методов и подходов классической теории регулирования.

Схематическое изображение МБПЛА на примере квадрокоптера показано на рис. 1, где через $\{I\}$ обозначена инерциальная система координат (СК), относительно которой описывается движение центра масс (ЦМ) МБПЛА. Переход от инерциальной СК $\{I\}$ к связанной с МБПЛА СК $\{B\}$ осуществляется тремя последовательными поворотами на углы рыскания ψ , крена ϕ и тангажа θ (в указанной последовательности) и описывается матрицей (1).

$$R = \begin{bmatrix} \cos\psi \cos\theta - \sin\phi \sin\psi \sin\theta & -\cos\phi \sin\psi & \cos\psi \sin\theta + \cos\theta \sin\phi \sin\psi \\ \cos\theta \sin\psi + \cos\psi \sin\phi \sin\theta & \cos\phi \cos\psi & \sin\psi \sin\theta - \cos\psi \cos\theta \sin\phi \\ -\cos\phi \sin\theta & \sin\phi & \cos\phi \cos\theta \end{bmatrix} \quad (1)$$

Обозначим через m массу МБПЛА; x, y, z - координаты МБПЛА относительно инерциальной СК; I_x, I_y, I_z - моменты инерции относительно осей OX , OY и OZ . Далее, обозначим через J_T одинаковые моменты инерции ротора каждого мотора, а через $\Omega = -\Omega_1 - \Omega_2 + \Omega_3 + \Omega_4$ - суммарную скорость вращения пропеллеров, где Ω_i - скорость i -го пропеллера. Тогда, если считать угловые скорости МБПЛА и углы тангажа θ и крена ϕ малыми, а также принять, что в условиях прямолинейного движения угол рыскания равен нулю ($\psi = 0$), и в направлениях осей OX^1 и OY^1 приблизительно выполняется условие $u_z \approx mg$, то это приводит к следующим упрощенным линейным уравнениям поступательного движения ЦМ в инерциальной СК и углового движения МБПЛА относительно ЦМ в связанной СК:

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} = mg\theta + \gamma_x, \quad m \frac{d^2 y}{dt^2} = -mg\phi + \gamma_y, \quad m \frac{d^2 z}{dt^2} = u_z - mg + \gamma_z, \quad (2)$$

$$I_x \frac{d^2 \theta}{dt^2} = u_\theta + \gamma_\theta, \quad I_y \frac{d^2 \phi}{dt^2} = u_\phi + \gamma_\phi, \quad I_z \frac{d^2 \psi}{dt^2} = u_\psi + \gamma_\psi, \quad (3)$$

где u_z - подъемная сила вдоль вертикальной оси $O'Z'$; g - гравитационная постоянная; u_θ, u_ϕ, u_ψ - управляющие моменты вокруг главных осей инерции квадрокоптера, а $\gamma_x, \gamma_y, \gamma_z$ и $\gamma_\theta, \gamma_\phi, \gamma_\psi$ - внешние возмущающие силы и моменты.

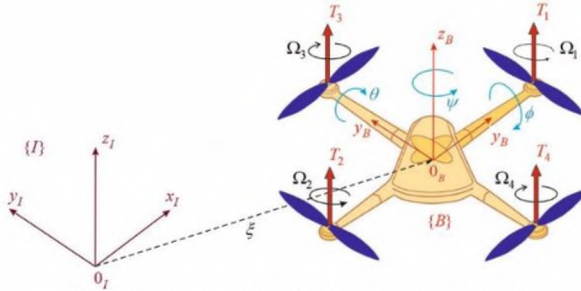


Рис. 1. Схематическое изображение квадрокоптера

В настоящее время в МБПЛА обычно используются бесщеточные моторы с внешним ротором. Если пренебречь индуктивностью якоря электродвигателя, то создаваемая каждым i -м мотором тяга T_i связана с входным напряжением u_i дифференциальным уравнением первого порядка:

$$\frac{dT_i}{dt} = -\omega_M T_i + K_M \omega_M u_i, \quad i = 1, 2, 3, 4, \quad (4)$$

где K_M и ω_M являются конструктивными параметрами.

Общим для всех типов МБПЛА является то, что роторы всех моторов с пропеллерами установлены параллельно вертикальной оси OZ , причем каждый последующий мотор вращается в направлении, обратном направлению вращения предыдущего мотора (рис. 1). Вместе с тем, на практике существуют различные кинематические схемы установки моторов на корпусе МБПЛА, основные из которых показаны на рис. 2.

Каждая из показанных на рис. 2 схем приводит к определенным структурным особенностям системы управления МБПЛА, что необходимо учитывать при выборе параметров регуляторов во всех каналах. В работе рассмотрены вопросы разработки математической модели системы управления МБПЛА с обобщенной кинематической схемой установки роторов (рис. 2в), которая охватывает частные случаи, показанные на рис. 2а,б, и позволяет получить соответствующие выражения для общей матрицы компенсирующих взаимных связей регуляторов. В частности, можно получить аналитические выражения для подъемной силы u_z (5) и управляющих моментов u_ψ (6), u_ϕ (7), u_θ (8) по осям рыскания, крена и тангажа (рис. 2в) в виде

$$u_z = T_1 + T_2 + T_3 + T_4, \quad (5)$$

$$u_\psi = -(\tau_1 - \tau_2 + \tau_3 - \tau_4) = -k_\psi(T_1 - T_2 + T_3 - T_4), \quad (6)$$

$$u_\phi = (T_1 - T_3)L_1 \sin(\alpha_1) + (T_2 - T_4)L_2 \sin(\alpha_2), \quad (7)$$

$$u_\theta = -(T_1 - T_3)L_1 \cos(\alpha_1) - (T_2 - T_4)L_2 \cos(\alpha_2). \quad (8)$$

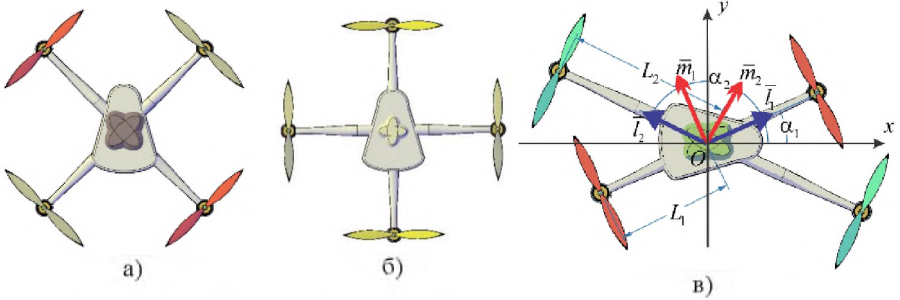


Рис. 2. Основные кинематические схемы установки моторов квадрокоптеров:
а - тип X4, б - тип I4, в - обобщенная схема

Если ввести в рассмотрение векторы управляющих воздействий $\vec{U} = [u_z, u_\phi, u_\theta, u_\psi]^T$ и тяг $\vec{T} = [T_1, T_2, T_3, T_4]^T$, то эти выражения позволяют связать векторы \vec{U} и \vec{T} :

$$\vec{U} = D\vec{T}, \quad (9)$$

где матрица D имеет вид

$$D = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ L_1 \sin(\alpha_1) & L_2 \sin(\alpha_2) & -L_1 \sin(\alpha_1) & -L_2 \sin(\alpha_2) \\ -L_1 \cos(\alpha_1) & -L_2 \cos(\alpha_2) & L_1 \cos(\alpha_1) & L_2 \cos(\alpha_2) \\ -k_\psi & k_\psi & -k_\psi & k_\psi \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Из (10) непосредственно получаем в матричной форме связь между тягами T_1, T_2, T_3, T_4 и требуемыми управляющими моментами $u_\theta, u_\phi, u_\psi, u_z$:

$$K = D^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{4} & \frac{\cos(\alpha_2)}{2L_1 \sin(\alpha_1 - \alpha_2)} & \frac{\sin(\alpha_2)}{2L_1 \sin(\alpha_1 - \alpha_2)} & -\frac{1}{4k_\psi} \\ \frac{1}{4} & \frac{\cos(\alpha_1)}{2L_2 \sin(\alpha_1 - \alpha_2)} & -\frac{\sin(\alpha_1)}{2L_2 \sin(\alpha_1 - \alpha_2)} & \frac{1}{4k_\psi} \\ \frac{1}{4} & \frac{\cos(\alpha_2)}{2L_2 \sin(\alpha_1 - \alpha_2)} & -\frac{\sin(\alpha_2)}{2L_1 \sin(\alpha_1 - \alpha_2)} & \frac{1}{4k_\psi} \\ \frac{1}{4} & \frac{\cos(\alpha_1)}{2L_1 \sin(\alpha_1 - \alpha_2)} & \frac{\sin(\alpha_1)}{2L_1 \sin(\alpha_1 - \alpha_2)} & -\frac{1}{4k_\psi} \end{bmatrix}. \quad (11)$$

Принимая во внимание уравнения (1) - (10), можно найти следующие выражения, связывающие в операторной форме переменные $z, \theta, \phi,$ и ψ с напряжениями u_1, u_2, u_3 и u_4 на входах моторов и возмущениями $\gamma_z, \gamma_\theta, \gamma_\phi, \gamma_\psi$:

$$z = \left[\frac{1}{ms^2} w_M(s)(u_1 + u_2 + u_3 + u_4) - \frac{1}{s^2} g \right] + \frac{1}{ms^2} \gamma_z, \quad (12)$$

$$\theta = \frac{L}{I_x s^2} w_M(s)(u_1 - u_2) + \frac{1}{I_x s^2} \gamma_\theta, \quad (13)$$

$$\phi = \frac{L}{I_y s^2} w_M(s)(u_3 - u_4) + \frac{1}{I_y s^2} \gamma_\phi, \quad (14)$$

$$\psi = \frac{K_\psi}{I_z s^2} w_M(s)(u_1 + u_2 - u_3 - u_4) + \frac{1}{I_z s^2} \gamma_\psi. \quad (15)$$

Если ввести в рассмотрение векторы регулируемых переменных $\bar{\eta} = [z, \theta, \phi, \psi]^T$, управляющих напряжений $\bar{u} = [u_1, u_2, u_3, u_4]^T$ и внешних возмущений $\bar{\gamma} = [\gamma_z, \gamma_\theta, \gamma_\phi, \gamma_\psi]^T$, а также постоянный вектор $F = [1 \ 0 \ 0 \ 0]^T$, то уравнения (12)-(15) можно записать в следующей матричной форме:

$$\bar{\eta} = W_U(s)D\bar{u} + W_Y(s)\bar{\gamma} - \frac{1}{s} Fg. \quad (16)$$

Отметим, что матрицы $W_U(s)$ и $W_Y(s)$ в (16) являются диагональными, а числовая матрица D характеризует кинематические особенности МБПЛА.

Таким образом, рассматриваемая система управления МБПЛА относится к многомерным (много связным) системам управления, где взаимные связи между отдельными каналами характеризуются матрицей жестких взаимных связей D (10). К сказанному можно подойти с позиций общей теории многосвязного регулирования. Допустим, ставится задача выбора такого матричного регулятора $W_R(s)$ замкнутой системы управления квадрокоптером, который обеспечит развязку всех четырех каналов взаимосвязанной системы, описываемой выражением (10). Если обозначить через $\bar{\eta}_r = [z_r, \theta_r, \phi_r, \psi_r]^T$ вектор задающих сигналов системы управления, то матричное уравнение разомкнутой системы управления квадрокоптера с регулятором $W_R(s)$ примет вид:

$$\bar{\eta} = W_U(s)DW_R(s)\varepsilon + W_Y(s)\bar{\gamma} - \frac{1}{s^2} Fg = W_O(s)\varepsilon + W_Y(s)\bar{\gamma} - \frac{1}{s^2} Fg, \quad (17)$$

где $\varepsilon = \bar{\eta}_r - \bar{\eta}$ есть вектор ошибки замкнутой системы.

Из (17) очевидно, что если выбрать $W_R(s)$ из условия

$$W_R(s) = K \text{diag}\{W_{Ri}(s)\}, \quad (18)$$

где матрица K имеет вид:

$$K = D^{-1} = \begin{bmatrix} 1/4 & 1/2 & 0 & 1/4 \\ 1/4 & -1/2 & 0 & 1/4 \\ 1/4 & 0 & 1/2 & -1/4 \\ 1/4 & 0 & -1/2 & -1/4 \end{bmatrix}, \quad (19)$$

а $\text{diag}\{W_{R_i}(s)\}$ есть диагональная матрица регуляторов $w_z(s)$, $w_\theta(s)$, $w_\phi(s)$, $w_\psi(s)$ в отдельных каналах, то передаточная матрица $W_O(s)$ станет диагональной и в развернутом виде примет вид:

$$W_O(s) = \frac{1}{s^2} w_M(s) \begin{bmatrix} (1/m)w_z(s) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (L/I_x)w_\theta(s) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & (L/I_y)w_\phi(s) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & (K_\psi/I_z)w_\psi(s) \end{bmatrix}. \quad (20)$$

Физически это означает, что отдельные каналы системы оказываются независимыми. В теории многосвязного регулирования регуляторы типа (18) называются развязывающими.

Выходной сигнал замкнутой системы $\bar{\eta}$ при этом примет вид:

$$\bar{\eta} = \Phi(s)\bar{\eta}_r + \Phi_\varepsilon(s)W_\gamma(s)\bar{\gamma} - \Phi_\varepsilon(s)\frac{1}{s^2}Fg, \quad (21)$$

где

$$\Phi(s) = [I + W_O(s)]^{-1}W_O(s) \quad (22)$$

есть передаточные матрицы замкнутой системы по выходу и ошибке.

Подставив выражения для $W_O(s)$ (20) в (21), получим систему следующих четырех уравнений:

$$z = \left\{ \frac{w_z(s)w_M(s)}{[ms^2 + w_z(s)w_M(s)]} z_r - \frac{m}{[ms^2 + w_z(s)w_M(s)]} g \right\} + \frac{1}{[ms^2 + w_z(s)w_M(s)]} \gamma_z, \quad (23)$$

$$\theta = \frac{Lw_M(s)w_\theta(s)}{I_x s^2 + Lw_M(s)w_\theta(s)} \theta_r + \frac{1}{I_x s^2 + Lw_M(s)w_\theta(s)} \gamma_\theta, \quad (24)$$

$$\phi = \frac{Lw_M(s)w_\phi(s)}{I_y s^2 + Lw_M(s)w_\phi(s)} \phi_r + \frac{1}{I_y s^2 + Lw_M(s)w_\phi(s)} \gamma_\phi, \quad (25)$$

$$\psi = \frac{Lw_M(s)w_\psi(s)}{I_z s^2 + Lw_M(s)w_\psi(s)} \psi_r + \frac{1}{I_z s^2 + Lw_M(s)w_\psi(s)} \gamma_\psi, \quad (26)$$

первое из которых характеризует линейное движение квадрокоптера вдоль вертикальной оси, а остальные три описывают динамику системы управления по углам тангажа, крена и рыскания.

Устойчивость замкнутой системы управления квадрокоптера с развязывающим регулятором $W_R(s)$ (18) при этом определяется распределением корней следующего характеристического уравнения:

$$[I + W_O(s)] = 0, \quad (27)$$

которое с учетом (23)-(26) распадается на четыре уравнения:

$$\begin{aligned} ms^2 + w_z(s)w_M(s) &= 0, & I_x s^2 + Lw_M(s)w_\theta(s) &= 0, \\ I_y s^2 + Lw_M(s)w_\phi(s) &= 0, & I_z s^2 + Lw_M(s)w_\psi(s) &= 0. \end{aligned} \quad (28)$$

Матричная структурная схема замкнутой системы управления МБПЛА показана на рис. 3, а на рис. 4 дана структурная схема системы управления по

высоте, (структуры систем управления по каналам тангажа, крена и рыскания полностью аналогичны последней).

Таким образом, проектирование системы управления МБПЛА с развязывающим регулятором $W_R(s)$ (18) сводится к проектированию независимых отдельных каналов, которое может быть осуществлено стандартными методами классической теории регулирования.

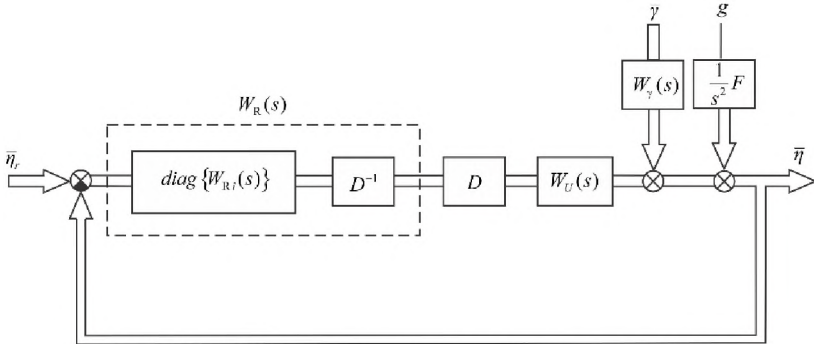


Рис. 3. Матричная структурная схема системы управления МБПЛА

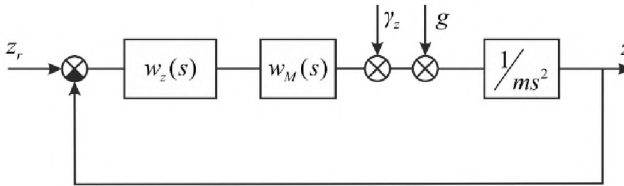


Рис. 4. Структурная схема системы управления по каналу высоты

Все приведенные выше результаты распространены на случаи гексакоптеров и октокоптеров, т.е. для случаев МБПЛА с шестью и восемью пропеллерами. В этих случаях квадратная матрица D размера 4×4 в (9) заменяется на прямоугольные матрицы размеров 4×6 и 4×8 , и для определения матрицы K в (18) следует находить псевдообратные матрицы D^+ размеров 6×4 и 8×4 .

В третьей главе разработана структурная схема системы управления МБПЛА, где учитываются частичные потери эффективности работы бесщеточных электродвигателей. Получены нелинейные уравнения движения МБПЛА с идеальными (без ЧПЭ) электродвигателями вдоль оси z , инерциальной СК, а также угловые движения вокруг связанной СК в виде

$$\frac{d^2 z}{dt^2} = \frac{\cos \phi \cos \theta}{m} u_z - g \quad (u_z = T_z), \quad \frac{d\omega}{dt} = J^{-1} [\tau - \omega \times (J\omega + \Upsilon_r \Omega)], \quad (29)$$

где $\omega = [\omega_x, \omega_y, \omega_z]^T$ - вектор угловых скоростей вращения МБПЛА в связанной СК.

В случае, когда имеется ЧПЭ работы электродвигателей МБПЛА, уравнения (29) можно представить в следующей виде:

$$\frac{d^2\sigma}{dt^2} = \begin{bmatrix} \frac{d^2z}{dt^2} \\ \frac{d^2\eta}{dt^2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\cos\phi \cos\theta}{m} & 0_{1 \times 3} \\ 0_{3 \times 1} & PJ^{-1} \end{bmatrix} B_{\Sigma} U + \begin{bmatrix} -g \\ \frac{dP}{dt} \omega - PJ^{-1} \omega \times (J\omega + Y_T \Omega) \end{bmatrix}, \quad (30)$$

где $\eta = [\theta, \phi, \psi]^T$ есть вектор углов вращения; матрица B_{Σ} дается выражением $B_{\Sigma} = D\Lambda_M D^+$; Λ_M представляет собой диагональную матрицу

$$\Lambda_M = \text{diag} \{ \lambda_i^M \}, \quad (31)$$

где коэффициенты λ_i^M принимают значения в интервале $0 < \lambda_i^M \leq 1$ и характеризуют степень ЧПЭ работы i -ых электродвигателей. При отсутствии ЧПЭ электродвигателей все коэффициенты λ_i^M равны единице и матрица Λ_M (31) переходит в единичную матрицу $I_{N \times N}$.

Матрица $P(\eta)$ в (30) связывает векторы $d\eta/dt$ и ω в кинематических уравнениях Эйлера

$$\frac{d\eta}{dt} = P(\eta)\omega \quad (32)$$

и имеет следующий вид:

$$P(\eta) = \begin{bmatrix} \cos\theta & 0 & -\sin\theta \\ \sin\theta \operatorname{tg}\phi & 1 & \cos\theta \operatorname{tg}\phi \\ \sin\theta / \cos\phi & 0 & \cos\theta / \cos\phi \end{bmatrix}. \quad (33)$$

Если вектор U в выражении (29) выбрать в виде

$$U = \begin{bmatrix} u_z \\ \tau \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{m}{\cos\phi \cos\theta} \left(v_z - a_1^z \frac{dz}{dt} - a_0^z z \right) \\ \omega \times (J\omega + Y_T \Omega) + JP^{-1} \left(-\frac{dP}{dt} \omega + v_{\eta} - \text{diag} \{ a_1^i \} \frac{d\eta}{dt} - \text{diag} \{ a_0^i \} \eta \right) \end{bmatrix}, \quad (34)$$

где v_z и v_{η} есть новые входные переменные, то уравнения (29) переходят в следующую систему четырех независимых линейных уравнений второго порядка:

$$\begin{aligned} \frac{d^2z}{dt^2} &= v_z - a_1^z \frac{dz}{dt} - a_0^z z - g, \\ \frac{d^2\eta}{dt^2} &= v_{\eta} - \text{diag} \{ a_1^i \} \frac{d\eta}{dt} - \text{diag} \{ a_0^i \} \eta, \end{aligned} \quad (35)$$

где последние три уравнения угловых движений МБПЛА записаны в матричной форме. В уравнениях (35) коэффициенты a_1^z , a_0^z и a_1^i , a_0^i ($i = 1, 2, 3$) выбираются из условия устойчивости линеаризованной системы управления МБПЛА.

При наличии ЧПЭ электродвигателей матрицу $B_{\Sigma} = \{ b_{ij}^z \}$ в (30) можно представить в следующем блочном виде:

$$B_{\Sigma} = \begin{bmatrix} b_{11}^{\Sigma} & B_{1 \times 3}^{\Sigma} \\ B_{3 \times 1}^{\Sigma} & B_{3 \times 3}^{\Sigma} \end{bmatrix}, B_{1 \times 3}^{\Sigma} = [b_{12}^{\Sigma} \quad b_{13}^{\Sigma} \quad b_{14}^{\Sigma}], B_{3 \times 1}^{\Sigma} = \begin{bmatrix} b_{31}^{\Sigma} \\ b_{32}^{\Sigma} \\ b_{33}^{\Sigma} \end{bmatrix}, B_{3 \times 3}^{\Sigma} = \begin{bmatrix} b_{22}^{\Sigma} & b_{23}^{\Sigma} & b_{24}^{\Sigma} \\ b_{32}^{\Sigma} & b_{33}^{\Sigma} & b_{34}^{\Sigma} \\ b_{42}^{\Sigma} & b_{43}^{\Sigma} & b_{44}^{\Sigma} \end{bmatrix}. \quad (36)$$

Показано, что в данном случае вместо уравнений (35) мы имеем

$$\frac{d^2 z}{dt^2} = b_{11}^{\Sigma} v_z + d_0 B_{1 \times 3}^{\Sigma} M_0 v - b_{11}^{\Sigma} a_1^z \frac{dz}{dt} - b_{11}^{\Sigma} a_0^z z - d_0 B_{1 \times 3}^{\Sigma} M_0 \text{diag}\{a_1^i\} \frac{d\eta}{dt} - d_0 B_{1 \times 3}^{\Sigma} M_0 \text{diag}\{a_0^i\} \eta + d_0 B_{1 \times 3}^{\Sigma} \omega \times (J\omega + \Upsilon_T \Omega) - d_0 B_{1 \times 3}^{\Sigma} M_0 \frac{dP}{dt} \omega - g \quad (37)$$

$$\frac{d^2 \eta}{dt^2} = \frac{1}{d_0} M_0^{-1} B_{3 \times 1}^{\Sigma} v_z + M_{\Sigma} v_{\eta} - \frac{1}{d_0} M_0^{-1} B_{3 \times 1}^{\Sigma} a_1^z \frac{dz}{dt} - \frac{1}{d_0} M_0^{-1} B_{3 \times 1}^{\Sigma} a_0^z z - M_{\Sigma} \text{diag}\{a_1^i\} \frac{d\eta}{dt} - M_{\Sigma} \text{diag}\{a_0^i\} \eta + (I_{3 \times 3} - M_{\Sigma}) \frac{dP}{dt} \omega + M_0^{-1} (B_{3 \times 3}^{\Sigma} - I_{3 \times 3}) \omega \times (J\omega + \Upsilon_T \Omega), \quad (38)$$

где $d_0 = \cos \phi \cos \theta / m$, $M_0 = JP^{-1}$, $M_{\Sigma} = PJ^{-1} B_{3 \times 3}^{\Sigma} JP^{-1}$. При $\Lambda_M = I_{N \times N}$, в уравнениях (37), (38) имеем: $M_{\Sigma} = I$, $b_{11}^{\Sigma} = 1$, $B_{1 \times 3}^{\Sigma} = 0_{1 \times 3}$, $B_{3 \times 3}^{\Sigma} = I$, $B_{3 \times 1}^{\Sigma} = 0_{3 \times 1}$, и эти уравнения совпадают с линейными уравнениями (35).

Принимая во внимание приведенные выше уравнения движения МБПЛА при осуществлении линеаризации посредством обратной связи, матричную структурную схему системы управления МБПЛА можно представить в виде, показанной на рис. 5.

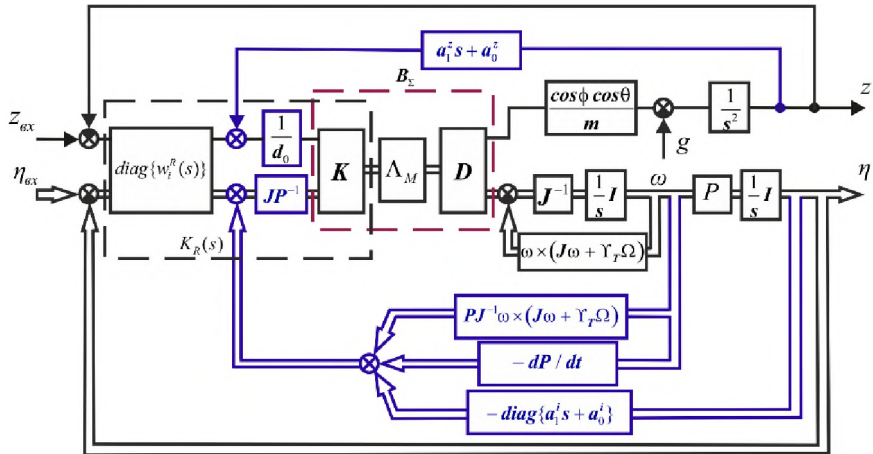


Рис. 5. Матричная структурная схема системы управления МБПЛА, линеаризованной методом линеаризации обратной связью

В четвертой главе разработан новый метод проектирования и исследования L_1 адаптивной системы управления, компенсирующей частичную потерю эффективности работы электродвигателей МБПЛА. При разработке L_1 адаптивного

регулятора операторное уравнение (18) записывается в пространстве состояний в следующей форме:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + B(u(t) + \gamma), \quad y(t) = Cx(t), \quad (39)$$

где $x(t)$ - вектор состояний, а γ - вектор внешних возмущений.

Предсказатель состояний имеет ту же структуру, что и система (39):

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + B(u(t) + \hat{\gamma}(t)), \quad \hat{y}(t) = C\hat{x}(t), \quad (40)$$

с той лишь разницей, что неизвестное внешнее возмущение γ заменено его оценкой $\hat{\gamma}(t)$.

Компенсация возмущения γ осуществляется при помощи следующего адаптивного закона управления:

$$\dot{\hat{\gamma}}(t) = \Gamma B^T P \varepsilon(t) \quad (41)$$

где $\varepsilon(t) = x(t) - \hat{x}(t)$ есть ошибка предсказания, положительный скаляр $\Gamma > 0$ называется коэффициентом адаптации (adaptation gain), а положительно-определенная матрица P ($P = P^T > 0$) является решением уравнения Ляпунова

$$A^T P + P A = -Q \quad (42)$$

для произвольной симметричной положительно-определенной матрицы Q ($Q = Q^T > 0$).

В соответствии с теорией L_1 адаптивного управления управляющий сигнал системы $u(t)$ в операторной форме задается как

$$u(t) = Q(s)(k_g r(t) - \hat{\gamma}(t)), \quad (43)$$

где $r(t)$ - заданный входной сигнал; k_g - статический коэффициент усиления, а $Q(s)$ - передаточная функция устойчивого низкочастотного фильтра.

Структурная схема системы управления с предсказателем состояний (40), адаптивным законом компенсации возмущений (41) и сигналом управления $u(t)$ (43) показана на рис. 6.

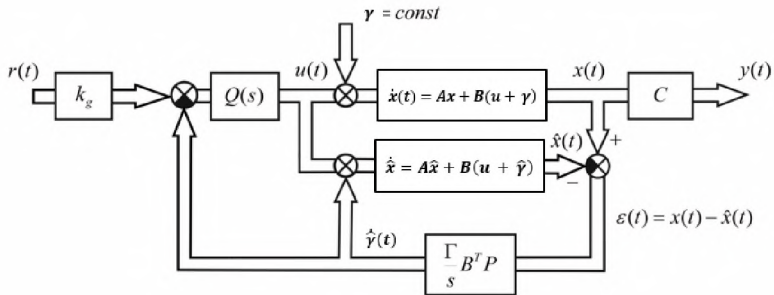


Рис. 6. L_1 адаптивная система управления с предсказателем состояний

Из рис. 6 следует, что выходной сигнал $y(s)$ адаптивной системы, обусловленный возмущением $\gamma(s)$, может быть записан в операторной форме в виде

$$y(s) = W(s)Q(s)k_g r(s) + W(s) \left[I - Q(s) [I + W_0(s)]^{-1} W_0(s) \right] \gamma(s). \quad (44)$$

Отметим, что $W(s)$ в (44) есть передаточная функция разомкнутой системы управления МБПЛА, а $W_0(s)$ относится к классу *Положительных Действительных (Positive Real)* передаточных функций, фазовый сдвиг которых не превышает -90° .

Уравнение (44) описывает систему, структурная схема которой представлена на рис. 6, где передаточная функция замкнутого контура $F_\Sigma(s)$ с отрицательной обратной связью дается выражением

$$F_\Sigma(s) = [I + W_0(s)]^{-1} W_0(s) = \left[I + \frac{\Gamma}{s} B^T P W_x(s) \right]^{-1} \frac{\Gamma}{s} B^T P W_x(s). \quad (45)$$

Поскольку фазовый сдвиг передаточной функции $W_x(s)$ в (45) не превышает -90° , а интегратор в $W_0(s)$ вносит постоянный фазовый сдвиг -90° , то очевидно, что система с передаточной функцией $F_\Sigma(s)$ (45) устойчива при любой величине коэффициента адаптации Γ [так как годограф $W_0(j\omega)$ на комплексной плоскости не может охватить критическую точку $(-1, j0)$ ни при каких значениях $\Gamma > 0$ и $\omega > 0$]. При этом, если для простоты принять $Q(s) = 1$, то из рис. 7 видно, что при $\Gamma \rightarrow \infty$ имеем $F_\Sigma(s) \rightarrow 1$, и ошибка $\gamma(t)$ стремится к нулю независимо от величины и формы возмущения $y_\gamma(t)$. Иными словами, за счет выбора величины Γ можно свести ошибку $|\gamma(t)|$ к любой, сколь угодно малой величине.

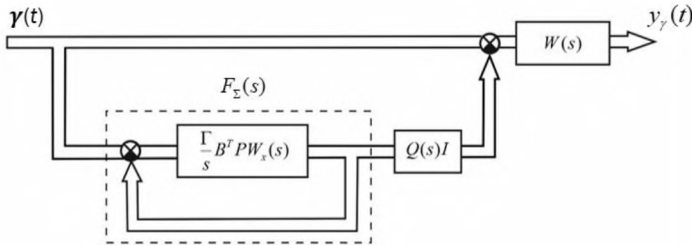


Рис. 7. К определению ошибки адаптивной системы, вызванной внешним возмущением $\gamma(t)$

Рассмотрим другой подход к задаче компенсации ЧПЭ моторов, основанный на прямом методе адаптивного управления с эталонной моделью (АУЭМ - Direct MRAC). При этом для простоты будем считать, что углы отклонений и угловые скорости МБПЛА настолько малы, что можно пренебречь нелинейными членами в уравнениях динамики вращательных движений МБПЛА и, как следствие, нет необходимости в применении линеаризации при помощи обратной связи.

Линейные уравнения движения МБПЛА в пространстве состояний при этом примут вид:

$$\frac{dx}{dt} = Ax + BD\Lambda_M u_c, \quad y = Cx, \quad (46)$$

Поскольку прямой метод АУЭМ, как и метод L_1 адаптивного управления предполагает, что матрица A является Гурвицевой, то необходимо охватить объект управления (МБПЛА) жесткой обратной связью по вектору состояния при помощи матрицы K_{FL}

$$K_{FL} = \begin{bmatrix} -\alpha_0^z & -\alpha_1^z & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\alpha_0^\theta & -\alpha_1^\theta & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\alpha_0^\psi & -\alpha_1^\psi & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\alpha_0^{y\psi} & -\alpha_1^{y\psi} \end{bmatrix}. \quad (47)$$

Эта матрица обеспечивает смещение нулевых полюсов в заданные точки в левой полуплоскости комплексной плоскости корней.

Если ЧПЭ работы электродвигателей отсутствуют, т.е. $\Lambda_M = I$, то динамика МБПЛА с обратной связью посредством матрицы K_{FL} (47) описывается следующей системой линейных уравнений

$$\frac{dx}{dt} = (A - BK_{FL})x + Bu_I. \quad (48)$$

При использовании прямого метода АУЭМ ставится задача нахождения такого адаптивного компенсатора $K_{AC}(t)$, включенного перед матрицей компенсирующего регулятора D^+ , при котором динамика МБПЛА с ЧПЭ моторовс т.е. при $\Lambda_M \neq I$, будет совпадать с динамикой идеального МБПЛА, которая задается эталонной моделью

$$\frac{dx_r}{dt} = A_R x_r + B_R u_I, \quad (49)$$

где $A_R = A - BK_{FL}$, а матрица B_R равна матрице B в (46), (48), т.е. $B_R = B$.

Соответствующая АУЭМ система, учитывающая структурные особенности МБПЛА, показана схематически на рис. 8.

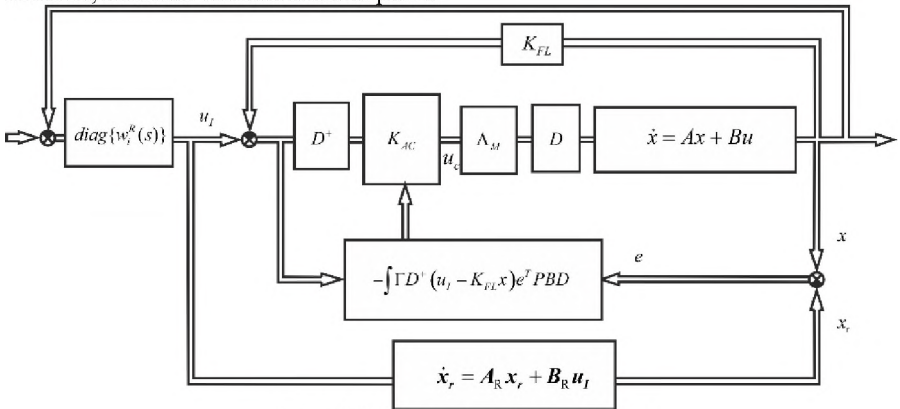


Рис.8. АУЭМ система управления МБПЛА

В соответствии со структурной схемой адаптивной системы на рис. 8, при наличии ЧПЭ (т.е. при $\Lambda_M \neq I$) входной сигнал u_c в уравнениях (46) будет определяться следующим выражением

$$u_c = K_{AC}(t)D^+(u_I - K_{FL}x). \quad (50)$$

Подстановка (50) в (46) дает

$$\frac{dx}{dt} = (A - BD\Lambda_M K_{AC}(t)D^+ K_{FL})x + BD\Lambda_M K_{AC}(t)D^+ u_I. \quad (51)$$

Введем в рассмотрение вектор разности e между векторами состояний реального МБПЛА и эталонной модели. При этом окончательно получим следующее дифференциальное уравнение для производной вектора ошибки $e = x - x_r$:

$$\frac{de}{dt} = \frac{dx}{dt} - \frac{dx_r}{dt} = A_R e - BD\Lambda_M \tilde{K}_{AC} D^+ (K_{FL}x - u_I). \quad (52)$$

Введем, в соответствии с прямым методом MRAC, следующую функцию Ляпунова

$$V(e, \tilde{K}_{AC}) = e^T P e + \text{trace}(\Lambda_M \tilde{K}_{AC}^T \Gamma^{-1} \tilde{K}_{AC}), \quad (53)$$

где положительно-определенная симметричная матрица Γ ($\Gamma = \Gamma^T > 0$) определяет скорость адаптации, а матрица P ($P = P^T > 0$) является решением матричного уравнения Ляпунова

$$P A_R + A_R^T P = -Q \quad (54)$$

для произвольной матрицы Q ($Q = Q^T > 0$).

Производная от функции Ляпунова (53) равна

$$\frac{dV(e, \Delta K_{AC})}{dt} = -e^T Q e + 2 \text{trace} \left\{ \Lambda_M \tilde{K}_{AC} \left[D^+ (u_I - K_{FL}x) e^T P B D + \Gamma^{-1} \frac{d\tilde{K}_{AC}^T}{dt} \right] \right\}. \quad (55)$$

Из (55) следует, что если выполняется условие

$$D^+ (u_I - K_{FL}x) e^T P B D + \Gamma^{-1} \frac{d\tilde{K}_{AC}^T}{dt} = 0, \quad (56)$$

то производная функция Ляпунова будет отрицательно-полуопределенной, т.е.

$$\frac{dV(e, \Delta K_{AC})}{dt} = -e^T Q e \leq 0. \quad (57)$$

Таким образом, адаптивный закон управления, которому должна подчиняться матрица $K_{AC}(t)$, на основании (56) определяется следующим выражением

$$\frac{d\tilde{K}_{AC}^T}{dt} = -\Gamma D^+ (u_I - K_{FL}x) e^T P B D. \quad (58)$$

Здесь, учитывая что матрица ЧПЭ Λ_M является диагональной, и в идеальном случае должно выполняться условие развязки каналов МБПЛА:

$$D \Lambda K_{AC}^* D^+ = I, \quad (59)$$

можно различать два случая. Во-первых, матрица $K_{AC}(t)$ на основании общей теории прямого метода АУЭМ, может искаться в виде полной матрицы (full matrix)

или, во-вторых, учитывая структуру матрицы Λ_M , в виде диагональной матрицы $K_{AC}(t) = \text{diag} \{k_{AC}^n(t)\}$. Выбор конкретного варианта должен основываться на дополнительных условиях, так как результаты моделирования показывают, что в некоторых случаях полная матрица $K_{AC}(t)$ (хотя и требует настройки большего числа параметров) обеспечивает при адаптации более приемлемые переходные процессы (рис. 9).

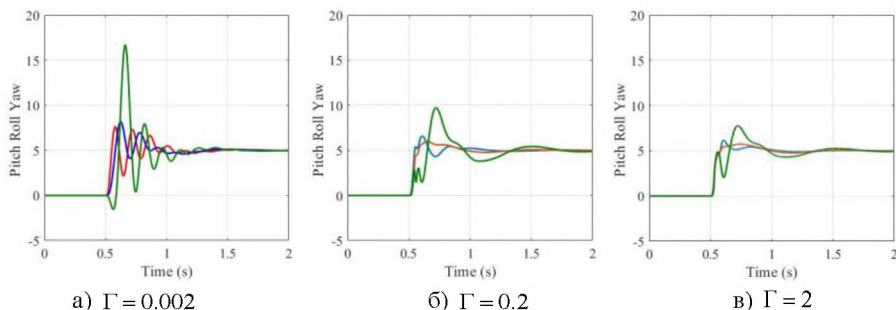


Рис. 9. Переходные процессы отказоустойчивой системы управления МБПЛА при полной матрице адаптивного регулятора

В Заключение сформулированы основные результаты работы.

В Приложении приведены файлы (m.files), написанные на языке MATLAB, с помощью которых осуществлялись расчеты.

ОСНОВНЫЕ ВЫВОДЫ

1. Выведены точные нелинейные и упрощенные линеаризованные уравнения динамики МБПЛА с учетом динамики бесщеточных электродвигателей постоянного тока, с двумя различными математическими моделями (в виде внешних возмущений и диагональной матрицы в цепи обратной связи), описывающими частичную потерю эффективности электродвигателей.
2. Рассмотрены обобщенные кинематические схемы установки пропеллеров для квадрокоптеров, гексакоптеров и октокоптеров и выведены аналитические выражения для соответствующих матриц жестких взаимных связей в системах управления указанных типов МБПЛА [6, 8].
3. Показано, что системы управления МБПЛА в общем случае относятся к классу многосвязных систем управления (МСУ) с несколькими входами и выходами взаимными связями между отдельными каналами, где во всех типах регуляторов имеется постоянная матричная составляющая, которая компенсирует указанные взаимные связи и сводит взаимосвязанные системы управления МБПЛА к четырем независимым системам с одним входом и выходом [3, 5].
4. Разработан метод линеаризации нелинейных уравнений динамики МБПЛА с ЧПЭ электродвигателей, который основан на известном в современной нелинейной теории управления методе линеаризации посредством обратной связи и учитывает структурные особенности систем управления МБПЛА.

5. Разработан новый метод проектирования и исследования L_1 адаптивной системы управления, компенсирующей частичную потерю эффективности работы электродвигателей МБПЛА. Показано, что эта система принадлежит к классу так называемых положительных вещественных систем (Positive Real Systems), которые устойчивы при любых больших значениях коэффициента адаптации. Это дает возможность за счет выбора коэффициента Γ свести влияние частичной потери эффективности электродвигателей к любой желаемой малой величине [1, 2, 4, 7].
6. Разработан новый метод проектирования адаптивной системы управления МБПЛА, который основан на методе прямого адаптивного управления с эталонной моделью и позволяет использовать более точную математическую модель, описывающую частичную потерю эффективности работы электродвигателей в виде диагональной матрицы.
7. Разработаны компьютерные модели отказоустойчивых L_1 и АУЭМ адаптивных систем управления в среде пакетов MATLAB и Simulink, и путем динамического моделирования конкретных систем обоснована достоверность разработанных в диссертации теоретических методов.

Основное содержание диссертации опубликовано в следующих статьях:

1. Դարբինյան Հ.Գ. Քառապտուտակի խափանակայուն կառավարման համակարգի դինամիկ մոդելը Simulink միջավայրում // ՀԱՊՀ Լրաբեր, գիտական հոդվածների ժողովածու. - Երևան, 2016.- Հատոր 3, N1, էջ 203-208:
2. Դարբինյան Հ.Գ., Բունիսյան Լ.Մ. Փոքր անօդաչու թռչող սարքերի կառավարման համակարգերի խափանումների տեսակները, դրանց մոդելավորումը և հետազոտման եղանակները // ՀԱՊՀ Լրաբեր, գիտական հոդվածների ժողովածու. - Երևան, 2017.- Հատոր 3, N1, էջ 191-196:
3. Гаспарян О.Н., Егиазарян Г.Г., Егиазарян Д.У., Дарбинян А.Г. Разработка системы управления квадрокоптером с развязывающим регулятором с учетом динамики электродвигателей // Вестник РАУ. -2017. - N1. - С. 59-78.
4. Гаспарян О.Н., Егиазарян Г.Г., Егиазарян Д.У., Дарбинян А.Г. Разработка адаптивной системы управления квадрокоптером // Известия НАН РА и НПУА. -2017. – N4. - С. 491-502.
5. Гаспарян О.Н., Егиазарян Г.Г., Дарбинян А.Г., Буниатян Л.М. Разработка системы управления квадрокоптером с развязывающим регулятором // Вестник НПУА Сборник научных статей. -2018.-N1, -С.114-121.
6. Դարբինյան Հ.Գ., Դավթյան Ա.Հ., Ներսիսյան Ն.Հ. Ոչ խոզանակավոր շարժիչների թեստավորումը, պարամետրերի և քարշիչ ուժի որոշումը // ՀԱՊՀ Լրաբեր գիտական հոդվածների ժողովածու, -Երևան, 2019.3/1, 118-123:
7. Gasparyan O.N., Darbinyan H.G. L_1 Adaptive Control of Quadcopters. CSIT Conference. IAP, – Yerevan, 2019. 137-140 p., IEEE Proceedings, Selected papers of 2019 CSIT Conference DOI: 10.1109/CSITechnol. 2019.8895217. 96-99 p.
8. Дарбинян А.Г. Система управления квадрокоптером с обобщенной кинематической схемой установки пропеллеров // Известия НАН РА и НПУА. - 2019. – N4. - С. 525-538.

ԱՄՓՈՓԱԳԻՐ

ԲԱԶՄԱՌՈՏՈՂԱՅԻՆ ԱՆՕՂԱԶՈՒԹՈՂՈՂ ՍԱՐՔԵՐԻ ԽԱՓԱՆԱԿԱՅՈՒՆ L_1 ԱՂԱՂՏԻՎ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԵՐԻ ՄՇԱԿՈՒՄԸ

Առաջին գլխում կատարված է գրականության վերլուծական ակնարկ՝ արդեն իսկ հայտնի ԲԱԹՄ-ների նկարագրությունների ներկայացմամբ: Դիտարկված են ԲԱԹՄ-ների հիմնական տեսակները, սխեմատիկ կառուցվածքները, կիրառման ոլորտները և հիմնական առանձնահատկությունները [6, 8]: Ուսումնասիրված են ԲԱԹՄ-ներում առաջացող հնարավոր խափանումները և դրանց դասակարգումները ըստ ֆիզիկական դիրքերի, ժամանակային փոփոխությունների և համակարգի վրա դրանց թողած ազդեցությունների [2]: Ուսումնասիրված են ԲԱԹՄ-ների խափանակայուն կառավարման համակարգերի (ԽԿՀ) նախագծման համար կիրառվող առավել տարածված մեթոդները, ներկայացված են դրանց առավելությունները և թերությունները [1]: Ուսումնասիրված են ադապտիվ կառավարման համակարգերի նախագծման և հետազոտման հիմնական մեթոդները: Չնայած նման սարքերի ԽԿՀ-ի նախագծման համար ներկայացված մեթոդների բազմազանությանը, ցույց է տրված, որ ԲԱԹՄ-ների էլեկտրաշարժիչների մասնակի խափանումների դեպքում ԽԿՀ-ի նախագծման համար նպատակահարմար է կիրառել մեթոդների համակցված մոտեցում և առաջարկվել է կիրառել ՀԲԴ կարգավորիչների, հետադարձ կապի միջոցով գծանացման և ադապտիվ կառավարման համակցված մեթոդները:

Երկրորդ գլխում դուրս են բերված N թվով շարժիչներ պարունակող ԲԱԹՄ-ների իրանի վրա շարժիչների տեղակայման հիմնական կինեմատիկ սխեմաների ընդհանրացված տարբերակները և դինամիկայի ոչ գծային հավասարումները: Առաջարկվել են ԲԱԹՄ-ի տարբեր կինեմատիկ սխեմաների դեպքում կառավարման համակարգի կոշտ փոխադարձ կապերի մատրիցների անալիտիկ արտահայտությունները ընդհանուր տեսքերով [8]: Մշակված է քառապտուտակի կառավարման համակարգն օպերատորային տեսքով, որտեղ հաշվի են առնված ոչ խոզանակավոր հաստատուն հոսանքի էլեկտրոշարժիչների խափանումները: Ցույց է տրված, որ համակարգի մեջ մատրիցային կապազերծող կարգավորիչի ներմուծումը թույլ է տալիս ազդագերծել երկայնաճռճման, կողաթեքման, ընթացաշեղման անկյունների և թռիչքի բարձրության կապուղիների միջև եղած կոշտ փոխադարձ կապերը, այդպիսով կառավարման համակարգի նախագծումը բերելով առանձին կապուղիների նախագծման՝ հիմնվելով միաչափ կառավարման համակարգերի դասական տեսության ընդհանուր մոտեցումների և մեթոդների վրա: Ներկայացված է կապազերծող կարգավորիչով ԲԱԹՄ-ի փակ կառավարման համակարգի կառուցվածքային սխեման մատրիցային տեսքով և

ըստ բարձրության, երկայնաճռճման, ընթացաշեղման ու կողաթեքման կապու-
ղիների կառավարման համակարգերի կառուցվածքային սխեմաները [3, 5]:

Երրորդ գլխում նախագծված է մասնակի խափանումներով ԲԱԹՄ-ների
կառավարման համակարգի կառուցվածքային սխեման՝ հիմնված 2-րդ գլխում
ստացված ըստ բարձրության և կողաթեքման, երկայնաճռճման ու ըմբացա-
շեղման անկյունների, դինամիկ հավասարումների վրա, որտեղ հաշվի են
առնված նաև արտաքին տարբեր պայմանների դեպքում ոչ խոզանակավոր
էլեկտրաշարժիչների աշխատանքային արդյունավետության կորուստները:
Դուրս են բերված ԲԱԹՄ-ի ոչ գծային հավասարումները մատրիցային տեսքով
և կառուցված է համապատասխան ոչ գծային փակ կառավարման համակարգի
կառուցվածքային սխեման: ԱԹՄ-ի շարժիչներում առկա խափանումների
դեպքում, ստեղծված է համակարգի չորս կապուղիների միջև առկա
փոխադարձ կինեմատիկ կապերով ԲԱԹՄ-ի կառավարման համակարգը,
որպես ամբողջական բազմաչափ համակարգ և նախագծված է համապատաս-
խան $K_R(s)$ մատրիցային կարգավորիչը: Նախագծված է հետադարձ կապով
գծայնացված ԲԱԹՄ-ի կառավարման համակարգի կառուցվածքային սխեման:

Չորրորդ գլխում մշակված են ԲԱԹՄ-ների էլեկտրաշարժիչների
աշխատանքի արդյունավետության մասնակի կորուստների ազդեցություններն
ազդագերծող L_1 ադապտիվ կառավարման համակարգերի նախագծման ու
հետազոտման նոր մեթոդ: Ցույց է տրված, որ այդ կառավարման համակարգը
պատկանում է այսպես կոչված դրական իրական համակարգերի դասին, որոնք
կայուն են Γ ադապտացման գործակցի ցանկացած մեծ արժեքի համար: Դա
հնարավորություն է տալիս ընտրելով Γ գործակիցը էլեկտրաշարժիչների
աշխատանքի արդյունավետության մասնակի կորուստների ազդեցությունը
նվազեցնել զրոյի [4, 7]: Մշակված է ԲԱԹՄ-ների էլեկտրաշարժիչների
աշխատանքի արդյունավետության մասնակի կորուստներն ազդագերծող
ադապտիվ կառավարման համակարգի նախագծման նոր մեթոդ, որը հիմնված
է չափանմուշային մոդելով ադապտիվ կառավարման ուղիղ մեթոդի վրա և
հնարավորություն է տալիս օգտագործել էլեկտրաշարժիչների աշխատանքի
արդյունավետության կորուստների ավելի ճշգրիտ մաթեմատիկական մոդելը
անկյունագծային մատրիցի տեսքով:

Ստացված արդյունքները ստուգելու, ինչպես նաև համակարգի
խափանակայունությունը հետազոտելու համար MATLAB և Simulink
փաթեթների միջավայրերում մշակվել են ԲԱԹՄ-ների խափանակայուն
ադապտիվ կառավարման համակարգերի մոդելավորման և դինամիկայի
հետազոտման ավգորիթմներ: Ցույց է տրված, որ կառավարման համակարգի
սխալը կարելի է մոտեցնել ցանկացած փոքրագույն մեծությանը՝
համապատասխան ադապտացման գործակցի ընտրության միջոցով:

DEVELOPMENT OF THE FAULT-TOLERANT L_1 ADAPTIVE CONTROL
SYSTEM FOR MULTIROTOR UNMANNED AERIAL VEHICLE

SUMMARY

In Chapter 1, an analytical review of the literature is performed, with presentation of already known MUAV-s descriptions. The main types, schematic structures, areas of application, and key features of MUAV-s are considered [6, 8]. The possible failures that can occur in MUAV-s and their classification by physical location, temporal changes and their effects on the system are studied [2]. The most common methods used for MUAV-s fault-tolerant control systems (FTC) design are also discussed, and their advantages and disadvantages are presented [1]. The main methods of adaptive control system design are also studied. Despite the variety of presented design methods for fault tolerant control systems for such devices, it is shown that in the case of partial failures of MUAV-s electric motors, it is appropriate to apply for FTC design combined methods of PID control, feedback linearization and adaptive control.

In Chapter 2, the generalized versions of the basic kinematic schemes of location of N motors on the MUAVs are considered, and the nonlinear dynamic equations of MUAVs' motion are derived. For various kinematic schemes of MUAVs, the matrix analytical expressions of rigid cross-connections between separate channels of control systems are derived in general form. The control system of quadcopters is developed in an operator form, in which the brushless DC motors' faults are taken into consideration [8].

It is shown that introduction of matrix compensator into the system allows compensating the rigid cross-connection between the roll, pitch, yaw, and the altitude channels, thus reducing the design of multivariable control system to the design of separate channels based on general approaches and methods of classical theory of one-dimensional control systems. The structure of closed-loop control system of a MUAV is presented in matrix form, as well as the structures of control systems of the altitude, roll, pitch and yaw channels are presented [3, 5].

In Chapter 3, the MUAVs' control system structures of altitude, roll, pitch and yaw channels are developed taking into account partial degradations of brushless DC motors due to various external disturbances. The developed structures are based on the dynamic equations derived in Chapter 2. The MUAVs' nonlinear equations of motion are derived in matrix form and the corresponding structure of nonlinear closed-loop control system is constructed. The structure of the four-channel cross-connected control system of the MUAV in case of motors partial faults is developed, and the corresponding $K_R(s)$ matrix compensator is designed. The structural scheme of the MUAV control system linearized by the method of feedback linearization is obtained.

In Chapter 4, new methods of designing and investigating of L_1 adaptive control systems compensating the effects of MUAVs motors partial degradations are developed. It is shown that these control systems belong to the class of so-called Positive Real Systems, which are stable for arbitrary large values of the adaptation gain. It allows one to reduce the influence of MUAVs' motors partial degradations to zero by choosing the adaptation gain Γ [4, 7]. A new method of the adaptive control system design

compensating the MUAVs motors partial degradations is developed, which is based on the Direct Model Reference Adaptive Control (MRAC) method and allows using the more precise mathematical model of motors degradations in diagonal matrix form.

For testing the obtained results, as well as investigating of the designed systems, some algorithms of modeling and dynamics investigations of MUAVs' fault-tolerant adaptive control systems are developed in the MATLAB and Simulink packages environments. It is shown that the control systems error can be reduced to any small value by selection of an appropriate adaptation gain.

