

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ»

ІНФОРМАЦІЙНІ СИСТЕМИ,
МЕХАНІКА
ТА КЕРУВАННЯ

Науково–технічний збірник

Заснований у 2008 році

В И П У С К 3

Київ 2009

Редакційна колегія:

- Збруцький О. В. – д. т. н., професор, декан ФАКС НТУУ «КПІ»
(відповідальний редактор)
- Савін В. Г. – д. т. н., професор, зав. кафедри НТУУ «КПІ»
(заступник відповідального редактора)
- Алексейчук О. М. – к. т. н., доцент НТУУ «КПІ»
(відповідальний секретар)
- Конюхов С. Н. – акад. НАН України, професор, д. т. н.,
ген. конструктор, ген.директор КБ «Південне»
- Шульга М. О. – член.-кор. НАН України, д. ф.–м. н., професор,
зав. відділом Інституту механіки НАН України
- Блінцов В. С. – д. т. н., професор, директор інституту
електротехніки Укр. держ. мор. технічного
університету ім. акад. Макарова
- Дідковський В.С. – д.т.н., проф., зав. кафедри НТУУ «КПІ»
- Закржевський О.Є. – д.т.н., с.н.с., зав. відділом Інституту механіки НАН
України;
- Канченко В.Я. – д.т.н., гол. наук. співр. НТУУ «КПІ»
- Карпачов Ю. А. – д. т. н., професор НТУУ «КПІ»
- Кулік А. С. – д. т. н., професор, декан ФСУЛА НАКУ
ім. М. Є. Жуковського «ХАІ»
- Лисенко О. І. – д. т. н., професор НТУУ «КПІ»
- Машков О. А. – д. т. н., професор, зав. відділом ВАК України
- Мелешко В. В. – д. ф.–м. н., професор, зав. кафедри Київського
державного університету ім. Т. Г. Шевченка
- Новицький В. В. – д. т. н., професор, зав. відділом Інституту
математики НАН України
- Петренко О.М. – д. т. н., професор, декан факультету ДнНУ
- Рижков Л. М. – д.т.н., професор НТУУ «КПІ»
- Туз Ю. М. – д. т. н., професор, зав. кафедри НТУУ «КПІ»
- Ціделко В. Д. – д. т. н., професор, зав. кафедри НТУУ «КПІ»

Науково-технічний редактор – Штефан Н. І., доцент НТУУ «КПІ»

Розробка оригінал-макету – Степаненко С. Г., пров. інж. НТУУ «КПІ»

*Адреса редакційної колегії: НТУУ «Київський політехнічний інститут», кафедра
теоретичної механіки, проспект Перемоги, 37, м. Київ, 030056, тел.: 454-94-07.*

**Матеріал до друку затверджено на засіданні Вченої ради НТУУ «КПІ» протокол
№ 9 від 30 листопада 2009 року.**

Свідоцтво про державну реєстрацію серія КВ №13992-2962р видане 14.04.2008р.

Зареєстровано ВАК України Постанова №1-05/5 від 18.11.2009р.

Зміст

Розділ 1. Інформаційні системи

1. Н. Г. Черняк, Э. Хазинедарлу
Исследование метрологических характеристик
навигационного маятникового компенсационного
акселерометра с трансформаторным датчиком угла 5
2. V. A. Apostolyuk
Optimal filtering of stochastic disturbances for coriolis
vibratory gyroscopes 20
3. В. Г. Савин, А. Э. Бабаев
Действие акустического импульса на плоскую
электроупругую систему из биморфов 30
4. К. В. Мельник, А. А. Туник
Проектирование многомерных робастных систем
управления полетом на основе процедур H_∞ -оптимизации и
 μ - синтеза 40

Розділ 2. Механіка

1. Я. Ф. Каюк, В. Я. Канченко, О. П. Мариношенко
Оптимізація внутрішньої структури видовженої балкової
системи 58
2. G. Rarata, P. Surmacz, K. Świdorski, M. Folusiak, J. Kindracki,
P. Wolański
The model hybrid rocket motor. Computations, design and
fire tests 69
3. W. Florczuk, M. Folusiak, J. Kindracki, D. Kublik, P. Oleszczak,
G. Rarata, K. Sobczak, P. Surmacz, K. Swiderski, P. Wolanski
Gaseous methane \ gaseous oxygen rocket engine –
computations and design 74
4. В. А. Петрик, С. И. Трубачев, О. Н. Алексейчук
Динамика электрической скользящей контактной группы
управляющей аппаратуры 79

Розділ 3. Керування

1. О. В. Збруцький, А. П. Ганжа
Навігаційна задача космічного апарату дистанційного
зондування землі за зйомкою земної поверхні 87

2.	Д. Ю. Падакін Оптимізація систем берегового навігаційного обладнання	97
3.	А. Prach A lateral autopilot for a tactical uav	102
4.	В. П. Зинченко, В. В. Борисов, Д. И. Конотоп Анализ средств и методов информационных технологий синтеза структур конечно–элементных моделей	112
5.	О. М. Мелашенко, Л. М. Рижков Оцінювання кутової орієнтації мікросупутника доповняльним фільтром	121
	А н о т а ц і ї	129

УДК 681.586

Н. Г. Черняк, Э. Хазинедарлу

**ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК
НАВИГАЦИОННОГО МАЯТНИКОВОГО КОМПЕНСАЦИОННОГО
АКСЕЛЕРОМЕТРА С ТРАНСФОРМАТОРНЫМ ДАТЧИКОМ УГЛА****Введение**

Навигационные маятниковые компенсационные акселерометры (НА) с трансформаторными датчиком угла (ТДУ) широко применяются в качестве базовых датчиков первичной измерительной информации в современных инерциальных системах навигации (ИНС) и ориентации (ИСО) подвижных объектов. Известно, что метрологические характеристики (МХ) применяемых НА в значительной степени определяют точность решаемых этими системами задач [1]. Наилучшими МХ обладают НА с ТДУ типа ДА–9, ДА–11 (Раменское ПКБ, Россия) и А–4 (Litton, США) [1, 2, 3].

В стандарте [4] и работах [5, 6] предложено к основным статическим МХ НА относить индивидуальные коэффициенты его функции преобразования (ФП) и математической модели погрешностей (ММП). При этом под ФП и ММП понимают принятые для данного типа НА функциональные зависимости выходного сигнала акселерометра от измеряемой проекции кажущегося линейного ускорения и влияющих величин (ВВ), действующих на НА при проведении измерения.

В литературе [1, 2, 3] для НА с ТДУ, что производятся серийно, приведены только числовые значения отдельных МХ. При этом отсутствуют обоснования и рекомендации по выбору математических моделей ФП и ММП этих акселерометров, учитывающих требуемую точность измерения кажущегося линейного ускорения, а также особенности конструкций и принципа действия НА с ТДУ.

Постановка задачи

Цель статьи – экспериментальное исследование статических МХ НА с ТДУ, а также выбор и обоснование математических моделей его ФП и ММП в зависимости от требуемой точности измерения кажущегося линейного ускорения.

Объект исследования – навигационный акселерометр с ТДУ

Исследуемые НА с ТДУ, конструктивно объединенных в трехосный блок навигационных акселерометров (БА), представлены на рис. 1. В состав БА входят три акселерометра (А1, А2, А3) со взаимноортогональными измерительными осями (ИО) ІА (ІА1, ІА2, ІА3 соответственно), установленные на общем основании 1 БА.

Акселерометры состоят из электромеханического датчика акселерометра (ДА) и электронного модуля (ЭМ), которые размещены в одном корпусе. Конструкция ДА исследуемого НА с ТДУ и его функциональная схема показаны на рис. 2 и 3 соответственно.

Основными функциональными элементами ДА НА с ТДУ являются бронзовый маятниковый чувствительный элемент (ЧЭ), дифференциальный ТДУ, измеряющий угловое перемещение ЧЭ под действием силы инерции измеряемого ускорения, и магнитоэлектрический обратный компенсационный преобразователь (ОКП), возвращающий ЧЭ в исходное (нулевое) положение ТДУ [7].

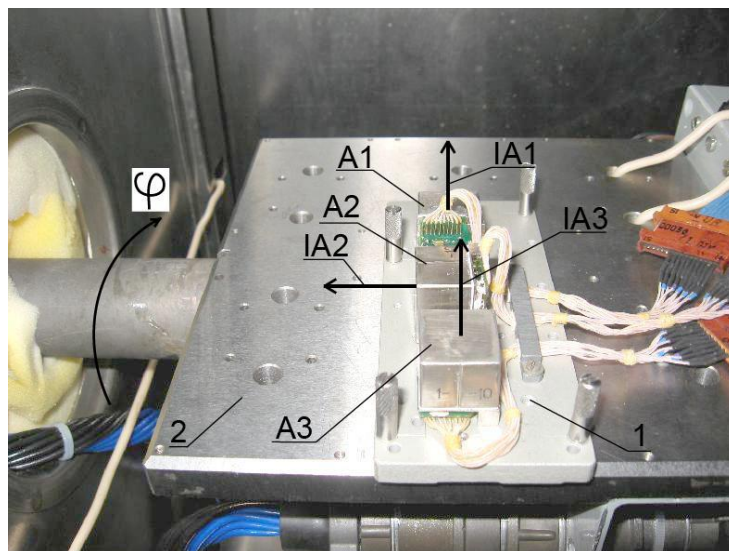


Рис. 1. Трехосный блок НА с ТДУ: 1 – основание БА; 2 – поворотное основание стенда для исследования статических МХ НА

Чувствительный элемент акселерометра состоит из инерционной массы (ИМ), образованной пластиной 1 и двумя установленными на ней катушками 2 и 3 ОКП, неподвижного основания 4 и упругого подвеса (УП) 5 ИМ к неподвижному основанию (рис. 2).

Магнитоэлектрический ОКП содержит верхнюю 6 и нижнюю 7 магнитные системы (МС) и две подвижные катушки 2 и 3, установленные на ЧЭ и расположенные в зазорах МС. Магнитные системы размещены в корпусе 8 ДА.

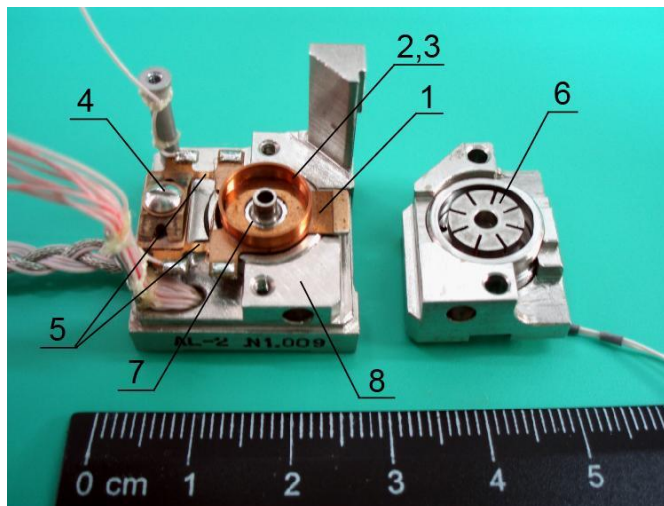


Рис. 2. Конструкция ДА НА с ТДУ:
1, 2, 3, 4, 5 – элементы ЧЭ;
6, 7 - МС; 8 – корпус ДА

В состав ТДУ входят МС 6 и 7, подвижные катушки ОКП 2 и 3, являющиеся одновременно катушками возбуждения ТДУ, и неподвижные измерительные катушки (9 и 10 на рис. 3), расположенные на постоянных магнитах МС. Выходное напряжение ТДУ снимается с измерительных катушек.

Электрическая схема НА содержит: дифференциальный усилитель (ДУ), синхронный детектор (СД),

корректирующее звено (КЗ), высокочастотный генератор (ВГ), усилитель мощности (УМ), катушки (2, 3, 9, 10), эталонное сопротивление нагрузки R , которые вместе образуют контур отрицательной обратной связи (ООС) НА, а также выходной усилитель (ВУ), формирующий требуемый выходной сигнал акселерометра (рис. 3).

В состав ДА НА также входит термодатчик (ТД), измеряющий температуру внутри корпуса ДА.

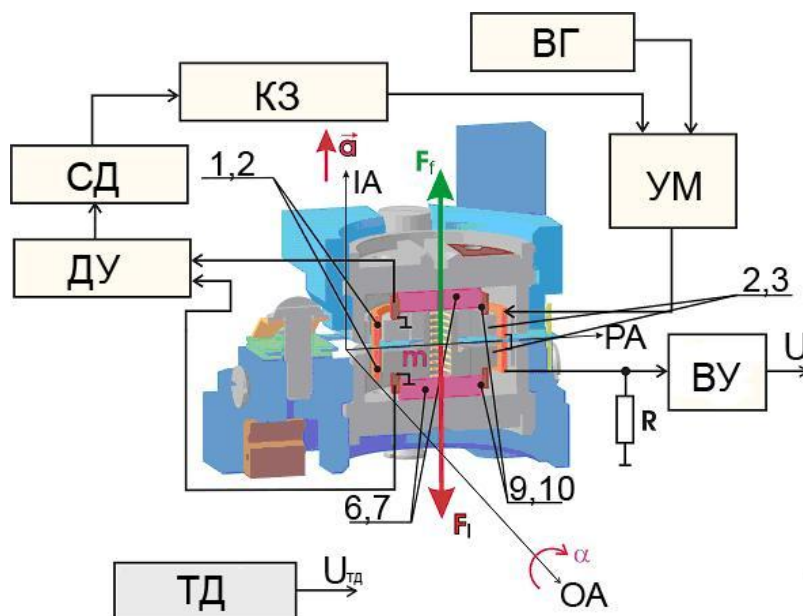


Рис. 3. Функциональная схема НА с ТДУ: 2, 3 – подвижные катушки ОКП; 6, 7 – МС; 9, 10 – неподвижные измерительные катушки ТДУ

Согласно рис. 3, при движении основания, на котором установлен акселерометр, с ускорением a вдоль его ИО, пластина ЧЭ отклоняется на угол α относительно корпуса ДА. На выходе ТДП ЧЭ появляется электрическое напряжение, пропорциональное этому отклонению. В КЗ это напряжение преобразуется в ток ООС, поступающий в катушки 2 и 3 ОКП. В катушках создается сила Ампера F_f , направленная против силы инерции F_i измеряемого ускорения. Момент этой силы относительно оси поворота ЧЭ уравнивает момент силы инерции F_i и возвращает ЧЭ в исходное положение. При этом величина тока ООС, а соответственно и выходное напряжение ВУ, пропорциональны измеряемому ускорению.

Расчетные значения диапазона измерения (ДИ) акселерометра составляют $\pm 5g$ и $\pm 20g$ при удельном токе ООС 2 мА/г.

Математическая модель статических МХ НА с ТДУ

Основываясь на рекомендациях стандарта [4] и статьи [5], примем для исследуемого НА с ТДУ следующий вид его ФП и ММП:

– ФП в единицах выходного сигнала

$$Y_D = K_{0\Sigma} + K_1 (1 + 0,5k_{1A} \text{sign} a_i) a_i + K_2 a_i^2 + M_o a_p + M_p a_o + M_{ip} a_i a_p, \\ k_{1A} = K_{1+} - K_{1-} K_1^{-1}; \quad (1)$$

– ММП в единицах измеряемого кажущегося линейного ускорения

$$\Delta a_i = \frac{Y_D - Y_{II}}{K_1} = k_{0\Sigma} + k_1 + 0,5k_{1A} \text{sign} a_i a_i + k_2 a_i^2 + m_o a_p + m_p a_o + m_{ip} a_i a_p, \quad (2)$$

где Y_D – действительная индивидуальная ФП акселерометра; $Y_{II} = K_{10} a_i$ – идеальная (без погрешностей) его линейная ФП; K_{10}, K_1 – идеальный и действительный коэффициент преобразования (КП) НА; a_i – измеряемая проекция кажущегося ускорения на измерительную ось (ИА) акселерометра; K_{1+}, K_{1-} – соответственно действительные КП акселерометра при $a_i > 0$ и $a_i < 0$; k_{1A} – коэффициент асимметрии КП; a_o, a_p – неизмеряемые проекции кажущегося ускорения на его ось подвеса (ОА) и ось маятника (РА) соответственно; $K_{0\Sigma}, k_{0\Sigma}$ – соответственно смещение нуля (СН) ФП и аддитивные погрешности смещения нуля; k_1 – мультипликативные погрешности КП; K_2, k_2 – систематические коэффициенты квадратичной нелинейности ФП и ММП; M_p, m_p, M_o, m_o – аддитивные систематические коэффициенты перекрестной

Розділ 1. Інформаційні системи

чувствительности и погрешности базовой плоскости (БП) (как малые углы неортогональности оси ІА относительно осей РА и ОА соответственно); M_{ip}, m_{ip} – мультипликативные систематические коэффициенты перекрестной чувствительности и соответствующей погрешности.

В модели (1) учтены следующие систематические (закономерно повторяющиеся) особенности НА с ТДУ, определяемые его конструкцией и принципом действия:

- возможная асимметрия КП ($K_{1+} \neq K_{1-}$), что учтено в модели линейным слагаемым $0,5K_1 a_i k_{1A} \text{sign} a_i$. Причина такой асимметрии – настройка нулевого сигнала ТДУ путем перемещения МС 6 и 7 вдоль ІО НА. В результате этого, в настроенном положении ТДУ наблюдается асимметрия магнитных потокосцеплений, создаваемых постоянными магнитами МС 6 и 7 и подвижными катушками 2 и 3, при положительных (от $a_i > 0$) и отрицательных (от $a_i < 0$) перемещениях ЧЭ. Эта асимметрия потокосцеплений приводит к асимметрии КП НА [7];

- возможная существенная аддитивная перекрестная чувствительность НА, что учтено в модели слагаемыми $M_o a_p + M_p a_o$. Причина этого – технологические погрешности сборки ДА, возможная существенная неплоскостность бронзовой пластины 1 ЧЭ и отсутствие в технологическом процессе сборки ДА трудоемких заключительных операций по доводке (притирке) базовых установочных поверхностей ДА;

- перегрев МС НА собственным током ООС при больших измеряемых ускорениях, что приводит к квадратичной нелинейности ФП, и учтено в модели нелинейным слагаемым $K_2 a_i^2$. Причины этого – достаточно большой удельный ток ООС ($\approx 2 \text{ mA} / \text{g}$), нахождение магнитов МС внутри тороидальных тепловыделяющих катушек 2 и 3, а также неэффективный отвод тепла от МС 6 и 7 за пределы корпуса НА [7, 8].

Исследуемый НА с ТДУ обладает большим динамическим диапазоном $\approx 10^5 \dots 10^7$ и предназначен для измерения в составе ИНС и ИСО с заданной точностью (погрешностью) как очень малых ускорений (от $2 \dots 5 \cdot 10^{-5} \text{ g}$), близких к его порогу чувствительности, так и больших ускорений (до 20 g), близких к его верхнему пределу измерения. Для такого применения НА в статье [6] предложена удобная для практического использования ММП НА с оптическим датчиком угла.

Основываясь на результатах, полученных в [6] и учитывая рассмотренные выше особенности исследуемого НА с ТДУ, запишем его ММП в виде

$$\Delta a_i(a_i, \Delta T, t) \approx k_0(\Delta T) \pm \overset{\circ}{k}_0(t) \pm p \pm \overset{\circ}{h} + (k_{1T}(\Delta T) + 0,5k_{1A} \text{sign} a_i \pm \overset{\circ}{k}_1) a_i + k_2 a_i^2 + m_o(\Delta T) a_p + m_p(\Delta T) a_o + m_{ip} a_i a_p. \quad (3)$$

В моделі (3) вважаються систематическими все алгоритмічески компенсировані в складі ІНС і ІСО погрешности, а випадковими (обозначены верхнім символом “ $\overset{\circ}{s}$ ”) – некомпенсировані алгоритмічески погрешности. Символом “ (ΔT) ” обозначены складові ММП, зависящие от изменения температуры ΔT внутри корпуса ДА.

Рассмотрим складові моделі (3). В статье [6] описаны фізический смысл, графическая інтерпретация и формулы для расчета отдельных складові моделі (3), для них приведем только их названия и основные расчетные выражения. Смысл складові ММП, отсутствующих в моделі, представленной в [6], поясним более подробно.

Систематическая и случайная мультипликативные погрешности КП

$$k_{1T}(\Delta T) = \beta_{T1} \Delta T, \text{ при } \Delta T > 0; k_{1T}(\Delta T) = \beta_{T2} \Delta T, \text{ при } \Delta T < 0;$$

$$\overset{\circ}{k}_1 = \pm t_p \sigma_{КП}, \quad (4)$$

где β_{T1} , β_{T2} – паспортні температурные коэффициенты КП; $\sigma_{КП}$ –

СКО погрешности КП. При этом случайная погрешность КП $\overset{\circ}{k}_1$ определяется как его нестабильность за межповерочный интервал времени.

Аддитивные складові ММП (3): $k_0(\Delta T)$ – систематическое значение СН; $\overset{\circ}{k}_0(t)$ – случайная погрешность СН; $\overset{\circ}{h}$, $\overset{\circ}{p}$ – соответственно, случайные погрешности СН от гистерезиса (в основном температурный гистерезис $\overset{\circ}{h}_T$, определяется узлом крепления ЧЭ и его упругим подвесом) и пороговой чувствительности (определяется уровнем шумов электроники в выходном сигнале акселерометра) НА; $m_{o(p)}(\Delta T)$ – систематические погрешности БП.

Формулы для расчета аддитивных складові ММП:

– систематического значения СН

$$k_0(\Delta T) = k_{0H} + \alpha_{T1} \Delta T, \text{ при } \Delta T > 0;$$

$$k_0(\Delta T) = k_{0H} + \alpha_{T2} \Delta T, \text{ при } \Delta T < 0, \quad (5)$$

где k_{0H} – паспортні систематическое значение смещения нуля в нормальных условиях (НУ) (температура T_0 калибровки акселерометра); α_{T1} , α_{T2} – паспортні температурные коэффициенты смещения нуля;

Розділ 1. Інформаційні системи

$\Delta T = T_{ТЕК} - T_0$ – изменение температуры, $T_{ТЕК}$ – текущая температура окружающей среды;

– случайной погрешности СН

$$\overset{\circ}{k}_0(t) \approx 0,5 \sqrt{\overset{\circ}{k}_{0B}^2 + \overset{\circ}{k}_{0Д}(t)^2 + \overset{\circ}{k}_{0Ф}^2}, \quad (6)$$

где наиболее существенными составляющими являются невоспроизводимость СН от запуска к запуску $\overset{\circ}{k}_{0B}$, его дрейф $\overset{\circ}{k}_{0Д}(t)$ и низкочастотные флюктуации $\overset{\circ}{k}_{0Ф}$ (отклонения от линии дрейфа) в запуске. Эти составляющие имеют слабую корреляцию между собой и определяются выражениями $\overset{\circ}{k}_{0B} = \pm t_p \sigma_B$, $\overset{\circ}{k}_{0Ф} = \pm t_p \sigma_\Phi$, где t_p – коэффициент Стьюдента, значение которого принимается в диапазоне от 2.7 до 3; σ_B, σ_Φ – соответственно среднеквадратические отклонения (СКО) невоспроизводимости СН от запуска к запуску и флюктуаций СН в запуске акселерометра; $\overset{\circ}{k}_{0Д}(t) = \gamma_D t$, γ_D – коэффициент дрейфа смещения нуля, t – время;

– систематических погрешностей БП

$$\begin{aligned} m_{o(p)}(\Delta T) &= m_{o(p)H} + \gamma_{T1} \Delta T, \text{ при } \Delta T > 0; \\ m_{o(p)}(\Delta T) &= m_{o(p)H} + \gamma_{T2} \Delta T, \text{ при } \Delta T < 0, \end{aligned} \quad (7)$$

где $m_{o(p)H}$ – погрешность базовой плоскости в НУ; γ_{T1}, γ_{T2} – паспортные температурные коэффициенты погрешности БП.

В результате исследования НА с ТДУ должны быть экспериментально определены числовые значения коэффициентов его ФП (1) и ММП (3).

Методика исследования МХ НА с ТДУ

Экспериментальное исследование МХ трех НА с ТДУ (рис. 1) проведено на стенде для статических и температурных испытаний акселерометров, представленном на рис. 4.

В состав стенда входит следующее основное метрологическое оборудование: фундамент 1 с суточными колебаниями основания не более $\pm 1...2$ угл. сек, развязанный от здания 2, в котором проводятся исследования; датчик ускорения 3 – оптическая делительная головка ОДГ–10 (ОДГ), обеспечивающая погрешность задания ускорения методом тестовых поворотов не более $\pm 5 \cdot 10^{-5} g$; уровни пузырьковые 9 для выставки установочной пластины 10 вала ОДГ 4 в плоскость горизонта с

Інформаційні системи, механіка та керування

погрешностью ± 2 угл. сек; термокамера 5 типа ТВТ–2, обеспечивающая погрешность задания температуры во всем диапазоне рабочих температур $\pm 0.5^\circ\text{C}$ и погрешность измерения заданной температуры $\pm 0.1^\circ\text{C}$; прецизионный многоканальный вольтметр 7 типа Agilent 34401A, класс точности вольтметра 0,003% от поддиапазона измерения $\pm 10\text{В}$.

Исследование проводится в два этапа. Сначала выполняется градуировка акселерометров А1 и А3 (рис. 1) методом тестовых поворотов в гравитационном поле Земли, по результатам которой определяются все систематические коэффициенты ФП (1) и ММП (3), а также случайная погрешность СН от гистерезиса \dot{h} и случайная погрешность КП \dot{k}_1 этих акселерометров. Градуировка акселерометра А2 не может быть выполнена без переустановки БА, поскольку во всех задаваемых тестовых положениях его ИО ІА2 остается практически параллельной плоскости местного горизонта (ПГ) (рис. 1).

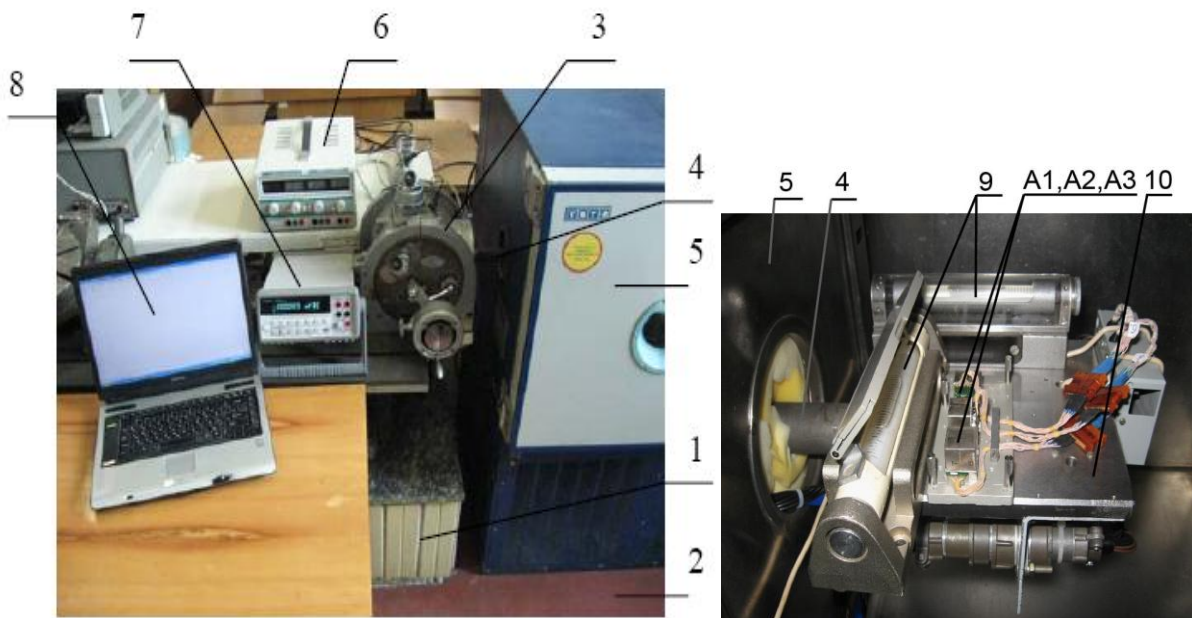


Рис. 4. Общий вид стенда для статических и температурных испытаний НА: 1 – фундамент; 2 – здание; 3 – ОДГ; 4 – вал ОДГ; 5 – термокамера; 6 – источник электропитания НА; 7 – вольтметр; 8 – компьютер; 9 – уровни; 10 – пластина вала ОДГ; А1, А2, А3 – исследуемые НА с ТДУ

После этого, в одном тестовом положении (ИО ІА1 и ІА2 акселерометра параллельны ПГ) проводятся длительные и короткие запуски НА. По результатам измерения выходных сигналов НА в этих запусках оценивают составляющие их случайной погрешности СН (6).

Методика градуировки НА подробно рассмотрена в [5, 6]. Она предусматривает многократное высокоточное задание с помощью ОДГ 3

Розділ 1. Інформаційні системи

требуемых угловых тестовых положений (ТП) ИО IA1 и IA2 акселерометров A1 и A3 относительно ПГ и высокоточное измерение вольтметром 7 выходных сигналов акселерометров в этих ТП. Выставка пластины 10 вала ОДГ с установленным на ней БА в исходное положение (ИО IA3 перпендикулярна ПГ) осуществляется посредством пузырьковых уровней 9.

При градуировке НА с ТДУ использован 8–ми точечный тест, с трехкратным прохождением ТП акселерометров относительно ПГ по прямому ходу (ПХ) и обратному ходу (ОХ) согласно рис. 5. При этом задаваемые угловые ТП ИО акселерометров относительно ПГ определяются выражением $\phi_{j+1} = \phi_j + \Delta\phi$, где $\phi_1 = \phi_9 = 0$, $\Delta\phi = 45^\circ$, $j=1,2,\dots,9$ – номер ТП. На рис. 5 показана ориентация осей IA3 и PA3 для акселерометра A3. Оси IA1 и PA1 акселерометра A1 повернуты, согласно рис. 1, относительно соответствующих осей акселерометра A3 на угол $+90^\circ$ вокруг оси вращения вала ОДГ.

Градуировка проводится, как минимум, при трех различных температурах (при нормальной температуре, а также при минимальной и максимальной температурах из диапазона рабочих температур НА). В результате для каждого акселерометра получают три таблицы выходных сигналов акселерометра Y_{jk}^T , где $j=1,2,\dots,9$ – номер тестового положения; $k = 1,2,\dots,6$ – номер хода измерения (ПХ, ОХ) в трех циклах измерения (для ПХ $k=1;3;5$, а для ОХ $k=2;4;6$); T – значение температуры, при которой проводится градуировка.

Искомые систематические коэффициенты ФП (1) и ММП (3) акселерометра A3, а также его случайные погрешности $\overset{\circ}{h}$ и $\overset{\circ}{k}_1$ определяются по формулам, приведенным в статье [6]. Для акселерометра A1 используются аналогичные формулы с учетом начального поворота его ИО на угол $0,5\pi$.

Составляющие случайной погрешности смещения нуля $\overset{\circ}{k}_0(t)$ (6) определяют в тестовом положении БА №1 при нормальной температуре после выполнения рассмотренной выше градуировки МА.

Для определения невоспроизводимости СН от запуска к запуску $\overset{\circ}{k}_{0B}$ проводят последовательные запуски МА (не менее 5 запусков) через равные промежутки времени, при этом в каждом запуске регистрируют его

выходной сигнал в течение требуемого времени готовности t_r НА (для исследуемого НА $t_r \approx 10 \text{ мин.}$).

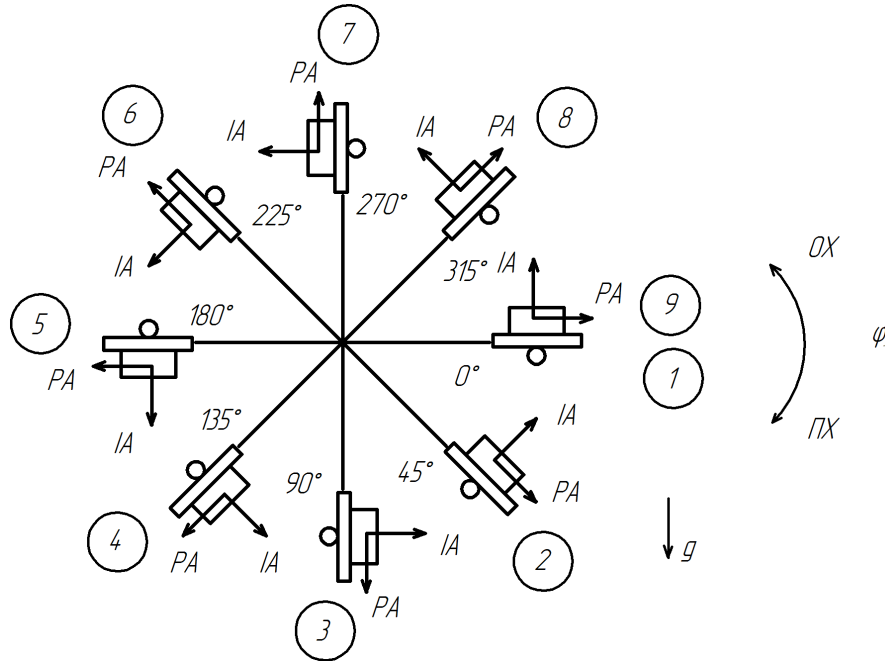


Рис. 5. Схема тестовых поворотов при градуировке НА

Одновременно регистрируют выходной сигнал встроенного в МА датчика температуры (ТД) с целью определения возможной зависимости между этими сигналами.

Для определения дрейфа СН $\dot{k}_{0d}(t)$ и низкочастотных флюктуаций СН $\dot{k}_{0\phi}$ в запуске проводят длительные запуски НА (как правило, для навигационных акселерометров время запуска не менее 6...12 часов) в тестовом положении БА №1. В каждом запуске непрерывно регистрируют выходные сигналы НА и ТД.

При этом для акселерометров А1 и А2 оцениваются их невоспроизводимости, дрейфы и флюктуации СН в чистом виде, а для акселерометра А3 – при входном измеряемом ускорении, равном $1g$.

Результаты исследования МХ НА с ТДУ

В таблицах 1–3 представлены числовые оценки коэффициентов ФП (1) и ММП (3) НА с ТДУ, экспериментально исследованных по приведенной выше методике. Коэффициенты рассчитаны по формулам статьи [6] и формулам (4)...(7), в которые подставлялись соответствующие результаты измерений выходных сигналов НА Y_{jk}^T в их диапазоне рабочих

Розділ 1. Інформаційні системи

температур от -40 до $+70^{\circ}\text{C}$. За температуру, соответствующую $\Delta T = 0$, принята температура $T_0 = 27^{\circ}\text{C}$.

Таблиця 1.

Коэффициенты ФП (1) НА с ТДУ

НА	Коэффициенты ФП (1) (систематические значения)						
	$K_{0\Sigma},$ мВ	$K_1,$ $\text{В} \cdot \text{г}^{-1}$	$k_{1A},$ ppm	$K_2,$ $\text{мВ} \cdot \text{г}^{-2}$	$M_o,$ $\text{мВ} \cdot \text{г}^{-1}$	$M_p,$ $\text{мВ} \cdot \text{г}^{-1}$	$M_{ip},$ $\text{мВ} \cdot \text{г}^{-2}$
A1	-53,565	-2,14422	47	-0,032	-1,95	0,85	-0,09
A3	-13,9163	-2,14125	228	-0,34	-34,74	0,90	-1,1

Таблиця 2.

Систематические составляющие ММП (3) НА с ТДУ (часть 1)

НА	Систематические составляющие ММП (3)				
	$k_{oH},$ мг	$k_2, \cdot 10^{-5} \text{г}^{-1}$	$m_{oH}, \cdot 10^{-4}$	$m_{pH}, \cdot 10^{-4}$	$m_{ip},$ $\cdot 10^{-5} \text{г}^{-1}$
A1	24,98	1,5	-9,1	-3,9	4,2
A3	6,5	16	162,2	-4,2	52

Таблиця 2.

Систематические составляющие ММП (3) НА с ТДУ (часть 2)

НА	Систематические составляющие ММП (3)					
	$\alpha_{T1},$ $\text{мг} / ^{\circ}\text{C}$	$\alpha_{T2},$ $\text{мг} / ^{\circ}\text{C}$	$\beta_{T1},$ $\text{ppm} / ^{\circ}\text{C}$	$\beta_{T2},$ $\text{ppm} / ^{\circ}\text{C}$	$\gamma_{T1},$ $\cdot 10^{-5} 1 / ^{\circ}\text{C}$	$\gamma_{T2},$ $\cdot 10^{-5} 1 / ^{\circ}\text{C}$
A1	0,101	0,116	51,3	15,8	1,7	0,6
A3	0,0004	0,118	37,4	13	0,4	0,1

Таблиця 3.

Случайные составляющие ММП (3) НА с ТДУ

НА	Случайные составляющие ММП (3) (3σ)					
	$\overset{\circ}{k}_{oB},$ мг	$\overset{\circ}{k}_{oD}(t),$ мг / 10час	$\overset{\circ}{k}_{o\Phi},$ мг	$\overset{\circ}{h} \approx \overset{\circ}{h}_T,$ мг	$\overset{\circ}{p},$ мг	$\overset{\circ}{k}_1,$ ppm
A1	$\pm 0,17$	$\pm 0,12$	$\pm 0,1$	$\pm 0,15$	$\pm 0,01$	± 25
A2	$\pm 0,04$	$\pm 0,06$	$\pm 0,5$	$\pm 0,1$	$\pm 0,01$	
A3	$\pm 0,04$	$\pm 0,09$	$\pm 0,1$	$\pm 0,12$	$\pm 0,01$	± 15

Інформаційні системи, механіка та керування

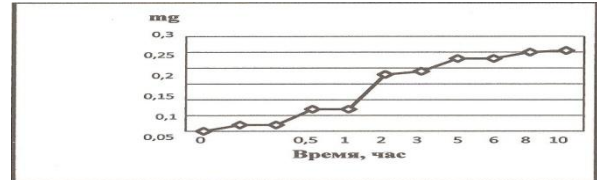
На рис. 6 показаны примеры графиков выходных сигналов НА, по которым определены составляющие случайной погрешности смещения нуля $\overset{\circ}{k}_0(t)$.

Воспроизводимость смещение нуля
отзапуску к запуску АКС. № 1



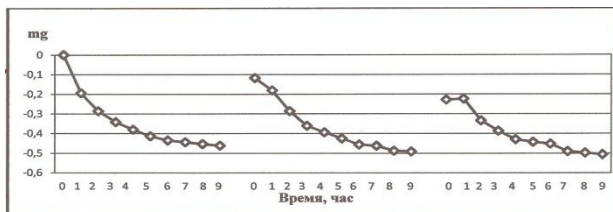
а)

Дрейф выходного сигнала в запуске
АКС. № 1



б)

Воспроизводимость смещение нуля
отзапуску к запуску АКС. № 5



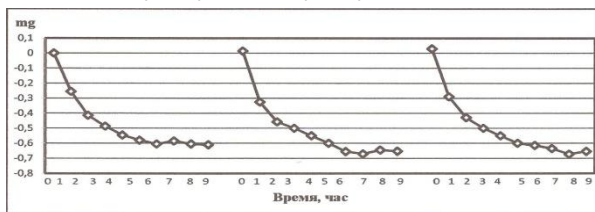
в)

Дрейф выходного сигнала в запуске
АКС. № 5



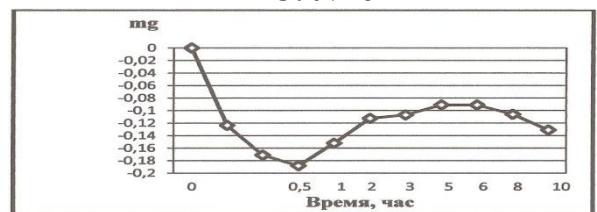
г)

Воспроизводимость смещение нуля
отзапуску к запуску АКС. № 6



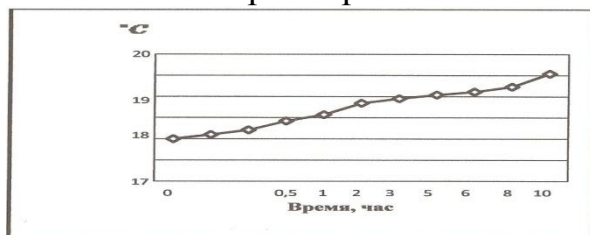
д)

Дрейф выходного сигнала в запуске
АКС. № 6



е)

Изменение температуры
акселерометра № 5



ж)

Изменение температуры
акселерометра № 6



з)

Рис. 6. Выходные сигналы НА А1 (а, б), А2 (в, г) и А3 (д, е) и их термодатчиков ТД А3 (ж) и ТД А2 (з), используемые для оценки: невоспроизводимости СН от запуска к запуску $\overset{\circ}{k}_{0B}$ (а, в, д, ж); дрейфа СН $\overset{\circ}{k}_{0Д}(t)$ и низкочастотных флуктуаций СН $\overset{\circ}{k}_{0Ф}$ в запуске (б, г, е, з)

Проверка адекватности ФП и ММП НА с ТДУ. Выбор вида ФП

Для проверки адекватности полученных в результате проведенных исследований ФП и ММП НА с ТДУ и разработки рекомендаций по выбору вида ФП, рассмотрим погрешность аппроксимации реальных измеренных выходных сигналов НА А1 и А3 Y_{Ij} ($j=1, 2...8$) в тестовых положениях (рис. 5) значениями Y_{NPj} , ($N=1, 2...4$), рассчитанными по ФП НА вида:

$$N=1: \quad Y_{1P} = K_{0\Sigma} + K_1 a_i; \quad (8)$$

$$N=2: \quad Y_{2P} = K_{0\Sigma} + K_1 a_i + M_o a_p + M_p a_o + M_{ip} a_i a_p; \quad (9)$$

$$N=3: \quad Y_{3P} = K_{0\Sigma} + K_1 (1 + 0,5k_{1A} \text{sign} a_i) a_i + M_o a_p + M_p a_o + M_{ip} a_i a_p; \quad (10)$$

$$N=4: \quad Y_{4P} = Y_{3P} + K_2 a_i^2. \quad (11)$$

Погрешность аппроксимации в тестовых положениях НА рассчитана по формуле $\Delta a_{Nj} = (Y_{NPj} - Y_{Ij}) K_1^{-1}$. Результаты расчета для НА А1 и А3 приведены в табл. 4.

Таблица 4.

Погрешность аппроксимации Δa_{Nj} , мг, для НА А1 и А3

N	НА	Тестовое положение НА j , согласно рис. 5							
		1	2	3	4	5	6	7	8
1	A1	-0,04	0,60	0,87	0,65	-0,02	-0,62	-0,87	-0,63
	A3	-0,04	11,3	16,2	11,3	0,07	-11,4	-16,2	-11,4
2	A1	0,003	-0,009	-0,009	0,03	-0,02	-0,009	-0,006	-0,02
	A3	0,02	-0,03	0,05	-0,03	0,04	0,05	0,04	0,04
3	A1	0,003	-0,004	-0,005	0,01	-0,01	-0,005	-0,005	-0,006
	A3	0,02	-0,01	0,04	-0,01	0,02	0,04	0,030	0,02
4	A1	0,003	-0,003	-0,003	0,006	-0,008	-0,005	-0,004	-0,004
	A3	0,008	-0,008	0,03	-0,009	0,01	0,02	0,01	0,01

Представленные в табл. 4 данные подтверждают адекватность разработанных математических моделей ФП и ММП НА с ТДУ реальному поведению акселерометра при измерении постоянного кажущегося линейного ускорения.

Анализ результатов, представленных в табл. 3 и на рис. 6 показывает, что исследуемый НА с ТДУ удовлетворяет требованиям, предъявляемым к навигационным акселерометрам [1, 2, 3]. Он может быть

рекомендован к применению на подвижных объектах в качестве базового датчика первичной измерительной информации в автономных высокоточных бесплатформенных ИСО и комплексированных ИНС средней точности.

Для эффективного применения исследуемого НА в составе вышеназванных систем необходимо правильно выбрать вид его ФП. Выбранный вид ФП НА, при решении конкретной измерительной задачи в составе системы, должен обеспечивать, с одной стороны – быструю и однозначную оценку измеряемого линейного ускорения, а с другой стороны – эффективную алгоритмическую компенсацию систематических погрешностей (СтП) НА (табл. 2) до уровня, не превышающего уровень его случайных погрешностей (СлП) (табл. 3). Основываясь на данных табл. 4, приведем рекомендации по выбору вида ФП НА с ТДУ, направленные на обеспечение этих требований.

Функция преобразования самого простого вида (8) не может быть рекомендована к применению, поскольку алгоритмически не компенсирует существенные для НА с ТДУ систематические аддитивные и мультипликативные погрешности от перекрестной чувствительности. Уровень этих СтП может на порядок и более превосходить уровень его СлП.

Линейная ФП вида (9), компенсирующая СтП от перекрестной чувствительности, может быть рекомендована для НА с ТДУ, применяемого в бесплатформенных ИСО, рассчитывающих углы тангажа и крена объекта по измерениям проекций гравитационного ускорения. Так, при использовании в бесплатформенной ИСО простого алгоритма ориентации, приведенного в [9], погрешности вычисления углов крена и тангажа по результатам измерений НА с ФП вида (9) не превысят $\pm 0,05 \dots 0,1^{\circ}$ (3σ), при условии предварительной алгоритмической компенсации систематических температурных погрешностей СН, КП и БП по формулам (4), (5), (7).

Линейная ФП вида (10), учитывающая СтП от перекрестной чувствительности и асимметрию КП НА с ТДУ, может быть рекомендована для акселерометров, применяемых в комплексированных ИНС крейсирующих объектов (магистральная авиация, корабли, наземная техника), движущихся, в основном, с малыми (менее 2...5g) линейными ускорениями [1, 3]. При таком применении НА с ТДУ ещё несущественно влияние на результат измерения его нелинейной СтП от перегрева собственным током ООС.

Нелинейная ФП вида (11), дополнительно к ФП вида (10) компенсирующая квадратичную СтП НА с ТДУ от перегрева собственным током, целесообразна для НА, применяемых в автономных и комплексированных ИНС высоманевренных ракетных объектов, движущихся относительно короткое время, но с большими (до 20...40g)

линейными ускорениями [1]. При этом, для ФП НА вида (10) и (11) также, как и для ФП вида (9), обязательна предварительная алгоритмическая компенсация систематических температурных погрешностей СН, КП и БП по формулам (4), (5), (7).

Выводы

Экспериментально подтверждено, что выражения (1)...(7) составляют достаточную для практического применения в современных ИСО и ИНС адекватную математическую модель статических МХ НА с ТДУ, учитывающую особенности его конструкции и принципа действия.

Малые случайные погрешности НА с ТДУ (табл. 3) и правильно выбранный, в зависимости от требуемой точности и условий измерения кажущегося линейного ускорения, вид его ФП (9), (10), (11), обеспечивают эффективное применение НА с ТДУ в качестве базового датчика первичной измерительной информации в автономных высокоточных бесплатформенных ИСО и комплексированных ИНС средней точности.

Представленная в статье методика экспериментального исследования НА с ТДУ является универсальной, и может быть рекомендована для проведения экспериментальных исследований НА, основанных на иных принципах действия.

В дальнейшем целесообразно, на основе предложенных в статье подходов, разработать математическую модель МХ и методику экспериментального исследования трехосного блока НА с ТДУ, выполнить эти исследования и разработать рекомендации по применению такого БА.

Список использованной литературы

1. *Lawrence A. Modern Inertial Technology: Navigation, Guidance and Control – Springer–Verlag. New York.–2004. – P.280.*
2. *Будкин В.Л., Прозоров С. В., Соловьев В.М. Инерциальные датчики для систем ориентации и навигации// Микросистемная техника. – 2000, №2.– С. 31–34.*
3. *Advances in Navigation Sensors and Integration Technology// AGARD & RTO publications RTO LS–232 (2004) Pre–Prints / SET–064. Hampton, Virginia – 2004. – P.226.*
4. *IEEE Standard Specification Format Guide and Test procedure for Linear, Single–Axis, Nongyroscopic Accelerometers / IEEE std 1293, 1998.*
5. *Черняк Н. Г., Хазинедарлу Э. Метрологическая модель навигационного маятникового акселерометра и экспериментальное определение её параметров// VII Міжнародна наук.–техн. конф. “Гіротехнології, навігація, керування рухом та конструювання авіаційно–космічної*

- техніки”. Збірник доповідей. Чістина І.– К.: НТУУ “КПІ”, 23–24 квітня 2009. – С. 72–79.
6. *Черняк Н. Г., Хазинедарлу Э.* Калибровка навигационного маятникового акселерометра методом тестовых поворотов в гравитационном поле Земли// Механика гироскопических систем. – 2009. – Вып. 20. – С. 100– 110.
 7. *Konovalov S. F., Chung–Oh Lee, Jun Ho Oh.* Servo Accelerometer/ United States Patent №6073490. Jun. 13, 2000.
 8. *Коновалов С.Ф., Новоселов Г.М., Ли Чонг О.* Особенности проектирования навигационного акселерометра типа “Q – Flex”// III Международная наук. –техн. конф. по интегрированным навигационным системам. Сборник докладов. – С.–Пб.: ЦНИИ “Электроприбор”, 28–29 мая 1996. – С. 170–178.
 9. *Распопов В. Я., Малютин Д. М.* Малогабаритная система ориентации// Датчики и системы. – 2004. №8. – С. 2–5.

UDC 53.088:62 – 754.2 (045)

V. A. Apostolyuk

OPTIMAL FILTERING OF STOCHASTIC DISTURBANCES FOR CORIOLIS VIBRATORY GYROSCOPES

Introduction

Significant amount of interest received by Coriolis vibratory gyroscopes (CVGs) from the both scientific and engineering communities is due to the possibility to fabricate sensitive elements of such gyroscopes in miniature form by using modern microelectronic mass–production technologies. Such gyroscopes are frequently referred to as MEMS (Micro–Electro–Mechanical–Systems) gyroscopes. Being based on sensing of Coriolis acceleration due to the rotation in oscillating structures, CVGs have a lot more complicated mathematical models, comparing to the conventional types of gyroscopes. One of such complication is a result of the useful signal proportional to the external angular rate being modulated with the intentionally excited primary oscillations [1–3]. From the control systems point of view, conventional representation of CVGs incorporates primary oscillation excitation signal as an input to the dynamic system, and unknown angular rate as a coefficients of its transfer functions [3]. As a result, conventional control and filtering systems design is practically impossible. At the same time, performances of CVGs are limited

mainly due to the low signal-to-noise ratios. In view of this problem, optimal noise filter development is highly necessary. The latter could be achieved only in systems where unknown angular rate is no longer a system parameter but its input.

This paper briefly describes newly developed method of CVG dynamics analysis by means of complex amplitude-phase variables, which enables conventional optimal filter design, as well as a static optimal filter synthesis for process noise in CVGs.

Problem formulation

In order to be able to synthesise optimal filters for CVGs the following major steps must be completed: a) development of the mathematical model in demodulated signals, b) obtaining system transfer functions where angular rate is an input, c) analysis of stochastic disturbances affecting performances of CVGs, d) synthesis of optimal filters based on the obtained earlier transfer functions with respect to the spectral characteristics of stochastic disturbances, and finally e) numerical simulations proving the performances of the optimal filters.

Demodulated dynamics of Coriolis vibratory gyroscopes

In the most generalized form, motion equations of the CVG sensitive element both with translational and rotational motion could be represented in the following form [4]:

$$\begin{cases} \ddot{x}_1 + 2\zeta_1 k_1 \dot{x}_1 + (k_1^2 - d_1 \Omega^2)x_1 + g_1 \Omega \dot{x}_2 + d_3 \dot{\Omega} x_2 = q_1 t , \\ \ddot{x}_2 + 2\zeta_2 k_2 \dot{x}_2 + (k_2^2 - d_2 \Omega^2)x_2 - g_2 \Omega \dot{x}_1 - \dot{\Omega} x_1 = q_2 t . \end{cases} \quad (1)$$

Here x_1 and x_2 are the generalized coordinates that describe primary (excited) and secondary (sensed) motions of the sensitive element respectively, k_1 and k_2 are the corresponding natural frequencies, ζ_1 and ζ_2 are the dimensionless relative damping coefficients, Ω is the measured angular rate, which is orthogonal to the axes of primary and secondary motions, q_1 and q_2 are the generalized accelerations due to the external forces acting on the sensitive element. The remaining dimensionless coefficients are different for the sensitive elements exploiting either translational or rotational motion. For the translational sensitive element they are $d_1 = d_2 = 1$, $d_3 = m_2 / (m_1 + m_2)$, $g_1 = 2m_2 / (m_1 + m_2)$, $g_2 = 2$, where were m_1 and m_2 are the masses of the outer frame and the internal massive element. In case of the rotational motion of the sensitive

element, these coefficients are the functions of different moments of inertia (for greater details see [4]).

In order to make the equations (1) suitable for the transfer function synthesis one must make the following assumptions: angular rate is small comparing to the primary and secondary natural frequencies so that

$$k_1^2 \gg d_1\Omega^2, \quad k_2^2 \gg d_2\Omega^2 \quad (2)$$

and rotational and Coriolis accelerations acting along primary oscillation axis are negligible in comparison to the accelerations from driving forces

$$g_1\Omega\dot{x}_2 + d_3\dot{\Omega}x_2 \ll q_1 t \quad (3)$$

Taking into considerations assumptions (2) and (3), motions equations (1) could be simplified to the following form:

$$\begin{cases} \ddot{x}_1 + 2\zeta_1 k_1 \dot{x}_1 + k_1^2 x_1 = q_1 t, \\ \ddot{x}_2 + 2\zeta_2 k_2 \dot{x}_2 + k_2^2 x_2 = g_2 \Omega \dot{x}_1 + \dot{\Omega} x_1. \end{cases} \quad (4)$$

Here we also assumed that no external driving forces are affecting the secondary oscillations, which means that $q_2 t = 0$. System of equations (4) is now perfectly suitable for further transformations towards the desired representation in terms of the unknown angular rate.

Using the following amplitude–phase substitutions for primary and secondary generalized displacements of CVG sensitive element:

$$\begin{aligned} x_1 t &= \text{Im}\{A_1(t)e^{j\omega t}\}, \quad A_1 t = A_{10}(t)e^{j\phi_{10}(t)}, \\ x_2 t &= \text{Im}\{A_2(t)e^{j\omega t}\}, \quad A_2 t = A_{20}(t)e^{j\phi_{20}(t)}, \end{aligned}$$

where A_{10} and A_{20} are the primary and secondary oscillation amplitudes, ϕ_{10} and ϕ_{20} are the corresponding phase shifts relatively to the excitation force, motion equations (4) will become

$$\begin{cases} \ddot{A}_1 + 2(\zeta_1 k_1 + j\omega)\dot{A}_1 + (k_1^2 - \omega^2 + 2j\omega k_1 \zeta_1)A_1 = q_{10}, \\ \ddot{A}_2 + 2(\zeta_2 k_2 + j\omega)\dot{A}_2 + (k_2^2 - \omega^2 + 2j\omega k_2 \zeta_2)A_2 = (j\omega g_2 \Omega + \dot{\Omega})A_1 + g_2 \dot{A}_1 \Omega. \end{cases} \quad (5)$$

Equations (5) describe variations of the amplitude and phase of the primary and secondary equations in time with respect to the unknown non–constant angular rate $\Omega(t)$. This allows conducting analysis of the Coriolis vibratory gyroscope dynamics without constraining the angular rate to be constant or slowly varying.

Analysing system (5), one can see that the first equation can be solved separately from the second one. After homogeneous solutions of the first equation faded out, only non–homogenous solution remains. In this case, amplitude of the primary oscillations is

$$A_1 = \frac{q_{10}}{k_1^2 - \omega^2 + 2jk_1\zeta_1\omega}, \quad (6)$$

and it is constant in time, yielding $\ddot{A}_1 = \dot{A}_1 = 0$. Indeed, most of the time measurements of the angular rate are performed when primary oscillations have already settled. As a result, only equation for the secondary oscillations remains, in which the complex primary amplitude A_1 is just a constant parameter given by (6):

$$\ddot{A}_2 + 2(\zeta_2 k_2 + j\omega)\dot{A}_2 + (k_2^2 - \omega^2 + 2j\omega k_2 \zeta_2)A_2 = (j\omega g_2 \Omega + \dot{\Omega})A_1. \quad (7)$$

Equation (7) now describes amplitude–phase of the secondary oscillations with respect to the settled primary oscillations.

System transfer functions

Having CVG sensitive element motion equation in the form (7), allows obtaining its transfer functions from the input angular rate to the amplitude of the secondary oscillations. Application of the Laplace transformation to the equations (7) with respect to zero initial conditions for all time–dependent variables results in the following expressions:

$$[(s + j\omega)^2 + 2\zeta_2 k_2 (s + j\omega) + k_2^2]A_2(s) = A_1[s + jg_2\omega]\Omega(s). \quad (8)$$

Solution of the algebraic equation (10) for the secondary amplitude–phase Laplace transform is

$$A_2(s) = \frac{A_1(s + jg_2\omega)}{(s + j\omega)^2 + 2\zeta_2 k_2 (s + j\omega) + k_2^2} \Omega(s). \quad (9)$$

Considering the angular rate as an input, the system transfer function for the secondary amplitude–phase is

$$\begin{aligned} W_2(s) &= \frac{A_2(s)}{\Omega(s)} = \frac{A_1(s + jg_2\omega)}{(s + j\omega)^2 + 2\zeta_2 k_2 (s + j\omega) + k_2^2} = \\ &= \frac{q_{10}(s + jg_2\omega)}{[(s + j\omega)^2 + 2\zeta_2 k_2 (s + j\omega) + k_2^2][k_1^2 - \omega^2 + 2j\omega k_1 \zeta_1]}. \end{aligned} \quad (10)$$

One should note that transfer function (10) has complex coefficients, which results in the complex system outputs as well.

There is quite an important special case, when complex transfer function (10) transform to the simple real–valued one. Assuming equal primary and secondary natural frequencies ($k_1 = k_2 = k$), equal damping ratios ($\zeta_1 = \zeta_2 = \zeta$), resonance excitation ($\omega = k$), and constant angular rate, one can easily obtain

$$W_{20}(s) = \frac{A_{20}(s)}{\Omega(s)} = \frac{q_{10}g_2}{4k^2\zeta(s+k\zeta)}. \quad (11)$$

Transfer function (11) relates angular rate to the secondary oscillations amplitude. However, more appropriate would be to consider transfer function relating unknown input angular rate to the measured angular rate, which can be easily obtained from (11) by dividing it on the steady state scale factor. The resulting transfer function is

$$W_{\Omega}(s) = \frac{k\zeta}{s+k\zeta}. \quad (12)$$

Although this case appears to be very specific, it still approximates transient process of a “tuned” CVG with accuracy suitable for most of applications [6, 7].

Stochastic disturbances

Performances of CVGs can be affected by uncontrolled stochastic influences in two ways: as a “sensor noise”, which is added to the output of the system, and as a “process noise” or disturbances, which are added to the input of the system. The latter could be also treated as “rate-like” disturbances. Such system is shown in the figure 1.

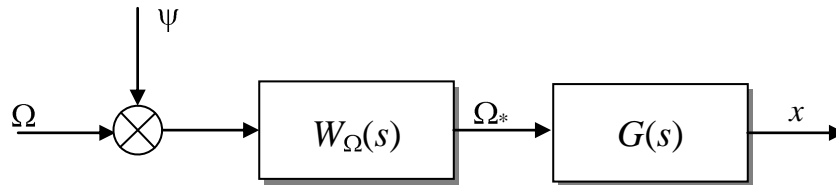


Fig. 1. CVG with added “rate-like” disturbances

Here $W_{\Omega}(s)$ is the system transfer function given by (12), ψ is the stochastic disturbance, Ω is the angular rate, $G(s)$ is the optimal filter yet to be developed, x is the filtered output of the system, which in ideal case is equal to the angular rate Ω .

Looking at the system in the figure 1, one can see that the only way to separate output resulting from the angular rate, from the output generated by the disturbances ψ is to take into account additional information about angular rate and disturbances. Assuming that CVG is installed on a moveable object, such as aircraft or land vehicle, its power spectral density can be represented as

$$S_{\Omega}(s) = \frac{\sigma^2 B^2}{B^2 - s^2}, \quad (13)$$

where B is the moveable object bandwidth. In this case disturbances can be represented by the white noise as follows

$$S_{\psi}(s) = \gamma^2 \sigma^2. \quad (14)$$

Here γ is the disturbance to angular rate ratio (“noise-to-signal” ratio). While using white noise as a model of disturbances is quite common, the synthesised filter may not perform as good as expected due to the fact, that we suggest disturbances to be present within the object bandwidth. This situation can be resolved by using high-pass disturbances adjacent to the object bandwidth. The corresponding power spectral density is

$$S_{\psi}(s) = -\frac{\gamma^2 \sigma^2 s^2}{B^2 - s^2}. \quad (15)$$

Power spectral densities (14) and (15) cover most of the present in CVG cases of stochastic disturbances.

Optimal filter synthesis algorithm

The problem of optimal filter synthesis is formulated and solved for the system shown in Fig. 2 below [8], with respect to the stationary stochastic sensor noise. In the most general case, $W(s)$ is the matrix of sensor transfer functions, $G(s)$ is the matrix of filter transfer functions, φ is the noise vector, r is the input vector, which then is measured by the sensor, and x is the system output vector, which in our case is an estimation of the input.

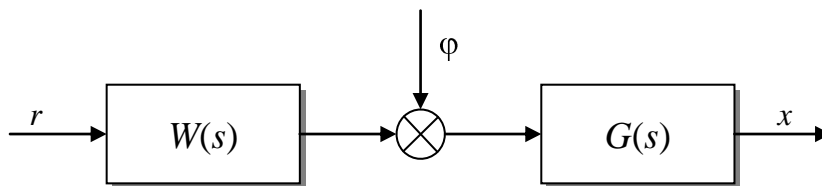


Fig. 2. Optimal noise filtering

Error of this system is defined as a difference between the actual output of the system x and the ideal output, which is the given desired transformation $H(s)$ of the input:

$$\varepsilon = x - H(s) \cdot r.$$

It is also assumed that signals x and r are the centred stochastic processes with known spectral densities $S_{rr}(s)$, $S_{\phi\phi}(s)$, $S_{r\phi}(s)$, and $S_{\phi r}(s)$.

Performance criterion for the system is assumed in the following form:

$$J = E\{\varepsilon' \cdot R \cdot \varepsilon\} = \frac{1}{j} \int_{-j\infty}^{j\infty} \text{tr}(S'_{\varepsilon\varepsilon} \cdot R) ds. \quad (16)$$

Here R is the weight matrix, and $S'_{\varepsilon\varepsilon}(s)$ is the transposed matrix of the error spectral densities. Using Wiener–Khinchin theorem we can calculate the error spectral density from the system transfer functions and signal spectral densities as follows:

$$S'_{\varepsilon\varepsilon}(s) = (GW - H)S'_{rr}(W_*G_* - H_*) + (GW - H)S'_{\phi r}G_* + GS'_{r\phi}(W_*G_* - H_*) + GS'_{\phi\phi}G_*, \quad (17)$$

where “*” designates Hermite conjugate. By means of introducing new variables defined as

$$\begin{aligned} DD_* &= WS'_{rr}W_* + WS'_{\phi r} + S'_{r\phi}W_* + S'_{\phi\phi}, \\ \Gamma\Gamma_* &= R, \quad G_0 = \Gamma GD, \\ T &= \Gamma H(S'_{rr}W_* + S'_{\phi r})D_*^{-1}, \end{aligned} \quad (18)$$

and substituting power spectral density (17) into (16), first variation of the performance criterion (16) with respect to the unknown filter related function G_0 will be

$$\delta J = \frac{1}{j} \int_{-j\infty}^{j\infty} \text{tr}[(G_0 - T)\delta G_0 + \delta G_0^*(G_0^* - T_*)] ds. \quad (19)$$

Minimum of the performance criterion is achieved when first variation (19) is zero. Apparently, this is achieved when

$$G = \Gamma^{-1}(T_0 + T_+)D^{-1}. \quad (20)$$

Here T_0 is the integral part of the matrix T , and T_+ is the part of the matrix T that contains only poles with negative imaginary part. These matrices are the result of the Wiener separation procedure.

For the case of stochastic disturbances, power spectral density $S_{rr}(s)$ corresponds to (13), and spectral density $S_{\phi\phi}(s)$ can be calculated from (14) using Wiener–Khinchin theorem as follows:

$$S_{\phi\phi}(s) = |W_\Omega(s)|^2 S_\Psi(s) = \frac{\gamma^2 \sigma^2 k^2 \zeta^2}{-s^2 + k^2 \zeta^2}, \quad (21)$$

and in case of the high-pass disturbances (15)

$$S_{\phi\phi}(s) = \frac{\gamma^2 \sigma^2 k^2 \zeta^2 s^2}{(-s^2 + k^2 \zeta^2)(-s^2 + B^2)}. \quad (22)$$

If fact, expressions (21) and (22) obtained by transforming system in Fig. 1 to the system presented in Fig. 2.

Spectral densities (21) and (22) along with the suggested angular rate spectral density can now be used to derive optimal filters based on the formula (20). After performing transformations according to (18), the optimal filters are found as:

$$G(s) = \frac{B\sqrt{1+\gamma^2}(s+\zeta k)}{\zeta k(\gamma s + B\sqrt{1+\gamma^2})}, \quad (23)$$

in case of the “white-noise” disturbances and

$$G(s) = \frac{B(s+\zeta k)}{\zeta k(B+\gamma s)}, \quad (24)$$

in case of the “high-pass” disturbances. Depending on which of the disturbance model is found to be the most appropriate, either filter (23) or filter (24) should be used.

Let us now study performances of the obtained optimal filters (23) and (24) in numerical simulations of the realistic CVG.

Numerical simulations

In order to obtain the most realistic simulation results, equations (1) were used to build a numerical model of CVG dynamics using Simulink/Matlab. Resulting sensitive element model is shown in the figure 3.

In this model centrifugical accelerations were neglected according to (2) and synchronous demodulator is added. Input angular rate is assumed to be a constant.

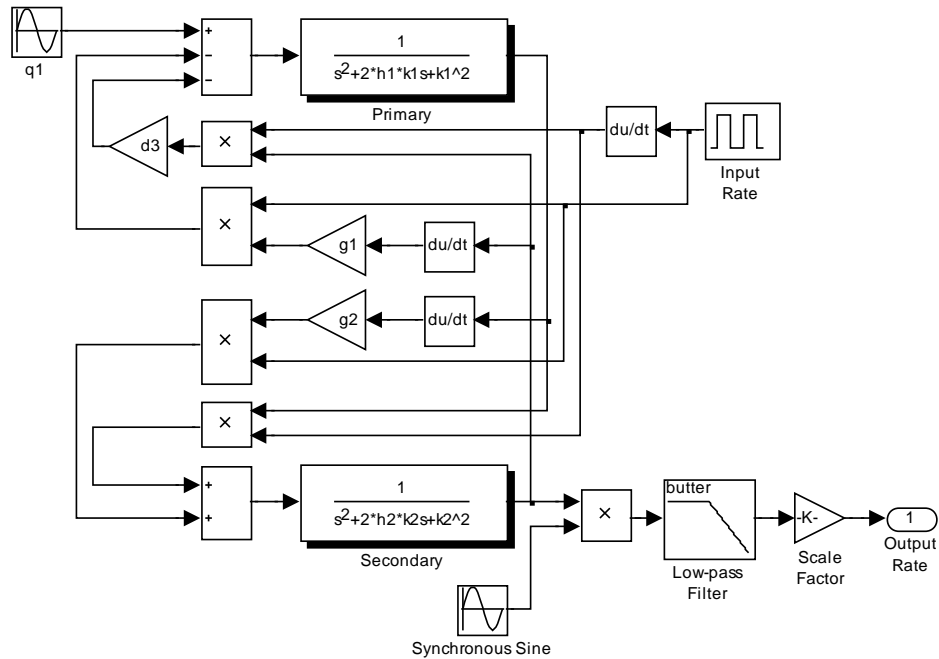


Fig. 3. Realistic CVG simulation model

Results of numerical simulations of the “white” disturbances filtering are shown in the figure 4.

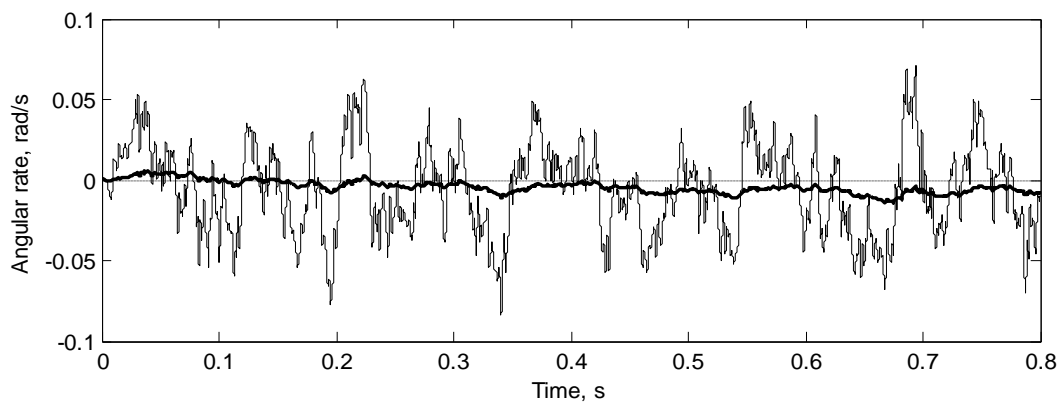


Fig. 4. Disturbances filtering simulations (thin – unfiltered, thick – filtered)

These simulations are performed for the high-level of disturbances ($\gamma=1$) and low bandwidth of the angular rate ($B=0.5$ Hz). When bandwidth of the angular rate is increased, disturbances filtering efficiency degrades.

Filtering efficiency

Let us study efficiency of the filtering as a function of the angular rate bandwidth B and disturbances-to-rate ratio γ . These dependencies are shown in the figures 5 and 6.

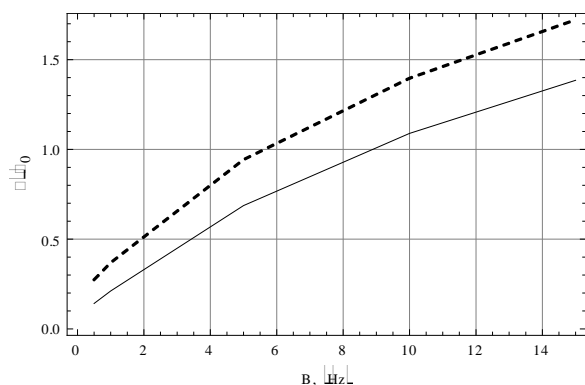


Fig. 5. “White” disturbances filtering efficiency

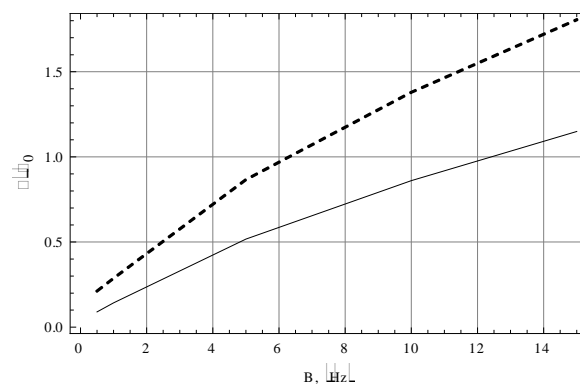


Fig. 6. “High-pass” disturbances filtering efficiency

Here solid lines correspond to the $\gamma=1$ and dotted line to $\gamma=0.5$. The lower level of the standard deviation ratio σ/σ_0 the better filtering quality. One should note, that when the standard deviation ratio higher than one, the filtering does not improve the quality of the angular rate measurements.

At the same time, while bandwidth of the angular rate lower than the bandwidth of the CVG, filters still can improve the characteristics of the sensors.

Conclusions

Presented above synthesis of the stochastic disturbances filters resulted in two static filters capable of improving the performances of Coriois vibratory gyroscopes in case of “white” and “high-pass” process noise. The latter has been demonstrated using explicit numerical simulations. The further analysis of the sensitivity of the filters performances in case of varying parameters of gyroscopes is viewed as a possible future development of the current research.

References

1. *Friedland B., Hutton M. F.* Theory and error analysis of vibrating–member gyroscope // IEEE Transactions on Automatic Control, no. 23, 1978, pp. 545–556.
2. *Lynch D.* Vibratory gyro analysis by the method of averaging // Proc. 2nd St. Petersburg Conf. on Gyroscopic Technology and Navigation, St. Petersburg, 1995, pp. 26–34.
3. *Apostolyuk V., Tay F.* Dynamics of Micromechanical Coriolis Vibratory Gyroscopes // Sensor Letters, Vol. 2, No 3–4, 2004, pp. 252–259.

4. *Apostolyuk V. A., Logeeswaran V.J., Tay F.E.H.* Efficient design of micromechanical gyroscopes // *Journal of Micromechanics and Microengineering*, Vol. 12, 2002, pp. 948–954.
5. *Apostolyuk V. A.* Theory and Design of Micromechanical Vibratory Gyroscopes // *MEMS/NEMS Handbook* (Ed: Cornelius T. Leondes), Springer, 2006, Vol.1, Chapter 6, pp. 173–195.
6. *Apostolyuk V.A.* Coriolis Vibratory Gyroscopes in Control Systems // *Proc. of the IX Int. Conference “Avia–2009”*, vol. 2, 2009, pp. 9.1–9.4.
7. *Leland R.* Mechanical Thermal Noise in Vibrating Gyroscopes // *Proc. of the American Control Conference*, June 25–27, 2001, pp. 3256–3261.
8. *Blokhin L.N., Burichenko M.Y.* Statistical Dynamics of Control Systems // *NAU, Kiev*, 2003, 208 p.

УДК: 534.1

В. Г. Савин, А. Э. Бабаев

ДЕЙСТВИЕ АКУСТИЧЕСКОГО ИМПУЛЬСА НА ПЛОСКУЮ ЭЛЕКТРОУПРУГУЮ СИСТЕМУ ИЗ БИМОРФОВ

Введение

В различных отраслях техники широкое применение нашли материалы и конструкции, получившие за рубежом название «умные» (smart) структуры, которые чувствительны к внешним воздействиям [1]. Следует отметить, что их также называют «интеллектуальными» или «адаптивными». Пьезокерамические элементы являются идеальными «умными» структурами. Такие элементы могут быть выполнены в форме пластин, стержня, цилиндра или сферы. Они, благодаря прямому и обратному пьезоэффекту, используются в качестве приемников и излучателей упругих и акустических волн. Пьезокерамические элементы нашли широкое применение в системах шумоподавления (активной компенсации звука), а также, активной компенсации вибраций, в качестве систем предотвращения механических повреждений конструкций в результате критических внешних воздействий. Одной из таких структур [2] является набор биморфов, каждый из которых состоит из двух склеенных пластин – пьезокерамической и металлической. Одни из биморфов могут быть использованы в качестве приемников, а другие в качестве

излучателей для компенсации нежелательных вибраций конструктивных элементов, на которых они установлены, или компенсации падающих акустических волн (активная компенсация звука). На данный момент существует множество различных биморфных структур. В частности, за счет использования в них цифрового сигнального процессора, они получили название – «умные биморфные цифровые структуры» [2]. Практическое использование биморфных элементов в режиме возбуждения электрическими импульсами или испытывающих действие нестационарных акустических волн делают актуальными исследования возникающих при этом переходных процессов. Качественное управление биморфами возможно только в случае понимания динамических процессов, происходящих в них, что, в свою очередь, невозможно без количественного описания характеристик этих процессов. Из имеющихся единичных публикаций по данной тематике отметим работы [2–6], анализ которых позволяет сделать вывод, что задача математического моделирования нестационарного взаимодействия биморфных пьезокерамических пластин с акустическими волнами к настоящему времени практически не решена.

Целью настоящей работы является математическая постановка и решение задачи падения акустических импульсов на периодически расположенные пьезокерамические биморфы.

Математическая постановка и решение задачи

Рассмотрим взаимодействие плоского акустического импульса с последовательно расположенными биморфными пьезокерамическими пластинами (рис. 1).

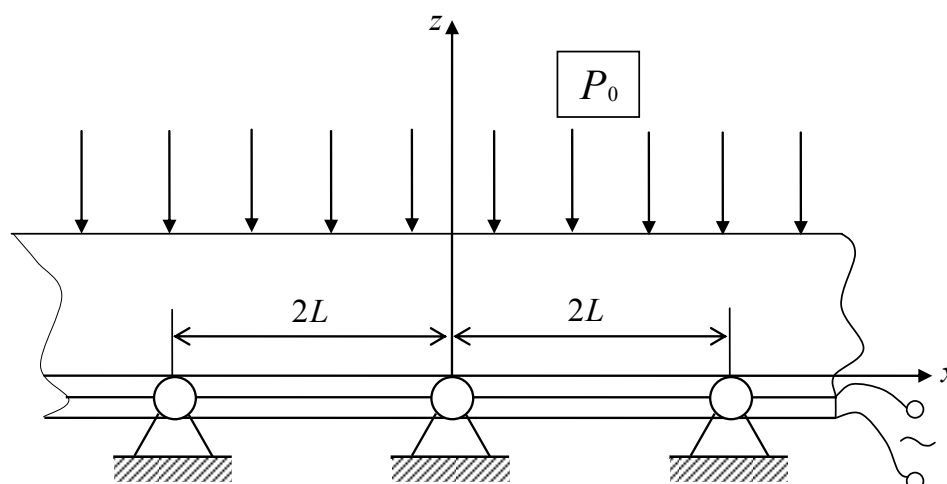


Рис. 1. Биморфные пьезокерамические пластины, контактирующие с жидкостью

Каждый из биморфов шарнирно оперт по контуру. Предполагается, что каждый биморф состоит из тонкостенных пьезокерамической и металлической пластинок, т.е. допускающим моделирование его движения уравнениями, основанной на кирхгофовой теории изгиба тонких пластин [7]. Пьезокерамическая пластинка с электродированными поверхностями поляризована по толщине, а электроды ее разомкнуты. Распространение возмущений в жидкой среде, заполняющей внешнее полупространство, описывается в рамках акустического приближения [8]. В момент времени $t = 0$ на биморфные элементы набегают нестационарная волна давления P_0 , потенциал скорости которой обозначим через Φ_0 .

При выбранных допущениях задача состоит в совместном интегрировании следующей системы уравнений

$$\frac{\partial^2 \Phi}{\partial z^2} + \frac{\partial^2 \Phi}{\partial x^2} - \frac{\partial^2 \Phi}{\partial t^2} = 0, \quad (1)$$

$$P = -\frac{\partial \Phi}{\partial t}, \quad (2)$$

$$\frac{\partial^4 W}{\partial x^4} + \alpha_1 \frac{\partial^2 W}{\partial t^2} = \alpha_2 P|_{z=0}. \quad (3)$$

На границе контакта жидкости с биморфными элементами ($z = 0$) принимаются условия их безотрывного движения

$$\frac{\partial W}{\partial t} = \frac{\partial \Phi}{\partial z}. \quad (4)$$

В местах шарнирного опирания торцов пластин ($x = 0, 2L, 4L, \dots$) граничными являются следующие условия

$$W = 0; \quad \frac{\partial \Phi}{\partial x} = 0; \quad \frac{\partial^2 W}{\partial x^2} = 0. \quad (5)$$

Начальные условия выбраны нулевые (до прихода падающей волны биморфные элементы находятся в состоянии покоя). В соотношениях (1) – (5) через W обозначена нормальная составляющая вектора перемещений биморфа (прогиб), Φ – потенциал скорости жидкости ($\Phi = \Phi_0 + \Phi_1$), где Φ_1 – потенциал скорости отраженной волны, $P|_{z=0}$ – акустическое

давление на поверхности биморфа, $\alpha_1 = \frac{\rho c^2 1m^2}{D}$, $\alpha_2 = \frac{\gamma c^2 1m^2}{D}$,

где γ – плотность жидкости, c – скорость акустической волны в жидкости.

Эквивалентные параметры биморфа ρ, D представимы в виде:

$$\rho = \rho_1 h_1 + \rho_2 h_2; \quad D = \frac{1}{3} \left[E_2 h_2^2 + \frac{h_1^3}{S_{11}^E - \frac{d_{31}^2}{\epsilon_{33}^T}} \right],$$

где ρ_k, h_k $k=1,2$ – плотность и толщина пьезокерамической $k=1$ и металлической $k=2$ пластинок, соответственно,

E_2 – модуль Юнга металлической пластинки,

S_{11}^E – податливость пьезокерамической пластинки при постоянном электрическом поле,

d_{31} – пьезомодуль,

ϵ_{33}^T – диэлектрическая проницаемость электрического поля при постоянном механическом напряжении.

Математическая постановка задачи (1)–(5) приведена в безразмерных величинах, полученных делением L, h_1, h_2, W на 1м , t на $1\text{м}/\text{с}$, P на $\gamma \cdot \text{с}^2$, Φ на $1\text{м} \cdot \text{с}$.

При решении применяется интегральное преобразование Лапласа по времени с параметром преобразования s .

Приведем математическую постановку задачи, записанную в области изображений L

$$\frac{\partial^2 \Phi^L}{\partial z^2} + \frac{\partial^2 \Phi^L}{\partial x^2} - \Phi^L \cdot s^2 = 0, \quad (6)$$

$$P^L = -\Phi^L \cdot s, \quad (7)$$

$$\frac{\partial^4 W^L}{\partial x^4} + \alpha_1 W^L \cdot s^2 = \alpha_2 P^L|_{z=0}, \quad (8)$$

$$W^L_s = \frac{\partial \Phi^L}{\partial z} \Big|_{z=0}. \quad (9)$$

Принимая во внимание периодичность рассматриваемой структуры вдоль оси x , потенциал Φ_1^L в области изображений представим в виде ряда Фурье по синусам, разложенным по нечетным гармоникам

$$\Phi_1^L(z, x, s) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{A_n^L(s)}{s} \sin(\delta_n x) e^{-\sqrt{\delta_n^2 + s^2} z}, \quad (10)$$

где $A_n^L(s)$ – неизвестные коэффициенты, $\delta_n = \frac{n\pi}{2L}$.

Аналогичное разложение в области изображений допускает и потенциал падающей волны Φ_0^L

$$\Phi_0^L(z, x, s) = -\frac{1}{s^2} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4}{n\pi} \sin(\delta_n x) e^{sz}. \quad (11)$$

Учитывая симметричное шарнирное закрепление торцов биморфов, представим их прогибы также в ряд Фурье по нечетным гармоникам

$$W^L(x, s) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} W_n^L \sin(\delta_n x). \quad (12)$$

Из уравнений движения биморфов (8) и выбранных представлений Φ_1^L , Φ_0^L , W^L находим следующие выражения для составляющих прогибов W_n^L

$$W_n^L(s) = \frac{\alpha_2 \left(\frac{4}{n\pi s} - A_n^L(s) \right)}{\delta_n^4 + \alpha_1 s^2}. \quad (13)$$

Далее, подставляя (10)–(13) в граничное условие (9), получим алгебраическое уравнение относительно $A_n^L(s)$, ($n=1,3,5,\dots$)

$$A_n^L(s) \cdot c_n^L(s) = d_n^L(s). \quad (14)$$

Входящие в (14) функции $c_n^L(s)$, $d_n^L(s)$ имеют вид:

$$c_n^L(s) = \frac{1}{s^2} \alpha_2 - \alpha_1 \sqrt{\delta_n^2 + s^2} - \frac{\delta_n^4 \sqrt{\delta_n^2 + s^2}}{s^4};$$

$$d_n^L(s) = \frac{4\alpha_2}{n\pi s^3} + \frac{4\delta_n^4}{n\pi s^4} + \frac{4\alpha_1}{n\pi s^2}.$$

В результате решения (14) нетрудно получить формулу для отыскания неизвестных $A_n^L(s)$, которая будет содержать достаточно громоздкий коэффициент, что приводит к принципиальным трудностям при обратном преобразовании Лапласа. Воспользуемся подходом [9], согласно которому удовлетворение граничных условий осуществляется в пространстве оригиналов. Для этого, с привлечением операции свертка, производится

строгая инверсия равенства (14), а неизвестные $A_n(t)$ находятся из интегрального уравнения Вольтера

$$\int_0^t A_n(\tau) C_n(t-\tau) d\tau = d_n(t), (n=1,3,5\dots). \quad (15)$$

Коэффициенты уравнения (14) содержат члены вида

$$\frac{\sqrt{\delta_n^2 + s^2}}{s^k}, (k=2,4), \quad (16)$$

при инверсии которых нельзя воспользоваться табличными формулами обращения [10]. Для отыскания оригинала (16) воспользуемся табличной формулой обращения [10] $\frac{1}{\sqrt{\xi^2 + s^2}} \rightarrow I_0(\xi t)$, где ξ – константа, I_0

- функция Бесселя первого рода нулевого порядка, а также разложением этой функции в степенной ряд [11]

$$I_0(t) = \sum_{m=0}^{\infty} -1^m \frac{t^{2m}}{2^{2m} m!}.$$

Оригинал (16) будет иметь следующий вид

$$\frac{\sqrt{\delta_n^2 + s^2}}{s^k} \rightarrow \sum_{m=0}^{\infty} t^{2m} \beta_m \left[\frac{t^{k-2}}{\prod_{q=1}^{k-2} (2m+q)} + \frac{t^k \delta_n^2}{\prod_{q=1}^k (2m+q)} \right], \quad (17)$$

где $\beta_m = -1^m \frac{\delta_n^{2m}}{2^{2m} (m!)^2}$.

Далее, воспользовавшись (17), осуществляем инверсию коэффициентов уравнения (14), получим

$$c_n(t) = a_2 t - \sum_{m=0}^{\infty} \beta_m t^{2m} \left[\alpha_1 + \frac{t^2}{(2m+1)(2m+2)} (\delta_n^2 \alpha_1 + \delta_n^4) + \frac{\delta_n^6 t^4}{\prod_{q=1}^4 (2m+q)} \right];$$

$$d_n(t) = \frac{2}{n\pi} \left[\frac{1}{3} \delta_n^4 t^3 + 2\alpha_1 t + \alpha_2 t^2 \right].$$

Интегральное уравнение (15) решалось численно методом квадратурных формул. При этом, путем варьирования шага разбиения по времени, можно обеспечить необходимую точность вычислений. После вычисления функций $A_n(t)$ определяются представляющие интерес физические характеристики динамического процесса. Например, поле отраженной волны $P_1(x,t)$ на поверхности биморфов ($z=0$) находится из формулы (7) после подстановки в нее (10) и последующей инверсии полученного выражения.

$$P_1(x,t) = - \sum_{n=1,3,5\dots}^{\infty} A_n(t) \sin(\delta_n x), \quad (18)$$

а их прогибы $W(x,t)$, после обратного преобразования, определяются по формуле

$$W(x,t) = \sum_{n=1,3,5\dots}^{\infty} \left[\int_0^t A_n(\tau) l_n(t-\tau) d\tau + f_n(t) \right] \sin(\delta_n x), \quad (19)$$

$$\text{где } l_n(t) = -\frac{\alpha_2}{\delta_n^2} \sin\left(\frac{\delta_n^2}{\sqrt{\alpha_1}} t\right); \quad f_n(t) = \frac{4\alpha_2\sqrt{\alpha_1}}{\pi n\delta_n^4} \left[1 - \cos\left(\frac{\delta_n^2}{\sqrt{\alpha_1}} t\right) \right].$$

Следует отметить, что в выражениях (18), (19) функции $A_n(t)$ фигурируют уже как известные величины, найденные ранее из уравнений (15) по описанному выше алгоритму.

Численные расчеты

Расчеты проводились для периодически расположенных биморфов, склеенных из пьезокерамических (титанат бария, $\rho_1 = 7200 \text{ кг} / \text{м}^3$;

$$S_{11}^E = 12,2 \cdot 10^{-12} \text{ м}^2 / \text{Н}; \quad d_{31} = -1,6 \cdot 10^{-10} \text{ кл} / \text{Н}; \quad \frac{\varepsilon_{33}^T}{\varepsilon_0} = 2180;$$

$\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \text{ Ф} / \text{м}$; $h_1 = 10^{-3} \text{ м}$) и металлических (сталь, $\rho_2 = 7800 \text{ кг} / \text{м}^3$, $E_2 = 21 \cdot 10^{10} \text{ Н} / \text{м}^2$, $h_2 = 10^{-3} \text{ м}$) пластин. Поперечный размер биморфов $2L = 0,1 \text{ м}$. В качестве акустической среды выбрана вода ($\gamma = 10^3 \text{ кг} / \text{м}^3$, $c = 1500 \text{ м} / \text{с}$). Были рассчитаны акустическое давление на поверхности биморфов (рис. 2, 3) и их прогибы (рис. 4) в центральной зоне

Розділ 1. Інформаційні системи

($x = nL, n = 1, 3, 5, \dots$) при воздействии на биморфы акустической ударной волны единичной амплитуды ($P_0(t) = H(t)$) где $H(t)$ – функция Хевисайда.

Проанализируем полученные результаты. Рис. 2 иллюстрирует изменения во времени суммарного акустического давления, состоящего из падающей ($P_0 = 1$) и отраженной волны. Из графика видно, что в начальный момент времени ($t=0$) за счет инерциальности биморфов акустическое давление на их поверхности практически равно 2 (биморфы ведут себя как акустически жесткая поверхность). Незначительное расхождение полученного результата с теоретически прогнозируемой удвоенной амплитудой суммарного давления на поверхности биморфов при $t=0$ объясняется эффектом Гиббса, заключающегося в конечности числа удерживаемых гармоник (удерживалось 5 первых нечетных гармоник) отраженного импульса при выполнении расчетов. Дальнейший анализ кривой, приведенной на рис. 2 показывает, что при $t \geq 1$ имеет место падение акустического давления с осцилляцией его во времени. Падающий акустический импульс поддерживает на поверхности биморфов избыточное давление единичной амплитуды, в связи, с чем общее давление все это время остается положительным. С целью оценки влияния отраженного импульса на общее акустическое поле на поверхности биморфов был вычислен вклад давления от каждой гармоники отраженного сигнала. Указанные расчеты для первых 4 нечетных гармоник ($n = 1, 3, 5, 7$) приведены на рис. 3. Следует отметить, что расчет на четных гармониках не производился, поскольку за счет симметричного закрепления биморфов четные моды колебаний в них не возбуждаются. Анализ графического материала, представленного на рис. 3, показывает, что основной вклад в дифрагированное поле вносят первые три нечетные гармоники. Амплитуда последующей седьмой гармоники не столь велика. Отметим их осциллирующий характер поведения около невозмущенного (нулевого) состояния.

Как следует из расчетов (рис. 4), акустическая ударная волна единичной амплитуды вызывает статический прогиб биморфов, относительно которого и происходят колебания (перемещения биморфов).

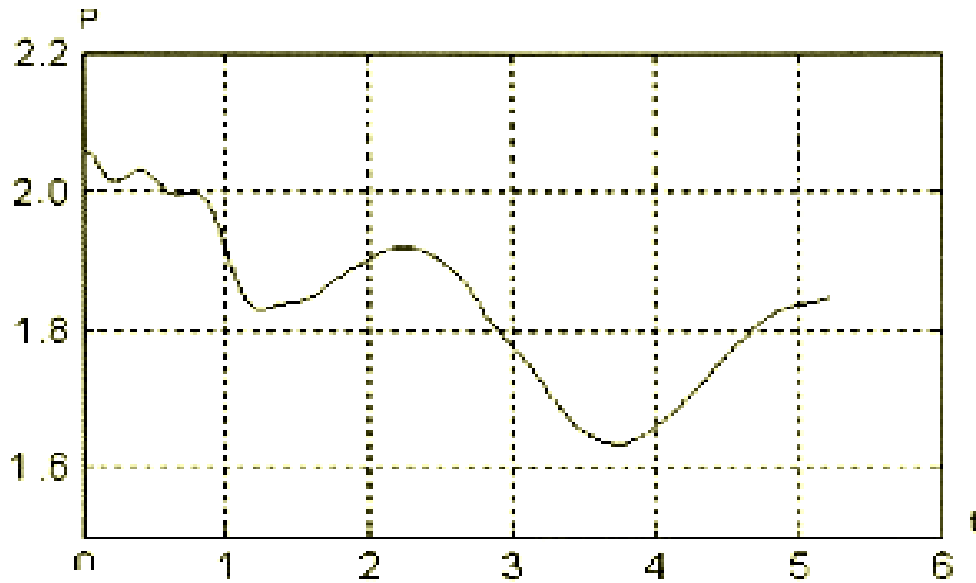


Рис. 2. Изменение во времени акустического давления на поверхности биморфа в его центральной зоне

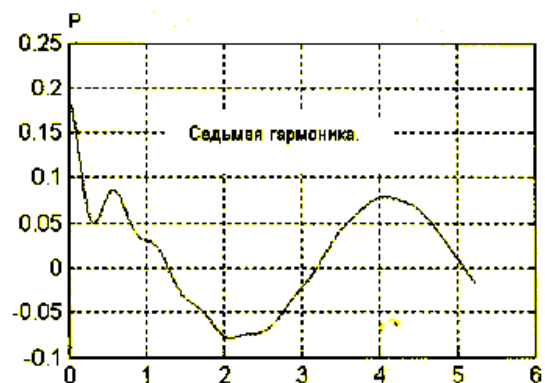
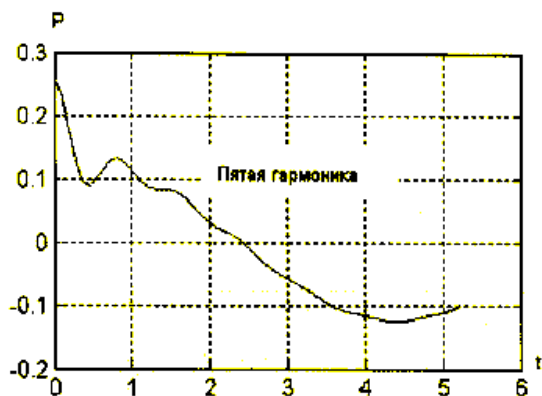
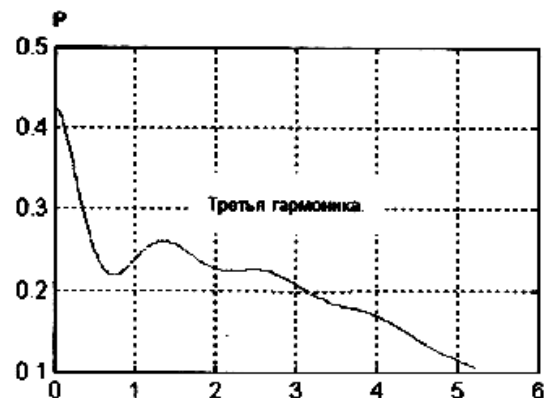
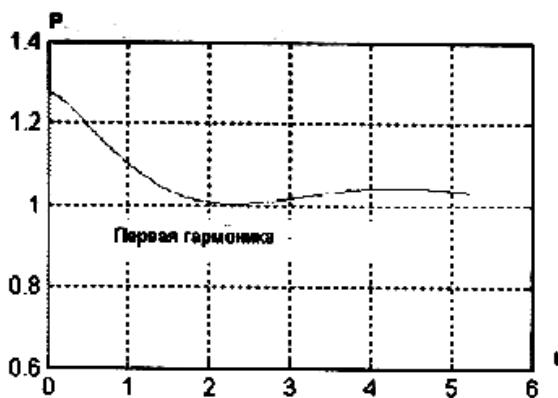


Рис. 3. Изменение во времени акустического давления на поверхности биморфа в его центральной зоне для каждой из первых нечетных гармоник отраженного импульса

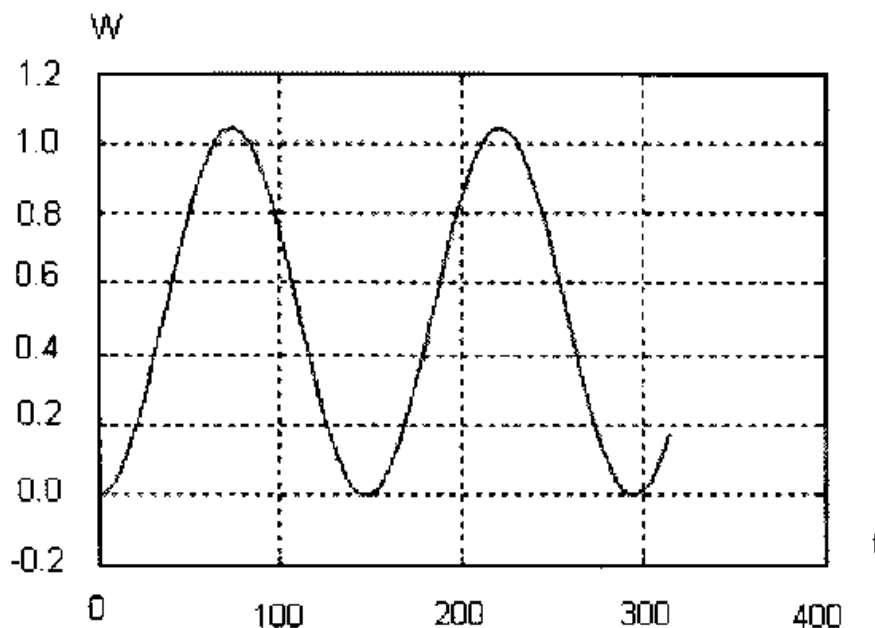


Рис.4. Изменение во времени прогиба в центральной зоне биморфа

Выводы

В работе затронута одна из проблем, относящаяся к классу задач нестационарной гидроэлектроупругости. Осуществлена математическая постановка и решение задачи действия нестационарной волны давления на периодически расположенные биморфные пьезокерамические элементы. При ее решении используется интегральное преобразование Лапласа во времени и разложение искомых величин в ряды Фурье. Удовлетворение граничных условий осуществляется в области оригиналов с привлечением интегрального уравнения Вольтера, численного его решения методом квадратурных формул. Для выбранной гидроэлектроупругой системы и гидродинамической ударной нагрузки выполнены расчеты проанализированы полученные результаты.

Полученные численные результаты с привлечением интеграла Дюамеля могут быть распространены для исследования нестационарного поведения биморфов, испытывающих действие акустического импульса практически произвольной конфигурации и длительности.

Результаты, полученные в работе, в дальнейшем могут быть использованы для управления отраженными акустическими импульсами и активной компенсации звука.

Список использованной литературы

1. Spillman W.B., Sirkis J.S. Smart materials and structures: What are they. //International journal of solids and structures. –1996– №5–p.247–254.

2. Edward F. Crawley. Javier de Luis. Use of Peizoelectric Actuators as Element of Intelligent Structures // AIAA Journal, 2002, vol. 25. №10, h. 1373–1388.
3. Бабаев А.Э. Мосеенков Ю.Б. Нестационарные колебания тонкостенной биморфной электроупругой полосы. // Доклады АНУ. – 1994. – №12. – с. 54–58.
4. Рудницкий С.Н., Шарапов В.М., Шульга Н.А. Колебания дискового биморфного преобразователя типа металл–пьезокерамика. // Прикл. мех. – 1990. – 26. №10. – с. 64–72.
5. Евсейчик Ю.Б., Рудницкий С.Н., Шарапов В.М., Шульга Н.А. Чувствительность биморфного преобразователя типа металл–керамика. // Прикл. мех. – 1990. – 26. №12. – с. 67–75.
6. Кубенко В.Д., Мосеенков Ю.Б. Взаимодействие нестационарных акустических волн с пластинами и пологими оболочками в жидкости // Прикл. мех. – 1987. – 23. №10. – с. 60–66.
7. Гринченко В.Т., Улитко А.Ф., Шульга Н.А. Механика связанных полей в элементах конструкций. Т. 5 Электроупругость – Киев: Наук. думка, 1989. – 280 с.
8. Шендеров Е.А. Волновые задачи гидроакустики. –Л., Судостроение. 1972–352с.
9. Бабаев А.Э. Нестационарные волны в сплошных средах с системой отражающих поверхностей. –К.: Наук. думка, 1990. –176 с.
10. Диткин В.А., Прудников А.П. Справочник по операционному исчислению –М.: Высшая школа, 1985, 467 с.
11. Г.К. Корн. Т. Корн. Справочник по математике для научных работников и инженеров. –М.: Наука, 1968. –720 с.

УДК 629.735.051–52(045)

К. В. Мельник, А. А. Туник

ПРОЕКТИРОВАНИЕ МНОГОМЕРНЫХ РОБАСТНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ПОЛЁТОМ НА ОСНОВЕ ПРОЦЕДУР H_∞-ОПТИМИЗАЦИИ И μ-СИНТЕЗА

Краткое описание объекта управления и постановка задачи

Задача робастного управления полётом является в настоящее время одной из наиболее актуальных задач, определяющих как эффективность выполнения полётных заданий, так и безопасность полёта [1–3]. Это

связано с тем, что модели динамики ЛА, которые используются в качестве исходной информации при проектировании систем управления полётом, зависят от высоты и скорости полёта, а также и от некоторых параметров атмосферы. В связи с этим параметры модели динамики изменяются в реальном полёте в значительных пределах [1–3]. Помимо этого следует также учесть и несоответствие линеаризованной модели динамики, используемой при решении задачи синтеза и реальной модели ЛА, которая в наиболее общем случае описывается системой нелинейных дифференциальных уравнений.

Эта система, так же как и система линеаризованных уравнений, содержит параметрические возмущения (неопределённости), которые делятся на структурированные и неструктурированные [4–6]. Под структурированными параметрическими неопределённостями (возмущениями) понимают неопределённость параметров модели, когда её структура известна. Эти неопределённости обладают интервальными свойствами, то есть параметры модели могут принимать любые значения внутри заданных для них интервалов. Под неструктурированными параметрическими возмущениями (неопределённостями) понимают неопределённость, как структуры модели, так и её параметров. Эта неопределённость возникает в тех случаях, когда, например, в процедуре синтеза используется линеаризованная модель, а затем полученный регулятор применяют к нелинейной модели. Кроме того, при синтезе зачастую не учитывают упругие свойства ЛА или динамику предимпульсных фильтров и вычислительные запаздывания в дискретной системе, но при моделировании системы управления эти свойства должны быть учтены [7].

Поэтому зачастую этот вид неопределённости называют немоделируемой динамикой (unmodelled dynamics [4–5; 8]). Задача управления высотой и скоростью полёта в данной статье решается при наличии как параметрических (внутренних) возмущений, так и при воздействии на систему внешних возмущений. Эти возмущения могут быть как детерминированными, так и стохастическими. Первые представляют собой порывы ветра, вторые – турбулентный ветер, описываемый моделью Драйдена [9]. Модели этих возмущений также содержат неопределённости (профиль ветра в первом случае и параметры спектральной плотности во втором), но при этом возмущения должны быть ограничены по модулю (BIBO – поход: bounded input, bounded output).

Рассмотрим математические модели ЛА, используемые для синтеза систем управления. В данной работе используется общепринятый в мировой практике подход, основанный на применении эталонных моделей (benchmark models), которые институт IEEE рекомендует для проектирования систем управления [10].

Полные нелинейные модели достаточно подробно описывают динамику ЛА и поэтому являются весьма громоздкими. В работе использована модель лёгкого шестиместного самолёта «Beaver», содержащая все вышеуказанные компоненты и представленная в [11]. Учитывая громоздкость нелинейной модели, представим её в общем виде:

$$\left. \begin{aligned} \dot{x} &= F(x, u, w) \\ y &= Cx + d \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

где вектор состояния x в скоростной системе координат имеет вид:

$$x = [V, \alpha, \beta, p, q, r, \varphi, \theta, \psi, x_e, y_e, H]^T. \quad (2)$$

Здесь V – воздушная истинная скорость (ИВС), α – угол атаки самолёта; β – угол скольжения; p – угловая скорость крена; q – угловая скорость тангажа; r – скорость изменения угла рысканья; φ – угол крена; θ – угол тангажа; ψ – угол рыскания; x_e, y_e – пройденный путь и боковое отклонение от линии заданного пути в ортодромической системе координат; H – высота полёта. Вектор управления u равен:

$$u = [\delta_a, \delta_e, \delta_r, \delta_f, \Omega, m]^T, \quad (3)$$

где $\delta_a, \delta_e, \delta_r, \delta_f$ – углы отклонения элеронов, руля высоты, руля направления и закрылков соответственно, Ω – число оборотов ротора поршневого двигателя (ПД), m – наддув цилиндров ПД.

Вектор возмущения w равен:

$$w = [V_x, V_y, V_z]^T, \quad (4)$$

где V_x, V_y, V_z – соответствующие проекции мгновенной скорости турбулентного ветра на оси ЛА. Матрица измерений C имеет размерность 8×12 и может быть представлена в виде блочной матрицы вида:

$$C = \begin{bmatrix} 1 & O_{1 \times 8} & O_{1 \times 3} \\ O_{6 \times 3} & I_{6 \times 6} & O_{6 \times 3} \\ O_{1 \times 3} & O_{1 \times 8} & 1 \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где $I_{6 \times 6}$ – единичная матрица размером (6×6) , $O_{i \times j}$ – нулевые матрицы размером $i \times j$. Из (5) следует, что аэродинамические углы α и β не измеряются. Кроме того, координаты x_e и y_e тоже исключаются из рассмотрения при решении задач управления высотой и скоростью полёта.

Решение вышеупомянутой задачи стабилизации высоты и скорости полёта основано на линеаризации системы (1) и разделении

Розділ 1. Інформаційні системи

пространственного движения ЛА на уравнения продольного и бокового движений.

Линеаризуем модель (1) в окрестностях некоторых установившихся значениях высоты и скорости полёта, и выделим стандартную систему линеаризованных уравнений продольного движения в пространстве состояний:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + B_1 u + B_2 f; \\ y &= Cx + n, \end{aligned} \quad (6)$$

где для случая продольного движения $x = [\Delta V, \alpha, q, \theta, h]^T$ – вектор состояния; $u = [\delta_e, \delta_f, \Omega, m]^T$ – вектор управления; вектор выходных переменных объекта управления $y = [\Delta V, q, \theta, h]^T$; $n = [n_{\Delta V}, n_q, n_\theta, n_h]^T$ – вектор шумов измерений; $f = [w_u, w_w, w_q]^T$ – вектор внешних ветровых возмущений; ΔV – отклонение ИВС от установившегося значения; α – угол атаки самолёта; q – угловая скорость тангажа; θ – угол тангажа; h – отклонение высоты от установившегося значения; δ_e – отклонение руля высоты; δ_f – отклонение закрылков; Ω – отклонение оборотов двигателя от установившегося значения; m – отклонение наддува ПД от установившегося значения; w_u – горизонтальная составляющая скорости турбулентного ветра; w_w – вертикальная составляющая скорости ветра; w_q – турбулентная угловая скорость тангажа. A, B_1, B_2 – постоянные матрицы соответствующих размеров, которые определяют структуру объекта управления, C – постоянная матрица измерений, соответствующая вектору y .

Эти матрицы приведено ниже для скорости $V = 39$ м/с и для скорости $V_p = 51$ м/с, при этом матрицы, которые соответствуют скорости V_p , обозначим через A_p, B_p, D_p .

$$A_p = \begin{bmatrix} -0,033 & 6,1 & -0,45 & -9,8 & -12 \cdot 10^{-5} \\ -0,0067 & -1,7 & 0,97 & 0,002 & -15 \cdot 10^{-6} \\ 0,011 & -8,1 & -3,9 & 0 & -43 \cdot 10^{-6} \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0,011 & -51 & 0 & 51 & 0 \end{bmatrix}; \quad (7)$$

$$A = \begin{bmatrix} -0,051 & 5,1 & -0,43 & -9,8 & -16 \cdot 10^{-5} \\ -0,011 & -1,2 & 0,97 & -0,0021 & -18 \cdot 10^{-6} \\ 0,018 & -6,2 & -3,0 & 0 & -56 \cdot 10^{-6} \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0,0085 & -39 & 0 & 39 & 0 \end{bmatrix};$$

$$B_p = \begin{bmatrix} -0,58 & -2 & -3,7 \cdot 10^{-4} & 0,049 \\ -0,12 & -0,45 & -1,1 \cdot 10^{-5} & -0,0014 \\ -15 & 3,3 & -1,4 \cdot 10^{-4} & -0,018 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$B = \begin{bmatrix} -0,61 & -1,6 & -5,4 \cdot 10^{-4} & 0,071 \\ -0,091 & -0,36 & -2 \cdot 10^{-5} & -0,0027 \\ -9 & 1,9 & -1,8 \cdot 10^{-4} & -0,024 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Заметим, что $D_p = D = O_{4 \times 4}$, $C_p = C$.

Четвёрка этих матриц определяет систему линейных дифференциальных уравнений в пространстве состояний. Условимся считать математическую модель при $V = 39$ м/с номинальной моделью ЛА, а модель при $V_p = 51$ м/с параметрически возмущённой моделью.

Четвёрка матриц (7) определяет соответствующую матрицу передаточных функций (ПФ):

$$P(s) = C(sI - A)^{-1}B.$$

Перейдём к математической формулировке задачи управления. Рассмотрим структурную схему замкнутой системы управления, которая в задачах робастного управления обычно представляется в виде, изображённом на рис. 1.

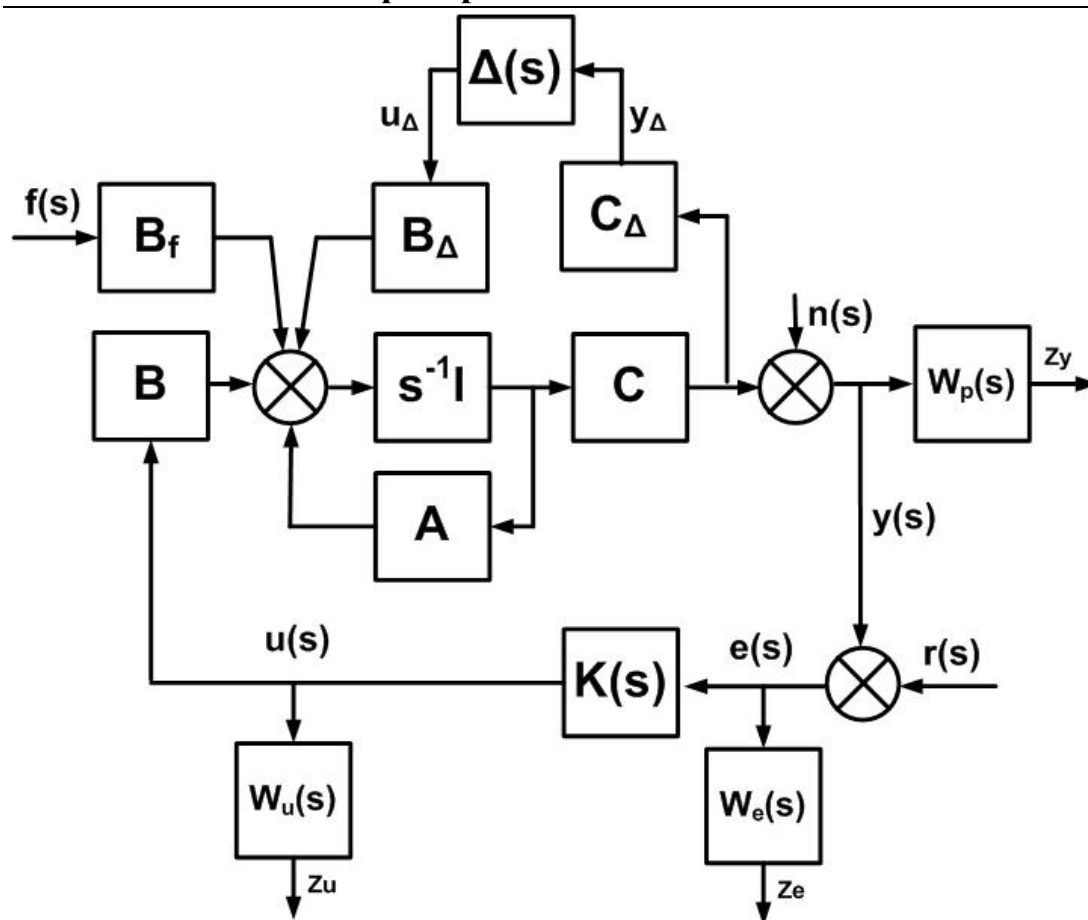


Рис. 1. Структурная схема системы стабилизации

Здесь $K(s)$ – матрица ПФ регулятора; $W_e(s)$, $W_u(s)$, $W_p(s)$ – матрицы ПФ, которые учитывают вес ошибки $e(s)$, управления $u(s)$ и выходного вектора $y(s)$, определяющие желаемые частотные свойства каждого из приведённых выше сигналов; z_y , z_u , z_e – взвешенные сигналы, которые используются для оценки показателя качества системы.

Внешними сигналами, воздействующими на систему, являются: $r(s)$ – вектор задающего воздействия, $f(s)$ – вектор внешнего возмущения, $n(s)$ – вектор шумов измерений (помехи).

Неопределённость параметров объекта (изменение элементов матриц пространства состояний в заданных пределах) можно отобразить обратной связью с матрицей передаточных функций $\Delta(s)$. A , B , C – матрицы которые определяют описание объекта управления с матрицей ПФ $P(s)$ в пространстве

состояний: $P(s) \square \begin{vmatrix} A & B \\ C & 0 \end{vmatrix}$, матрица B_f – вводит внешнее возмущение $f(s)$,

матрицы B_Δ и C_Δ определяют дополнительные входы u_Δ и выходы y_Δ ,

порождаемые неопределённостью $\Delta(s)$. Эта неопределённость (в частотной области) полностью определяется матрицами (7).

Введём матрицы чувствительности $S(s)$, комплементарной чувствительности $T(s)$ и чувствительности управления $R(s)$:

$$S(s)=(I+K(s)P(s))^{-1}; \quad T(s)=K(s)P(s)(I+K(s)P(s))^{-1}; \quad R(s)=K(s)(I+K(s)P(s))^{-1}.$$

Тогда выражения для выходной переменной $y(s)$, ошибки $e(s)$ и управления $u(s)$ запишутся следующим образом: $y(s)=r(s)T(s)+d(s)S(s)P(s)+n(s)S(s)$; $e(s)=r(s)S(s)-d(s)S(s)P(s)-n(s)S(s)$; $u(s)=r(s)R(s)-d(s)T(s)-n(s)R(s)$.

Для матриц чувствительности и комплементарной чувствительности справедливо следующее выражение $T(s) + S(s) = E$ [5], где E – единичная матрица соответствующей размерности. Как известно, минимизация H_∞ -нормы функции комплементарной чувствительности $T(s)$ в соответствии с теоремой о малом коэффициенте усиления [8] гарантирует робастную устойчивость системы. Минимизация $\|S(s)\|_\infty$ определяет робастное качество. С точки зрения качества следует также минимизировать функцию чувствительности по управлению $\|R(s)\|_\infty$.

Данная задача по определению [12] относится к трудным задачам теории управления, которые характеризуются невыпуклостью и NP -сложностью (NP -hard), когда количество операций, необходимых для решения задачи, не может быть определено с помощью полиномиальных выражений. В связи с этим, точное решение таких задач неизвестно, но в то же время можно получить решение, полностью удовлетворяющее достаточно жёстким техническим требованиям.

Основное требование в подходе H_∞ -оптимизации заключается в том, чтобы замкнутая система удовлетворяла требованиям как робастности, так и качества. Для этого H_∞ -норма блочной матрицы $N(s) = \begin{bmatrix} S(s) & T(s) & R(s) \end{bmatrix}^T$ должна быть ограниченной:

$$\|N(s)\|_\infty \leq \gamma. \quad (8)$$

Данное условие носит название задачи смешанной (mixed) чувствительности [5; 8; 13]. Таким образом, в задачах данного класса строгая минимизация функционала заменяется требованием, определяемым неравенством (8).

Из равенства $T(s) + S(s) = E$ следует, что требования робастной устойчивости и робастного качества являются противоречивыми. Компромисс между ними достигается выбором матриц весовых ПФ $W_e(s)$, $W_u(s)$, $W_p(s)$, определяющих желаемые частотные свойства сигналов ошибки $e(s)$, выхода $y(s)$ и управления $u(s)$ соответственно.

После включения весовых ПФ в (8) получим взвешенную матрицу смешанной чувствительности:

$$N_w(s) = \left\| \begin{array}{l} S(s)W_e(s) \\ T(s)W_p(s) \\ R(s)W_u(s) \end{array} \right\|_{\infty} \leq \gamma. \quad (9)$$

H_{∞} – норма функции взвешенной смешанной чувствительности $N(s)$ является минимизируемым функционалом, зависящим от варьируемых функций $K(s)$, то есть от матрицы ПФ искомого регулятора, а также от матриц весовых ПФ $W_e(s)$, $W_u(s)$, $W_p(s)$. В отличие от классической задачи вариационного исчисления, в данной задаче синтеза субоптимального регулятора минимизируется не H_{∞} – норма функции смешанной чувствительности $N(s)$, а её верхняя оценка γ вышеуказанного функционала (9).

Алгоритм решения поставленной задачи

Одним из методов решения данной задачи является автоматизированное проектирование робастного регулятора с помощью технологии μ -синтеза [3; 5; 8; 14], которая имеет мощную программно–алгоритмическую поддержку в пакете прикладных программ (ППП) MATLAB.

Как известно [3; 5; 8], стандартной процедурой синтеза субоптимального регулятора на основе минимизации H_{∞} –нормы функции смешанной чувствительности (9) является отыскание структуры и параметров регулятора с матрицей ПФ $K(s)$, состоящего из наблюдателя и собственно регулятора. Поэтому он базируется на одновременном решении двух уравнений Риккати [5; 8], зависящих от величины γ . Эти решения должны удовлетворять также определённым дополнительным условиям, поэтому решения уравнений Риккати производятся в замкнутом цикле до нахождения такой величины γ_{\min} , при которой решения уравнений Риккати будут существовать и удовлетворять вышеупомянутым условиям. В этом случае они определяют структуру и параметры регулятора $K(s)$. Поскольку эти уравнения и сопутствующие им дополнительные условия достаточно хорошо известны в литературе [5; 8; 15–16], то в данной статье они не приводятся.

Этот метод даёт эффективные результаты для одномерных систем, но в случае многомерных систем его эффективность может быть повышена за счёт дополнительной процедуры μ -анализа. Под μ понимают

структурированное сингулярное число (ССЧ), которое определяется для эквивалентной структурной схемы системы управления, известной под названием M_Δ -конфигурации [5; 8]. Блок-схема этой конфигурации показана на рис. 2. Здесь M – замкнутая система с номинальными параметрами объекта $P(s)$, u_Δ , y_Δ – дополнительные входы и выходы соответственно, порождаемые неопределённостью $\Delta(s)$.

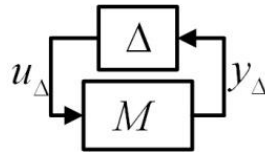


Рис. 2. Сведение к M_Δ -конфигурации

Далее воспользуемся определением ССЧ $\mu_\Delta(M)$ [3; 5; 8; 14], которое является величиной, обратной такой минимальной H_∞ -норме структурированного параметрического возмущения $\Delta(s)$, которая выводит систему изображённую на рис. 3 на границу устойчивости, т.е. $\det(I - M\Delta) = 0$ (согласно обобщённому критерию Найквиста для многомерных систем [5]):

$$\mu_\Delta M = \left[\frac{1}{\min \|\Delta\|_\infty : \Delta \in \bar{\Delta}, \det(I - M\Delta) = 0} \right].$$

Минимизация $\mu_\Delta(M)$ по $K(j\omega)$ определяет максимальную H_∞ -норму неопределённости $\Delta(j\omega)$, при которой система будет сохранять устойчивость (свойство робастной устойчивости [13–14]). В работе [5] показано что, для одномерных систем величина $\mu_\Delta M = \|N_w\|_\infty$, где N_w определяется выражением (9). Таким образом, для этих систем минимизация H_∞ -нормы функции смешанной чувствительности автоматически включает и минимизацию ССЧ μ . В тоже время в работах [5; 8; 14] показано, что для многомерных систем:

$$\mu_\Delta M \leq \|N_w\|_\infty. \quad (10)$$

Как указывалось выше, задача минимизации H_∞ -нормы матрицы смешанной чувствительности многомерной системы может быть выполнена как по матрице ПФ регулятора $K(s)$, так и по весовым матрицам $W_e(s)$, $W_u(s)$, $W_p(s)$, определяющих частотные свойства

соответствующих сигналов системы. Задачей H_∞ -синтеза является минимизация H_∞ -нормы матрицы N_w только по матрице $K(s)$. Из неравенства (10) следует, что решение стандартной задачи H_∞ -синтеза не обеспечивает в полной мере минимизацию $\|N_w(j\omega)\|_\infty$, т.к. имеется возможность дополнительного уменьшения этой нормы за счёт изменения частотных свойств весовых функций.

В [5; 8] показано, что верхняя граница максимально возможного сингулярного числа $\mu_\Delta(P)$ определяется неравенством:

$$\mu_\Delta(P(s)) \leq \inf \bar{\sigma}(D(s)P(s)D^{-1}(s)), \quad (11)$$

где $\bar{\sigma}$ – максимальное сингулярное число, $P(s)$ – матрица ПФ объекта управления, а $D(s)$ – масштабирующая матрица, коммутируемая с $\Delta(s)$: $D(s)\Delta(s) = \Delta(s)D(s)$.

На рис. 3 представлено преобразование, которое соответствует (11) и необходимо для дальнейшей оптимизации с целью нахождения:

$$K_{opt.}(j\omega), D_{opt.}(j\omega) = \arg \min_K \max_\omega \min_{D \in \bar{D}} \bar{\sigma} \left[D \ j\omega \ F_L \ P, \ K, \ j\omega \ D^{-1} \ j\omega \right], \quad (12)$$

где $F_L \ P, K, j\omega$ обозначает ПФ замкнутой системы, состоящей из объекта управления с ПФ $P(s)$ и регулятора $K(s)$.

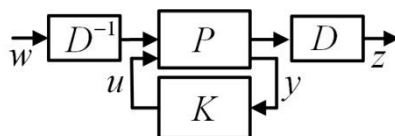


Рис. 3. Преобразование D -масштабирования

Поскольку $D(j\omega)$ является частотно-зависимой функцией, то изменение $D(j\omega)$ в процессе оптимизации позволяет определить частотные свойства замкнутой системы управления, при которых достигается минимум ССЧ.

Из формулы (12) следует процедура DK -итераций, которая заключается в повторении следующих шагов:

1. Отыскание $K(s)$, минимизирующего показатель качества (9). Этот шаг выполняется с помощью процедуры H_∞ -синтеза, основанного на одновременном решении двух уравнений Риккати, при фиксированной матрице масштабирующих функций $D(s)$.

2. Отыскание функции $D(s)$ при фиксированном регуляторе $K(s)$, минимизирующий показатель (12).

После выполнения каждого шага оценивается ССЧ μ и процедура останавливается при достижении минимального значения μ . В ППП системы MATLAB μ -Tools, DK -итерации выполняются с использованием графического интерфейса «**dkitgui**» или оператора «**dkit.m**».

В соответствии с вышеизложенным можно представить процедуру μ -синтеза в виде блок-схемы, изображённой на рис. 4, где блоки 9, 11 - определяют принятие решения о соответствии показателей качества требованиям к динамике замкнутой системы.

Первый шаг (блок 1) заключается в задании неопределённости, которая присуща данному конкретному объекту, в виде стандартной формы дробно-линейного преобразования (ДЛП), с которым осуществляются все последующие процедуры синтеза. Одним из примеров ДЛП является блок-схема, представленная на рис. 2.

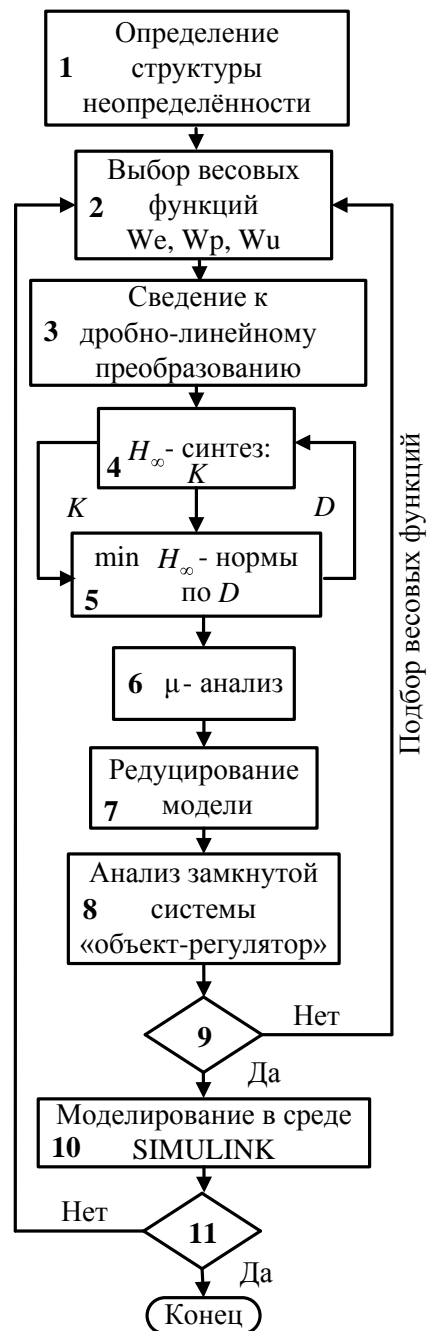


Рис. 4. Структурная схема алгоритма μ -синтеза

Второй шаг (блок 2) - это выбор весовых функций для частотной коррекции замкнутого контура и всей динамической системы в целом.

Весовые ПФ играют роль фильтра, для достижения желаемых динамических характеристик замкнутой системы «ЛА–автопилот». На рис. 5 отображён пример весовых ПФ $W_e(s)$, $W_u(s)$, $W_p(s)$, используемых в процедуре μ – синтеза. Заметим, что эффективность частотной коррекции, которая вначале определяется весовыми функциями $W_e(s)$, $W_u(s)$, $W_p(s)$, значительно усиливается при выполнении DK – итераций за счёт дополнительной робастной оптимизации по частотно–зависимым функциям $D(s)$. После этого, с помощью ДЛП (блок 3) создается номинальная система (предполагающаяся устойчивой), куда включаются все весовые функции, обеспечивающие заданное качество синтезированной системы. Всё это является сравнительно непростой процедурой. В MATLAB’е решение этой задачи значительно облегчается при использовании мощной программной поддержки, содержащейся в командах: «**starp.m**», «**lft.m**», «**sysic.m**». Описанные первые три шага являются приведением исходной задачи к стандартной форме, пригодной для процедуры μ – синтеза. После этого выполняется процедура DK – итераций (блоки 4, 5) с дальнейшим μ - анализом (блок 6). Синтезированный регулятор, как правило, имеет высокий порядок, в отличие от номинальной модели из–за введения весовых функций и D – масштабирования. Поэтому следующий этап (блок 7) состоит в редуцировании (понижении) порядка регулятора, определяемого матрицей ПФ $K(s)$, с помощью ганкелевых сингулярных чисел [5; 8].

Конечным результатом процедуры синтеза является аналитическая модель регулятора в виде: $u(s) = -K(s)y(s)$. Дальнейшие шаги 8–11 заключаются в анализе полученной системы «ЛА–автопилот» на соответствие заданным требованиям качества замкнутой системы и в моделировании замкнутой системы в среде Simulink. В случае несоответствия требованиям выполняется коррекция весовых функций, и весь цикл повторяется, начиная с блока 2.

Пример расчета автомата стабилизации

В качестве примера расчета была рассмотрена задача синтеза робастного регулятора для стабилизации одновременно как высоты, так и ИВС самолёта «Beaver», полную нелинейную математическую модель которого представлено в работе [11]. Данная процедура использована для синтеза робастной системы стабилизации продольного движения самолета «Beaver», при диапазоне неопределённости моделей движения, порождаемых изменением ИВС в пределах $39 \text{ м/с} \leq V \leq 51 \text{ м/с}$.

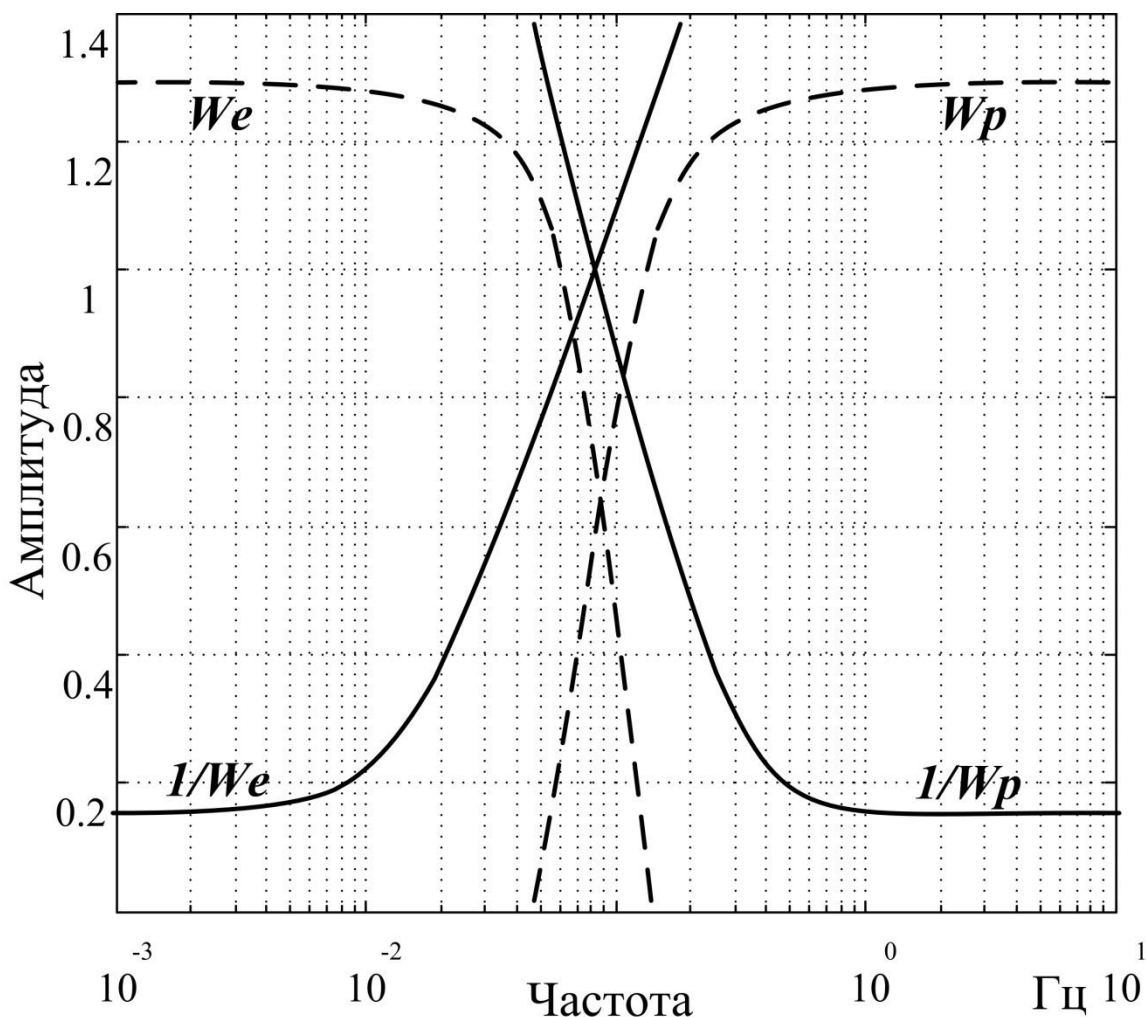


Рис. 5. Амплитудно – частотная характеристика весовых функций

Выбранная для примера задача синтеза является довольно трудной, так как наряду с обычными шумами n в датчиках и изменениями параметров ИМ (исполнительного механизма), самолёта (линейный объект с переменными параметрами) система управления должна противодействовать влияниям атмосферной турбулентности, при этом задача субоптимального линейного управления решается в случае неполного измерения вектора состояния системы.

Существенно, что в данной задаче стабилизации продольного движения для эффективного повышения маневренных свойств самолёта помимо руля высоты, используется дополнительный орган управления закрылками. В виду того, что на данном типе самолёта «Beaver» применяется ПД, который конструктивно выполнен с системой наддува, позволяющей повышать давление в цилиндрах двигателя и тем самым увеличивать его мощность, то в дополнении к традиционному органу управления оборотами Ω используется и наддув ПД m .

В самолёте «Beaver» используется тросовая передача от сервомотора к поворотным механизмам управляющих поверхностей (рулей высоты и

направления, элеронов). В модели принимаются в расчёт упругие свойства этой тросовой передачи, которые учитываются только первой модой колебаний и зависят от изменения натяжения тросов при изменении скоростного напора. Эти изменения при ИВС $V = 39$ м/с и $V_p = 51$ м/с приводят к изменению элементов матриц состояния в модели ИМ руля высоты. Для указанных ИВС эти матрицы будут иметь вид:

$$A_{ИМ}^p = \begin{bmatrix} -11 & \mathbf{7,3} & \mathbf{21} \\ 0 & 0 & 1 \\ 7,3 & \mathbf{-670} & \mathbf{-17} \end{bmatrix}; \quad A_{ИМ} = \begin{bmatrix} -11 & \mathbf{7,7} & \mathbf{22} \\ 0 & 0 & 1 \\ 7,3 & \mathbf{-710} & \mathbf{-19} \end{bmatrix}. \quad (13)$$

Значения элементов матриц в выражении (13), которые меняются при вариациях ИВС, выделены жирным шрифтом. Остальные матрицы $B_{ИМ}$, $C_{ИМ}$, определяющие модель ИМ руля высоты в пространстве состояний, являются постоянными и здесь не приводятся. Таким образом, модель неопределённости $\Delta(s)$ расширяется за счёт неопределённости параметров модели ИМ.

Исследование эффективности синтезированного регулятора было выполнено для случая как линейной (в качестве первого этапа), так и нелинейной модели (в качестве второго этапа). Применение регулятора синтезированного с помощью μ -синтеза, для управления нелинейным объектом представляет собой наиболее сложный случай неструктурированной параметрической неопределённости, поскольку в задаче синтеза используется линеаризованная модель.

Компоненты вектора мгновенной скорости турбулентного ветра, являющиеся основным источником стохастических внешних возмущений, могут быть аналитически представлены моделью Драйдена, которая широко используется для исследований поведения самолётов в условиях турбулентности [2–3; 9; 11]. В качестве помех измерений был выбран источник белого шума с нормальным распределением (Band-Limited White Noise). В процессе моделирования шумы измерений имели следующую дисперсию: $D_{\Delta V} = 1$ м/с, $D_{\theta} = 0,25$ град., $D_q = 0,01$ град./с, $D_h = 25$ м.

На первом этапе для системы (6) с приведёнными значениями матриц (7) в соответствии с описанным выше алгоритмом, средствами ППП μ -Tools был выполнен синтез H_{∞} и μ -регуляторов, и получено наименьшее значение $\gamma = 2,75$ (формула (9)). На рис. 6 и рис. 7 приведены графики с целью сравнения качества переходных процессов H_{∞} и μ -регулятора соответственно (для модели со скоростью $V = 51$ м/с (линия 1), $V = 45$ м/с (линия 2) и модели со скоростью $V = 39$ м/с (линия 3)).

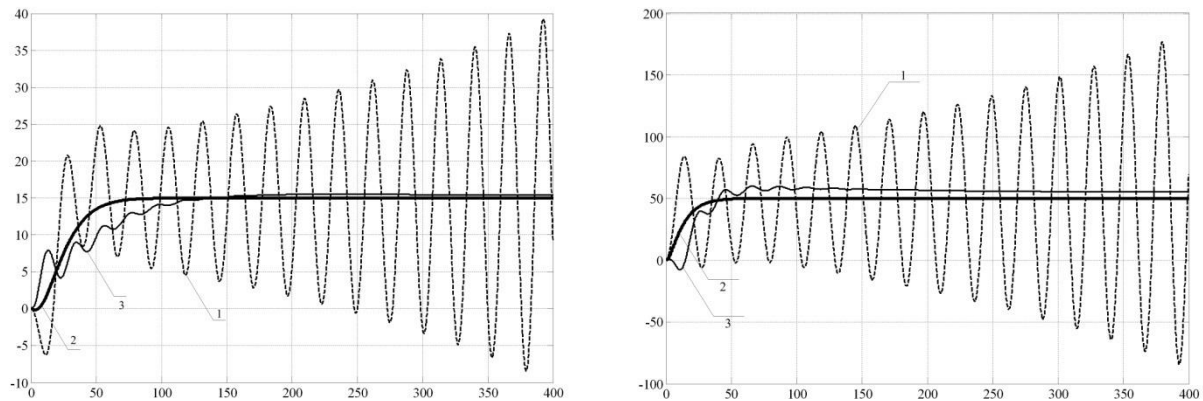


Рис. 6. Переходные процессы с H_{∞} -регулятором: *a* – по скорости ΔV ; *б* – по высоте h

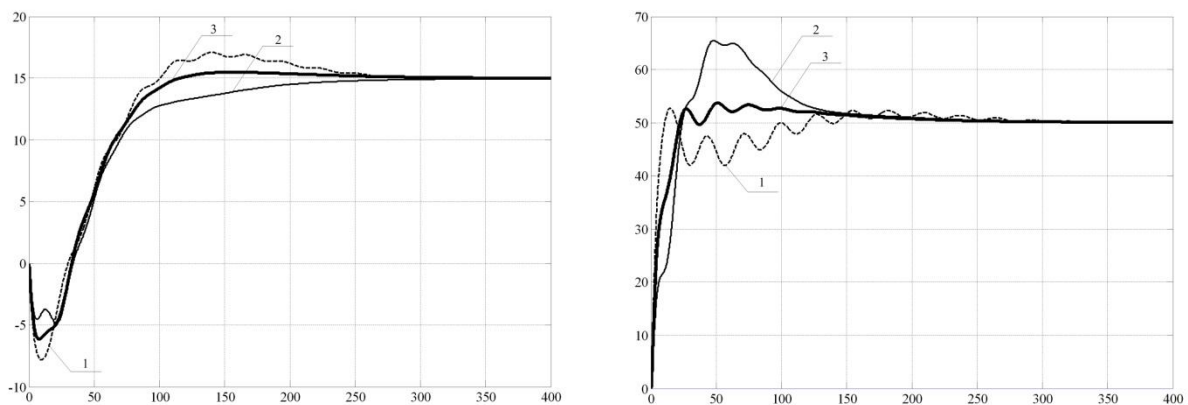


Рис. 7. Переходные процессы с μ -регулятором: *a* – по скорости ΔV ; *б* – по высоте h

В качестве второго этапа было выполнено моделирование для нелинейной модели. Заметим, что для более точного приближения математической модели ЛА к реальному объекту в описании ЛА была включена также и модель ИМ руля высоты. На рис. 8 для иллюстрации эффективности практического применения предложенного цикла синтеза приводятся результаты компьютерного моделирования процессов замкнутой системы «ЛА–автопилот» с **нелинейным** номинальным объектом (для параметрически возмущённой модели график имеет аналогичный вид и поэтому в данной работе не приводится), динамика которого описывается системой нелинейных дифференциальных уравнений (1), дополненной моделью ИМ руля высоты, и линейным регулятором при наличии шумов измерений и действии на систему внешних стохастических возмущений, описываемых моделью Драйдена [9; 11].

Розділ 1. Інформаційні системи

Из результатов моделирования следует, что применение наиболее известного синтеза H_∞ -регулятора не даёт возможности синтеза управления с нужными показателями робастной устойчивости и робастного качества даже для линейной модели, в то время как μ -синтез успешно решает данную задачу как для линейной, так и для конкретной нелинейной модели ЛА. В данной работе такой конкретной нелинейной моделью является эталонная (benchmark) модель самолёта «Beaver».

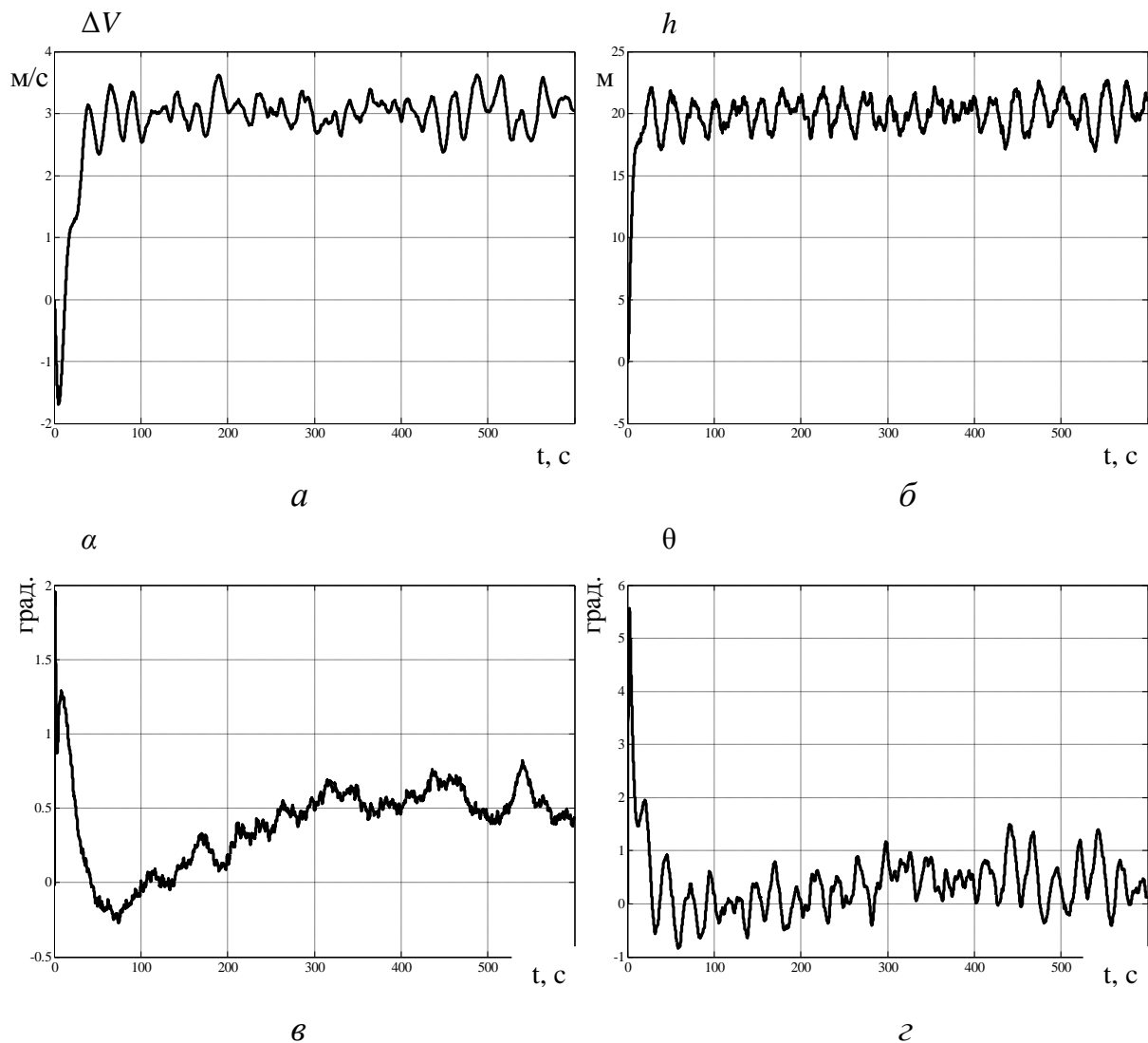


Рис. 8. Переходные процессы: *а* – по скорости ΔV ; *б* – по высоте h ; *в* – по углу атаки α ; *г* – по углу тангажа θ

Выводы

Предложена процедура автоматизированного проектирования робастной системы управления полётом при структурированной и неструктурированной неопределённости, основанная на технологии μ -синтеза.

Показано, что применение автоматизированной процедуры μ -синтеза позволяет получить более эффективные результаты, чем известная процедура H_∞ -синтеза.

В качестве примера рассмотрен синтез параметрически-робастного регулятора в продольном канале самолёта в режиме автоматической стабилизации, как высоты, так и ИВС при наличии неопределённости аэродинамических параметров, одновременном парировании воздействий ветра и помех в канале измерений.

Полученный в результате применения μ -синтеза робастный регулятор позволяет сохранить робастную устойчивость и робастное качество при значительных изменениях ИВС, чего невозможно достичь при применении процедуры H_∞ -синтеза.

Результаты моделирования с использованием полной нелинейной модели иллюстрируют работоспособность синтезированной системы управления полётом как для структурированных, так и неструктурированных параметрических возмущений.

Список использованной литературы

1. *Feng Lin*. Robust Control Design: An Optimal Control Approach. [John Wiley & Sons, Ltd.](#) – 2007. – P. 378.
2. *Pratt R.W.* Flight Control Systems: Practical issues in design and implementation. Edited by IEE Control Engineering Series 57, IEEE Publ., Padstowe, Cornwall, 2000. – P. 382.
3. *Magni J.-F., Bennani S. and Terlouw J.* // Robust flight control: a design challenge//. μ -Synthesis Approach (1). Samir Bennani and Gertjan Looye. P. 321–341. μ -Synthesis Approach (2). Jan Shuring and Rob M.P.Goverde. P. 341–360.
4. *Chapellat H., Dahleh M., Bhattacharyya S.P.* Robust stability under structured and unstructured perturbations. IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 35, №. 10, 1990. – P. 1100–1108.
5. *Skogestad S, Postlethwaite I.* Multivariable Feedback Control. Analysis and Design. John Wiley & Sons, New York, 1997. – P. 559.
6. *Lin C.-F.* Advanced Control Systems. Design, Englewood Cliffs, NJ: PTR Rentice. Hall, 1994. – P. 664.

7. *Тунік А.А., Абрамович О.О.* Робастна параметрична оптимізація дискретної системи управління з неструктурованими параметричними збуреннями. Вісник НАУ, №2, 2004. С. 30–35.
8. *Zhou K., Doyle J.C.* Essentials of Robust Control. Prentice Hall, May 1999. – P. 411.
9. *McLean D.* Automatic Flight Control Systems. Prentice Hall Inc., Englewood Cliffs, 1990. – P. 593.
10. *Hawley P., Stevens T.* Two sets of benchmark problems for computer-aided control systems design packages // Proc. 3rd Symp. on Computer-aided Control Systems Design of IEEE Control system Society. – Arlington, 1986.
11. *Rauw M.O.* A SIMULINK environment for Flight Dynamics and Control analysis – Application to the DHC 2 Beaver (2 parts). MSc-thesis, Delft University of Technology, Faculty of Aerospace Engineering, Delft, The Netherlands, 1993. – P. 278.
12. *Поляк Б.Т., Щербаков П.С* // Трудные задачи линейной теории управления. Некоторые подходы к решению // Автоматика и телемеханика. – 2005. – №5.
13. *Glover, K. and Doyle J.C.* "State-space formulae for all stabilizing controllers that satisfy an H_∞ norm bound and relations to risk sensitivity", Systems and Control Letters, Vol. 11, 1988. – P. 167–172.
14. *Packard, A., Doyle J. and Balas G.* "Linear, multivariable robust control with a μ perspective," ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, 50th Anniversary Issue, Vol. 115, №. 2b, 1993. – P. 310–319.
15. *Тунік А.А., Галкін Є.В., Мельник К.В.* H_∞ -оптимізація системи керування польотом // журнал Електроніка та системи управління (НАУ), № 2 (8), 2006. – С. 107–118.
16. *Поляк Б.Т., Щербаков П.С.* Робастная устойчивость и управление. – М.: Наука, 2002. – 303 с.

ОПТИМІЗАЦІЯ ВНУТРІШНЬОЇ СТРУКТУРИ ВИДОВЖЕНОЇ БАЛКОВОЇ СИСТЕМИ

Вступ

Ця стаття є продовженням наукових досліджень викладених в роботах [1–3]. В цій роботі розглянуто підхід щодо оптимізації внутрішньої структури видовжених балкових систем, а саме, викладено новий метод для визначення оптимального розміщення її внутрішніх силових елементів. Пропонується задавати положення координат розміщення внутрішніх силових підкріплюючих елементів видовженої гнучкої балкової системи, використовуючи аналітичні функції на прикладі крила літального апарату (КЛА) з подальшим визначенням інерційних, жорсткісних характеристик і знаходження характеристик напружено–деформованого стану (НДС) на основі розв’язку відповідних деформаційних рівнянь балкової системи. На основі варіаційних принципів механіки виводяться рівняння згінних, крутильних та повздовжніх переміщень крила літального апарату (ЛА), при цьому враховуються внутрішня структура КЛА та зовнішнє аеродинамічне навантаження, яке на нього діє. Це дозволяє в подальшому провести внутрішню структурну оптимізацію з метою проектування конструкції крила, яке буде мати покращені міцнісні та деформаційні характеристики.

Постановка задачі

Розглядається задача задання розміщення внутрішніх елементів видовжених балкових систем, що мають складну внутрішню структуру та зовнішню геометрію, використовуючи аналітичний підхід. Подальший розв’язок деформаційних рівнянь руху дозволить визначити оптимальну структуру розміщення внутрішніх елементів розглядуваної системи з метою покращення її кінематичних характеристик.

Завдання внутрішньої структури видовженої балкової системи

Розглянемо поперечний переріз видовженої балкової системи (БС) на прикладі крила літального апарату.

Будемо вважати, що заштриховані області на рис. 1 є областями розміщення підкріплюючих силових елементів (ПЕ), наприклад, стрингерів та лонжеронів в поперечному перерізі крила ЛА. Система

координат $c_0x_0y_0$ має своїм початком передню кромку поперечного перерізу, її вісь c_0x_0 направлена по довжині хорди поперечного перерізу КЛА, початок системи координат sxy збігається з центром мас вище розглядуваного поперечного перерізу.

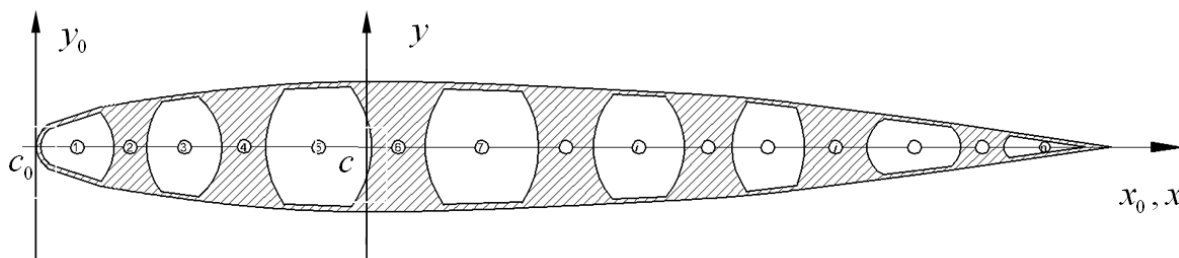


Рис. 1. Поперечний переріз БС

Позначимо довжину незаштрихованих областей $1...n$ вздовж координат x, x_0 як $\Delta_1... \Delta_n$ відповідно. Розподіл внутрішніх підкріплюючих елементів (положення їх центрів мас) вважаємо рівномірним, тоді координату x кожного ПЕ будемо визначати згідно наступних формул

$$x_n = \Delta_1 + \delta \cdot n - 1, \quad (1)$$

де

$$\delta = \frac{b - \Delta_1 - \Delta_n}{n - 1}, \quad n - \text{кількість ПЕ в розглядуваному перерізі КЛА, } b$$

- довжина хорди КЛА.

Ординату центру мас відповідного ПЕ можна визначити, знаючи аналітичну функцію $y(x)$, що описує контур перерізу КЛА – його аеродинамічний профіль. Наприклад, для перерізу КЛА, представленого на рис.2, така функція матиме вигляд [2]

$$y = \frac{t}{0.2} (0.2970439\sqrt{x} - 0.1237438 \cdot x - 0.3561x^2 + 0.2843x^3 - 0.1015x^4). \quad (2)$$

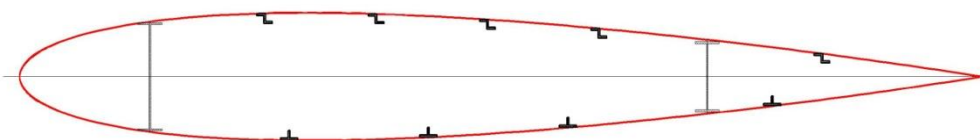


Рис. 2. Поперечний переріз КЛА з розміщенням силових елементів

Визначення зведених характеристик поперечного перерізу

Основне концептуальне положення полягає в тому, що тут БС трактується як деяке порожнисте (скелетне) просторове тіло з

неоднорідного матеріалу зі змінними по довжині інерційними та жорсткісними характеристиками. Вздовж розмаху БС профілі її поперечних перерізів вважаємо подібними. Для формулювання характеристик НДС і методів розрахунку пропонується використовувати підходи просторової теорії пружності однорідних і неоднорідних матеріалів.

Як зазначалося раніше, БС розглядаємо як крило літака. В дослідженнях здійснюється зведення задачі про динаміку крила ЛА до задачі деформування консольної балки. Балка має зведені механічні характеристики в припущенні, що в ній виникають взаємозв'язані поздовжні згинні і крутильні переміщення.

Розглянемо системи відліку в КБС, які вказані на рис. 3. За початок системи відліку вибираємо точку C – центр мас контуру кореневого перерізу розглядуваної КБС.

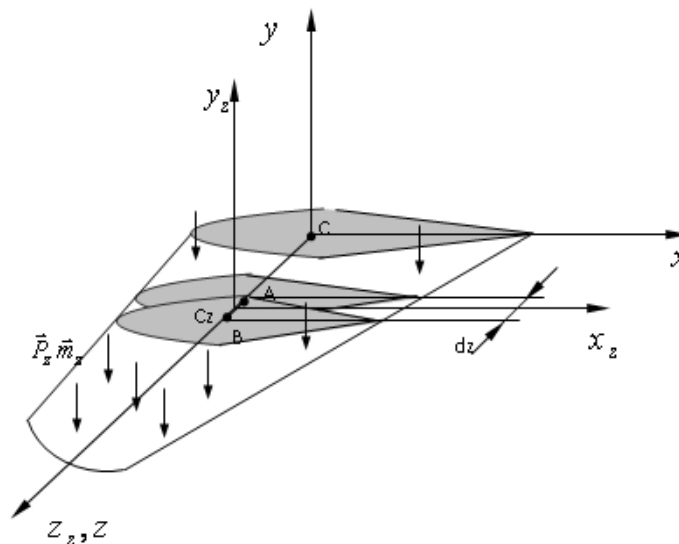


Рис. 3. Системи відліку в БС

В кореновому перерізі вибираємо в центрі мас (точка C) початок системи координат C_zxy , яку називаємо кореневою системою; вісь Cy направляємо вертикально вгору, а Cz направляємо по довжині балки. Цю систему обираємо за інерціальну при рівномірному і прямолінійному русі основи (перерізу $z = 0$).

Треба зазначити, що конфігурація C_0 описує недеформований стан системи, а конфігурація C_t – деформований [1–3].

В недеформованому стані в довільному перерізі БС вибираємо локальну систему відліку $C_zx_zy_zz_z$. Орти кореневої системи координат позначаємо через $\vec{i}, \vec{j}, \vec{k}$ а локальної через $\vec{i}_z, \vec{j}_z, \vec{k}_z$. Величини, які відносяться до деформованого стану, будемо позначати “*”.

Систему відліку $C_z x y$ можна вважати інерціальною, коли основа здійснює рівномірний прямолінійний рух. В іншому випадку (при прискореному русі) це буде неінерціальна система.

Виріжемо нормальними до осі C_z перерізами елемент КБС. Вісь C_z проводимо через центри мас контурів поперечних перерізів КБС.

Головний вектор зусиль, який прикладається до точок осі C_z , як і раніше позначимо через \vec{T}^z . Вектор \vec{T}^z виникає за рахунок внутрішніх напружень в перерізах; відповідний момент позначаємо через \vec{M}_{C_z} .

Зазначені інтегральні силові характеристики від дії зовнішнього навантаження позначимо через \vec{P}_z , а моменти – через \vec{m}_z і будемо визначати їх згідно з [5].

Розглянемо довільну точку M^* перерізу в C_z , яка належить його матеріальній частині, $\vec{\sigma}^z$ – вектор напруження, що прикладається в точці M^* . Розкладемо вектор $\vec{\sigma}^z$ на наступні складові

$$\vec{\sigma}^z = \sigma_{zz}^* \vec{k}_z^* + \sigma_{zx}^* \vec{i}_z^* + \sigma_{zy}^* \vec{j}_z^*.$$

Вказані напруження виразимо головним вектором і головним моментом від їх дії, а за центр зведення обираємо центр мас перерізу (точку C_z , множина яких формує вісь центрів мас КЛА). Тоді головний вектор і головний момент від дії вказаних напружень будуть мати наступний вигляд

$$\vec{T}^z = \int_{\Omega_z} \vec{\sigma}^z d\Omega_z, \quad \vec{M}^z = \int_{\Omega_z} \vec{\rho}_z \times \vec{\sigma}^z d\Omega_z.$$

де $\vec{\rho}_z = x_z \vec{i}_z^* + y_z \vec{j}_z^*$ – радіус вектор точки M^* з початком в C_z .

Повні вирази для головного вектора та головного моменту наведені в роботі [1].

Головний вектор і момент можна представити у вигляді проєкцій на відповідні орти зв'язаної з КЛА системи координат $C_z x y z$, при цьому вісь $C_z z$ направляємо по розмаху КЛА

$$\vec{T}^z = N^* \vec{k}_z^* + Q_2^* \vec{j}_z^* + Q_1^* \vec{i}_z^*, \quad \vec{M}_{C_z} = \vec{M}_k^* \vec{k}_z^* + \vec{M}_1^* \vec{i}_z^* + \vec{M}_2^* \vec{j}_z^*.$$

Позначимо через

$\vec{U} = U_1 x, y, z, t \vec{i} + U_2 x, y, z, t \vec{j} + U_3 x, y, z, t \vec{k}$ - вектор переміщення довільної точки розглядуваної БС, яку вважаємо просторовим тілом.

Пропонується компоненти U_i апроксимувати наступним чином [2]

$$U_1 = v_0 + \sum_{i+j \geq 1}^N c_{ij} z x^i y^j, \quad U_2 = w_0 + \sum_{i+j \geq 1}^N b_{ij} z x^i y^j, \quad U_3 = u_0 + \sum_{i+j \geq 1}^N a_{ij} z x^i y^j.$$

Для визначення шуканих функцій $u_0 z, t$, $w_0 z, t$, $b_1 z, t$, ..., які описують переміщення розглядуваного перерізу КЛА, необхідно сформулювати граничні і початкові умови та скласти відповідні рівняння руху. В ці рівняння будуть входити приведені характеристики поперечного перерізу КЛА, які виражаються наступними формулами

$$\begin{aligned} N^* \Delta, \delta &= A \Delta, \delta \frac{\partial u_0}{\partial z} - B \Delta, \delta \frac{\partial^2 w_0}{\partial z^2}, \quad Q_2^* \Delta, \delta = \frac{\partial b_1}{\partial z} F \Delta, \delta, \\ M_k^* \Delta, \delta &= \frac{\partial b_1}{\partial z} C \Delta, \delta, \quad M_1^* \Delta, \delta = B \Delta, \delta \frac{\partial u_0}{\partial z} - D \Delta, \delta \frac{\partial^2 w_0}{\partial z^2}, \end{aligned} \quad (3)$$

де

$$\begin{aligned} A &= E^{*m} \Omega_{z.обшивки.} + \sum_{m=1}^l E^{*m} \Omega_{z.m.}, \\ B &= E^{*m} I_{x.обшивки.} + \sum_{m=1}^l E^{*m} I_{x.m.} \Delta, \delta, \quad C = \mu^m J_{y.обшивки.} + \sum_{m=1}^l \mu^m J_{y.m.} \Delta, \delta, \\ D &= E^{*m} J_{x.обшивки.} + \sum_{m=1}^l E^{*m} J_{x.m.} \Delta, \delta, \quad F = \mu^m I_{y.обшивки.} + \sum_{m=1}^l \mu^m I_{y.m.} \Delta, \delta. \end{aligned} \quad (4)$$

Тут через позначення E^{*m} , μ^m , Ω_z^m введено відповідно модулі пружності першого і другого роду та площа деякого n – того підкріплюючого силового елемента або обшивки КЛА; а через $I_{x.n} \Delta, \delta$, $J_{y.n} \Delta, \delta$ – статичний момент та момент інерції, як функції від параметрів розташування в середині перерізу відповідного n – ого ПЕ КЛА.

Вирази (3) отримані з використанням узагальненого закону Гука та формул Коші [7], що виражають взаємозв'язок між характеристиками напружено-деформованого стану та компонентами вектора переміщень довільної точки поперечного перерізу КЛА [1].

Використання виразів (3) дає можливість в подальшому виражати внутрішні сили та моменти характеристики від дії напружень в конкретному поперечному перерізі крила, враховуючи при цьому його внутрішню структуру.

В роботі [1] розглянуто методику розрахунку зведених характеристик A, B, C, F, H , які виражаються виразами (3).

Рівняння руху крила літального апарату

Для виведення рівнянь руху КБС застосуємо до розглядуваної системи принцип можливих переміщень (ПМП), що має наступний вигляд [6]

$$\int_0^l \left(-\frac{\partial \vec{T}^z}{\partial z} - \vec{P}_z + \rho^* \frac{\partial^2 \vec{u}_0}{\partial t^2} \right) \cdot \delta \vec{u}_0 dz + \int_0^l \left(-\frac{\partial \vec{M}_{Cz}}{\partial z} - \vec{m}_z - \vec{k}_z^* \times \vec{T}^z + \frac{\partial}{\partial t} \vec{K}_{Cz} \right) \cdot \delta \vec{\Omega} dz +$$

$$\vec{r}_{Cz}^* \times \vec{T}^z \cdot \delta \vec{\Omega} \Big|_0^l + \int_0^l \frac{\partial}{\partial z} \vec{T}^z \cdot \delta \vec{u}_0 dz + \int_0^l \frac{\partial}{\partial z} \vec{M}_{Cz} \cdot \delta \vec{\Omega} dz - \vec{F}_0 \cdot \delta \vec{u}_0 \Big|_{z=0} - \vec{F}_L \cdot \delta \vec{u}_0 \Big|_{z=L} -$$

$$\vec{M}_0 \cdot \delta \vec{\Omega}_0 \Big|_{z=0} - \vec{M}_L \cdot \delta \vec{\Omega}_0 \Big|_{z=L} = 0.$$

Визначаємо скалярний вигляд для ПМП. Представляємо всі силові фактори (моменти, зусилля) розкладом через фізичні (реальні) компоненти, які відносяться до деформованого стану. Дана процедура ускладнюється тим фактором, що орти $\vec{i}^*, \vec{j}^*, \vec{k}^*$ в загальному випадку не ортогональні. Тому при обчисленні скалярного добутку будемо діяти наступним чином: силові фактори спочатку визначаємо через фіктивні зусилля, тобто ті, які відносяться до площадок недеформованого стану, а при представленні до реальних фізичних величин (деформований стан) використаємо матрицю напрямних косинусів між базисами деформованого $\vec{i}^*, \vec{j}^*, \vec{k}^*$ та недеформованого $\vec{i}, \vec{j}, \vec{k}$ станів. Ця матриця була визначена в [2] і має вигляд, наведений в таблиці 1.

Таблиця 1.

	\vec{i}	\vec{j}	\vec{k}
\vec{i}_z^*	$1 + c_1$	b_1	$-\frac{\partial v_0}{\partial z}$
\vec{j}_z^*	$-b_1$	$1 + b_2$	$-\frac{\partial w_0}{\partial z}$

\vec{k}_z^*	$\frac{\partial v_0}{\partial z}$	$\frac{\partial w_0}{\partial z}$	$1 + \frac{\partial u_0}{\partial z}$
---------------	-----------------------------------	-----------------------------------	---------------------------------------

В свою чергу, реальні фізичні величини в подальшому будемо представляти через похідні від переміщень.

Приймаючи все це до уваги, представимо розклади фізичних величин (силових) факторів у деформованому та недеформованому базисах у вигляді

$$\begin{aligned}\vec{T}^z &= N^* \vec{k}_z^* + Q_2^* \vec{j}_z^* = N \vec{k}_z + Q_2 \vec{j}_z, \\ \vec{p}_z &= p_{z,z}^* \vec{k}_z^* + p_{z,y}^* \vec{j}_z^* = p_{z,z} \vec{k}_z + p_{z,y} \vec{j}_z, \\ \vec{M}_{Cz} &= M_k^* \vec{k}_z^* + M_1^* \vec{i}_z^* = M_k \vec{k}_z + M_1 \vec{i}_z, \\ \vec{m}_z &= m_{z,z}^* \vec{k}_z^* + m_{z,x}^* \vec{i}_z^* = m_{z,z} \vec{k}_z + m_{z,x} \vec{i}_z.\end{aligned}$$

Вектор переміщень \vec{u}_0 та вектор кутової швидкості $\vec{\Omega}_0$ елемента крила, а також їх компоненти, які були визначені в [2], представляємо наступним чином

$$\vec{u}_0 = u_0 \vec{k}_z + w_0 \vec{j}_z, \vec{\Omega} = \Omega_x \vec{i} + \Omega_y \vec{j} + \Omega_z \vec{k}, \vec{\Omega} = \left(-\frac{\partial w_0}{\partial z} - \frac{1}{2} \frac{\partial b_1}{\partial z} x \right) \vec{i} + b_1 \vec{k}.$$

Для переходу від реальних до фіктивних фізичних величин застосуємо матрицю напрямних косинусів (табл. 1) і тоді маємо

$$\begin{aligned}N &= \left(1 + \frac{\partial u_0}{\partial z} \right) N^* - \frac{\partial w_0}{\partial z} Q_2^*, \quad Q_2 = \frac{\partial w_0}{\partial z} N^* + 1 + b_2 Q_2^*, \\ p_{z,z} &= \left(1 + \frac{\partial u_0}{\partial z} \right) p_{z,z}^* - \frac{\partial w_0}{\partial z} p_{z,y}^*, \quad p_{z,y} = \frac{\partial w_0}{\partial z} p_{z,z}^* + 1 + b_2 p_{z,y}^*, \\ M_k &= \left(1 + \frac{\partial u_0}{\partial z} \right) M_k^* - \frac{\partial v_0}{\partial z} M_1^* \approx M_k^* \left(1 + \frac{\partial u_0}{\partial z} \right), \quad M_1 = 1 + c_1 M_1^* + \frac{\partial v_0}{\partial z} M_k^* \approx M_1^* (1 + c_1), \\ m_{z,z} &= \left(1 + \frac{\partial u_0}{\partial z} \right) m_{z,z}^* - \frac{\partial v_0}{\partial z} m_{z,x}^* \approx m_{z,z}^* \left(1 + \frac{\partial u_0}{\partial z} \right), \quad m_{z,x} = \left(+c_1 \right)_{z,x}^* + \frac{\partial v_0}{\partial z} m_{z,z}^* \approx m_{z,x}^* \left(+c_1 \right).\end{aligned}$$

Компоненти, що описують зовнішнє аеродинамічне навантаження $p_{z,z}, p_{z,y}, m_{z,x}, m_{z,z}$ будемо використовувати у вигляді формул, що наведені в роботі [5].

Запишемо вираз для ПМП у скалярному вигляді [6]

$$\begin{aligned}
& \int_0^l \left[\left(1 + \frac{\partial u_0}{\partial z} \right) \left(A \frac{\partial u_0}{\partial z} - B \frac{\partial^2 w_0}{\partial z^2} \right) - \frac{\partial w_0}{\partial z} F \frac{\partial b_1}{\partial z} \right] \frac{\partial}{\partial z} \delta u_0 dz + \int_0^l \left[\left(\frac{\partial w_0}{\partial z} \right) \left(A \frac{\partial u_0}{\partial z} - B \frac{\partial^2 w_0}{\partial z^2} \right) - \left(\mathbf{C} + b_1 \right) \mathcal{F} \frac{\partial b_1}{\partial z} \right] \frac{\partial}{\partial z} \delta w_0 dz + \\
& \int_0^l \left[\left(1 + \frac{\partial u_0}{\partial z} \right) p_{z,z}^* - \frac{\partial w_0}{\partial z} p_{z,y}^* \right] \delta u_0 dz + \int_0^l \left[\left(\frac{\partial w_0}{\partial z} \right) p_{z,z}^* - \left(\mathbf{C} + b_1 \right) \mathcal{F}_{z,y}^* \right] \delta w_0 dz + \int_0^l \rho^* \frac{\partial^2 u_0}{\partial z^2} \delta u_0 dz + \int_0^l \rho^* \frac{\partial^2 w_0}{\partial z^2} \delta w_0 dz + \\
& \int_0^l \left[\left(B \frac{\partial u_0}{\partial z} - D \frac{\partial^2 w_0}{\partial z^2} \right) \left(\mathbf{C} + c_1 \right) \frac{\partial}{\partial z} \delta \left(-\frac{\partial w_0}{\partial z} - \frac{1}{2} \frac{\partial b_1}{\partial z} x \right) \right] dz + \int_0^l C \frac{\partial b_1}{\partial z} \left(1 + \frac{\partial u_0}{\partial z} \right) \frac{\partial}{\partial z} \delta b_1 dz + \int_0^l m_{z,z}^* \left(1 + \frac{\partial u_0}{\partial z} \right) \delta b_1 dz + \\
& \int_0^l m_{z,x}^* \left(\mathbf{C} + c_1 \right) \frac{\partial}{\partial z} \delta \left(-\frac{\partial w_0}{\partial z} - \frac{1}{2} \frac{\partial b_1}{\partial z} x \right) dz + \int_0^l \left[\frac{\partial w_0}{\partial z} \left(\left(1 + \frac{\partial u_0}{\partial z} \right) \left(A \frac{\partial u_0}{\partial z} - B \frac{\partial^2 w_0}{\partial z^2} \right) - \frac{\partial w_0}{\partial z} F \frac{\partial b_1}{\partial z} \right) - \right. \\
& \left. \left(1 + \frac{\partial u_0}{\partial z} \right) \left(\frac{\partial w_0}{\partial z} \left(A \frac{\partial u_0}{\partial z} - B \frac{\partial^2 w_0}{\partial z^2} \right) - \left(\mathbf{C} + b_1 \right) \mathcal{F} \frac{\partial b_1}{\partial z} \right) \right] \delta \left(-\frac{\partial w_0}{\partial z} - \frac{1}{2} \frac{\partial b_1}{\partial z} x \right) dz + \\
& \int_0^l \frac{\partial v_0}{\partial z} \left[\frac{\partial w_0}{\partial z} \left(A \frac{\partial u_0}{\partial z} - B \frac{\partial^2 w_0}{\partial z^2} \right) - \frac{\partial w_0}{\partial z} F \frac{\partial b_1}{\partial z} \right] \delta b_1 dz + \int_0^l \left[J_z^z \frac{\partial^2 b_1}{\partial t^2} + J_{zx}^z \left(-\frac{\partial^3 w_0}{\partial z \partial t^2} - \frac{1}{2} \frac{\partial^3 b_1}{\partial z \partial t^2} x \right) \right] \delta b_1 dz + \\
& \int_0^l \left[J_x^z \left(-\frac{\partial^3 w_0}{\partial z \partial t^2} - \frac{1}{2} \frac{\partial^3 b_1}{\partial z \partial t^2} x \right) - J_{zx}^z \frac{\partial^2 b_1}{\partial t^2} \right] \delta \left(-\frac{\partial w_0}{\partial z} - \frac{1}{2} \frac{\partial b_1}{\partial z} x \right) dz + \\
& \left(\mathbf{N} \delta u_0 - Q_2 \delta w_0 \right) \Big|_{z=0} + \left(\mathbf{C}_{0,x} \delta u_0 + F_{0,z} \delta w_0 \right) \Big|_{z=0} + \left(\mathbf{N} \delta u_0 + Q_2 \delta w_0 \right) \Big|_{z=l} - \left(\mathbf{C}_{L,x} \delta u_0 + F_{L,z} \delta w_0 \right) \Big|_{z=0} + \\
& \left(- \left(B \frac{\partial u_0}{\partial z} - D \frac{\partial^2 w_0}{\partial z^2} \right) \left(\mathbf{C} + c_1 \right) \frac{\partial}{\partial z} \delta \left(-\frac{\partial w_0}{\partial z} - \frac{1}{2} \frac{\partial b_1}{\partial z} x \right) - C \frac{\partial b_1}{\partial z} \left(1 + \frac{\partial u_0}{\partial z} \right) \delta b_1 \right) \Big|_{z=0} + \\
& \left(M_{0,x} \delta \left(-\frac{\partial w_0}{\partial z} - \frac{1}{2} \frac{\partial b_1}{\partial z} x \right) + M_{0,z} \delta b_1 \right) \Big|_{z=0} + \left(\left(B \frac{\partial u_0}{\partial z} - D \frac{\partial^2 w_0}{\partial z^2} \right) \left(\mathbf{C} + c_1 \right) \frac{\partial}{\partial z} \delta \left(-\frac{\partial w_0}{\partial z} - \frac{1}{2} \frac{\partial b_1}{\partial z} x \right) + C \frac{\partial b_1}{\partial z} \left(1 + \frac{\partial u_0}{\partial z} \right) \delta b_1 \right) \Big|_{z=l} - \\
& \left(M_{L,x} \delta \left(-\frac{\partial w_0}{\partial z} - \frac{1}{2} \frac{\partial b_1}{\partial z} x \right) + M_{L,z} \delta b_1 \right) \Big|_{z=l} = 0.
\end{aligned}$$

Для проведення конкретних обчислень деформацій крила ЛА вибираємо апроксимації, які наведені в працях Келдиша М.В. [4]

– для кручення: $b_1(z, t) = b_1 t \gamma_1 z$, де: $\gamma_1 z = \sin\left(\pi \frac{z}{2l}\right)$, $l=1$; (6)

– для прогину: $w_0(z, t) = c_1 t \psi_1 z$, де $\psi_1 z = p_1 z^4 + q_1 z$. $p_1=0,15$, $q_1=1$.

На основі скалярного ПМП після проведення громіздких обчислень одержимо злічені множини систем звичайних диференціальних (в загальному випадку) нелінійних рівнянь для визначення амплітудних коефіцієнтів, на основі яких можна розраховувати різні динамічні характеристики досліджуваної складної динамічної системи. При цьому розрахунки можна проводити при довільних граничних умовах, динамічних навантаженнях, різних значеннях вхідних параметрів і функцій. Переміщеннями БС в площині zOy будемо нехтувати з урахуванням великої жорсткості БС в цьому напрямку.

Тоді

$$\begin{aligned}
& A_1 z, \delta, \Delta \ddot{a}_1 t + B_1 z, \delta, \Delta a_1 t + C_{11} z, \delta, \Delta c_1 t + C_{12} z, \delta, \Delta c_2 t + P_1 + G_1 = 0, \\
& A_{21} z, \delta, \Delta \ddot{c}_1 t + B_{21} z, \delta, \Delta c_1 t a_1 t + B_{22} z, \delta, \Delta c_1 t + B_{23} z, \delta, \Delta c_1^2 t + A_{22} z, \delta, \Delta \ddot{c}_2 t + \\
& + B_{24} z, \delta, \Delta c_2 t a_1 t + B_{25} z, \delta, \Delta c_2 t + B_{26} z, \delta, \Delta c_2^2 t - B_{27} z, \delta, \Delta c_1 t c_2 t + \\
& + B_{28} z, \delta, \Delta 2b_1 t c_1 t c_2 t + C_{21} \langle z, \delta, \Delta \ddot{b}_1 \rangle \langle C_{22} \langle z, \delta, \Delta \ddot{b}_1 \rangle \langle C_{23} \langle z, \delta, \Delta \ddot{b}_1 \rangle \langle P_{21} + G_{21} = 0, \\
& A_{31} \langle z, \delta, \Delta \ddot{g}_1 \rangle \langle B_{31} \langle z, \delta, \Delta \ddot{g}_1 \rangle \langle B_{32} \langle z, \delta, \Delta \ddot{g}_1 \rangle \langle B_{33} \langle z, \delta, \Delta \ddot{g}_1 \rangle \langle A_{32} \langle z, \delta, \Delta \ddot{g}_2 \rangle \langle \\
& + B_{34} \langle z, \delta, \Delta \ddot{g}_2 \rangle \langle B_{35} \langle z, \delta, \Delta \ddot{g}_2 \rangle \langle B_{36} \langle z, \delta, \Delta \ddot{g}_2 \rangle \langle B_{37} \langle z, \delta, \Delta \ddot{g}_1 \rangle \langle \\
& + B_{38} \langle z, \delta, \Delta \ddot{b}_1 \rangle \langle C_{31} \langle z, \delta, \Delta \ddot{b}_1 \rangle \langle C_{32} \langle z, \delta, \Delta \ddot{b}_1 \rangle \langle C_{33} \langle z, \delta, \Delta \ddot{b}_1 \rangle \langle P_{31} + G_{31} = 0, \\
& A_4 \langle z, \delta, \Delta \ddot{b}_1 \rangle \langle B_4 \langle z, \delta, \Delta \ddot{b}_1 \rangle \langle C_{41} \langle z, \delta, \Delta \ddot{c}_1 \rangle \langle C_{42} \langle z, \delta, \Delta \ddot{c}_2 \rangle \langle P_{41} a_1 \langle P_{42} + G_4 = 0. \quad (7)
\end{aligned}$$

Для подальших аналітичних обчислень розглянемо спрощений лінійний варіант системи згинно–крутильних переміщень (коливач) КЛА дволонжеронної схеми

$$\begin{aligned}
& A_{21} z, \delta, \Delta \ddot{c}_1 t + B_{22} z, \delta, \Delta c_1 t + B_{23} z, \delta, \Delta c_1^2 t + \ddot{b}_1 t + C_{22} z, \delta, \Delta b_1 t + P_{21} = 0 \\
& A_4 z, \delta, \Delta \ddot{b}_1 t + B_4 z, \delta, \Delta b_1 t + C_{41} z, \delta, \Delta \ddot{c}_1 t + P_{42} = 0 \quad (8)
\end{aligned}$$

Після проведення громіздких аналітичних перетворень та ряду спрощень розв'язків (8) одержуємо наступні вирази для обчислення прогинів та кутів закручування, які є функціями від z, δ, Δ, t :

$$\begin{aligned}
c_1 \delta, \Delta, t &= -\frac{P_{21}}{B_{22} \delta, \Delta} + C_1 \cos \omega_w \delta, \Delta t + C_2 \sin \omega_w \delta, \Delta t, \\
b_1 \delta, \Delta, t &= e^{\sqrt{-\omega_{b1}^2 \delta, \Delta} - \frac{P_{42}}{A_4 \delta, \Delta} t} C_3 + e^{-\sqrt{-\omega_{b1}^2 \delta, \Delta} - \frac{P_{42}}{A_4 \delta, \Delta} t} C_4, \quad (9)
\end{aligned}$$

$$\text{де } \omega_w \delta, \Delta = \sqrt{\frac{B_{22} \delta, \Delta}{A_{21} \delta, \Delta}}, \omega_{b1} \delta, \Delta = \sqrt{\frac{B_4 \delta, \Delta}{A_4 \delta, \Delta}} - \text{ власні частоти}$$

КЛА на згин та кручення відповідно.

При нульових початкових умовах вирази (9) приймають наступний вигляд

$$\begin{aligned}
& C_1 = \frac{P_{21}}{B_{22} \delta, \Delta}, \quad C_2 = 0, \quad C_3 = 0, \quad C_4 = 0, \\
& c_1 \delta, \Delta, t = \frac{P_{21}}{B_{22} \delta, \Delta} [\cos \omega_w \delta, \Delta t - 1], \quad b_1 \delta, \Delta, t = 0. \quad (10)
\end{aligned}$$

Таким чином, визначивши мінімум функції $c_1(\delta, \Delta)$, який, в свою чергу, буде гарантувати мінімум прогину КЛА, та використовуючи це в подальшому, можемо визначити оптимальне розміщення ПЕ в поперечному перерізі КЛА, яке згідно з виразами (4, 6) буде визначатися параметрами δ, Δ .

З рис. 4 бачимо, що $B_{22}(\Delta)$ приймає максимальне значення при $\Delta = 0,2994$.

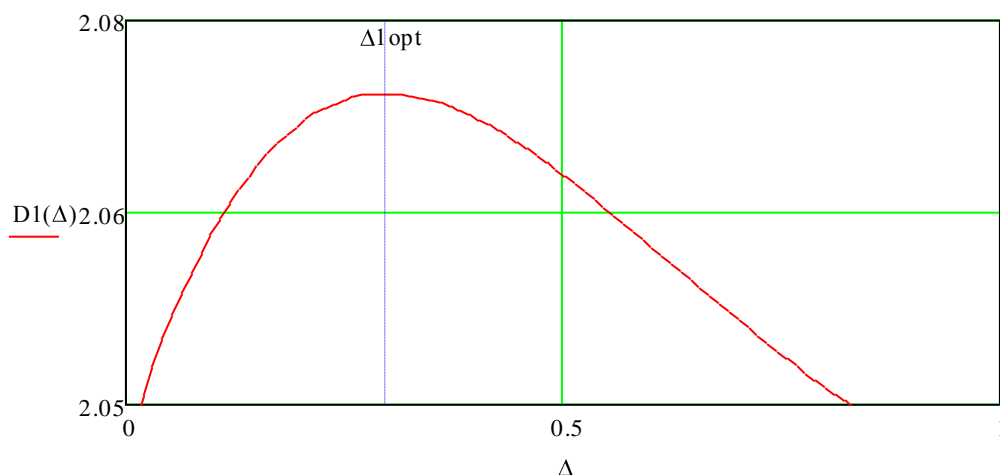
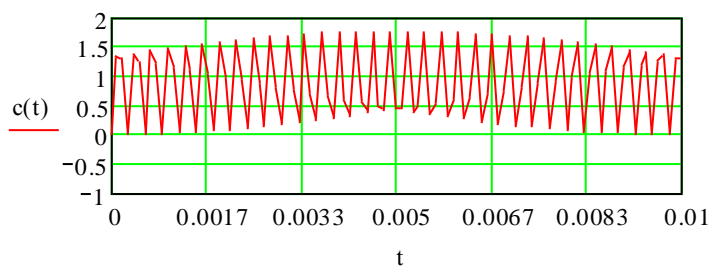


Рис. 4. $B_{22}(\Delta)$ для КЛА дволонжеронної схеми

Обчислення прогинів $c_1(t)$ згідно з (10) будемо проводити для наступних значень $\Delta = (0,15; 0,2994)$. Результати відповідних обчислень наведені на рис. 5.

а)



б)

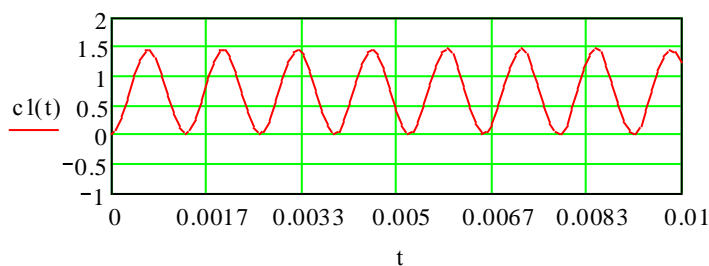


Рис. 5. Обчислення прогинів $c_1(t)$: а) $\Delta = 0,15$; б) $\Delta = 0,2994$

Таким чином, проведені дослідження дозволяють проводити обчислення, що мають за мету забезпечити оптимізацію внутрішньої структури видовженої балкової конструкції, що, в свою чергу, в якості результату, забезпечує мінімізацію інтегральних деформаційних характеристик.

Висновки

Розв'язана задача оптимального розміщення внутрішніх елементів видовжених балкових систем, що мають складну внутрішню структуру та зовнішню геометрію. На основі розв'язків деформаційних рівнянь руху визначене оптимальне розміщення внутрішніх елементів видовженої консольної балкової системи на прикладі КЛА дволонжеронної схеми.

Оптимальне розміщення внутрішніх підкріплюючих силових елементів забезпечує максимальну жорсткість при згині КЛА та мінімальні прогини, що зумовлені дією зовнішнього навантаження.

В подальших роботах на основі обчислення параметрів навантаження кожного окремо виділеного конструктивно-силового елемента буде проведений аналіз їх напружено-деформованого стану.

Список використаної літератури

1. *Мариношенко О.П., Папіжук О.В.* Розробка методу розрахунку інерційних та приведених жорсткісних характеристик крила літального апарату // Механіка гіроскопічних систем. К.: НТУУ "КПІ", випуск №19 – 2003. – С.65–76.
2. *Мариношенко О.П., Каюк Я.Ф.* Про один новий підхід до побудови характеристик напруженого і деформованого стану крил літаків// IV Міжнародна науково-технічна конференція. "Гіротехнології, навігація, керування рухом і конструювання авіаційно-космічної техніки". – Тези доповідей. – 2003. – С.148–156.
3. *Мариношенко О.П., Папіжук О.В.* Математична модель деформування крила літального апарату // Інформаційні системи, механіка та керування. К.: НТУУ "КПІ", випуск №1 – 2008. – С.89–98
4. *Келдыш М.В.* Избранные труды: Механика.–М.: Наука, 1985. 568с.
5. *Канченко В.Я., Каюк Я.Ф., Мариношенко О.П.* Визначення аеродинамічного навантаження на симетричний профіль крила літального апарату Зб. праць інституту математики НАН України// Сучасні проблеми аналітичної механіки. – 2008.–т.5, №2 С. 154–166.
6. *О.П.Мариношенко, Федоренко В.А.* Формування варіаційного співвідношення, типу принципу можливих переміщень (ПМП) стосовно задач динаміки крила. // Технологические системы. – 2004. – №3 – С.33–38.
7. *Новожилов В.В.* Основы нелинейной теории упругости.– М.: Гостехидат, 1948. – 212 с.

УДК 531.383

**G. Rarata, P. Surmacz, K. Świdorski, M. Folusiak, J. Kindracki,
P. Wolański**

THE MODEL HYBRID ROCKET MOTOR. COMPUTATIONS, DESIGN AND FIRE TESTS

Introduction

Rocket propulsion is classified into two fundamental types of engines: liquid and solid. Every type includes specific features which make it usable for a space vehicle. Although liquid rocket engines are characterized by high performance and the ability of thrust control, they are complex and expensive. Solid rocket motors are quite simple and not as expensive as liquid rocket engines. However, they are not throttlable, and additionally the attainable specific impulse is significantly lower than in the liquid engine.

We investigated the hybrid rocket engine, which has the main advantages of both liquid and solid propulsion systems. The principal of operation of such engine is that fuel and oxidiser are stored in different phases: solid fuel and liquid oxidiser or inversely. The first option is more commonly used, since solid oxidizers do not have a good mechanical and chemical properties as compare to solid fuels. Positive aspects of this idea is the ability of thrust magnitude control and restart of the motor, which influence on safety and application range. Moreover, the structure of a rocket involving a hybrid motor is not as complex as with liquid engine. It makes the hybrid less expensive and offer better performance then solid rockets .

The present development tendency of a rocket propulsion, apart from cost reduction, requires the application of environmentally friendly propellant. The Warsaw University of Technology and the Institute of Aviation conduct their own research on environmentally safe propulsion systems. The experimental hybrid rocket motor has been designed and manufactured. There have been performed several fire tests in order to verify the main properties of the propellant composition applied in the motor.

Propellant combination

The main disadvantages of a hybrid rocket motor are problems with combustion instability, low burning rate of a solid fuel grain and variation of mixture ratio during operation. These aspects causes that hybrids have never been used as a space propulsion systems. Nowadays a possible solution is investigated. The suggestion is that a small amount of solid oxidiser, integrated with a fuel grain, may increase the propellant regression rate and decrease combustion instabilities.

Considering all essential features of a solid propellant fuel grain, including the chemical equilibrium optimization, the most suitable composition was designed. It contains aluminium powder, ammonium nitrate, HTPB and additives: dioctyl adipate, ammonium dichromate and carbon. Aluminium increases combustion temperature. Ammonium nitrate was chosen because of its nontoxic decomposition products, low cost and high value of heat of decomposition. HTPB is the most common binder applied to solid rocket fuel grain since its high performance. Additives are essential to improve mechanical properties and increase the regression rate.

The target liquid oxidiser is 90% hydrogen peroxide or liquid oxygen. However, to simplify and advance the initial research, several fire tests were performed with application of gaseous oxygen.

Thrust chamber structure and geometry

One of the main assumptions was to design and manufacture a small experimental hybrid rocket motor (fig. 1). The research also assumed the adaptation of the existing test stand. All these conditions were defined to minimize the overall research cost and keep safety at highest possible level. The thrust chamber was made of carbon steel. Internal dimensions of the chamber were constrained not to exceed the capability of the test stand. Combustion chamber internal diameter equals 50 mm and the length is 80 mm. These dimensions determine the solid fuel grain geometry.

Wall thicknesses of all elements were over-dimensioned as to prevent possible exceeding the yield point of the material at high temperature. Although the motor case is massive, it has no significant influence on thrust measurement.

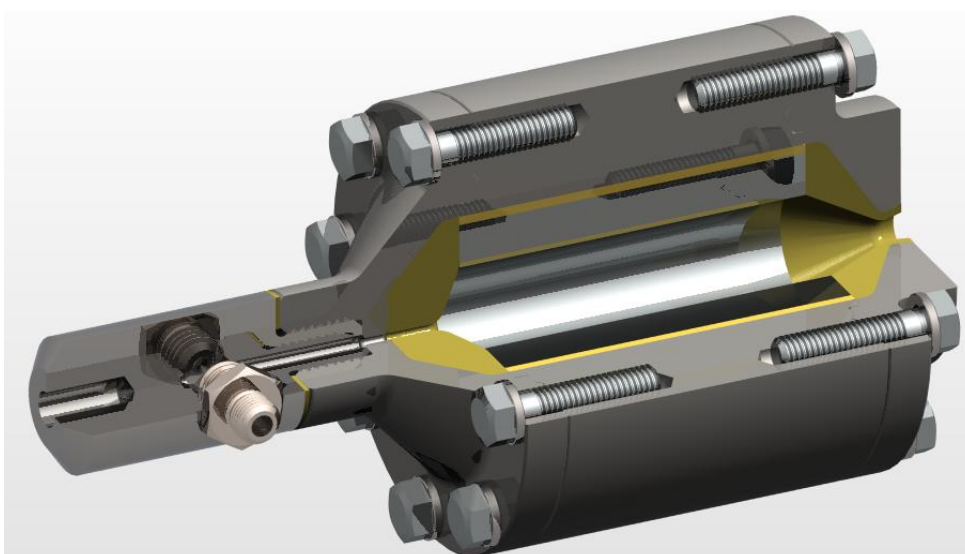


Fig. 1. Hybrid rocket motor structure

Thermodynamics and performance calculation

In order to design the rocket motor nozzle geometry and to estimate thrust magnitude, it is essential to make general assumptions. The assumed chamber pressure is 1 MPa. As a result, the chamber to exit pressure ratio is about 10. The estimation of propellant performance was made using the CEA code (Chemical Equilibrium with Applications). The program makes possible to calculate significant parameters as: specific impulse, temperature, thrust coefficient, nozzle area ratio. It also helps to optimize propellant composition. Calculated specific impulse value is 2030 m/s. The estimation of thrust magnitude requires also the information about propellant mass flow rate. It mainly depends on the solid fuel burning rate and the combustion area. The assumed burning rate value is 0,25 mm/s. Verification of this assumption is expected to be performed after several fire tests. Calculated thrust value is 17,8 N.

Fire Tests

The research stand contains motor test stand and data registration system (fig. 2).

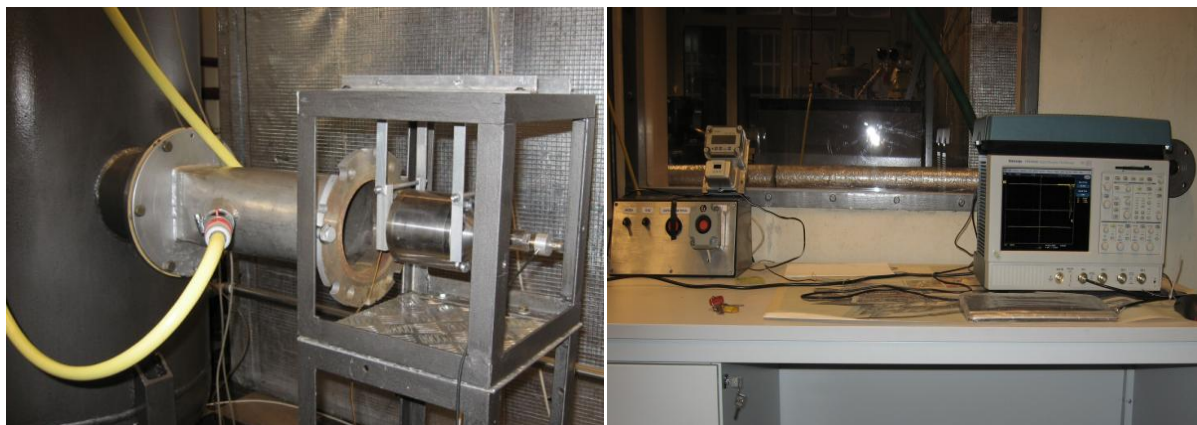


Fig. 2. The motor test stand and data registration system

The data acquisition system enables all necessary measurements to be conducted simultaneously. However, only thrust was measured during the earliest motor tests. Following experiments also included thrust chamber pressure measurement. A few fire tests have been carried out so far using gaseous oxygen as an external oxidiser. The change of the thrust in time was measured and may be seen on (fig. 3).

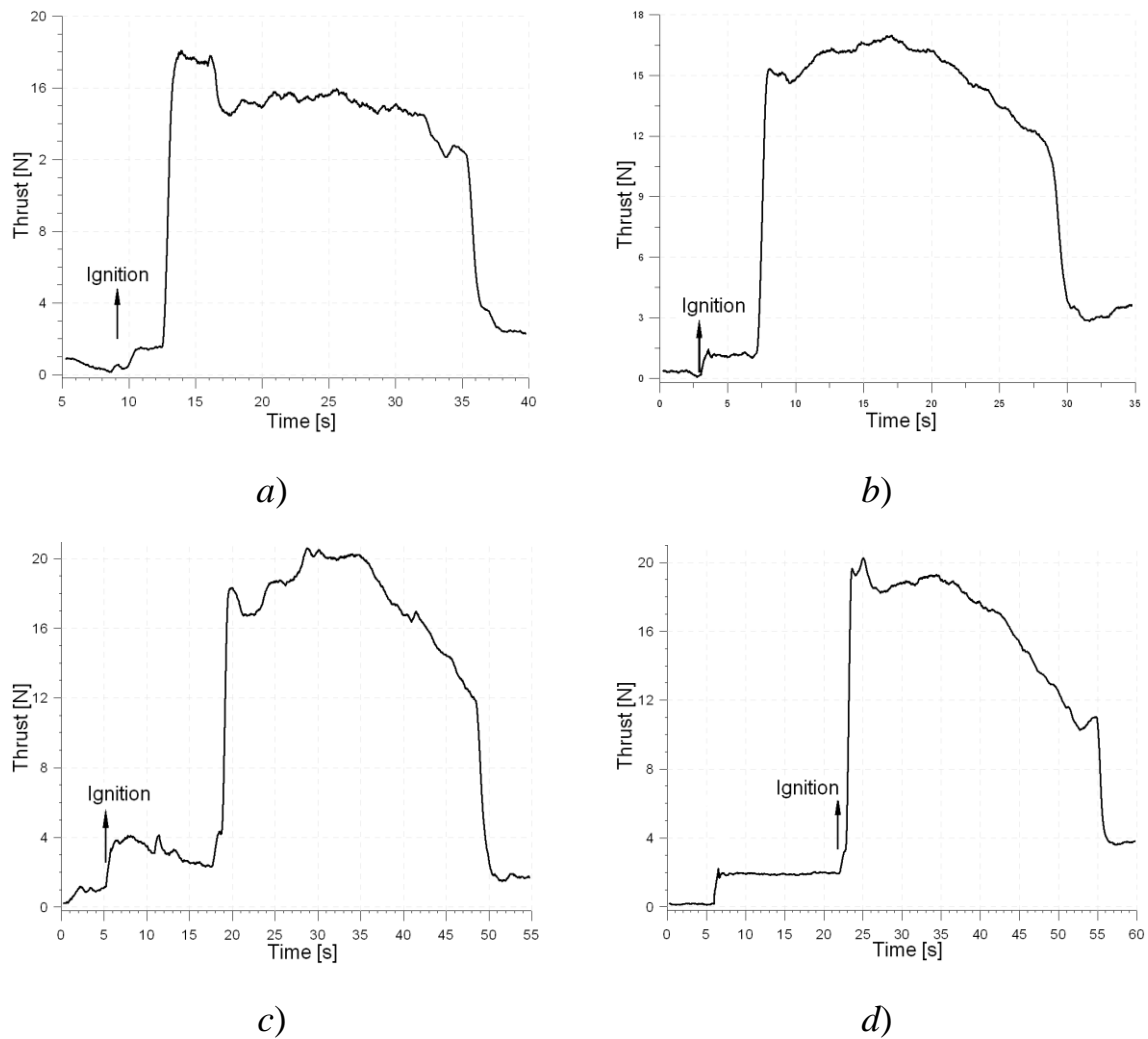


Fig. 3. Thrust measurement

As far as the thrust values are concerned there is a little difference between results of the experiment (fig. 4) and initial computations. The measured thrust was within range of 15 to 20 N (calculated value was 17,8 N). Low value of the thrust just after the ignition was the result from a small amount of oxidiser injected to combustion chamber. After increasing oxygen mass flow rate the thrust of motor was sharply increased and was staying on a high level till time when the feeding oxidiser had been cut off. Furthermore, the lower pressure in combustion chamber from initially assumed and differences in real burning rate of solid propellant in relation to calculated burning rate, may be classified to the reasons of thrust force variations. The chamber pressure was measured with the piezoelectric sensor (water cooled) and pressure values were in the range of 0,4 – 0,7 MPa. Moreover, the nozzle was cooled by water and had passed all tests very well.

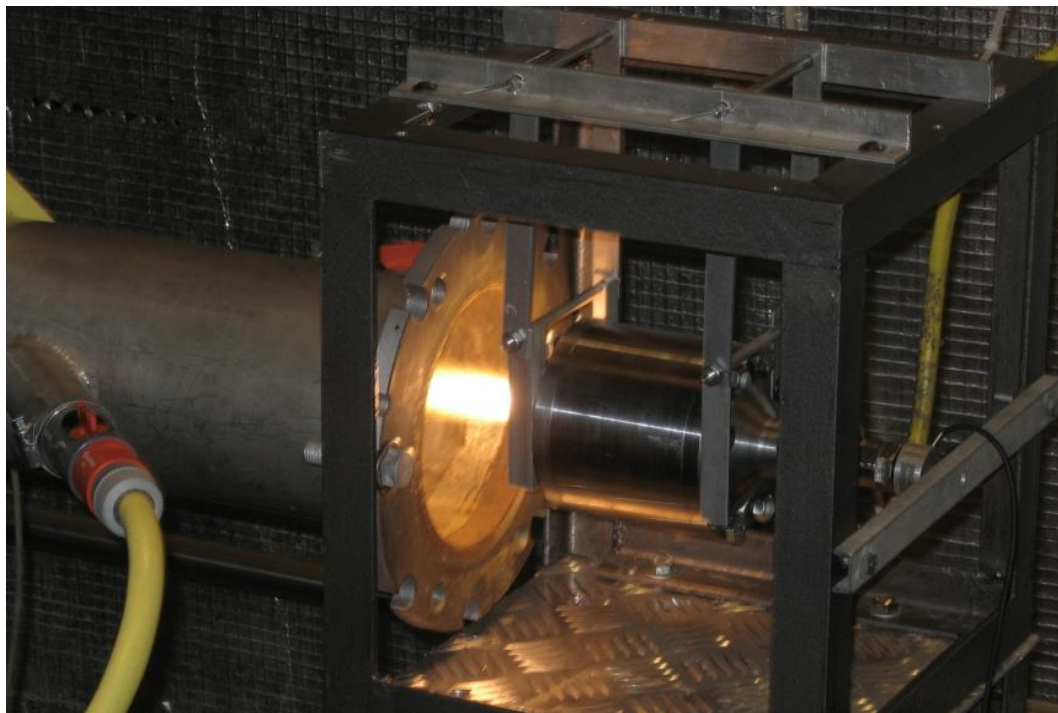


Fig. 4. Motor fire test

Conclusion

The experimental hybrid rocket motor was designed and tested. The motor utilize aluminium with HTPB as a fuel. Also addition of small amount of ammonium nitrate to the fuel was tested. As the oxidizer gaseous oxygen was used. The initial fire tests have been performed and the correctness of research conception has been confirmed.

However, further research and development of a hybrid motor require better understanding of the main combustion phenomena. It is necessary to control internal ballistics processes, such as a solid fuel regression rate and mixture formation. Solving these problems is only the first step to develop of a hybrid propulsion system.

References

1. *D'Andrea B. Lillo F., Faule A., Perut Ch.: A New Generation of Solid Propellants for Space Launchers, Acta Astronautica vol. 47, pp. 103 – 112, 2000.*
2. *Davenas A.: Composite Propellants, Solid Rocket Propulsion Technology, Pergamon, 1992.*
3. *Sutton G. P., Biblarz O.: Rocket Propulsion Elements, Seven Edition, Wiley, 2000.*

W. Florczuk, M. Folusiak, J. Kindracki, D. Kublik, P. Oleszczak,
G. Rarata, K. Sobczak, P. Surmacz, K. Swiderski, P. Wolanski

GASEOUS METHANE \ GASEOUS OXYGEN ROCKET ENGINE – COMPUTATIONS AND DESIGN

Experimental investigations' purposes

The Warsaw University of Technology started their research on ecologically-safe rocket propellants in 2007. One of the two engines, which was designed and built in this project till today, is the rocket engine fed by gaseous methane and gaseous oxygen.

The main purpose of experimental investigations on the rocket engine is to check the proposed cooling system's efficiency. This will be determined by the temperature measurements on the test engine. Thrust pressure and temperature measurements will be also required in order to obtain experimental data for numerical model's refinement and validation. The valid numerical model of cooling system, which will be obtained from this investigations will be used in further design of similar rocket engines.

Geometry of the engine

The zero-dimensional thermodynamical analysis were the point of the reference for the design of the test engine. Computations were made with computer program VisualCEA, which is modified version of CEA[2] (NASA Glenn Chemical Equilibrium Program) with some features and graphical interface added to it by authors.

Table 1.

Visual CEA computations' results

Parameter	Combustion chamber	Throat	Nozzle exit
p, atm	7	4,1	1
T, K	3304	3170	2861
Mach number	-	1	1,97
A/A _{THROAT}	4	1	1,935
ISP, m/s	-	-	2097,0

Assumed and calculated thermodynamical parameters are presented in table 1. These results stood as the basis to calculate some other important values representing engine's performance and dimensions (table 2).

Table 2.

Specifications of the engine

Mass flow rate	0,0483	kg/s
Optimal O/F (maximization of Isp)	2,7	-
Stoichiometric O/F	4	-
Oxidant mass flow rate	0,0388	kg/s
Fuel mass flow rate	0,0097	kg/s
Mass flow rate of fuel used for cooling	8,78%	-
Feeding pressure (predicted)	10	atm
Chamber pressure (assumed)	7	atm
Throat diameter	12,2	mm
Thrust (expected)	10	daN

Every part of the engine was made of steel. The chamber thickness equals 1 millimeter. Combustion chamber and cooling system's annular gap are separated by this wall (fig. 1). Five concentric injection elements are placed on injector's face in a circular way. Other 8 injection elements are used for the cooling system's feeding.

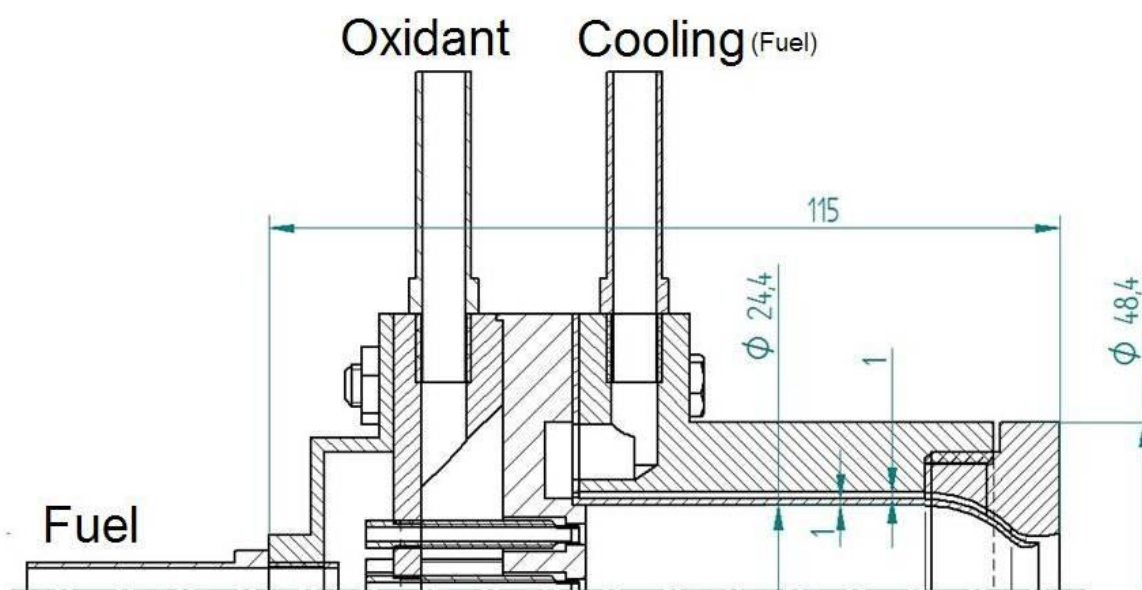


Fig. 1. Engine's geometry

Computations

Thermodynamical computations of combustion and cooling were made in Ansys Fluent 6.x computer program. Computational grid was 2-dimensional, axisymmetric and consisted of 15'000 cells. Chemical reactions' set was

reduced to consist of 84 reactions and was based on GriMech 1.2. Results of these computations are presented on figures 2-8.

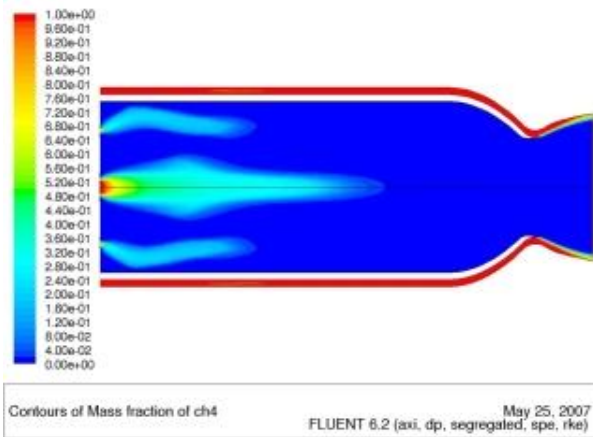


Fig. 2. Contours of Mass fraction of CH_4

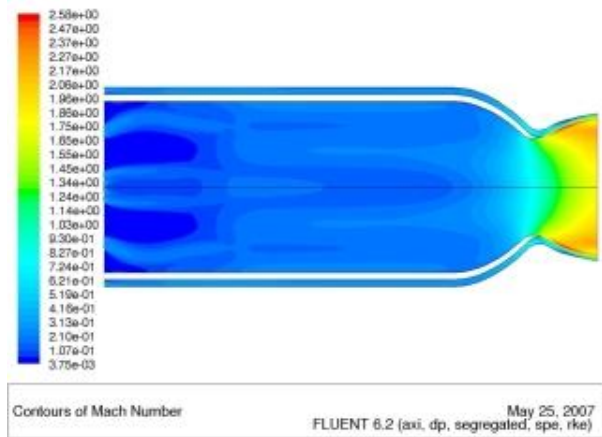


Fig. 3. Contours of Mach number

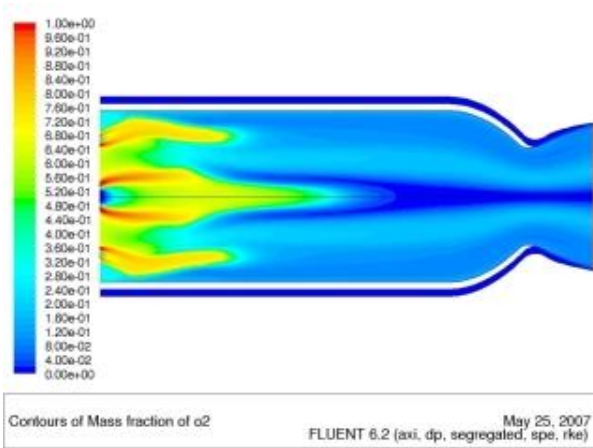


Fig. 4. Contours of Mass fraction of O_2

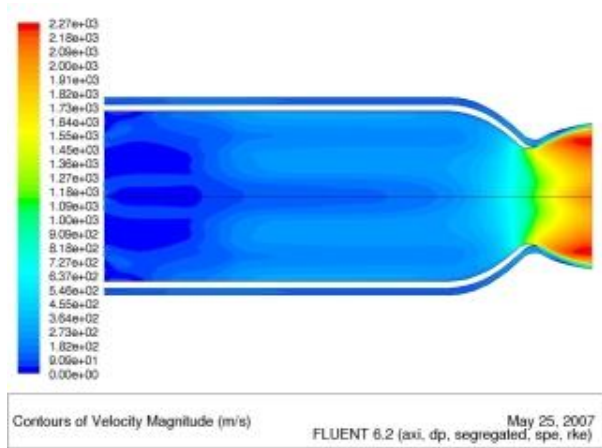


Fig. 5. Contours of Velocity Magnitude

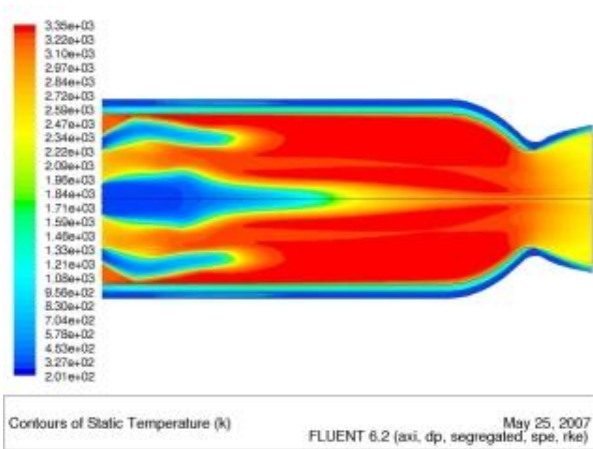


Fig. 6. Contours of Static Temperature

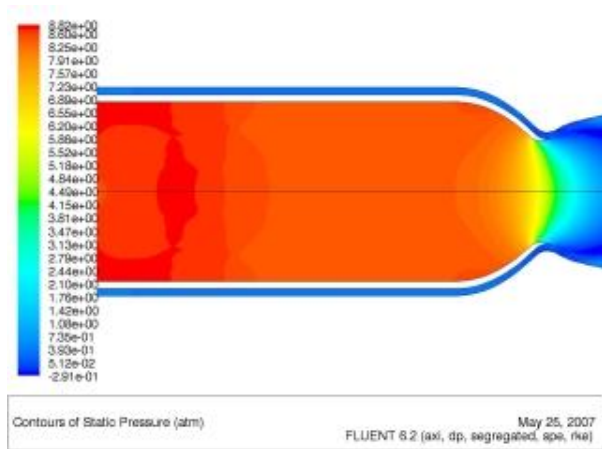


Fig. 7. Contours of Static Pressure

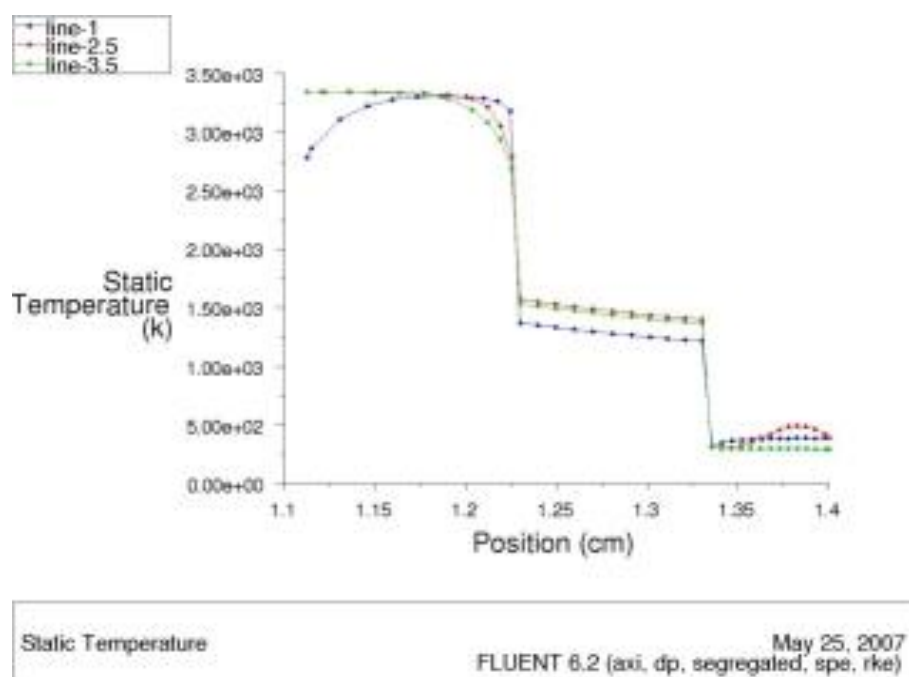


Fig. 8. Temperature near the chamber wall versus radial distance from the chamber axis (1, 2.5 and 3.5 cm from injector)

Fig. 8 shows the influence of the convective heat transfer on the temperature of the combustion chamber's wall. Temperature on both sides of the wall highly depends on the turbulence intensity in the combustor and cooling system. What is more, during fire tests, temperature will need some time to reach calculated values. This confirms the need of experimental investigations on the test engine.

Experimental investigations

Till today, only a few fire tests were performed (Fig. 9,10). During these experiments water was used instead of methane as a coolant, thus only thrust measurements were applied. Problems encountered during this initial fire tests led authors to apply some modifications to cooling system, ignition and nozzle geometry.

During further tests temperature measurements in the cooling annular gap and pressure measurements in combustion chamber will be performed. The data acquisition system is designed, such that this measurements can be performed simultaneously.

Some other design modifications will be applied to the engine in order to achieve better performance and test other configurations and cooling systems (e.g. regenerative cooling).



Fig. 9. Test stand

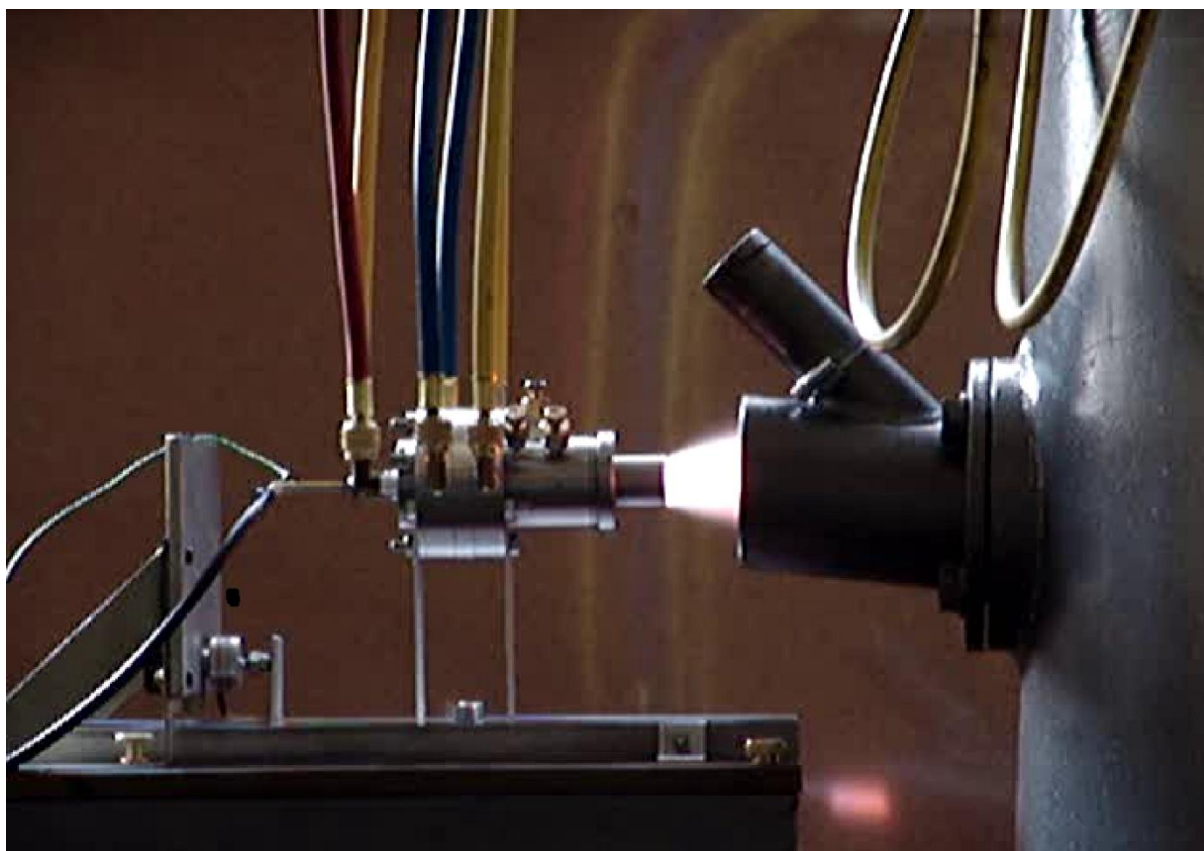


Fig. 10. Fire test

Conclusion

The main purpose of the research on the gaseous rocket engine was to check computations' validity, and to upgrade numerical model, to be suitable as a point of reference for further designs of methane rocket engines. This research cannot be the only which will stand as the basis for further design of full-scale liquid rocket engine. To do this, some other research and many CFD simulations of atomization, vaporization, combustion and heat transfer should be performed.

References

1. Klepikov, I. A., Katorgin, B. I., & Glushko, V. P. (1997). *The new generation of rocket engines, operating by ecologically safe propellant "liquid oxygen and liquified natural gas(methane)"*. *Acta Astronautica* (41), pp. 209-217.
2. Gordon, S., & McBride, B. J. (1994). *Computer Program for Calculation of Complex Chemical Equilibrium Compositions and Applications*. Cleveland, Ohio: National Aeronautics and Space Administration.
3. National Aeronautics and Space Administration. (1976). *Liquid Rocket Engine Injectors*. Springfield, Virginia: Marshall Library.

УДК.539.3

В. А. Петрик, С. И. Трубачев, О. Н. Алексейчук

ДИНАМИКА ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СКОЛЬЗЯЩЕЙ КОНТАКТНОЙ ГРУППЫ УПРАВЛЯЮЩЕЙ АППАРАТУРЫ

Введение

Проблема повышения надежности приборов и их комплексов остро ставится в ряде современных видов техники, например, в ракетостроении, авиации, радиолокации и т.п.

Успешное функционирование аппаратуры в значительной степени зависит от безотказной работы многочисленных электрических элементов и, в частности, от скользящих электрических контактов.

Тенденция к миниатюризации элементов управляющей аппаратуры вызвала необходимость создания слаботочных скользящих электрических контактов, в связи с чем встала проблема обеспечения надежного контактирования.

В некоторых системах управления потеря контактирования допускается до двух миллисекунд. Наиболее трудно проблема решается применительно к потенциометрическим элементам и с явно ребристой контактной поверхностью, возбуждающей динамические процессы в контактной щетке.

Учет различных, но важных компонентов в динамических процессах позволяет достичь высокой надежности в работе потенциометрических датчиков.

Постановка задачи

Флуктуации выходного сигнала (шумы) проволочных потенциометров, обусловленные тем, что при превышении критической скорости токосъемный элемент теряет контакт с поверхностью резистора, являются одним из основных недостатков. Критическая скорость токосъемного элемента зависит от контактного давления и геометрии контактирующих элементов. Особенно важно знать величину критической скорости контактной щетки функциональных потенциометров, в которых необходимая зависимость достигается за счет изменения толщины навитого провода или шага намотки.

Определение критической скорости контактной группы

Рассмотрим определение критической скорости контактной щетки $v_{кр}$, при которой возможен ее отрыв от обмотки сопротивления. Величину перемещения щетки $y(x; t)$ в произвольном сечении можно представить следующим образом (рис. 1):

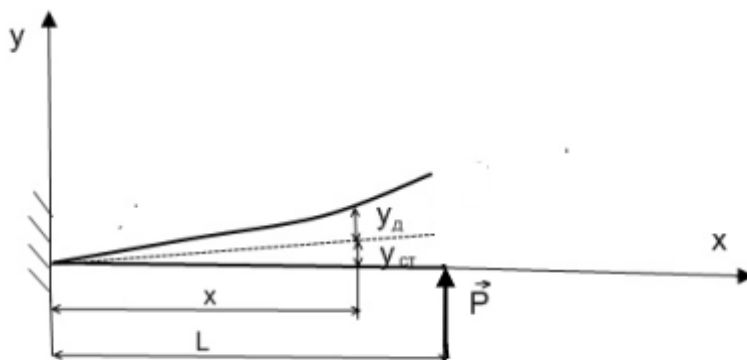


Рис. 1. Перемещения щетки

$$y(x;t) = y_{ст}(x) = y_{дин}(x;t), \quad (1)$$

где $y_{ст}(x)$ – прогиб щетки в произвольном сечении после предварительного поджатия силой P ;

$y_{дин}(x;t)$ – прогиб щетки в произвольном сечении в процессе колебаний в момент времени t .

Определим статический прогиб щетки $y_{ст}(x)$.

Рассматривая щетку как консольный стержень, запишем уравнение изогнутой оси стержня [1]:

$$EIy_{ст}''(x) = M_{изг}(x) = P(L-x). \quad (2)$$

Дважды проинтегрировав уравнение (2) и определив константы интегрирования из граничных условий в заделке и в точке контакта, получим выражение для $y_{ст}(x)$:

$$y_{ст}(x) = \frac{PL}{3EI} \left(\frac{3}{2} x^2 - \frac{1}{2} \frac{x^3}{L} \right) \quad (3)$$

или

$$y_{ст}(x) = \frac{PL}{3EI} \left(3x^2 - \frac{x^3}{L} \right). \quad (4)$$

Здесь E – модуль Юнга материала щетки;

I – момент инерции сечения щетки.

Подставляя в выражение (4) значение $X=L$ в точке контакта получим

$$y_{ст}(L) = \frac{PL^3}{3EI}. \quad (5)$$

Тогда отношение $y_{ст}(x)/y_{ст}(L)$ будет равно

$$\frac{y_{ст}(x)}{y_{ст}(L)} = \frac{3}{2} \frac{x^2}{L^2} - \frac{1}{2} \frac{x^3}{L^3}. \quad (6)$$

Формулу (6) перепишем в следующем виде:

$$y_{ст}(x) = y_{ст}(L) \left(\frac{3}{2} \frac{x^2}{L^2} - \frac{1}{2} \frac{x^3}{L^3} \right), \quad (7)$$

где $y_{ст}(L)$ – предварительное поджатие контактной щетки.

Определим скорость отрыва контактной щетки от обмотки сопротивления. Скорость будем определять из условий, что при отрыве лапки щетки от обмотки сопротивления, реакция на щетку равна нулю и прогиб на конце щетки есть какая-то заданная функция времени, т.е.

$$w(t) = y_{ст}(L) + y_{дин}(L; t), \quad (8)$$

причем $t = \frac{S}{v}$, где v – скорость движения щетки; S – дуговая координата конца щетки.

Освобождая щетку от связей, приложим ко всем ее элементам их силы инерции и рассмотрим равновесие щетки под действием внутренних упругих сил и сил инерции.

При этом проекции погонных сил инерции отдельных элементов щетки на вертикальную ось y должны быть равны

$$q_{ин} = - \mu \ddot{y}_{дин}(x; t), \quad (9)$$

где μ – погонная масса щетки.

Найдем прогиб на конце щетки от действия сил инерции и упругих сил и приравняем этот прогиб заданной функции $w(t)$ (8), в результате чего получим уравнение для определения скорости отрыва щетки. Ввиду незначительных прогибов щетки предположим, что

$$\frac{y_{дин}(x, t)}{y_{ст}(x)} = \frac{y_{дин}(L, t)}{y_{ст}(L)}. \quad (10)$$

Отсюда

$$y_{дин}(x; t) = \frac{y_{дин}(L, t)}{y_{ст}(L)} y_{ст}(x). \quad (11)$$

Обозначим $y_{дин}(x; t) = T(t)$, тогда

$$y_{дин}(x; t) = \frac{T(t)}{y_{ст}(L)} y_{ст}(x). \quad (12)$$

Следовательно проекции погонных сил инерции элементов щетки на ось y будут равны:

$$q_{ин} = - \mu \frac{\ddot{T}(t)}{y_{ст}(L)} y_{ст}(x). \quad (13)$$

Или с учетом выражения (7)

$$q_{ин} = - \mu \ddot{T}(t) \left(\frac{3}{2} \frac{x^2}{L^2} - \frac{1}{2} \frac{x^3}{L^3} \right); \quad (14)$$

Силы инерции создают в щетке изгибающий момент (рис. 2), который определяют по формуле:

$$M_{изг} = \int_x^L q_{ин}(\varphi)(\varphi - x) d\varphi = - \mu \frac{\ddot{T}(t)L^2}{2} \left(\frac{11}{20} - \frac{3x}{4L} + \frac{1}{4} \frac{x^4}{L^4} - \frac{1}{20} \frac{x^5}{L^5} \right). \quad (15)$$

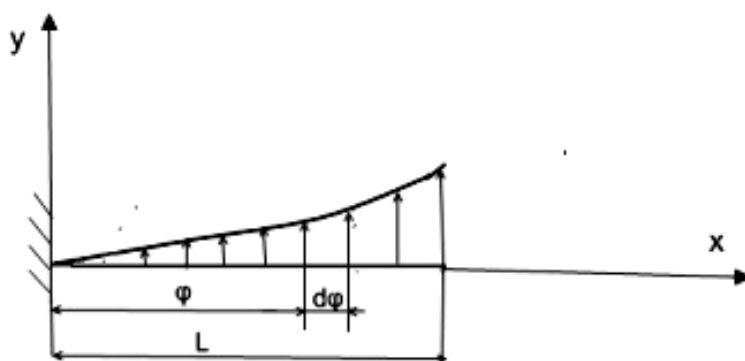


Рис. 2. Распределение сил инерции в щетке

Тогда дифференциальное уравнение упругой линии щетки будет иметь вид:

$$EI \frac{d^2 y(x; t)}{dx^2} = -\mu \frac{\ddot{T}(t)L^2}{2} \left(\frac{11}{20} - \frac{3x}{4L} + \frac{1x^4}{4L^4} - \frac{1x^5}{20L^5} \right). \quad (16)$$

Из выражения (16), с учетом того, что при $x = 0$,

$$\frac{d^2 y(x; t)}{dx^2} = 0 \text{ и } y(x; t) = 0, \text{ можно определить значение перемещения}$$

щетки в произвольном сечении:

$$y(x; t) = -\mu \frac{\ddot{T}(t)L^2}{2EI} \left(\frac{11x^2}{40L^2} - \frac{1x^3}{8L^3} + \frac{1x^6}{120L^6} - \frac{1x^7}{840L^7} \right). \quad (17)$$

Тогда прогиб в точке контакта будет равен

$$y(L, t) = -\frac{129\mu \ddot{T}(t)L^4}{1680 EI}. \quad (18)$$

Но, так как $y(L, t) = \varphi(t) = y_{ст}(L) + y_{дин}(L, t)$, где

$$-\frac{129\mu \ddot{T}(t)L^4}{1680 EI} = y_{ст}(L) + T(t) \quad (19)$$

Или

$$\ddot{T}(t) + \frac{1680 EI}{129 \mu L^4} T(t) + \frac{1680 EI}{129 \mu L^4} y_{ст}(L) = 0. \quad (20)$$

Поскольку $t = \frac{S}{v}$, где S – дуговая координата конца щетки, а v – ее скорость, то рассматривая функцию $T(t)$ как сложную функцию, получим:

$$\ddot{T}(t) = \frac{d^2 T(S)}{dS^2} v^2. \quad (21)$$

С учетом формулы (21) выражение (20) примет вид:

$$\ddot{T}(s) v^2 + \frac{1680 EI}{129 \mu L^4} T(s) + \frac{1680 EI}{129 \mu L^4} y_{ст}(L) = 0. \quad (22)$$

Отсюда критическая скорость щетки, при которой произойдет ее отрыв от обмотки сопротивления определится как:

$$v_{кр} = \frac{3,6}{L^2} \sqrt{\frac{EI}{\mu}} \sqrt{-\frac{T(S) + y_{ст}(L)}{\ddot{T}(S)}} \quad (23)$$

Отрицательный знак под корнем показывает, что критическая скорость щетки направлена противоположно силам инерции.

Колебания щетки

Представляет интерес задача о колебаниях щетки. Рассмотрим модель щетки, которая совершает колебательное движение (рис. 3).

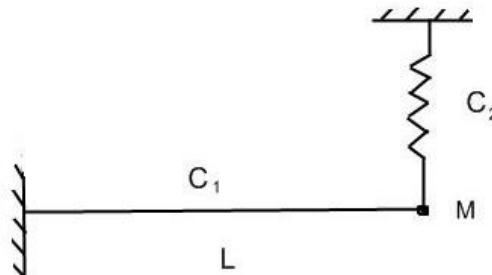


Рис. 3. Модель колебательной системы щетки

Обозначим M – сосредоточенная масса, C_1 – жесткость щетки, C_2 – жесткость упругого элемента. Жесткость C_1 определяется по известной формуле [1], как

$$C_1 = \frac{3EI}{L^3}. \quad (24)$$

Уравнение свободных колебаний щетки запишется следующим образом:

$$\ddot{y} + \omega^2 y = 0; \quad \omega^2 = C/M, \quad (25)$$

где ω^2 – квадрат собственной частоты, C – суммарный коэффициент жесткости системы. Учитывая, что соединение жесткостей параллельное (рис. 3), суммарный коэффициент жесткости определяется как

$$C = C_1 + C_2 = \frac{3EI}{L^3} + C_2 = \frac{3EI + C_2 L^3}{L^3}. \quad (26)$$

Тогда собственная частота щетки будет равна:

$$\omega = \sqrt{\frac{3EI + C_2 L^3}{ML^3}}. \quad (27)$$

Решение уравнения (25) ищем по методу Эйлера в виде

$$y = B e^{\lambda t}. \quad (28)$$

Подставляя (28) в (25), получим характеристическое уравнение, корни которого будут иметь вид:

$$\lambda_1 = i\omega; \lambda_2 = -i\omega. \quad (29)$$

Тогда в общем виде решение уравнения (25) будет следующим:

$$y = B_1 e^{i\omega t} + B_2 e^{-i\omega t} = A \cos(\omega t - \varphi). \quad (30)$$

Здесь $B_1 = \frac{A}{2} e^{-i\varphi}$; $B_2 = \frac{A}{2} e^{i\varphi}$. Амплитуду A и начальную фазу φ можно определить из начальных условий:

$$y|_{t=0} = y_0; \dot{y}|_{t=0} = \dot{y}_0. \quad (31)$$

Тогда

$$A = \sqrt{y_0^2 + \frac{\dot{y}_0^2}{\omega^2}}; \tan \varphi = \frac{\dot{y}_0}{\omega y_0}. \quad (32)$$

Рассмотрим теперь случай вынужденных колебаний щетки, вызванных гармоническим силовым возбуждением $P \cos \tilde{p}t$.

Дифференциальное уравнение малых вынужденных колебаний относительно положения устойчивого равновесия имеет вид:

$$\ddot{y} + \omega^2 y = \frac{P}{M} \cos \tilde{p}t. \quad (33)$$

Здесь P – амплитуда вынуждающей силы, \tilde{p} – частота вынуждающей силы.

Частное решение уравнения (33) ищем в виде

$$y = \tilde{A} \cos(\tilde{p}t - \tilde{\varphi}), \quad (34)$$

где \tilde{A} и $\tilde{\varphi}$ – амплитуда и угол сдвига фазы перемещения относительно фазы вынуждающей силы. Подставляя (34) в (33) получим

$$\tilde{A}(\omega^2 - \tilde{p}^2)(\cos \tilde{p}t \cos \tilde{\varphi} + \sin \tilde{p}t \sin \tilde{\varphi}) = \frac{P}{M} \cos \tilde{p}t. \quad (35)$$

Откуда

$$\tilde{A} = \frac{P}{M |(\omega^2 - \tilde{p}^2)|} ; \quad \tilde{\varphi} = \begin{cases} 0; & \omega^2 - \tilde{p}^2 > 0; \\ \pi; & \omega^2 - \tilde{p}^2 < 0. \end{cases} \quad (36)$$

Общее решение уравнения вынужденных колебаний щетки будет иметь вид:

$$y = A \cos(\omega t - \varphi) + \frac{P}{M |(\omega^2 - \tilde{p}^2)|} \cos(\tilde{p}t - \tilde{\varphi}). \quad (37)$$

Из выражения (37) видно, что, если частота вынуждающей силы \tilde{p} мало отличается от собственной частоты щетки ω , то возникает явление резонанса.

Выводы

В работе исследовано поведение скользящих электрических контактов, необходимых для надежной работы потенциметрических датчиков.

Получена формула для определения критической скорости щетки, при которой возможен ее отрыв от обмотки сопротивления. Полученные в работе уравнения движения и выражение для определения собственной частоты щетки дают возможность отстроиться от резонанса и позволяют спроектировать данный механизм устойчивым в работе.

В дальнейшем целесообразно исследовать нелинейные колебания скользящих электрических контактов, а также их колебания с учетом рассеяния энергии.

Список использованной литературы

1. Опір матеріалів/ Г.С.Писаренко, О.Л.Квітка, Е.С.Уманський.- К. Вища школа ,2004. – 655с.
2. Василенко М.В., Алексейчук О.М. Теорія коливань і стійкості руху.К. Вища школа ,2004.–525с.

УДК 519.2

О. В. Збруцький, А. П. Ганжа

НАВІГАЦІЙНА ЗАДАЧА КОСМІЧНОГО АПАРАТУ ДИСТАНЦІЙНОГО ЗОНДУВАННЯ ЗЕМЛІ ЗА ЗЙОМКОЮ ЗЕМНОЇ ПОВЕРХНІ

Вступ

Інформація дистанційного зондування Землі (ДЗЗ), отримана з космічних апаратів, набула широкого застосування. Матеріали ДЗЗ застосовуються здебільшого для потреб військової розвідки, народного господарства, моніторингу навколишнього середовища. Доступність матеріалів ДЗЗ та масштабність їхнього застосування підняла потребу в підвищенні якості автоматизованої обробки знімків, одним з елементів якої є навігаційне забезпечення руху космічного апарату (КА) ДЗЗ.

Якісне геокодування знімків ДЗЗ, що є основою картографування його матеріалів, потребує рівномірного нанесення опорних точок по всій площині знімку. В ручному режимі досягти якісного геокодування усього знімку дуже складно, а часом взагалі неможливо, що пов'язано з проблемою вибору опорних точок. Вплив цієї проблеми на якість геокодування значно зменшується, якщо застосовувати нанесення опорних точок з використанням параметрів руху КА, оскільки в такій постановці рівномірність розташування опорних точок досягається без зайвих зусиль. Таким чином на перший план постає питання про якість навігаційного забезпечення КА ДЗЗ. В сучасних КА задача навігації вирішується здебільшого традиційними засобами [1] без використання карти земної поверхні.

Постановка задачі

Припустимо існування деякого багаторіградійного зображення ділянки земної поверхні, отриманого за допомогою КА ДЗЗ. Вважатимемо, що знімок складається з $K \times M$ пікселів. Колір кожного з пікселів є значенням яскравості випромінення об'єктів земної поверхні в певному частотному діапазоні. Тому знімок ДЗЗ можна представити у вигляді подвійного масиву $K \times M$ елементів, що містять значення яскравостей пікселів.

Вважається, що зйомка проводилася в надір та в період t_{\min}, t_{\max} . Позначимо в деякий момент часу t_0 параметри руху КА: його положення в абсолютній геоцентричній екваторіальній системі координат (АГЕСК)

$\bar{R}_0 = |X_{a0} \ Y_{a0} \ Z_{a0}|^T$, швидкість $\bar{V}_0 = |V_{x_{a0}} \ V_{y_{a0}} \ V_{z_{a0}}|^T$ та балістичний коефіцієнт S_{bal} (рис. 1, рис. 2); параметри сканера ДЗЗ: γ_{max} – модуль кута максимального відхилення чутливого елемента сканера від напрямку на надір, $\Delta\gamma$ – параметр дискретизації положень чутливого елемента в межах $-\gamma_{max}, \gamma_{max}$ та Δt – інтервал часу між формуванням сусідніх ліній розгортки знімка (рис. 2, рис. 3).

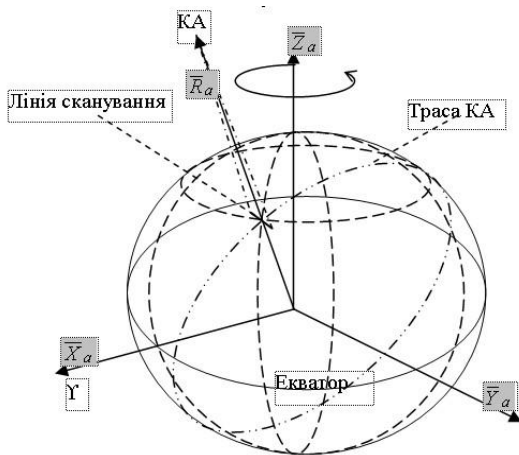


Рис. 1. Сканування Землі з КА ДЗЗ

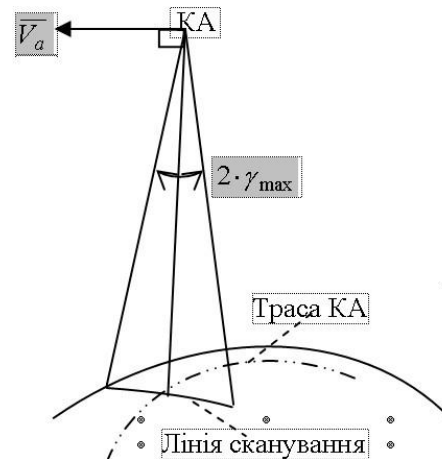


Рис. 2. Формування лінії розгортки

Знайдемо такі параметри руху КА \bar{R}_0 та \bar{V}_0 на момент часу t_0 , щоб контурні лінії об'єктів знімку ДЗЗ (рис. 4, а) співпали з положенням контурних ліній цих об'єктів, нанесених на модельоване зображення очікуемого знімка (рис. 4, б).

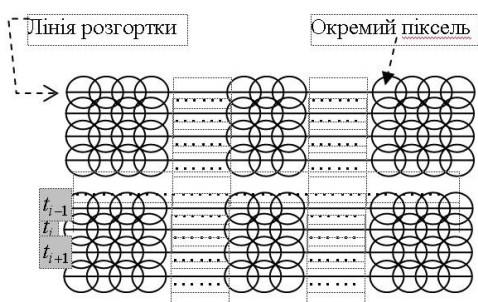


Рис. 3. Формування зображення ДЗЗ

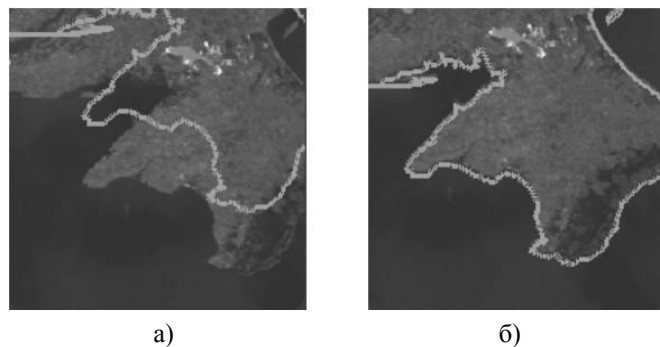


Рис.4. Положення контурної лінії за результатами моделювання (а) та зйомки б)

Виділення контурних ліній на растровому зображенні

Для виділення контурних ліній на растровому зображенні знімка застосуємо послідовно згортку маскового фільтра та t -пошукач. Це дозволяє отримати бінарне растрове зображення контурних ліній найбільш контрастних об'єктів знімка ДЗЗ [2-6].

Розділ 3. Керування

Маскова фільтрація представляє собою згортку між матрицею значень яскравостей ділянки растрового зображення та матрицею коефіцієнтів фільтра (маска фільтра). Привласнення результату згортки центральному пікселю фільтруємої ділянки призводить до формування нового растрового зображення. Якщо в якості маски взяти систему коефіцієнтів, що дозволяє розрахувати значення швидкості зміни яскравості в межах вікна фільтра, то в результаті отримаємо зображення ліній перепадів яскравостей. При масковій фільтрації значення f_{i_0, j_0} яскравості пікселя в центрі вікна обчислюється за формулою [6]

$$f_{i_0, j_0} = \sum_{i=i_0-\omega}^{i_0+\omega} \sum_{j=j_0-\omega}^{j_0+\omega} F_{i, j} \cdot H_{i-i_0+\omega+1, j-j_0+\omega+1}, \quad (1)$$

де $2\omega+1 \times 2\omega+1$ – розмір “вікна” фільтра в пікселях, $\omega > 0$ – деяке позитивне число, що визначається розміром “вікна”; i, j – координати пікселя на зображенні; i_0, j_0 – координати центрального пікселя вікна на зображенні; $F_{i, j}$ – значення яскравості відповідного пікселя, H – матриця коефіцієнтів маски.

Фільтрація зображення відбувається послідовним зміщенням вікна фільтра (рис. 5) та обчисленням згідно (1) нового значення яскравості для пікселя, що відповідає центру вікна.

В [2-6] дано деякі варіанти маскових фільтрів. При застосуванні маскової фільтрації до космічних знімків ДЗЗ найкраще себе виявив фільтр на основі оператора Собеля [6]:

$$f_{i_0, j_0} = \sqrt{\left(\frac{\partial F_{i_0, j_0}}{\partial x}\right)^2 + \left(\frac{\partial F_{i_0, j_0}}{\partial y}\right)^2}, \quad (2)$$

де

$$\frac{\partial F_{i_0, j_0}}{\partial x} = \sum_{i=i_0-1}^{i_0+1} \sum_{j=j_0-1}^{j_0+1} F_{i, j} \cdot H_x_{i-i_0+2, j-j_0+2},$$

$$\frac{\partial F_{i_0, j_0}}{\partial y} = \sum_{i=i_0-1}^{i_0+1} \sum_{j=j_0-1}^{j_0+1} F_{i, j} \cdot H_y_{i-i_0+2, j-j_0+2},$$

$$H_x = \begin{vmatrix} -1 & 0 & 1 \\ -2 & 0 & 2 \\ -1 & 0 & 1 \end{vmatrix}, \quad H_y = \begin{vmatrix} 1 & 2 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & -2 & -1 \end{vmatrix}.$$

Приклад практичного застосування такого фільтра представлено рис. 6.

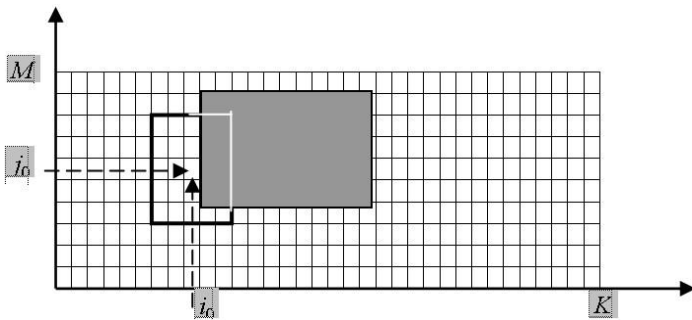


Рис. 5. Процес виділення на зображенні ділянки $2 \cdot \omega + 1 \times 2 \cdot \omega + 1$ з центром в точці (i_0, j_0)

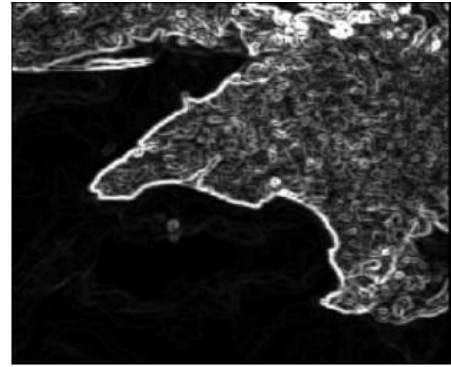


Рис. 6. Фільтрація оператором Собеля

Проте формування бінарного зображення шляхом простого порівняння (2) з деякою константою $f(i_0, j_0) \geq C$, як пропонується в [2-5], призводить до потовщення контурних ліній об'єктів і формування великої кількості випадкових контурів, що пов'язано з надмірною чутливістю детермінованих фільтрів, та втратою менш контрастних ліній. Подолати цю проблему дозволяє застосування статистичного фільтра – *t* – пошукача [6-7].

Як і в детермінованих маскових фільтрах, вікно *t* – пошукача послідовно зміщується по зображенню, яке було отримано масковою фільтрацією, та на основі статистичного аналізу приймається висновок про належність центрального пікселя вікна до контурної лінії.

Вікно *t* – пошукача розбивається на чотири ділянки S_1' , S_2' , S_1'' , S_2'' . При цьому горизонтальна та вертикальна лінії, утворені центральним пікселем, до цих ділянок не входять (рис. 7).

Рішення про належність центрального пікселя вікна фільтра до контурної лінії приймається згідно правила

$$t = \sqrt{m-1} \cdot \frac{\bar{s}_1 - \bar{s}_2}{\sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}} \geq t_\alpha$$

за статистичними параметрами пари ділянок S_1 та S_2 : середніми значеннями яскравостей \bar{s}_1 , \bar{s}_2 , значеннями середньоквадратичних відхилень σ_1 , σ_2 , де m – розмір ділянки S , а t_α – квантіль Стьюдента.

Якщо прийнято рішення про належність центрального пікселя вікна до контурної лінії при аналізі будь-якої з пар S_1' , S_2' чи S_1'' , S_2'' , то пікселю привласнюється значення 1, інакше – 0.

Отримане бінарне растрове зображення є необхідним матеріалом, що закладає основу для ідентифікації об'єктів зображення (рис. 8).

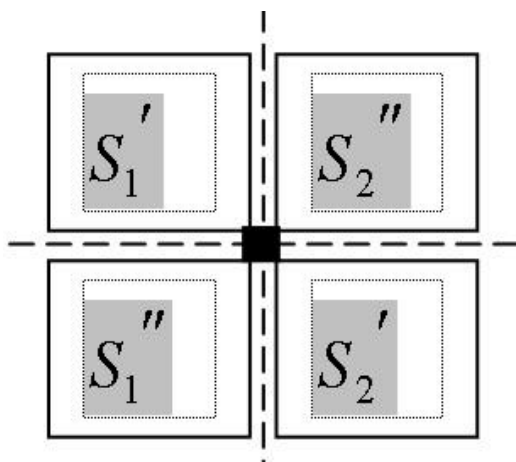


Рис. 7. Вікно універсального t -пошукача контурних ліній



Рис.8. Фільтрація t -пошукачем

Представлення контурів ланцюговим кодом та ідентифікація їх ділянок

Будь-яку лінію на плоскому зображенні можна з деякою точністю представити у вигляді ламаної, де вершини ламаної з'єднуються векторами (рис. 9),

$$\Gamma = \gamma_{0,k-1} = \gamma(0), \gamma(1), \dots, \gamma(k-1), \quad (3)$$

де $\gamma(n)$ – n -й вектор, а k – кількість векторів, що формує контур Γ . Контур, що представлено виразом (3), називається вектор-контуром контурної лінії зображення об'єкта.

Кожен з векторів (3) можна представити комплексним числом $\gamma_n = \gamma_1 n + i\gamma_2 n = |\gamma_n| \cdot \exp i\phi_n$, де n – номер вектора з (3), $\gamma_1 n = \operatorname{Re} \gamma_n = \Delta x$ – проекція вектора $\gamma(n)$ на вісь x , $\gamma_2 n = \operatorname{Im} \gamma_n = \Delta y$ – проекція вектора $\gamma(n)$ на вісь y , а $|\gamma_n|$ і ϕ_n – модуль та аргумент комплексного числа відповідно. В такому разі (3) перетвориться на масив комплексних чисел.

Якщо позначити точку, з якої починається вектор γ_0 , як $a_0(x_0, y_0)$, то координати будь-якої вершини ламаної Γ можна знайти як дійсну та уявну частини суми комплексних чисел, тобто

$$a_n \left(x_0 + \operatorname{Re} \left(\sum_{i=0}^{n-1} \gamma_i \right), y_0 + \operatorname{Im} \left(\sum_{i=0}^{n-1} \gamma_i \right) \right). \text{ Виходячи з цього, зворотною}$$

операцією з масиву точок a_0, \dots, a_n можна знайти компоненти контуру Γ .

Контури, елементи яких відповідають лише варіантам комплексних чисел, відображених на рис. 10, називаються стандартизованими.

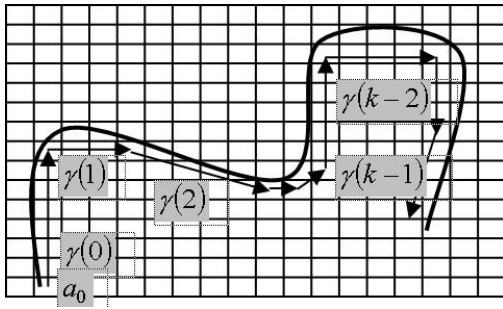


Рис.9. Опис контуру векторами

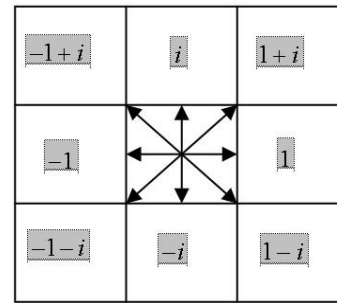


Рис.10 Координати елементарного вектора при комплексному кодуванні

Як видно, всі контури утворені низкою сусідніх точок растрового зображення, будуть стандартизованими. Тому нанесення картографічного матеріалу на модельоване растрове зображення у контурному вигляді згідно (3) потребує приведення його до стандартизованого виду. Це досягається так званою процедурою стандартизації [7] (рис. 11).

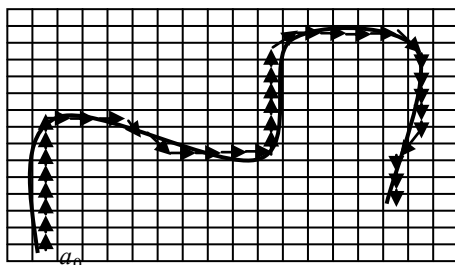


Рис. 11. Стандартизований вектор-контур

Стандартні контури, що отримані в результаті обробки знімка та в результаті моделювання очікуваного зображення можуть суттєво відрізнятися між собою через дрібні деталі. Позбутися цього дозволяє процедура еквалізації. Особливість еквалізованого контура полягає в тому, що на його елементи накладається обмеження виду

$$|\gamma(0)| = |\gamma(1)| = \dots = |\gamma(k-1)| = \gamma,$$

тобто вимагається рівність модулів елементів-векторів.

Якщо застосувати процедуру еквалізації з $|\gamma| \geq 2$ до стандартизованого контуру, можливо створити контур, що буде повторювати характерну для його основи форму, але втратить дрібні деталі (рис. 12).

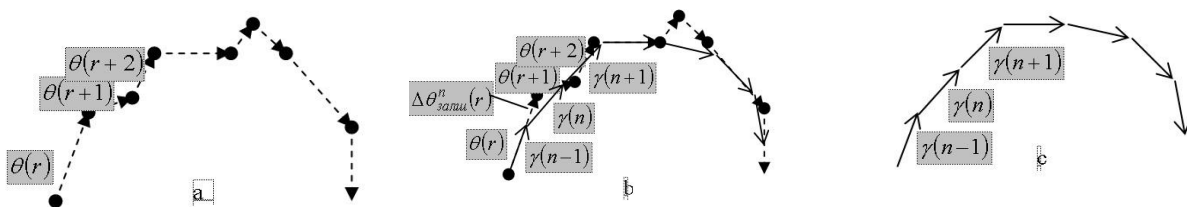


Рис.12. Процес еквалізації контура

Операція дискретного перетворення Фур'є закладає основу для процедур маніпуляції з контурами.

Розділ 3. Керування

Під контурною фільтрацією розуміють операцію, що основана на згортці вхідного контура $N = v n_{0,k-1}$ з контуром $\Lambda = \lambda n_{0,k-1}$, який є імпульсною характеристикою фільтра [7], а його дискретне перетворення Фур'є представляється контуром $\Omega = \omega t_{0,k-1}$, що називається частотною характеристикою фільтра. Саме згортка контурів N і Λ задає відгук фільтра на вхідний сигнал, що визначається контуром

$$H = \eta s_{0,k-1},$$

де $\eta s = \sum_{n=0}^{k-1} \lambda n \cdot v s - n$.

Контурний узгоджений фільтр (КУФ), для якого справедливе $\gamma^* k - s - 1 = \lambda s$ (тобто $\Lambda \Gamma, \Omega \Gamma$), де $\gamma^* n$ – комплексно-спряжене число з γn , дозволяє розрахувати чисельну міру подібності між вхідним контуром N та еталонним Γ , оцінити масштабний коефіцієнт та кут взаємної орієнтації між N та Γ [7].

Оскільки під час обробки растрового зображення космічного знімка ми отримуємо контурні лінії лише ділянок наземних об'єктів (рис. 8), то, використовуючи ці контури у якості еталонів Γ для КУФ, та подавши на вхід фільтра цільний контур картографічного об'єкта N , можна ідентифікувати ті частини N , які відповідають спостерігаємим контурам, якщо такі існують.

Визначення параметрів афінного перетворення між модельованим та реальним знімками

Для однозначної ідентифікації спостерігаємих ділянок наземних об'єктів однієї контурної фільтрації виявляється не достатньо. Це пов'язано із значним відсотком оманливих відгуків КУФ на подібні ділянки видовженого картографічного контуру. Відсіяти невірні результати контурної фільтрації можна, розглянувши системи точок, що їх утворюють вершини ідентифікованих КУФ контурів. Таким чином, ми отримуємо два точкові зображення A (сформовано точками еталонних контурів, образи яких було знайдено на картографічних контурах) та B (сформовано точками ділянок картографічних контурів, що були ідентифіковані КУФ).

Застосувавши методи суміщення точкових зображень, зможемо залишити лише точки, що мають взаємну відповідність на обох зображеннях. Для досягнення поставленої мети можна застосувати комбінаторний алгоритм суміщення двох зображень на основі перебору систем трикутників, утворених точками [8] або модифікований зонно-комбінаторний метод ідентифікації точкових зображень [8-9].

Отримавши чітке співвідношення між точками зображень A та B , можливо оцінити параметри афінного перетворення між цими зображеннями: зміщення початку системи координат зображення та кут повороту системи координат зображення B відносно зображення A .

Корекція параметрів руху КА на основі ідентифікованих точок знімка

На етапі ідентифікації контурів шляхом моделювання роботи сканера ДЗЗ розраховані точки контурів географічних об'єктів, і таким чином отримані значення вимірюваних параметрів. Афінним перетворенням координат цих точок знаходимо реальні значення цих параметрів.

Отримавши два масиви растрових координат $\bar{T}_j = [x_j \quad y_j]^T$ – для спостерігаємих точок на знімку та $\bar{T}''_j = [x''_j \quad y''_j]^T$ – для точок змодельованих контурів, де $j = \overline{1, q}$, створимо вектор нев'язок $\Delta T_j = \bar{T}_j - \bar{T}''_j = [\Delta x_j \quad \Delta y_j]^T$. Всі вектори нев'язок утворять матрицю-стовпець

$$\Delta T_{2q \times 1} = \begin{bmatrix} \Delta T_1^T & \Delta T_2^T & \dots & \Delta T_q^T \end{bmatrix}^T.$$

Шляхом математичного моделювання можна відповідно до кожної точки \bar{T}_j знайти матрицю частинних похідних вимірюваних параметрів від параметрів руху КА

$$\Psi_j = \begin{bmatrix} \frac{\partial x_j}{\partial t_0} & \frac{\partial x_j}{\partial Vx_{a0}} & \frac{\partial x_j}{\partial Xu_{a0}} & \frac{\partial x_j}{\partial Vz_{a0}} & \frac{\partial x_j}{\partial X_{a0}} & \frac{\partial x_j}{\partial Y_{a0}} \\ \frac{\partial y_j}{\partial t_0} & \frac{\partial y_j}{\partial Vx_{a0}} & \frac{\partial y_j}{\partial Xu_{a0}} & \frac{\partial y_j}{\partial Vz_{a0}} & \frac{\partial y_j}{\partial X_{a0}} & \frac{\partial y_j}{\partial Y_{a0}} \end{bmatrix}.$$

Загальна матриця приватних похідних тоді буде

$$\Psi_{2q \times 6} = \begin{bmatrix} \Psi_1^T & \Psi_2^T & \dots & \Psi_q^T \end{bmatrix}^T.$$

Методом найменших квадратів [10] знайдемо оцінки $\hat{\Delta \bar{X}}_0 = \Delta t_0 \quad \Delta Vx_{a0} \quad \Delta Vy_{a0} \quad \Delta Vz_{a0} \quad \Delta X_{a0} \quad \Delta Y_{a0}^T$

$$\hat{\Delta \bar{X}}_0 = C^{-1} \cdot \Psi^T \cdot P \cdot \Delta T, \quad (4)$$

де $C_{6 \times 6} = \Psi^T \cdot P \cdot \Psi$ – узагальнена матриця Грамма для системи функцій Ψ_j ;

$P_{2q \times 2q}$ – діагональна матриця вагових коефіцієнтів помилок результатів вимірювання, діагональні елементи якої, як правило, обираються у вигляді чисел, зворотно пропорційних до дисперсій відповідних вимірів, а коли такі невідомі, то в якості матриці P використовують одиничну матрицю відповідної розмірності.

Тоді точні параметри руху КА ДЗЗ знаходяться як $\overline{X}'_{a0} = \overline{X}_{a0} + \Delta \hat{X}_0$.

Результати експериментів

Для демонстрації працездатності отриманих алгоритмів використаємо ділянки знімку ДЗЗ КА NOAA-17 сканера AVHRR3 для ідентифікації елементів берегової лінії та корекції параметрів руху КА.

Апріорні відомості про параметри руху КА давали значне відхилення картографічного контура морського узбережжя від реального (рис. 4). На рис. 6 та рис. 8 відображено результати обробки растрового знімка масковим оператором Собеля та t -пошукачем, відповідно. Обхід ланцюговим кодом отриманого бінарного зображення виділив близько 80 контурних ліній, довжина кожної з яких понад 20 сусідніх пікселів (рис. 13).

В результаті еквалізації отриманих та картографічного контурів, ідентифікації ділянок останнього контурним узгодженим фільтром та суміщення вершин ідентифікованих контурів модифікованим зонно-комбінаторним методом було отримано 18 ідентичних точок на обох зображеннях, обчислені параметри афінного перетворення для даного знімку та розраховане реальне положення картографічного контуру берегової лінії. Отримавши необхідні дані для вирішення навігаційної задачі, методом найменших квадратів знайдені точні параметри руху КА. На їх основі повторно змодельоване положення контуру берегової лінії (рис. 14).

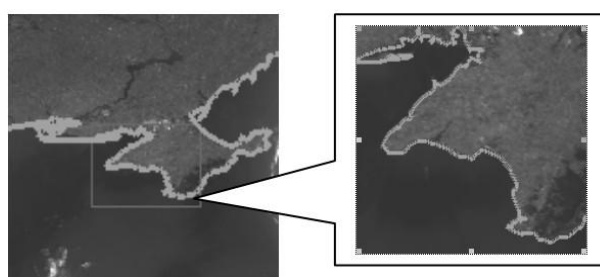


Рис. 13. Обхід ланцюговим кодом Рис.14. Результат накладення контурів використанням отриманих оцінок 3

Висновки

Запропонований підхід до вирішення навігаційної задачі КА шляхом аналізу зробленого його сканером знімку ДЗЗ прийнятний для застосування. Отриманий результат доводить реальність автоматичного отримання параметрів руху КА за результатами аналізу зображенням земної поверхні.

Тестування отриманих алгоритмів проводилося на знімках середньої роздільної здатності. Використання знімків високої роздільної здатності збільшить точність вимірювання параметрів руху КА та підвищить ефективність запропонованої технології.

Список використаної літератури

1. *Анучин О.Н., Комарова И.Е., Порфирьев Л.Ф.* Бортовые системы навигации и ориентации искусственных спутников Земли. – Ст.-Петербург, 2004. – 325с.
2. *Красовський Г.Я., Петросов В.А.* Інформаційні технології космічного моніторингу водних екосистем та прогнозу водоспоживання міст. – Київ: Наукова думка, 2003. – 224с.
3. *Красовский Г.Я.* Аэрокосмический мониторинг поверхностных вод. – Л.:ВНИИКАМ, 1992. – 231с.
4. *Прэтт Э.* Цифровая обработка изображений. – М: Мир, 1982. – 792с.
5. *Дуда Р., Харт П.* Распознавание образов и анализ сцен. – М: Мир, 1976. – 511с.
6. *Збруцький О.В., Ганжа А.П., Канченко В.Я.* Виділення контурних ліній на знімках дистанційного зондування Землі // Інформаційні системи, механіка та керування – 2008. – Вип. 1.- С.5-16.
7. Введение в контурный анализ. Приложения к обработке изображений и сигналов. / *Под редакцией Я.А. Фурмана.* – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. – 590с.
8. *Збруцький О.В., Ганжа А.П.* Геокодування знімка дистанційного зондування Землі в задачі навігації штучного супутника // Наукові вісті НТУУ “КПІ”. – 2007 – №3.- С.66-72.
9. *Анисимов Б.В., Курганов В.Д., Злобин В.К.* Распознавание и цифровая обработка изображений. – М.: Высшая школа, 1983. – 295с.

10.Ганжа А.П. Використання знімків дистанційного зондування Землі для розв'язання задачі навігації космічних апаратів // Наукові вісті НТУУ "КПІ". – 2005 – №5.- С.87-93.

УДК 656.61.052

Д. Ю. Падакін

ОПТИМІЗАЦІЯ СИСТЕМ БЕРЕГОВОГО НАВІГАЦІЙНОГО ОБЛАДНАННЯ

Вступ

Плавання суден у стиснених в навігаційному відношенні районах є складним через наявність там навігаційних небезпек та інтенсивного судноплавства. Згідно з наявною статистикою близько 70% аварій суден, включаючи посадження на мілину й зіткнення, пов'язані зі стисненими водами, що спонукає до необхідності удосконалення методів судноводіння в таких районах.

Заходи, спрямовані на покращення чи вдосконалення методів судноводіння у складних для плавання районах, є складовою збереження людського життя на морі, попередження екологічних катастроф і зменшення економічних витрат, можливих в результаті аварій.

Тому подальше удосконалення безпеки судноводіння й необхідність розробки загального підходу до вибору засобів навігаційного обладнання у стиснених водах є актуальним питанням.

Сучасні методи навігації та навігаційні засоби викладені в [1]. Питання розробки оптимальних локальних систем навігаційного обладнання стиснених районів розглянуті в [2, 3]. Проблемі розробки радіолокаційних систем оберненого типу й оцінки їх точності присвячені роботи [4, 5]. Оснащення стиснених вод локальною системою, що використовує кореляційні принципи навігації, розглянуто в [6].

Постановка задачі

У контексті розглянутої проблеми засобами навігаційного обладнання є системи, які дозволяють одержати сукупність ліній положення або координати судна і проконтролювати місце положення судна. Сучасні засоби навігаційного обладнання поділяються на системи прямого й оберненого типу. Системи прямого типу – це низка природних і штучних навігаційних орієнтирів, завдяки яким можна здійснити вимірювання навігаційних параметрів із судна і судновими засобами визначити його обсервоване місце. Системами прямого типу є також і

спеціально організовані локальні системи, наприклад, такі як кореляційні радіолокаційні системи [6].

Радіонавігаційні локальні системи оберненого типу автономно вимірюють високоточні координати судна і передають їх на судно. Як показано в роботах [4, 5], багатопозиційна радіолокаційна система оберненого типу забезпечує точність визначення місця судна, порівнювану з точністю навігаційних супутникових систем.

Якщо точність плавання судна по заданому маршруту нижча за чинні нормативні вимоги, то виникає необхідність підвищити її шляхом встановлення системи навігаційного обладнання, тобто визначити її тип і структуру, які забезпечують необхідну точність плавання.

Розглянемо метод оптимізації навігаційного обладнання у стиснених водах з метою забезпечення необхідної точності плавання суден.

Синтез системи навігаційного обладнання

Для вирішення сформульованої задачі необхідно розглянути наявні системи прямого й оберненого типу, кожна з яких належить до одного з трьох класів: стандартні системи, доповнені штучними навігаційними орієнтирами, кореляційні радіолокаційні системи й багатопозиційні радіолокаційні системи оберненого типу. По кожному з перерахованих класів слід скласти оптимізаційну задачу з критерієм вартісних затрат системи з урахуванням її монтування й експлуатації. В усіх трьох класах основним обмежувачем є показник точності контролю місця судна на заданому маршруті, який не повинен бути нижчим необхідного нормативного показника точності.

Інакше кажучи, це задача синтезу системи навігаційного обладнання мінімальної вартості, яка повинна забезпечити задану точність контролю місця судна в локальному районі Q_r з необхідним рівнем надійності отримання високоточної інформації. Альтернативами є багато можливих структур Mn_R системи.

Оптимізаційна задача має таке аналітичне вираження:

$$C_o = \min C(G_{so}), \quad D_r \leq \bar{D}_r, \\ \min P \geq \hat{P}, \quad G_{so} \in Mn_R,$$

де C і C_o – відповідно вартість і мінімальна вартість системи, що розглядається;

G_{so} – оптимальна структура системи;

D_r – показник точності довільної точки (X, Y) району Q_r ;

\bar{D}_r – задане значення показника точності;

P і \hat{P} – вірогідність отримання високоточної інформації і її потрібне значення відповідно.

Як показник точності обрано дисперсію модуля векторіальної похибки обсервованого місця судна D_r , яка є сумою дисперсій його складових D_x і D_y , тобто $D_r = D_x + D_y$.

В роботі [5] показано, що при нормальному законі розподілу ймовірностей похибок ξ навігаційних параметрів, коли щільність розподілу має вигляд $f(\xi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_i} \exp\{-\frac{\xi^2}{2\sigma_i^2}\}$, показник точності буде

мати такий вигляд

$$D_r = \frac{1}{\Delta_r} \sum_{i=1}^n \sigma_i^2,$$

де n – число ліній положення;

σ_i – середньоквадратичне відхилення похибки ξ_i ;

$$D_r = \left[\left(\sum_{i=1}^n \cos^2 \alpha_i \right) \left(\sum_{i=1}^n \sin^2 \alpha_i \right) - \left(\sum_{i=1}^n \sin \alpha_i \cos \alpha_i \right)^2 \right];$$

b_i – напрямок градієнта i -ї лінії положення.

При переміщенні по заданому маршруту для контролю місця судна візуальними способами практично може бути використано не більше як три орієнтири. За допомогою одного орієнтира обсервоване місце судна може бути отримане за пеленгом і дистанцією орієнтира, а за наявності двох і трьох орієнтирів для контролю місця судна може бути використано не більше як три лінії положення. При використанні двох ліній положення вираз для D_r набуває вигляду:

$$D_r = (\cos^2 \alpha_1 + \cos^2 \alpha_2)(\sin^2 \alpha_1 + \sin^2 \alpha_2) = \sin^2 (b_1 - b_2) = \sin^2 b_{12},$$

а показник точності, отриманий за двома лініями положення, має вигляд:

$$D_r = \frac{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}{\sin^2 b_{12}}. \quad (1)$$

При визначенні місця судна за трьома лініями положення величина D_r виражається як:

$$D_r = (\cos^2 \alpha_1 + \cos^2 \alpha_2 + \cos^2 \alpha_3)(\sin^2 \alpha_1 + \sin^2 \alpha_2 + \sin^2 \alpha_3) - (\sin \alpha_1 \cos \alpha_1 + \sin \alpha_2 \cos \alpha_2 + \sin \alpha_3 \cos \alpha_3)^2,$$

або

$$D_r = \sin^2 v_{12} + \sin^2 v_{13} + \sin^2 v_{23},$$

де v_{ij} – кути між градієнтами відповідних ліній положення.

У цьому випадку показник точності виражається як:

$$D_r = \frac{\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \sigma_3^2}{\sin^2 v_{12} + \sin^2 v_{13} + \sin^2 v_{23}}. \quad (2)$$

Ось чому, маючи оцінку точності контролю місця судна, коли системи навігаційного обладнання належать до першого класу, тобто є природними або штучними орієнтирами, значення показника точності розраховується за допомогою формул (1) або (2) (залежно від числа та типу ліній положення).

Якщо маршрут судна знаходиться в районі плавання, який можна обладнати локальною оберненою радіолокаційною системою або локальною системою з використанням кореляційних принципів навігації, то показник точності, як показано в роботах [6, 7], набуває вигляду:

$$D_r = \frac{\sum_{j=1}^N \left(\frac{1}{\sigma_{Dj}^2} + \frac{1}{\sigma_{Pj}^2} \right)}{\frac{1}{2} \left\{ \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \left[\left(\frac{1}{\sigma_{Di}^2} + \frac{1}{\sigma_{Dj}^2} \right) \frac{1}{\sigma_{Pi}^2 \sigma_{Pj}^2} \sin^2 v_{ij} + \left(\frac{1}{\sigma_{Di}^2} + \frac{1}{\sigma_{Dj}^2} \right) \frac{1}{\sigma_{Pi}^2 \sigma_{Pj}^2} \cos^2 v_{ij} \right] \right\}}, \quad (3)$$

де N – число РЛС у випадку оберненої радіолокаційної системи або число обраних для обсервації реперних знаків при використанні кореляційних систем;

σ_{Di}^2 і σ_{Pi}^2 – дисперсії похибок ліній положення, отримані при вимірюванні i – $й$ дистанції та i – $го$ пеленга відповідно.

В оптимізаційній задачі, крім специфічних технічних обмежень (наприклад, таких як дальність дії, надійність і т.д.) для всіх трьох класів систем навігаційного обладнання існує обмеження відносно розміщення засобів системи, враховуючи район їх можливого встановлення.

Формалізація вищезгаданого обмеження має значні труднощі, так як для кожного локального розміщення засобів систем навігаційного обладнання необхідно формувати базу даних опису області, у якій можна розмістити засоби. До того ж, така область може являти собою сукупність декількох окремих областей.

Тому й було запропоновано розробити імітаційну модель вибору оптимальної структури системи навігаційного обладнання, яка

Розділ 3. Керування

використовує електронні карти відповідного району розміщення засобів системи.

При використанні такої моделі оптимальна структура системи навігаційного обладнання генерується розробником, але частина функцій, які представлені на вибір, введення структури системи, а також оцінка допустимої області плавання з аналізом розподілу в ній значень показника точності плавання покладено на розробника [7].

Для кожного з трьох класів систем навігаційного обладнання береться мінімальне число її компонентів (наприклад, мінімальне число радіолокаційних станцій оберненої системи дорівнює двом). Базовим обмеженням є задане значення показника точності \bar{D}_r . З огляду на допустимі області розміщення компонентів системи навігаційного обладнання, за допомогою комп'ютерної імітаційної моделі визначається геометрична композиція компонентів, що надає найбільшу точність у всіх точках обладнаного району із заданим маршрутом плавання судна.

Далі мінімальне значення показника точності D_r на заданому маршруті порівнюється із заданим значенням показника точності \bar{D}_r . Якщо обмеження з точності не виконується, то необхідно збільшити число компонентів системи на одиницю.

Процедура повторюється доти, поки обмеження з точності контролю місця судна розглянутою системою навігаційного обладнання не буде виконано. Така процедура виконується до кожного з трьох класів систем навігаційного обладнання. При цьому визначаються вартісні витрати C_i . Очевидно, що перевага надається варіанту, вартість реалізації якого є найменшою. У такому випадку критерій оптимальності досягає екстремального значення при виконанні обмеження з точності проведення судна вказаним маршрутом і обмеження по розміщенню компонентів системи навігаційного обладнання в допустимих областях.

Для вирішення задачі щодо синтезу системи навігаційного обладнання прибережних районів плавання суден необхідно розробити інформаційну систему з електронними картами, яка дозволить обрати карти потрібного району плавання з каталогу карт та по заданому класу й структурі системи навігаційного обладнання визначити позиційні характеристики точності необхідного маршруту плавання.

Висновки

Запропонований метод оптимізації навігаційного обладнання у стиснених водах дозволяє забезпечити необхідну точність плавання суден. Вирішення задачі оптимізації систем берегового навігаційного обладнання

потребує дослідження окремих питань, як формалізація впливу класу й структури системи навігаційного обладнання на показник точності плавання, розробки алгоритму вибору оптимальної структури системи навігаційного обладнання визначеного типу та імітаційної моделі.

Список використаної літератури

1. Бабошин Е. А. Інструкція з навігаційного обладнання / Бабошин Е.А. - Міністерство оборони СРСР, 1977. - 286 с.
2. Алексишин В. Г. Оцінювання ефективності системи навігаційного обладнання за допомогою частотного аналізу/ Алексишин В. Г. // Судноводіння. - 2003. - № 6.- С. 9-15.
3. Алексишин В. Г. Розробка методу синтезу локальних систем навігаційного обладнання стисненого району. Автореф. дис. канд. техн. наук: 05.22.16/ ОНМА. - Одеса, 2004. - 24 с.
4. Алексишин В. Г. Перспективи розробки навігаційних систем оберненого типу/ Алексишин В.Г., Бузовський Д.А. // Судноводіння. - 2005. - № 9.- С. 3-6.
5. Алексишин В. Г. Вибір скалярного критерію точності для оцінки ефективності структури локальних навігаційних систем / Алексишин В.Г., Бузовський Д.А. // Судноводіння. - 2005. - № 10 - С. 9-14.
6. Широков В. М. Розподіл похибок обсервації при використанні методів кореляційної навігації/ Широков В.М. // Судноводіння. - 2003.- С. 154-158.
7. Бузовський Д. А. Розробка методу контролю місця судна багатопозиційною радіолокаційною системою. Автореф. дис. канд. техн. наук: 05.22.13/ ОНМА. - Одеса, 2008. - 24 с.

УДК 619.71

A. Prach

A LATERAL AUTOPILOT FOR A TACTICAL UAV

Introduction

Multiple control strategies and techniques are used for designing controllers for UAVs. PID is the control algorithm most often used in process control. Thus [1] illustrates flight control system that uses PID controller gain scheduling algorithm based on the airspeed. In [2] PID uses model inversion in a

PID controller algorithm, which is used for autonomous landing for the UAV. A key aspect in the efficiency of control algorithm is its ability to accommodate changing dynamics and payload configurations automatically. Many factors have an effect upon the performance of the controller, such as parametric uncertainty (changing mass, and aerodynamic characteristics), unmodeled dynamics, actuator magnitude and rate saturation, sensor noise, and atmospheric disturbances (turbulence, gust), and assumptions made during control design itself. Parametric uncertainty limits the operational envelope of the vehicle to where control designs are valid, whereas unmodeled dynamics and saturation can severely limit the achievable bandwidth of the system. The effect of uncertainty and unmodeled dynamics have been successfully handled using robust control techniques [3], [4].

Problem Formulation

In this paper lateral autopilots for a TUAV are designed by means of classical control theory (PID controller) and robust control theory (H_∞ controller). Implemented control algorithms must guarantee satisfactory input tracking performance in the face of significant uncertainties and disturbances acting upon the system. The uncertainties are assumed to be bounded in size by some constant, or by some well-defined functions.

Mathematical Model of the UAV, EOM Linearization and Stability Analysis

A tactical UAV (TUAV) is used as a platform for this work. 6-DoF nonlinear model of the TUAV, which consists of several blocks, which represent vehicle's aerodynamics, environment, forces and moments computation block, etc., is developed in MATLAB/Simulink.

Linear model of the lateral motion of the UAV is obtained by linearization of nonlinear equations of motion (EOM). Linearization is performed around a certain trim point: velocity in x-direction in body axis $u_0 = 36 \text{ m/s}$, velocity in z-direction in body axis $w_0 = 1.81 \text{ m/s}$, pitch angle $\theta = 4.4 \text{ deg}$, $Thrust = 100 \text{ H}$.

States, which correspond to the lateral dynamics of an aircraft, are: side velocity in body axis (v), roll rate (p), yaw rate (r) and roll angle (φ). To control the lateral motion ailerons and rudder are used. State and control matrices, which describe lateral motion of an aircraft are as given below:

$$A_{lat} = \begin{bmatrix} -0.173 & 1.78 & -35.79 & 9.751 \\ -0.54 & -5.764 & 0.7258 & 0 \\ 0.2023 & -0.7669 & -0.6072 & 0 \\ 0 & 1.0 & 0.07705 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_{lat} = \begin{bmatrix} 0 & 1.834 \\ 52.09 & 19.36 \\ 3.861 & -3.636 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

The lateral motion of aircraft is described by three dynamic modes: roll mode, dutch-roll mode and spiral mode, characteristics of which are given in tables 1 and 2.

Table 1.

Dutch-roll Mode Characteristics

Mode Name	Root Location	Natural Frequency ω_n (rad/s)	Period (s)	Damping ratio ξ	Time to Half Amplitude t_{half} (s)
Dutch-roll	$-0.2441 \pm 3.2075i$	3.216	1.953	0.076	2.826

Table 2.

Roll and Spiral Mode Characteristics

Mode Name	Root Location	Time Constant (s)	Time to Half Amplitude t_{half} (s)
Roll	-6.0467	0.165	0.114
Spiral	-0.0092	108.695	75.0

Control System Requirements

Requirements to the control system are defined with respect to the system's tracking performance in terms of its response to a unit step input and are the following: overshoot < 10%; settling time < 3 sec; rise time < 1 sec; steady state error < 2%.

Design of a Classical Controller

PID controller, which is referred to as a classical controller, is used for a lateral autopilot of the TUAV. Fig. 1 illustrates a basic configuration of a feedback control system.

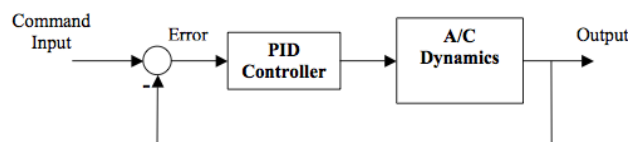


Fig. 1. Basic Control System Configuration

Dynamics of the UAV is represented by the linearized lateral dynamic: transfer function from ailerons deflection to roll angle of the airplane:

$$W_{\varphi/\delta a} = \frac{52.4s^3 + 42.1s^2 + 458.3s}{s^4 + 6.544s^3 + 13.36s^2 + 62.69s + 0.5783}$$

Розділ 3. Керування

and model of the actuator, which is assumed to be a first order servo. The transfer function of a PID controller is $G_c = -K_p[1+1/(sT_i)+sT_d]$. Choice of values of the controller's parameters (proportional gain, integral time and derivative time) can be performed by different techniques. For purposes of this work, PID tuning methods described in [5] are used. However, these rules, which are based on step response of the plant, provide a response with 10%-60% maximum overshoot. For this reason, an experimental tuning is used to tune controller's gains such that response of the closed-loop system would be satisfactory for the nominal plant, and for the perturbed plant and with a sensor noise presence as well.

The following values of controller parameters are chosen: $K_p=2.5$, $T_i=1.66$, $T_d=0.12$. Transfer function of the PID controller: $G_c = 2.5\left(1 + \frac{1}{1.66s} + 0.12s\right) = \frac{0.3s^2 + 2.5s + 1.5}{s}$. Response of the closed-loop

system, which includes nonlinear dynamics of the UAV, to a unit step input in terms of roll angle and ailerons position is shown in fig. 2, 3. Simulation results show that tracking performance of the control system satisfies the requirements; however, controller requires too many efforts from actuator, especially in terms of ailerons' rate, that might cause saturation of the actuators.

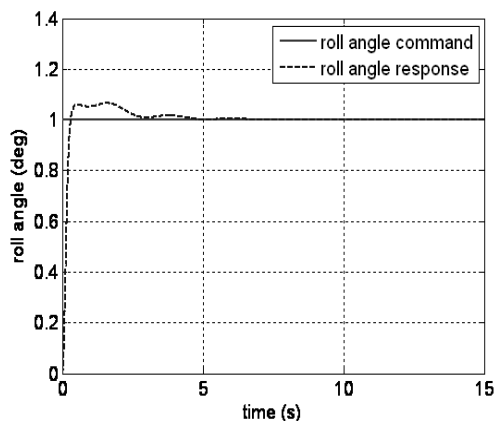


Fig. 2. System Response to a Unit Step Input Roll Angle

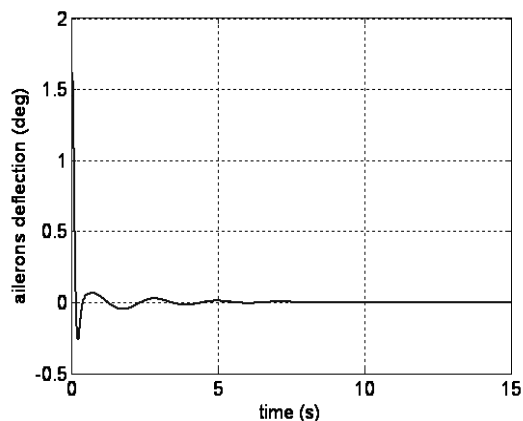
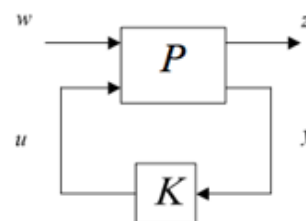


Fig. 3. Ailerons Deflection for a Unit Step Input

H_∞ Controller Design



Controllers designed by robust techniques involve model uncertainty in their algorithms. [6], [7] and [8] explain principles of modeling of uncertainties and give the concept of the H_∞ norm and μ -synthesis theory. Different perspectives and methods of H_∞ design technique are given in [9], [10].

General framework used for robust design is illustrated in fig. 4 in which P represents a generalized plant, which is derived from the nominal plant but includes weighting functions and is also assumed Finite Dimensional Linear Time Invariant system; K represents a controller; w is an external input that includes the reference signal, disturbances, and noise; u is control input; y represents measured variables, and z represents the error signals. State space models of P and K are available and that their realizations are assumed stabilizable and detectable. Defining the transfer function from external input to errors as T_{zw} , statement for optimal H_∞ control problem is the following: “find all the admissible controllers $K(s)$ such that $\|T_{zw}\|_\infty$ is minimized”.

In this work design of the lateral H_∞ controller for the UAV is performed using MATLAB Robust Control Toolbox, which enables to compute a stabilizing H_∞ controller for a given plant. Consider the the block diagram of a closed-loop system as it is shown in Fig.5, in which block G represents the plant to be controlled and K represents the robust controller. Weight function W_m that represents multiplicative uncertainty, the main source of which is change of the UAV’s aerodynamic parameters. Weight function W_p characterizes controller’s performance and represents the output error, it is chosen as a low-pass filter. Weighting function W_n represents effect of the sensor noise on the system’s output, assuming 0.1% noise at low frequencies and 1% noise at high frequencies W_n is chosen as a high pass filter.

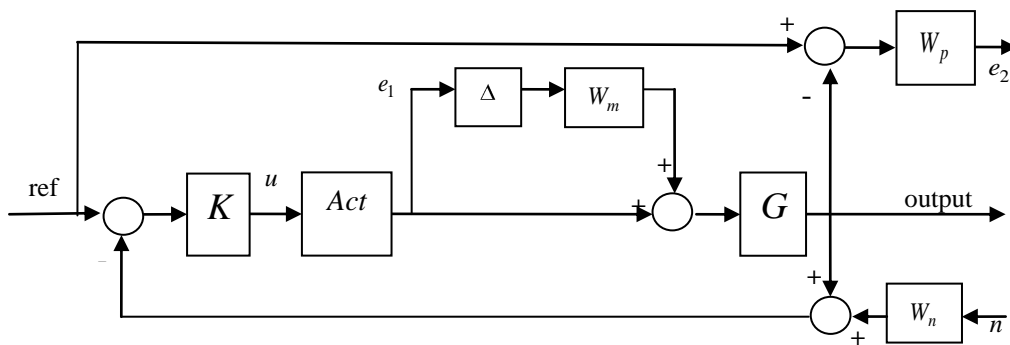


Fig. 5. Block Diagram of Closed-loop System

State space model of the H_∞ controller, which has 1 output, 1 input, and 8 states in terms of state space matrices is given below.

Розділ 3. Керування

$$A = \begin{bmatrix} -6.544 & -3.281 & -3.906 & 0.3728 & 120 & 9.6 & -8.474 \cdot 10^{-6} & -0.8129 \\ 4 & -0.04117 & -0.00827 & -0.3601 & 0 & 0 & 1.289 \cdot 10^{-5} & 0.5658 \\ 0 & 3.826 & -0.03485 & -1.518 & 0 & 0 & -2.505 \cdot 10^{-5} & 2.384 \\ 0 & -0.05895 & 0.2382 & -0.5156 & 0 & 0 & -5.297 \cdot 10^{-5} & 0.8099 \\ -5.934 \cdot 10^5 & -1.7 \cdot 10^6 & -5.89 \cdot 10^5 & -1.375 \cdot 10^6 & -3.237 \cdot 10^4 & -3.9431 \cdot 10^5 & 3.172 \cdot 10^6 & -1.28 \cdot 10^{-10} \\ 0 & -0.01859 & -0.003734 & -0.1626 & 0 & -7 & -1.719 \cdot 10^{-6} & -0.2554 \\ 0 & -0.008123 & -0.001632 & -0.07105 & 0 & 0 & -0.05487 & -22.39 \\ 0 & -0.3573 & -0.7178 & -3.125 & 0 & 0 & 0.00293 & -995.1 \end{bmatrix},$$

$$B = -0.005019 \quad -0.003493 \quad -0.01472 \quad -0.005001 \quad 0 \quad -0.001577 \quad 0.1382 \quad -0.03032^T,$$

$$C = 10^6 \cdot \begin{bmatrix} -2.136 & -6.12 & -2.12 & -49.48 & -0.1164 & -1.419 & 11.42 & -4.608 \cdot 10^{-4} \end{bmatrix},$$

$$D = 0.$$

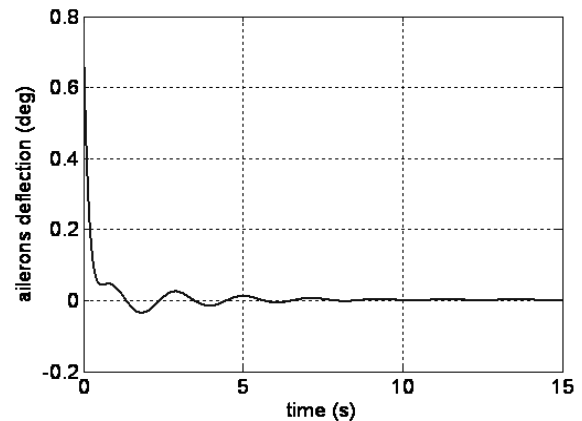
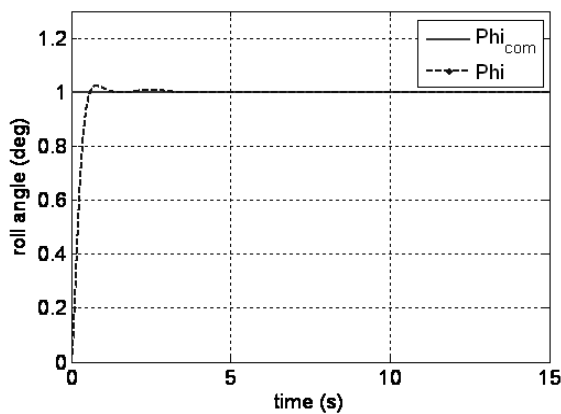


Fig. 6. Step Input Response of the Nominal Plant: Roll Angle

Fig. 7. Ailerons Deflection

Performance of the controller is checked by nonlinear simulation and illustrated in fig. 6, 7 as a response of the closed-loop system to a unit step roll angle input. The results show that for a unit step input designed H_∞ controller requires very high actuator's rate at the initial input time, which can become a reason to saturation of the control surfaces.

Robust Performance Analysis

Presence of disturbances acting on the system (wind, gusts, sensor noise) results in tracking and regulation errors. Under perturbation, performance of the closed-loop system will degrade to the point of unacceptability. Robust performance test shows the worst-case level of performance degradation associated with a given level of perturbations [9].

In this paper analysis of the robust performance of the H_∞ controller is performed by MATLAB Robust Control Toolbox [11]. “robustperf” command is used to compute the Robust Performance Margin, which is reciprocal of the input/output gain (H_∞ norm). The performance of a nominally-stable uncertain system will generally degrade (increasing gain) for specific values of its uncertain elements. Robust Performance Margin is one measure of the level of degradation brought on by the modeled uncertainty. Applying the “robustperf” command for closed-loop system the following results are obtained: upper and lower bounds on performance margin coincide and are equal to 0.9974, frequency at which the minimum robust performance margin occurs (critical frequency) 0.5460. The input/output gain remains less than 1.0026.

Fig. 8 illustrates the μ -plot, the peak value of which is the reciprocal of the performance margin, and the frequency at which the peak occurs is the critical frequency.

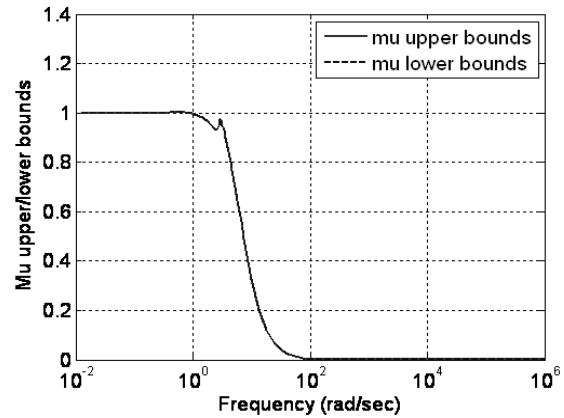
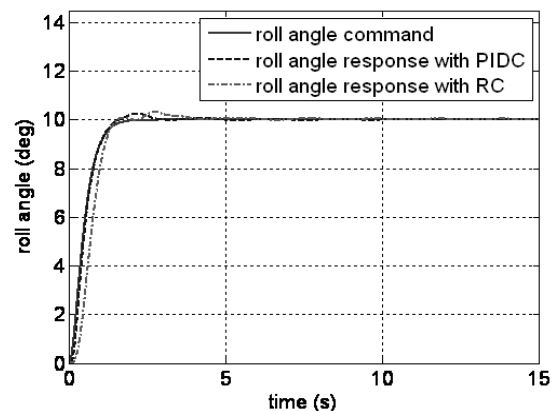


Fig. 8. μ Plot

Performance of the Closed-Loop System with a Command Filter



Command filters, or so-called shaping filters, are used for smoothing the input command in order to improve a system's step response by removing high frequency components from a command input, therefore reducing the overshoot of the response.

Implementation of a command filter in the closed-loop system does not affect its stability. [2] shows usage of a second order command filter, which is employed to the autoland control system for a tactical UAV. In [12] a pre-filter is implemented in order to eliminate the effect of the zero of a closed-loop transfer function on the step response. [13] introduces a time varying bandwidth command shaping filter for improving the tracking transient performance by limiting the actuator deflection rate to achievable value.

Simulations performed for PID and robust controllers for a unit step input show that both controllers require very high rate of actuators at the initial input moment. Instead of changing controllers' parameters to improve the response, command input is used to shape the input command. Responses of control systems to the filtered command input are shown in fig. 9-11.

Fig. 9. Roll Angle

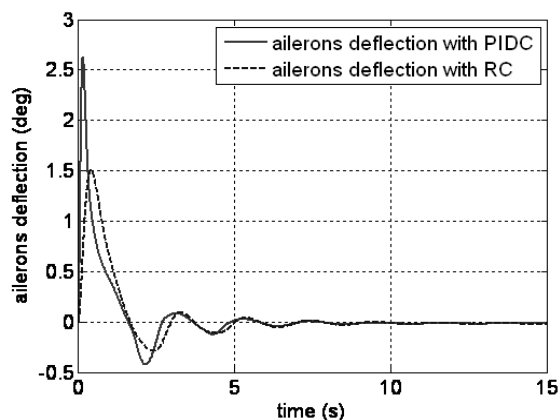


Fig. 10. Ailerons Position

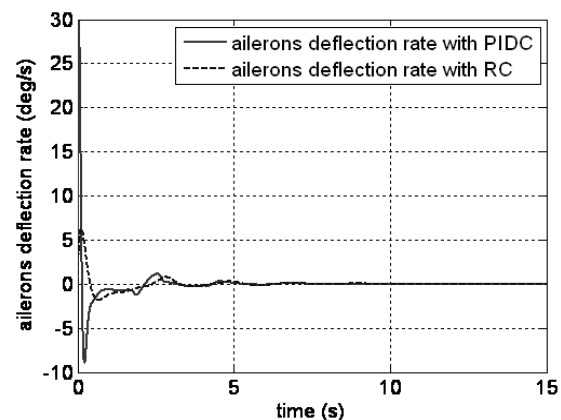


Fig. 11. Ailerons Rate

Performance Issues for Uncertain Plant

It has been mentioned above, it is assumed that the main source of uncertainties is in variation in aerodynamic derivatives. The most important aerodynamic derivatives that effect lateral stability of the vehicle are airplane effective dihedral $C_{l\beta}$, and roll-damping C_{lp} . In this work it is considered 5% of uncertainty with respect to the nominal value of the parameters. Simulations are performed through the nonlinear environment and its results are illustrated in fig. 12, 13.

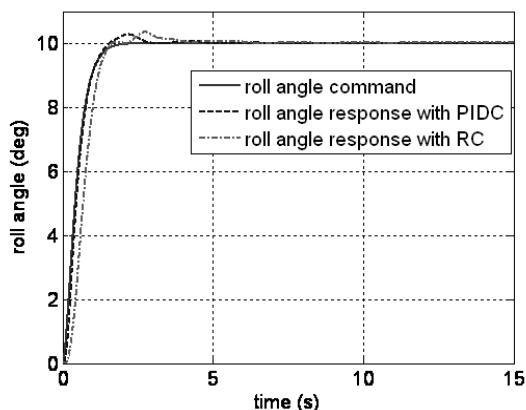


Fig.12 Roll Angle Response of Uncertain Model

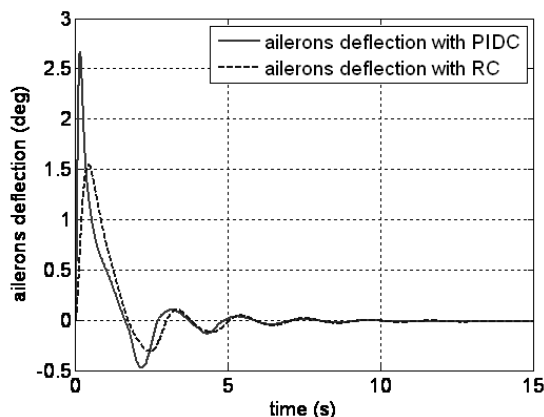


Fig.13 Ailerons Position of Uncertain Model

Simulation results illustrate, that both PID and robust controllers perform satisfactory at tracking the input signal. Such results are expected from the robust controller, which takes into account model uncertainties in design algorithm. However, it is seen that the PID controller is also able to handle with system uncertainties.

Performance of PID and Robust Controllers with a Sensor Noise Presence

Assuming the presence of the sensor noise with a frequency of 100 Hz and standard deviation of 0.5% of the output nominal value simulations are performed for the nominal plant and the results are given in fig. 13-15 which show that both PID and robust controllers perform good in tracking the input command. However, ailerons deflection and their rate show higher sensitiveness of the PID controller to the sensor noise presence. These results are expected because noise rejection and minimization of actuator's efforts performs systematically by the H_∞ algorithm. Efficient way to decrease sensitivity of the PID controller to the noise is decreasing the derivative time T_d . However, this effects the response of the system by increasing overshoot and settling time.

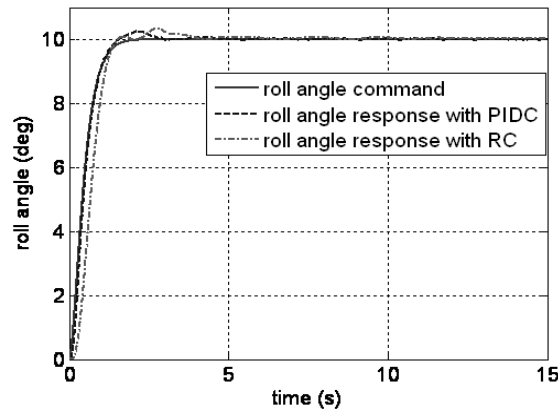


Fig.13 Roll Angle Response

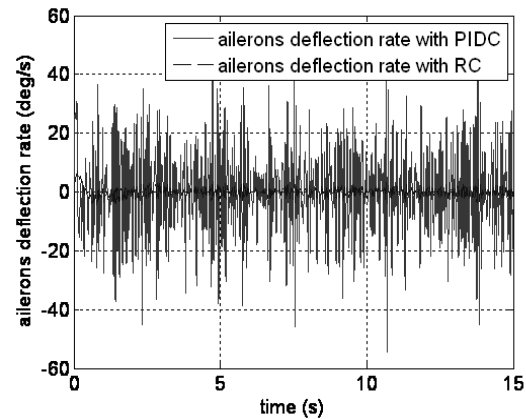
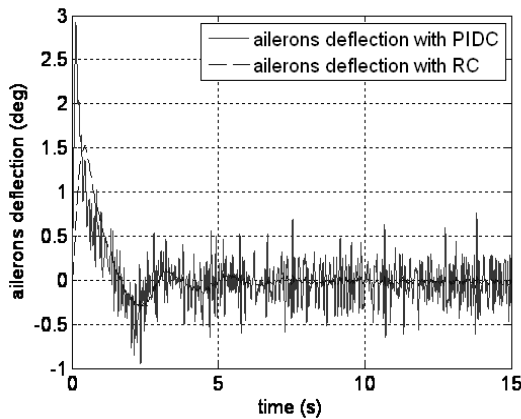


Fig. 14. Ailerons Deflection Response Fig. 15. Ailerons Deflection Rate Response

Conclusions

The efficiency of the PID and the H_∞ controllers designed for the TUAV is compared by multiple simulations for different cases. All requirements with respect to tracking performance are satisfied for the nominal as well as for the perturbed models. It is obvious that PID controller algorithm, which is very simple, does not take into account the uncertainties and sensor noise. Improving the noise rejection properties might have a negative effect upon the tracking performance; therefore a trade-off decision should be made with respect to system's performance and its noise rejection capabilities. Designed H_∞ controller enables to guarantee the robust performance of the closed-loop system under the model uncertainties and sensor noise presence. Therefore, if the noise rejection requirements are not of the major importance for the control system, PID algorithm is sufficient for the control purposes. If a high noise suppression is required, then a robust controller must be used.

References

1. Fu Xu, Zhou Zhaoying, Xiong Wei, “*MEMS-Based Low-Cost Flight Control System for Small UAVs*”, Tsinghua Science and Technology, vol.13, №5, 2008.
2. V.Kargin, I.Yavrucuk, “*Autolanding Strategies for a Fixed wing UAV Under adverse Atmospheric Conditions*”, American Institute of Aeronautics and Astronautics, Guidance, Navigation and Control Conference, Honolulu, HI, USA, August 2008.
3. M. Sadraey, R. Colgren, “*Robust Nonlinear Controller Design for a Complete UAV Mission*”, AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit, Keystone, Colorado, Aug. 21-24, 2006.
4. Gadewadikar, J.Lewis, F. Subbarao, K. Chen, B.M., “*Attitude Control System Design for Unmanned Aerial Vehicles using H-Infinity and Loop-shaping Methods*”, Control and Automation, 2007.
5. Ogata, Katsuhiko, “*Modern Control Engineering*”, Prentice Hall, 2002.
6. Cheng-Ching Yu, “*Autotuning of PID Controllers: A Relay Feedback Approach*”, Springer, 2006.
7. Safanov, M.G., “*Stability and Robustness of Multivariable Feedback Systems*”, M.I.T. Press, Cambridge, 1980.
8. Grimble, M.J. and Johnson, M.A., “*Optimal Control and Stochastic Estimation: Theory and Application*”, Vols 1 and 2, John Wiley & Sons, Chichester, UK, 1988.
9. K. Zhou, J.C. Doyle, “*Essentials of Robust Control*”, Prentice Hall, 1999.
10. K. Zhou, J.C. Doyle, K. Glover, “*Robust and Optimal Control*”, Prentice Hall, 1996.
11. “*Robust Control Toolbox for Use with MATLAB*”, User’s Guide, The MathWorks, Inc., 2001.
12. Richard C. Dorf, Robert H. Bishop, “*Modern Control System*”, Pearson Prentice Hall, 2005.
13. Mickle, M. C ., Zhu, J. J., “*Simulation Results for Missile Autopilot Design Based on Extended Mean Assignment*”, System Theory, Proceedings of the Twenty-Eight Southern Symposium, 1996.

УДК 519.95: 518.0: 621.391: 681.325

В. П. Зинченко, В. В. Борисов, Д. И. Конотоп

АНАЛИЗ СРЕДСТВ И МЕТОДОВ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ СИНТЕЗА СТРУКТУР КОНЕЧНО–ЭЛЕМЕНТНЫХ МОДЕЛЕЙ

Введение

Основной тенденцией развития современной промышленности является реорганизация и реструктуризация опытно–конструкторских работ и производства на основе новых концепций, идей и информационных технологий (ИТ). При этом одной из главных задач является повышение качества и сокращения сроков проектирования технических объектов (ТО). Одним из наиболее важных, трудоемких и сложных видов проектных задач является определение напряженно–деформированного состояния (НДС) несущих конструкций ТО. Он необходим для разработки структуры и определения оптимальных параметров элементов конструкции проектируемого ТО. При этом наиболее эффективным методом исследования НДС является метод конечного элемента (МКЭ), который позволяет учитывать влияние упругих деформаций конструкций при расчете НДС элементов силового набора. МКЭ позволяет решать задачи определения НДС для конструкций любой конфигурации и сложности. При этом МКЭ хорошо поддается автоматизации и поэтому является эффективным инструментом решения задачи оптимизации механических свойств конструкций сложных ТО (СТО).

При формировании конечно–элементной модели (КЭМ) конструкции СТО возникает проблема снижения времени моделирования, так как наилучшие результаты получаются при использовании КЭМ, моделирующих конструкцию СТО в целом. Наиболее эффективно эта проблема решается с помощью автоматизированных ИТ, для реализации которых требуется описание алгоритмов решения задач, на основании которых разрабатываются методы и средства.

В статье проведен анализ функциональных возможностей различных систем управления базами данных (СУБД) и, в частности, объектных СУБД (ОСУБД). Проанализированы их преимущества и недостатки. Показано, что наиболее оптимально задача автоматизированного формирования КЭМ решается с помощью объектных технологий управления данными.

Анализ проблемы

В современных расчетных программных комплексах, таких как MSC. Nastran, Ansys и др., которые используют МКЭ в качестве основного метода расчета НДС, проблема автоматизированного формирования КЭМ конструкции СТО решается путем использования геометрических моделей (ГМ), состоящих из отдельных фрагментов, чья конфигурация определяет количество и расположение узлов КЭ. Каждому фрагменту ГМ соответствует определенная конструктивная зона или элемент конструкции. Такая технология позволяет использовать для всех конструктивных зон единый универсальный алгоритм формирования КЭМ. Типы и параметры КЭ задаются в интерактивном режиме, отдельно для каждой моделируемой конструктивной зоны. Вне зависимости от того, где формируется ГМ, ее формирование осуществляется в интерактивном режиме, с использованием системы меню [1, 2]. Интерактивный режим не дает возможности моделировать все элементы конструкции, воспринимающие и передающие нагрузки, что снижает качество расчета. На основании опыта проектирования установлено, что время, необходимое для формирования ГМ в интерактивном режиме, примерно пропорционально квадрату количества $N_{\text{Э}}$ фрагментов, входящих в ее



Рис. 1. Схема взаимодействия алгоритмов и данных в ПМ

структуру: $t_{ГМ} \approx \lambda N_{Э}^2$, где λ – коэффициент пропорциональности. В результате время, необходимое для формирования КЭМ конструкции СТО, например, планера транспортного самолета, увеличивается до 2–4 лет, что неприемлемо с экономической точки зрения.

После формирования ГМ производится последовательное формирование локальных КЭМ для всех ее фрагментов. Затем локальные КЭМ объединяются в общую модель. Объединение производится как в автоматическом, так и в интерактивном режиме. В автоматическом режиме используется универсальный метод, основанный на объединении узлов, расстояние между которыми меньше заданного. Такой метод не может считаться надежным, поскольку структуры локальных КЭМ формируются независимо. Поэтому существует вероятность того, что часть узлов не будут объединены, в частности вследствие неточностей, допущенных при формировании ГМ, или вследствие сложной конфигурации ГМ. В результате снижается качество анализа НДС.

Анализ нерешенных вопросов

Для объединения нескольких КЭМ в единую модель требуется, чтобы в зоне стыка присутствовали узлы с одинаковыми координатами. Взаимодействие КЭМ возможно только тогда, когда в их структурах имеются КЭ с одинаковыми номерами узлов. Для объединения локальных КЭМ в общую модель (синтеза структуры КЭМ) требуется информация о локальных номерах узлов, подлежащих объединению. Такая информация может быть получена только с помощью алгоритмов, учитывающих особенности функционирования моделируемых конструкций, что возможно только при высокой специализации ПО. В результате количество вариантов алгоритмов, необходимых для решения автоматизированного формирования КЭМ, становится сопоставимым с количеством объектов в БД.

Характерной особенностью современных ИТ, использующих файловые системы, является логическое разделение данных и алгоритмов: данные хранятся в файлах, а алгоритмы в программных модулях (ПМ). Связь между алгоритмами и данными в таких системах устанавливается непосредственно в процессе решения задачи (рис. 1), что приводит к увеличению вероятности возникновения ошибок решения проектных задач [3, 4]. Кроме того возникает проблема производительности, т.к. ПМ не входят в структуру баз данных (БД), а значит находятся вне зоны обслуживания СУБД.

Выбор алгоритмов является частью процесса проектирования, поскольку проектные задачи относятся к классу обратных задач. По этой причине перечень используемых алгоритмов не может быть определен заранее. В результате возникает необходимость выбора и подключения

алгоритмов непосредственно в процессе решения задачи (динамического подключения алгоритмов), которая не может быть решена средствами современных PDM–систем, поскольку в них связи между данными (моделями) и ПМ устанавливаются системными администраторами в процессе регистрации ПМ в PDM–системе, вне процесса проектирования [5–11].

Постановка задачи

Задачей исследований является анализ методов и средств СУБД и, в частности, ОСУБД для оценки возможности решения с их помощью проектной задачи автоматизированного формирования структур КЭМ.

Проблемы взаимодействия моделей в PDM–системах

Современные PDM–системы рассматривают модели как пассивные объекты, содержащие форматированные наборы данных. При этом обмен данными возможен только с помощью ПО, работающего под управлением пользователей (рис. 2). В результате обработка запросов может осуществляться

только в последовательном (пакетном) режиме, при котором каждый запрос на получение данных может быть выполнен только после обслуживания всех предыдущих запросов. Это существенно снижает производительность исследованных PDM–систем,

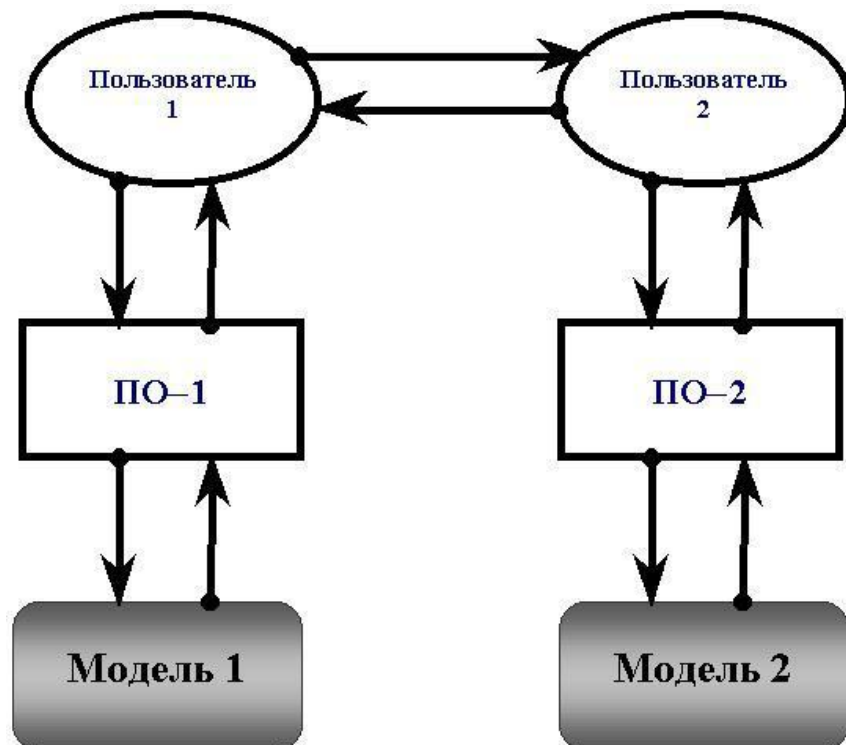


Рис. 2. Схема обмена данными в PDM – системах

поскольку обмен проектными данными и их идентификация являются наиболее часто повторяющимися проектными операциями.

ИТ автоматизированного формирования КЭМ конструкции СТО без использования ГМ может быть реализована только на основе принципа

декомпозиции задачи описания алгоритма формирования структуры модели. Такая задача не может быть решена для модели, описывающей конструкцию СТО в целом, из-за большой размерности N вектора параметров СТО $x = x_1, x_2, \dots, x_N$. Общая КЭМ конструкции СТО формируется путем последовательного объединения локальных КЭМ подконструкций и сборок (синтез КЭМ). При этом количество транзакций между моделями возрастает пропорционально количеству моделей, которое, в свою очередь, зависит от числа уровней декомпозиции. Пассивный статус моделей в PDM-системах является причиной возникновения дополнительных ошибок при обмене данными между ними, поскольку количество ошибок ПО, входящих в состав систем автоматизированного проектирования существенно зависит не только от качества разработки ПО, но также и от правильности установления связей между ПО и данными, хранящимися в БД [3]. Рассматривая модели в виде сравнительно автономных пассивных объектов, PDM-системы не обеспечивают эффективного обмена данными между моделями средствами СУБД. Таким образом PDM-системы могут управлять синтезом моделей, только если этот процесс не сопровождается обменом данными между моделями (синтез 3D-моделей).

Анализ функциональных особенностей СУБД

Основные системы PDM базируются сегодня на реляционных СУБД (РСУБД), лидирующей среди которых является продукт фирмы Oracle. Тип базовой СУБД определяет структуру и свойства ПО, которое может быть использовано PDM-системой для анализа и обработки данных, а также методы и средства управления данными.

Реляционная модель данных не допускает естественного представления данных со сложной структурой, например КЭМ, поскольку в ее рамках возможно моделирование лишь с помощью плоских отношений (таблиц). Все отношения принадлежат одному уровню, многие значимые связи между данными либо теряются, либо их поддержку приходится осуществлять в рамках конкретной прикладной программы. В составе PDM-систем РСУБД в основном обеспечивает регистрацию моделей и формирование выборок на основании заданных атрибутов. Кроме того, РСУБД обеспечивает авторизацию пользователей, поддержку функции электронных подписей и т.п.

Реляционная модель данных не предусматривает инкапсуляции данных на уровне концептуальной модели, используемой администраторами данных. В результате существенно затрудняется обмен данными между локальными информационными системами, входящими в состав САПР. По определению в реляционной модели поля кортежа могут

содержать лишь атомарные значения, в то время как САПР оперируют со сложно–структурированными объектами [12]. Даже в том случае, когда сложный объект, например КЭМ, удастся спроецировать на реляционную модель данных, его данные распределяются по многим таблицам. Обмен информацией с реляционной моделью данных осуществляется на основании стандартных SQL–запросов, что противоречит основному принципу проектирования, так как подразумевает использование готовых данных. Кроме того, структуры данных, получаемые в результате запросов, имеют характер отношений, а следовательно не могут непосредственно использоваться прикладным ПО, с которым работают PDM–системы.

Единственным типом современных СУБД, в которых реализован принцип инкапсуляции данных, являются ОСУБД. В результате исследований ОСУБД IBM Lotus Notes/Domino, Jasmine, ObjectStore, Cache, Cerebrum, db4objects, Objectivity 5.0, ONTOS DB 2.5, Versant, Release 5, Gemstone 5.0, POET 5.0, O2 5.0, Itasca 5.0, UniSQL 3.2 и ODB–Jupiter 2.1 было установлено, что ОСУБД обеспечивают более оптимальное решение задач управления проектными данными, поскольку объекты можно хранить и использовать непосредственно, не раскладывая их по таблицам [13–24]. Кроме того, типы данных определяются разработчиком и не ограничены набором predefined типов. Данные и методы объектов помещаются в хранилище как единое целое, чем, в частности, обеспечивается возможность инкапсуляции.

При этом ОСУБД реализуют весь набор функций, традиционно присущих системам управления базами данных. Объектные базы данных обеспечивают доступ к различным источникам данных, в том числе к данным реляционных СУБД, а также предоставляют разнообразные средства манипуляции с объектами баз данных.

В своих программах разработчики используют объекты и структуры, которые помещаются в базу данных. Типовая схема функционирования исследованных ОСУБД приведена на рис. 3.

При этом ОСУБД поддерживают ряд специфических функций управления доступом и защиты данных, характерных только для объектно–ориентированных ИТ:

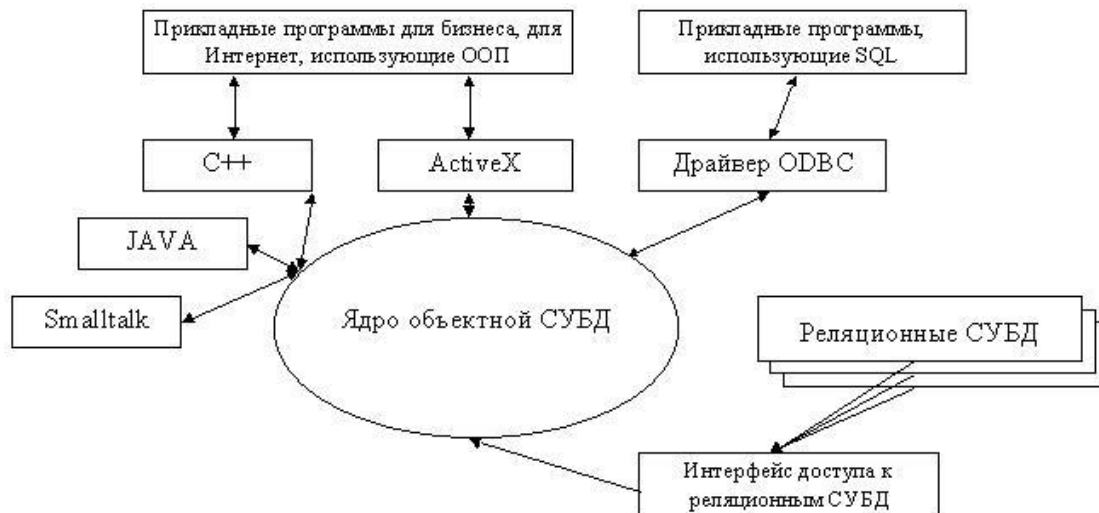


Рис. 3. Типовая схема функционирования ООСУБД

- **наследование, инкапсуляция данных и полиморфизм;**
- **идентификация объектов** – присвоение объектам идентификаторов, обеспечивающих уникальность каждого объекта в СУБД; обычно идентификатор невидим, о нем "знает" только СУБД, но он не изменяется в течение всего времени существования объекта;
- **целостность данных** – обеспечение структурной и логической целостности БД, а также поддержание соответствия между объектами в БД и их копиями, переданными приложениям;
- **параллелизм** – механизм разрешения конфликтов, возникающих при одновременном доступе к одним и тем же данным;
- **стабильность** – свойство ОСУБД сохранять данные объектов, объявленных как стабильные, между сеансами работы программ;
- **восстанавливаемость** – реакция на сбои в прикладных программах, которые выполняют обмен данными с БД, сбои операционной системы и повреждения носителей информации и т.п.;
- **транзакции** – механизм, обеспечивающий фиксацию состояния БД на момент начала какой-либо критической операции и возвращение к этому состоянию в случае неудачного выполнения операции;
- **безопасность данных** – разделение доступа к данным, с целью обеспечения конфиденциальности и защиты от несанкционированного доступа;
- **поддержка системы запросов;**
- **версионность** – поддержка на уровне СУБД многих версий одного объекта;
- **архивирование** – использование средств программного сжатия данных.

В то же время механизм реализации перечисленных функций не может считаться оптимальным. Например, процедура обеспечения **целостности данных** является внешней по отношению к объектам, в результате чего усложняется процедура установления связей между объектами. Механизм обеспечения **параллелизма** является сравнительно сложным, поскольку связан с обменом данными между ПП и ядром ОСУБД. Гараздо проще данная проблема может быть решена ОСУБД, оперирующей объектами, для активизации которых не требуется загрузка в оперативную память ПП. Механизм обеспечения **безопасности данных** основан на традиционных ИТ управления доступом, использующих для этой цели СУБД, которая является внешней по отношению к внутриобъектному ПО. В случае использования ОСУБД, оперирующей объектами, для активизации которых не требуется загрузка в оперативную память ПП, задача обеспечения **безопасности данных** может быть эффективно решена с помощью специализированного внутриобъектного ПО. Кроме того механизм обеспечения **версионности** в такой СУБД может быть гараздо проще реализован путем генерации субобъектов [25].

Анализ схемы, приведенной на рис. 3, показывает, что в соответствии с концепцией исследованных ОСУБД хранящиеся в БД объекты, а значит и хранящиеся в них модели, сами по себе не активны, поскольку их методы могут быть активизированы только в оперативной памяти прикладных программ. Например, ОСУБД ObjectStore обеспечивает долговременное хранение в базе данных объектов, созданных программами на языках C++ и Java. Вся работа с объектами ведется обычными средствами включающего ОО-языка. При этом СУБД как бы расширяет виртуальную память операционной системы. Происходит это следующим образом. Когда прикладная программа обращается к объекту, то ищет его по адресу в оперативной памяти. Нужная страница оперативной памяти может быть вытеснена в виртуальную память (область хранения неиспользуемых страниц оперативной памяти на диске). Если объекта с таким адресом в виртуальной памяти не существует, то операционная система генерирует ошибку. СУБД эту ошибку перехватывает и извлекает объект из базы данных. При такой ИТ количество классов используемых алгоритмов фиксировано и определяется в процессе первичного кодирования, что не обеспечивает динамического подключения алгоритмов.

Выводы

Проведенный анализ показал, что концепция исследованных ОСУБД не обеспечивает решения задачи объединения (синтеза) структур КЭМ. Это связано с невозможностью динамического подключения алгоритмов, поскольку перечень классов объектов, содержащихся в БД определяется

Розділ 3. Керування

перечнем классов, на которые имеются ссылки в исходных текстах прикладных программ.

Для обеспечения синтеза структур КЭМ наряду с динамическим подключением алгоритмов ОСУБД должны также поддерживать эффективную технологию обмена данными произвольного формата и объема.

Список использованной литературы

1. Шимкович Д.Г. Расчет конструкций в MSC/NASTRAN for Windows // М: ДМК Пресс, 2001. –448 с.
2. К.А.Басов. ANSYS в примерах и задачах // М.: КомпьютерПресс, 2002. – 224 с.
3. Борисов В.В. Проблемы обеспечения надежности функционирования PDM–систем. // Збірник наукових праць. Технології створення перспективних комп'ютерних засобів та систем з використанням новітньої елементної бази. НАН України Інститут кібернетики ім. В. М. Глушкова, 2000. – С. 67 – 72.
4. Майерс Г. Надежность программного обеспечения. М: Мир, 1980. – 353 с.
5. Интегральная система разработки изделия PDS. - <http://www/urss.ru/>.
6. Windchill, ProjectLink. - <http://www/urss.ru/>.
7. Windchill, как средство организации и ведения технических архивов. - <http://www/urss.ru/>.
8. Программный комплекс APM WinMachine. –<http://www.consistent.ru/download/marketing>.
9. Разговор о возможностях системы Unigrphics. –<http://www.consistent.ru/download/marketing>.
10. CATIA, универсальная CAD/CAM/CAE/PDM система. –<http://www.catia.ru/productsNEW.htm>
11. Autodesk Inventor Professional. –<http://www.consistent.ru/download/marketing>.
12. Ограничения реляционных баз данных: –http://www.mstu.edu.ru/education/materials/zelenkov/ch_6_1.html
13. –<http://www.idlab.net>
14. Обзор объектно–ориентированной СУБД Jasmine: –http://www.citforum.ru/seminars/cbd2001/day_2_1_jasmin.shtml
15. Inter Systems CACHE –<http://lusindane.at.tut.by/files/index.html#top>
16. –<http://www.shuklin.com/ai/ht/ru/cerebrum>
17. db4Objects: –<http://www.db4o.com/about/productinformation/db4o>

18. ONTOS DB:
–http://www.inteltec.ru/publish/articles/objtech/oodbms_o.shtml
19. –<http://en.wikipedia.org/wiki/Versant>
20. –<http://www.math.rsu.ru/smalltalk/obzornew-3.ru.html>
21. –http://www.citforum.ru/database/articles/subd_cis.shtml
22. –<http://osp.aanet.ru/pcworld/1998/04/74.htm>
23. Создание среды хранения объектов над иерархической СУБД.
–<http://www.cognitive.ru/innovation/sbornic1/poray.doc>
24. –http://fizmat.vspu.ru/citforum/seminars/cbd99/inteltec_4.shtml
25. Борисов В.В., Объектная система управления данными "SPACE" // Труды IV Международной научно-технической конференции "Гиротехнологии, навигация, управление движением и конструирование авиационно-космической техники", посвященной 100-летию со дня рождения акад. С. П. Королева, НТУУ "КПИ". Киев, 2007. т. 2, –с. 55–61.

УДК: 681.3+ 615.89

О. М. Мелашенко, Л. М. Рижков

ОЦІНЮВАННЯ КУТОВОЇ ОРІЄНТАЦІЇ МІКРОСУПУТНИКА ДОПОВНЯЛЬНИМ ФІЛЬТРОМ

Вступ

Достовірне визначення куткової орієнтації мікросупутника (МС) є запорукою успішного його функціонування. Чималу кількість праць присвячено дослідженню систем визначення орієнтації МС за сигналами тільки магнітометра і датчика координат Сонця (ДКС) [1-3]. Ключовим моментом всіх розглянутих тут алгоритмів є використання алгоритму узагальненого фільтра Калмана. Даний підхід, попри очевидну його перевагу – визначення повного вектора стану супутника за сигналами тільки позиційних датчиків, має і суттєві, добре відомі недоліки, а саме – точність оцінки, отриманої фільтром Калмана, значно погіршується при відхиленні статистичних характеристик збурень від апріорних. В [4,5] досліджується можливість покращення якості фільтра Калмана шляхом його ретельного налаштування, де для цього використовують генетичні алгоритми, що являють собою досить нетривіальні процедури.

Принципово інший підхід до розв'язання задачі визначення орієнтації МС полягає у використанні доповняльної фільтрації, сутність якої полягає у використанні декількох незалежних зашумлених вимірювань однієї і тієї ж самої величини, причому таких, що мають доповняльні спектральні характеристики. В цьому випадку передатні функції кожного каналу можуть бути вибрані так, щоб мінімізувати похибку оцінки, а саме, передатну функцію кожного з n каналів розраховують з умови виконання рівності $1 - H_1(s) - H_2(s) - \dots - H_{n-1}(s) = H_n(s)$. Доповняльні фільтри є "ad-hoc" системами, характеристики яких не залежать від строгих апріорних припущень про спектральні характеристики завад та шумів вимірювання, які діють в реальній системі.

Застосування алгоритму доповняльної фільтрації для визначення орієнтації МС потребує наявності на його об'єкті, окрім позиційних датчиків, також датчика кутової швидкості (ДКШ). Очевидно, що прецизійні лазерні та оптичні ДКШ внаслідок своїх масово-габаритних показників та ціни не доводиться розглядати як складові бортової системи МС. Водночас успіхи в розвитку коріолісових вібраційних гіроскопів (КВГ) [6] дозволяють з оптимізмом дивитися на можливість застосування цих приладів в системах орієнтації МС. КВГ мають такі переваги перед іншими приладами, як високу надійність, невеликі масу, розміри і ціну, низьке енергоспоживання та достатню для розв'язування задач, що ставляться перед МС, точність.

В даній роботі досліджуються алгоритми доповняльної фільтрації визначення кутової орієнтації МС. Розв'язується важлива задача забезпечення стійкості фільтра до відмов ДКС, зумовлених виходом Сонця із зони чутливості датчика. Всі алгоритми записані в кватерніонній формі, що є важливим з огляду на їх практичну реалізацію.

Постановка задачі

Динамічною системою, фазовий вектор якої оцінюється, є наступне кінематичне рівняння руху МС:

$$\dot{\mathbf{q}} = \frac{1}{2} \mathbf{Q} \mathbf{q} \boldsymbol{\omega}, \quad (1)$$

де \mathbf{q} – кватерніон, який визначає орієнтацію зв'язаної з МС системи координат відносно орбітальної системи координат;

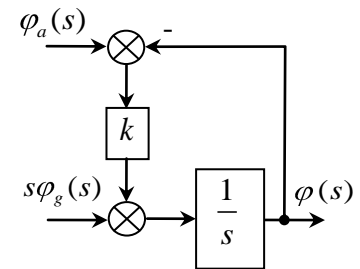


Рис. 1. Доповняльний фільтр для оцінювання орієнтації

$$Q \mathbf{q} = \begin{bmatrix} -\vec{q}^T \\ q_0 I + \vec{q} \times \end{bmatrix},$$

де q_0 і \vec{q} – відповідно скалярна і векторна частини кватерніону,

$\vec{q} \times$ – кососиметрична матриця;

ω – кутова швидкість супутника відносно орбітальної системи координат.

На рис. 1 зображено структурну схему доповняльного фільтра для оцінювання кута орієнтації з постійним коефіцієнтом підсилення.

На цьому рисунку $\varphi_a(s)$ – кут, отриманий за сигналом позиційного датчика (наприклад, ДКС), $\varphi_g(s)$ – кут, отриманий інтегруванням сигналу ДКШ.

Згідно рис. 1, вихід зображеного на ньому фільтра запишеться у вигляді $\varphi(s) = \frac{1}{s} k\varphi_a(s) - k\varphi(s) + s\varphi_g(s)$. Передатна функція фільтра за входом позиційного датчика при $\varphi_g(s) = 0$ запишеться у вигляді:

$$G_a(s) = \frac{\varphi(s)}{\varphi_a(s)} = \frac{ks^{-1}}{1+ks^{-1}} = \frac{k}{s+k} = \frac{1}{1+\tau s}. \quad (2)$$

Аналогічно, передатна функція фільтра за входом ДКШ при $\varphi_a(s) = 0$ запишеться у вигляді:

$$G_g(s) = \frac{\varphi(s)}{\varphi_g(s)} = \frac{1}{1+ks^{-1}} = \frac{s}{s+k} = \frac{\tau s}{1+\tau s}. \quad (3)$$

З виразів (2) і (3) об'єднана передатна функція фільтра за входами позиційного датчика й ДКШ запишеться у вигляді:

$$\frac{\varphi(s)}{\varphi_a(s)} + \frac{\varphi(s)}{\varphi_g(s)} = \frac{1}{1+\tau s} + \frac{\tau s}{1+\tau s} = 1, \quad (4)$$

яка дорівнює одиниці незалежно від значень коефіцієнта k .

Роль коефіцієнта k легко зрозуміти, якщо розглянути два крайні випадки: а) ідеальний позиційний датчик – коефіцієнт k вибирається нескінченно великим, тоді оцінювання орієнтації здійснюється тільки за сигналами позиційного датчика; б) ідеальний ДКШ – коефіцієнт k вибирається рівним нулю, тоді оцінювання орієнтації здійснюється тільки за сигналами ДКШ. Оскільки датчики не ідеальні, то необхідно вибрати компромісне значення коефіцієнта k .

Отже, ставиться задача побудови алгоритму доповняльної фільтрації на основі якого можна було б за сигналами магнітометра, ДКС та ДКШ

здійснювати оцінювання кватерніону орієнтації МС q і який не втрачав би працездатності при втраті сигналу з ДКС.

Доповняльний фільтр визначення орієнтації МС

Розвиваючи підхід, розглянутий в [7-9], на рис. 2 зображено структурну схему явного доповняльного фільтра (згідно термінології, прийнятої в [7]) для визначення орієнтації МС. На цьому рисунку прийнято такі позначення: \mathcal{Q}_{CVG} – вихідний сигнал КВГ; B^b і S^b – виходи відповідно магнітометра і ДКС; \bar{B}^o і \bar{S}^o – гіперкомплексні розширення відповідно вектора індукції магнітного поля Землі і одиничного вектора напрямку на Сонце виражених в орбітальній системі координат.

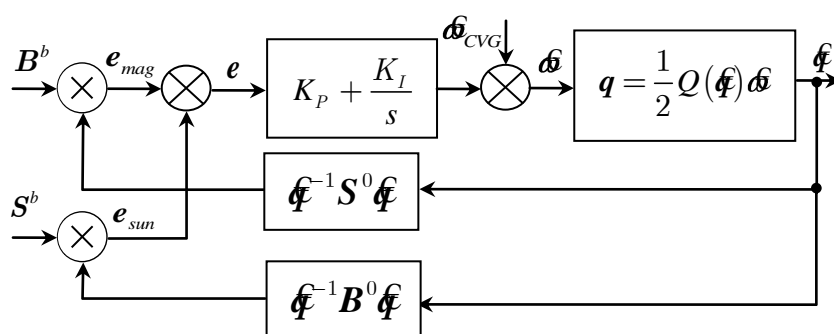


Рис. 2. Явний доповняльний фільтр визначення орієнтації МС

Явний доповняльний фільтр описується наступними рівняннями:

$$\begin{aligned} \dot{q} &= \frac{1}{2} Q q \mathcal{Q}_{CVG} + \delta, \\ \delta &= K_P e_{mag} + e_{sun} + K_I \int e_{mag} + e_{sun}, \\ e_{mag} &= B^b \times Q^{-1} \bar{B}^o Q, \quad e_{sun} = S^b \times Q^{-1} \bar{S}^o Q. \end{aligned} \quad (5)$$

Коефіцієнтом пропорційної ланки в (5) визначається частотний діапазон переходу від оцінок, отриманих на основі інформації від позиційних датчиків, до оцінок, отриманих на основі інформації від КВГ. Завдяки інтегральній ланці в (5) досягається компенсація дрейфів КВГ.

Назва доповняльного фільтра (5) пояснюється тим, що сигнали від позиційних датчиків безпосередньо використовуються для корекції оцінки кватерніону орієнтації. Якщо ж сигнал похибки e формувати у вигляді:

$$e = \overrightarrow{Q \circ q_{mes}^{-1}}, \quad (6)$$

то в залежності від способу знаходження кватерніону q_{mes} отримуємо модифікації алгоритму (5).

В даній роботі кватерніон \mathbf{q}_{mes} пропонується знаходити як розв'язок задачі мінімізації цільової функції $J \mathbf{q}_{mes} = \boldsymbol{\varepsilon}^T \boldsymbol{\varepsilon} = \mathbf{y}^o - \mathbf{R} \mathbf{y}^b$, тобто:

$$\mathbf{q}_{mes} = \arg \min_{\mathbf{q}_{mes}} J \mathbf{q}_{mes} \quad , \quad (7)$$

де $\mathbf{R} = \text{diag } R_b^o \mathbf{q}_{mes} , R_b^o \mathbf{q}_{mes}$ – діагональна матриця, кожний блок якої є матрицею напрямних косинусів переходу від орбітальної системи координат до зв'язаної; $\mathbf{y}^o, \mathbf{y}^b$ – вектори розмірності 6×1 вигляду $\mathbf{y}^o = \begin{pmatrix} B^o \\ S^o \end{pmatrix}, \mathbf{y}^b = \begin{pmatrix} B^b \\ S^b \end{pmatrix}$.

Розв'язок задачі (7) можна знайти на основі рекурсивного методу найменших квадратів (МНК) [10]:

$$\mathbf{q}_{mes}[n+1] = \mathbf{q}_{mes}[n] - \Delta^T \Delta^{-1} \Delta^T \boldsymbol{\varepsilon}[n], \quad (8)$$

$$\Delta \mathbf{q}_{mes} = \nabla_{\mathbf{q}_{mes}} J = - \left[\begin{pmatrix} \frac{\partial R}{\partial q_0} \\ \frac{\partial R}{\partial q_1} \end{pmatrix} \mathbf{y}^b \quad \begin{pmatrix} \frac{\partial R}{\partial q_1} \\ \frac{\partial R}{\partial q_2} \end{pmatrix} \mathbf{y}^b \quad \begin{pmatrix} \frac{\partial R}{\partial q_2} \\ \frac{\partial R}{\partial q_3} \end{pmatrix} \mathbf{y}^b \quad \begin{pmatrix} \frac{\partial R}{\partial q_3} \\ \frac{\partial R}{\partial q_4} \end{pmatrix} \mathbf{y}^b \right].$$

Для збереження працездатності доповняльного алгоритму визначення орієнтації МС за непрацюючого ДКС можна замість векторів

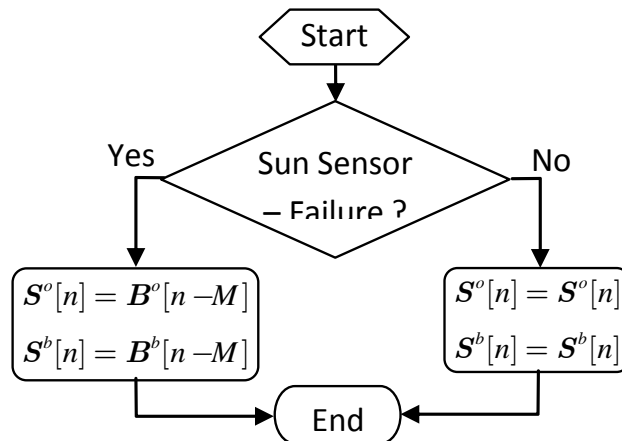


Рис. 3. Структурна схема алгоритму опрацювання відмов ДКС

S^b і S^o підставляти вектори B^b і B^o , але затримані на певну кількість тактів.

Структурну схему алгоритму опрацювань відмов ДКС зображено на рис. 3.

Розділ 3. К е р у в а н н я

З метою надання завершеності результатам, отриманим в даній роботі, на рис. 4 наведено структурну схему алгоритму відмовостійкого доповняльного фільтра визначення орієнтації МС з оцінюванням вимірюваного кватерніону рекурсивним МНК.

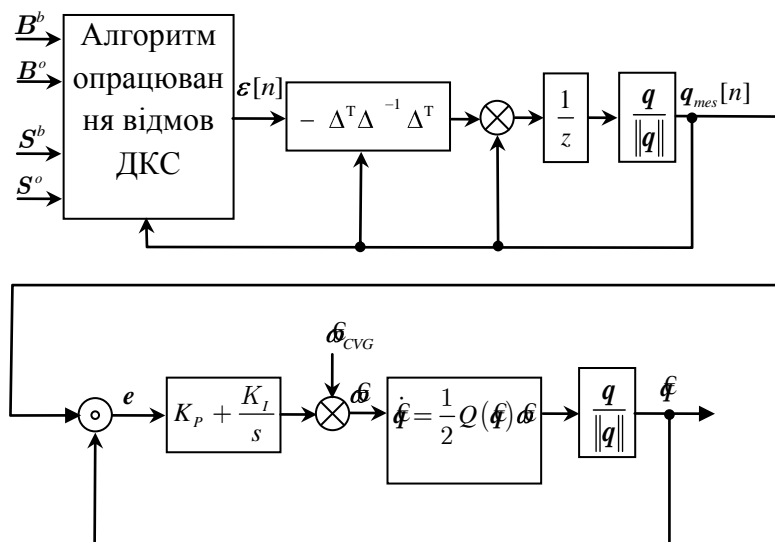


Рис. 4. Структурна схема доповняльного фільтра визначення орієнтації МС

Зауважимо, що завдяки зробленому вибору цільової функції $J \mathbf{q}_{mes}$ в схемі на рис. 4 не потрібно знаходити спряжений до \mathbf{q}_{mes} кватерніон.

Числове моделювання доповняльного фільтра

Дослідження розглянутих в статті алгоритмів доповняльної фільтрації виконаємо, оцінюючи кватерніон орієнтації МС з магнітною системою стабілізації [1]. В якості моделі МПЗ візьмемо модель WMM2005, а напрямок на Сонце в орбітальній системі координат задаватимемо одиничним вектором, ортогональним площині орбіти.

На рис.5 побудовано графіки похибки оцінювання кутів орієнтації МС, причому суцільна крива відповідає оцінці, отриманій на основі алгоритму із оцінюванням кватерніону орієнтації рекурсивним МНК, а пунктирна – оцінці, отриманій на основі алгоритму явного доповняльного фільтра. При цьому шум вимірювання імітувався лише в каналі магнітометра і в момент часу, який відповідає 1,7 орбітальних витка функцією Хевісайда моделювався дрейф КВГ величиною $0,02 \frac{\circ}{сек}$ по всім каналам. Період дискретизації вибрано рівним 1 с .

Як видно з графіків на рис. 5, запропонований в статті фільтр значно

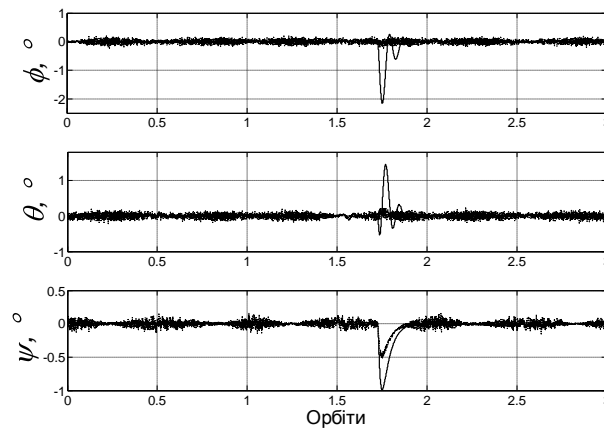


Рис. 5. Графіки похибки оцінювання кутів орієнтації МС

гірше відпрацював стрибкоподібну зміну значення дрейфу КВГ на відміну від явного доповняльного фільтра. Але варто зауважити, що така ситуація малоймовірна для практики і повільні зміни величини дрейфу КВГ обидва фільтра відслідковують однаково добре. Натомість така характеристика оцінки як її середньоквадратичне відхилення для явного фільтра становить $2,82^\circ$, а для запропонованого – $1,05^\circ$. Тобто доповняльний

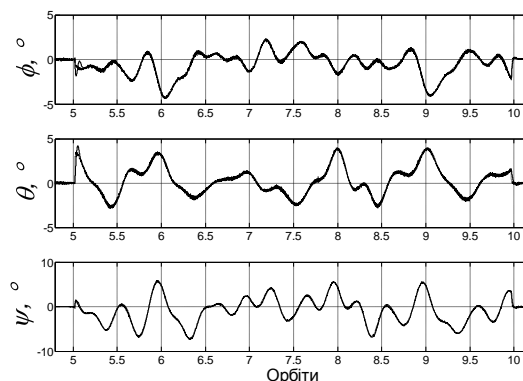


Рис. 6. Графіки похибки оцінювання кутів орієнтації МС за відсутності сигналу з ДКС

фільтр з оцінюванням вимірюваного кватерніону рекурсивним МНК дозволив майже в три рази підвищити точність оцінювання кутів орієнтації МС.

На рис. 6 побудовані графіки похибки оцінювання кутів орієнтації МС доповняльними фільтрами за відсутності сигналу з ДКС при $M = 500$. Як видно з цих графіків, при втраті сигналу з ДКС точність визначення орієнтації обома доповняльними фільтрами тільки за сигналами магнітометра погіршується в каналах крену і тангажу до 5° , а в каналі нукання – до 10° .

Висновки

Алгоритми доповняльної фільтрації попри свою простоту дозволяють досягнути високої точності оцінювання кватерніону орієнтації мікросупутника. При цьому вони мають таку несумнівну перевагу перед фільтром Калмана як нечутливість до статистичних характеристик завад та шумів вимірювання датчиків.

Запропонований в статті алгоритм доповняльної фільтрації дозволив в три рази підвищити точність оцінювання кутів орієнтації мікросупутника порівняно з явним доповняльним фільтром. Крім того використаний тут алгоритм опрацювання відмов датчика Сонця дозволяє досягнути точності визначення орієнтації тільки за сигналами магнітометра і ДКШ по кутам крену і тангажу – не гірше, ніж 5° , і по куту нукання – не гірше, ніж 10° .

Метою подальшої роботи може бути аналіз точності доповняльного фільтра з іншими алгоритмами отримання вимірюваного кватерніону, наприклад алгоритмом Уохби.

Список використаної літератури

1. Мелашенко О.М., Рижков Л.М. Дослідження гравітаційно-магнітної системи стабілізації мікросупутника з оцінюванням фазового вектора фільтром Калмана // Наукові вісті НТУУ „КПІ”. – 2008. – №2. С. 61-67.
2. Vak, T. Spacecraft Attitude Determination – a Magnetometer Approach // PhD thesis, Aalborg University, Denmark. – 2000, p.150.
3. Steyn W. H. Full Satellite State Determination from Vector Observations // Proceedings 13th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace, Palo Alto. – California USA, 994.
4. Ilan G. Shaviv. Optimal Tuning of A Kalman Filter Using Genetic Algorithms // Research Thesis, Israel Institute of Technology, Haifa. – 2000, p. 111.
5. Robert Clements. Small Satellite Attitude Closed Loop Control using a Kalman Filter Estimator // on-line:
6. D.D. Lynch. Coriolis Vibrating Gyro // Symposium Gyro Technology, Stuttgart. – 1998, p.6-12.
7. Mark Euston, Paul Coote, Robert Mahony, Jonghyuk Kim and Tarek Hamel. A Complementary Filter for Attitude Estimation of a Fixed-Wing UAV //
8. T. Hamel and R. Mahony. Attitude estimation on $SO(3)$ based on direct inertial measurements // In Robotics and Automation, 2006. ICRA 2006. Proceedings 2006 IEEE International Conference on, pages 2170–2175, Orlando Fl., USA, April 2006. Institute of Electrical and Electronic Engineers.
9. R. Mahony, T. Hamel, and Jean-Michel Pflimlin. Complementary filter design on the special orthogonal group $SO(3)$ // In Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control, CDC05, Seville, Spain, December 2005. Institute of Electrical and Electronic Engineers. Лоусон Ч., Хенсон Р. Численное решение задач метода наименьших квадратов. – М.: Наука, 1986. – 232 с.

УДК 531.768

Н. Г. Черняк, Э. Хазинедарлу

ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТРОЛОГІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК НАВІГАЦІЙНОГО МАЯТНИКОВОГО КОМПЕНСАЦІЙНОГО АКСЕЛЕРОМЕТРА З ТРАНСФОРМАТОРНИМ ДАТЧИКОМ КУТА

Представлено методику та результати експериментальних досліджень метрологічних характеристик навігаційного маятникового компенсаційного акселерометра з трансформаторним датчиком кута. Розглянуто вибір виду функції перетворення акселерометра в залежності від потрібної точності вимірювання уявного лінійного прискорення.

Ключові слова: навігаційний маятниковий компенсаційний акселерометр з трансформаторним датчиком кута; метрологічні характеристики; функція перетворення; точності вимірювання лінійного прискорення.

УДК 53.088:62 – 754.2 (045)

В. О. Апостолюк

ОПТИМАЛЬНА ФІЛЬТРАЦІЯ СТОХАСТИЧНИХ ЗБУРЕНЬ ДЛЯ КОРІОЛІСОВИХ ВІБРАЦІЙНИХ ГІРОСКОПІВ

Оптимальні статичні фільтри стохастичних збурень були синтезовані в цій статті на основі алгоритму Вінера-Колмогорова. Якість роботи фільтрів було продемонстровано за допомогою реалістичного чисельного моделювання. Ефективність фільтрації як функція відношення збурень до корисного сигналу та смуги пропускання кутової швидкості було також проаналізовано.

Ключові слова: коріолісові вібраційні гіроскопи, оптимальна фільтрація

УДК: 534.1

В. Г. Савін, А. Е. Бабасв

ДІЯ АКУСТИЧНОГО ІМПУЛЬСУ НА ПЛОСКУ ЕЛЕКТРОПРУЖНУ СИСТЕМУ З БІМОРФІВ

Розглянута нестационарна взаємодія плоскої акустичної хвилі в напівнескінченному середовищі з періодично розташованими електропружними біморфними п'єзопластинами. Сформульована математична постановка та розв'язок нестационарного збудження біморфів. При розв'язку задачі використовується інтегральне перетворення Лапласа за часом. Наведені вирази для розрахунку нестационарних фізичних процесів, які мають місце.

Ключові слова: нестационарна взаємодія; акустична хвиля; біморфна п'єзопластина.

УДК 629.735.051-52(045)

К. В. Мельник, А. А. Туник

ПРОЕКТУВАННЯ БАГАТОВИМІРНИХ РОБАСТНИХ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ ПОЛЬОТОМ НА ОСНОВІ ПРОЦЕДУР H_{∞} -ОПТИМІЗАЦІЇ ТА μ -СИНТЕЗА

У статті розглядається синтез багатовимірної системи керування польотом, що заснований на технології μ -синтезу стосовно до завдання стабілізації висоти та швидкості польоту при дії зовнішніх збурень, обмежених по модулю. Показано, що за допомогою циклу μ -синтезу вирішення цієї задачі може бути отримане при наявності невизначеності не тільки параметрів, але й структури об'єкта, зокрема, для випадку

повної нелінійної моделі літального апарата (ЛА). Метод μ -синтезу в цьому випадку є більш ефективним, ніж процедура H_{∞} -оптимізації.

Ключові слова: керування польотом, H_{∞} -оптимізація.

УДК 531.391: 531.313

Я. Ф. Каюк, В. Я. Канченко, О. П. Мариношенко

ОПТИМІЗАЦІЯ ВНУТРІШНЬОЇ СТРУКТУРИ ВИДОВЖЕНОЇ БАЛКОВОЇ СИСТЕМИ

Пропонується використовуючи аналітичні функції задавати положення координат розміщення внутрішніх силових підкріплюючих елементів видовженої гнучкої балкової системи на прикладі крила літального апарату. В роботі у вигляді аналітичних функцій визначаються інерційні, жорсткісні характеристики і знаходяться деформаційні характеристики на основі розв'язку відповідних деформаційних рівнянь балкової системи. З використанням відповідних деформаційних рівнянь видовженої балкової системи, в подальшому проводиться внутрішня структурна оптимізація з метою проектування конструкції що матиме покращені міцнісні та деформаційні характеристики.

Ключові слова: Крило, деформації, оптимізація.

УДК 531.383

G. Rarata, P. Surmacz, K. Swiderski, M. Folusiak, J. Kindracki, P. Wolanski

МОДЕЛЬ ГІБРИДНОГО РАКЕТНОГО ДВИГУНА. ОБЧИСЛЕННЯ, ПРОЕКТУВАННЯ І ВИПРОБОВУВАННЯ

На даний час і у майбутньому ракетні двигуни будуть найголовнішими засобами виводу на орбіту космічних транспортних апаратів. В даний час найважливішою вимогою при проектуванні двигуна ракети є зменшення її вартості і максимальне збільшення енерговіддачі. Проектування ракетних двигунів - довготривалий і трудомісткий процес, метою якого є виробництво дешевого і високоякісного двигуна, що має мінімальний вплив на навколишнє середовище. Слідуючи зазначеним вимогам, Варшавський Технологічний Університет спільно з Варшавським авіаційним Інститутом розпочали програму екологічно безпечного розвитку ракетних двигунів.

Експериментальний гібридний двигун ракети був розроблений і виготовлений для перевірки нової формули твердого палива. Дана стаття містить дослідження безпечної роботи двигуна з окислювачем Al/AN/НТРВ, використовуючи при цьому лабораторний дослідний стенд перевірки ракетного гібридного двигуна. Основна мета цієї роботи – це проектування простого ракетного двигуна з наступною можливістю його подальшого розвитку і поліпшення.

Ключові слова: гібридний двигун ракети.

УДК 53.088:62 – 754.2 (045)

W. Florczuk, M. Folusiak, J. Kindracki, D. Kublik, P. Oleszczak, G. Rarata, K. Sobczak, P. Surmacz, K. Swiderski, P. Wolanski

ГАЗОМЕТАННИЙ \ ГАЗОКИСНЕВИЙ РАКЕТНИЙ ДВИГУН. ОБЧИСЛЕННЯ І РОЗРОБКА

Хімічні ракетні двигуни – є і будуть у майбутньому найбільш широко використовуваними рушіями для транспортування на орбіту Землі. Інформаційна потреба технологій, постійно зростаюче число супутників, які необхідно виводити на орбіту змушує виробників ракетної техніки будувати двигуни з більш широким

діапазоном тяги і кращою якістю роботи. З іншого боку, для мінімізації впливу на навколишнє середовище в космічній промисловості, передбачається використання екологічнобезпечних видів палива.

Одним з видів палива, що є екологічнобезпечним і гарантує якісну роботу, є метан. Це паливо знаходиться в області інтересів всесвітньої ракетної галузі. Однак, на сьогоднішній день, лише кілька двигунів, що використовують метан пройшли повну перевірку, що вказує на широку область можливих удосконалень цієї техніки.

Головна мета статті полягає в тому, щоб проаналізувати можливість використання метану як палива для ракетних двигунів. Авторами з використанням методів чисельної газової динаміки (CFD) проведені обчислення експериментального ракетного двигуна. Проведений аналіз є основою для проектування експериментального зразка. Експериментальне дослідження роботи нового двигуна проведено з метою підтвердження правильності обчислень. У майбутньому планується випробовування системи охолодження двигуна, що буде завершенням даного проекту.

Ключові слова: газокисневий ракетний двигун, газометанний ракетний двигун.

УДК.539.3

В. А. Петрик, С. І. Трубачов, О. М. Алексейчук

ДИНАМІКА КОВЗНОЇ КОНТАКТНОЇ ГРУПИ КЕРУЮЧОЇ АПАРАТУРИ

У роботі досліджено критичну швидкість ковзної контактної групи керуючої апаратури. Визначено фактори, що впливають на швидкість відриву контактної групи від обмотки опору.

Розглянуто вільні і вимушені коливання щітки контактної групи. Отримані рівняння руху і рівняння для визначення власної частоти коливань дозволяють відбудовуватися від резонансу і дають можливість спроектувати стійкі в роботі потенціометричні датчики.

Ключові слова: потенціометричні датчики, керуюча апаратура

УДК 519.2

О. В. Збруцький, А. П. Ганжа

НАВІГАЦІЙНА ЗАДАЧА КОСМІЧНОГО АПАРАТУ ДИСТАНЦІЙНОГО ЗОНДУВАННЯ ЗЕМЛІ ЗА ЗЙОМКОЮ ЗЕМНОЇ ПОВЕРХНІ

Розглядається вирішення навігаційної задачі космічного апарату дистанційного зондування Землі використанням матеріалів зйомки земної поверхні. Задача вирішена в три етапи: попередня тематична обробка знімка для виділення та ідентифікації контурних ліній наземних об'єктів, вирішення задачі суміщення точкових об'єктів для виключення похибок ідентифікації на першому етапі, визначення параметрів руху космічного апарата, використовуючи нев'язку растрових координат між точками знімка та каталоговим матеріалом.

Ключові слова: космічний апарат, дистанційне зондування.

УДК 656.61.052

Д. Ю. Падакін

ОПТИМІЗАЦІЯ СИСТЕМ БЕРЕГОВОГО НАВІГАЦІЙНОГО ОБЛАДНАННЯ

Розглянута задача вибору типу та структури систем берегового навігаційного обладнання для певних районів плавання суден. Запропонований показник точності контролю місця судна і сформульована задача синтезу оптимальної структури системи.

Ключові слова: навігаційне обладнання

УДК 619.71

А. Prach

БІЧНИЙ АВТОПЛОТ ДЛЯ ТАКТИЧНИХ БПЛА

Розроблено систему керування для бокового автопілоту тактичного безпілотного літального апарату (ТБПЛА), який стежить за командами, що генеровані системою наведення, та стабілізує об'єкт керування. З метою порівняння використано два різні алгоритми: ПІД регулятор та методика синтезу H_∞ . Моделювання в MATLAB/Simulink показує, що якість роботи систем керування для обох алгоритмів відповідає вказаним вимогам як для номінальної моделі, так і для моделі з урахуванням неточностей в задані динаміки літака, а також в присутності шумів датчиків, проте H_∞ регулятор ілюструє кращі шумоподавляючі властивості, ніж ПІД алгоритм.

Ключові слова: система керування, ПІД регулятор, H_∞ регулятор, робастність.

УДК 519.95: 518.0: 621.391: 681.325

В. П. Зінченко, В. В. Борисов, Д. І. Конотоп

АНАЛІЗ ЗАСОБІВ ТА МЕТОДІВ ІНФОРМАЦІЙНИХ ТЕХНОЛОГІЙ СИНТЕЗУ СТРУКТУР СКІНЧЕНО–ЕЛЕМЕНТНИХ МОДЕЛЕЙ

В статті розглянута актуальна проблема керування процесом формування скінчено–елементних моделей, які призначені для аналізу напружено–деформованого стану конструкцій складних технічних об'єктів. Показано, що інформаційні технології, які в на цей час використовуються в автоматизованому проектуванні, не дозволяють вирішувати проблему декомпозиції і синтезу скінчено–елементних моделей.

Ключові слова: декомпозиція, синтез, інформаційні технології

УДК: 681.3+ 615.89

О. М. Мелашенко, Л. М. Рижков

ОЦІНЮВАННЯ КУТОВОЇ ОРІЄНТАЦІЇ МІКРОСУПУТНИКА ДОПОВНЮВАНИМ ФІЛЬТРОМ

Аналізується ефективність використання доповняльного фільтра для визначення просторової орієнтації мікросупутника. Позитивний ефект досягається за рахунок використання кількох вимірювачів з різними динамічними характеристиками. Такі фільтри можна розглядати як альтернативу фільтру Калмана. Запропоновано алгоритм підвищення ефективності доповняльного фільтра.

Ключові слова: мікросупутник, доповняльний фільтр, фільтр Калмана

UDK 531.768

N. G. Chernyak, E. Khazinehdarloo

RESEARCHES OF METROLOGICAL CHARACTERISTICS OF NAVIGATION SERVO COMPENSATING PENDULOUS ACCELEROMETER.

The method and results of experimental researches are presented for metrological characteristics of navigation servo compensating pendulous accelerometer.

The conversions function of accelerometer represented in the form of functional dependences on the measured projection of the apparent linear acceleration.

Keywords: navigation servo compensating pendulous accelerometer, metrological characteristics, conversions function, measured projection of the apparent linear acceleration.

UDC 53.088:62 – 754.2 (045)

V. A. Apostolyuk

OPTIMAL FILTERING OF STOCHASTIC DISTURBANCES FOR CORIOLIS VIBRATORY GYROSCOPES

Optimal static filters of stochastic disturbances were synthesised using Wiener-Kolmogorov algorithm in this paper. Performances of the filters were demonstrated using realistic numerical simulations. Filtering efficiency was analysed as a function of disturbances-to-rate ratio and angular rate bandwidth.

Keywords: coriolis vibratory gyroscopes, optimal filtering.

UDK:534.1

Victor G. Savin, Artashes E. Babaev

ACOUSTIC IMPULSE ACTION ON THE FLAT BIMORPH ELECTRO-ELASTIC SYSTEM.

Non-stationary interaction of a flat acoustic wave in a half-infinite environment with periodically placed electro-elastic bimorph piezoplates is considered. Mathematical statement and solution of non-stationary excitation of bimorphs is formulated. On problem solving the integral Laplas transform in time domain is used. The expressions for calculation of existed non-stationary physical processes are presented.

Keywords: non-stationary interaction; acoustic wave; bimorph piezoplate.

UDK 629.735.051-52(045)

K. V. Melnik, A. A. Tunick

DESIGN OF ROBUST MULTIDIMENSIONAL FLIGHT CONTROL SYSTEMS BASED ON THE PROCEDURE H_{∞} -OPTIMIZATION AND μ -SYNTHESIS

In this paper robust multivariable flight control system synthesis based on the μ -synthesis technology is considered on the example of altitude and velocity stabilization in presence of atmospheric disturbances and parametric uncertainties of controlled plant. It is proved, that application of μ -synthesis can obtain solution in a class of linear, time-invariant systems of this problem not only for structured uncertainties, but for unstructured parametric uncertainties, including the change of the control plant's model from linearized model to non-linear one. μ -synthesis method in this case is more efficient than the H_{∞} -optimization procedure.

Keywords: flight control system , H_{∞} -optimization procedure.

UDK 531.391: 531.313

Ya. F. Kajuk, V. A. Канченко, A. P. Marinoshenko

OPTIMIZATION OF INTERNAL STRUCTURE OF EXTENDED BEAM SYSTEMS

The using of analytical functions for setting of position of coordinates of internal supporting elements extended beam systems on an example of a wing of the flying device is offered. In work in the form of analytical functions are defined inertial, stiffness characteristics. The deformation characteristics are obtained on the basis of the solving of the deformation equations of beam systems. With using of the corresponding deformation equations of extended beam systems in the further is carried the internal structural optimization with the purpose of designing of a structure that will have improved strength and deformation characteristics.

Keywords: Wing, deformation, optimization.

UDK 531.383

G. Rarata, P. Surmacz, K. Świdorski, M. Folusiak, J. Kindracki, P. Wolański

THE MODEL HYBRID ROCKET MOTOR. COMPUTATIONS, DESIGN AND FIRE TESTS

Now and in the foreseeable future rocket engine will be the most basic propulsion of space vehicle. Nowadays the most important condition in design of rocket engine is the cost reduction and increasing thrust to weight ratio as much as possible. The design of rocket engines is exhaustive and difficult process. It must produce low cost and high performance engine with minimal influence on the environment. Following these requirements, Warsaw University of Technology jointly with Institute of Aviation in Warsaw, started their own program on ecologically safe propulsion development.

The experimental hybrid rocket motor has been designed and manufactured to test a new formula of solid fuel. The paper explores the performance and safety implications associated with the oxidizer enhanced Al/AN/HTPB grain by using of a laboratory scale hybrid rocket motor test stand. The main objective of this work was to design simple rocket engine that could smoothly be developed and possibly improved in the future.

Keywords: hybrid rocket, space vehicle.

UDK 53.088:62 – 754.2 (045)

W. Florczuk, M. Folusiak, J. Kindracki, D. Kublik, P. Oleszczak, G. Rarata, K. Sobczak, P. Surmacz, K. Swiderski, P. Wolanski

GASEOUS METHANE \ GASEOUS OXYGEN ROCKET ENGINE - COMPUTATIONS AND DESIGN

Chemical rocket engines are still and will be in the foreseeable future the most widely used means of propulsion systems in transportation into the earth's orbit. What is more, information technologies need more and more satellites constellations to be replenished. This forces the rocket industry to build rocket engines with wider range of thrust and better performance. On the other hand, in order to minimize the influence on the environment, ecologically-safe propellants are considered to be used in space industry [1].

One of propellants, which is ecologically-safe and guarantees good overall performance is methane. This fuel is in area of interests of world's rocket industry. However, till today only a few methane rocket engines were tested, so it seems to be a wide area of possible improvements in this field.

The main aim of the paper will be to analyze the possibility of using methane as a fuel for the rocket engine. The authors made the computations of a model rocket engine, fueled by methane, using CFD method. The analysis stands as the basis for the design of a model rocket engine. Experimental research to check the calculations' validity as well as testing of its cooling system will complete the design.

Keywords: gaseous oxygen rocket, gaseous methane rocket

UDK.539.3

V. A. Petrick, S. I. Trubachov, O. N. Alexeichuk

DYNAMICS OF THE SLIDING CONTACT GROUP CONTROL APPARATUS

We have investigated the critical speed of sliding contact group control apparatus. The factors influencing the speed of separation of the contact group on the winding resistance.

We consider free and forced oscillations of the brush contact group. The equations of motion and the equations for determining the natural frequency of resonance allow building up and making it possible to design stable in the potentiometric sensors.

Keywords: potentiometric sensors, control apparatus

UDK 519.2

O. V. Zbrutsky, A. P. Ganzha

NAVIGATION TASK OF THE SATELLITE BASED ON THE EARTH'S PICTURE

The navigation task of satellite have solved using the Earth remote sound picture. Firstly, some contours selected at the picture. Secondly, those contours recognized to use the cartographic contours. Then, authors used some methods of superposition two spot pictures. Thirdly, the data of orbital motion were estimating by least square method.

Keywords: satellite, orbital motion.

UDK 656.61.052

D. Y. Padakin

OPTIMIZATION OF SYSTEMS OF COASTAL NAVIGATION EQUIPMENT

The problem of selecting the type and structure of the coastal systems, navigation equipment for certain areas of navigation of vessels. A measure of precision control of the vessel and formulated the problem of designing the optimal structure of the system.

Keywords: coastal systems, precision control.

UDK 619.71

A. Prach

A LATERAL AUTOPILOT FOR A TACTICAL UAV

A control system for a lateral autopilot of a tactical unmanned aerial vehicle (TUAV), which follows the commands generated by the guidance system, and stabilizes the vehicle, is designed. Two different algorithms are used in comparison purposes: PID controller and H_∞ design technique. Simulation in MATLAB/Simulink shows that performances of the control systems for both algorithms satisfy the specified requirements for the nominal model, as well as for the model with uncertainties on airplane's dynamics, and with a sensor noise presence, however, H_∞ controller illustrates better noise rejection properties than PID algorithm.

Keywords: autopilot, PID controller, H_∞ controller, robustness.

UDK 519.95: 518.0: 621.391: 681.325

V. Zinchenko, V. Borysov, D. Konotop**THE ANALYSIS OF TOOLS AND METHODS OF INFORMATION TECHNOLOGIES OF DECOMPOSITION AND SYNTHESIS OF FINITE ELEMENT MODEL STRUCTURES**

The topical problem of process management of creation of finite element model, which are intended for analysis of deflected mode of finite element models of complex technical objects are considered in article. There are showed, the information technologies, which are used for computer–aided design now, don't allows to solved the problem of decomposition and synthesis of finite element models.

Keywords: information technologies, synthesis.

UDK: 681.3+ 615.89

O. M. Melaschenko, L. M. Ryzhkov**EVALUATION OF MICROSATELLITE ANGULAR ORIENTATION BY COMPLEMENTARY FILTER**

Efficiency of complementary filter using for determination of microsatellite spatial orientation is analyzed. Positive effect is achieved due to using of a few measuring devices with different dynamic characteristics. Such filters can be examined as an alternative the Kalman filter. The algorithm of complementary filter efficiency increasing is offered.

Keywords: microsatellite, complementary filter, Kalman filter.

УДК 531.768

Н. Г. Черняк, Э. Хазинедарлу

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК НАВИГАЦИОННОГО МАЯТНИКОВОГО КОМПЕНСАЦИОННОГО АКСЕЛЕРОМЕТРА С ТРАНСФОРМАТОРНЫМ ДАТЧИКОМ УГЛА

Представлены методика и результаты экспериментальных исследований метрологических характеристик навигационного маятникового компенсационного акселерометра с трансформаторным датчиком угла. Рассмотрен выбор вида функции преобразования акселерометра в зависимости от требуемой точности измерения кажущегося линейного ускорения.

Ключевые слова: навигационный маятниковый акселерометр с трансформаторным датчиком угла; метрологические характеристики; функция преобразования; точность измерения линейного ускорения.

UDC 53.088:62 – 754.2 (045)

В. А. Апостолюк

ОПТИМАЛЬНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ СТОХАСТИЧЕСКИХ ВОЗМУЩЕНИЙ ДЛЯ КОРИОЛИСОВЫХ ВИБРАЦИОННЫХ ГИРОСКОПОВ

Оптимальные статические фильтры стохастических возмущений были синтезированы в этой статье на основе алгоритма Винера-Колмогорова. Качество работы фильтров было продемонстрировано с помощью реалистичного численного моделирования. Эффективность фильтрации, как функция отношения уровней возмущений к полезному сигналу и ширины полосы пропускания угловой скорости была также проанализирована.

Ключевые слова: кориолисовы вибрационные гироскопы, оптимальная фильтрация

УДК: 534.1

В. Г. Савин, А. Э. Бабаев

ДЕЙСТВИЕ АКУСТИЧЕСКОГО ИМПУЛЬСА НА ПЛОСКУЮ ЭЛЕКТРОУПРУГУЮ СИСТЕМУ ИЗ БИМОРФОВ

Рассмотрено нестационарное взаимодействие плоской акустической волны в полубесконечной среде с периодически размещенными электроупругими биморфными пьезопластинами. Сформулирована математическая постановка и решение нестационарного возбуждения биморфов. При решении задачи используется интегральное преобразование Лапласа по времени. Приведены выражения для расчета имеющих место нестационарных физических процессов.

Ключевые слова: нестационарное взаимодействие; акустическая волна; биморфная пластина.

УДК 629.735.051-52(045)

К. В. Мельник, А. А. Туник

ПРОЕКТИРОВАНИЕ МНОГОМЕРНЫХ РОБАСТНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ПОЛЁТОМ НА ОСНОВЕ ПРОЦЕДУР H_{∞} -ОПТИМИЗАЦИИ И μ -СИНТЕЗА

В статье рассматривается синтез многомерной системы управления полётом, на основе технологии μ -синтеза применительно к задаче стабилизации высоты и скорости полёта при действии внешних возмущений, ограниченных по модулю. Показано, что с помощью цикла μ -синтеза решение этой задачи может быть получено при наличии неопределённости не только параметров, но и структуры объекта, в частности, для случая полной нелинейной модели летательного аппарата (ЛА). Метод μ -синтеза в этом случае является более эффективным, чем процедура H_{∞} -оптимизации.

Ключевые слова: управления полётом, H_{∞} -оптимизация.

УДК 531.391: 531.313

Я. Ф. Каюк В. А. Канченко, А. П. Мариношенко

ОПТИМИЗАЦИЯ ВНУТРЕННЕЙ СТРУКТУРЫ УДЛИНЕННОЙ БАЛОЧНОЙ СИСТЕМЫ

Предлагается, используя аналитические функции задавать положение координат расположения внутренних силовых подкрепляющих элементов удлинённой балочной системы на примере крыла летательного аппарата. В работе в виде аналитических функций определяются инерционные, жесткостные характеристики и находятся деформационные характеристики на основе решения соответствующих деформационных уравнений балочной системы. С использованием соответствующих деформационных уравнений удлинённой балочной системы в дальнейшем проводится внутренняя структурная оптимизация с целью проектирования конструкции, которая будет иметь улучшенные прочностные и деформационные характеристики.

Ключевые слова: Крыло, деформация, оптимизация.

УДК 531.383

G. Rarata, P. Surmacz, K. Świdorski, M. Folusiak, J. Kindracki, P. Wolański

МОДЕЛЬ ГИБРИДНОГО РАКЕТНОГО ДВИГАТЕЛЯ. ВЫЧИСЛЕНИЯ, ПРОЕКТ И ИСПЫТАНИЯ

На данный момент и в обозримом будущем ракетные двигатели будут самыми основными двигательными установками космических транспортных средств. В настоящее время самым важным условием при проектировании двигателя ракеты является уменьшение ее стоимости и максимальное увеличение соотношения тяги к весу. Проектирование ракетных двигателей – продолжительный и трудоемкий процесс, целью которого является производство дешевого и высококачественного двигателя с минимальным влиянием на окружающую среду. Следуя указанным требованиям, Варшавский Технологический Университет совместно с Варшавским авиационным институтом начали программу экологически безопасного развития ракетных двигательных установок.

Экспериментальный гибридный двигатель ракеты был разработан и изготовлен для проверки новой формулы твердого топлива. Данная статья содержит исследования безопасной работы двигателя с окислителем Al/AN/HTPB, используя при этом лабораторный испытательный стенд проверок ракетного гибридного двигателя.

Основная цель этой работы состоит в проектировании простого ракетного двигателя с последующей возможностью его дальнейшего развития и улучшения.

Ключевые слова: гибридный двигатель ракеты.

УДК 53.088:62 – 754.2 (045)

W. Florczuk, M. Folusiak, J. Kindracki, D. Kublik, P. Oleszczak, G. Rarata, K. Sobczak, P. Surmacz, K. Swiderski, P. Wolanski

ГАЗОМЕТАННЫЙ \ ГАЗОКИСЛОРОДНЫЙ РАКЕТНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ. ПРОЕКТИРОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА

Химические ракетные двигатели являются и будут в обозримом будущем, наиболее широко используемыми двигательными установками для транспортирования на орбиту Земли. Информационная потребность технологий, постоянно растущее число спутников, которые необходимо выводить на орбиту, вынуждает производителей ракетной техники строить двигатели с более широким диапазоном тяги и лучшим качеством работы. С другой стороны, для минимизации влияния на окружающую среду в космической промышленности, предполагается использование экологически безопасных видов топлива.

Одним из видов топлива, которое является экологически-безопасным и гарантирует качественную работу, является метан. Это топливо находится в области интересов всемирной ракетной отрасли. Однако, на сегодняшний день, лишь несколько двигателей, использующих метан, прошли полную проверку, что указывает на широкую область возможных усовершенствований этой техники.

Главная цель статьи состоит в том, чтобы проанализировать возможность использования метана как топлива для ракетных двигателей. Авторами с использованием методов численной газовой динамики (CFD) проведены вычисления экспериментального ракетного двигателя. Проведенный анализ является основой для проектирования экспериментального образца. Экспериментальное исследование работы нового двигателя проведено с целью подтверждения правильности вычислений. В будущем планируется испытание системы охлаждения двигательной установки, которое будет являться завершением данного проекта.

Ключевые слова: газометанный ракетный двигатель, газокислородный ракетный двигатель.

УДК.539.3

В. А. Петрик, С. И. Трубачев, О. Н. Алексейчук

ДИНАМИКА СКОЛЬЗЯЩЕЙ КОНТАКТНОЙ ГРУППЫ УПРАВЛЯЮЩЕЙ АППАРАТУРЫ

В работе исследовано критическую скорость скользящей контактной группы управляющей аппаратуры. Определены факторы, влияющие на скорость отрыва контактной группы от обмотки сопротивления. Рассмотрены свободные и вынужденные колебания щетки контактной группы. Полученные уравнения движения и уравнения для определения собственной частоты колебаний позволяют отстраиваться от резонанса и дают возможность спроектировать устойчивые в работе потенциометрические датчики .

Ключевые слова: потенциометрические датчики, управляющая аппаратура.

УДК 519.2

А. В. Збруцкий, А. П. Ганжа**НАВИГАЦИОННАЯ ЗАДАЧА КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ ПО СЪЕМКЕ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ**

Рассматривается решение навигационной задачи КА ДЗЗ с использованием материалов съемки земной поверхности. Задача решена в три этапа: предварительная тематическая обработка снимка с целью выделения и идентификации контурных линий наземных объектов, решения задачи совмещения точечных объектов с целью исключения ошибок идентификации, допущенных на первом этапе, определение параметров движения КА, используя невязку растровых координат между точками снимка и каталоговым материалом.

Ключевые слова: космический аппарат, дистанционное зондирование.

УДК 656.61.052

Д. Ю. Падакин**ОПТИМИЗАЦИЯ СИСТЕМ БЕРЕГОВОГО НАВИГАЦИОННОГО ОБОРУДОВАНИЯ**

Рассмотрена задача выбора типа и структуры систем берегового навигационного оборудования для определенных районов плавания судов. Предложен показатель точности контроля места судна и сформулирована задача синтеза оптимальной структуры системы.

Ключевые слова: навигационное оборудование.

УДК 619.71

А. Прач**БОКОВОЙ АВТОПИЛОТ ДЛЯ ТАКТИЧЕСКОГО БПЛА**

Разработана система управления для бокового автопилота тактического беспилотного летательного аппарата (ТБПЛА), который отслеживает команды, генерированные системой наведения, и стабилизирует объект управления. С целью сравнения использовано два различных алгоритма: ПИД регулятор и методику синтеза H_∞ . Моделирование в MATLAB/Simulink показывает, что качество работы систем управления для обоих алгоритмов отвечает указанным требованиям как для номинальной модели, так и для модели с учетом неточностей в задании динамики самолета, а также в присутствии шумов датчиков, однако H_∞ регулятор иллюстрирует лучшие шумоподавляющие свойства, чем ПИД алгоритм.

Ключевые слова: система управления, ПИД регулятор, H_∞ регулятор, робастность.

УДК 519.95: 518.0: 621.391: 681.325

В. П. Зинченко, В. В. Борисов, Д. И. Конотоп**АНАЛИЗ СРЕДСТВ И МЕТОДОВ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ СИНТЕЗА СТРУКТУР КОНЕЧНО-ЭЛЕМЕНТНЫХ МОДЕЛЕЙ**

В статье рассмотрена актуальная проблема управления процессом формирования конечно-элементных моделей, предназначенных для

анализа напряженно–деформированного состояния конструкций сложных технических объектов. Показано, что информационные технологии, которые в настоящее время используются при автоматизированном проектировании, не позволяют решить проблему декомпозиции и синтеза конечно–элементных моделей.

Ключевые слова: декомпозиция, синтез, информационные технологии.

УДК: 681.3+ 615.89

О. Н. Мелашенко, Л. М. Рыжков

ОЦЕНИВАНИЕ УГЛОВОЙ ОРИЕНТАЦИИ МИКРОСПУТНИКА ДОПОЛНЯЮЩИМ ФИЛЬТРОМ

Анализируется эффективность использования дополняющего фильтра для определения пространственной ориентации микроспутника. Положительный эффект достигается за счет использования нескольких измерителей с разными динамическими характеристиками. Такие фильтры можно рассматривать как альтернативу фильтру Калмана. Предложен алгоритм повышения эффективности дополняющего фильтра.

Ключевые слова: микроспутник, дополняющий фильтр, фильтр Калмана.