

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 1

Київ 2008

УДК 621: 531: 629

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*)
- Алексеичук 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»
- Кошляков В. М. – акад. НАН України, д. ф.-м. н., професор, гол. наук. співр. Інституту математики НАН України
- Шульга М. О. – член.-кор. НАН України, д. ф.-м. н., професор, зав. відділом Інституту механіки НАН України
- Машков О. А. – д. т. н., професор, зав. відділом ВАК України
- Туз Ю. М. – д. т. н., професор, зав. кафедри НТУУ «КПІ»
- Ціделко В. Д. – д. т. н., професор, зав. кафедри НТУУ «КПІ»
- 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»
- Мелешко В. В. – д. ф.-м. н., професор, зав. кафедри Київського державного університету ім. Т. Г. Шевченка
- Каюк Я. Ф. – д. ф.-м. н., професор, гол. наук. співр. Інституту механіки НАН України
- Лисенко О. І. – д. т. н., професор НТУУ «КПІ»
- Кулік А. С. – д. т. н., професор, декан ФСУЛА НАКУ ім. М. Є. Жуковського «ХАІ»
- Блінцов В. С. – д. т. н., професор, директор інституту електротехніки Укр. держ. мор. технічного університету ім. акад. Макарова
- Карпачов Ю. А. – д. т. н., професор 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 № 7 від 25 травня 2008 року.

©Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут»
Факультет авіаційних та космічних систем

З м і с т

Розділ 1. Інформаційні системи	5
1. О. В. Збруцький, А. П. Ганжа, В. Я. Канченко Виділення контурних ліній на знімках дистанційного зондування землі	5
2. С. В. Зинченко Концепция создания онтолого – управляемой информационной системы	16
3. С. В. Іванов, Ю.Д. Марцінишин, П. Б. Олійник Гідрографічний ехолот для зйомки профілю дна	26
4. О. М. Нечипоренко Математична модель цифрового вимірювального перетворювача в частотній САР	32
5. М. Г. Черняк, М. Ф. Жовнір Моделювання та дослідження автогенераторного вимірювального перетворювача мікропереміщень на поверхневих акустичних хвилях	39
6. В. Д. Ціделко, Н. А. Яремчук, М. В. Гальовська Репрезентативна теорія вимірювань в сучасній метрології	48
7. Ю. С. Шумков Вимірювання параметрів електричних кіл із застосуванням випробувальних сигналів, отриманих на основі експоненціальних сплайнових моделей	57
Розділ 2. М е х а н і к а	70
1. Г. А. Вірченко Деякі питання комп'ютерного структурно-параметричного конструювання вузлів літака	70
2. В. П. Зинченко Модель стационарного движения газа в аэродинамической трубе	76
3. О. П. Мариношенко, О. В. Папіжук Математична модель деформування крила літального апарату	89

4.	Є. А. Пахнюк, М. Т. Савченко, В. В. Сухов, О. Б. Туріщев Дослідження доцільності застосування систем колективного- го життєзабезпечення пасажирських ЛА у світлі сучасних тенденцій розвитку авіаіндустрії	98
5.	О. М. Чемерис Поперечні коливання стрижнів з пружними опорами	110
Розділ 3. К е р у в а н н я		114
1.	В. М. Андросюк, К. В. Пономаренко, В. В. Попов Инженерная методика аналитического конструирования алгоритмов продольного движения самолета при заходе на по- садку	114
2.	В. С. Блінцов, С. С. Козирєв Синтез нечіткого регулятора на основі інверсної моделі процесу електровибухового перетворення енергії	121
3.	В. В. Бурнашев Синтез законів управління політом методом аналитиче- ского конструирования	130
4.	В. І. Колосов Формування імпульсних сигналів у калібраторах середньо- квадратичної напруги	136
5.	Л. М. Рижков, І. С. Шилко Алгоритм оцінювання фазового вектора супутника на основі використання датчика землі та магнітометра	148

УДК 519.2

О. В. Збруцький, А. П. Ганжа, В. Я. Канченко

ВИДІЛЕННЯ КОНТУРНИХ ЛІНІЙ НА ЗНІМКАХ ДИСТАНЦІЙНОГО ЗОНДУВАННЯ ЗЕМЛІ

В статті розглянуто методи виділення контурних ліній на знімках ДЗЗ. Описано алгоритми побудови контурних фільтрів та проведено аналіз впливу настройки параметрів на отримувані результати.

В статье рассматриваются методы выделения контурных линий изображений применительно к снимкам ДЗЗ. Описаны алгоритмы построения контурных фильтров и проводится анализ влияния настройки параметров на получаемые результаты.

This is article work to describe the methods of selection of contour lines of pictures of the remote sensing of earth. The algorithms of filters of contour lines are described and the analysis of influencing of parameters of filters is conducted on results.

Вступ

Контурна лінія як об'єкт передачі інформації є одним з найбільш інформативних елементів зображення і може бути використана як самостійне достатнє джерело інформації в завданнях розпізнавання образів. Останнім часом активно розвивається математичний апарат, що дозволяє проводити аналіз контурних ліній на основі представлення їх у вигляді функції однієї змінної [1], що істотно скорочує об'єми інформації в порівнянні з представленням плоских зображень у вигляді функції двох змінних.

Для вирішення навігаційної задачі космічного апарату (КА) дистанційного зондування Землі (ДЗЗ) на основі знімків земної поверхні [2, 3] в якості навігаційної інформації можна використовувати особливості контурних ліній видовжених об'єктів. Такими навігаційними сигналами можуть бути перехрестя і повороти автомобільних доріг, різкі виступи берегових ліній морського узбережжя та берегів річок, а також особливості контурних ліній багатьох інших видовжених об'єктів, що добре спостерігаються на знімках ДЗЗ.

В статті розглядається задача попередньої обробки багатоградаційних знімків ДЗЗ для виділення контурних ліній видовжених об'єктів земного ландшафту, та досліджується якість виділення контурів при застосуванні методів виділення контурних ліній загального призначення.

Постановка задачі

Припустимо існування деякого багатоградаційного 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.

У вигляді такого ж масиву $K \times M$ елементів можна представити бінарне растрове зображення, елементи якого можуть приймати значення 1 або 0, де 1 означає приналежність точки з координатами i, j до контурної лінії, а 0 – приналежність цієї точки до внутрішньої частини об'єкта чи загального фону.

Побудуємо алгоритм формування бінарного растрового зображення, що містить контурні лінії видовжених об'єктів знімка ДЗЗ, та дослідимо особливості застосування методів виділення контурів на знімках ДЗЗ.

Принципи виділення контурних ліній на основі маскових операторів

Виділення контурних ліній на багатоградаційних зображеннях ґрунтується на аналізі деякої області зображення для виявлення різкого перепаду яскравості, що інтерпретується як точка контурної лінії. Така область називається “вікном” фільтру і є вибірковою ділянкою зображення. Послідовне переміщення “ f i, j вікна” фільтру по зображенню дозволяє виділити точки контурів усіх видовжених об'єктів, що спостерігаються на знімку ДЗЗ. Прості лінійні оператори, що виконують фільтрацію багатоградаційного зображення, є сумою добутків значень яскравостей пікселів ділянки зображення, виділеної “вікном” фільтру, з масивом коефіцієнтів цифрової маски.

Позначимо: 1) координати пікселя у межах знімка по горизонталі $1 \leq i \leq K$ і відповідно по вертикалі $1 \leq j \leq M$; 2) розмір “вікна” фільтру в пікселях $2\omega+1 \times 2\omega+1$, де $\omega > 0$ – деяке позитивне число, що визначається розміром “вікна”; 3) координати пікселя в межах “вікна” по горизонталі $1 \leq t \leq 2\omega+1$ та відповідно по вертикалі $1 \leq l \leq 2\omega+1$; 4) координати пікселя знімка, що відповідає центру “вікна” фільтру, по горизонталі $\omega < i_0 < K - \omega$ і по вертикалі $\omega < j_0 < M - \omega$.

Якщо позначити нове значення яскравості пікселя з координатами i, j як, а початкове значення яскравості в цьому ж пікселі як F i, j і коефіцієнт маски, йому відповідний, як H t i, l j , причому t $i = i - i_0 + \omega + 1$ і l $j = j - j_0 + \omega + 1$, то одержимо

$$f$$
 $i_0, j_0 = \sum_{i=i_0-\omega}^{i_0+\omega} \sum_{j=j_0-\omega}^{j_0+\omega} F$ $i, j \cdot H$ $i-i_0+\omega+1, j-j_0+\omega+1$. (1)

На рис. 1 показано процес виділення ділянки знімка ДЗЗ, що підлягає обробці.

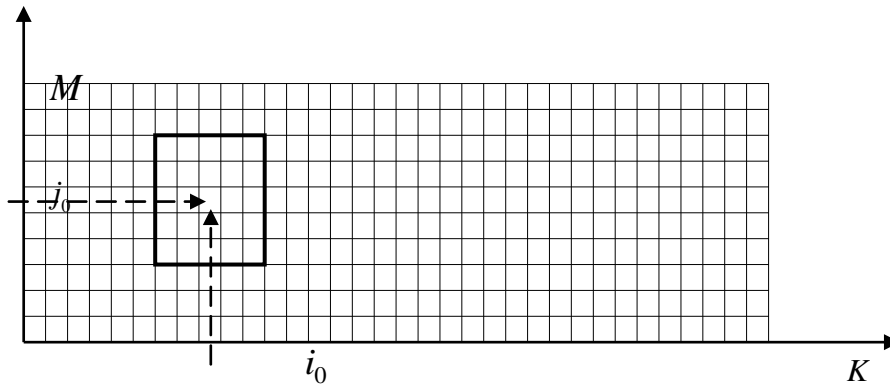


Рис. 1. Виділення ділянки $2 \cdot \omega + 1 \times 2 \cdot \omega + 1$
з центром в точці i_0, j_0

Існує два основні принципи побудови коефіцієнтної маски: розкладання в спектр просторових частот і просторового диференціювання.

Будемо розглядати фільтруючі “вікна” розміром 3×3 , тоді в (1) $\omega = 1$.

Побудова маски на основі розкладання в спектр просторових частот заснована на використанні процедури унітарних перетворень Фур'є, Адамара, Хаара [4-7]. Більш прості способи побудови маски засновані на принципах просторового диференціювання. Для ковзного “вікна” розміром 3×3 можливий наступний варіант градієнтних масок (оператор Собела) [5-6]:

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

В результаті підстановки матриць H_x або H_y в 1 одержимо $f_{i_0, j_0} = \frac{\partial F}{\partial x}$ або $f_{i_0, j_0} = \frac{\partial F}{\partial y}$ відповідно. Як формалізовану ознаку можна використовувати безпосередньо $\frac{\partial F}{\partial x}$ і $\frac{\partial F}{\partial y}$ або модуль градієнта, тобто

$$\sqrt{\left(\frac{\partial F}{\partial x}\right)^2 + \left(\frac{\partial F}{\partial y}\right)^2}.$$

Можливо також застосування лапласіана поля, що дає інформацію лише про швидкість зміни поля яскравості без урахування напрямку її зміни. Маски, відповідні лапласіану, мають вигляд

$$H_1 = \begin{vmatrix} 0 & -1 & 0 \\ -1 & 4 & -1 \\ 0 & -1 & 0 \end{vmatrix}, \quad H_2 = \begin{vmatrix} -1 & -1 & -1 \\ -1 & 8 & -1 \\ -1 & -1 & -1 \end{vmatrix}, \quad H_3 = \begin{vmatrix} 1 & -2 & 1 \\ -2 & 4 & -2 \\ 1 & -2 & 1 \end{vmatrix}.$$

Будь-який з варіантів масиву коефіцієнтів H_1 , H_2 чи H_3 може бути застосовано в (1) як самодостатня маска.

Різні варіанти масок для виділення контурних ліній представлені в [4-7]. Причому в [6-7] описані принципи отримання коефіцієнтів деяких типів таких масок.

Формування бінарного зображення на основі (1) будемо проводити шляхом перевірки виконання умови

$$f_{i_0, j_0} \geq C, \quad (2)$$

де C – деяка наперед задана константа.

Якщо умова (2) виконується, то пікселю i, j присвоюється значення 1, інакше -0 .

Сформуємо алгоритм фільтрації знімка ДЗЗ на основі застосування маскового фільтра незалежно від значень його коефіцієнтів. В межах алгоритму позначимо знімок ДЗЗ – $F_{K \times M}$, фільтроване зображення – $f_{K \times M}$, а масив коефіцієнтів маски – $H_{3 \times 3}$.

Алгоритм 1.

1. Задамо певну модифікацію маски фільтра $H_{3 \times 3}$ та значення порогу порівняння C .
2. Задамо попереднє значення координат точки $i_0 = 2, j_0 = 2$.
3. Виділимо ділянку зображення $F_{K \times M}$ розміром 3×3 з центром у точці i_0, j_0 .
4. Згідно формули (1) отримаємо f_{i_0, j_0} – значення яскравості пікселя i_0, j_0 на зображенні $f_{K \times M}$.
5. У разі виконання умови (2) $f_{i_0, j_0} = 1$, інакше $f_{i_0, j_0} = 0$.
6. Збільшити i_0 на 1 та повторити, починаючи з пункту 3, доки $i_0 \leq K - 1$, інакше перехід до пункту 7.
7. Збільшити j_0 на 1 та повторити починаючи з пункту 3, доки $j_0 \leq M - 1$, інакше закінчити обробку зображення.

Тоді схему фільтрації багатоградаційного зображення, згідно алгоритму 1, можна представити у вигляді, що представлено на рис. 2.

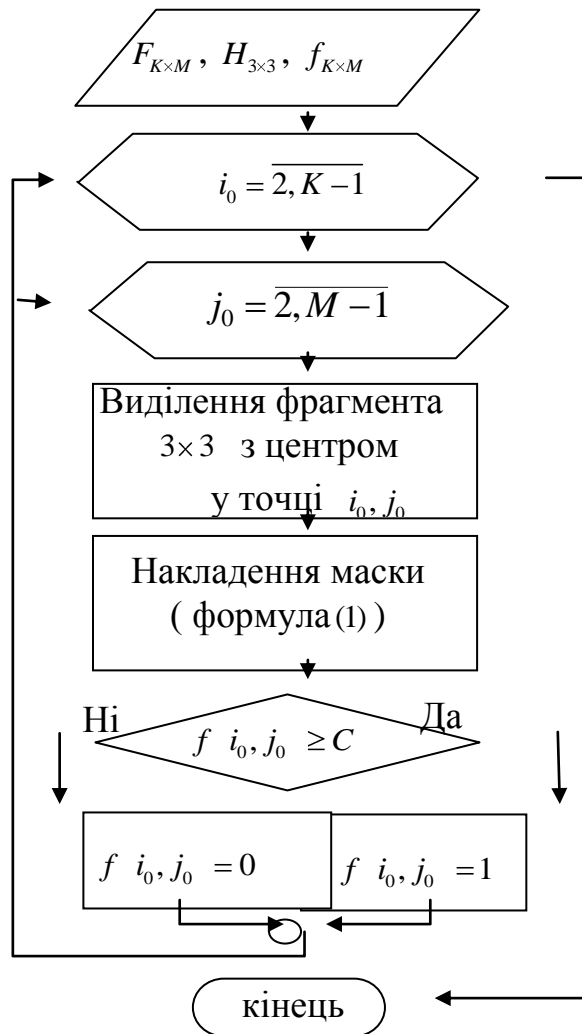


Рис.2 Блок-схема формування бінарного контурного зображення на основі накладення маски

Статистичний підхід до виділення контурних ліній

Нехай S_1 і S_2 – примикаючи одна до одної області зображення у формі двох квадратних “вікон”, що містять по $m^2 = m \times m$ пікселів. Кожне з вікон можна представити у вигляді матриці значень яскравостей пікселів

$$S_i = \begin{bmatrix} s_{11}^i & \cdots & s_{1m}^i \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{m1}^i & \cdots & s_{mm}^i \end{bmatrix},$$

де $i = \overline{1, 2}$ – номер “вікна”.

Тоді переформуємо матриці S_1 і S_2 у вектори для кожного варіанту відповідно

$$\begin{aligned} \bar{Z}^1 &= [s_{11}^1 \quad \cdots \quad s_{1m}^1 \quad \cdots \quad s_{m1}^1 \quad \cdots \quad s_{mm}^1]^T = [z_1^1 \quad \cdots \quad z_i^1 \quad \cdots \quad z_{m^2}^1]^T, \\ \bar{Z}^2 &= [s_{11}^2 \quad \cdots \quad s_{1m}^2 \quad \cdots \quad s_{m1}^2 \quad \cdots \quad s_{mm}^2]^T = [z_1^2 \quad \cdots \quad z_i^2 \quad \cdots \quad z_{m^2}^2]^T. \end{aligned}$$

Будемо вважати значення яскравостей в окремих пікселях незалежними випадковими величинами.

За вибірками \bar{Z}^1 і \bar{Z}^2 необхідно одержати оцінки генеральних середніх M_1 і M_2 . Вірність статистичної гіпотези H_0 , перевірка припущення про статистичну ідентичність M_1 і M_2 призведе до ухвалення рішення про відсутність контурної лінії в ділянці зображення, що спостерігаємо. Натомість вірність альтернативної гіпотези H_1 , перевірка припущення про статистичну відмінність між M_1 і M_2 призведе до ухвалення рішення про визнання наявності контурної лінії в ділянці зображення, що спостерігаємо.

Оцінкою середнього M_i вважатимемо

$$\bar{s}_i = \frac{1}{m^2} \sum_{n=1}^{m^2} z_n^i. \quad (3)$$

При цьому приймемо як оцінку середньоквадратичного відхилення (СКВ) генеральної сукупності

$$\sigma_i = \frac{1}{m^2 - 1} \sqrt{\sum_{n=1}^{m^2} z_n^i - \bar{s}_i^2}. \quad (4)$$

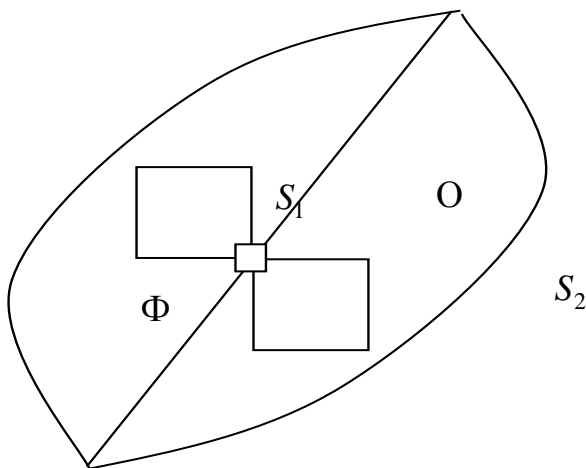


Рис. 3. Пошук контурної лінії з нахилом $0^\circ \leq \varphi \leq 90^\circ$

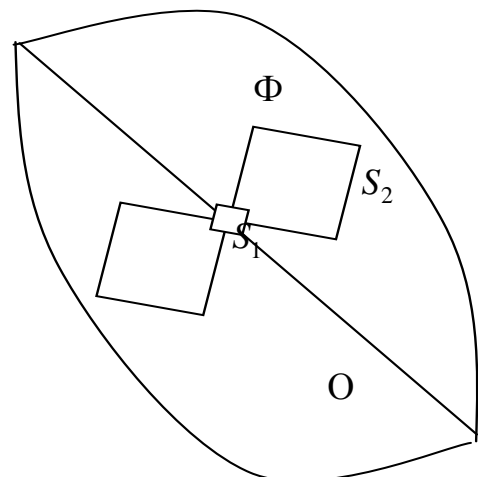


Рис. 4. Пошук контурної лінії з нахилом $90^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ$

Тоді квантіль перевірки справедливості гіпотез H_0 і H_1 матиме вигляд [1]:

$$t = \sqrt{\frac{m_1 m_2}{m_1 + m_2} \cdot \frac{m_1 + m_2 - 2}{m_1 + m_2}} \cdot \frac{\bar{s}_1 - \bar{s}_2}{\sqrt{m_1 \sigma_1^2 + m_2 \sigma_2^2}}. \quad (5)$$

Квантіль t підкоряється закону розподілу Стьюдента з $m_1 + m_2 - 2$ степенів свободи.

Оскільки в нашому випадку $m_1 = m_2 = m$, то (5) прийме вигляд

$$t = \sqrt{m-1} \cdot \frac{\bar{s}_1 - \bar{s}_2}{\sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}}, \quad (6)$$

де число степенів вільності дорівнює $2 \cdot m - 1$.

Побудова пошукача контурних ліній на основі квантіля t , як показано

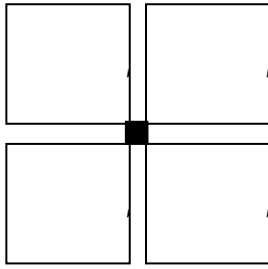


Рис. 5. Вікно універсального пошукача контурних ліній

в [1], має наступну особливість у взаємному розташуванні “вікон” S_1 і S_2 , пов'язану з кутом нахилу контурної лінії в площині зображення (рис. 3 та 4).

Для формування універсального пошукача точки контурної лінії з кутом нахилу $0^\circ \leq \phi \leq 180^\circ$ випадки, представлені на рис. 3 та 4, необхідно об'єднати. Найбільш ефективно представлення “вікна” для пошукача контурних ліній [1] має вигляд, показаний на рис. 5. До того ж форма “вікна” на

рис. 5 дозволяє частково виключити з аналізу зону плавної зміни яскравості, що дозволяє чіткіше фіксувати межу переходу між об'єктами зображення.

Введемо позначення $\Delta M = |\bar{s}_1 - \bar{s}_2|$ – модуль різниці середніх для однієї з пар “вікон”; $D = \sigma_1^2 + \sigma_2^2$ – сумарна дисперсія для тієї ж пари “вікон”; t – розрахункове значення квантіля для тієї ж пари “вікон” згідно (6); $\varepsilon_{\Delta M}$ – величина діапазону, в межах якого зміна яскравості вважається незначною; ε_D – значення нижньої межі сумарної дисперсії, менше якої зображення, що потрапило в оброблювану пару “вікон”, вважається детермінованим або з малою кількістю завад; ε_t – величина квантіля розподілу Стюдента для заданої вірогідності помилкової тривоги α і кількості степенів вільності $n = 2 \cdot m - 1$.

Тоді можемо створити алгоритм t -пошукача – алгоритм 2:

1. Задати розмір вікна m та величини $\varepsilon_{\Delta M}$, ε_D , а величину ε_t визначити згідно статистичних таблиць квантіля Стюдента для степенів вільності $n = 2 \cdot m - 1$ та заданої вірогідності помилкової тривоги α .
2. Задати координати першої точки, область якої підлягає аналізу: $i_0 = m + 1$, $j_0 = m + 1$.
3. Виділити фрагмент зображення розміром $2 \cdot m + 1 \times 2 \cdot m + 1$ з центром у точці i_0, j_0 .
4. Розбити виділений фрагмент на чотири вікна S_1', S_2', S_1'', S_2'' згідно рис. 5.
5. Піддати аналізу кожну з пар вікон, позначених однаковою кількістю штрихів згідно наступної процедури (рис. 6):
 - а. розрахувати для обох вікон обраної пари, згідно (3), значення середніх \bar{s}_1 та \bar{s}_2 , та знайти модуль різниці середніх $\Delta M = |\bar{s}_1 - \bar{s}_2|$;

- б. розрахувати для обох вікон обраної пари, згідно (4), значення СКВ σ_1 та σ_2 , та знайти сумарну дисперсію $D = \sigma_1^2 + \sigma_2^2$;
 - в. якщо $D < \varepsilon_D$, то зображення в вікнах S_1 і S_2 вважаються детермінованими і перевірка приналежності точки i_0, j_0 до контурної лінії відбувається за умовами пункту г), інакше, згідно (6), знайти t та виконати дії пункті д);
 - г. якщо $\Delta M < \varepsilon_{\Delta M}$, то приймається рішення згідно пункту (е), інакше – згідно пункту (ж);
 - д. якщо $t < \varepsilon_t$, то приймається рішення згідно пункту (ж), інакше – згідно пункту (е);
 - е. приймається рішення про належність точки зображення з координатами i_0, j_0 до контурної лінії;
 - ж. приймається рішення, що точка зображення з координатами i_0, j_0 не є точкою контурної лінії.
6. У разі прийняття рішення про виявлення точки контурної лінії, точки i_0, j_0 привласнюємо значення 1, інакше -0 .
7. Збільшити i_0 на 1 та повторити, починаючи з пункту 3, доки $i_0 < K - m$, інакше перехід до пункту 8.
8. Збільшити j_0 на 1 та повторити, починаючи з пункту 3, доки $j_0 < M - m$, інакше закінчити обробку зображення.
- У графічному вигляді схема процедури аналізу точки зображення представлена на рис. 6.

Виділення контурів на багатоградаційних знімках ДЗЗ

Перевірка працездатності запропонованих алгоритмів проводилася на багатоградаційних зображеннях видимого діапазону сканера AVHRR3 КА серії NOAA. Для отримання контурних зображень на основі маскових фільтрів було застосовано програмні модулі, розроблені на основі алгоритму 1, а на основі t -пошукача – програмний модуль, розроблений на основі алгоритму 2.

Найбільш ефективно вищеописані алгоритми зарекомендували себе при виділенні контурних ліній на знімках з низькою розподільчою здатністю зображень (1.1 км в пікселі для зйомки в надір), на яких малі об'єкти набувають ефекту випадкових завад і не сприймаються як корисна інформація. На зображеннях вищої розподільчої здатності слід чекати виділення

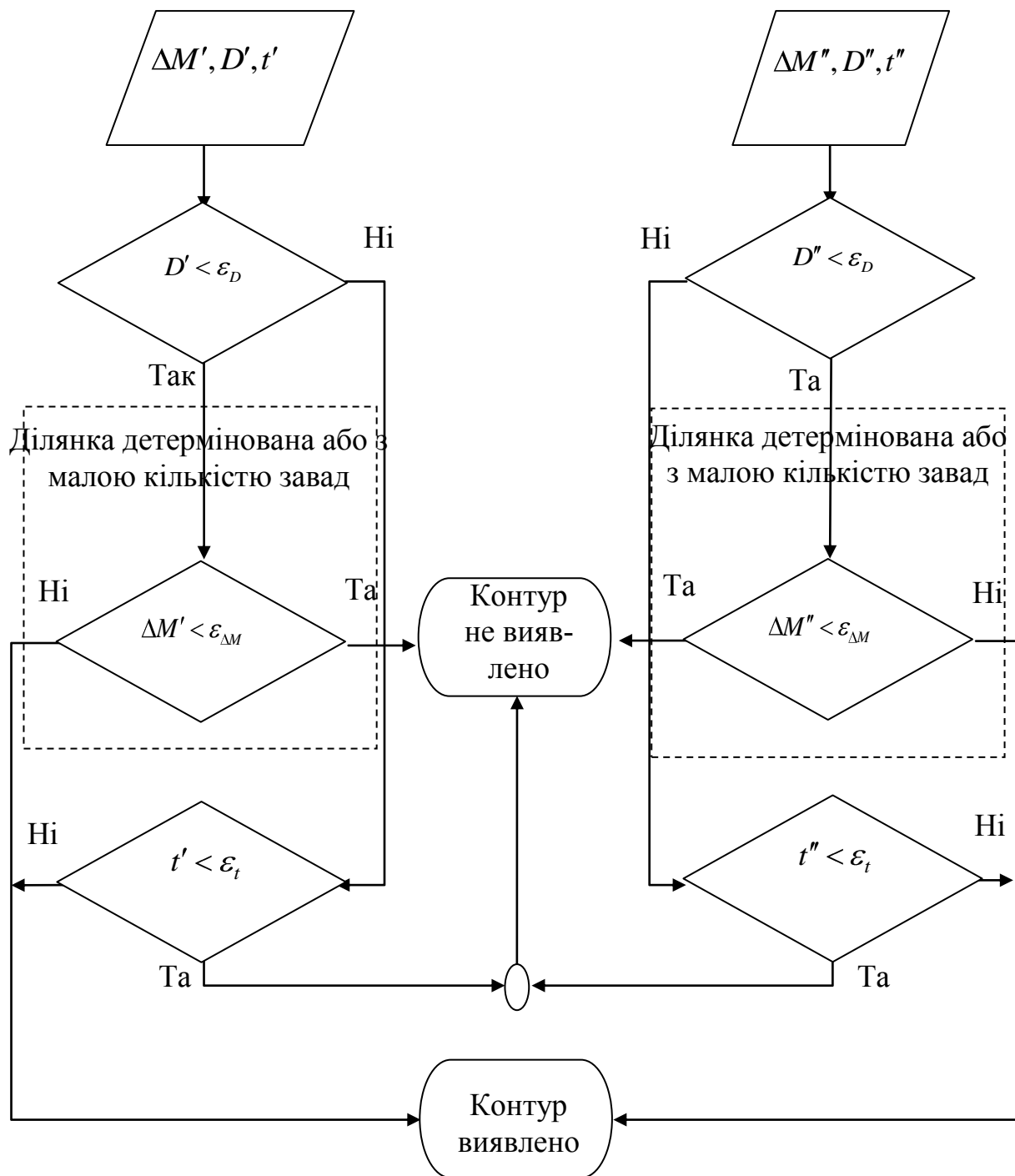


Рис. 6. Схема виявлення точки контурної лінії на основі t -пошукача.

контурів дрібніших об'єктів, що важливо для вирішення навігаційних задач.

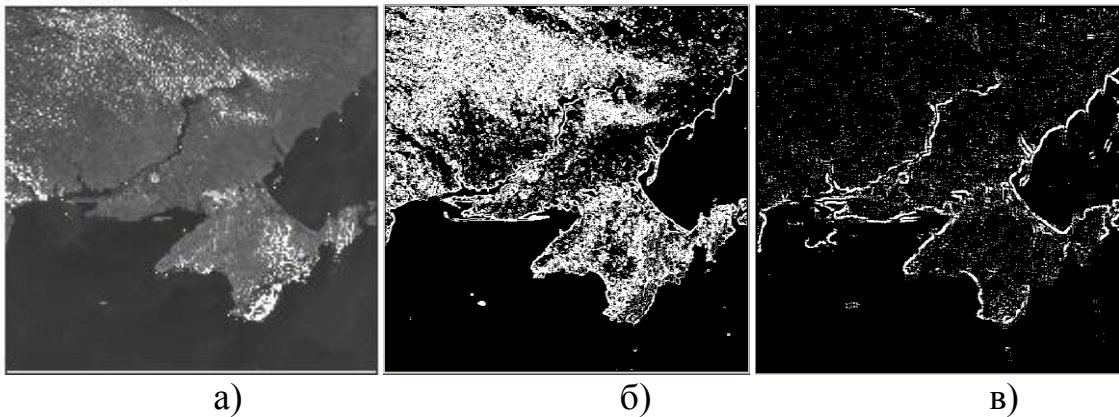


Рис. 7. Знімки ДЗЗ та їх обробка

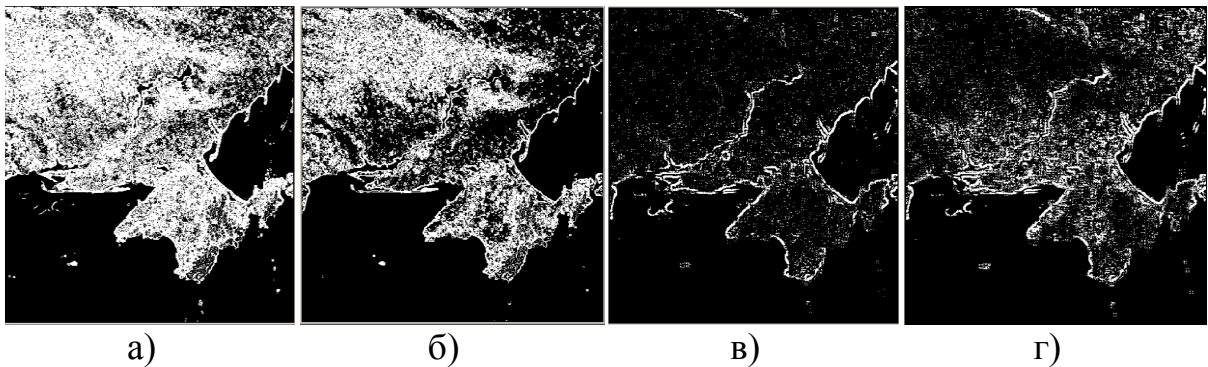


Рис. 8. Вплив настройок фільтрів

На рис. 7 представлено: а) початкове зображення (ділянка знімка сканера AVHRR3 КА серії NOAA); б) результат обробки масковим фільтром із застосуванням градієнтної маски; в) результат обробки на основі застосування t -пошукача. Як видно з рис. 7, фільтр на основі t -пошукача менш чутливий до дрібних деталей зображення на відміну від градієнтного фільтру.



Рис. 9. Вплив "m"

Тому виділилася лише контурна лінія кордону між найбільш видовженими і найбільш контрастними об'єктами. Зате одержали більш чітку контурну лінію лише добре спостерігаємих об'єктів, що знижує кількість оброблюваної інформації та економить обчислювальний ресурс, не відволікаючи його на обробку неістотних деталей зображення (можливо випадкових завад).

Наступна серія зображень демонструє вплив настройок фільтрів. На рис. 8. а та 8. б представлені результати роботи фільтру з градієнтною маскою для коефіцієнтів $C=15$ і $C=30$

відповідно (2).

Рис. 8. в та 8. г демонструють результат роботи фільтру на основі t -пошукача з настройками $m=2$, $\varepsilon_D=1$, $\varepsilon_{\Delta M}=5$, $\alpha=0.01$ і $m=2$, $\varepsilon_D=20$, $\varepsilon_{\Delta M}=5$, $\alpha=0.01$. Різниця в зображеннях обумовлена різницею ε_D . Сильне збільшення ε_D викликає відключення статистичної складової фільтру, і обробка відбувається лише на основі різниці середніх яскравостей ΔM . Це призводить до збільшення шумів на рис. 8. г відносно рис. 8. в.

Як показали результати числового експерименту, варіювання m у бік збільшення розмірів “вікна” знижує помилкову реакцію фільтру, але при цьому сама контурна лінія стає товщою (рис. 9). Це пов'язано з впливом на прийняття рішення більшої кількості пікселів, що віддалені від пікселя, який аналізуємо i_0, j_0 , з ростом m . Значення m для t -пошукача повинно бути завжди більше одиниці, інакше у (4) це викличе ділення на нуль. Така ситуація пов'язана з тим, що для обробки даних при представленні вікна лише одним пік селем, зникає можливість застосування статистичних методів аналізу.

Висновки

У відповідності до отриманих результатами можна зробити наступні висновки

для вирішення завдань по виділенню контурів видовжених об'єктів земної поверхні на знімках ДЗЗ можна використовувати маскові фільтри або фільтри на основі алгоритму t -пошукача;

якість одержаної інформації істотно залежить від параметрів конкретного варіанту використаного фільтру;

для виділення контурів найбільш контрастних видовжених об'єктів знімка рекомендується використовувати фільтр на основі t -пошукача, оскільки такий фільтр менш схильний до відгуків на випадкові завади, і до того ж він дозволяє вільно варіювати розміри “вікна” і має гнучку систему параметрів на відмінність від маскових фільтрів;

серед маскових фільтрів як конкурента по якості відносно t -пошукача слід відзначити градієнтний фільтр; незважаючи на значну кількість шумових відгуків, контурні лінії видовжених об'єктів, отриманні при застосування цього фільтра, мають більш цілісну форму зі збереженням мілких деталей.

Застосування даних технологій до знімків високої розподільчої здатності дозволить виділяти контури значно менших за масштабом об'єктів. Застосування ж до виявлених контурів математичного апарату контурного аналізу [1] дозволить автоматично виділити специфічні ділянки контурів як точкові об'єкти, за якими можливо провести оцінку параметрів руху КА ДЗЗ [2,3].

Список використаної літератури

1. *Введение в контурный анализ. Приложения к обработке изображений и сигналов. / Под редакцией Я.А. Фурмана.* – Москва: ФИЗМАТЛИТ, 2003. – 590с.
2. *Ганжа А.П.* Використання знімків дистанційного зондування Землі для розв'язання задачі навігацій космічних апаратів // Наукові вісті НТУУ “КПІ” – 2005 – №5.
3. *Збруцький О.В., Ганжа А.П.* Геокодування знімка дистанційного зондування Землі в задачі навігації штучного супутника // Наукові вісті НТУУ “КПІ” – 2007 – №3.
4. *Г.Я. Красовський, В.А. Петросов.* Інформаційні технології космічного моніторингу водних екосистем та прогнозу водоспоживання міст. – Київ: Наукова думка, 2003. – 224с.
5. *Красовский Г.Я.* Аэрокосмический мониторинг поверхностных вод. – Л.:ВНИИКАМ, 1992. – 231с.
6. *Э. Прэтт.* Цифровая обработка изображений. – М: Мир, 1982. – 792с.
7. *Р. Дуда, П. Харт.* Распознавание образов и анализ сцен. – М: Мир, 1976. – 511с.

УДК: 681.3.016

С. В. Зинченко

**КОНЦЕПЦИЯ СОЗДАНИЯ ОНТОЛОГО – УПРАВЛЯЕМОЙ
ИНФОРМАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ**

В статье представлены результаты исследований по созданию концепции разработки онтолого – управляемой информационной системы на микро – уровне, в том числе предложена модель онтологии и метод представления знаний.

Приведены примеры применения предложенного подхода для создания реальных знание – ориентированных информационных систем.

У статті представлені результати досліджень по створенню концепції розробки онтолого – керованої інформаційної системи на мікро – рівні, у тому числі запропонована модель онтології й метод подання знань.

Наведено приклади застосування запропонованого підходу для створення реальних знання – орієнтованих інформаційних систем.

This paper present a result of researches on creation of the conception of development ontology–driver information system (OdIS) on micro–level, including the model of ontology and a method of knowledge representation is offered.

Also here is shown instances of application of the offered approach for creation of knowledge information systems.

Введение

Создание современных информационных знание – ориентированных систем всегда связано с исследованием следующих двух уровней: макро–уровень, на котором выявляют основные причинно–следственные связи, объясняющие работу составных частей системы (подсистем); микро – уровень, на котором исследуют взаимосвязь между элементами подсистем. Традиционные научные методы и современные математические модели применимы для исследования на макро – уровне, но становятся непригодными для исследования взаимосвязи между подсистемами, то есть на микро – уровне. Такое положение дел способствовало развитию методов интеграции отдельных областей знаний об окружающем мире на основе единого подхода [1].

В работе представлена концепция создания онтолого – управляемых знание – ориентированных информационных систем на микро – уровне на основе онтологии, в том числе предложена модель онтологии и метод представления знаний.

Постановка задачи

Исследовать методы интерпретации знаний человека на машиночитаемый уровень для создания микро – уровня знание – ориентированных информационных систем различного назначения.

Разработать концепцию создания онтолого – управляемой знание – ориентированной информационной системы на микро – уровне, а также предложить модель онтологии и метод представления знаний.

Онтологическая модель знаний

Известно, что философия объединяет всю совокупность знаний человека об объективном мире, следовательно, ее можно использовать как отправную точку для решения задачи интерпретации знаний человека на машиночитаемый уровень.

Вначале необходимо создать некую модель мира, которая, в общем случае, будет состоять из множества концептуальных моделей. Концептуальная модель, как молекула вещества, является формообразующим элементом всего мира и, в тоже время, является элементом знаний о данной части мира, созданной человеком.

Концептуальную модель мира можно считать уникальной и удовлетворяющей определенным требованиям, которые вложены в ее конструкцию. Очевидно, что одну и ту же задачу или область можно описать двумя и

более различными концептуальными моделями, которые будут иметь разные индивидуальные свойства. Следовательно, можно использовать методологию, которая позволяет многократно использовать предварительно приобретенное знание и управлять процессом определения уникальных свойств модели. Эта методология называется “онтологией” [2]. Онтология относится к компоненту модели, которая пригодна для многократного использования в других контекстах. Таким образом, существующие ранее созданные онтологии, являются основой для построения новых уникальных моделей.

Онтология имеет семантическую структуру, определяющую классы и отношения между ними, а так же набор правил логического вывода, являющихся основой функций логического рассуждения (Berners–Lee, Hendler and Lassila, 2001).

В общем виде, на основании исследования существующих онтологических конструкций модель онтологии представляется определением и использованием согласованной совокупности трех компонент [3]:

- множество понятий предметной области (C);
- множество отношений между понятиями заданной предметной области и правил обработки \mathbb{R} ;
- множество функций интерпретации, заданных понятиями и/или отношениями (F):

$$O = \langle C, R, F \rangle.$$

Условием существования онтологии является наличие не пустого множества C . Самым простым видом онтологии является словарь (рис. 1). Такая онтология наиболее подходит для случаев, при которых множество C состоит из специальных понятий, принадлежащих узконаправленной тематике, которые сами по себе согласованы в пределах одного мира.

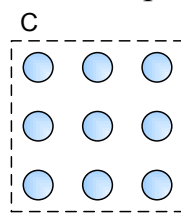


Рис. 1. Множество понятий, C – словарь

Полнота множеств R и F придает множеству C и самой онтологии смысловое наполнение, которое позволит строить сложные онтологии декларативных и процедурных интерпретаций и отношений, включающая возможность определения новых интерпретаций.

Естественнонаучные понятия характеризуют предполагаемый смысл элементов словаря с помощью подходящей функции интерпретации, которая используется для исключения нежелательных моделей.

При $R = \emptyset$ и $F \neq \emptyset$ каждому элементу множества терминов из C может быть поставлена в соответствии функция интерпретации. Функция интерпретации определяет выразительность и полезность этого вида онтологии. Если предположить что эта функция задается оператором присваивания значений (т.е. множеству C_1 присваивается имя интерпретации C_2), то онтология трансформируется в пассивный словарь (рис. 2). Пассивность словаря заключается в том, что определения терминов из C_1 берутся из уже существующего фиксированного множества C_2 . Практическая ценность пассивного словаря выше, чем у обычного словаря. Элементы, принадлежащие множеству C_1 , выступают как ключи для входа в онтологию, так как они не имеют связей между собой. Смысл терминов множества C_2 вычисляется каждый раз при их интерпретации из множества C_1 .

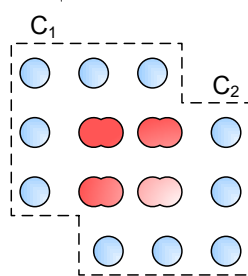


Рис. 2. Пассивный словарь

Объединение знаний различных предметных областей подсказывает, что структура ОИС должна состоять из некоторого количества онтологий, которые представляют знания предметных областей [2]. При этом на уровне понятий и функций интерпретации необходимо определить механизм взаимодействия между онтологиями.

Модель онтолого–управляемой информационной системы

Модель онтолого – управляемой информационной системы можно представить следующим образом:

$$Is = \langle \{O_t\}, R_o, R_t \rangle, \tag{1}$$

где Is – ОИС; O_t – онтология предметной области, R_o – правила взаимодействия между онтологиями; R_t – правила взаимодействия между понятиями онтологий.

Так как онтологию предметной области можно представить как: $O_t = \langle C, F \rangle^i$, где i – онтологический уровень. Тогда, окончательный вид модель онтолого – управляемой информационной системы будет такой:

$$Is = \langle \{C, F\}^i, R_o, R_t \rangle. \tag{2}$$

Графическая интерпретация онтологии предметной области O_t показано на рис. 3.

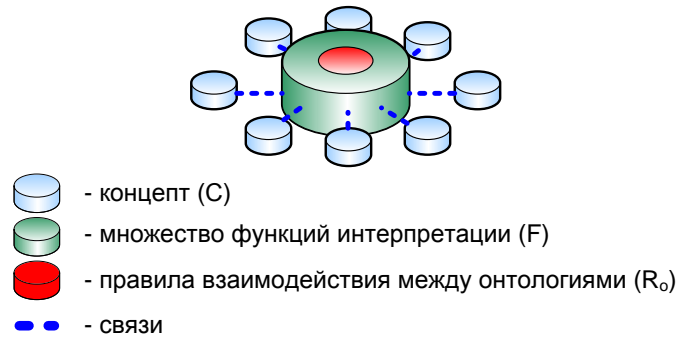


Рис. 3. Модель онтологии предметной области

Графическая интерпретация онтологии ОИС в соответствии с (2) показана на рис. 4.

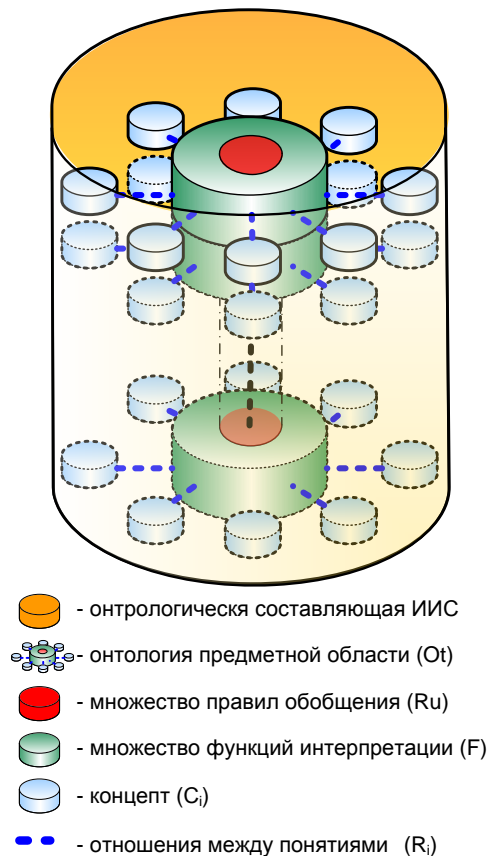


Рис. 4. Модель ИИС

Технология представления знаний

На основании предложенной модели онтологии ОИС (2) создается структура понятий в виде семантической сети, где отношения имеют заранее фиксированную семантику.

Фактически семантическая сеть заменяет систему технического зрения [2], в которой программное обеспечение компьютера, так же как и человек может найти, прочитать, понять и использовать данные, для решения поставленных задач.

Семантическая сеть понятий, связанных между собой отношениями принадлежности к элементам класса в концептуальном моделировании (структурированная семантика) позволяет существенно упорядочить элементы модели мира. Именно такой подход позволяет представить модель мира в некоторой трактовке понятной человеку и компьютеру, и также позволяет многократно использовать интеграционные задачи. Не структурированная или плохо структурированная семантика имеет обратный эффект – ее модели противоречивы и сложны для понимания и не имеют практической ценности.

Традиционные системы представления знаний обычно централизованы и используют одни и те же определения общих понятий. Но, по мере роста, размеров и масштабов таких систем достаточно быстро они становятся неконтролируемыми.

Кроме того, в таких системах искусственно ограничивают круг тех вопросов, которые можно ей задать, с тем, что-бы компьютер был в состоянии дать на них достоверный или хотя бы какой - небудь ответ. Чтобы избежать подобных проблем, любая информационная система представления знаний, как правило, старается ограничиться достаточно узким и характерным для неё набором правил для построения выводов из имеющихся у них данных. Так, например, генеалогическая система, работающая с базой данных родословных, может включать в себя такое правило: «жена дяди есть тётя». При этом даже если данные и можно было бы перенести из одной системы в другую, то правила, которые сами по себе существуют в совершенно другом, отличном от данных виде, перенести невозможно. Напротив, гибкость семантической сети допускает обработку таких парадоксов.

Язык, на котором предполагается формулировать правила вывода, изначально должен быть настолько выразительным, чтобы система могла «рассуждать» как можно шире. Семантическая сеть позволяет создать структуру, которую можно использовать для описания, как данных, так и правил рассуждений об этих данных, чтобы они соответствовали правилам вывода, существующим в какой-либо одной системе представления знаний и взаимодействовать с другими подобными системами.

Отдельной задачей при создании ОИС является задача разработки логики (способы применения правил вывода для рассуждений, методы выбора сценариев работы с данными и средствами для обработки запросов и вывода результатов). Комбинирование существующих математических и инженерных решений усложняет эту задачу. Эта логика должна, с одной стороны, позволять описывать сложные свойства объектов и, в тоже время, с другой –

она не должна быть настолько сложной, чтобы не поставить систему в тупик, задав парадоксальный запрос.

Для практического создания семантической сети применяются следующие технологии: расширяемый язык разметки (eXtensible Markup Language, XML), система описания ресурсов (Resource Description Framework, RDF), и язык сетевых онтологий (Web Ontology Language, OWL) [4 – 7].

Метод создания онтолого – управляемой системы

Разработку ОИС, прежде всего, следует начинать с выяснения источников и формы представления знаний. Знание об объекте можно представить такими основными способами описания: текстовым, звуковым, визуальным. Отметим, что звуковое и визуальное описание фактически являются некой интерпретацией текстового описания и наоборот. Поэтому, сосредоточим внимание на текстовом представлении знаний.

Каждый объект мира имеет ряд свойств, которые характеризуют его сущность, поведения, положение в пространстве и т.п. [8]. Проведенная исследовательская работа позволила выделить следующие характеристики объекта (рис. 5):

1. Название
2. Свойство
3. Действие
 - а. Характеристика действия объекта
4. Положение в пространстве
5. Принадлежность
6. Функциональность



Рис. 5. Характеристика объекта

Обратим внимание, на то, что представленные характеристики объекта позволят не только описать объект, а так же определить правила взаимодействия между понятиями R_i и так называемые ключевые понятия – понятия, которые имеют только характеристику принадлежности. Эти понятия позволяют создать онтологию, которая будет лежать в основе онтологий

предметных областей – базовая онтология и определить правила взаимодействия между онтологиями R_o .

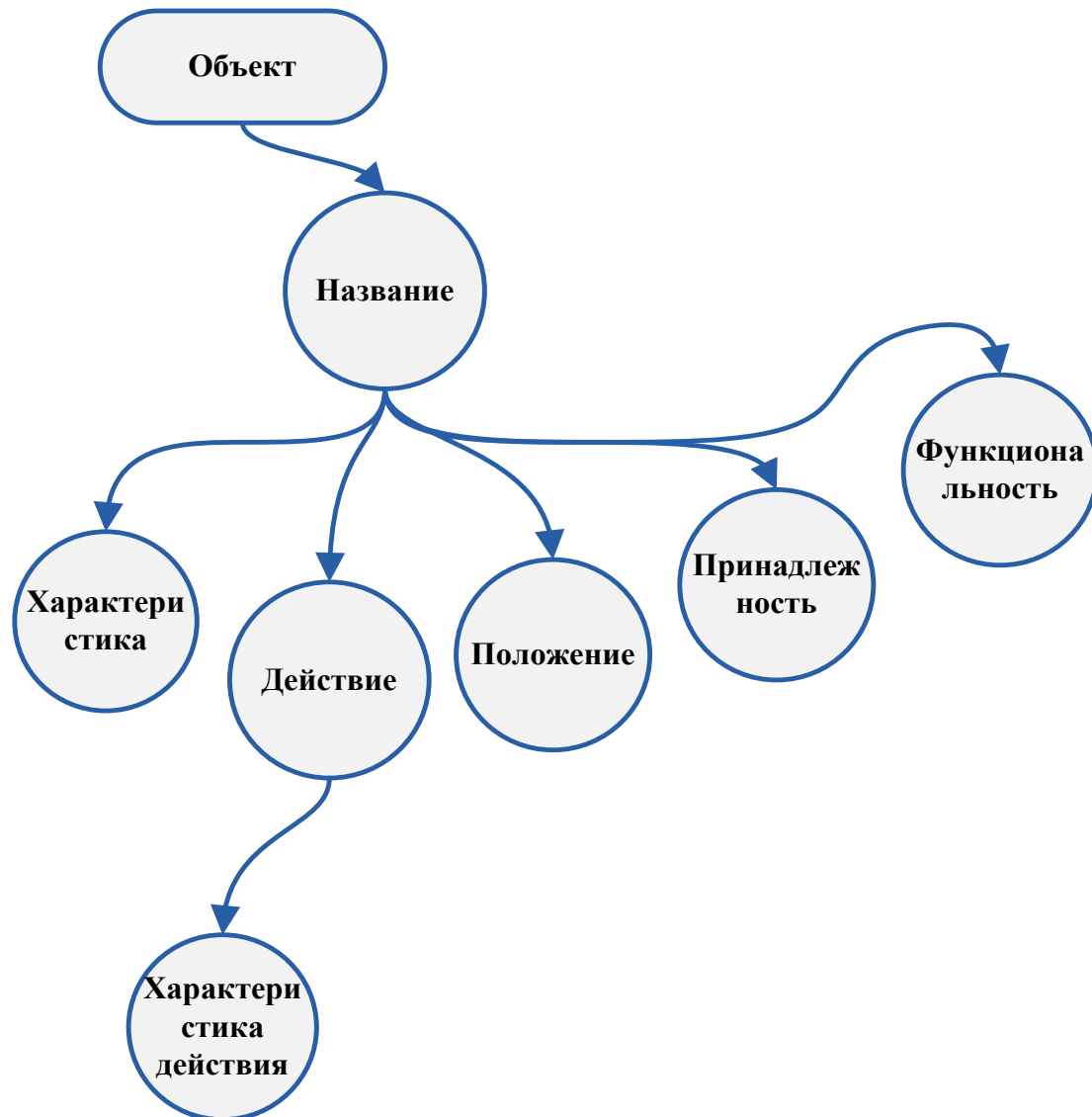


Рис. 6. Схема представления ключевого понятия

На рис. 6 показан пример ключевого понятия “цвет”. На рис. 7 прерывистой линией показаны связи понятия “цвет” с другими объектами, которые имеют только характеристики принадлежности и так же относятся к базовой онтологии.

Ручной режим построения онтологий достаточно трудоемкий. Поэтому был создан алгоритм и разработано прикладное программное обеспечение для автоматизации процесса создания онтологий («генератор онтологий»). В основу алгоритма были положены методы лингвистической обработки текста, а так же словари общего и специального назначения [9].

Онтология предметной области строится по тому же принципу.



Рис. 7. Пример связи между объектами базовой онтологии

Применение

Предложенный подход построения онтологий использовался для создания обучающей системы [10], системы управления научными проектами, а так же для находящихся в разработке, системы электронных публикаций и поисковой системы.

При построении названных систем использованы результаты, изложенные в [11], а именно преобразование и структурирование электронных документов (MS Word), извлечение знаний из электронных документов с последующим размещением и/или дополнением онтологий.

Созданные системы имеют механизмы поиска, обработки и представления данных–знаний об объекте пользователю.

Также ведется разработка среды для визуализации онтологий.

Выводы

В результате исследований создана концепция разработки онтолого – управляемой информационной системы на микро – уровне, в том числе предложена модель онтологии и метод представления знаний.

Предложенный подход использовался практически для создания онтолого – управляемых знание – ориентированных информационных систем.

Список использованной литературы

1. *Джон Ван Гиг.* Прикладная общая теория систем: В 2–х т. – М., 1981. – 732 с.
2. *Зинченко С.В.* Онтологически управляемые информационные системы // Открытые информационные и компьютерные интегрированные технологии. – Харьков: Гос. Аэроком. Ун–т “ХАИ”, 2004. – Вып. № 19. – С. 256 – 262.
3. *Гаврилова Т.А., Хорошевский В.Ф.* Базы знаний интеллектуальных систем: Учебник для вузов. – СПб: «Питер», 2000. – 384 с.
4. *Tim Berners–Lee.* What the Semantic Web can represent., 1998 // <http://www.w3.org/DesignIssues/RDFnot.html>
5. RDF/XML Syntax Specification. W3C Working Draft. // <http://www.w3.org/TR/rdf-syntax-grammar/>
6. Resource Description Framework (RDF) Schema Specification // <http://www.w3.org/TR/2000/CR-rdf-schema-20000327>.
7. OWL Web Ontology Language Guide. W3C Recommendation 10 February 2004. <http://www.w3.org/TR/2004/REC-owl-guide-20040210>
8. *Зинченко С.В.* Элементы структурирования знаний: понятия, атрибуты и произвольные отношения // Открытые информационные и компьютерные интегрированные технологии. – Харьков: Гос. Аэроком. Ун–т “ХАИ”, 2004. – Вып. № 23. – С. 84 – 89.
9. Морфологические модули // <http://www.aot.ru/docs/sokirko/Dialog2004.htm>
10. *Зинченко С.В.* Онтологічні керовані інформаційні технології та їх застосування для отримання якісної освіти в загальноосвітніх школах м. Києва // IX Міжнар. наук.–практич. конф. “Творчість та освіта в інтелектуальних пошуках та практиках сучасності”. – К.:ІВЦ “Видавництво «Політехнік”, 2007. – С. 231 – 232.
11. *Zinchenko S.* Ontological informational systems and their use for extraction, acquisition and representation of knowledge // IX International PhD Workshop OWD’2007. – Poland, Wisla, 2007. – P. 52 – 54.

УДК 531.383

С. В. Іванов, Ю.Д. Марцінишин, П. Б. Олійник

ГІДРОГРАФІЧНИЙ ЕХОЛОТ ДЛЯ ЗЙОМКИ ПРОФІЛЮ ДНА

В роботі представлено гідрографічний ехолот «Hydrographic Echo Sounder» та програмне забезпечення постобробки вимірних даних. Особливу увагу приділено методам виключення похибок, фільтрації даних та можливостям автоматизованої побудови гідрографічного планшета.

В работе представлен гидрографический эхолот «Hydrographic Echo Sounder» и программное обеспечение постобработки измеренных данных. Особенное внимание уделено методам исключения погрешностей, фильтрации данных та возможностям автоматизированного построения гидрографического планшета.

In the work the hydrographic echo-sounder «Hydrographic Echo Sounder» is presented. Particular attention is paid to error elimination methods, data filtering and abilities of automated hydrographic plan-table creation.

Вступ

Гідрографічні ехолоти являють собою професійне обладнання, призначене для вимірювання глибин, відображення профілю та приблизної структури дна, побудови батиметричних карт і тривимірних карт дна, пошуку різноманітних об'єктів на дні, а також використання з метою навігації.

Основні сфери застосування гідрографічних ехолотів:

- попереднє дослідження ділянок дна при плануванні підводно-технічних робіт, наприклад, аналіз руслових деформацій, побудова тривимірних карт дна при прокладці трубопроводів, будівництві гідротехнічних споруд і т.п.;
- планове обстеження підводних об'єктів або гідротехнічних споруд, наприклад, обстеження переходів трубопроводів через річки, дослідження підводної частини хвильорізів;
- інспектування виконаних підводних робіт, наприклад, промір ділянки дна до та після проведення днопоглиблювальних робіт дозволяє розрахувати об'єм видаленого ґрунту;
- пошук об'єктів, що знаходяться на дні або у придонному шарі мулу.

Для виконання такого широкого кола задач до технічних характеристик гідрографічних ехолотів висувають дуже жорсткі вимоги. Основними робочими частотами гідрографічних ехолотів є 200 кГц та 33 кГц. Частота 200 кГц дозволяє з високою точністю визначити поточну глибину, тоді як випромінювання з частотою 33 кГц, проникаючи у верхні шари дна, дозволяє судити про тип та щільність донного ґрунту. Однією з головних особли-

востей гідрографічних ехолотів є потужне програмне забезпечення, призначене для зйомки та обробки даних.

Постановка задачі

Метою даної роботи є представлення гідрографічного ехолота «Hydrographic Echo-Sounder» разом з застосованими методиками та алгоритмами постобробки вимірних даних.

Загальна характеристика ехолота

Гідрографічний ехолот являє собою програмно-апаратний комплекс, що складається з п'єзоелектричного випромінювача/приймального елемента, апаратного модуля, що забезпечує генерацію випромінюваного сигналу, приймання, фільтрацію та попередню обробку вимірних сигналів, приймача GPS, та програмного забезпечення постобробки вимірних даних.

Апаратний модуль забезпечує:

1. Роботу випромінювача ехолота в імпульсному режимі.
2. Частотну фільтрацію прийнятого сигналу вузькосмуговим фільтром, що дозволяє відкинути частину завад.
3. Визначення координат точки знаходження судна в момент зйомки за допомогою приймача GPS фірми Trimble, що працює в диференціальному режимі.
4. Запис вимірних даних на USB Flash накопичувач у вигляді текстових файлів спеціального формату в реальному часі.

Програмне забезпечення постобробки вимірних даних дозволяє:

1. Автоматично фільтрувати, а також коригувати вимірні дані.
2. Коригувати вимірні дані вручну.
3. Переглядати вимірні дані на планшеті та у вигляді тривимірного профілю дна.
4. В автоматичному режимі будувати ізобати.
5. Створювати планшет за правилами гідрографічної служби України та експортувати його в форматі векторної графіки.
6. Експортувати дані вимірювань та ізобати в форматі S-57.

Ехолот забезпечує визначення координат точки вимірювання глибини з точністю до 2 м, при відстані до стаціонарної (мобільної) ККС до 50 км за довірчої ймовірності $P = 95\%$, що повністю задовольняє вимогам стандарту ІНО S-44 [2] щодо найбільш жорсткого класу зйомки профілю дна, призначеного для досліджень небезпечних для судноплавства районів – Special Order (за ІНО S-44 точність визначення координат – до 2 м при довірчій ймовірності $P = 95\%$). Досягнута точність також повністю відповідає вимогам S-44 щодо менш жорсткого класу зйомки Order 1 (точність визначення

координат до 5 м при $P = 95\%$), призначеного для складання карт портів, гаваней, бухт, судноплавних каналів та прибережних фарватерів.

Компенсація похибок, фільтрація та виключення аномальних даних

Основними причинами появи шумів при ехолокації, що призводять до похибок, є [3]:

- нестала швидкість розповсюдження звуку у воді;
- рефракція звукових променів;
- реверберація;
- шуми об'єкта, на якому встановлено гідроакустичний пристрій;
- власні шуми гідроакустичного пристрою.

Для корекції похибок від несталої швидкості розповсюдження звуку в воді в програмному забезпеченні постобробки є можливість введення корекції за швидкість звуку на глибині. До глибини додається поправка dZ_v , розрахована за формулою:

$$dZ_v = \frac{V_{CP} - V_o}{V_o} Z_B,$$

де V_{CP} – реальна швидкість звуку в воді, V_o – швидкість звуку в воді, на яку відрегульовано ехолот, Z_B – глибина, виміряна ехолотом.

За наявності відомих похибок ехолота, виражених у одиницях глибини, можна використати ці дані, як величини поправок для відповідних глибин. Програмне забезпечення постобробки також дає можливість ввести поправку за рівень води в певний час вимірювань (що особливо актуально для районів шлюзів водосховищ та морських бухт).

Для зменшення впливу рефракції звукових променів в конструкції ехолота використано гостро направлену випромінюючу антену. Для боротьби з реверберацією використано короткочасне імпульсне випромінювання. Це дозволяє добитися швидкого затухання реверберації при збереженні енергії імпульсу.

З метою зменшення впливу шумів об'єкта (судна), на якому встановлено ехолот, на виміряні дані, вимірювальний перетворювач та апаратний модуль ехолота встановлено на дні судна далеко від суднових механізмів. Вплив власних шумів суттєво зменшує смугова фільтрація, а також перетворення виміряних даних в цифровий код після попереднього підсилення і фільтрації.

Для виключення аномальних даних, що все ж потрапили у файли вихідних даних, застосовуються оригінальні алгоритми, описані в [3]. До даних можна також застосувати процедуру згладжування відліків за формулою:

$$\bar{d}_i = \begin{cases} d_i, & i = 1 \text{ або } N, \\ \frac{d_{i-1} + 2d_i + d_{i+1}}{4}, & i = 2 \dots N-1, \end{cases}$$

де \bar{d}_i – згладжені відліки вимірювальної інформації про глибину,

d_i – початкові відліки вимірювальної інформації про глибину,

N – загальна кількість відліків.

Крім того, дані можна фільтрувати в програмі постобробки за допомогою вейвлет-фільтра [4]. Для фільтрації використовується сімейство вейвлетів Добеші. Найефективнішим є вейвлет Добеші db4. Для фільтрації можливе застосування:

- 1) адаптивного порогу за незміщеною оцінкою ризику Штейна – поріг $t = |x_i|$ вибирається таким чином, щоб мінімізувати ризик порогу r_i , який визначається для i -го елемента відсортованої за

$$\text{зростанням вибірки } x \text{ за формулою } r_i = \frac{N - 2 \cdot i + \sum_{j=1}^i x_j^2 + (N - i) \cdot x_i^2}{N},$$

$i = \overline{1, N}$, N – об'єм вибірки;

- 2) універсального фіксованого порогу $\sqrt{2 \cdot \ln(N)}$ (N – довжина вибірки, що підлягає фільтрації);
- 3) евристичного адаптивного порогу Штейна (при малому відношенні сигнал/шум використовується універсальний фіксований поріг, інакше – незміщена оцінка ризику Штейна);
- 4) мінімаксного критерію (отримання мінімуму максимальної середньоквадратичної похибки на заданій множині даних).

Найбільш ефективним виявилось застосування адаптивного порогу Штейна та евристичного адаптивного порогу Штейна. Застосування вейвлет-фільтрації дозволяє суттєво зменшити вплив шумів, не виключених вузько-смужовою фільтрацією. Спотворення сигналу в цьому випадку складає не більше 0,5 % [4].

Побудова планшету

Після виключення аномальних даних, фільтрації та корекції виміряних даних користувач має можливість проаналізувати взаємне положення даних на планшеті.

Перш за все, програма забезпечує відображення даних в чотирьох опорних системах координат (датумах), що найчастіше використовуються в навігації та картографії – WGS-84 (система координат GPS), СК-42 (еліпсоїд Красовського, 1942 року), СК-95 (еліпсоїд Красовського, 1995 року) та ПЗ-90 (система координат «Параметри Землі»), та коректний перехід з од-

ного датума в інший. Перехід від однієї системи координат до іншої відбувається за допомогою матриць переходу шляхом ітеративного розрахунку; похибка переходу між системами координат складає не більше 0,001 м. Планшет будується в проекції Меркатора зі стандартною середньою шириною Чорного моря.

При проведенні аналізу даних програма забезпечує можливість вимірювання відстані між точками вимірювання по планшету. Можливе також видалення точок, що виходять за межі галсів (наприклад, помилково виміряних під час розвороту судна).

Після проведення аналізу та відкидання помилково виміряних даних програма дозволяє побудувати ізобати як по стандартному ряду глибин (через 1 м), так і по ряду, заданому користувачем. Алгоритм побудови ізобат створено на основі алгоритму NeXTcontour1.4 (автор Thomas H. Pulliam, NASA Ames Research Center); вихідний алгоритм модифіковано таким чином, щоб він забезпечував виділення ізобат в непрямокутній області як на рівномірній, так і на нерівномірній сітці. Для побудови плавних ліній ізобат використано двовимірну інтерполяцію ермітовими кубічними поліномами [5] (оскільки звичайні кубічні сплайни дають наближення кривих з коливаннями, нехарактерними для ліній ізобат).

Приклад планшету з побудованими ізобатами показано на рис. 1. Планшет показано в режимі вимірювання відстані.

Після побудови ізобат можлива побудова тривимірного профілю дна (рис. 2), що дозволяє більш наочно відобразити дані картографу–користувачу.

Експорт виміряних даних

Повністю сформований за правилами гідрографічної служби планшет можна експортувати в формат векторної графіки .EMF або роздрукувати. Крім того, можливий експорт даних в форматі обміну між електронними картографічними системами згідно зі специфікацією стандарту ІНО S–57 [6]. Це дозволяє використати виміряні ехолотом дані в будь–якій електронній системі картографії або електронній навігаційній системі – помічнику штурмана.

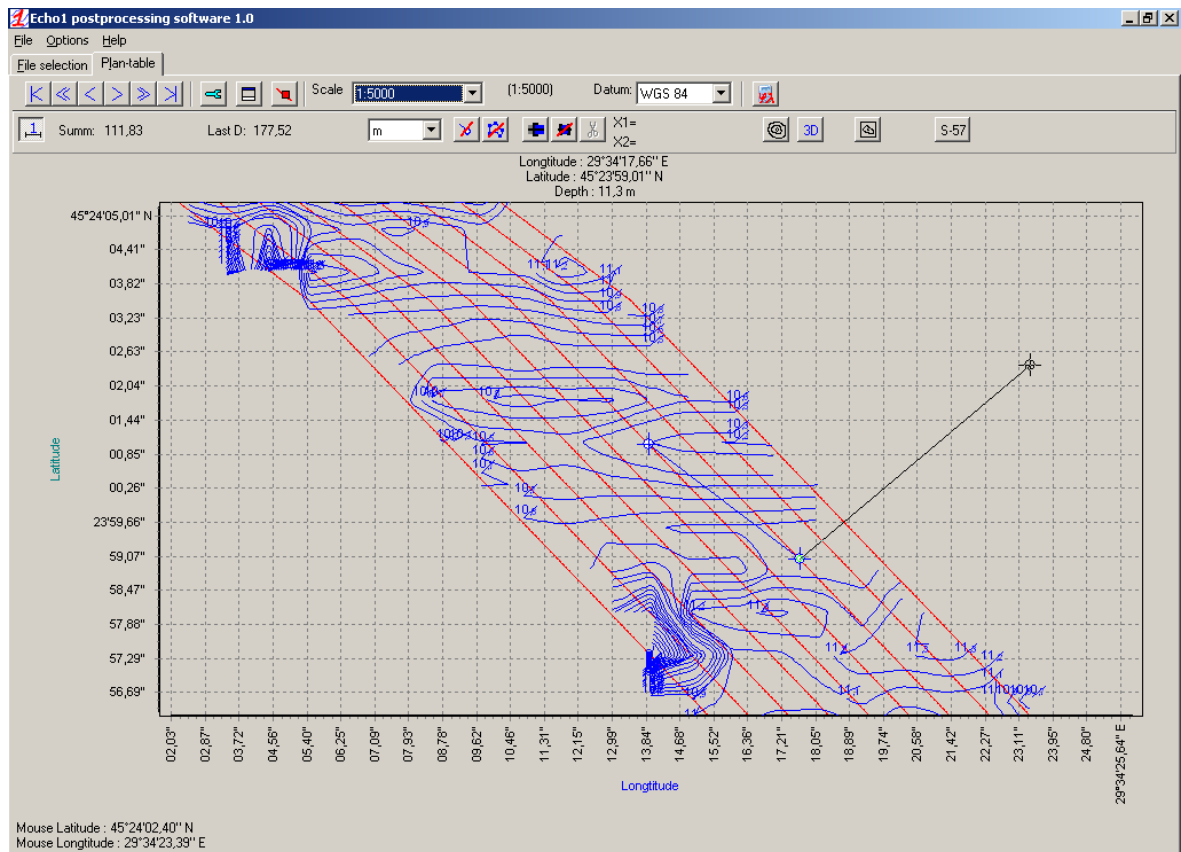


Рис. 1. Планшет з ізобатами в режимі вимірювання відстані

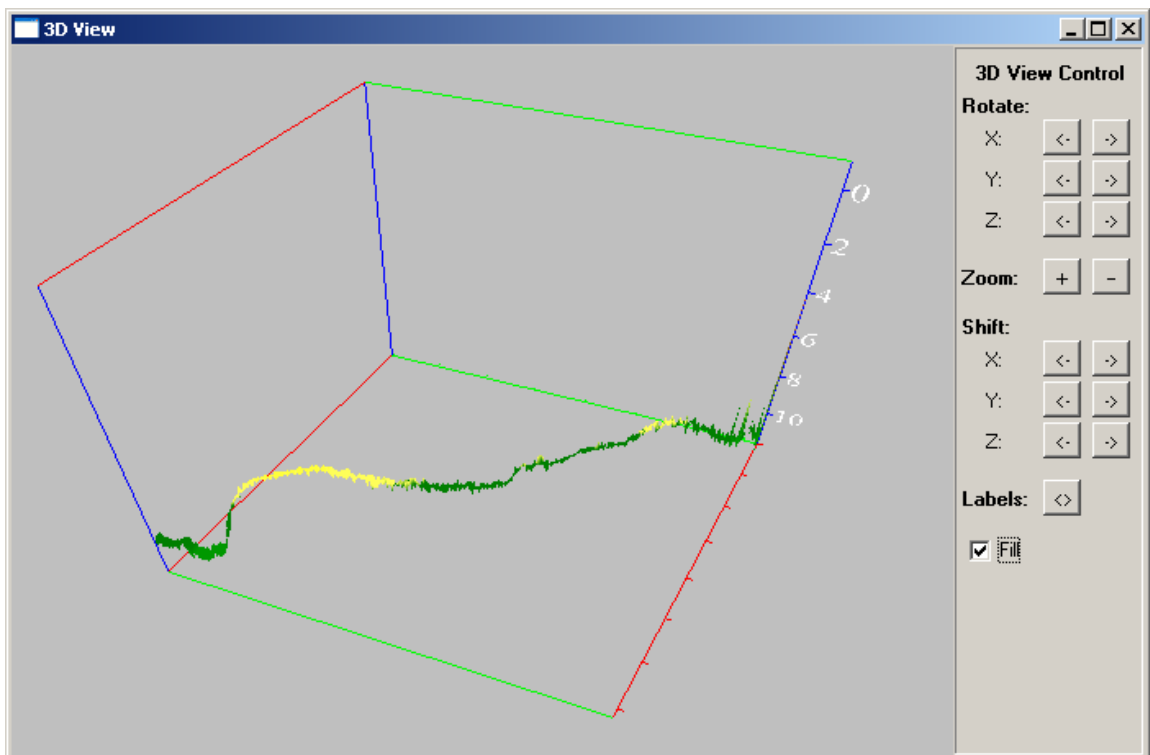


Рис. 2. Тривимірний профіль дна. Вузька смуга профілю – наслідок проходження кількох галсів поряд на невеликій дистанції

Висновки

Представлений в статті ехолот є приладом, що дозволяє повністю виконувати поставлені задачі – зйомку профілю дна бухт, гаваней та прибережних районів. За необхідності, як зазначено вище, ехолот може бути використано також для зйомки даних районів, небезпечних для судноплавства. Запропоновані методи фільтрації, корекції похибок та постобробки дозволяють розв'язати задачу побудови промірних гідрографічних планшетів.

Вдосконалення використаних та впровадження нових методів фільтрації, корекції похибок та постобробки для обробки вимірних даних може стати предметом подальших досліджень.

Список використаної літератури

1. *Корякін А., Іванов С.* Деякі питання створення навігаційного комплексу для промірних робіт і площинних зйомок. Вісник Держгідрографії. – 2003. – №3. – с.2–3.
2. ІНО S–44. ІНО standards for hydrographic surveys, Edition 4 – Monaco: International Hydrographic Bureau, 1998. – 26 p.
3. *Іванов С. В., Олійник П. Б.* Цифрова обробка даних глибини при проведенні зйомки акваторій судноплавних шляхів. Вісник ЖДТУ. Технічні науки. – 2006. – № 2(37). – с. 61–65.
4. *Іванов С. В., Олійник П. Б.* Комплекс «Промір» для гідрографічного тралення та пошуку затонулих об'єктів: засоби навігації та методи цифрової обробки даних. Геофізический журнал, – 2008 – № 2, т.30. – с. 115-122.
5. *Бахвалов Н.С., Жидков Н.П., Кобельков Г.М.* Численне методы – М: «Наука», 1987 – 630 с.
6. ІНО S–57. ІНО transfer standard for digital hydrographic data, Edition 3.1 – Monaco: International Hydrographic Bureau, 2000. – 114 p.

УДК 621.317

О. М. Нечипоренко

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ЦИФРОВОГО ВИМІРЮВАЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА В ЧАСТОТНІЙ САР

При порівняльному аналізі похибки і тривалості перетворення частоти методами дискретного рахування циклічної дії з частотно-імпульсним (вимірювання частоти) і часоімпульсним (вимірювання періоду) кодуванням зроблений вибір способу цифрового перетво-

рення нестационарного вихідного частотно-модульованого сигналу вимірювальних перетворювачів будь-якої фізичної величини в цифровий код - спосіб часоімпульсного кодування. Отримана адекватна математична модель динамічних процесів в частотній системі автоматичного регулювання (САР), яка включає як аналогові (пневматичні, механічні, електричні), так і цифрові перетворення.

Сделан сравнительный анализ погрешности и длительности преобразования частоты методами дискретного счета циклического действия: с частотно-импульсным (измерение частоты) и времяимпульсным (измерение периода) кодированием. Для нестационарного частотно-модулированного сигнала измерительных преобразователей любой физической величины в цифровой код выбран способ времяимпульсного кодирования. Получена адекватная математическая модель динамических процессов в частотной системе автоматического регулирования (САР), которая включает как аналоговые (пневматические, механические, электрические), так и цифровые преобразования.

The analysis of error and duration of frequency transformation by the methods of discrete account of cyclic action with the pulse-frequency (measuring frequency) and pulse-time (measuring period) encoding was carried out. Method of the pulse-time encoding was chosen for a digital transformation of non-stationary frequency-modulated signal of measuring transformers of any physical value in a digital code. The adequate mathematical model of dynamic processes was obtained in the frequency system of automatic control, which includes both analog (pneumatic, mechanical, electric) and digital transformations.

Вступ

Для обґрунтованого вибору засобу сполучення частотної системи автоматичного регулювання (САР) [1] з мікропроцесором або ЕОМ проведений аналіз відомих методів перетворення частотного сигналу в цифровий код. Простота апаратної реалізації, точність і швидкодія обумовлюють застосування в частотних САР методів дискретного підрахунку [2], що іменуються також розрахунково-імпульсними, електронно-розрахунковими, методами зіставлення та ін. Ці методи використовуються в основному для вимірювань стаціонарних частот. Разом з тим частотна САР часто є системою автоматичного регулювання з програмним управлінням, в якій частотний сигнал істотно змінюється в часі та є нестационарною вимірюваною величиною.

Постановка задачі

Мета даної роботи – виведення адекватної математичної моделі цифрового перетворювача частоти з урахуванням динамічних процесів для її використання в загальному аналізі частотної САР.

Актуальність задачі пов'язана з підвищенням точності високошвидкісних динамічних вимірювань при широтно-імпульсній модуляції [3].

Вибір методу вимірювання частотно-модульованого сигналу

Порівняємо похибку і тривалість перетворення частоти методами дискретного підрахунку циклічної дії з частотно-імпульсним (вимірювання частоти) і часоімпульсним (вимірювання періоду) кодуванням (рис.1).

Відносна похибка δ_f вимірювання частоти [4]

$$\delta_f = \pm(100 / T_u f_x + \delta_o),$$

де T_u – опорний проміжок часу, $T_u = n_f T_o$, T_o – період квантуючих імпульсів опорного генератора зразкової частоти f_o ; n_f – коефіцієнт ділення частоти опорного генератора; f_x – частота, що вимірюється; δ_o – нестабільність частоти f_o для термостатованого кварцового генератора зі зразковою частотою $f_o = 10$ МГц $\delta_o = 10^{-7} \dots 10^{-9}$.

Час вимірювання частоти $t_{uf} = T_u$.

Відносна похибка δ_T вимірювання періоду імпульсного сигналу

$$\delta_T = \pm(100T_o / T_x n_T + \delta_o)$$

де n_T – кількість усереднювальних періодів; $T_x = 1 / f_x$ – період вимірюваного сигналу.

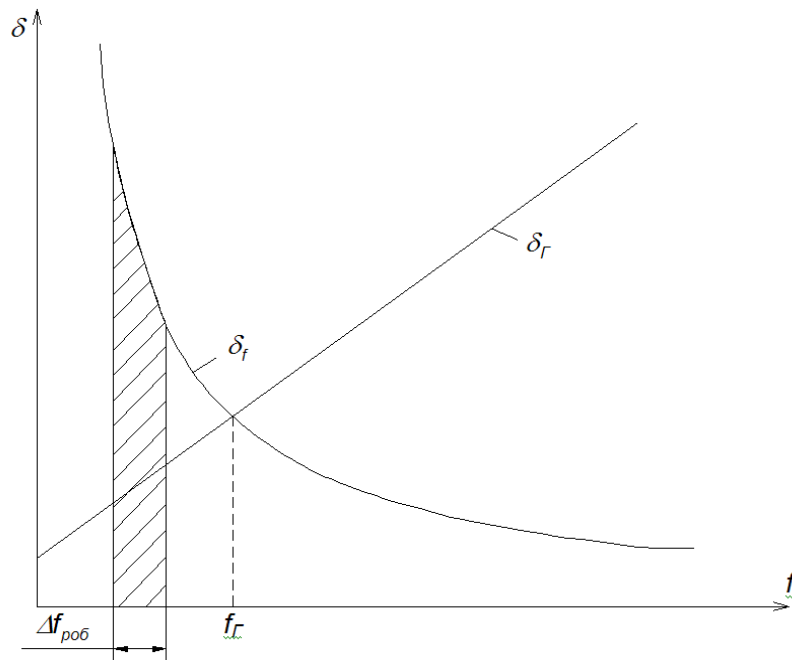


Рис. 1. Графіки залежностей відносних похибок квантування від частоти при часоімпульсному і частотно-імпульсному кодуванні частотного сигналу

Час вимірювання періоду $t_{uT} = T_x n_T$. При $t_{uT} = t_{uf} = t_u$ порівняння δ_f і δ_T дає значення граничної частоти f_T , при якій $\delta_f = \delta_T$. Тоді $1/t_u f_T = T_o / t_u$, звідки $f_T = 1/T_o = f_o$. У частотних перетворювачів тиску з механічним резонатором (наприклад, з вібруючим циліндром) робоча девіація частотно-модульованого сигналу $\Delta f_{роб}$ знаходиться в діапазоні звукових частот (одиниці, десятки кілогерц), тому $f_x \ll f_o$. Отже, $\delta_T \ll \delta_f$ і для перетворень нестационарних частотних сигналів в системах автоматичного управління придатний тільки метод часоімпульсного кодування (використання періодоміра).

Виведення комплексної математичної моделі

Узагальнена математична модель методу дискретного підрахунку циклічної дії, що дана в роботах [5] і [6], не зовсім підходить для часоімпульсного перетворення, оскільки час вимірювання є функцією двох змінних: поточного часу t і рівня вимірюваного сигналу T_x (змінний параметр ланки запізнення і нерівномірна частота дискретизації не дозволяють використовувати перетворення Лапласа). Тому вказана математична модель потребує уточнення для даного випадку.

Вимірювання періоду цифровим методом – це квантування за рівнем сигналу, що дискретизований в часі із змінним кроком дискретизації T_∂ , на якому проводиться кускова інтеграція вхідної величини і усереднювання її за час вимірювання

$$T_{cpj} = \frac{1}{t_{uj}} \int_{t_j}^{t_j+t_{uj}} T(t) dt \tag{1}$$

де $T(t)$ – період частотно-модульованого сигналу, що є функцією вимірювальної величини, що безперервно змінюється, (наприклад, тиск повітря в робочій порожнині частотного вимірювального перетворювача тиску в автоматичному програмному задатчику тиску [1, 6]) t_j – моменти дискретизації. Важливо відзначити, що в (1) результат усереднювання T_{cpj} дорівнює часу вимірювання t_{uj} , а також дорівнює кроку дискретизації T_∂ , тобто $T_{cpj} = t_{uj} = T_\partial$.

При усереднюванні декількох прилеглих періодів вихідна величина визначається виразом

$$T_{cpj} = \frac{1}{m} \left[\frac{1}{t_{u1j}} \int_{t_j}^{t_j+t_{u1j}} T(t) dt + \frac{1}{t_{u2j}} \int_{t_j+t_{u1j}}^{t_j+t_{u1j}+t_{u2j}} T(t) dt + \dots + \right]$$

$$\left. + \frac{1}{t_{uij}} \int_{t_j + \sum_{\lambda=1}^i t_{u\lambda j}}^{t_j + \sum_{\lambda=1}^i t_{u\lambda j}} T(t) dt + \frac{1}{t_{umj}} \int_{t_{j+1} - t_{umj}}^{t_{j+1}} T(t) dt \right] = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m T_{cpij},$$

де $T_{\partial} = m T_{cpj} = \sum_{i=1}^m T_{cpij}$; m – кількість усереднених періодів.

Цифрове значення вихідного сигналу періодоміру

$$N_j = f_o T_{cpj} = \sum_{v=1}^M N_v A^{v-1},$$

де N_v – показання v -го розряду лічильника; A – основа прийнятої системи числення.

Для представлення дискретних значень N як функції безперервного часу t апроксимуємо вихідний сигнал поліномом нульового порядку (ступінчаста апроксимація). Тоді

$$N(t) = \frac{1}{T_0} \sum_{j=1}^n T_{cpj} \cdot \Pi(t, t_j),$$

де $\Pi(t, t_j)$ – функція вікна; $\Pi(t, t_j) = 1(t - t_j) - 1(t - t_{j+1})$; $1(t) = \begin{cases} 1, & t \geq 0, \\ 0, & t < 0. \end{cases}$

При квантуванні $N(t)$ по рівню отримаємо

$$N_{кв}(t) = Ent[N(t) / q_x],$$

де $Ent[\dots]$ – ціла частина числа; q_x – ступінь квантування.

При малому значенні $q_x \ll \Delta_u$, де Δ_u – абсолютна похибка вимірювання, можна вважати вихідним сигналом ступінчастий дискретизований сигнал $N(t)$. Зображення $N(t)$ по Лапласу можна визначити, використовуючи вираз для комплексної згортки

$$\begin{aligned} L N(t) &= \frac{1}{T_0} \sum_{j=1}^n L [T_{cpj} 1(t - t_j)] - L [T_{cpj} 1(t - t_{j+1})] = \\ &= \begin{cases} \frac{1}{T_0} \sum_{j=1}^n \left\{ \frac{1}{2\pi i} \int_{\lambda - i\infty}^{\lambda + i\infty} [T_{cp}^*(z) [\ell^{-t_j(s-z)} - \ell^{-t_{j+1}(s-z)}] / (s - z)] dz, \lambda > \sigma_1; \right. \\ \left. \frac{1}{T_0} \sum_{j=1}^n \left\{ \frac{1}{2\pi i} \int_{\lambda - i\infty}^{\lambda + i\infty} [T_{cp}^*(s - z) (\ell^{-t_j z} - \ell^{-t_{j+1} z}) / z] dz, \lambda > \sigma_2; \right. \end{cases} \quad (2) \end{aligned}$$

де λ – параметр, що визначає експоненціальний порядок оригіналу, s, z – комплексні змінні зображень;

$$T_{cp}^*(z) = L[T_{cpj}(t)].$$

Область існування зображень – напівплощини збіжності $\text{Re } z > \lambda$; $\text{Re } s > \sigma_1 + \sigma_2$, де σ_1, σ_2 – абсциси абсолютної збіжності функцій $L T(t)$, $L[1(t)]$.

Знайдемо $T_{cp}^*(t)$ через зображення $T^*(s) = L[T(t)]$.

При $m=1$ і $t_j=0$ (вимірювання одного періоду) вираз (1) можна замінити на

$$T_{cp}(\tau) = \frac{1}{\tau} \int_0^\tau T(t) dt,$$

де $\tau = 1 / t_{uj}$.

Тоді

$$T_{cp}(\tau) = \int_s^\infty [T^*(s) / s] ds.$$

У реальному періодомірі $t_j \neq 0$, тобто функція зсунута по осі часу на t_j :

$$T_{cp}(\tau, t_j) = \frac{1}{\tau} \int_{t_j}^{t_j+\tau} T(t) dt = \frac{1}{\tau} \int_0^\tau T(t - t_j) dt..$$

Введемо нову змінну $y = t - t_j$. Тоді

$$T(y) = T(t - t_j),$$

$$dy = dt,$$

$$T_y^*(s) = \ell^{-t_j s} T^*(s),$$

де $T_y^*(s)$ – зображення функції $T(y)$.

Остаточно на часовому інтервалі $t \in [t_j; t_j + t_{uj}]$

$$T_{cp}^*(s) = \int_s^\infty [\ell^{-t_j s} T^*(s) / s] ds. \tag{3}$$

Складність інтегрування (3) полягає у тому, що $t_j \neq jT_\partial$, $T_\partial = \text{Var}$. Представимо змінний період слідування вхідних імпульсів, які формуються дискримінантом періодоміра по вхідному частотному сигналу (наприклад, при переході сигналу через нульовий рівень), як

$$T[j, \varepsilon] = T(0)\varphi[j, \varepsilon], 0 \leq \varepsilon \leq 1, j = 0, 1, \dots,$$

де $T(0)$ – період слідування імпульсів в початковий момент часу $t_0 = 0$; $\varphi[j, \varepsilon]$ – закон зміни періоду. При фіксуванні ε , наприклад, $\varepsilon = 0$, функцію $T[j, \varepsilon]$ можна розглядати як не зміщену решітчасту функцію $T[j, 0]$. Поточний час t_j , що взятий в дискретний момент посилки імпульсів, можна представити у вигляді

$$t_j = T(0) \sum_{v=0}^j \varphi[v, 0] = T(0) \Psi[j, 0].$$

Якщо провести нормування поточного часу t

$$\bar{t} = t_j / T(0) \Psi[j, 0],$$

то решітчасту функцію $T_{cp}(t_j)$ можна представити у вигляді решітчастої функції $T_{cp}[j, 0]$ з постійним періодом слідування $\bar{t}_0 = 1$. Тоді є справедливим застосування дискретного перетворювання Лапласа:

$$\tilde{T}_{cp}^*(q) = \sum_{j=0}^{\infty} \ell^{-qj} T[j]. \quad 4)$$

При обчисленні $\tilde{T}_{cp}^*(q)$ по (4) необхідно враховувати, що з переходом в область нормованого часу в моменти $t = t_j$ нормований час $\bar{t} = j$.

Висновки

Вираз (2) з урахуванням (3) або (4) повністю описує динамічні процеси цифрового перетворення частотного сигналу методом часоімпульсного кодування і є його уточненою комплексною математичною моделлю.

При експериментальному дослідженні такої частотної САР (практична реалізація – частотний автоматичний задатчик тиску [7]) отримано, що гіпотеза про адекватність комплексної математичної моделі (2) реальним процесам не відкидається з рівнем значущості 5 %.

Ця модель необхідна для повного аналізу динамічних процесів в частотних САР, які включають як аналогові (пневматичні, механічні, електричні), так і цифрові перетворення. Крім того, матеріали статті можуть бути використані при виборі і аналізі цифрових перетворювачів вихідного частотно-модульованого сигналу вимірювальних перетворювачів будь-якої фізичної величини.

Список використаної літератури

1. Нечипоренко Е.Н., Полишко С.П. Создание высокоточных и быстродействующих датчиков давления газа // Измерительная техника. - № 8. - 1989. - с.32-34.

2. *Мирский Г.Я.* Электронные измерения. - М.: Радио и связь, 1986. - 440с.
3. *Сомов С.Е.* Динамика успокоения упругого спутника при широтно-импульсной модуляции управления двигателями. // Изв. вузов. Авиационная техника, 2005. - № 4. – с. 22-28.
4. *Орнатский П.П.* Автоматические измерения и приборы. - К.: Вища школа, 1986. - 504 с.
5. *Новицкий П.В., Кнорринг В.Г., Гутников В.С.* Цифровые приборы с частотными датчиками. - Л.: Энергия, 1970. - 424 с.
6. *Иовлева О.В., Ларионов В.М.* Математическая модель вибрационного горения в трубе с внезапным изменением поперечного сечения // Изв. вузов. Авиационная техника, 2008. - № 3. – с. 50-54.
7. “Программный задатчик давления” Нечипоренко О.М., Полишко С.П. Авторское свидетельство СССР № 1546941 от 1 февраля 1988 г.

УДК 531.768

М. Г. Черняк, М. Ф. Жовнір

МОДЕЛЮВАННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ АВТОГЕНЕРАТОРНОГО ВИМІРЮВАЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА МІКРОПЕРЕМІЩЕНЬ НА ПОВЕРХНЕВИХ АКУСТИЧНИХ ХВИЛЯХ

Представлено результати досліджень вимірювального перетворювача мікропереміщень на основі дисперсії фазової швидкості поверхневої акустичної хвилі.

Представлены результаты исследований измерительного преобразователя микроперемещений на основе дисперсии фазовой скорости поверхностной акустической волны.

There are offered results of researching of microdisplacement measuring transducer based on phase velocity dispersion of surface acoustic wave.

Вступ

Вимірювальні перетворювачі мікропереміщень (ВПП) є вторинними перетворювачами (ВП) практично всіх сучасних датчиків механічних величин (ДМВ). Вони здійснюють вимірювання мікропереміщення чутливого елемента (ЧЕ) ДМВ (у діапазоні до $\pm 0,1 \dots 1$ мм) та перетворення його у вихідний електричний сигнал, а їх метрологічні та експлуатаційні характеристики значною мірою визначають точність та надійність всього ДМВ. Тому

проблема створення недорогих ВПМП, що мають високі метрологічні та експлуатаційні характеристики, завжди актуальна.

На даний час перспективними є недорогі високоточні автогенераторні ВПМП на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ) з частотним вихідним сигналом, які виготовляються за груповими мікроелектронними технологіями і призначені для використання в сучасних прецизійних та середньої точності ДМВ (сили, тиску, лінійних та кутових прискорень та інших) [1].

В літературі практично відсутні наукові публікації, присвячені всім питанням розробки (від математичного моделювання до виготовлення та випробувань) сучасних ВПМП па ПАХ. В існуючих публікаціях розглянуті лише окремі питання побудови математичних моделей [1,2], розробки конструкцій і технологій виготовлення [1,3], методів і засобів випробувань та використання в засобах вимірювань [2,3,6] цих ВПМП.

Постановка задачі

Метою статті є розробка фізико-математичної моделі та експериментальні дослідження автогенераторного ВПМП, який побудовано на основі дисперсії фазової швидкості ПАХ, що виникає при переміщенні збурюючого тіла – механічного зонда у електричному полі ПАХ, яка поширюється поверхнею п'єзоелектричного звукопровода [1]. Також розглянуто приклад використання такого ВПМП, як ВП, в сучасному датчику тиску (ДТ) рідин та газів.

Фізико–математичне моделювання

На рис. 1 наведено функціональну схему диференційного ВПМП на основі двох ПАХ–автогенераторів (ПАХ–АГ) 1 та 2, частотні вихідні сигнали яких надходять на змішувач 3, з якого сигнал різницевої частоти надходить на фільтр 4 та підсилювач 5.

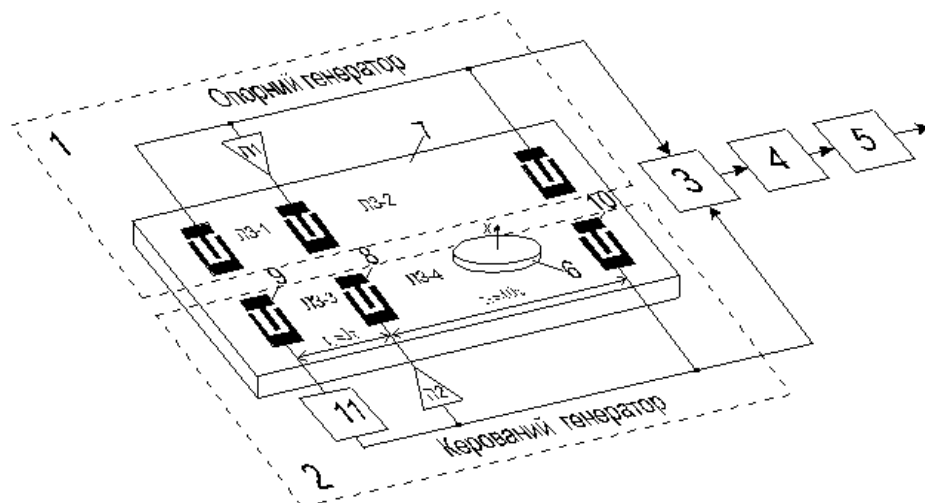


Рис. 1. Функціональна схема диференційного ВПМП на ПАХ–АГ

Зонд 6 під впливом вимірюваної величини переміщується в електричному полі ПАХ, потенціал якого змінюється експоненційно $\varphi = \varphi_0 \exp -2\pi X/\lambda$, де φ_0 – потенціал електричного поля ПАХ на вільній поверхні п'єзоелектричного звукопроводу; $\lambda = V/f$; f , V та λ – частота, фазова швидкість та довжина ПАХ на вільній поверхні звукопроводу, відповідно; X – відстань від п'єзоелектричної поверхні звукопроводу 7. Переміщення зонда викликає зміну частоти коливань керованого генератора внаслідок дисперсії фазової швидкості ПАХ. Фазове набігання ПАХ, викликане дисперсією швидкості хвилі внаслідок збурення зондом електричного поля хвилі, визначається співвідношенням [4]:

$$\varphi_X = 2\pi N \int_{-\infty}^X S_V dX, \quad (1)$$

де $S_V = \frac{1}{V} \frac{\partial V}{\partial X}$ – крутість дисперсійної характеристики; $N = W/\lambda$ – число довжин хвиль на збудженій ділянці звукопроводу.

Для забезпечення стійкої роботи ПАХ–автогенераторів, враховуючи необхідність створення області більшої довжини збурюваної зондом ділянки W п'єзоелектричного звукопроводу, використано метод конкуренції мод [1,5].

Метод полягає у тому, що в автогенераторі створюються два різних за акустичною довжиною канали зворотнього зв'язку. Часова затримка сигналу в одному каналі $\tau_1 = L_1/V$, а в другому $\tau_2 = L_2/V$. В результаті, в автоколивальній системі виникають дві зсунуті одна відносно іншої сітки власних частот. В одній сітці власні частоти знаходяться на відстані $\Delta f_1 \approx 1/\tau_1$, а в іншій на відстані $\Delta f_2 \approx 1/\tau_2$.

Стійкі коливання в автогенераторі при обмеженому запасі за самозбудженням виникають лише на тій частоті, на якій власні частоти різних сіток співпадають. Це відбувається у тому випадку, коли електронний пристрій комутації 11, що з'єднує вихідний зустрічно–штирбовий перетворювач (ЗШП) 9 з електричним колом, знаходиться у замкненому стані. Для цієї частоти результуючий коефіцієнт зворотнього зв'язку буде найбільшим. ЗШП при цьому можуть бути досить широкосмуговими. Реалізувати два акустичні канали зворотнього зв'язку можливо, використовуючи дві лінії затримки (ЛЗ), або використовуючи ЛЗ на ПАХ, яка має один вхідний ЗШП 8 та два вихідні ЗШП 9 і 10, що розміщені по різні боки від вхідного. Якщо пристрій комутації 11 у розімкненому стані, то робота датчика зводиться до роботи пристрою для вимірювання мікропереміщень, описаного у [1].

Проведемо аналіз рівнянь балансу фаз обох ПАХ–автогенераторів.

Рівняння балансу фаз опорного ПАХ–АГ мають вигляд

$$\varphi_{L1} + \varphi_{y1} = 2\pi n_1; \quad \varphi_{L2} + \varphi_{y1} = 2\pi n_2, \quad (2)$$

де φ_{y1} – набігання фази в електричному колі підсилювача; n_1 і n_2 – моди ПАХ–коливань; φ_{L1} і φ_{L2} – набігання фаз в ЛЗ–1 і ЛЗ–2, які, відповідно, визначаються виразами:

$$\varphi_{L1} = 2\pi f_1 \tau_1 = 2\pi f_1 \frac{L_1}{V}; \quad \varphi_{L2} = 2\pi f_1 \tau_2 = 2\pi f_1 \frac{L_2}{V}; \quad (3)$$

τ_1 та τ_2 – час затримки у ЛЗ–1 і ЛЗ–2 відповідно; f_1 – частота генерованих коливань.

З рівнянь (3) одержуємо вираз для частоти генерованих коливань опорного ПАВ–автогенератора

$$f_1 = f_{01} = \frac{n_2 - n_1}{\tau_2 - \tau_1}. \quad (4)$$

У керованому ПАХ–АГ зонд викликає, відповідно з (1), додаткове набігання фази φ_X , тому рівняння балансу фаз набуває вигляду

$$\varphi_{L4} + \varphi_{y2} = 2\pi n_4, \quad (5)$$

де φ_{y2} – набігання фази в електричному колі підсилювача; n_4 – мода коливань; φ_{L4} – набігання фази в ЛЗ–4, яке визначається співвідношенням:

$$\varphi_{L4} = 2\pi f_2 \tau_4 + \varphi_X = 2\pi f_2 \frac{L_4}{V} + \varphi_X; \quad (6)$$

τ_4 – час затримки в ЛЗ–4 за відсутності зовнішнього впливу; f_2 – частота генерованих коливань.

З рівняння (6) отримуємо формулу для частоти генерованих коливань керованого ПАХ–автогенератора

$$f_2 = f_{02} - f_{02} \frac{\varphi_X}{2\pi n_4}. \quad (7)$$

Використовуючи вирази (4) та (7), одержимо співвідношення для вихідної частоти ВПМП (після підсилювача 5)

$$F = f_1 - f_2 = F_0 + \Delta F, \quad (8)$$

де $F_0 = f_{01} - f_{02}$ – початкова вихідна частота за відсутності зовнішнього впливу; ΔF – приріст вихідної частоти при переміщенні зонду в електричному полі ПАХ, який визначається формулою

$$\Delta F = \frac{f_{02} N}{n_4} \int_{-\infty}^X S_V dX. \quad (9)$$

Зі співвідношення (9) випливає, що приріст вихідної частоти ВПМП пропорційний довжині звукопроводу $W = N\lambda$, яка перекривається зондом, та крутості дисперсійної характеристики S_V . Як показали експериментальні дослідження, довжина збурюваної ділянки має бути не менше, ніж $W_{\min} = 100\lambda$. При цьому необхідно виключити зрив генерації поверхневих акустичних хвиль зустрічно–штирьовими перетворювачами у випадку близького розміщення зонду до ЗШП, при якому відбувається закорочування електричного поля в області ЗШП через зонд. Застосування діелектричного зонду значно зменшує дисперсію фазової швидкості, що призводить до зниження чутливості вимірювального перетворювача.

В якості звукопроводу рекомендується використання сильних п'єзоелектриків (LiNbO_3 , $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$, ZnO), які забезпечують крутість дисперсійної характеристики $S_V \approx 100\text{м}^{-1}$, а для покращення амплітудночастотної та фазочастотної характеристик штири ЗШП виконувати розчіпченими [1,6].

Експериментальні дослідження

Експериментально досліджено макетний зразок диференційного ВПМП на ПАХ–АГ, що працює за методом конкуренції мод згідно рис. 1. В макеті використано звукопровід на основі LiNbO_3 41,5⁰ X, при цьому фазова швидкість ПАХ складає 4000 м/с. Довжина кожного ЗШП $\tau = 10\lambda / V$, затримка сигналів у каналах ЛЗ $\tau_1 = 3\tau = 30\lambda / V$ та $\tau_2 = 10\tau = 100\lambda / V$, розрахункове значення центральної частоти опорного генератора $f_{01} = V/\lambda = 41,67\text{МГц}$, де $\lambda = 96\text{мкм}$. При цьому сітки частот генератора знаходяться на відстанях $\Delta f_1 \approx 1/\tau_1 = 4,17\text{МГц}$ та $\Delta f_2 \approx 1/\tau_2 = 1,39\text{МГц}$.

На рис. 2 наведені розрахункові амплітудночастотна (а) та фазочастотні (б) характеристики каналів ліній затримки ЛЗ–3 та ЛЗ–4 досліджуваного макету. Точки перетину фазочастотних характеристик визначають частоти можливих стійких коливань в автогенераторі, якщо виконується умова балансу амплітуд $K_y\beta \geq 1$, де K_y – коефіцієнт підсилення підсилювача; β – втрати у колі зворотного зв'язку. Внесені втрати в каналах ліній затримки склали 5...6 дБ, а спільні внесені втрати – 7...8 дБ. Для забезпечення необхідного запасу по самозбудженню коефіцієнт підсилення підсилювача вибрано на 4...6 дБ більше, ніж втрати у колі зворотного зв'язку.

На рис. 3 показано експериментальну амплітудночастотну характеристику ЛЗ–3 та ЛЗ–4 макету.

Порізаність характеристики виникає внаслідок відбить ПАХ від штирів ЗШП та різної затримки в каналах ліній затримки. Смуга пропускання при цьому зменшується в 1,5...2,0 рази.

Електронну частина макету ВПМП виготовлено у вигляді гібридної

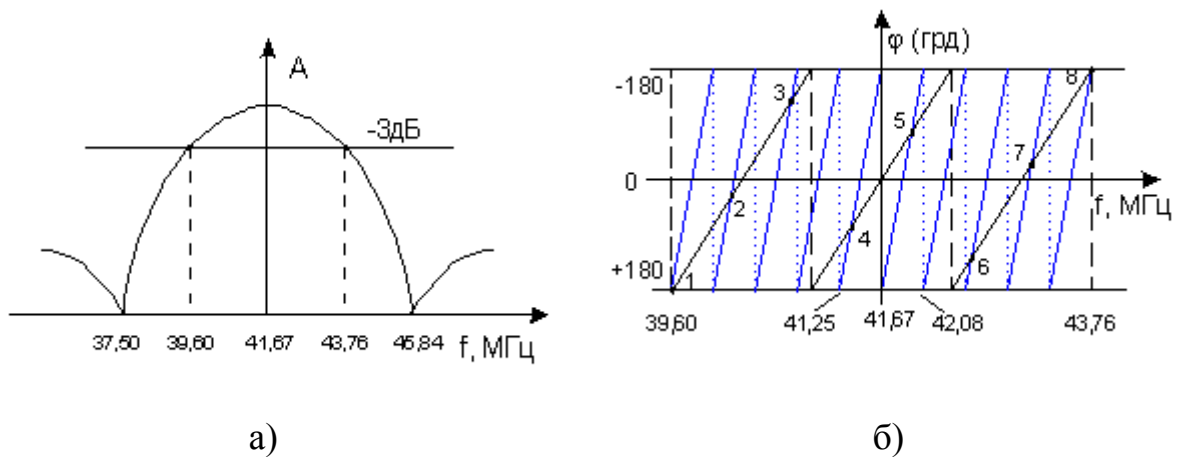


Рис. 2. Розрахункові амплітудночастотна (а) і фазочастотна (б) характеристики ліній затримки

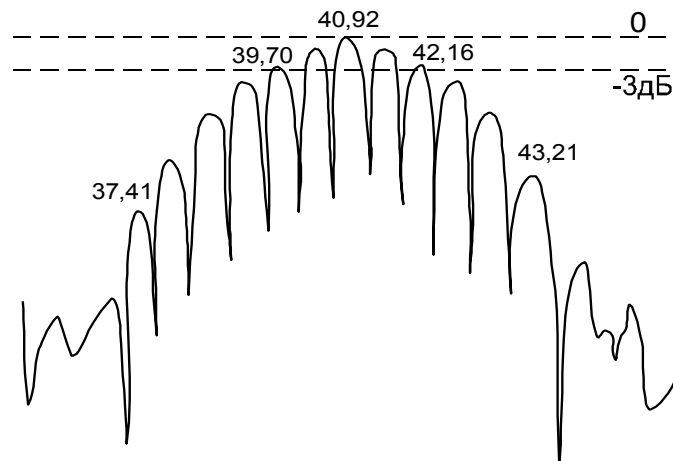


Рис. 3. Експериментальна амплітудночастотна характеристика ліній затримки

інтегральної схеми, високочастотні підсилювачі якої виконані на транзисторах 2Т 3101. Коефіцієнт підсилення підсилювачів склав 25 дБ. Для забезпечення стійкої роботи ПАХ–автогенераторів внесені втрати ЛЗ були доведені до 18...20 дБ, для чого замість узгоджувачих індуктивностей підключені послідовно до зустрічно–штирьових перетворювачів резистори $R=500$ Ом.

Лінії затримки було розміщено у металевому корпусі макету з отвором над збуреною ділянкою ЛЗ–4. В якості збурюючого зонду використано металевий шток діаметром 7 мм з полірованим торцем, переміщення якого задавалося мікрометричним гвинтом та контролювалося індикатором часового типу з ціною поділу 1 мкм.

На рис. 4 наведено залежність вихідної частоти макету ВПМП від відстані від поверхні п'єзоелектричного звукопроводу ЛЗ–4 до штока, частота

вимірювалася електронним частотоміром ЧЗ–54. Ця залежність є експериментальною функцією перетворення (ФП) макету ВПМП.

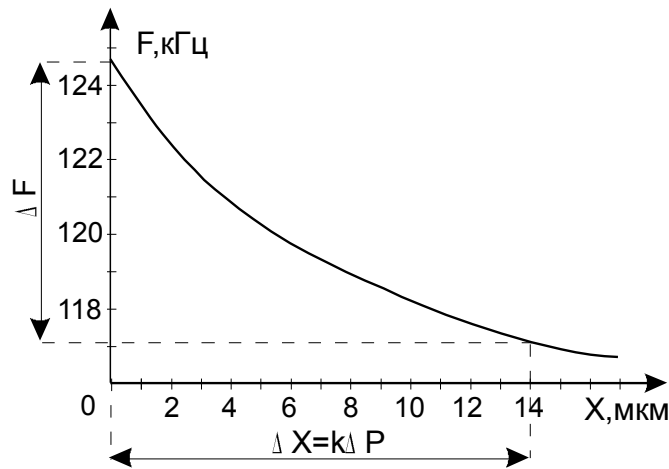


Рис. 4. Експериментальна ФП макету ВПМП

Як показали експериментальні результати ефективність впливу штока на фазову швидкість забезпечується при зазорі $0 \leq X \leq 0,15\lambda = 14,5 \text{ мкм}$. При цьому для макету ВПМП отримано: початкова вихідна частота $F_0 = 117,5 \text{ кГц}$; девіація вихідної частоти $\Delta F = \Delta F_g - \Delta F_n = 124,5 - 117,5 = 7,0 \text{ кГц}$; середня чутливість макету ВПМП $S_x = \Delta F / \Delta X = 7,0 \text{ кГц} / 14,5 \text{ мкм} \approx 0,5 \text{ кГц/мкм}$.

Приклад використання

Досліджуваний ВПМП можна використовувати як вторинний перетворювач практично всіх сучасних ДМВ. Розглянемо, як приклад, його використання в датчику тиску (ДТ) рідин та газів.

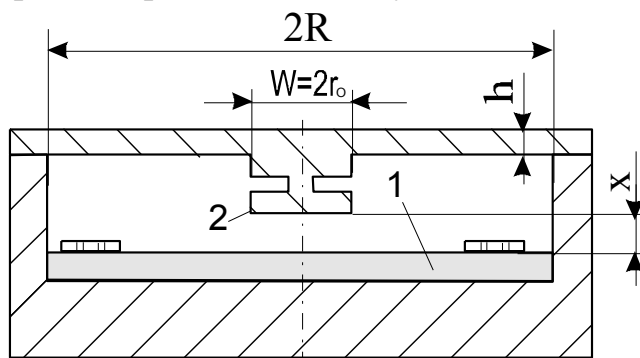


Рис. 5. Конструкція, яка пояснює принцип дії ДТ з ВПМП на ПАХ-АГ

Конструкція, яка пояснює принцип дії такого ДТ, показана на рис. 5 [6]. Переміщення X жорсткого центру (зонду) мембранного чутливого елемента 2 ДТ відносно лінії затримки 1 (ЛЗ–4 згідно рис. 1) визначається співвідношенням [7]

$$X = kP, \tag{10}$$

де $k = \frac{3(1-\mu^2)C^4 - 1 - 4C^2 \ln C}{16C^4 E h^3} R^4$; P – тиск, що вимірюється; $C = R/r_0$, R и r_0 –робочий радіус мембрани ЧЕ та радіус її жорсткого центру; μ и E

- коефіцієнт Пуасона та модуль пружності матеріалу мембрани; h – товщина мембрани (для малих переміщень $X/h \ll 1$).

Тоді, згідно формул (9) та (10), приріст вихідної частоти ДТ, в залежності від тиску, що вимірюється, визначається виразом [6]

$$\Delta F = \frac{f_{02} N}{n_4} \int_{-\infty}^X S dP,$$

де $S = kS_V$.

Розрахунки показують, що при використанні мембрани, виготовленої зі сталі з конструктивними параметрами $R = 0,02$ м, $r_0 = 0,005$ м, $h = 0,001$ м, $E = 2,2 \cdot 10^{11}$ Н/м² та $\mu = 0,28$, коефіцієнт $k = 1,22 \cdot 10^{-10}$ м³/Н.

Тоді, на підставі проведених експериментальних досліджень, при дії вимірюваного тиску $P = 1,2 \cdot 10^5$ Н/м² ≈ 900 мм. рт. ст. переміщення жорсткого центру (зонду) мембранного ЧЕ $X = 14,5$ мкм, а середня чутливість ДТ буде, згідно рис. 4, $S_p = \Delta F / P \approx 7,8$ кГц/мм. рт. ст.

Сучасні ПАХ–автогенератори, що використовуються в ДМВ на акустоелектронному тензоефекті, мають високу стабільність (короткочасова нестабільність менше ± 1 Гц за 10с; середньочасова нестабільність менше ± 5 Гц за 1 годину) частоти генерації [1,5]. Виходячи з цього порогова чутливість та розподільна здатність ДТ буде не гірше $\pm 1,5 \cdot 10^{-4}$ мм.рт.ст., а його динамічний діапазон – не менше 10^6 . Ці показники відповідають сучасним та перспективним вимогам щодо автогенераторних ДМВ [1].

Суттєве (в 5–7 разів) додаткове покращення метрологічних характеристик ДТ (за рахунок зменшення адитивних похибок його ВПМП) може бути досягнуто шляхом його застосування, за аналогією з іншими ДМВ на ПАХ–АГ, в складі вимірювальної системи по структурній схемі наведеній в статті [3].

Висновки

Розроблена фізико–математична модель ВПМП на ПАХ–АГ дозволила отримати аналітичні вирази (4)...(9) для його розрахунку у першому наближенні та оцінки можливості застосування в якості ВП в сучасних ДМВ. Основні теоретичні результати підтверджені експериментальними дослідженнями макетного зразка ВПМП.

Запропонована функціональна схема диференційного ВПМП на основі нового метода конкуренції мод забезпечила стійкий одномодовий режим роботи ПАХ–АГ у складі ВПМП. Цей метод може бути рекомендовано для подальшої розробки та використання.

Наведений приклад використання ВПМП, як вторинного перетворювача сучасного ДТ, демонструє можливості його застосування в засобах вимірювань механічних величин з високими метрологічними характеристиками.

В подальшому доцільно на підставі запропонованих в статті підходів виконати дослідження інструментальних похибок ВПМП і сформувані точні вимоги до групових мікроелектронних технологій його виготовлення.

Список використаної літератури

1. Жовнір Н.Ф., Черняк Н.Г., Дитковський А.А. Измерительные преобразователи физических величин на ПАВ // *Электроника и связь*. – 2003. – № 18. – С. 2 – 27
2. Лепих Я.И., Лопушенко В.К., Черняк Н.Г., Николаенко Ю.Е. Особенности разработки датчиков давления на ПАВ для АЭС // *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*. – 2002. – № 2. – С. 58 – 63.
3. Zbrutsky A., Chernyakh N., Skripkovsky G. Creation of low cost linear accelerometers for navigation and control systems // *Symposium Gyro Technology*. – Stuttgart, Germany, 2005. – P. 4.1 – 4.11.
4. Жовнір М.Ф., Черняк М.Г., Дідківський А.А., Наушенко С.С. Фізико-технічні основи побудови вимірювального перетворювача мікропереміщень на поверхневих акустичних хвилях // *Електроніка і зв'язь*. – 2004. – № 23. – С. 5 – 28.
5. Дворников А.А., Огурцов В.И. Уткин Г.М. Стабильные генераторы с фильтрами на поверхностных акустических волнах. – М.: Радио и связь, 1983. – 136с.
6. Жовнір М.Ф., Черняк М.Г., Дідківський А.А., Наушенко С.С. Пристрій на поверхневих акустичних хвилях для вимірювання тиску. Деклараційний патент України на винахід №71213А. – Опубл. 15.11.2004. – Бюл. №11.
7. Пономарёв С.Д., Андреева Л.Е. Расчет упругих элементов машин и приборов. – М.: Машиностроение, 1980. – 242с.

УДК 621.317

В. Д. Ціделко, Н. А. Яремчук, М. В. Гальовська

РЕПРЕЗЕНТАТИВНА ТЕОРІЯ ВИМІРЮВАНЬ В СУЧАСНІЙ МЕТРОЛОГІЇ

В статті розглянуті основні положення репрезентативної теорії вимірювань з аналізом їх застосування в сучасній метрології. Розглянуто особливості введення ординальної властивості до складу вимірюваних величин.

В статье рассмотрены основные положения репрезентативной теории измерений с анализом их применения в современной метрологии. Рассмотрены особенности введения ординальных свойств в состав измеряемых величин.

The statements of representative theory are considered in the article with analysis of their applications in modern metrology. The features of ordinal properties embedding to the structure of measurands are regarded.

Вступ

В традиційній метрології [1] вимірювані властивості відображаються метрологічними шкалами (різниць і відношень), а вимірювання (як процедура відображення) відповідає кількісному принципу рівноінтервальності відображення. Автори репрезентативної теорії вимірювань [2], [3] розширили поняття вимірювання на властивості, що відображаються номінальними і ординальними шкалами, де принцип рівноінтервальності відображення несправедливий. Але сучасні тенденції розвитку метрології характеризуються її поширенням на властивості, що в традиційній метрології вважають такими, що не підлягають вимірюванню. Зокрема, це стосується властивостей, що відображаються ординальною шкалою [4].

Тобто, за сучасною метрологією, вимірюванню підлягає та частина властивостей, що може бути охарактеризована розміром. Тому виникає необхідність в розгляді основних положень репрезентативної теорії вимірювань з аналізом можливості їх застосування в сучасній метрології.

Постановка задачі

Мета статті – аналіз основних положень репрезентативної теорії вимірювань на предмет їх застосування в сучасній метрології. Це стосується систематизації властивостей і величин, шкал вимірювання, визначення вимірювання, процедури вимірювання, невизначеності вимірювання.

Властивості і величини

Властивості є емпіричною системою з відношеннями (ЕСВ), що формально записується як $\mathbf{Q} = \langle Q; R \rangle$, де $Q = \{q_1, q_2, \dots\}$ – сукупність проявів властивості; $R = \{R_1, R_2, \dots\}$ – сукупність відношень між проявами властивості [5]. Номінальна властивість – це властивість явища, тіла або речовини, що може бути ідентифікована або не ідентифікована по відношенню до властивості, що порівнюється, але не може бути впорядкована у відповідності з розміром [4]. Номінальна властивість подається кортежем $\mathbf{Q} = \{Q; \square\}$, де \square – позначення емпіричного відношення еквівалентності. Номінальна властивість відображається за числовою системою з відношеннями (ЧСВ) $\mathbf{N} = \langle N; = \rangle$, де N – ряд натуральних чисел. Але на практиці існує багато випадків, коли об’єкти реального світу або їх характеристики та атрибути подають не числами, а умовними символами (ССВ – символна система з відношеннями). За ССВ номінальна властивість відображається системою символів $\mathbf{Z} = \{Z; \square\}$. Для номінальної властивості це, наприклад, атлас кольорів, де певний колір позначає певний клас еквівалентності.

Якщо властивість може бути охарактеризована кількісно до опорної, її називають величиною [4]. Атрибути величини – це рід і розмір. Рід – це загальний аспект величин, що можуть взаємно порівнюватись. Наприклад, величини – діаметр, периметр, відстань, довжина хвилі, звичайно розглядають як однорідні, що їх узагальнено називають довжиною. Розмір характеризує кількісний вміст властивості. Розмір – це атрибут, що відсутній у номінальній властивості. Тому властивості можна розділити на номінальні властивості та величини за наявністю або відсутністю розміру (рис. 1).

Ординальна величина [4] – це величина, яку визначають за встановленою процедурою вимірювання, для якої характерне відношення порядку за розміром серед однорідних величин, але не визначені алгебраїчні операції. Приклади ординальних величин: твердість за Роквеллом С, октанове число бензину, сила землетрусу за шкалою Ріхтера. Формально, як ЕСВ, ординальну величину подають кортежем $\mathbf{Q} = \langle Q; \square; \succ \rangle$, де \succ – позначення емпіричного відношення порядку. Ординальну величину визначають за ЧСВ $\mathbf{N} = \langle N; =; \succ; + \rangle$.

Вимірювання

В репрезентативній теорії [3] встановлено наступне неформальне визначення вимірювання: це емпіричний, об’єктивний процес передавання чисел властивостям об’єктів чи явищ реального світу, щоб таким чином описати їх.

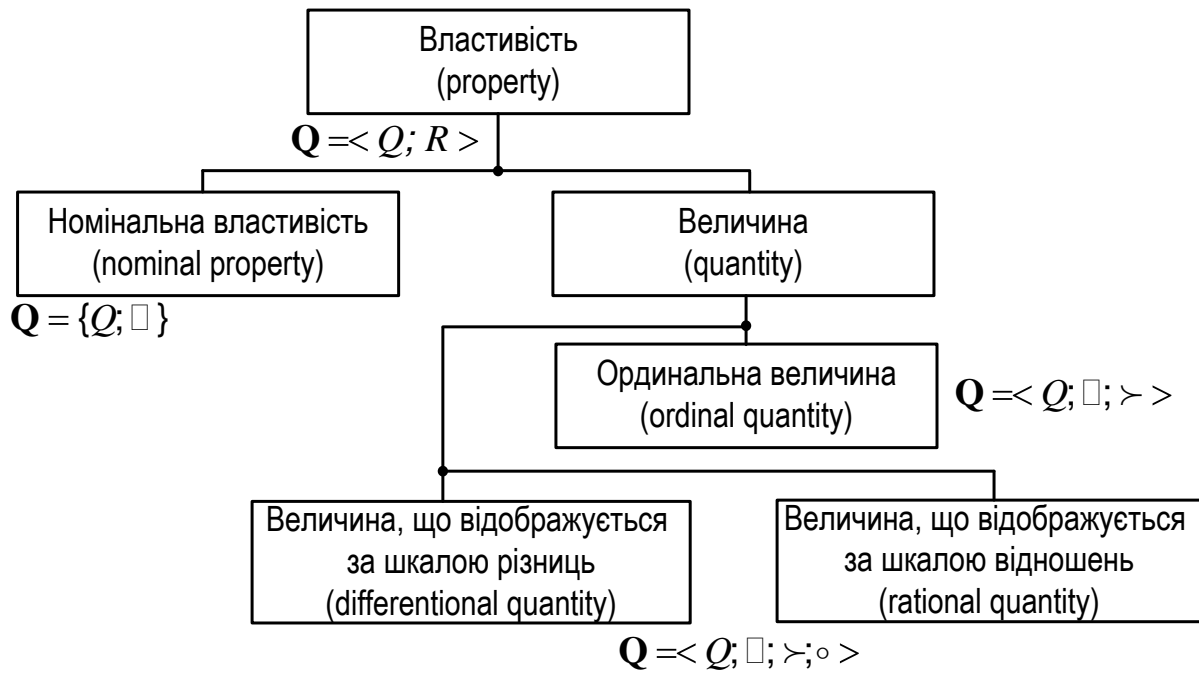


Рис. 1. Систематизація властивостей як емпіричних систем з відношеннями

За [4] – це процес експериментального отримання одного чи кількох значень величини, що можуть бути їй обґрунтовано приписані. Відмінність визначень полягає в наступному: вимірювання в сучасній метрології розповсюджується тільки на величини, в той час як в репрезентативній теорії розглядається можливість вимірювання за номінальною шкалою.

Аналіз особливостей вимірювання в репрезентативній теорії дозволяє виділити спільні з метрологією, зокрема:

- Вимірювання – це передавання чисел властивостям об'єктів чи явищ. Тобто це опис властивостей. Таким чином, при вимірюванні емпірична (матеріальна) система відображається числовою або символною (формальною) системою.
- При вимірюванні числа передають прояви властивостей. Тоді відношення між числами обумовлюється емпіричними відношеннями між проявами властивостей.
- Якщо числа, передані проявам властивості двох об'єктів вимірювання, дорівнюють одне одному, вважають, що прояви двох властивостей емпірично не розрізняються. Емпірична нерозрізнимість відповідає рівності чисел.
- Вимірювання можливе за існуванням чіткої концепції властивості як абстрактного аспекту цілого класу об'єктів, в яких індивідуальні прояви властивості є предметом вимірювань.

- Вимірювання – об’єктивний процес. Це означає, що числа, які передаються властивості вимірюванням, повинні бути в межах невизначеності результату вимірювання, незалежними від спостерігача.
- Вимірювання є емпіричною процедурою. Концепція вимірюваної властивості повинна бути заснована на емпіричному відношенні.

Але є особливості репрезентативної теорії вимірювань, що не відповідають положенням класичної метрології. Зокрема, це стосується кількісного принципу рівноінтервальності відображення, що заснований на використанні одиниці вимірювання. Один із авторів репрезентативної теорії вимірювання [3] зауважує, що при вимірюванні має місце порівняння проявів властивості з іншими проявами тієї ж властивості. Це спільна частина багатьох неформальних визначень вимірювання. Але багато визначень йде ще далі і встановлюють, що міра властивості визначається відношенням розміру властивості до еталонного розміру, який береться за одиницю, тобто значення величини x дорівнює

$$x = E \left| \frac{X}{q_x} \right| q_x, \quad (1)$$

де X – розмір величини, q_x – розмір одиниці вимірювання, q_x – розмірність величини, $E|\cdot|$ – ціла частина відношення розмірів.

Це твердження (за репрезентативною теорією) несправедливе для багатьох шкал вимірювання і обмежує можливості вимірювання. Виникає питання, чи можна кожне передавання чисел властивостям класифікувати як вимірювання. Одна крайня точка зору (в соціальних і психологічних науках) така, що кожне емпіричне об’єктивне надання чисел проявам властивостей можна називати вимірюванням. Друга крайня точка зору, що тільки числа, які відображають тим чи іншим чином відношення до розміру одиниці властивості, є мірами. Це класична точка зору і багатьох визначень вимірювання в традиційній метрології і фізиці. Багато інших визначень припускають: для того, щоб бути вимірюванням, передавання чисел повинно передбачати щонайменше емпіричний порядок серед проявів властивостей у відповідності з розміром. Останнє визначення вимірювання прийнято в сучасній метрології, де до переліку вимірюваних величин увійшли ординальні величини.

Формально вимірювання в репрезентативній теорії визначається як об’єктивна емпірична операція

$$M: Q \rightarrow N, \quad (2)$$

така, що $\mathbf{Q} = \langle Q; R \rangle$ наноситься гомоморфно на $\mathbf{N} = \langle N; R \rangle$ за допомогою M і F , де F – перенесення одне до одного з областю R і межами P :

$$F: R \rightarrow P, \quad (3)$$

так, що $P_i = F(R_i)$; $P_i \in P$; $R_i \in R$.

Під гомоморфним перенесенням розуміють співвідношення

$$R_i(q_1, q_2, \dots, q_n) \leftrightarrow P_i(M(q_1), M(q_2), \dots, M(q_n)),$$

яке виконується $\forall R_i \in R, \forall P_i \in P$ та $P_i = F(R_i)$.

Таким чином, репрезентативна умова вимірювання вимагає, щоб вимірювання було встановлене у відповідності між проявами властивості і числами таким чином, щоб відношення між розглянутими проявами властивості припускали відношення між їх зображеннями у ряді чисел.

Шкала вимірювання (шкала величини)

В репрезентативній теорії шкалу вимірювання визначають кортежем $\langle Q; N; M; F \rangle$. Згідно [4] шкалу вимірювання або шкалу величини визначають як впорядкований ряд значень величин певного роду, що використовується для розміщення однорідних величин відповідно до їх розміру.

Шкала ординальної величини або ординальна шкала – це шкала величини, що визначається формальним узгодженням, за якою відбувається тільки порівняння розміру. В ординальних шкалах (шкалах порядку) ЕСВ $Q = \langle Q; \square; \succ \rangle$ встановлюється на Q . Ряд еталонних об'єктів, що відрізняються за розміром $S_i \in Q$ розміщують впорядковано $S = \{S_1, S_2, \dots, S_n\}$ у відповідності до $\langle Q; \square; \succ \rangle$. Елемент $q \in Q$ можна порівняти з елементами S , як і в номінальній шкалі. Якщо $q \square S_i \in S$, йому приписують номер S_i . Якщо q не є еквівалентним жодному $S_i \in S$, то можна визначити два еталонних елементи, між якими він знаходиться.

Екстенсивні шкали фізичного вимірювання засновані на встановленні на впорядкованій ЕСВ операції \circ комбінування об'єктів, яка має формальні властивості додавання. Нехай об'єкти $\omega_1, \omega_2, \omega_3, \omega_4 \in \Omega$ мають прояви властивостей $q_1, q_2, q_3, q_4 \in Q$. Для екстенсивної шкали повинна бути встановлена операція комбінування ω_1, ω_2 по відношенню до q_1, q_2 , яку позначають як $q_1 \circ q_2$ з наступними властивостями:

- $q_1 \circ q_2 \in Q$;
- $q_1 \circ q_2 > q_1$;
- $q_1 \circ q_2 \square q_2 \circ q_1$ (комутативність);
- $q_1 \circ (q_2 \circ q_3) \square (q_1 \circ q_2) \circ q_3$ (асоціативність);
- якщо $q_2 \square q_3$, тоді $q_1 \circ q_2 \square q_1 \circ q_3$;
- якщо $q_3 \succ q_2$, тоді $q_1 \circ q_3 \succ q_1 \circ q_2$;
- якщо q_1, q_2, q_3, \dots мають один до одного відношення еквівалентності і є елемент $q'_1 \succ q_1$, тоді існує множина n елементів q_i таких, що

$q'_1 \prec q_1 \circ q_2 \circ \dots \circ q_n$ (постулат Архімеда).

З цими визначеннями $\langle Q; \square; \succ; \circ \rangle$ має структуру з тими самими властивостями, як і ЧСВ $\langle Re; =; \succ; + \rangle$. Шкалу встановлюють з емпіричною операцією порядку і з «адитивним» комбінуванням. Вибирають об'єкт $S_1 \in Q$, як еталон і йому приписують число 1. Далі вибирають такий інший об'єкт $S'_1 \in Q$, що $S'_1 \square S_1$. Можна сконструювати чи вибрати еталон $S_2 \square S_1 \circ S'_1$ і приписати йому число 2, $S_3 \square S_2 \circ S_1$ і приписати йому число 3 і т.д. Можуть бути отримані часткові еталони $S_{1/2}, S'_{1/2} \in Q$, для яких $S'_{1/2} \circ S_{1/2} \square S_1$. Тоді $S_{1/2}$ приписують число $1/2$.

Можна отримати еталонний ряд: $S = \{\dots, S_{1/2}, S_1, S_2, S_3, \dots\}$. Елемент $q \in Q$ може бути вимірний знаходженням елемента S_i , до якого приводить відношення еквівалентності, і йому приписують число, що відповідає S_i .

Допустимі перетворення для шкали

Умова репрезентативності ((2),(3)) може бути справедливою для більш, ніж одного перенесення M . Можна допустити певну трансформацію однієї шкали в іншу без знецінення умови репрезентативності. Тому постає задача визначення класу перетворень шкали, для якого справедлива умова репрезентативності.

Існує цілий ряд шкал, які гомоморфно відображають певну ЕСВ Q в певну ЧСВ N . Цей клас шкал позначають $M(Q, N)$. Шкали, що належать класу $M(Q, N)$, називають еквівалентними, а сам клас $M(Q, N)$ – класом еквівалентних шкал. Дві шкали еквівалентні тоді і тільки тоді, коли існує частковий ендоморфізм певної ЧСВ, яка відображає одну шкалу в іншу [2]. Елементи множини часткових ендоморфізмів називають допустимими перетвореннями шкали, тому що вони переводять певну шкалу в еквівалентні шкали.

Розглянемо, як приклад, перенесення, яке відображає гомоморфно ЕСВ $\langle Q; \square; \succ; \circ \rangle$ на ЧСВ $\langle Re; =; \succ; + \rangle$, що є фундаментальною вимірювальною процедурою зі шкалою, заснованою на адитивних комбінаціях. Якщо всі міри $M(\cdot)$ замінити на $\alpha M(\cdot)$, де α – дійсне додатне число, тоді міра $\alpha M(\cdot)$ зберігає потрібний гомоморфізм і помноження на дійсне додатне число – допустиме перетворення. Це той же ефект, що і зміна одиниці на $1/\alpha$ від первісної шкали.

Можна класифікувати шкали за класами перетворень, допустимими для них. В табл. 1 M – числа, а M' - числа на перетвореній шкалі.

Таблиця 1.

Характеристики шкал вимірювання

Тип шкали	Клас допустимих перетворень	Статистичні міри	
		Розміщення центру	Розсіювання
номінальна (найменування)	$M' = F(M)$, де F - будь-яке заміщення одне одного	мода	інформація

ординальна (порядку)	$M' = F(M)$, де F - будь-яка моно- тонно зростаюча функція	медіана	сприйнятливість
інтервальна (різниць, від- ношень, пропо- рційна)	$M' = \begin{cases} \alpha M + \beta; \alpha > 0 \\ \alpha M; \alpha > 0 \end{cases}$	середнє арифметичне	середнє квадратичне ві- дхилення, дисперсія

Шкали можна також класифікувати за статистичними мірами, що використовуються при вимірюваннях за різними типами шкал.

Формування концепції властивості

Формування концепції властивості передуює розвитку процедури вимірювання і формуванню шкали. Твердість, наприклад, повинна спочатку бути ясно визначеною, як опір речовини до деформації до того, як знайдено шкалу для її вимірювання. Концепція властивості формується як об'єктивне правило для класифікації аспектів об'єктів, що емпірично спостерігається, в єдиний ряд разом з сім'єю об'єктивних емпіричних відношень. Формально концепція властивості визначається як ряд Q всіх проявів q , тобто $Q = \{q\}$, разом з рядом всіх відношень R на $\{q\}$.

Finkelstein в роботі [4] писав: «Неможливо виміряти таку властивість, як краса. Корисність концепції очевидна. Але немає об'єктивного правила для класифікації проявів краси. Подібно, немає об'єктивних емпіричних відношень таких, наприклад, старшинство у відношенні проявів краси».

Коли існує ясно визначене поняття властивості як ряду її проявів, які можуть бути об'єктивно і емпірично класифіковані разом з рядом емпіричних відношень, тоді завжди можна знайти ряд символічних відношень, за яким ця властивість може бути презентована.

Проблема формування концепції властивості завжди актуальна, тому що номенклатура вимірюваних величин постійно розширюється. За теперішнього часу вона гостро проявляється в аналітичних вимірюваннях, де потрібно вимірювати «масличність», «сахаристість», «кислотність», «крохмальність» і т.п.

Звичайно розробляють концепцію властивості, потім шкалу вимірювання (рис. 2). Накопичення даних при вимірюванні веде до уточнення або переоцінки концепції властивості. Це, в свою чергу, веде до удосконалення шкали вимірювання. Процес іде за спіраллю. Прикладом є історія розвитку термометрії.

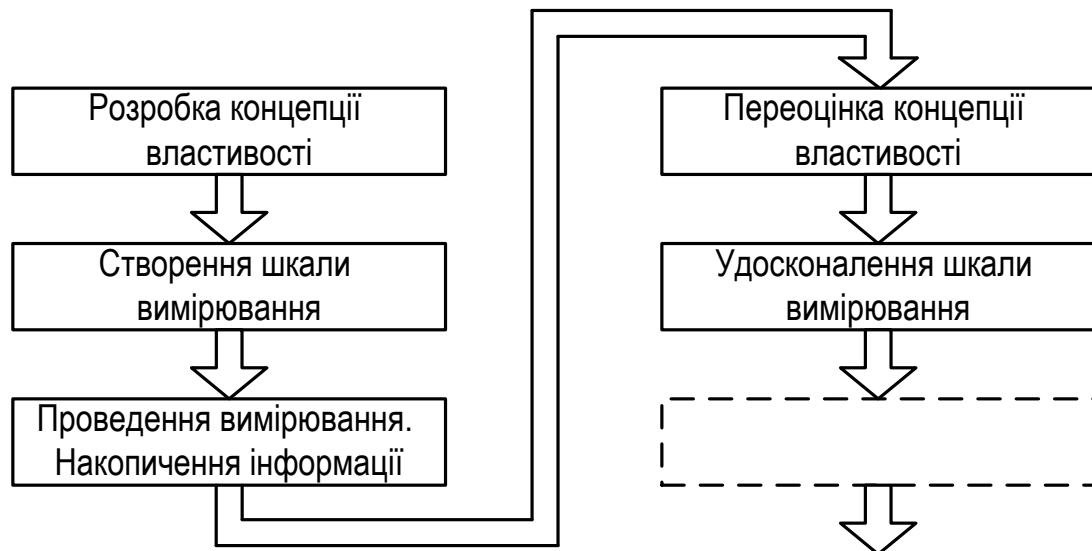


Рис. 2. Ілюстрація розвитку концепції властивості і шкали вимірювання

Однією з головних проблем розвитку є забезпечення того, щоб шкала вимірювання, встановлена як множина «мір» властивості, відповідала головній концепції властивості.

Складові невизначеності вимірювання

Недосконалість визначення величини, або, інакше, недосконалість концепції властивості, є причиною виникнення складової невизначеності, що подано в [4] як «definitional uncertainty», тобто невизначеність поняття «величина». Невизначеність поняття «величина» [4] – це складова невизначеності вимірювання, що є результатом обмеженості деталей у визначенні вимірюваної величини. Будь-які зміни в деталях, що описують вимірювану величину i , відповідно, змінюють рівняння вимірювання, дають нову вимірювану величину i , відповідно, нову її невизначеність.

Невизначеність вимірювання характеризує розсіювання ряду або значень вимірюваної величини. При цьому вважають, що систематичні впливи усунуто їх відповідною корекцією, а обчисленню підлягає складова невизначеності, зумовлена недосконалістю корекції систематичних ефектів. Якщо систематичні ефекти не коректуються, вони повністю враховуються невизначеністю.

Таким чином, при складанні бюджету невизначеності розглядають такі її складові: складову невизначеності, зумовлену випадковими ефектами при вимірюванні; невизначеність поняття «величина»; інструментальну невизначеність [5]. Інструментальна невизначеність за [4] – це складова невизначеності вимірювання, що належить засобу вимірювання і визначається його калібруванням. В [6] наведені загальні рекомендації з подання результатів вимірювання і невизначеності в неметричних шкалах (ординальних і номінальних). В ординальних шкалах за результат вимірювання приймають

значення, що відповідає медіані ряду вимірювань, а границі невизначеності вимірювань подають як розмах результатів вимірювань.

Неможливість встановлення для неархімедових величин рівноінтервальності відображення за шкалою обумовлює непридатність до таких величин алгебраїчних операцій, диференціювання і інтегрування, а, таким чином, і поняття щільності ймовірності.

В дискретних ординальних шкалах невизначеність вимірювання може визначатися сукупністю декількох послідовних класів еквівалентності.

В номінальних шкалах, у загальному випадку, неможливо вводити кількісні параметри типу розмаху і стандартної невизначеності, а має сенс оперувати «невизначеністю ідентифікації», тобто можливістю віднесення результату вимірювання до одного чи декількох класів еквівалентності. В номінальних шкалах, впорядкованих за проявами якісної властивості, можливо введення специфічних параметрів шкали і розмаху без відношення пропорційності для характеристики невизначеності результатів вимірювань.

Висновки

Розглянуто основні положення репрезентативної теорії вимірювань з аналізом їх застосування в сучасній метрології. За репрезентативною теорією вимірювань, яка пов'язана з теорією шкал, вимірюванню підлягають номінальні, ординальні і екстенсивні властивості. За традиційною метрологією вимірювані величини відображаються тільки метричними шкалами, для яких справедливий кількісний принцип рівноінтервальності відображення. В сучасній метрології (у порівнянні з традиційною) вимірюваною величиною вважають ту, що може бути порівняна за розміром, тобто до вимірюваних величин віднесено ординальну величину, для якої принцип рівноінтервальності відображення при вимірюваннях несправедливий.

При вимірюванні виконуються умови репрезентативності, за якою прояви властивостей відображаються числами з перенесення емпіричних відношень на відношення між числами.

Умова репрезентативності може бути справедливою для декількох шкал, пов'язаних допустимими перетвореннями. Допустимим перетворенням відповідають статистичні міри розміщення центру і розсіювання значень вимірюваних величин. Так, для ординальних величин несправедливі параметричні статистичні характеристики, що побудовані з використанням арифметичних операцій, недопустимих для ординальної шкали.

Формування концепції властивості є обов'язковим і для репрезентативної теорії, і для традиційної метрології. Недоліки формування концепції властивості є однією з причин невизначеності вимірювання.

Список використаної літератури

1. ДСТУ 2681-94. Метрологія. Терміни та визначення. – К.: Держстандарт України, 1994. – 68 с.
2. Пфанцагль Н. Теория измерений, перевод с англ. – М:Мир, 1976. – 248 с.

3. *Finkelstein L.* Theory and Philosophy of Measurement // HandBook of measurement Science. Vol. 1. Edited By P.H. Sydenham, 1982.
4. ISO/IEC Guide 99:2007 International vocabulary of metrology - Basic and general concepts and associated terms (VIM) – ISO.- 2007.
5. *Ціделко В.Д., Яремчук Н.А., Василенко М.В.* Систематизація понять метрології, сучасні тенденції // Наукові вісті Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут». – 2007. - №4.
6. *Дойников А.С.* Неопределенность измерений по шкалам различных типов // Системы обработки информации. – 2007. – выпуск 6 (64).

УДК 621.317

Ю. С. Шумков

ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРИЧНИХ КІЛ ІЗ ЗАСТОСУВАННЯМ ВИПРОБУВАЛЬНИХ СИГНАЛІВ, ОТРИМАНИХ НА ОСНОВІ ЕКСПОНЕНЦІАЛЬНИХ СПЛАЙ- НОВИХ МОДЕЛЕЙ

Дано обґрунтування щодо застосування при дослідженнях лінійних електричних кіл із зосередженими параметрами класу “експоненціальних” випробувальних сигналів (ВС) із метою отримання уніфікованого відгуку заздалегідь заданої форми, зручної до аналізу та контролю, незалежно від структурної (чи фізичної) моделі кіл. Проведено дослідження і отримані оцінки похибки вимірювання параметрів електричних кіл і їх компонентів при використанні ВС, що сформовані на основі експоненціальних сплайнових моделей. Розроблено прийоми і рекомендації з мінімізації зазначеної похибки на етапі побудови сплайнової моделі ВС.

Дано обоснования применения при исследованиях линейных электрических цепей с сосредоточенными параметрами класса “экспоненциальных” испытательных сигналов (ИС) с целью получения унифицированного отклика заранее заданной формы, удобной для анализа и контроля, независимо от структурной (или физической) модели цепи. Проведено исследования и получены оценки погрешности измерения параметров электрических цепей и их компонентов при использовании ИС, что сформированы на основе экспоненциальных сплайновых моделей. Разработаны приемы и рекомендации по минимизации указанной погрешности на этапе построения сплайновой модели ИС.

The grounds of application are given at researches of linear electric circuits with the concentrated parameters of class of “exponential” testers signals (TS) with the purpose of receipt of compatible response of the beforehand set form comfortable for the analysis and control regardless of model of circuits. Researches are conducted and estimations of error of measuring of parameters of circuits and their components are got at the use TS, that formed on the basis of

exponential spline models. The receptions and recommendations are developed on minimization of the indicated error.

Вступ

В виробництві при проведенні наукових досліджень широкий клас представляють задачі, пов'язані з дослідженням лінійних кіл із зосередженими параметрами. Так, у виробництві радіоелектронної апаратури (РЕА) важливою задачею є вимір і внутрішньосхемний контроль параметрів електро- і радіоелементів (ЕРЕ) плат друкованого монтажу [1,2]. При цьому традиційно задача контролю зводиться до послідовного вимірювання R, L, C – параметрів виділених ділянок схеми у вигляді простих електричних двополюсників (ДП) [3]. Але в умовах серійного і масового виробництва особливу актуальність має забезпечення високої продуктивності систем контролю. Так, мінімальна кількість вузлів (ділянок схеми), що підключаються до вимірювальної апаратури, полегшує процес комутації і суттєво зменшує загальні витрати часу на контроль. Однак, при цьому одержують більш складні кола у вигляді 2-х, 3-х і більш елементних ДП. У загальному випадку моделлю виділених ДП є багатоелементне двополюсне електричне коло (БДЕК).

Висока продуктивність систем контролю може бути досягнута на основі методів із застосуванням перехідних процесів в електричних колах, що досліджуються, а також методів, заснованих на прямій оцінці значень параметрів по відгуку, або прямих методів перетворення [4]. Однак, при використанні випробувальних сигналів (ВС) однієї зі стандартних форм, наприклад, що описується одиничною ступінчатою функцією, відгук у загальному випадку має форму, яка є складною для аналізу. При оцінці значень окремих R, L, C – параметрів багатоелементних ДП це приводить до ускладнення апаратури, що аналізує, до необхідності вимірювання відгуку з високою точністю і, відповідно, до істотних втрат часу на контроль. У зв'язку з цим актуальними є розробка методів, що дозволяють спростити апаратуру, що аналізує, і підвищити продуктивність систем.

При контролі ЕРЕ вузлів РЕА номінальні модель виділеного ДП і його параметри відомі. Основне завдання контролю – це пошук відхилень реальної моделі. Тому важливим є перш за все оцінити відхилення відгуку за формою від деякого номінального. Якщо відхилення знаходиться в межах допуску, обумовленого допусками на параметри ЕРЕ в складі виділеного ДП, то немає необхідності за формою відгуку відновлювати дійсну модель ДП і оцінювати значення окремих його параметрів. Це дозволяє підвищити продуктивність систем контролю [1]. Тобто, форма відгуку може бути використана в якості “узагальненого” параметра БДЕК, по якому можна робити його контроль, і лише при необхідності розв'язання задачі діагностики вимірюються окремі R, L, C – параметри. Із цього погляду перевагу мають мето-

ди, засновані на застосуванні спеціально підібраних за формою ВС, що вже відразу під час перехідного процесу забезпечують легко аналізовані вихідні сигнали, наприклад, у вигляді деякого уніфікованого відгуку (УВ) одної і теж заздалегідь заданої форми (номінальний відгук), зручної для контролю, незалежно від структурної (чи фізичної) моделі БДЕК [5,6].

Для синтезу вказаних ВС може бути використана інформація про номінальну модель кола, що досліджується, у вигляді дрібно-раціональної функції імітансу, нулі і полюси якої мають універсальний характер [6]. Відповідно ВС описуються сумами експонент. Нулі і полюса моделі ВС вибираються так, щоб компенсувати полюси і нулі функції імітансу БДЕК. Наприклад, можна задати номінальний відгук у вигляді одиначної ступінчатої функції. Некомпенсовані нулі і полюси визначають відхилення відгуку від номінального, тобто від деякого постійного рівня напруги, що вже легко оцінити і відповідно проконтролювати. Таким чином, використання ВС, що враховують модель кіл, що досліджуються, дозволяє спростити процедуру контролю та підвищити продуктивність систем, вирішити актуальну задачу створення функціонально-орієнтованих інформаційно-вимірювальних систем (ІВС), спрямованих на вимірювання і контроль параметрів лінійних кіл із зосередженими параметрами.

Постановка задачі

Метою статті є викладення розробленого методу синтезу ВС на основі експоненціальних сплайнових моделей сигналів та їх використання при вимірюваннях параметрів лінійних електричних кіл і їх компонентів, що дозволяє розширити діапазон і підвищити точність визначення параметрів на базі методів із застосуванням ВС спеціальної форми.

Теоретичні положення

Визначення параметрів БДЕК за методом нулів та полюсів (МНП) відбувається за час встановлення вільною складовою перехідного процесу в електричному колі [5]. При цьому основна проблема – це розширення діапазону, у якому може відбуватися визначення параметрів, в область сталих часу мікросекундного діапазону. Це вимагає більш детального врахування при вимірюваннях моделі сформованих ВС і, відповідно, застосування нових підходів як при синтезі моделі ВС, що відтворюється, тобто при невеликій кількості ділянок апроксимації, так і при їхньому формуванні, що особливо актуально при формуванні ВС за допомогою цифро-аналогових засобів. При цьому необхідно забезпечити високу точність відтворення заданої форми (моделі) ВС, а також забезпечити вимоги якісного характеру – відтворені ВС повинні бути гладкими, що може бути досягнуто на основі експоненціальних сплайнових моделей (ЕСМ) сигналів [7,8].

Розглянемо приклад (рис. 1) визначення параметрів R_x, L_x –кола. Спочатку розглянемо вимірювання у випадку, коли ВС ідеальний за формою, потім, коли ВС сформований на основі ЕСМ.

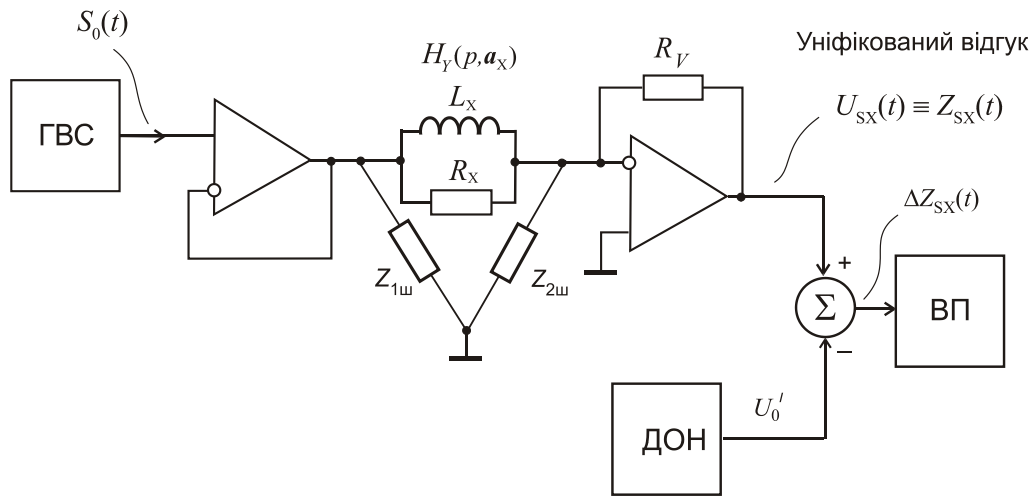


Рис. 1. Визначення параметрів паралельного R_x, L_x –кола за МНП

На схемі показані: ГВС – генератор випробувального сигналу, ДОН – джерело постійної опорної напруги, ВП – вимірювальний пристрій. Провідність БДЕК, що досліджується, $H_Y(p) = \frac{1}{R_x} \cdot \frac{(p + \alpha_{x_T})}{p}$, де $\alpha_{x_T} = \frac{R_x}{L_x}$; $R_x = R_{x0} + \Delta R_x$; $L_x = L_{x0} + \Delta L_x$ – реальні значення параметрів; R_{x0}, L_{x0} – номінальні значення; $\Delta R_x, \Delta L_x$ – відхилення від номінальних. Умова синтезу ВС, коли номінальний відгук задається у вигляді одиничної ступінчатої функції:

$$S_0(\beta_{S_0T}^n, p) H_{Y0}(\alpha_{X_0T}^n, p) \equiv \frac{1}{p} \times A, \quad (1)$$

де $\beta_{X_0T}^n, \alpha_{S_0T}^n$ – номінальні значення нулів і полюсів функції імітансу $H_{Y0}(\alpha_{X_0T}^n, p)$ (номінальна) та ВС $S_0(\beta_{S_0T}^n, p)$. Тоді модель ВС у часовій області:

$$S_0(t) = \begin{cases} U_{S_0} \exp(-\beta_{S_0T} t), & t \geq 0; \\ 0, & t < 0. \end{cases} \quad (2)$$

де $\beta_{S_0T} = R_{S_0}/L_{S_0}$; $L_{S_0} = L_{X_0}$; $R_{S_0} = R_{X_0}$ – параметри моделі ідеального ВС (індекс – S0). Операційне зображення реального відгуку на виході схеми

$$U_{sx}(p) = -R_V S_0(p) H_Y(p, a_x) = -\frac{R_V U_{S_0}}{R_x} \cdot \frac{(p + \alpha_{x_T}^n)}{p(p + \beta_{S_0T}^n)} \text{ при } \alpha_{x_T}^n \neq \beta_{S_0T}^n, R_x \neq R_{S_0}.$$

Відносний нормований за рівнем УВ отримаємо при $U_{S_0} \equiv \frac{R_{S_0}}{R_V} \times 1[\text{В}]$. Тобто, відносний відгук

$$Z_{SX}(p) = \frac{R_{S0}}{R_X} \cdot \frac{(p + \alpha_{X_t}^H)}{p(p + \beta_{S0_t}^H)}$$

В часовій області відгук, отриманий при ідеальному за формою ВС, дорівнює

$$\begin{aligned} Z_{SX}(t) &= Z_{SR_X}(t) + Z_{SL_X}(t) = \\ &= \frac{R_{S0}}{R_{X0} \pm \Delta R_X} e^{-\beta_{S0_t} t} + \frac{L_{S0}}{L_{X0} \pm \Delta L_X} (1 - e^{-\beta_{S0_t} t}), \quad t \geq 0. \end{aligned} \quad (3)$$

Часові залежності, що пояснюють принцип інваріантного визначення R_X, L_X – параметрів, наведено на рис. 2.

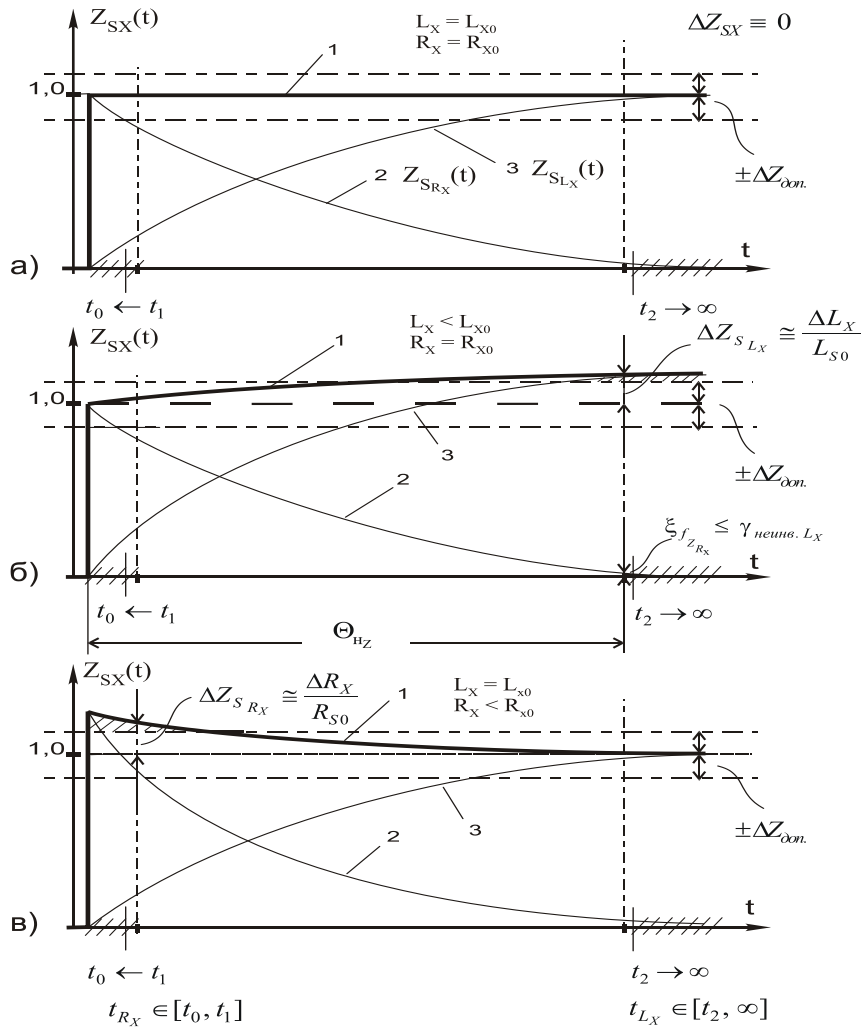


Рис. 2. Форма уніфікованого відгуку $Z_{SX}(t)$ для 2-х елементної БДЕК при ідеальному за формою ВС

На рис. 2 позначені: 1 – уніфікований відгук $Z_{SX}(t)$; 2 – складова перехідного процесу, що обумовлена R_X ; 3 – складова перехідного процесу, що обумовлена L_X ; $t_{R_X} \in [0, t_1]$, $t_{L_X} \in [t_2, \infty]$ – моменти часу зчитування по відгуку інформації про параметри R_X, L_X ; Θ_{Hz} – тривалість перехідного процесу

по експоненціальним складовим, що визначається відносним рівнем встановлення сигналу $\xi_{f_z} \leq \gamma_{\text{неінв.}}$, при якому похибка визначення параметрів по відгуку через неінваріантність не перевищує задану. Умови визначення параметрів є наступними:

$$Z_{SR_x} \cong \lim_{t \rightarrow 0} Z_{SX}(t) = \frac{R_{S0}}{R_{X0} \pm \Delta R_x} \cong 1 \mp \frac{\Delta R_x}{R_{S0}} = 1 + \Delta Z_{SR_x};$$

$$\Delta Z_{SR_x} \cong \mp \frac{\Delta R_x}{R_{S0}}. \quad (4)$$

$$Z_{SL_x} \cong \lim_{t \rightarrow \infty} Z_{SX}(t) = \frac{L_{S0}}{L_{X0} \pm \Delta L_x} \cong 1 \mp \frac{\Delta L_x}{L_{S0}} = 1 + \Delta Z_{SL_x};$$

$$\Delta Z_{SL_x} \cong \mp \frac{\Delta L_x}{L_{S0}}. \quad (5)$$

Так, при значеннях реальних параметрів $R_x = R_{X0}$ і $L_x = L_{X0}$ (резонанс по експоненціальним складовим $Z_{SR_x}(t)$ і $Z_{SL_x}(t)$) нормований відгук являє собою одиничну ступінчасту функцію (рис. 2, а). Тобто, якщо відхилення відгуку за формою від номінального не має, то відхилення параметрів R_x, L_x також не має. На рис. 2, б представлений випадок, коли $\Delta L_x \neq 0$. По відхиленню ΔZ_{SL_x} відгуку наприкінці перехідного процесу відбувається оцінка значення реального параметра L_x . У моменти часу $t \geq t_2$ – зчитування інформації про L_x , складова перехідного процесу, що обумовлена R_x (лінія 2), $Z_{SR_x} \text{ при } t \rightarrow t_2 \rightarrow 0$. На рис. 2, в наведений випадок, коли $\Delta R_x \neq 0$. По відхиленню ΔZ_{SR_x} відгуку на початку перехідного процесу відбувається оцінка R_x . У моменти часу $t \leq t_1$ – зчитування інформації про R_x , складова, що обумовлена L_x (лінія 3), $Z_{SL_x} \text{ при } t \rightarrow t_1 \rightarrow 0$.

Якщо модель кола складніше, то за умовою синтезу (1) отримаємо інші форми ВС. У часовій області зазначені ВС описуються сумами експонент з дійсними негативними і комплексно-сполученими з негативною дійсною частиною показниками ступеня. По відхиленню УВ від номінального за час перехідного процесу здійснюється контроль усього кола. Це дозволяє підвищити продуктивність систем.

Таким чином, тривалість ВС пов'язана з найбільшою за значенням сталою часу кола, що досліджується. Так, у випадку визначення параметрів кіл із сталою часу 0,87 мкс (наприклад, коли $R_x = 100$ Ом і $C_x = 8,7$ нФ або $R_x = 100$ Ом і $L_x = 87$ мкГ) тривалість ВС дорівнює 4 мкс. Однак, через великий час установлення вихідного сигналу високоточних ЦАП, або коли використовується послідовний інтерфейс, що збільшує час звертання до ЦАП, сформувавши такий ВС с високою точністю при невеликій кількості ділянок апроксимації неможливо. Тобто, в мікросекундному діапазоні сталих часу по-

рядку 1 –10 мкс вже актуальним є підвищення точності відтворення моделі ідеального ВС.

Суть методу синтезу ВС полягає в представленні моделі, що відтворюється, по системі зміщених у часі фінітних експоненціальних сплайнів (G -сплайнів) із своїми ваговими коефіцієнтами [9,10]. При цьому G -сплайни побудовані на основі функцій, що описують реакцію лінійного кола на імпульсний вплив. Це дозволяє більш точно відтворити по окремих ділянках у вигляді електричного сигналу номінальну модель ВС, що використовуються при визначенні параметрів БДЕК за методом нулів та полюсів і також описуються сумами експонент.

Базова структура, що реалізує формування ВС на основі ЕСМ, включає цифровий фільтр на основі сигнального процесора, ЦАП і аналоговий фільтр, передаточна функція якого визначається виглядом ЕСМ ВС між вузловими точками. Тобто, сплайнова модель, яка має складний вираз, між вузловими точками визначається реакцією аналогового фільтра на ступінчасту вагову функцію, що формується цифровим фільтром і ЦАП як реакція на кожен вхідний одиничний відлік. Тобто, G -сплайни є зручними як для генерації так і для синтезу. Наведемо приклад G -сплайнів та сплайнової моделі ВС [10]. Так при $m = 2$ (m – порядок сплайну)

$$sf_{G_2}(\bar{t}) = \frac{1}{(1 - e^{-\alpha_G})} \cdot \{f[n+1] \cdot (1 - e^{-\alpha_G \varepsilon}) + f[n] \cdot (e^{-\alpha_G \varepsilon} - e^{-\alpha_G})\}, \quad (6)$$

$$G_2(\bar{t}) = \begin{cases} \frac{1}{(1 - e^{-\alpha_G})} \cdot (1 - e^{-\alpha_G \varepsilon}), & \bar{t} \in [0,1]; \\ \frac{1}{(1 - e^{-\alpha_G})} \cdot (e^{-\alpha_G \varepsilon} - e^{-\alpha_G}), & \bar{t} \in [1,2]; \\ 0, & \bar{t} < 0, \quad \bar{t} > 2 \end{cases} \quad (7)$$

де $\bar{t} = n + \varepsilon$; $n = 0, 1, 2, \dots$; $0 \leq \varepsilon \leq 1$; $\bar{t} = t/h$ – відносний час; h – інтервал дискретизації; $\{f_i\}_{i=0}^{\infty}$ – коефіцієнти ЕСМ, у якості яких у простому випадку інтерполяції ($m = 2$) використовуються миттєві значення (відліки) часової залежності, що відтворюється. Для функції $sf_{G_3}(\bar{t})$ (коли $m = 3$) вже виконуються вимоги безперервності першою похідною в вузлах [10].

Розглянемо похибку визначення параметрів із використанням ВС, сформованих на основі ЕСМ, тобто методичну складову, що обумовлена неідеальністю моделі ВС, на основі якої відбувається його формування. При обмеженій кількості ділянок апроксимації N_a зазначена складова похибки вимірювання параметрів є визначальною. Неідеальність моделі ВС визначається наступними факторами: вибором виду ЕСМ ВС і способом її побудови. Розглянемо випадок застосування математично подібних сплайнів (6) і (7), а також побудову ЕСМ ВС на основі інтерполяції за формою ідеального ВС і наближення з мінімальною абсолютною похибкою на кожній ділянці, тобто

$\tilde{S}_p(\bar{t}) \approx S_0(\bar{t})$, де $\tilde{S}_p(\bar{t}) = 1(\bar{t}) - sf_{G2}(\bar{t})$ – одинична функція відтворює початковий стрибок експоненційного ВС.

Так, при використанні ВС, що отриманий на основі інтерполяції $S_0(\bar{t})$ G – сплайнами (7), відносний УВ буде мати вигляд

$$Z_{GX}[n, \varepsilon] = \frac{R_{S0}}{R_X} \left\{ \frac{R_X h}{L_X \alpha_G} + \frac{R_X h (e^{-\beta_{S0}} - e^{-\alpha_G})}{L_X (1 - e^{-\alpha_G})(1 - e^{-\beta_{S0}})} + \left[\left(1 - \frac{R_X h}{L_X \alpha_G}\right) \cdot \frac{e^{-\beta_{S0}} - e^{-\alpha_G}}{(1 - e^{-\alpha_G})} - \frac{R_X h (e^{-\beta_{S0}} - e^{-\alpha_G})}{L_X (1 - e^{-\alpha_G})(1 - e^{-\beta_{S0}})} \right] \cdot e^{-\beta_{S0} n} + \frac{R_X h (e^{-\beta_{S0}} - e^{-\alpha_G})}{L_X (1 - e^{-\alpha_G})} e^{-\beta_{S0} n} \varepsilon + \left(1 - \frac{R_X h}{L_X \alpha_G}\right) \cdot \frac{1 - e^{-\beta_{S0}}}{(1 - e^{-\alpha_G})} e^{-\beta_{S0} n} e^{-\alpha_G \varepsilon} \right\}; \quad \alpha_X = \frac{R_X}{L_X} h, \quad (8)$$

де $\beta_{S0} = \alpha_{X0}$, $R_{S0} = R_{X0}$, $L_{S0} = L_{X0}$ – параметри моделі ідеального ВС, що використовуються при синтезі ЕМС ВС; R_X, L_X – реальні параметри кола, що визначаються; α_G – відносний параметр моделі сплайнів. На рис. 3, а наведений УВ $Z_{GX}(\bar{t}) \equiv Z_{G0}(\bar{t})$, отриманий за умови, що реальні параметри кола збігаються з номінальними, тобто, $R_X = R_{X0}$ і $L_X = L_{X0}$. Для наочності обрано число ділянок апроксимації $N_a = 4$. При $\alpha_G = \beta_{S0}$, де $\beta_{S0} = \beta_{S0T} h$, зазначений відгук збігається з ідеальним, тобто $Z_{G0}(\bar{t}) \equiv Z_{S0}(\bar{t})$, як при ідеальному ВС, і також має вигляд одиничної ступінчатої функції. У цьому випадку методична складова похибки вимірювання параметрів відсутня. Якщо $\alpha_G \neq \beta_{S0}$, відхилення $\Delta Z_{GX}(\bar{t})$ від номінального відображає тільки методичну складову відхилення, що обумовлена використанням ЕМС ВС.

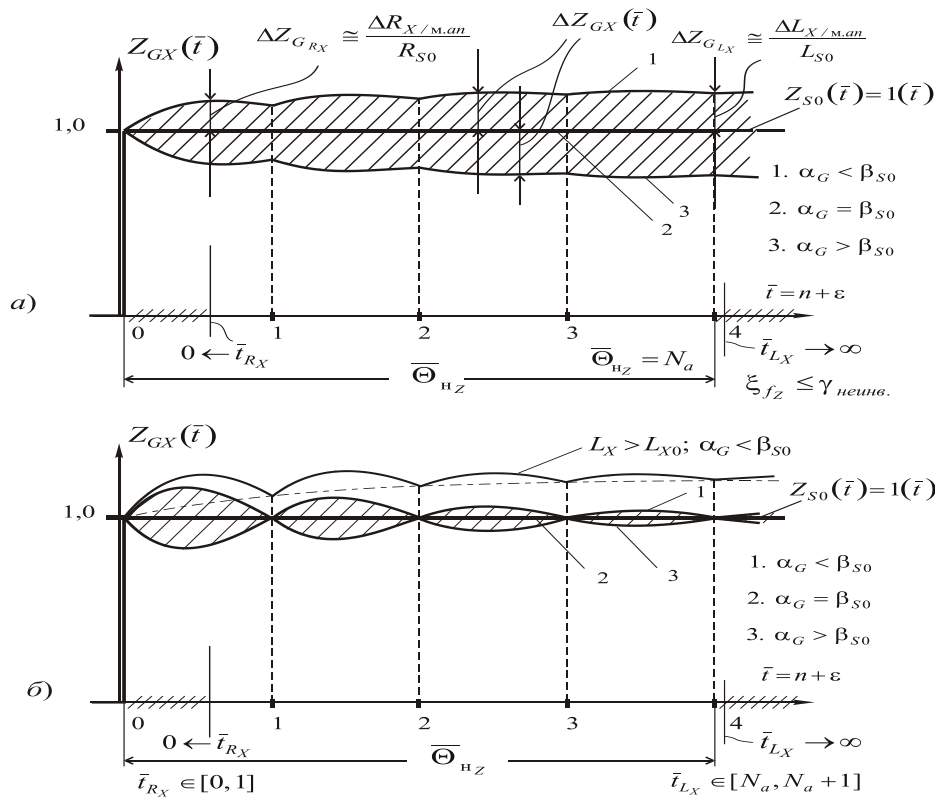


Рис. 3. Уніфікований відгук при моделі ВС $\tilde{S}_p(\bar{t}) = 1(\bar{t}) - sf_{G2}(\bar{t})$:

- а) – побудова ЕСМ ВС шляхом інтерполяції за формою ідеального ВС;
- б) – побудова ЕСМ ВС шляхом інтерполяції по номінальному відгуку, який можна отримати при ідеальному вхідному ВС

Тоді оцінка методичної складової похибки визначення параметра L_X (при $\alpha_G \neq \beta_{S0}$) буде $\delta L_X \cong \Delta Z_{G_{L_{X0}}} / Z_{S_{L_{X0}}}$, де $Z_{S_{L_{X0}}} \cong 1,0$ – оцінка параметра при ідеальному ВС;

$$\Delta Z_{G_{L_{X0}}} = \max_{\varepsilon \in [0;1]} |Z_{G0}[N_a, \varepsilon] - 1| \cong \frac{R_{X0} h}{L_{X0} \alpha_G} - 1 + \frac{R_{X0} h (e^{-\beta_{S0}} - e^{-\alpha_G})}{L_{X0} (1 - e^{-\alpha_G}) (1 - e^{-\beta_{S0}})}$$

– відхилення при $R_X = R_{X0}$, $L_X = L_{X0}$, $\alpha_G \neq \beta_{S0}$ і зчитуванні інформації про пара-

метр на інтервалі $\bar{t}_{LX} \in [N_a, N_a + 1]$. При $\alpha_G = \beta_{S0}$ і $\bar{t}_{LX} \rightarrow \infty$ оцінка параметра L_X по відгуку буде $Z_{G_{LX}} = L_{S0}/L_X \cong 1 - \Delta L_X/L_{S0}$ і збігається з оцінкою, як при ідеальному ВС.

Оцінка R_X при зчитуванні інформації про параметр на інтервалі $\bar{t}_{RX} \in [0, 1]$ дорівнює $Z_{G_{RX}} = \max_{\varepsilon \in [0,1]} |Z_{GX}[0, \varepsilon]|$. При $\alpha_G = \beta_{S0}$ оцінка параметра становить $Z_{S_{RX}} = R_{S0}/R_X \cong 1 - \Delta R_X/R_{S0}$, як при ідеальному за формою ВС. При $R_X = R_{X0}$, $L_X = L_{X0}$ і $\alpha_G \neq \beta_{S0}$ оцінка похибки визначення параметра R_X через неідеальність ЕСМ становить $\delta R_X \cong \Delta Z_{G_{R_{X0}}} / Z_{S_{R_{X0}}}$, де $Z_{S_{R_{X0}}} \cong 1,0$

; $\Delta Z_{G_{R_{X0}}} = \max_{\varepsilon \in [0,1]} |Z_{G0}[0, \varepsilon] - 1|$. Для випадку “рівномірного” наближення по

аналітичному виразу для відгуку $Z_{GX}[n, \varepsilon]$ оцінки похибки визначення параметрів R_X, L_X через параметри моделі сплайнів і N_a отримані чисельно.

На рис. 4 наведено оцінки похибки при різних способах побудови ЕСМ ВС. На рис. 4 позначені: 1 – інтерполяція за формою ідеального ВС; 2 – наближення за формою ідеального ВС із мінімальною абсолютною похибкою на кожній ділянці апроксимації; 3 – побудова ЕСМ ВС шляхом інтерполяції по номінальному відгуку.

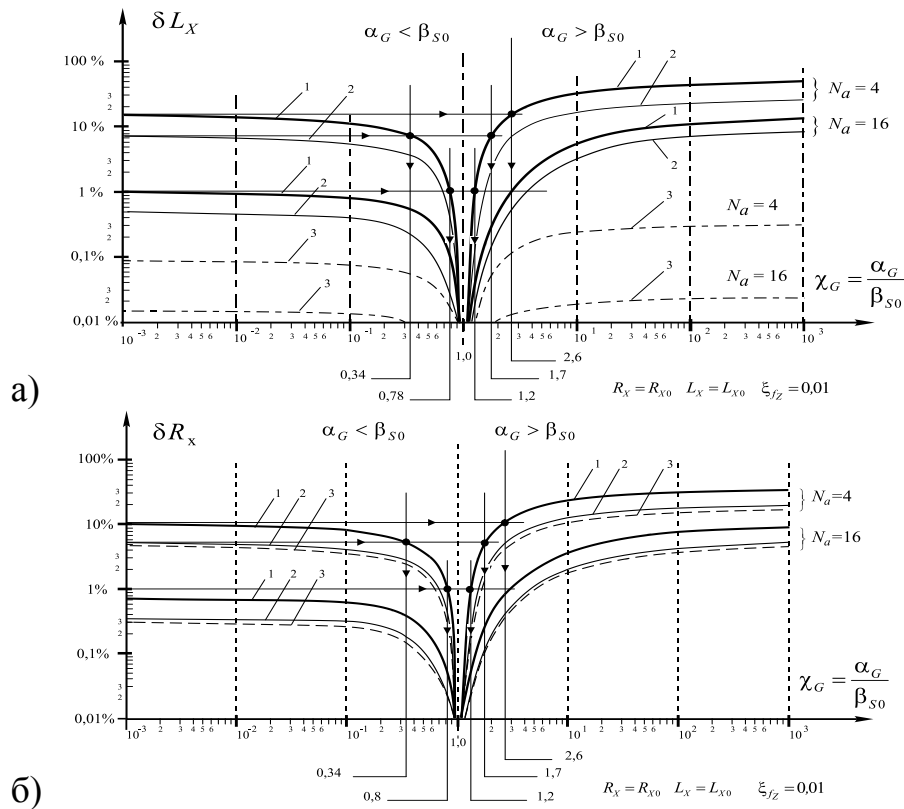


Рис. 4. Методична складова похибки вимірювань параметрів L_X – (а) і R_X – (б), обумовлена способом побудови ЕСМ ВС

Для порівняння можуть бути використані оцінки похибки, що відповідають застосуванню ВС, сформованих на основі кусково–ступінчастих (КС) функцій і кусково–лінійних (КЛ) функцій при тій же кількості ділянок апроксимації N_a . Так, при $\alpha_G \rightarrow 0$ і $\alpha_G \rightarrow \infty$ ЕСМ ВС трансформується відповідно в КЛ – і КС – залежності. В результаті за УВ $Z_{GX}[n, \varepsilon]$ при $\alpha_G \rightarrow 0$ і $\alpha_G \rightarrow \infty$ можуть бути отримані відповідні оцінки похибки визначення параметрів. Можна показати, що ВС, сформовані на основі ЕСМ, забезпечують значно меншу похибку вимірювань параметрів. Так, при співвідношенні параметрів ЕСМ $\chi_G = \alpha_G / \beta_{S0}$, близькому до $\chi_G = 1,0$, методична складова похибки, незалежно від N_a та спо-

собу наближення чи побудови ЕСМ ВС, прагне до нуля. У випадку інтерполяції та при співвідношенні $\chi_G = \alpha_G / \beta_{S_0}$ в діапазоні $\chi_G \in [0,34; 1,7]$ (α_G знаходиться в межах $\pm 70\%$ відносно оптимального значення $\alpha_{G_0} = \beta_{S_0}$) похибка визначення R_X і L_X буде, як мінімум, у 2 рази менше, ніж при формуванні ВС на основі КЛ-функцій, і, як мінімум, у 6 разів менше в порівнянні з КС – функціями.

Щоб отримати такий же результат, наприклад, при використанні КС - функцій (при заданих Θ_{nz} і ξ_{fz}) необхідно збільшити N_a чи частоту роботи ЦАП більш, ніж у 8 разів. Так, при формуванні ВС тривалості 4 мкс (для вимірювання параметрів кіл із $\tau_{x_0} = 0,87$ мкс) на основі КСФ для забезпечення методичної складової похибки вимірювання менш 1% частота ЦАП повинна складати 64 МГц ($N_a = 256$). Для забезпечення похибки менш 0,1% частота ЦАП повинна бути вже 512 МГц ($N_a = 2048$). При формуванні ВС на основі ЕСМ, щоб забезпечити похибку менш 1% без оптимізації ЕСМ за параметрами моделі, достатньо $N_a = 16$ (частота ЦАП 4 МГц). При оптимізації, коли $\chi_G \in [0,8; 1,2]$ (параметр α_G сплайнової моделі ВС знаходиться в межах $\pm 20\%$ щодо оптимального значення $\alpha_{G_0} = \beta_{S_0}$), достатньо $N_a = 4$ (частота ЦАП 1 МГц). Щоб забезпечити похибку менш 0,1% – повинно бути $N_a = 16$ і $f_{T,ЦАП} = 4$ МГц. В загальному випадку для інших моделей експоненціальних ВС також існує оптимальне співвідношення параметрів, коли похибка вимірювань буде значно меншою, ніж при формуванні ВС на основі КС-функцій і КЛ-функцій.

Розглянемо спосіб отримання ЕСМ ВС, що дозволяє значно зменшити методичну складову похибки вимірювання через неідеальність моделі ВС при $\alpha_G \neq \beta_{S_0}$. Суть способу полягає в тому, що визначення коефіцієнтів ЕСМ ВС $\{f_i\}_{i=0}^{N_a}$ відбувається шляхом інтерполяції за формою ідеального відгуку $Z_{S_0}(\bar{t}) \equiv 1(\bar{t})$, який може бути отриманий на виході схеми при ідеальному за формою вхідному ВС та при номінальних значеннях параметрів кола, що досліджується. В нашому випадку це має місце при значеннях параметрів $L_X = L_{X_0}$, $R_X = R_{X_0}$. Так, для прикладу, що розглядається, модель ВС теж буде являти собою експоненту, але буде мати уже іншу сталу. Це відповідає введенню поправки у модель вхідного ВС, що мінімізує похибку вимірювань, обумовлену зсувом вузлових точок для відгуку. Вигляд УВ наведено на рис. 3, б. Тобто, похибка відтворення відгуку в вузлах за умови $L_X = L_{X_0}$, $R_X = R_{X_0}$ і $\alpha_G \neq \beta_{S_0}$ дорівнює нулю. На рис. 4 штриховими лініями 3 наведені відповідні залежності оцінок похибки вимірювання параметрів для розглянутого випадку. При відносно простому алгоритмі визначення вузлових точок ЕСМ ВС похибка вимірювання параметрів БДЕК може бути зменшена в 2 рази в порівнянні з ін-

терполяцією за формою вхідного ВС і бути одного порядку, що при рівномірному наближенні.

Висновки

Аналіз існуючих методів вимірювання параметрів лінійних кіл і їх компонентів показав, що з точки зору забезпечення високої продуктивності систем контролю та спрощення апаратури, що аналізує, перевагу мають методи, засновані на застосуванні ВС спеціальної форми, при синтезі яких враховується модель кола, що досліджується. Дано обґрунтування нового підходу до синтезу моделей та формуванню ВС спеціальної форми, що ґрунтується на представленні сигналів експоненціальними сплайновими моделями. Наведені оцінки похибки вимірювання параметрів кіл і їх компонентів у залежності від способу побудови ЕСМ ВС, співвідношення параметрів ЕСМ і відтвореної моделі ВС, а також від числа ділянок апроксимації. Показано, що формування ВС на основі ЕСМ дозволяє істотно підвищити точність відтворення номінальної моделі ідеального ВС, коли при формуванні (синтезі також) може бути використане невелике число ділянок апроксимації. Це дозволяє підвищити точність і розширити діапазон визначення параметрів лінійних кіл і їх компонентів в область сталих часу мікросекундного діапазону. Метод визначення параметрів із використанням ВС спеціальної форми, сформованих на основі сплайнових моделей, доцільно розвинути для визначення параметрів складних кіл з сталими часу наносекундного діапазону.

Список використаної літератури

1. Байда Н.П., Кузьмин И.В., Штилевой В.Т. Микропроцессорные системы поэлементного диагностирования РЭА. – М.: Радио и Связь, 1987. – 256 с.
2. Лихтциндер Б.Я. Автоматизация поэлементного контроля многополюсных электрических цепей // Измерение, контроль, автоматизация. – М., 1983. – Вып. 3(47). – С. 14 – 24.
3. Мартяшин А.И., Куликовский К.Л., Куроедов С.К., Орлова Л.В. Основы инвариантного преобразования параметров электрических цепей / Под ред. А.И.Мартяшина. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 216 с.
4. Боровских Л.П., Павлов А.М. О преобразовании параметров многоэлементных двухполюсников при импульсном питании // Приборы и системы управления. – 1979. – № 2. – С. 24–25.
5. Осадченко В.П. Электрические цепи в условиях воздействий, форма которых совпадает с формой свободной составляющей переходного процесса в цепи // Технология приборостроения: Научн.–техн. сб., Сер. XII. – М.: ЦНТИ “Поиск”. – 1984. – Вып. 2. – С. 103 – 115.

6. *Туз Ю.М., Осадченко В.П.* Некоторые особенности контроля параметров электрических цепей по методу нулей и полюсов // Структурные методы повышения точности, чувствительности и быстродействия измерительных приборов и систем. Респ. науч.-техн. конф., Вып. 1. – Киев. – 1985. – С. 127,128.
7. *Завьялов Ю.С., Квасов Б.И., Мирошниченко В.Л.* Методы сплайн-функций. – М.: Наука, 1980. – 352 с.
8. *Маккартин Б.Дж.* Применение экспоненциальных сплайнов в вычислительной гидродинамике // Аэрокосмическая техника. – 1984. – №4 (т. 2). – С. 13 – 20.
9. *Цыпкин Я.З.* Теория линейных импульсных систем. – М.: Физматгиз, 1963. – 968 с.
10. *Shumkov Y.S.* Exponential splines in electric circuits' parameters measuring // Proc. International Conf. on Actual Problems of Measuring Technique ("Measurement-98"). – Kyiv (Ukraine). – 1998. – P. 250-253.
11. *Губар В.І., Шумков Ю.С., Хіміченко Б.П.* Мінімізація похибки відтворення форми випробувальних сигналів // Наукові вісті НТУУ "КПІ". – 2005. – № 5. – С. 86-92.
12. Test & Measurement Catalog. – Hewlett Packard, 2006. – 668 s.

УДК 681.3

Г. А. Вірченко

ДЕЯКІ ПИТАННЯ КОМП'ЮТЕРНОГО СТРУКТУРНО-ПАРАМЕТРИЧНОГО КОНСТРУЮВАННЯ ВУЗЛІВ ЛІТАКА

Статтю присвячено подальшому розвитку методології структурно-параметричного моделювання складних технічних виробів у середовищі сучасних комп'ютерних систем. Динамічні зміни функціональних параметрів розглядаються як алгоритмічний механізм адаптації цих об'єктів до різних умов проектування. Подано опис практичного використання запропонованих методів.

Статья посвящена дальнейшему развитию методологии структурно-параметрического моделирования сложных технических изделий в среде современных компьютерных систем. Динамические изменения функциональных параметров рассматриваются как алгоритмический механизм адаптации этих объектов к различным условиям проектирования. Описано практическое использование предложенных методов.

The paper is devoted to development of structural-parametric modelling methodology for complicated technical articles in the environment of modern computer systems. The dynamic changes of functional parameters are considered as the algorithmic mechanism for adaptation of these objects to various conditions of design. The practical usage of offered methods is described.

Вступ

В теперішній час процеси створення авіаційної техніки характеризуються широким використанням систем автоматизованого проектування [1 ... 5 та ін.], що дозволяють здійснювати параметричне моделювання об'єктів і мають, для складальних одиниць, достатньо ефективні засоби відтворення їх структури.

Однак, у наведених програмних продуктах майже відсутні універсальні уніфіковані модулі для проведення комплексної структурно-параметричної оптимізації складної технічної продукції, наприклад, сучасного літака.

Це обумовлює актуальність, як у теоретичному, так і практичному аспектах задач опрацювання відповідних методик проектування.

Постановка задачі

Викласти шляхом проведення аналізу варіантного конструювання лонжерона крила літака базові прийоми автоматизованої розробки вузлів

об'єктів машинобудування із застосуванням для цього структурно-параметричних геометричних моделей (СПГМ).

Основна частина

У дослідженні [6] подано загальні положення формоутворення й оптимізації з використанням СПГМ.

Конструкцію літаків доволі докладно розглянуто в [7, 8] та інших літературних джерелах.

На рис. 1 зображено декілька можливих структурно-параметричних варіантів лонжерона, що проектується.

Склад його компонентів описується множиною

$$ЛН = \{ЛН_i\}_1^{N_{ЛН}}, \quad (1)$$

де $N_{ЛН}$ – їх кількість.

У даному випадку лонжерон містить: $ЛН_1$ – пояси, $ЛН_2$ – стінки та $ЛН_3$ – стояки, тобто $N_{ЛН} = 3$.

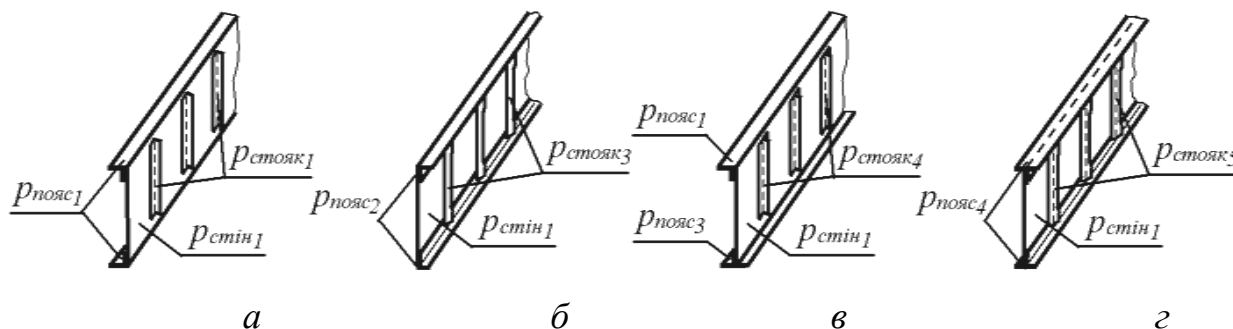


Рис. 1. Структурно-параметричні різновиди лонжерона $ЛН$

Нехай в якості вихідних даних для варіантів конструкції зазначених елементів виступають три відповідні множини параметричних твердотільних моделей

$$\begin{aligned} P_{пояс} &= \{p_{пояс_i}\}_1^{N_{пояс}}, \\ P_{стін} &= \{p_{стін_i}\}_1^{N_{стін}}, \\ P_{стояк} &= \{p_{стояк_i}\}_1^{N_{стояк}}. \end{aligned} \quad (2)$$

Припустимо, що

$$\begin{aligned} P_{пояс} &= \{p_{пояс_1}, p_{пояс_2}, p_{пояс_3}, p_{пояс_4}\}, \\ P_{стін} &= \{p_{стін_1}\}, \end{aligned}$$

$$P_{\text{стояк}} = \{P_{\text{стояк}_1}, P_{\text{стояк}_2}, P_{\text{стояк}_3}, P_{\text{стояк}_4}, P_{\text{стояк}_5}\}. \quad (3)$$

Оскільки в літературі [1 ... 5 і т. п.] розробку окремих деталей викладено досить докладно, то головну увагу приділимо питанням комп'ютерного геометричного моделювання складальних одиниць на основі структурно-параметричного підходу.

Розглянемо випадок, коли наведені різновиди компонентів створено згідно типових моделей: $P_{\text{пояс}_1}, P_{\text{пояс}_2}$ – кутового профілю, $P_{\text{пояс}_3}, P_{\text{пояс}_4}$ – таврового; $P_{\text{стін}_1}$ – стінки без відбортованих отворів; $P_{\text{стояк}_1}$ – куткового гнутаго профілю, $P_{\text{стояк}_2}$ і $P_{\text{стояк}_3}$ – кутового пресованого, $P_{\text{стояк}_4}$ і $P_{\text{стояк}_5}$ – таврового пресованого.

На рис. 1, а показано використання гнутих куткових поясів і стояків. Решта профілів (рис. 1, б ... г) – пресовані. Стояки, крім $P_{\text{стояк}_1}$ та $P_{\text{стояк}_4}$, виконано з підсіканнями на кінцях.

Характер взаємодії між складовими конструкції визначається структурно-параметричною моделлю (рис. 2), де логічні елементи $l_{ij} = \{1;0\}$ матриці суміжності позначають відповідно можливість або ні поєднання даних варіантів.

З наведеного рисунка видно, що до складу лонжерона входять компоненти, які утворюють певні комбінаторні сполуки з множин (3).

Так, наприклад, можливими є перестановки

$$P_{\text{лонж}_1} = (P_{\text{пояс}}, P_{\text{стін}}, P_{\text{стояк}}), \quad P_{\text{лонж}_2} = (P_{\text{стін}}, P_{\text{стояк}}, P_{\text{пояс}}). \quad (4)$$

На рис. 2 через $P_{\text{пояс}_i}, P_{\text{стін}_i}, P_{\text{стояк}_i}$ позначено розміщення з відповідних компонентів (3), тобто

$$\begin{aligned} P_{\text{пояс}_i} &\subseteq P_{\text{пояс}}, \quad i \in \{1, \dots, N_{\text{пояс}_{\text{max}}}\}, \quad N_{\text{пояс}_{\text{max}}} \leq \sum_{m_{\text{пояс}}=1}^{N_{\text{пояс}}} A_{N_{\text{пояс}}}^{m_{\text{пояс}}}, \\ P_{\text{стін}_i} &\subseteq P_{\text{стін}}, \quad i \in \{1, \dots, N_{\text{стін}_{\text{max}}}\}, \quad N_{\text{стін}_{\text{max}}} \leq \sum_{m_{\text{стін}}=1}^{N_{\text{стін}}} A_{N_{\text{стін}}}^{m_{\text{стін}}}, \\ P_{\text{стояк}_i} &\subseteq P_{\text{стояк}}, \quad i \in \{1, \dots, N_{\text{стояк}_{\text{max}}}\}, \quad N_{\text{стояк}_{\text{max}}} \leq \sum_{m_{\text{стояк}}=1}^{N_{\text{стояк}}} A_{N_{\text{стояк}}}^{m_{\text{стояк}}}. \end{aligned} \quad (5)$$

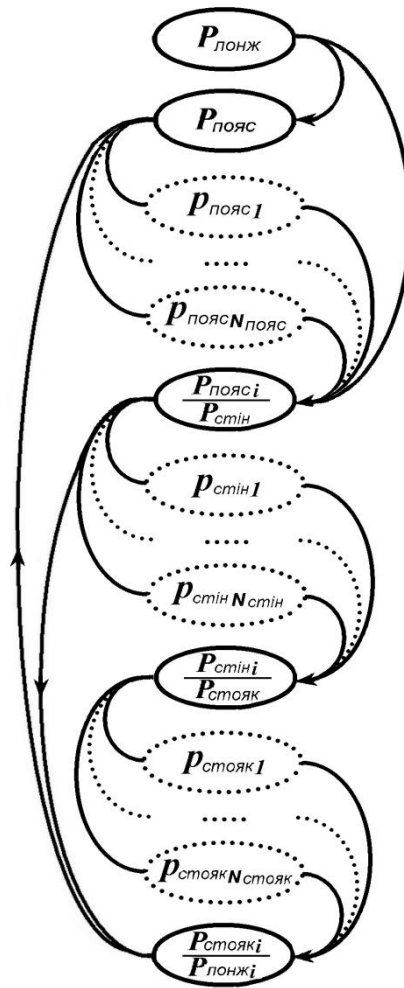
На основі (див. (2) і (3)) окремої параметричної моделі $P_{\text{об'єкт}_i}$, де $i \in \{1, \dots, N_{\text{об'єкт}}\}$, $\text{об'єкт} = \{\text{пояс}, \text{стін}, \text{стояк}\}$, може опрацьовуватися ціла множина проектних варіантів

$$V_{i_{\text{об'єкт}}} = (v_{i_{\text{об'єкт}_j}})_{j=1}^{N_{i_{\text{об'єкт}}}}. \quad (6)$$

У загальному випадку вектор (6) має повторювальні елементи

$$V_{i_{\text{об'єкт}}} = (k_{\text{об'єкт}_j} v_{i_{\text{об'єкт}_j}})_{j=1}^{N_{i_{\text{об'єкт}}}}, \quad (7)$$

де $k_{об'єкт_j}$ – їх число.



а

$P_{лонж}$		$P_{пояс}$				$P_{стіні}$	$P_{стояк}$				
		$P_{пояс1}$	$P_{пояс2}$	$P_{пояс3}$	$P_{пояс4}$	$P_{стіні1}$	$P_{стояк1}$	$P_{стояк2}$	$P_{стояк3}$	$P_{стояк4}$	$P_{стояк5}$
$P_{пояс}$	$P_{пояс1}$	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
	$P_{пояс2}$	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
	$P_{пояс3}$	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
	$P_{пояс4}$	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
$P_{стіні}$	$P_{стіні1}$	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1
$P_{стояк}$	$P_{стояк1}$	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0
	$P_{стояк2}$	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0
	$P_{стояк3}$	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0
	$P_{стояк4}$	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0
	$P_{стояк5}$	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0

б

Рис. 2. СПГМ складання лонжерона:

a – граф структури; b – матриця суміжності елементів

Однією з головних задач варіантного конструювання є визначення (на основі графів структури (рис. 2, a), матриць суміжності елементів (рис. 2, b), виразів типу (1) ... (7) та ін.) кількості, складу та певних характеристик різновидів об'єкта, що розробляється.

Деякі основні питання параметричного проектування авіаційної техніки досить докладно проаналізовано в [6, 9].

Тому більш детально розглянемо кілька аспектів структурного моделювання.

Багатоваріантний склад вузла об'єкта машинобудування зазвичай відтворюється значною кількістю ієрархічних графів, що відрізняються як номенклатурою своїх компонентів, так і порядком їх об'єднання.

Для досліджуваного лонжерона доцільна кількість таких структурних схем може сягати десятків. На практиці ця задача ще більш ускладнюється, оскільки зазначений вузол, як правило, є лише однією з багатьох (сотень, у випадку літака) частин створюваної конструкції.

Використання традиційних методів без застосування спеціалізованих модулів, для формування й оперативної підтримки чисельних структурних варіантів є доволі трудомістким.

Подана на рис. 2 СПГМ, вирази (4) та запропоновані в [10] обчислювальні алгоритми дозволяють визначити загальну кількість різновидів об'єкта проектування та їх склад

$$ЛН = \{ЛН_i\}_1^{N^{ЛН}} \quad (8)$$

Структурну схему для одного з елементів (8) зображено на рис. 3.

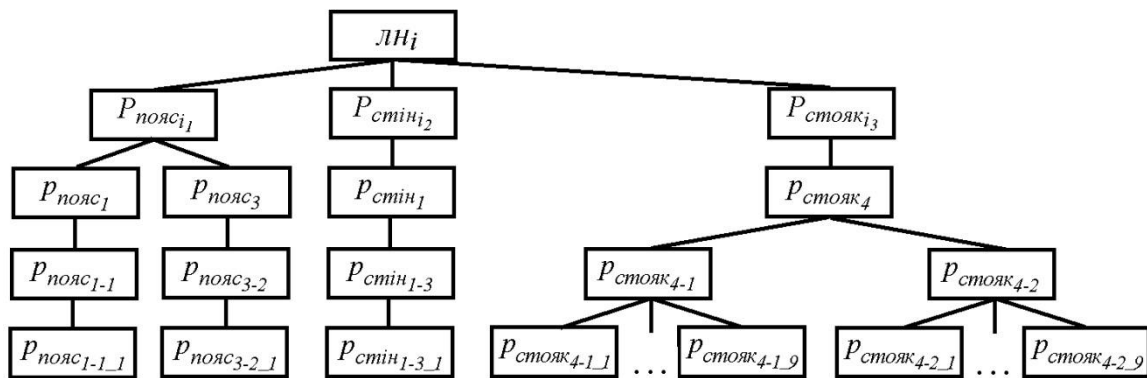


Рис. 3. Варіант лонжерона $лн_i$

У наведеному графі коренева вершина позначає всю систему, яка моделюється.

Далі йдуть компоненти, що в порядку зліва направо відтворюють послідовність об'єднання елементів на поточних рівнях, інтеграція яких здійснюється знизу вверх.

У даному випадку другий ієрархічний рівень сформовано згідно виразів (4) і (5), третій – із використанням моделей (3). При цьому два наступні – позначають відповідно застосовані параметричні варіанти та їх

кількість у створюваній складальній одиниці.

Проаналізовану схему може бути проілюстровано рис. 1, в.

Приклади структурно-параметричного варіантного конструювання в системі CADD5 показано на рис. 4.

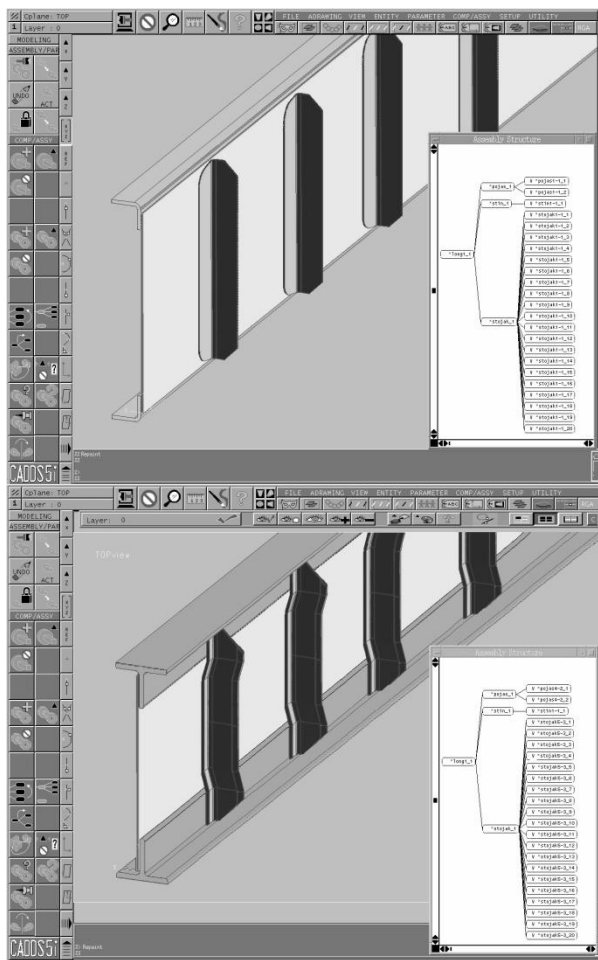


Рис. 4. Різновиди лонжерона ЛН

Таким чином, завдяки тісній інтеграції різноманітних елементів, СПГМ мають компактні та зручні для проектування засоби зберігання й аналізу інформації, що дозволяє більш ефективно здійснювати опрацювання складної продукції машинобудування.

Запропонована методологія нині впроваджується на Авіаційному науково-технічному комплексі ім. О. К. Антонова (м. Київ) під час розробки нових літаків.

Висновки

В умовах широкого застосування на практиці комп'ютерних інформаційних технологій подані прийоми автоматизованого конструювання дозволяють суттєво покращити якість створюваних технічних об'єктів.

Розглянутий підхід може бути поширено й на інші, крім авіаційної,

галузі промисловості.

Викладена тематика потребує проведення подальших наукових досліджень.

Список використаної літератури

1. *CADDS5i* Release 12. Parametric Modeling User Guide and Menu Reference. – Parametric Technology Corporation, 2001.
2. *CADDS5i* Release 12. Concurrent Assembly Mock-Up User Guide and Menu Reference. – Parametric Technology Corporation, 2001.
3. *CATIA* Version 5. Part Design User's Guide. – Dassault Systemes, 2001.
4. *CATIA* Version 5. Assembly Design User's Guide. – Dassault Systemes, 2001.
5. Прохоренко В.П. SolidWorks. Практическое руководство. – М.: ООО «Бином-Пресс», 2004. – 448 с.
6. Ванін І.В., Вірченко Г.А., Ткачевський Я.І. Деякі аспекти моделювання складних геометричних об'єктів. // Міжвідомчий науково-технічний збірник “Прикладна геометрія та інженерна графіка”. – Вип. 69. – К.: КНУБА, 2001. – С. 151-154.
7. Житомирский Г. И. Конструкция самолетов. – М.: Машиностроение, 1991. – 400 с.
8. Гребеньков О. А. Конструкция самолетов. – М.: Машиностроение, 1984. – 240 с.
9. Ванін В.В., Вірченко Г.А., Ванін І.В. Структурно-параметричні геометричні моделі як основа для узгодженої розробки літака на стадії ескізного проектування // Наукові вісті НТУУ «КПІ». – 2006. – №4. – С. 35-41.
10. Ванін В.В., Вірченко Г.А., Ванін І.В. Деякі питання розробки обчислювальних алгоритмів структурно-параметричного моделювання складних геометричних об'єктів. // Прикладна геометрія та інженерна графіка. – Вип. 76. – К.: КНУБА, 2006. – С. 17-23.

УДК: 681.327+656.34–523

В. П. Зинченко

**МОДЕЛЬ СТАЦИОНАРНОГО ДВИЖЕНИЯ ГАЗА
В АЭРОДИНАМИЧЕСКОЙ ТРУБЕ**

Запропонована модель стаціонарного руху газу в дозвуковій аеродинамічній трубі, де для визначення коефіцієнту гідродинамічного опору використана напівемпірична теорія турбулентності в припущенні, що потік нестисний, ізотермічний і відбувається в горизонтальній площині.

Предложена модель стационарного движения газа в дозвуковой аэродинамической трубе, где для определения коэффициента гидродинамического сопротивления использована полуэмпирическая теория турбулентности в предположении, что поток несжимаем, изотермичен и происходит в горизонтальной плоскости.

The model of stationary movement of gas in a subsonic wind tunnel where for definition of factor of hydrodynamic resistance the semiempirical theory of turbulence in the assumption is used is offered, that the stream incompressible, isothermal and is carried out in a horizontal plane.

Введение

Аэродинамическая труба (АДТ) дозвуковых скоростей – это установка, создающая искусственный поток газа с числом Маха $0 - 0.4$, которая используется для изучения возникающих сил и моментов на моделях летательных аппаратов (МЛА), помещенных в поток. Необходимый расход газа в рабочей части АДТ создается за счет энергии вентилятора [1].

Модель стационарного движения газа в дозвуковой АДТ используется для решения задачи управления потоком в автоматизированных системах экспериментальных исследований [2, 3].

Постановка задачи

Изотермическое ($T = \text{const}$) как ламинарное, так и турбулентное движение несжимаемого ($\rho = \text{const}$) газа в АДТ без учета объемных сил (движение газа в основном происходит в горизонтальной плоскости и его плотность невелика) описывается уравнением Стокса [5] в виде

$$\frac{\partial \bar{V}}{\partial t} + \bar{V} \cdot \nabla \cdot \bar{V} = -\frac{1}{\rho} \text{grad} p + \gamma \nabla^2 \bar{V} \tag{1}$$

и уравнением неразрывности $\text{div} \bar{V} = 0$.

(2)

Граничным условием для движения газа в АДТ является условие прилипания

$$V_{|s} = 0. \tag{3}$$

Начальное условие – распределение скорости по сечениям в начальный момент времени, т.е.

$$V_{|t=0} = \Phi \quad x, y, z, t = 0 . \quad (4)$$

Так как в качестве движителя газа применяется вентилятор, то поток всегда можно считать турбулентным. Это подтверждается тем фактом, что диапазон чисел Рейнольдса (Re) для таких АДТ составляет от 10^5 до $2 \cdot 10^7$, что больше критического значения числа $Re_{кр} \approx 2300$.

Стационарное движение газа

Задача стационарного движения газа в дозвуковой АДТ сводится к определению требуемого перепада давления Δp для обеспечения заданного расхода газа Q_∞ и скорости V_∞ в рабочей ее части, что устанавливается законом сопротивления движения газа в АДТ.

Перепад давления расходуется на преодоление сил гидравлического сопротивления, которые состоят из сил местного сопротивления и сил трения.

Силы трения, вызываемые вязкостью реального газа, являются результатом обмена количества движения между молекулами и отдельными частицами его слоев.

Силы местного сопротивления возникают из-за местного нарушения нормального трения, отрыва потока от стенки, вихреобразования, обтекания препятствий, расширения, сужения, изгиба, протекания через решетки. Эти явления усиливают обмен количеством движения, повышая диссипацию энергии. К местному сопротивлению также относятся потери скоростного напора при выходе газа из сопла в свободное пространство.

Уравнение Стокса (1) в случае стационарного движения имеет вид

$$\bar{V} \nabla \bar{V} = -\frac{1}{\rho} \text{grad} p + \gamma \nabla^2 \bar{V} , \quad (5)$$

для которого (3) остается без изменений, а (4) уничтожается. Это справедливо для произвольного участка АДТ.

Пока не существует ни одного приемлемого теоретического решения задачи турбулентного движения газа. Поэтому воспользуемся полуэмпирической теорией турбулентности [5, 6], которая позволяет с достаточной для практики точностью решить проблему турбулентного сопротивления. Для этого условно разделим АДТ на n элементов (рис. 1), где 1– рабочая часть; 2 – диффузор; 3– осевой вентилятор; 4 – форкамера и 1–е поворотное колено с поворотными лопатками; 5 – цилиндрический участок; 6, 8, 10 – 2–е, 3–е и 4–е поворотные колени с поворотными лопатками соответственно; 7 – обратный канал; 9 – цилиндрический участок; 11 – Хонейкомб; 12 – сопло; Z_i , $i=1,2,\dots, 12$ – сечения элементов АДТ.

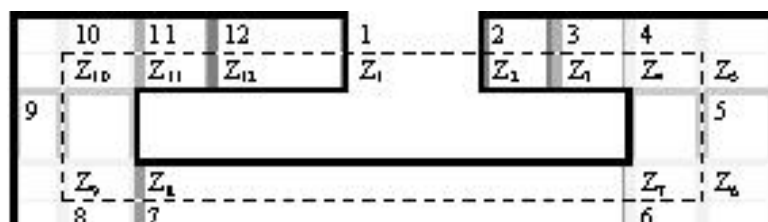


Рис. 1. Схема АДТ

Связь между модулем градиента давления и расходом для каждого i -го элемента АДТ устанавливает формула Дарси [6, 7]:

$$\Delta p_i = |grad p_i| = \frac{\rho}{2} |\bar{V}_i|^2 \xi_{ti} + \xi_{mi} ,$$

где ξ_{ti} , ξ_{mi} – коэффициент трения и местного сопротивления соответственно; $|\bar{V}_i|$ – модуль характерной скорости, $i=1, 2, \dots, n$. Следовательно, модуль общего градиента давления определяется так:

$$\Delta p = |grad p| = \sum_{i=1}^n |grad p_i| = \frac{\rho}{2} \sum_{i=1}^n |\bar{V}_i|^2 \xi_{ti} + \xi_{mi} .$$

Уравнение неразрывности (2) для АДТ можно записать как $|\bar{V}_i| F_i = Q = const$, что позволяет установить такое соотношение между модулями характерных скоростей i -го и j -го элементов:

$$|\bar{V}_i| = |\bar{V}_j| \left(\frac{F_j}{F_i} \right) , \tag{6}$$

где F_i , F_j – характерные площади.

Общий закон сопротивления движения газа в АДТ можно записать так

$$\Delta p = |grad p| = \xi_{\infty} \frac{\rho}{2} |\bar{V}_{\infty}|^2 . \tag{7}$$

При этом ξ_{∞} – коэффициент гидравлического сопротивления АДТ, приведенный к Z_1 -му сечению (рабочая часть АДТ), определяется по формуле:

$$\xi_{\infty} = \sum_{i=1}^n \left\{ \xi_{ti} \left(\frac{F_{\infty}}{F_i} \right)^2 + \xi_{mi} \left(\frac{F_{\infty}}{F_i} \right)^2 \right\} , \tag{8}$$

где ξ_{ti} , ξ_{mi} – коэффициенты сопротивления трения и местного сопротивления i -го элемента; F_{∞} , F_i – характерные площади рабочей части и i -го сечения; n – количество элементов АДТ.

Оценка коэффициентов сил сопротивления трения и местных сил

Приближенные оценки потерь на трение в цилиндрических призматических элементах АДТ сложного фигурного профиля получаем путем сравнения сопротивления этих элементов с сопротивлением "эквивалентной" по сопротивлению круглой трубы с таким гидравлическим радиусом [5, 7, 8]

$$r_{0i} = \frac{F_i}{P_i},$$

где F_i , P_i – характерная площадь и периметр нормального сечения.

Связь между перепадом давления Δp_i на произвольном участке АДТ длиной l и суммарным трением "смоченной" поверхности для ламинарного /турбулентного движения газа по цилиндрической/ призматической трубе

$$\bar{\tau}_{wi} = \frac{\Delta p_i}{l_i} r_{0i}.$$

произвольной формы такая:

Предположим, что движение газа в АДТ одномерное, т.е. $v=0$ и $w=0$, тогда (5) в прямоугольной системе будет иметь такой вид:

$$\left\{ \begin{array}{l} u \frac{\partial u}{\partial x} = -\frac{1}{\rho} \frac{\partial p}{\partial x} + \gamma \nabla^2 u, \\ 0 = -\frac{1}{\rho} \frac{\partial p}{\partial y}, \\ 0 = -\frac{1}{\rho} \frac{\partial p}{\partial z}. \end{array} \right. \quad 9)$$

Из уравнения неразрывности $\frac{\partial u}{\partial x} = 0$ следует, что u не зависит от координаты x , а из (9) следует, что p не зависит от координат y и z . Поэтому

$$-\frac{1}{\rho} \frac{\partial p}{\partial x} = \gamma \nabla^2 u$$

уравнение возможно, если левая и правая части его будут равны некоторой постоянной величине, которую обозначим $\Delta p/l$ (перепад давления на длине l). Следовательно, получаем

$$\frac{\Delta p}{l} = \gamma \nabla^2 u; \quad u|_s = 0. \quad 10)$$

Решение дифференциального уравнения (10) с граничным условием для ламинарного движения газа устанавливает связь между перепадом давления и количеством протекающего газа [6, 8].

Для турбулентного течения такая связь устанавливается на основе полуэмпирической теории турбулентности, предложенной Прандтлем [9].

Безразмерный коэффициент силы трения i -го элемента АДТ вычис-

ляется по формуле Дарси [6, 8]: $\xi_{ii} = \lambda_i \frac{l_i}{r_{0i}}$, где λ_i – коэффициент сопротивления трения "эквивалентной" АДТ; l , r_{0i} – соответственно длина и гидравлический диаметр.

Отметим, что АДТ относится к классу шероховатых труб, где $\lambda = f(\bar{k}, Re)$, $\bar{k} = k / r_{0i}$ – относительная шероховатость. На основе "двух-слойной схемы" пристенной турбулентности [8, 9] Никурадзе предложил явную зависимость $\lambda(Re)$ для определения коэффициента сопротивления круглой гладкой трубы [10]:

$$\lambda = 0,0032 + 0,221Re^{-0,237}, \quad (11)$$

которая описывает экспериментальные данные в широком диапазоне чисел Re . Он также рассмотрел течения в шероховатых трубах в зависимости от соотношения высоты бугорков шероховатости k и толщиной ламинарного подслоя δ_n [5, 6] и показал, что если:

– $k \ll \delta_n$ (шероховатость погружена в ламинарный подслей и не нарушает ламинарного подслоя), то коэффициент сопротивления вычисляется по (11), а величина относительной шероховатости оценивается с использованием формулы для гладких труб [5]:

$$\bar{k} = \frac{k}{r_0} < \frac{16,3}{Re \sqrt{0,0032 + 0,221Re^{-0,237}}} \quad (12)$$

– $k \gg \delta_n$ (шероховатость выходит за пределы ламинарного подслоя, ее отрывное обтекание приводит к сопротивлению плохо обтекаемых тел, которое не зависит от числа Re и пропорционально скоростному напору набегающего потока газа), имеем режим развитой шероховатости, λ определяется по формуле [6]:

$$\lambda = \left(2 \lg \left(\frac{r_0}{k} \right) + 1,74 \right)^{-2}, \quad (13)$$

а для оценки границы области развитой шероховатости используем формулу [8]:

$$\bar{k} = \frac{k}{r_0} = \frac{390}{Re \sqrt{0,0032 + 0,221Re^{-0,237}}} \quad (14)$$

– $k \approx \delta_n$ (наиболее общий режим), то λ определяется по формуле Коулбрука и Уайта [8], которая интерполирует всю переходную область от режима без проявления шероховатости до режима с проявлением шероховатости:

$$\frac{1}{\sqrt{\lambda}} = 1,74 - 21 \lg \left(\frac{18,7}{\text{Re} \sqrt{\lambda}} + \frac{k}{r_0} \right) \quad (15)$$

Именно этот режим является режимом течения газа в АДТ, где в соответствии с (12) и (14) относительная шероховатость k лежит в таком интервале:

$$\frac{16,3}{\text{Re} \sqrt{0,0032 + 0,221 \text{Re}^{-0,237}}} < \bar{k} < \frac{390}{\text{Re} \sqrt{0,0032 + 0,221 \text{Re}^{-0,237}}}$$

а коэффициент сопротивления трения определяется из трансцендентного уравнения (15).

При наличии технической шероховатости в АДТ ее необходимо заменить эквивалентной песочной шероховатостью [6].

При решении (15) используются только действительные корни, а само решение находится итерационным методом бисекций, который при заданной точности ε состоит из таких действий.

Шаг 1. Начальное и конечное значения интервала λ определяется из (12), (13), и предполагается, что $\alpha = \lambda_a$ и $\beta = \lambda_b$. Далее вычисляются $f(\alpha)$ и $f(\beta)$.

Шаг 2. Полагаем $\gamma = (\alpha + \beta) / 2$ и вычисляем $f(\gamma)$.

Шаг 3. Если $\text{sign}(f(\gamma)) = \text{sign}(f(\alpha))$, то заменим α на γ , в противном случае заменим β на γ .

Шаг 4. Если $\alpha - \beta > \varepsilon$, то перейдем на шаг 2, в противном случае решение.

Шаг 5. Конец.

При критерии $\alpha - \beta > 2^{-t} (\lambda_b - \lambda_a)$ для решения уравнения необходимо t итераций.

Алгоритм бисекции довольно медленный, но зато абсолютно застрахован от неудач. Отметим, что большая скорость сходимости решения необходима при моделировании динамических процессов АДТ в реальном времени, а также при громоздком вычислении параметров в (15). В таких случаях целесообразно применять метод секущих [11].

Определение поправок

Приведенные результаты относятся к прямолинейным элементам АДТ. Однако, в ней присутствуют и криволинейные участки, в которых на более быстрые частицы, движущиеся в середине АДТ, действует большая центробежная сила, чем на менее быстрые частицы, движущиеся вблизи стенок. Это приводит к возникновению вторичных течений, которое в середине АДТ направлено к внешнему закруглению (наружу), а около ее стенок – к внутреннему закруглению (к центру кривизны). При

большой кривизне распределение скоростей значительно изменяется, где максимум скорости перемещается наружу.

Для вычисления коэффициента сопротивления трения криволинейной трубы при турбулентном течении используем формулу Уайта К. М. [12, 13]:

$$\frac{\lambda}{\lambda_0} = 1 + 0,075 \sqrt[4]{Re} \sqrt{\left(\frac{r_0}{r^2}\right)}, \quad (16)$$

где r_0 – радиус трубы; r – радиус кривизны трубы; λ_0 – коэффициент сопротивления трения прямой трубы.

Характерными участками АДТ являются диффузорные и конфузорные элементы. Опыты [14, 15] и теоретические исследования показывают, что толщина турбулентного пограничного слоя при входе оказывает существенное влияние на коэффициент местного сопротивления.

Коэффициент сопротивления трения круглого и прямоугольного сечения с одинаковым углом расширения/ сужения в обеих плоскостях [9, 15] определяется по формуле

$$\xi_{ti} = \frac{\lambda}{8 \sin \frac{\alpha}{2}} \left(1 - \frac{1}{n}\right)^2, \quad (17)$$

где $\lambda = f(\bar{k}, Re)$ – коэффициент сопротивления трения "эквивалентной" трубы; α – центральный угол диффузора/ конфузора; $n = F_{\kappa}/F_n$ – отношение площадей начального и конечного сечения диффузора/ конфузора. При этом используются такие соотношения:

$$\sin \frac{\alpha}{2} = \frac{tg \frac{\alpha}{2}}{\sqrt{1 + tg^2 \frac{\alpha}{2}}}, \quad tg \frac{\alpha}{2} = \frac{r_{0i+1} - r_{0i}}{2l_i}.$$

Для более точного вычисления коэффициента сопротивления трения для круглого / призматического сопла целесообразно использовать формулу [1]:

$$\xi_t = \frac{4}{9} \lambda \frac{l}{r_0} \frac{\sqrt{n^9} - 1}{\sqrt{n^5} (n - 1)}. \quad (18)$$

Потери местного сопротивления зависят от геометрических параметров элементов, а также от общих факторов движения газа, к которым относятся характер распределения скоростей при входе потока в элемент АДТ, что, в свою очередь, зависит от режима течения, формы входа, числа Re и числа Маха.

Основным источником потерь в открытой рабочей части АДТ является эжекционное рассеивание энергии [15], отсекание ее диффузором от свободной струи присоединенных масс окружающей среды. Кинетическая

энергия отсекаемой части струи оказывается для АДТ потерянной и поэтому составляет часть сопротивления открытой рабочей части.

Коэффициент суммарного сопротивления открытой рабочей части вычисляется по формуле Абрамовича [8, 15] для круглого / прямоугольного и эллиптического сечений соответственно:

$$\xi_m = \begin{cases} 0,1 \frac{l}{r_0} - 0,008 \left(\frac{l}{r_0} \right)^2; \\ 0,08 \frac{l}{r_0} - 0,0015 \frac{l^2}{ab}, \end{cases} \quad (19)$$

где l , $r_0 = \frac{4ab}{1,5(a+b) - \sqrt{ab}}$ – длина рабочей части АДТ и гидравлический диаметр сопла; a , b – полуоси эллипса сопла.

Коэффициент местного сопротивления, связанный с расширением потока, выражается через коэффициент полноты удара [8, 14], представляющего собой отношение потерь на расширение в диффузоре к теоретическим потерям на удар при внезапном расширении течения. При равномерном профиле скоростей во входном потоке и числах $Re > 3 \cdot 10^5$ коэффициент сопротивления расширения для диффузоров с углом расширения $0^\circ < \alpha < 40^\circ$ определяется так [8, 14, 15]:

$$\xi_m = 3,2 \eta \operatorname{tg} \frac{\alpha}{2} \sqrt{\operatorname{tg} \frac{\alpha}{2}} \left(1 - \frac{1}{n} \right), \quad (20)$$

где $n = F_k / F_n$ – коэффициент расширения потока; F_k , F_n – соответственно площадь конечного и начального сечений диффузора; η – коэффициент, учитывающий неравномерность входного поля скоростей.

На основании опытов [8, 10, 11, 13] установлено, что для конических диффузоров $\eta = 1$, для пирамидальных диффузоров с расширением в двух плоскостях η вычисляется так:

$$\eta = \begin{cases} 0,66 + 0,11\alpha; & 4^\circ < \alpha \leq 12^\circ, \\ 2,32 - 0,0275\alpha; & 12^\circ < \alpha \leq 40^\circ. \end{cases}$$

Для плоских диффузоров в пределах $4^\circ < \alpha < 24^\circ$: $\eta = 1,7 - 0,0275\alpha$.

Коэффициент местного сопротивления в поворотных коленах с профилированными лопатками вычисляется на основании работ [8, 15]. При этом графические данные [8] аппроксимированы для нормального числа лопаток и для сокращенного числа лопаток соответственно:

$$\xi_m = \begin{cases} 0,41875 - 1,5x + 2,49999x^2, \\ 0,425 - 1,265x + 2,5x^2, \end{cases} \quad (21)$$

где $x = r/d$.

Местные потери в форкамере с детурбулизирующими сетками и Хонейкомбом определяются как сопротивления трения. Для форкамеры соото-

вого типа с шестигранными/ круглыми трубочками коэффициент местного сопротивления определяется так [1]:

$$\xi_m = \lambda \left(0,3 + \frac{l}{d} \right) \left(\frac{F_1}{F_0} \right)^2 + \left(\frac{F_1}{F_2} - 1 \right)^2, \quad (22)$$

где F_0/F_1 – коэффициент живого сечения Хонейкомба; l, d – глубина и гидравлический диаметр трубки Хонейкомба; λ – коэффициент сопротивления единицы длины трубки, зависящий от $Re^* = vk/\gamma$; v – скорость потока в трубке; k – средняя высота бугорков шероховатости стенок трубки.

Коэффициент местного сопротивления детурбулизирующих сеток определяется так [1]:

$$\xi_m = \sum_{i=1}^m \left[1,3 \left(1 - \frac{F_0}{F_1} \right) + \left(\frac{F_1}{F_0} - 1 \right)^2 \right], \quad (23)$$

где F_1 – площадь сечения трубы; F_0 – живое сечение сетки; m – число рядов установленных сеток.

Кроме этого, дополнительное местное сопротивление вызывается наличием щелей в диффузоре, которые необходимы для уменьшения пульсаций в потоке. Коэффициент местного сопротивления определяется так:

$$\xi_m = 1,21399 - 2,2428 \left(\frac{v}{v_0} \right) + 1,02881 \left(\frac{v}{v_0} \right)^2, \quad (24)$$

где v_0, v – скорость потока соответственно перед и после щелей.

Сопротивление вентилятора вносит свою долю в общее сопротивление АДТ. Коэффициент местного сопротивления вентиляторной установки определяется так:

$$\xi_m = C_x \frac{S_{ven}}{F_{ven}} \left(1 - \frac{S_{ven}}{F_{ven}} \right)^{-3}, \quad (25)$$

где c_x – аэродинамический коэффициент сопротивления лопасти вентилятора; $S_{ven} = \frac{1}{2} \pi d^2 + \frac{1}{2} L (b_1 \cos \theta_1 + b_2 \cos \theta_2) n$, – площадь миделевого сечения вентилятора; d – диаметр втулки вентилятора; b_1, b_2 – хорда профилей начального и конечного сечений лопасти вентилятора; θ_1, θ_2 – углы установки начального и конечного сечений лопасти вентилятора; L – длина лопасти; n – число лопастей.

Сопротивление МЛА с подвесками, помещенной в рабочей части АДТ, составляет значительную часть ее общего сопротивления и зависит от степени затемнения потока МЛА, подвесками и от их аэродинамического качества. Это сопротивление определяется так [1]:

$$\xi_m = C_x \frac{S_{\text{mod}}}{F_\infty} \left(1 - \frac{S_{\text{mod}}}{F_\infty} \right)^{-3}, \quad (26)$$

где C_x – коэффициент лобового сопротивления МЛА и подвесок, берется из аэродинамических характеристик в зависимости от числа Re и угла атаки или измеряется в процессе эксперимента; S_{mod} – площадь миделевого сечения МЛА и подвесок; F_∞ – площадь нормального сечения рабочей части АДТ.

Отметим, что при вычислении коэффициента сопротивления АДТ в зависимости от угла атаки МЛА, режима обтекания и т.п. используются интерполяция / аппроксимация $C_x = f(\alpha, Re, V_\infty)$.

Таким образом, получены все необходимые данные для оценки потерь турбулентного течения газа на каждом элементе АДТ, что позволяет вычислить гидравлический коэффициент сопротивления ξ_∞ по (8).

Алгоритм определения ξ_∞

В вычислениях используется система координат XOYZ, где ZOХ - вертикальная плоскость симметрии АДТ, OZ – продольная ось АДТ (ось, вдоль которой происходит движение газа). Основные характерные размеры каждого из элементов АДТ будут $X_i, Y_i, Z_i, (i=1, 2, \dots, n)$ и классифицируются в терминах, принятых в аэромеханике.

Алгоритм расчета ξ_∞ включает такие действия.

Шаг 1. Задание исходных данных для каждого i -го сечения: геометрия, шероховатость и другие данные.

Шаг 2. Определение для каждого i -го сечения: F_i – площадь; P_i – периметр; r_{0i} – гидравлический диаметр; k_i – относительная шероховатость внутренней поверхности.

Шаг 3. Задание значения скорости V_∞ , которая должна быть достигнута в рабочей части АДТ.

Шаг 4. По заданной V_∞ из условия неразрывности потока (6) определяются V_i (скорость в i -м сечении) и числа Re_i .

Шаг 5. Вычисление безразмерных коэффициентов сопротивления трения $\lambda_i = f(k_i, Re_i)$ по (11, 13, 15) в зависимости от значения относительной шероховатости. Для общего случая течения используются формулы (12, 14) и трансцендентное уравнение (15), которое решается методом бисекции (см. алгоритм выше). Отметим, что для рабочей части АДТ $\lambda_i = 0$.

Шаг 6. Вычисление размерных коэффициентов сопротивления трения каждого элемента АДТ ξ_{ii} по (17, 18).

Шаг 7. В соответствии с классификацией элементов АДТ уточняются значения ξ_{ii} на поворот потока (16), его диффузорность/ конфузорность (17) и криволинейные участки (18).

Шаг 8. В соответствии с классификацией элементов АДТ вычисляются их местные коэффициенты сопротивления ξ_{mi} . При этом (20) используется для вычисления ξ_{mi} диффузоров/ конфузоров, (21) – для вычисления ξ_{mi} поворотных колен, (19) – для вычисления ξ_{mi} рабочей части, (22) – для форкамеры. Отметим, что на цилиндрических участках $\xi_{mi} \cong 0$.

Шаг 9. Определение общих коэффициентов сопротивления каждого элемента АДТ – ξ_i .

Шаг 10. Вычисление дополнительных местных потерь, вызванных Хонейкомбом (22), детурбулизирующими сетками (23), щелями в диффузоре (24), вентиляторной установкой (25), МЛА (26).

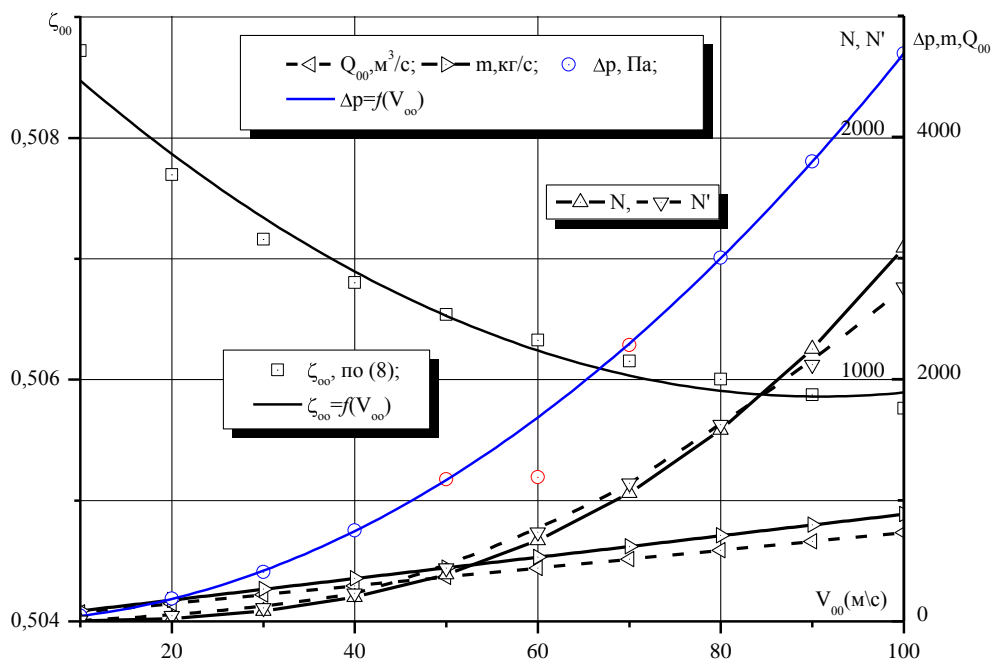


Рис. 2 Результаты моделирования стационарного движения газа

Шаг 11. Определение общих коэффициентов сопротивления каждого элемента АДТ – ξ_i с учетом местных потерь (шаг 10).

Шаг 12. Определение общего коэффициента сопротивления движения газа в АДТ ξ_∞ по (8).

Шаг 13. Конец.

Полученные результаты (рис. 2) позволяют упростить (8) и привести его к такому виду $\xi_\infty = 0,50916 - 7,26633 \cdot 10^{-5} V_\infty + 3,99886 \cdot 10^{-7} V_\infty^2$. При этом перепад давления, создаваемым вентилятором в рабочей части АДТ определяется так: $\Delta p = -0,01278 - 0,18657 V_\infty + 0,47096 V_\infty^2$.

Выводы

Модель стационарного движения газа в дозвуковой АДТ можно использовать в автоматизированных системах экспериментальных исследований для управления потоком газа в реальном времени [16].

Список использованной литературы

1. Горлин С.М., Слезингер Н.М. Аэромеханические измерения. – М.: Наука, 1964. – 720 с.
2. Зинченко В.П. Автоматизация экспериментальных исследований в аэродинамической трубе // УСиМ. – 1989. – № 1. – С. 95 – 99.
3. Зинченко В.П. Проектные исследования сложных технических объектов как система управления // Засоби комп'ютерної техніки з віртуальними функціями і нові інформаційні технології. – К.: НАН України Ін-т кібернетики ім. В.М. Глушкова, 2002. – Т. 2. – С. 28 – 36.
4. Зинченко В.П., Египко В.М. Метод моделирования динамических процессов в аэродинамических трубах малых дозвуковых скоростей. – К., 1996. – 19 с. (Препр. / АН Украины Ин-т кибернетики им. В.М.Глушкова; 96 – 13).
5. Лойцанский Л.Г. Механика жидкости и газа. – М.: Наука, 1973. – 848 с.
6. Шлихтинг Г. Теория пограничного слоя. – М.: Наука, 1974. – 712 с.
7. Альшутль А.Д. Гидравлические сопротивления. – М.: Наука, 1970. – 216 с.
8. Идельчик И.Е. Справочник по гидравлическим сопротивлениям. – М.: Машиностроение, 1975. – 560 с.
9. Prandtl L. Uder den Reibungswiderstand stromender Luft //Ergebnisse AVA Gottingen, III Lieferemg, 1927. –P. 620 – 626.
10. Nikuradse J. Gesetzmassigkeiten der turbulenten Stromung in glatten Rohren, VDI, forschungsheft 356, 1932. Пер.: Проблемы турбулентности". – ОНТИ, 1936. – С. 75 – 150.
11. Форсайт Дж., Малькольм М., Моулер К. Машинные методы математических вычислений. – М.: Мир, 1980. – 280 с.
12. Haase D. Stromung in einem 90_ Knie. Ing. – Arch. 22, 1954. –P. 282–292.
13. Ackeret J. Grenzschichten in geraden und gokriimnten Diffusoren. IUTAM – Symposium Freiburg/ H.Gortler'a, Berlin 1958. – P. 22 – 37.

14. *Идельчик И. Е.* Гидравлические сопротивления. Физико–механические основы. – М.: Госэнергоиздат, 1954. – 316 с.

15. *Абрамович Г.Н.* Теория турбулентных струй. – М.: Физмат, 1960. – 715 с.

16. *Зинченко В.П.* Исследование и реализация алгоритма адаптивного управления экспериментом // Проблемы управления и информатики. – 2001. – № 3. – С. 58 – 69.

УДК 629.75

О. П. Мариношенко, О. В. Папіжук

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ДЕФОРМУВАННЯ КРИЛА ЛІТАЛЬНОГО АПАРАТУ

В роботі виводиться повна математична модель коливальних процесів крила літального апарату під дією аеродинамічних навантажень. Приводиться готова для моделювання система, що дає можливість подальшого визначення параметрів динамічної взаємодії між коливальними процесами згину та кручення. Це дозволяє в подальшому обчислити параметри навантаження кожного окремо виділеного силового елемента (оболонки, стрингера, лонжерона), що дозволить виділити у профілі крила літального апарату навантажені та ненавантажені зони.

В работе выводится полная математическая модель колебательных процессов имеющих место в поперечном сечении крыла летательного аппарата под действием аэродинамических нагрузок. В результате имеем готовую к моделированию систему, что дает возможность дальнейшего определения параметров динамического взаимодействия между колебательными процессами изгиба и кручения. В дальнейшем это позволяет вычислить параметры нагружения каждого отдельно выделенного силового элемента (оболочки, стрингера, лонжерона), что позволит выделить в профиле крыла летательного аппарата нагруженные и ненагруженные зоны.

In this paper a full model of oscillation processes of a wing under the aerodynamic forces are deduced. Realized mathematic model makes a possibility to determine parameters of the dynamic interaction between bend and torsion oscillation processes of the wing of airplane. In the future, the tension parameters of each element of construction (shell, stringer, spar) can be calculated. It gives a possibility to detect heavy loaded and unloaded zones in any cross-section of the wing.

Вступ

Розглядувана стаття є продовженням наукових досліджень викладених в роботі [1], в якій наводиться новий підхід щодо визначення характеристик напруженого і деформованого стану крила літака та обчисленню приведених жорсткісних характеристик його конкретного поперечного перерізу.

У даній статті виводяться взаємозв'язані рівняння згінних, крутильних та повздовжніх переміщень крила літального апарату (ЛА) з урахуванням його внутрішньої структури та зовнішнього аеродинамічного навантаження, що діє на вказане крило. Це дозволяє в подальшому провести моделювання взаємозв'язаних коливальних процесів, та дослідження явищ втрати статичної та динамічної стійкості крила ЛА, відомих як флатер та дивергенція.

Постановка задачі

В роботі необхідно вивести математичну модель взаємозв'язаних по-вздожніх, згінних та крутильних коливальних процесів крила літального апарату під дією аеродинамічних навантажень.

На основі отриманих результатів необхідно провести обчислення характеристик напруженого і деформованого станів в конкретних поперечних перерізах крила ЛА.

Визначення приведених силових характеристик поперечного перерізу крила ЛА

Нагадуємо, що конфігурація C_0 описує недеформований стан системи, C_t – деформований стан системи.

Розглянемо довільну точку M^* перерізу в C_t яка належить його матеріальній частині, $\vec{\sigma}^z$ – вектор напруження, що прикладається в точці M^* довільного поперечного перерізу. 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; за центр зведення обираємо центр мас перерізу (точку C_z). 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 подано у [1].

Головний вектор і момент можна представити і в такому вигляді

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

Вирази для складових головного вектору і головного моменту наведені в [1].

Для визначення шуканих функцій $u_0(z,t)$, $w_0(z,t)$, $b_1(z,t)$ необхідно сформулювати граничні і початкові умови та скласти відповідні рівняння руху, в які будуть входити приведені інерційні та жорсткісні характеристики поперечного перерізу крила ЛА, що виражаються наступними формулами [1]:

$$N^* = A \frac{\partial u_0}{\partial z} - B \frac{\partial^2 w_0}{\partial z^2},$$

$$A = \sum_{p=1}^n E^{*c} \Omega_{z.p.}^c + \sum_{m=1}^l E^{*o.б.} \Omega_{z.m.}^{o.б.} + E^{*o.н.} \Omega_{z.m.}^{o.н.},$$

$$B = \sum_{p=1}^n E^{*c} I_{x.p.}^c + \sum_{m=1}^l E^{*o.б.} I_{x.m.}^{o.б.} + E^{*o.н.} I_{x.m.}^{o.н.}, \quad (1)$$

$$Q_2^* = \frac{\partial b_1}{\partial z} H,$$

$$H = \sum_{p=1}^n \mu^c I_{y.p.}^c + \sum_{m=1}^l \mu^{o.б.} I_{y.m.}^{o.б.} + \mu^{o.н.} I_{y.m.}^{o.н.}, \quad (2)$$

$$M_k^* = \frac{\partial b_1}{\partial z} C,$$

$$C = \sum_{p=1}^n \mu^c J_{y.p.}^c + \sum_{m=1}^l \mu^{o.б.} J_{y.m.}^{o.б.} + \mu^{o.н.} J_{y.m.}^{o.н.}, \quad (3)$$

$$M_1^* = B \frac{\partial u_0}{\partial z} - D \frac{\partial^2 w_0}{\partial z^2},$$

$$D = \sum_{p=1}^n E^{*c} J_{x.p.}^c + \sum_{m=1}^l E^{*o.б.} J_{x.m.}^{o.б.} + E^{*o.н.} J_{x.m.}^{o.н.}. \quad (4)$$

Використання виразів (1)–(4) дає можливість виражати внутрішні сили та моменти характеристики від дії напружень в конкретному поперечному перерізі крила.

У роботі [1] розглянуто методика розрахунку коефіцієнтів A, B, C, D, H , які виражаються виразами (1)–(4); наведемо лише їх числові значення:

$$A = 2.77 \cdot 10^9 \text{ [Н}\cdot\text{м}^2], \quad D = 1.232 \cdot 10^{11} \text{ [Н}\cdot\text{м}^2],$$

$$B = 2.38 \cdot 10^9 \text{ [Н}\cdot\text{м}^2], \quad H = -3.644 \cdot 10^{10} \text{ [Н}\cdot\text{м}^2],$$

$$C = 5.799 \cdot 10^{12} \text{ [Н}\cdot\text{м}^2],$$

Векторні рівняння руху крила літального апарату

В деформованому стані виділимо двома площинами $z, z + dz$, які перпендикулярні лінії, що з'єднує центри ваги поперечних перерізів крила ЛА, елементарну його частинку. Позначаємо через q_z масу одиниці довжини крила ЛА; через \vec{P}_z , \vec{m}_z вектори зовнішніх силових і моментних навантажень. Маємо ситуацію, зображену на рис.1.

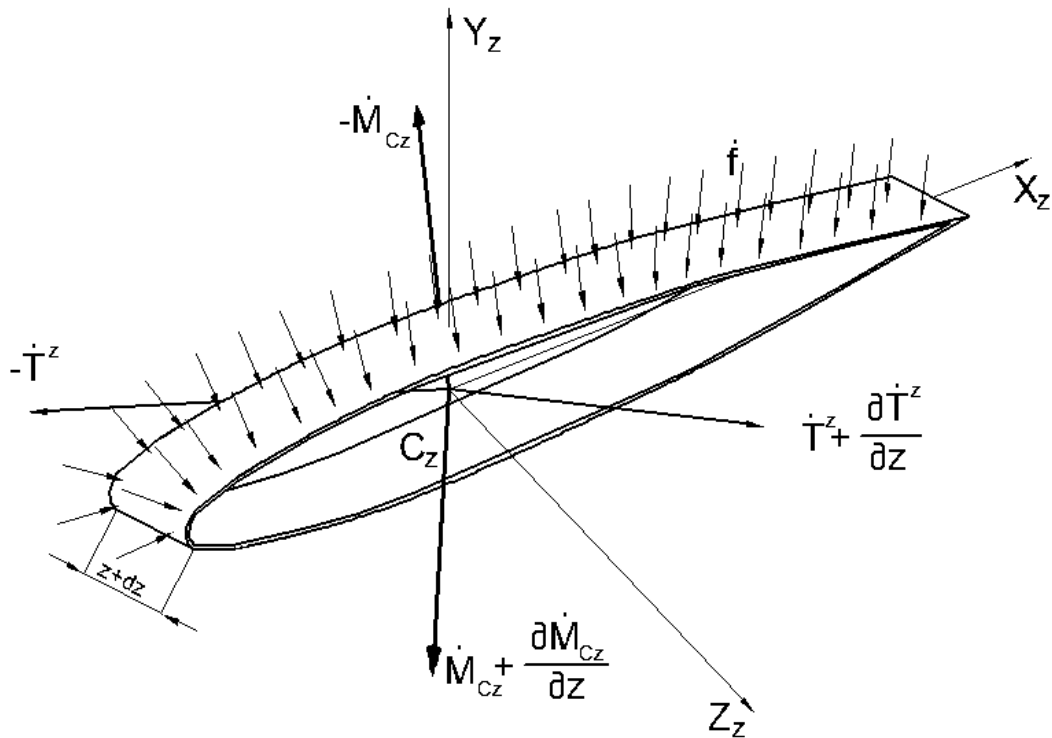


Рис. 1. Силві і моменти навантаження на елементі крила ЛА

Позначимо вектор інтенсивності поверхневого навантаження $\vec{f} = \vec{f}(z, s)$, де s – дугова координата контуру L_z поперечного перерізу крила ЛА при заданій координаті z . Приведемо вказане зовнішнє навантаження до центру мас перерізу. Тоді головний вектор і головний момент від дії зовнішнього навантаження будуть визначатися формулами:

$$\vec{P}_z = \int_{L_z} \vec{f}(z, s) ds, \quad \vec{m}_z = \int_{L_z} \vec{r}_L \times \vec{f}(z, s) ds,$$

де \vec{r}_L – радіус вектор від центру мас до точок, що знаходяться на контурі поперечного перерізу крила ЛА.

Для виводу рівняння, що описує рух центру мас виділеного елемента, застосуємо теорему про зміну кількості руху, маємо

$$q_z \frac{\partial^2 \vec{u}_0}{\partial t^2} = \frac{\partial \vec{T}^z}{\partial z} + \vec{P}_z,$$

де \vec{T}^z – головний вектор зусиль від дії напружень в конкретному поперечному перерізі крила, \vec{u}_0 – вектор переміщення точок виділеного поперечного перерізу крила ЛА.

Застосовуючи теорему про зміну кінетичного моменту, одержуємо друге векторне рівняння, що описує обертальний рух елемента навколо центра мас

$$\frac{\partial}{\partial t} \vec{K}_{C_z} = \frac{\partial \vec{M}_{C_z}}{\partial z} + \vec{k}_z^* \times \vec{T}^z + \vec{m}$$

де \vec{K}_{C_z} – вектор кінетичного моменту виділеного елемента крила, \vec{M}_{C_z} – головний момент від дії внутрішніх напружень, які розраховуються на одиницю довжини балки, \vec{k}_z^* – орт вздовж осі $C_z z_z$ локальної системи координат в конфігурації C_t .

В загальному, кінетичний момент виділеного елемента можна представити у наступному вигляді:

$$\vec{K}_{C_z} = \begin{pmatrix} J_z^z & -J_{zx}^z & -J_{zy}^z \\ -J_{xz}^z & J_x^z & -J_{xy}^z \\ -J_{yz}^z & -J_{yx}^z & J_y^z \end{pmatrix} \vec{\omega}$$

Тут величини $J_z^z, J_x^z, J_y^z, \dots$ – компоненти тензора інерції крила ЛА; $\vec{\omega} = \omega_z \vec{k} + \omega_x \vec{i} + \omega_y \vec{j}$ – вектор кутової швидкості обертання виділеного елемента навколо миттєвої осі, що проходить через його центр мас.

В площині $x C_z z$ крило ЛА має велику жорсткість на згин відносно осі C_y , тому припускаємо $\omega_y \approx 0$, а ω_z та ω_x будемо визначати згідно наступних формул

$$\omega_z \approx \frac{\partial b_1}{\partial t} \quad \omega_x \approx \frac{\partial^2 w_1}{\partial z \partial t}$$

де $b_1, \frac{\partial w_1}{\partial z}$ – кути повороту виділеного елемента крила ЛА навколо осей $C_z z$ та $C_x x$ відповідно.

Вважаємо, що розглядуване крило ЛА має площину матеріальної симетрії – площину $x C_z z$, тоді вираз для кінетичного моменту спрощується до наступного виду

$$\vec{K}_{C_z} = K_{C_{zz}} \vec{k}_z + K_{C_{zx}} \vec{i}_z = J_z^z \omega_z - J_{zx}^z \omega_x \vec{k} + J_x^z \omega_x - J_{zx}^z \omega_z \vec{i}_z,$$

$$\text{де } K_{C_{zz}} = J_z^z \frac{\partial b_1}{\partial t} - J_{zx}^z \frac{\partial^2 w_1}{\partial t \partial z}, \quad K_{C_{zx}} = -J_x^z \frac{\partial^2 w_1}{\partial t \partial z} - J_{zx}^z \frac{\partial b_1}{\partial t}.$$

Остаточно отримаємо два векторних рівняння руху виділеного елемента крила ЛА:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \vec{T}^z}{\partial t} + \vec{p}_z &= \rho^* \frac{\partial^2 \vec{u}_0}{\partial t^2}, \\ \frac{\partial \vec{M}_{c_z}^*}{\partial z} + \vec{m} + \vec{k}_z^* \times \vec{T}^z &= \frac{\partial \vec{K}_{c_z}^*}{\partial t}. \end{aligned} \quad (5)$$

Формулювання скалярних рівнянь руху

В рівняння (5) необхідно підставити вирази для визначення компонент вектора переміщення і компонент зовнішніх і внутрішніх силових навантажень у виділеному елементі крила ЛА в конфігураціях C_0 і C_t , тоді ці вирази приймуть наступний вигляд:

$$\begin{aligned} \vec{u}_0 &= u_0 \vec{k}_z + w_0 \vec{j}_z, \\ \vec{T}_0 &= N^* \vec{k}_z^* + Q_2^* \vec{j}_z^* + Q_1^* \vec{i}_z^* = N \vec{k}_z + Q_2 \vec{j}_z + Q_1 \vec{i}_z, \\ \vec{P}_z &= P_{zz}^* \vec{k}_z^* + P_{zy}^* \vec{j}_z^* = P_{zz} \vec{k}_z + P_{zy} \vec{j}_z, \\ \vec{m}_z &= m_{zz}^* \vec{k}_z^* + m_{zx}^* \vec{i}_z^* = m_{zz} \vec{k}_z + m_{zx} \vec{i}_z, \\ \vec{M}_{Cz} &= M_k^* \vec{k}_z^* + M_1^* \vec{i}_z^* + M_2^* \vec{j}_z^* = M_k \vec{k}_z + M_1 \vec{i}_z + M_2 \vec{j}_z. \end{aligned}$$

Приймаючи до уваги таблицю напрямних косинусів [2], отримаємо:

$$\begin{aligned} N &= \left(1 + \frac{\partial u_0}{\partial z}\right) N^* - \frac{\partial w_0}{\partial z} Q_2^*, & m_{zz} &= m_{zz}^* \left(1 + \frac{\partial u_0}{\partial z}\right) \approx m_{zz}^*, \\ Q_2 &= \frac{\partial w_0}{\partial z} N^* + 1 + b_2 Q_2^*, & m_{zx} &= -m_{zx}^* 1 + c_1 \approx -m_{zx}^*, \\ P_{zz} &= \left(1 + \frac{\partial u_0}{\partial z}\right) P_{zz}^* - \frac{\partial w_0}{\partial z} P_{zy}^*, & M_k &= M_k^* \left(1 + \frac{\partial u_0}{\partial z}\right) \approx M_k^*, \\ P_{zy} &= \frac{\partial w_0}{\partial z} P_{zz}^* + 1 + b_2 P_{zy}^*, & M_1 &= -M_1^* 1 + c_1 \approx -M_1^*, \end{aligned} \quad 6)$$

Підставимо (6) в (5) і отримаємо систему нелінійних скалярних взаємозв'язаних рівнянь повздовжніх, згінних та крутильних переміщень крила ЛА

$$\begin{aligned}
\frac{\partial}{\partial z} N + p_{z,z} &= \rho \frac{\partial^2 u_0}{\partial t^2}, \\
\frac{\partial}{\partial z} Q_2 + p_{z,y} &= \rho \frac{\partial^2 w_0}{\partial t^2}, \\
\frac{\partial}{\partial z} Q_1 + p_{z,x} &= \rho \frac{\partial^2 v_0}{\partial t^2}, \\
\frac{\partial}{\partial z} M_k + m_{z,z} + Q_2 \frac{\partial v_0}{\partial z} - Q_1 \frac{\partial w_0}{\partial z} &= \frac{\partial K_z}{\partial t}, \\
\frac{\partial}{\partial z} M_2 + m_{z,y} + Q_1 \left(1 + \frac{\partial u_0}{\partial z} \right) - N \frac{\partial v_0}{\partial z} &= \frac{\partial K_y}{\partial t}, \\
\frac{\partial}{\partial z} M_1 + m_{z,x} + N \frac{\partial w_0}{\partial z} - Q_2 \left(1 + \frac{\partial u_0}{\partial z} \right) &= \frac{\partial K_x}{\partial t}.
\end{aligned} \tag{7}$$

З формул (7) виключаємо величини Q_1, Q_2 :

$$\begin{aligned}
Q_1 &= -\frac{\partial}{\partial z} M_2 - m_{z,y} + N \frac{\partial v_0}{\partial z} + \frac{\partial K_y}{\partial t}, \\
Q_2 &= \frac{\partial}{\partial z} M_1 + m_{z,x} + N \frac{\partial w_0}{\partial z} - \frac{\partial K_x}{\partial t}.
\end{aligned}$$

Після проведення громіздких аналітичних перетворень та ряду спрощень одержуємо наступні скалярні рівняння руху, при цьому не будемо враховувати рівняння згінних переміщень в площині zCx .

Рівняння крутильних переміщень

$$\begin{aligned}
\frac{\partial}{\partial z} M_k^* + m_{z,z}^* + \frac{\partial w_0}{\partial z} \left(\frac{\partial}{\partial z} \left(M_k^* \frac{\partial w_0}{\partial z} + M_1^* b_1 \right) + m_{z,z}^* \frac{\partial w_0}{\partial z} + \right. \\
\left. + m_{z,x}^* b_1 - J_{yx}^z \frac{\partial^3 w_0}{\partial t^2 \partial z} + J_{yz}^z \frac{\partial^2 b_1}{\partial t^2} \right) &= J_{zx}^z \frac{\partial^3 w_0}{\partial t^2 \partial z} + J_z^z \frac{\partial^2 b_1}{\partial t^2},
\end{aligned} \tag{8}$$

рівняння повздовжніх переміщень

$$\frac{\partial N^*}{\partial z} + p_{z,z}^* - p_{z,y}^* \frac{\partial w_0}{\partial z} = \rho \frac{\partial^2 u_0}{\partial t^2}, \tag{9}$$

рівняння прогинів в площині zCy

$$\begin{aligned} & \frac{\partial M_1^*}{\partial z} + \frac{\partial}{\partial z} \left(-m_{z,y}^* b_1 + m_{z,x}^* \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(N^* - Q_2^* \frac{\partial w_0}{\partial z} \right) \frac{\partial w_0}{\partial z} + \\ & + \frac{\partial}{\partial z} \left(J_x^z \frac{\partial^3 w_0}{\partial t^2 \partial z} + J_{xz}^z \frac{\partial^2 b_1}{\partial t^2} \right) + p_{z,z}^* \frac{\partial w_0}{\partial z} + p_{z,y}^* + p_{z,x}^* b_1 = \rho \frac{\partial^2 w_0}{\partial t^2}, \end{aligned} \quad (10)$$

Для визначення зовнішнього навантаження використовуємо формули, що наведені в роботі [9]

$$\begin{aligned} p_{zy}^* &= 2\pi\rho_{нов} v b \left(v \sin\left(\pi \frac{z}{2l}\right) b_1 t + v\alpha_0 \right) \\ m_{zz}^* &= \pi\rho_{нов} v b^2 \left(v \sin\left(\pi \frac{z}{2l}\right) b_1 t + v\alpha_0 \right), \end{aligned} \quad (11)$$

де $\rho_{нов}$ – густина набігаючого незбуреного повітряного потоку, b – довжина хорди крила, l – довжина крила, α_0 – початковий кут атаки крила.

Для проведення конкретних обчислень вибираємо апроксимації для опису переміщень крила ЛА, які наведені в [8]

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

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

Підставляючи вирази (1)-(4), (11), (12а), (12б) в (8)-(10), і нехтуючи усіма зовнішніми навантаженнями як малими в порівнянні з $m_{z,z}^*$ та $p_{z,y}^*$, після громіздких обчислень, проведення інтегрування по довжині крила, та підстановки значень приведених жорсткостей, отримуємо рівняння згину та кручення досліджуваного крила ЛА. При цьому були використані наступні значення характеристик крила:

– площа крила $S = 83,23 \left[\text{м}^2 \right]$,
– моменти інерції $J_z^z = 118 \left[\text{кг м}^2 \right]$, $J_{zx}^z = 48 \left[\text{кг м}^2 \right]$, $J_x^z = 2600 \left[\text{кг м}^2 \right]$.

Остаточно маємо наступні рівняння згінно–крутильних переміщень крила ЛА:

– рівняння кручення
 $1052 \cdot \ddot{b}_1 t + 6,51 \cdot 10^{11} \dot{b}_1(t) + 2,77 \cdot 10^5 \ddot{c}_1 t = 3578$,

– рівняння згину
 $4,36 \cdot 10^6 \cdot \ddot{c}_1 t - 4,35 \cdot 10^{13} c_1 t + 672 \ddot{b}_1 t + 29419 b_1(t) = 2567$.

Розв'язком даної системи диференціальних рівнянь є функції $c_1 t$, $b_1(t)$, які описують амплітудні коефіцієнти згинних та крутильних переміщень. Використовуючи знайдені амплітудні коефіцієнти можна проводити обчислення деформацій та напружень, які виникають в конкретних поперечних перерізах крила ЛА. Як приклад обчислень на рис. 2 наведемо розподіл напружень σ_{zy} та деформацій ε_{zy} в поперечному перерізі при $l = 0,5$ розмаху крила ЛА. При проведенні математичного моделювання всі параметри системи були попередньо приведені до безрозмірного виду, зокрема, розміри крила віднесені до довжини його хорди.

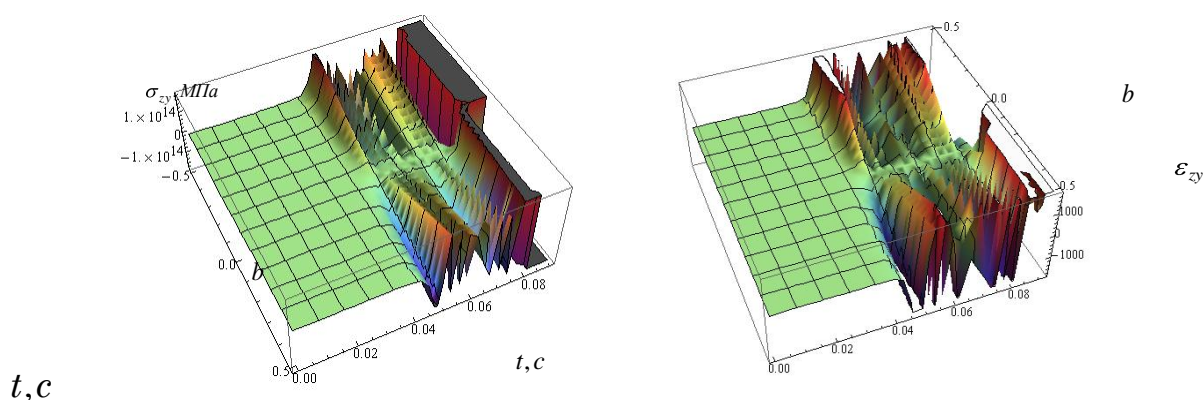


Рис. 2. Розподіл напружень σ_{zy} та деформацій ε_{zy} в крилі ЛА

Висновки

В роботі продовжено дослідження щодо виведення математичної моделі деформування крила ЛА. Використовуючи приведені жорсткості на розтяг згин і кручення для розглядуваних поперечних перерізів крила, які були отримані в роботі [1], виведено математичну модель взаємозв'язаних повздовжніх згинних та крутильних переміщень крила ЛА.

Проведене математичне моделювання отриманої системи диференціальних рівнянь, як результат, отримані параметри динамічної взаємодії між коливальними процесами крила ЛА, та визначені напруження та деформації в точках конкретного поперечного перерізу.

В подальших роботах авторів буде проведено обчислення параметрів навантаження кожного окремо виділеного конструктивно-силового елемента крила ЛА (оболонки, стрингера, лонжерона), що дозволить визначити навантажені та ненавантажені ділянки поперечних перерізів та провести більш детальний аналіз їх напружено-деформованого стану.

Список використаної літератури

1. *Папіжук О.В., Мариношенко О.П.* Розробка методу розрахунку інерційних та приведених жорсткісних характеристик крила літального апарату. *Механіка гіроскопічних систем.* К.: НТУУ “КПІ”, випуск №19 – 2008. – 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. – 2007. – С.148-156.
3. *Кан С.Н.* Расчет самолета на прочность. – М.: Оборонгиз, 1958.-292с.
4. *Галкина Н.С.* Исследование НДС элементов авиационных конструкций и их соединений.-М.: ЦАГИ,1979. –73с.
5. *Феофанов А.Ф.* Строительная механика авиационных конструкций. – М.: Машиностроение, 1964. - 284с.
6. *Ляховенко И.А.* Расчет НДС неоднородных балок при динамическом нагружении.-М.,1973. –27с.
7. *Маркелов В.А.* Исследование НДС натуральных авиационных конструкций методом фотоупругих покрытий. – Новосибирск,1986. – 16с.
8. *Келдыш М.В.* Избранные труды: Механика.-М.: Наука, 1985. 568с.
9. *Theodore Teodorsen.* General theory of aerodynamic instability and the mechanism of flutter. NASA Report № 496, 1934.
10. *Украинцев Г.В.* Методика расчета на прочность тонкостенных конструкций переменного поперечного сечения. – М.,1970.- 25с.

УДК 629.7.047

Є. А. Пахнюк, М. Т. Савченко, В. В. Сухов, О. Б. Туріщев

**ДОСЛІДЖЕННЯ ДОЦІЛЬНОСТІ ЗАСТОСУВАННЯ СИСТЕМ
КОЛЕКТИВНОГО ЖИТТЄЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ПАСАЖИРСЬ-
КИХ ЛА У СВІТЛІ СУЧАСНИХ ТЕНДЕНЦІЙ РОЗВИТКУ АВІ-
АІНДУСТРІЇ**

У статті піднято питання доцільності застосування систем колективного спасіння у світлі сучасних тенденцій зростання пасажиромісткості та обсягів пасажироперевезень авіатранспортом. Розглянуто питання порівняння безпеки двох літаків: нового літака, безпека якого підвищена традиційними способами, і літака, обладнаного систе-

мою колективного спасіння.

В статті розглянуто питання доцільності застосування систем колективного спасіння пасажирів з урахуванням сучасних тенденцій збільшення пасажиромісткості та обсягів пасажироперевозок авіатранспортом. Було проведено порівняння безпеки двох літаків: нового літака, безпека якого збільшена за допомогою традиційних способів, та літака, обладнаного системою колективного спасіння.

In the article it is considered the question of expedience of application of the systems of collective rescue of passengers with taking into account the modern tendencies of increase of passenger capacity and volumes of passenger transportations by an air transport. Comparison of safety of two airplanes was conducted: new airplane, safety of which is provided by traditional methods, and airplane, equipped with the collective rescue system.

Вступ

Питання систем життєзабезпечення під час польотів є актуальним з того часу, коли вантажо- і пасажироперевезення авіаційним транспортом перестало бути прерогативою аматорів-ентузістів. При переведенні цієї діяльності на комерційні рейки перед власниками постало нагальне питання – як зменшити ризики втрати того чи іншого вантажу або літального апарата (ЛА). На той час (20-30-ті роки ХХ ст.) цього досягали за рахунок підвищення майстерності пілотів, а також технічних нововведень (наприклад, змінювали на краще умови експлуатації двигунів та їх відносну потужність на одиницю маси). Завдяки цьому можна було перевозити більшу масу, за рахунок частини якої посилювалися характеристики жорсткості конструкції. Крім того, покращували показники якості ЛА. Цьому сприяв стрімкий розвиток аеродинаміки, зокрема, виготовлення більш якісних обтікаючих поверхонь.

Стан проблеми

Згідно з даними сайту [6], кількість аварій, спричинених некоректними діями пілотів, протягом останніх десятиліть майже не змінюється, що свідчить про досягнення певного середнього рівня їх майстерності. З іншими причинами авіакатастроф можна ознайомитись у табл. 1.

Таблиця 1.

Динаміка змін причин авіакатастроф (%)

Причина	Роки						
	1950–1960	1960–1970	1970–1980	1980–1990	1990–2000	Після 2000 р.	Загалом
1	2	3	4	5	6	7	8
Помилка пілота	41	37	29	30	31	30	33

1	2	3	4	5	6	7	8
Помилка пілота, пов'язана з погодними умовами	11	17	15	16	19	19	16
Помилка пілота, пов'язана з механічними пошкодженнями	7	3	4	4	6	3	4
Помилка пілота (сукупна)	59	57	48	50	56	52	53
Інші помилки, пов'язані з людським чинником	4	7	10	6	7	9	7
Погодні	14	11	10	12	9	8	11
Механічні пошкодження	20	19	21	21	21	25	21
Саботаж	3	4	9	10	7	6	7
Інші причини	0	2	2	1	1	0	1

Як бачимо, чільне місце посідають причини, пов'язані з механічним чинником. Це свідчить про необхідність зменшити негативний вплив від технічних пошкоджень. У разі, якщо цього зробити неможливо, літак має бути обладнаний засобами рятування пасажирів, екіпажу чи вантажу.

З часом авіаційна діяльність сформувалася в окремий вид бізнесу, відповідно змінилися й основні вимоги до ЛА. Головним завданням стало поєднання максимально можливої вантажопідйомності (у перерахунку на одиницю загальної маси) та мінімальних витрат палива. А питання безпеки польотів відійшло на другий план. Проте тенденція до збільшення літальних апаратів (як наслідок зростання вантажопідйомності) не оминула і сегмент пасажироперевезень.

За півтора десятиліття зросла кількість пасажиромісць, а також обсяги пасажироперевезень. Це сталося в результаті процесів глобалізації у світовій економіці та більшої мобільності населення (особливо в розвинутих країнах). Згідно з прогнозом спеціалістів компанії Airbus [5], з 2007-го до 2026 р. пасажиропотік щороку зростатиме на 4,9%, а кількість пропозицій (рейсів) – удвічі. Окрім того, експерти стверджують, що кількість комерційних авіалайнерів у світі (пасажирських з кількістю пасажиромісць понад 100) зросте з 13284 (у 2006 р.) до 28534 (у 2026 р.). А пасажиропотік зросте втричі – авіакомпанії збільшать кількість літаків більш як у 2 рази (рис. 1).

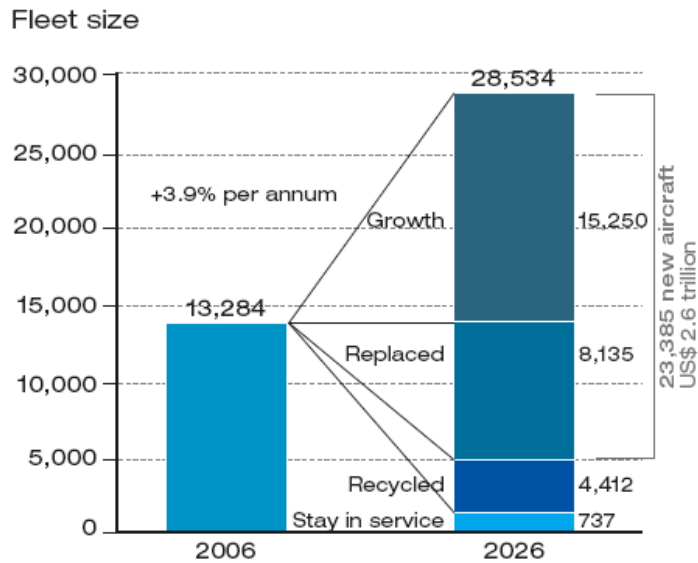


Рис. 1. Прогнози збільшення авіаційного парку до 2026 р.

Fleet size – місткість авіапарку (літаків); *Growth* – приріст; *Replaced* – замінено; *Recycled* – переобладнано у вантажні; *Stay in service* – залишаться у використанні.

Такі тенденції характерні і для України. Починаючи з 2000 р., кількість пасажирів, що скористалися послугами авіаційного транспорту, постійно зростає (рис. 2). Для порівняння на рис. 2 наведено динаміку темпів зростання обсягів пасажироперевезень у Росії та США [7].

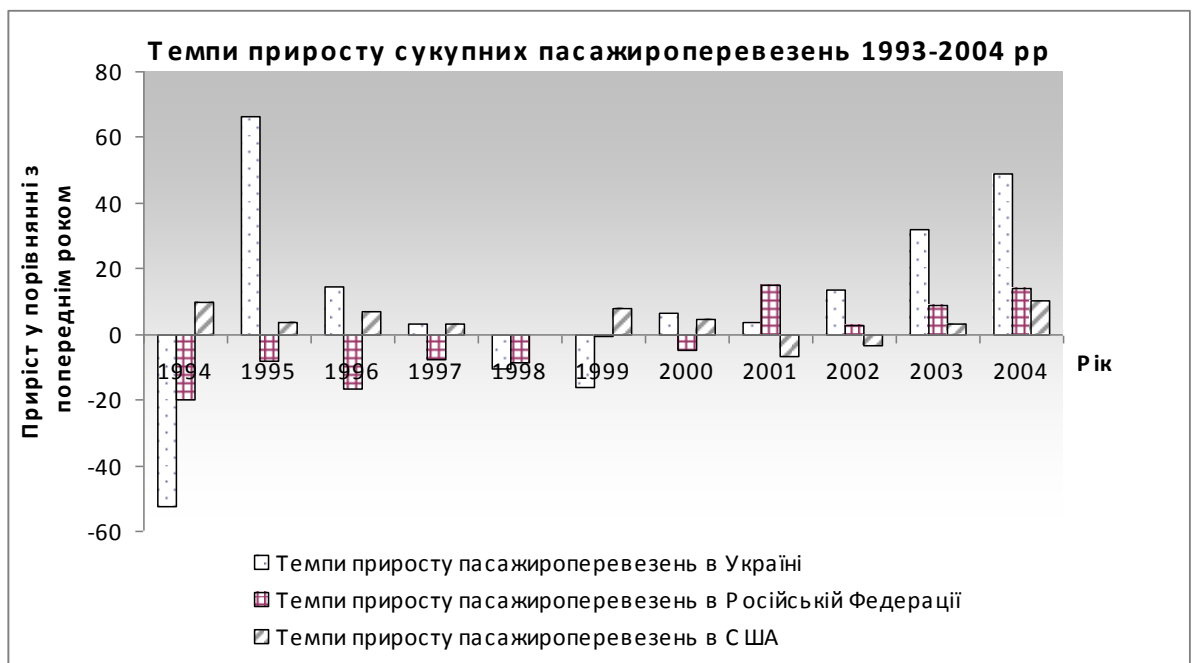


Рис. 2. Темпи зростання обсягів сукупних пасажироперевезень у 1993-2004 рр.

Постановка задачі

Вказані вище причини знову роблять вкрай актуальним питання безпеки польотів. З огляду на прогнози щодо збільшення авіаційного парку компаній та обсягів пасажироперевезень, на статистику катастроф і загиблих у них, а також на тенденцію до збільшення пасажиромісткості сучасних авіалайнерів картина вимальовується не дуже приваблива. Якщо не вжити заходів, спрямованих на підвищення рівня безпеки польотів, людські втрати також збільшаться втричі, а при зростанні місткості літаків - навіть більше. Нижче наведено статистичні дані щодо катастроф за 1990-2007 рр. (рис. 3).

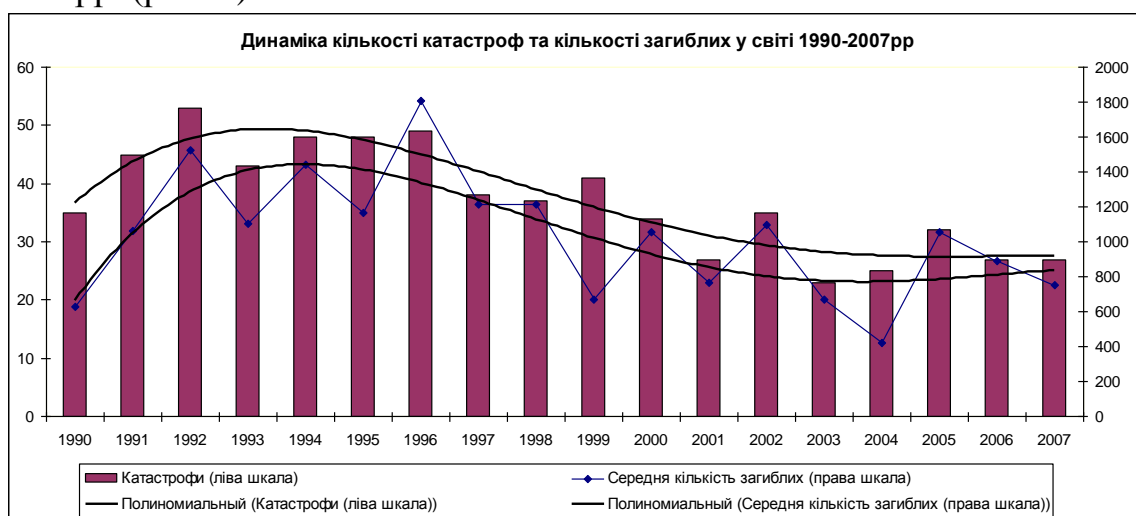


Рис. 3. Динаміка кількості катастроф та загиблих у світі в 1990-2007 рр.

Умовно розділивши рейс на етапи – «зліт», «набір висоти», «горизонтальний політ», «зниження» та «посадка», отримуємо статистику смертності на кожному з них (рис. 4). Виявляється, що найбільш небезпечними є «горизонтальний політ» (41,19% загальної кількості загиблих в авіакатастрофах) та «зниження» (39,32%) [3].

Основні засоби рятування спрямовані на нейтралізацію найтипівіших причин катастроф:

- для чинників, пов'язаних з помилкою пілота, розроблено спеціальні програми-автопілоти для певних критичних ситуацій у польоті та тренувальні програми. Компанія «Airbus» на своєму офіційному сайті розмістила рекомендаційну інформацію (як «себе поводити» при виникненні на певному етапі польоту аварійної ситуації);
- природні чинники нейтралізуються за рахунок використання спеціальних матеріалів (антиблискавичних, системи антизледеніння тощо);
- людський чинник (саботаж, неправомірні дії пасажирів) нейтралізується у передпольотній стадії. Існують також патенти на антитерори-

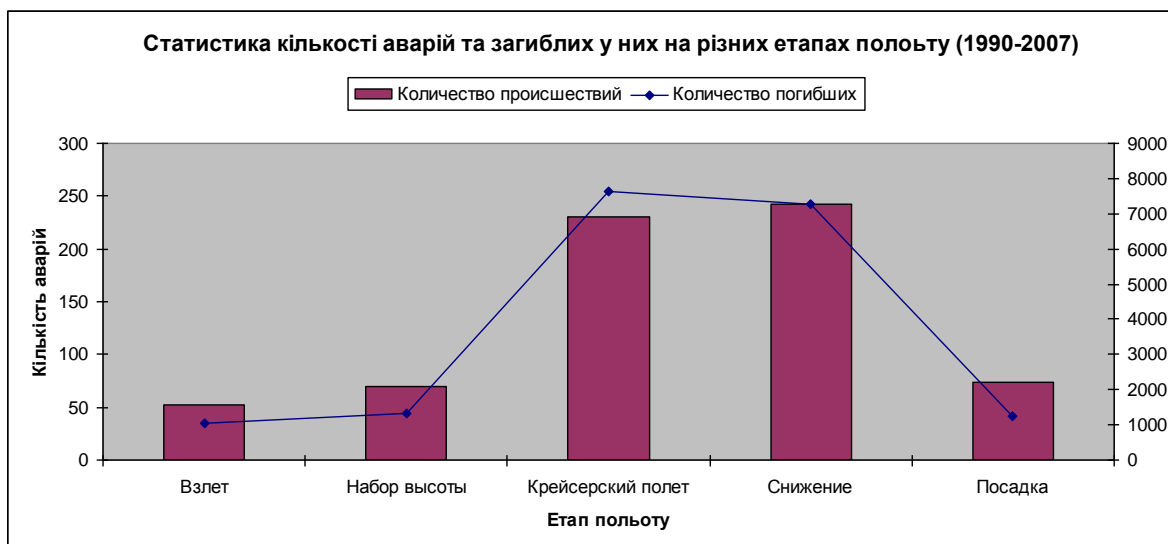


Рис. 4. Кількість аварій та загиблих на різних етапах польоту 1990- 2007 рр.

стичні заходи, зокрема наявність «прихованого» пасажирів (можливо, у потаємному приміщенні);

- протидія механічним чинникам є економічно найнедоцільнішою, оскільки інтеграція таких систем збільшує масові характеристики літаків та ускладнює виробничий цикл.

Враховуючи статистику катастроф на різних етапах польоту та чинники, які до них призводять можна побачити актуальність дослідження заходів, спрямованих на протидію цим чинникам. Проте, згідно аналізу зарубіжних джерел, основними тенденціями розвитку систем спасіння є впровадження превентивних заходів, таких як покращення диспетчерської служби, технічної майстерності пілотів (за рахунок тренувань), застосування системи «автопілот», передпольотному контролю. Так компанія «Airbus» на своєму офіційному сайті розмістила рекомендаційні матеріали для різних етапів польоту, в яких даються вказівки щодо поведіння як пілотів, так і пасажирів при виникненні аварійних ситуацій [4]. Проте, вони вказують, яким чином реагувати при виникненні тої чи іншої аварійної ситуації, а не спрямовані на нейтралізацію її можливості.

Як бачимо, питання необхідності застосування систем колективного спасіння пасажирів ще не набуло актуальності серед зарубіжних спеціалістів, що частково зумовлено значними витратами на розробку та впровадження таких систем. Однак, необхідність існування подібних систем безсумнівна, позаяк щоразу після чергової авіакатастрофи у суспільстві зростає напруженість, зумовлена ставленням авіакомпаній до безпеки польотів та нехтуванням ними цінністю людського життя внаслідок недбалості.

Слід відмітити, що російські експерти приділяють набагато більшу увагу розглядуваному питанню. Так, в профільних виданнях можна знайти

публікації щодо доцільності впровадження таких систем та рекомендації з цього приводу [8-14].

Таким чином, основним завданням статті є розгляд питання доцільності застосування систем колективного спасіння.

Основний розділ

Питання про доцільність розробки нової авіаційної системи традиційно вирішується порівнянням її очікуваної функціональної ефективності і безпеки із значеннями відповідних показників, досягнутими у кращих зразків-аналогів. Порівняємо безпеку двох літаків: нового літака, безпека якого підвищена традиційними способами, і літака, обладнаного системою колективного спасіння (СКС) [1].

Введемо наступні позначення: q_k, q_a – вірогідність відповідно катастрофи і аварії прототипу нового літака (без СКС); $q_{k.m.}, q_{k.ч.}$ ($q_{a.m.}, q_{a.ч.}$) – вірогідність катастрофи (аварії) прототипу нового літака (без СКС) в результаті відмов техніки і в результаті помилок людини відповідно; $q_{н.к.}, q_{н.а.}$ – вірогідність відповідно катастрофи і аварії нового літака (без СКС); $q_{с.к.}, q_{с.а.}$ – вірогідність відповідно катастрофи і аварії літака, обладнаного СКС; q_c – вірогідність відмови СКС; q_n – вірогідність помилкового включення СКС; q_b – вірогідність невиправданого (без потреби) включення СКС (помилково екіпажем або в результаті помилкового спрацьовування); α – частка льотних подій (у відсотках), які відбуваються із-за помилок людини, для прототипу нового (без СКС) літака; β – частка катастроф (у відсотках), в яких застосування СКС могло б врятувати людей. Очевидно, що для катастрофи

$$q_k = q_{k.m.} + q_{k.ч.}, \quad (1)$$

$$q_{k.ч.} = q_k * \alpha, \quad q_{k.m.} = q_k * (1 - \alpha), \quad \frac{q_{k.m.}}{q_{k.ч.}} = \frac{(1 - \alpha)}{\alpha}. \quad (2)$$

Аналогічні формули можна записати для аварії:

$$q_a = q_{a.m.} + q_{a.ч.}, \quad (3)$$

$$\frac{q_{a.m.}}{q_{a.ч.}} = \frac{(1 - \alpha)}{\alpha}. \quad (4)$$

З формул (1), (2), (3) та (4) вірогідність катастрофи літака-прототипу

$$q_k = \frac{q_{k.m.}}{(1 - \alpha)}. \quad (5)$$

Та відповідно аварії літака-прототипу:

$$q_a = \frac{q_{a.m.}}{(1 - \alpha)} \quad (6)$$

По аналогії з формулами (5) та (6) вірогідність спрацювання СКС без необхідності:

$$q_b = \frac{q_l}{(1 - \alpha)}. \quad (7)$$

Введемо наступні позначення випадкових подій: K – виникнення катастрофічної ситуації; $K_{\partial.n.c.}$ – виникнення катастрофічної ситуації, що допускає застосування СКС; $K_{н.п.с.}$ – виникнення катастрофічної ситуації, що не допускає застосування СКС; A – виникнення аварійної ситуації; C – успішне спрацювання СКС; B – введення в дію СКС без потреби.

На літаку, обладнаному СКС, катастрофа відбудеться в будь-якому з наступних трьох випадків: $B \cap \bar{C}$, $K_{н.п.с.}$, $K_{\partial.n.c.} \cap \bar{C}$. Об'єднання цих трьох подій має вигляд: $B \cap \bar{C} \cup K_{н.п.с.} \cup K_{\partial.n.c.} \cap \bar{C}$. Після винесення \bar{C} за дужки, цей вираз матиме вигляд $\bar{C} \cap (B \cup K_{\partial.n.c.}) \cup K_{н.п.с.}$, а його вірогідність є вірогідність катастрофи для літака обладнаного СКС:

$$q_{c.k.} = q_c q_b + P(K_{\partial.n.c.}) + P(K_{н.п.с.}),$$

де \cup і \cap – символи об'єднання і відповідно перетину подій; P – символ вірогідності події в дужках, рисочка зверху – символ протилежної події.

Вірогідність $P(K_{н.п.с.})$ виникнення катастрофічної ситуації $K_{н.п.с.}$, що не допускає застосування СКС, дорівнює $P(K) * P(K_{н.п.с.} | K) = q_k(1 - \beta)$. Аналогічно $P(K_{\partial.n.c.}) = q_k\beta$. Тому $q_{c.k.} = q_c(q_b + q_k\beta) + q_k(1 - \beta)$. Звідси, враховуючи (5) і (7), після перетворень отримаємо

$$q_{c.k.} = q_l q_c + q_{k.m.}(1 - \beta * p_c / (1 - \alpha)), \quad (8)$$

де $p_c = 1 - q_c$.

Аварія на літаку, обладнаному СКС, відбудеться в тому випадку, якщо матиме місце будь-яка з наступних трьох подій: A , $K_{\partial.n.c.} \cap C$, $B \cap C$. Об'єднання цих трьох подій є подія, суть якої в тому, що на літаку, обладнаному СКС, відбудеться аварія. Вона виражається формулою $A \cup (K_{\partial.n.c.} \cap C) \cup (B \cap C)$. Після винесення C за дужки формула цієї події матиме вигляд $A \cup C \cap (K_{\partial.n.c.} \cup B)$. Її вірогідність $q_{c.a.} = q_a + p_c(q_k\beta + q_b)$, а з урахуванням (5) і (7) отримаємо

$$q_{c.a.} = q_{a.m.} + p_c(q_k\beta + q_l) / (1 - \alpha). \quad (9)$$

Припустимо, що НДДКР дозволили істотно підвищити надійність нового (без СКС) літака, а саме: понизити вірогідність катастрофи з вини техніки до

$$q_{н.т.} = \gamma q_{к.т.} \quad (10)$$

і з вини людини до

$$q_{н.ч.} = n q_{к.т.}, \quad (11)$$

де $\gamma, n < 1$ – враховують результат творчих зусиль розробників нового літака. З урахуванням (1), (2), (10) і (11) вірогідність катастрофи нового (без СКС) літака

$$q_{н.к.} = q_{к.т.} \gamma + n\alpha/(1 - \alpha) . \quad (12)$$

Вважаючи, що вірогідність аварії з вини людини і техніки знижується в такій же мірі, що і вірогідність катастрофи, отримаємо аналогічну формулу для вірогідності аварії нового (без СКС) літака

$$q_{н.а.} = q_{а.т.} \gamma + n\alpha/(1 - \alpha) . \quad (13)$$

Застосування СКС – це перетворення β % катастрофічних ситуацій в аварійні, заради збереження в цих ситуаціях життя людей. При цьому, природно, вірогідність аварії на літаку, обладнаному СКС, виявиться вищою, ніж на новому (без СКС), тим паче, що в початкових умовах ніякого зниження аварійності літака з СКС (на відміну від його конкурента) не передбачалося. Це видно з порівняння виразів (9) і (13).

По рівнянням (8) і (12) встановимо область таких значень, при яких $q_{с.к.} < q_{н.к.}$:

$$\beta > \frac{q_{л} q_{с} + 1 - \gamma - \alpha(n - \gamma) q_{к.т.}}{q_{к.т.} p_{с}} . \quad (14)$$

Ця нерівність визначає область доцільного застосування СКС (область, в якій літак з СКС краще за новий (без СКС) по катастрофічності).

Поставимо тепер питання інакше. Які повинні бути значення параметрів n, γ , що характеризують якість нового (без СКС) літака, для того, щоб він став кращий за літак з СКС по катастрофічності?

З (8) і (12) знаходимо $q_{н.к.} < q_{с.к.} \rightarrow \gamma < q_{отн} - n\alpha/(1 - \alpha)$, де $q_{отн} = q_{с.к.}/q_{к.т.}$. Найбільше значення n перетворює в нуль праву частину цієї нерівності. Тому $n < (1 - \alpha)q_{отн}/\alpha$. Таким чином, шукана область значень параметрів n, γ повинна задовольняти системі двох нерівностей:

$$n < \min\left(\frac{1-\alpha}{\alpha}q_{отн}, 1\right) = f_n(\beta),$$

$$\gamma < q_{отн.} - \frac{1-\alpha}{\alpha}n. \quad (15)$$

$$\text{З урахуванням (8) } q_{отн}(\beta) = \frac{\frac{q_{л.}}{q_{к.м.}}q_c + 1 - \beta p_c}{1 - \alpha}.$$

Для порівняння двох літаків по безпеці польоту задамося чисельними значеннями введених показників.

Із-за помилок екіпажа і обслуговуючого персоналу, по оцінках різних авторів, відбувається від 75 до 90 % катастроф [2].

Прийmemo $\alpha = 0,8$, $q_{к.м.} = 10^{-7}$, $q_{а.м.} = 10^{-6}$ [2].

Область значень, в якій літак, обладнаний СКС, має нижчу катастрофічність, ніж новий (без СКС), задається нерівністю (14). Значення правої частини цієї нерівності для деяких значень вхідних в неї параметрів вказані в приведеній нижче табл. 3. З цієї таблиці видно, що область доцільного застосування СКС слабо реагує на зміну надійності і вірогідності помилкового спрацьовування СКС. Найбільший вплив на цю область створює параметр n .

Для ілюстрації меж області, що задається нерівностями (15), побудуємо графіки (рис. 5) правої частини другої нерівності для чотирьох варіантів її залежності від параметра β : при $n = f_1(\beta) = 0,85f_n(\beta)$, $n = f_2(\beta) = 0,75f_n(\beta)$, $n = f_3(\beta) = 0,5f_n(\beta)$, $n = f_4(\beta) = 0,25f_n(\beta)$.

Таблиця 3.

Значення вхідних параметрів

$q_{л.}/q_{к.}$	p_c											
	0,99						0,999					
	n											
	0,2		0,4		0,6		0,2		0,4		0,6	
	γ											
	0,1	0,5	0,1	0,5	0,1	0,5	0,1	0,5	0,1	0,5	0,1	0,5
	0,01	0,788	0,748	0,626	0,586	0,465	0,424	0,781	0,741	0,621	0,581	0,46
1	0,798	0,757	0,636	0,596	0,475	0,434	0,782	0,742	0,622	0,582	0,461	0,421

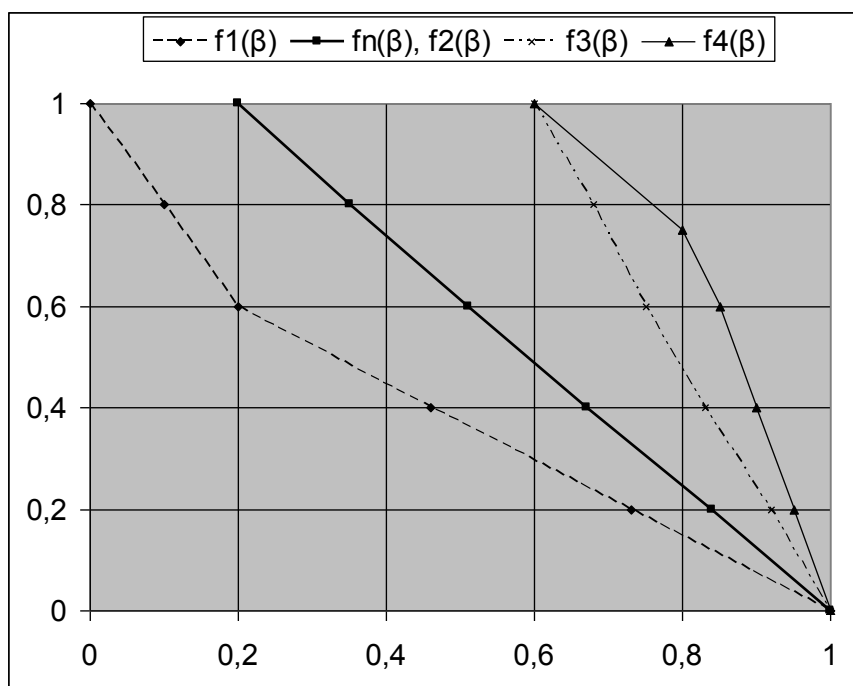


Рис. 5. Графічний вигляд запропонованої методики оцінки вірогідності.

Графіки функцій $f_n(\beta)$ і $f_2(\beta)$ співпали і зображені на рис. 4 жирною лінією. Якщо $\beta = 0,6$, то для того, щоб новий (без СКС) літак був менш катастрофічний, ніж літак з СКС, параметр n повинен бути менше 0,501. При цьому, якщо $n = 0,426$, то значення γ не повинне перевищувати 0,3.

При $\beta = 0,8$, для того, щоб новий (без СКС) літак був менш катастрофічний, ніж літак з СКС, параметр n має бути менше 0,251. При цьому, якщо $n = 0,213$, то значення γ не повинне бути більше 0,151.

Наприклад, при $\beta = 0,8$ це означає, що вірогідність катастроф з вини людини у нового (без СКС) літака повинна бути зменшена майже на 80 %, а вірогідність катастроф з вини техніки зменшена на 85 % в порівнянні з прототипом для того, щоб він став конкурентоздатний по катастрофічності з літаком, обладнаним СКС. Це настільки жорсткі умови для нового (без СКС) літака, що є серйозні підстави вважати: менша вірогідність катастрофи буде у літака, обладнаного СКС.

Слід відмітити, що методика, наведена вище, не дає повноцінної відповіді на питання доцільності застосування систем СКС. Для більш докладного описання необхідно додатково дослідити вірогідність проведення операції спасіння. Для цього необхідно мати експериментальні дані, які б могли підтвердити методику розрахунку.

Таким чином, можна зробити наступні **висновки**:

- Безпека польоту літака, обладнаного СКС, підвищується за рахунок пониження рівня небезпеки ряду катастрофічних ситуацій шляхом їх перетворення на аварійні ситуації. При цьому вірогідність катастрофи зменшується, а вірогідність аварії росте.
- Вірогідність аварії літака, обладнаного СКС, повинна бути понижена на 2...9 % (при $\beta = 0,2...1$), щоб не бути вище за вірогідність аварії прототипу нового (без СКС) літака.
- Зниження надійності і підвищення вірогідності помилкового включення СКС трохи звужують область доцільного її застосування.
- Найбільш чутлива область доцільного застосування СКС до зміни параметра n . Зокрема, якщо вірогідність відмови СКС дорівнює 0,001, то при $n = 0,6$ застосування СКС доцільно, якщо частка катастроф, що допускають застосування СКС, не нижче 42...46 %, а при $n = 0,4$ - не нижче 58...62 % у діапазоні значень $\gamma = 0,1...0,5$.

Список використаної літератури

1. *Исследование области целесообразного применения системы коллективного спасения пассажиров и экипажей в экстремальных условиях /*
2. *М.Г. Акопов, А.М. Матвеевко // Общероссийский научно-технический журнал «Полет», 2001. №9. С. 11-14.*
3. *Проектирование гражданских самолетов. Теория и методы / Под ред. академика Г.В. Новожилова. М.: Машиностроение, 1991.*
4. Statistics <http://aviation-safety.net>.
5. www.airbus.com.
6. *Airbus Forecasts World Aircraft Fleet to More than Double by 2026; Passenger Traffic to Grow 4.9% Per Year* <http://www.greencarcongress.com/aviation/index.html>.
7. <http://www.planecrashinfo.com/>.
8. Database <http://unstats.un.org>.
9. *Система менеджмента жизненного цикла наукоемкого изделия / А.Ф. Стрекалов // Общероссийский научно-технический журнал «Полет», 2006. №4. С. 48-54.*
10. *Зарубежные магистральные самолеты ближайшего будущего / В. В. Беляев // Общероссийский научно-технический журнал «Полет», 2006. №11. С. 29-40.*
11. *Зарубежные магистральные самолеты ближайшего будущего / В. В. Бе-*

ляев// Общероссийский научно-технический журнал «Полет», 2006. №12. С. 27-35.

12. *Моделирование* нагружения и формообразования осесимметричного парашюта при раскрытии / В.И. Морозов, А.Т. Пономарев, Ф.Г. Герасимато, В.А. Андросенков // Общероссийский научно-технический журнал «Полет», 2007. №11. С. 35-43.

13. *Медико-технические аспекты* в концепции системы коллективного спасения пассажиров и экипажей самолетов / Г.П. Ступаков, В.И. Морозов, В.В. Ефанов. Е.Н. Кузин// Общероссийский научно-технический журнал «Полет», 2001. №12. С. 56-58.

14. *Коллективное спасение* пассажиров и экипажа самолета. Особенности определения размерности и компоновки самолета / М.Ю. Куприков, В.В. Малышев, А.М. Матвиенко // Общероссийский научно-технический журнал «Полет», 2002. №9. С. 24-29.

15. *Окупаются ли спасение?* / М.Г. Акопов, В.В. Андреевский, Ефанов В.В., Кузин В.Н., Морозов В.И. // Общероссийский научно-технический журнал «Полет», 2001. №12. С. 52-55.

УДК 539.3

О. М. Чемерис

ПОПЕРЕЧНІ КОЛИВАННЯ СТРИЖНІВ З ПРУЖНИМИ ОПОРАМИ

Вступ

Формули для визначення частот і форм коливань стрижнів, які використовують в елементах літальних апаратів приведені в [1]. Там же приведені дані для розрахунків частот коливань консольних стрижнів з пружними опорами відносно кута повороту. В довіднику [2] приведені дані для розрахунків частот і форм двохопорного стрижня з однією шарнірною, а іншою пружною кутовою опорою. В [3] приведена методика розрахунку на стійкість стрижня з пружними опорами по відношенню до кута повороту. В конструкції літака стрингери крила та фюзеляжу можна розглядати як стрижні, що пружно кріпляться до нервюр чи шпангоутів. Розглянемо таку задачу по визначенні частот і форм коливань стрижнів з двома пружними

опорами відносно кутів повороту опорами методом початкових параметрів [4], [5].

Постановка задачі

Нехай стрижень має довжину l , згінну жорсткість EI та погонну масу m . Введемо також позначення

$$\beta = kl, \quad k^2 = \omega \sqrt{\frac{m}{EI}},$$

$$\zeta = \frac{x}{l} (0 \leq x \leq l)$$

де β, ω – частотний параметр і кругова частота коливань.

Нехай y_0, φ_0, M_0, Q_0 відповідно лінійне і кутове переміщення, момент та поперечна сила на початку стрижня, а $\varphi(\beta)$ – величина кута повороту стрижня при $\zeta=1$. За методом початкових параметрів [5] переміщення запишемо в такому вигляді

$$y(\zeta) = y_0 A_\zeta + \frac{\varphi_0}{k} B_\zeta + \frac{M_0}{EI k^2} C_\zeta + \frac{Q_0}{EI k^3} D_\zeta; \quad (1)$$

де $A_\zeta = 0.5(ch\beta\zeta + sh\beta\zeta)$,

$$B_\zeta = 0.5(sh\beta\zeta + \sin\beta\zeta),$$

$$C_\zeta = 0.5ch\beta\zeta - \cos\beta\zeta,$$

$$D_\zeta = 0.5(sh\beta\zeta - \sin\beta\zeta).$$

З умови $y_0 = 0, \varphi_0 = \frac{M_0}{\varepsilon_1}, \varphi(1) = \frac{M(\beta)}{\varepsilon_2}, y(1) = 0$ знаходимо частотне рівняння

$$\beta^2(\varepsilon + \eta)(B_1 C_1 - A_1 D_1) + \beta \eta \varepsilon (C_1^2 - B_1 D_1) + \beta^3 (B_1^2 - D_1^2) = 0, \quad (2)$$

де $\varepsilon_1, \varepsilon_2$ – коефіцієнти жорсткості торцевих опор, $\varepsilon = \frac{\varepsilon_1 l}{EI}, \eta = \frac{\varepsilon_2 l}{EI}$ – відносні коефіцієнти жорсткості пружних опор.

Форму коливань стрижня запишемо в такому вигляді

$$y(\zeta) = B_\zeta + \frac{\varepsilon}{\beta} C_\zeta - \frac{D_\zeta}{D_1} (B_1 + \frac{\varepsilon}{\beta} C_1), \quad (3)$$

де $B_1 = B(\beta), C_1 = C(\beta)$.

Рішення рівняння (2) для частотного параметра β при різних характеристиках відносної жорсткості ε, η приведено в табл. 1.

Таблиця 1

	0	0.5	1	5	10	50	∞
0	3.142 6.283 9.425	3.214 6.321 9.451	3.273 6.356 9.475	3.534 6.553 9.628	3.665 6.687 9.752	3.855 6.974 10.044	3.926 7.068 10.2
0.5	3.214 6.231 9.451	3.284 6.359 9.476	3.342 6.393 9.5	3.598 6.588 9.653	3.727 6.722 9.776	3.917 6.981 10.068	3.988 7.102 10.233
1	3.273 6.356 9.475	3.342 6.393 9.5	3.399 6.424 9.524	3.652 6.621 9.676	3.781 6.754 9.799	3.97 7.013 10.091	4.041 7.133 10.256
5	3.534 6.553 9.628	3.598 6.588 9.653	3.652 6.621 9.676	3.897 6.808 9.825	4.026 6.938 9.946	4.219 7.195 10.236	4.289 7.31 10.391
10	3.665 6.687 9.752	3.727 6.722 9.776	3.781 6.754 9.799	4.026 6.938 9.946	4.156 7.068 19.066	4.354 7.326 10.355	4.426 7.443 10.51
50	3.855 6.947 10.044	3.917 6.981 10.068	3.97 7.013 10.091	4.219 7.195 10.236	4.354 7.326 10.355	4.563 7.591 10.648	4.645 7.719 10.724
∞	3.926 7.068 10.2	3.988 7.102 10.233	4.041 7.133 10.256	4.289 7.31 10.391	4.426 7.443 10.51	4.645 7.719 10.724	4.73 7.85 11.

В табл. 2 приведені характеристики жорсткості пружних опор і відповідні частотні параметри β , для яких в табл. 3 приведені перші три форми коливань ,що визначені по формулі (3).

Таблиця 2.

ε/η	1/1	5/5	10/10	50/50	1/10	5/10	10/50
β	3.399 6.427 9.524	3.807 6.808 9.825	4.156 7.068 10.066	4.563 7.591 10.648	3.781 6.754 9.799	4.026 6.938 9.946	4.354 7.326 10.355

Таблиця 3.

0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9
0.291	0.569	0.798	0.948	1	0.948	0.798	0.569	0.291
0.596	0.987	1	0.62	0	-0.62	-1	-0.987	0.596
0.805	0.968	0.331	-0.58	-1	-0.58	0.331	0.968	0.805
0.243	0.519	0.768	0.939	1	0.939	0.768	0.519	0.243
0.532	0.947	1	0.64	0	-0.64	-1	-0.947	-0.532
0.772	1	0.391	-0.55	-1	-0.55	0.391	1	0.772

0.21	0.486	0.748	0.933	1	0.933	0.748	0.486	0.21
0.482	0.916	1	0.65	0	-0.65	-1	-0.192	-0.482
0.724	1	0.429	-0.51	-1	-0.51	0.429	1	0.724
0.148	0.421	0.709	0.92	1	0.92	0.709	0.421	0.148
0.368	0.844	1	0.67	0	-0.67	-1	-0.84	-0.368
0.596	1	0.519	-0.45	-0.9	-0.45	0.519	1	0.596
0.323	0.625	0.858	0.989	1	0.894	0.694	0.44	0.187
0.576	0.929	0.888	0.462	-0.2	-0.74	-1	-0.87	-0.447
0.787	0.91	0.24	-0.64	-0.9	-0.41	0.499	1	0.699
0.253	0.539	0.79	0.955	1	0.918	0.727	0.468	0.201
0.528	0.93	0.959	0.573	-0.1	-0.68	-1	--0.9	-0.47
0.758	0.965	0.345	-0.57	-1	-0.47	0.461	1	0.712
0.226	0.548	0.785	0.96	1	0.896	0.675	0.395	0.138
0.489	0.908	0.947	0.539	-0.1	-0.74	-1	-0.81	-0.346
0.722	0.959	0.335	-0.59	-0.9	-0.34	0.592	1	0.575

Висновки

Методом початкових параметрів проведені розрахунки частот і форм коливань стрижнів в широкому діапазоні зміни пружності опорних закріплень. Приведені розрахунки частот і форм поперечних коливань пружно закріплених стрижнів можуть використовуватись як довідкові дані при інженерних розрахунках.

Список використаної літератури

1. *Ананьєв І.В., Колбин Л.М., Серебрянський Н.Т.* Динаміка конструкцій ЛА, М., Машиностроение, 1972.-416с.
2. *Справочник по динаміке сооружений.* Под ред. *Б. Г. Коренева, И. М. Рабиновича.* М., Стройиздат, 1972.-511с.
3. *Динник А.Н.* Продольный изгиб и кручение. АН СРСР., М., 1955.-392с.
4. *Павловский М.А., Чемерис А. Н., Дидковский Д.С.* К методу начальных параметров при изгибных колебаниях балок с шарнирами и осцилляторами. К.: Проблемы прочности, №12, 1982.
5. *А.Н. Чемерис.* Колебания балок с промежуточными шарнирами. Машиностроение и техносфера XXI века. Сборник трудов XIV международной научно-технической конференции. Том 4.-Донецк, 2007. -351с.

УДК.629.072.75

В. М. Андросюк, К. В. Пономаренко, В. В. Попов

ИНЖЕНЕРНАЯ МЕТОДИКА АНАЛИТИЧЕСКОГО КОНСТРУИРОВАНИЯ АЛГОРИТМОВ ПРОДОЛЬНОГО ДВИЖЕНИЯ САМОЛЕТА ПРИ ЗАХОДЕ НА ПОСАДКУ

В статье отмечены трудности синтеза системы автоматического управления полетом современных самолетов, особенно это относится к таким режимам как заход на посадку, характерной особенностью которого является нелинейность и нестационарность процессов управления. Предложено для решения этой задачи использовать методику аналитического конструирования систем управления в квазистационарной постановке задачи.

В качестве реализации показана возможность синтеза системы управления полетом самолета в продольной плоскости при заходе на посадку методом аналитического конструирования с использованием компьютерной технологии «MATLAB».

В статті відмічені труднощі синтезу системи автоматичного управління польотом сучасних літаків, особливо це стосується таких режимів, як захід на посадку, характерною особливістю якого є нелінійність і нестационарність процесів керування. Запропоновано для вирішення цієї задачі використати методику аналітичного конструювання систем управління в квазістационарній постановці задачі.

В якості реалізації показана можливість синтезу системи управління польотом літака в поздовжній площині при заході на посадку методом аналітичного конструювання з використанням комп'ютерної технології «MATLAB».

The difficulties of modern airplanes flight automatic control systems synthesis are noted in the article, it especially concerns such regimes as final approach, typical features of which are non-linearity and no-stationarity of control processes. To solve this problem, it is proposed to apply the methodology of control systems analytical design in a quasi-stationary statement of a problem.

As the realization, a possibility of an airplane flight control system synthesis in a longitudinal plane in the regime of a final approach applying the method of analytical design using computer technology «MATLAB» is shown.

Введение

Совершенствование методов и способов оптимизации является одной из основных задач в теории и практике систем автоматического управления полетом летательных аппаратов. Известные методы оптимизации алгоритмов управления, такие как метод Ляпунова в частных производных [2], динамического программирования Беллмана [3], принцип максимума Понтрягина [4], как правило, связанные с необходимостью иметь широкий спектр знаний о параметрах полета и необходимостью на-

бора существенных процедур для получения приемлемых характеристик управления, зачастую компромиссных с возможностями реализации, имеют определенные недостатки. В этом отношении современная теория аналитического конструирования Калмана-Летова в теоретическом плане дает возможность определить структуру и параметры системы управления полетом летательных аппаратов [5]. Теория аналитического конструирования создана и разработана известными учеными Калманом, Летовым и А. А.Красовским. При этом теоретические проблемы в общей постановке задачи и путях ее решения выполнены Калманом и Летовым, а дальнейшее существенное развитие теории и особенно инженерные приложения, позволяющие решать конкретные задачи синтеза, предложены и разработаны А. А. Красовским [1].

Постановка задачи

В данной работе излагается методика синтеза на основе аналитического конструирования алгоритмов управления продольным движением самолета при заходе на посадку.

Постановка задачи данной статьи полностью совпадает с классической задачей конструирования регуляторов в соответствии с теорией Калмана-Летова и является развитием класса задач терминального управления [6,7].

Содержание работы

В современных условиях для самолетов и аэродромов обычных типов строго определенная программная траектория-глиссада является единственным распространенным способом организации движения на этапе захода на посадку. Поэтому задачу синтеза системы управления на этапе захода на посадку целесообразно ставить как задачу стабилизации относительно заданной траектории в фазовом пространстве с учетом отклонений координат в конце этапа захода на посадку.

Нестационарность системы управления заходом самолета на посадку в продольном канале обусловлена способом получения информации об отклонении самолета от заданной траектории полета. Современные радиотехнические системы обеспечивают получение информации на борту самолета пропорциональной отклонению от заданной линии – глиссады планирования. Кинематика процесса захода самолета на посадку по глиссаде планирования с обозначением основных параметров, характеризующих положение летательного аппарата относительно глиссады, представлена на рис. 1, где ВПП – взлетно-посадочная полоса; ΔH – линейное отклоне-

ние самолета по высоте; ε_r – угловое отклонение самолета от заданной глиссады планирования.

Принципиальной характеристикой радиотехнических систем обеспечения захода самолета на посадку является измерение углового положения летательного аппарата относительно глиссады планирования. Взаимосвязь углового отклонения и линейного отклонения самолета от глиссады определяется кинематическим соотношением:

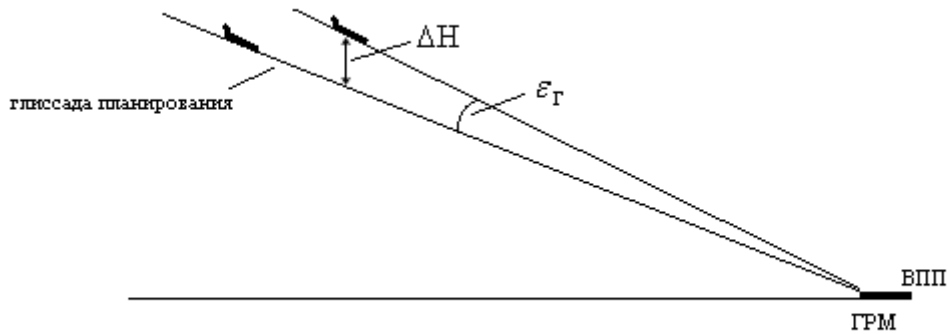


Рис 1. Кинематика движения самолета по глиссаде

$$\varepsilon_r = \frac{\Delta H}{D}, \quad (1)$$

где D – дальность до ВПП, точнее до глиссадного радиомаяка (ГРМ). Отсюда следует, что по мере приближения самолета до ВПП при одном и том же линейном отклонении самолета ΔH увеличивается угловое отклонение ε_r , что приводит к существенному увеличению общего коэффициента усиления системы, что является проявлением нестационарности системы. Не учет этого явления приводил бы к невозможности обеспечения автоматического управления полетом до момента перехода экипажем на ручное управление, так как критическое значение общего коэффициента усиления системы, приводящее к потере устойчивости и, следовательно, невозможности продолжения автоматического управления, наступает значительно раньше, чем этого требуют условия посадки по соответствующей категории ИКАО (рис. 2). Поэтому в существующих радиотехнических системах обеспечения захода самолета на посадку используют ступенчатую коррекцию общего коэффициента усиления, т. е. через определенное время после входа в глиссаду планирования общий коэффициент усиления контура управления уменьшается в два раза. Таких коррекций в процессе полета по глиссаде, как правило, происходит не более двух.

При квазитерминальной постановке задачи требования к точности вывода самолета в завершающий момент захода на посадку t_2 могут быть отражены путем назначения функции v_3 в виде [1]:

$$v_3 = v_{t=t_2} = \rho_{yy}y^2 + \rho_{zz}z^2 + \rho_{\dot{y}\dot{y}}\dot{y}^2 + \rho_{\dot{z}\dot{z}}\dot{z}^2, \quad (2)$$

где y, z – вертикальное и боковое отклонение центра массы самолета от номинальной траектории;

\dot{y}, \dot{z} – соответствующие скорости;

$\rho_{yy}, \rho_{zz}, \rho_{\dot{y}\dot{y}}, \rho_{\dot{z}\dot{z}}$ – коэффициенты, назначаемые на основе требования к точности.

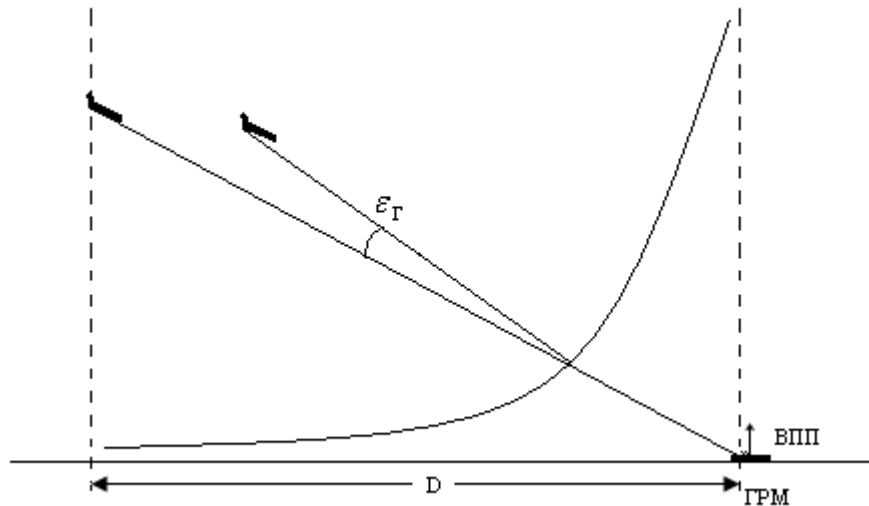


Рис. 2. Зависимость коэффициента усиления канала управления от дальности до радиомаяка

Помимо точности вывода самолета в конечный момент времени захода на посадку t_2 имеют значение точность стабилизации относительно номинальной траектории в любой другой момент времени и качество переходных процессов движения центра масс. Эти требования могут быть отражены в функции Q минимизируемого функционала.

При синтезе контуров управления самолетом в режиме захода на посадку обычно применяют линейные математические модели движения самолета. Это обосновывается тем, что отклонения от невозмущенного или номинального движения в режиме захода на посадку достаточно малы. Хотя угол атаки при заходе на посадку приближается к критическому значению, он все же остается в пределах почти линейного участка характеристики зависимости коэффициента подъемной силы от угла атаки.

Воздушная скорость полета при заходе на посадку обычно изменяется незначительно и аэродинамические коэффициенты уравнений можно считать постоянными, т.е. использовать стационарные линейные модели. При заходе на посадку по курсоглиссадным маякам контролируется величина $\xi = y/r$, где r – расстояние до глиссадного радиомаяка. Информация об r необходима для реализации квазитерминальных управлений. Основ-

ное в задаче синтеза системы захода на посадку заключено в синтезе траекторных контуров. Вводя обозначения

$$\Delta v = x, \quad \Delta \alpha = x_2, \quad \Delta \vartheta = x_3, \quad \Delta \omega_z = x_4, \quad \Delta \xi = x_5,$$

записываем уравнение обобщенного объекта в стандартной форме:

$$\dot{x} + ax = bu. \quad (3)$$

Самыми простыми в отношении реализации являются стационарные уравнения. Оптимальные стационарные уравнения для стационарного объекта получаются при решении нетерминальной задачи.

Для объекта (3) оптимальным управлением, минимизирующим функционал

$$I = \frac{1}{2} x^T(t_2) \rho x(t_2) + \frac{1}{2} \int_{t_1}^{t_2} x^T \beta x dt + \frac{1}{2} \int_{t_1}^{t_2} u^T k^{-2} u dt \quad (4)$$

является управление [1]

$$u = -k^2 b^T A x,$$

где $A = A^T$ – решение матричного уравнения Риккати.

$$\dot{A} - Aa - a^T A - Abk^2 b^T A = -\beta,$$

где a, b – матрицы коэффициентов объекта;

x – матрица фазовых координат;

k – матрица коэффициентов усиления.

Реализация дифференциальных уравнений в общем случае является функцией всех фазовых координат объекта. Вследствие этого оптимальные управления в общем случае также являются функциями всех фазовых координат

$$u_j = u_j(x_1, x_2, \dots, x_n). \quad (5)$$

Реализация таких управлений предполагает возможность измерения и использования для управления всех фазовых координат объекта. Это условие полной степени наблюдаемости. Полная степень наблюдаемости – это возможность непосредственного прямого измерения всех фазовых координат. При невозможности непосредственных измерений контролируются величины, функционально связанные с фазовыми координатами.

При неполной степени наблюдаемости – невозможности прямого контроля всех фазовых координат – могут иметь место два случая. Первый случай соответствует невозможности прямого контроля всех фазовых координат. В этом случае синтез оптимальных управлений может осуществляться как при полной степени наблюдаемости. Реализация оптимальных управлений может осуществляться с помощью метода вычисления части фазовых координат.

Второй случай неполной степени наблюдаемости соответствует невозможности прямого контроля части фазовых координат и невозможности вычисления этих координат либо по причине неполной наблюдаемости, либо ввиду отсутствия достаточного объема априорной информации. Этот второй случай неполной степени наблюдаемости требует синтеза управлений, являющихся функциями только измеряемых фазовых координат.

Проиллюстрируем изложенное практической реализацией методики синтеза алгоритмов управления продольным движением самолета при заходе на посадку с использованием компьютерной технологии Matlab. При этом исходная система записывается в виде

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du, \end{aligned} \quad (6)$$

а минимизирующий функционал

$$I = \frac{1}{2} x^T(t_2) \rho x(t_2) + \frac{1}{2} \int_{t_1}^{t_2} x^T \beta x dt, \quad (7)$$

т.е. к управлению предъявляются требование по качеству управления в процессе полета и точности приведения в конечном пункте.

Для квазистационарной постановки задачи синтеза система уравнений, описывающих продольное движение самолета по глиссаде планирования, будет стационарной и линейной с постоянными коэффициентами, «замороженными» для определенной дальности до глиссадного маяка. Значительным в процессе реализации синтеза по методу аналитического конструирования является выбор коэффициентов минимизирующего функционала ρ и β . В настоящее время это происходит путем назначения этих коэффициентов, исходя из характеристик летательного аппарата, условий полета и т.д.

Данная процедура решения позволяет определить структуру и параметры алгоритмов управления при заданных коэффициентах функционала.

Для конкретного летательного аппарата и режима захода самолета на посадку при полете по глиссаде планирования были получены следующие результаты решения уравнения Риккати [5]:

K =

2.0228 64.6727 -70.0016 -0.2874 -0.9997 -0.0228
0.4525 -36.5611 22.6501 -1.9694 0.0228 -0.9999

S =

1.0e+003 *

0.0004	0.0138	-0.0149	-0.0001	-0.0002	-0.0000
0.0138	2.6126	-2.5583	0.0049	-0.0334	0.0258
-0.0149	-2.5583	2.5301	-0.0031	0.0336	-0.0236
-0.0001	0.0049	-0.0031	0.0003	-0.0000	0.0001
-0.0002	-0.0334	0.0336	-0.0000	0.0009	-0.0002
-0.0000	0.0258	-0.0236	0.0001	-0.0002	0.0005

Полученные решения используются для нахождения алгоритмов управления полетом самолета при заходе на посадку. Использование метода итераций позволяет существенно упростить процедуру синтеза системы автоматического управления и сократить объем вычислений.

Выводы

Показана возможность квазистационарного подхода к синтезу нестационарной системы управления продольным движением самолета при заходе на посадку. Нахождение приемлемых результатов в соответствии требований функционала сводится к воздействию на качество системы управления за счет коррекции определенных параметров алгоритма управления. На практике процедура сводится к двум – трем коррекциям алгоритма управления.

Список использованной литературы

1. *Красовский А.А.* Системы автоматического управления полетом и их аналитическое конструирование. - М. Наука. Москва, 1973. – 560 с.
2. *Зубов В.И.* Методы А. М. Ляпунова и их применение. Л. Изд-во ЛГУ 1957. – 316 с.
3. *Понтрягин Л.С. и др.* Математическая теория оптимальных процессов. – М. Наука. 1969. – 345 с.
4. Справочник по теории автоматического управления. М., Наука. 1987. -711 с.
5. *Лазарев Ю.* Начала программирования в среде Matlab. Киев. НТУУ «КПИ». 2003. – 424 с.
6. *Летов А.М.* Математическая теория процессов управления. –М. Наука. 1981.-256с.
7. *Красовский А.А., Летов А.М.* К теории аналитического конструирования регуляторов. Автоматика и телемеханика, №6, 1962.

УДК 681.51: 537.528

В. С. Блінцов, С. С. Козирєв

СИНТЕЗ НЕЧІТКОГО РЕГУЛЯТОРА НА ОСНОВІ ІНВЕРСНОЇ МОДЕЛІ ПРОЦЕСУ ЕЛЕКТРОВИБУХОВОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕНЕРГІЇ

Побудовано інверсну модель процесу електровибухового перетворення енергії як об'єкта керування на базі експериментальних даних з використанням методу фаззи-апроксимації. На базі інверсної моделі синтезовано нечіткий регулятор для корекції параметрів адаптивної системи керування електровибуховим перетворенням енергії в умовах нестационарності технологічних параметрів та непередбачуваних зовнішніх впливах.

Построена инверсная модель процесса электровзрывного преобразования энергии как объекта управления на базе экспериментальных данных с использованием метода фаззи-аппроксимации. На базе инверсной модели синтезирован нечеткий регулятор для коррекции параметров адаптивной системы управления электровзрывным преобразованием энергии в условиях нестационарности технологических параметров и непредсказуемости внешних воздействий.

The inverse model of the discharge energy conversion as an object of control was built based on the experimental data using fuzzy approximation method. Fuzzy regulator for correction of the adaptive control system's parameters was created based on the inverse model. The regulator provides control under variable technological parameters and unpredictable external conditions.

Вступ

Результати теоретичного і експериментального дослідження електровибухового перетворення енергії як об'єкта керування показують, що об'єкт відноситься до дискретно-неперервних багатовимірних стохастичних нестационарних систем [1]. Оператор відповідності між координатами вхідного і вихідного векторів об'єкта та статистичні характеристики інформаційних координат залежать від положення в просторі станів, тому для реалізації основної переваги електровибухового перетворення енергії – керованості – необхідно синтезувати адаптивне керування, яке забезпечує оптимальні режими в умовах нестационарності параметрів середовища та невизначеності зовнішніх збурень.

Постановка задачі

Метою статті є синтез нечіткого регулятора для адаптивної системи керування електровибуховим перетворенням енергії на основі його інверсної моделі, побудованої на базі експериментальних даних із застосуванням сучасних методів фаззи-апроксимації.

Виклад основного матеріалу дослідження

Попередній аналіз існуючих моделей та систем керування електровибуховим перетворенням енергії показав, що вони побудовані на основі лінеаризації об'єкта і забезпечують керування тільки в околі точки номінального режиму при певних припущеннях відносно збурень [1-3].

Забезпечення керованості електровибухового перетворення енергії у всьому просторі станів потребує введення механізмів адаптації для врахування нестаціонарності та стохастичності об'єкта. Механізм адаптації можна реалізувати, використовуючи системи керування на основі інверсних моделей об'єкту керування, які генерують реакцію на збурення, визначаючи керуючий вплив, що гарантує необхідні значення вихідних координат. Достовірність інверсної моделі забезпечується точністю та повнотою опису властивостей об'єкта та його статистичних характеристик. Побудова інверсної моделі передбачає отримання зворотної функції об'єкта керування, тобто функції, що дає змогу знаходити таке значення керуючого впливу, яке забезпечить задане значення вихідної інформаційної координати, а відповідно, і заданий режим електровибухового перетворення енергії та необхідний технологічний вплив, при поточному стані контрольованих параметрів об'єкта.

Аналітично пряму та інверсну моделі електровибухового перетворення енергії, які адекватно описують об'єкт у всьому просторі станів, побудувати складно, оскільки фізичні процеси, що відбуваються в каналі розряду, неоднозначні, недостатньо вивчені, важко піддаються формалізації [4]. У зв'язку з цим для отримання вказаних залежностей пропонується застосувати сучасні методи фаззи-апроксимації на основі нечіткої логіки, використовуючи бази експериментальних даних для побудови нечітких моделей керування [5].

З метою отримання бази експериментальних даних для побудови нечіткої інверсної моделі процесу електровибухового перетворення енергії, адекватної на всьому просторі станів об'єкту керування, проведено експериментальне дослідження залежності статистично найбільш ефективної вихідної інформаційної координати $\Sigma[n] = i_m[n] + k U_{\text{пр}}[n]/i_m[n]$, яка отримана як лінійна комбінація корельованих вихідних координат $i_m[n]$ – амплітуди розрядного струму і $U_{\text{пр}}$ – пробивної напруги, від змін координат вхідного вектора $X < l[n], \rho[n] >$, де $l[n]$ – довжина розрядного проміжку або ке-

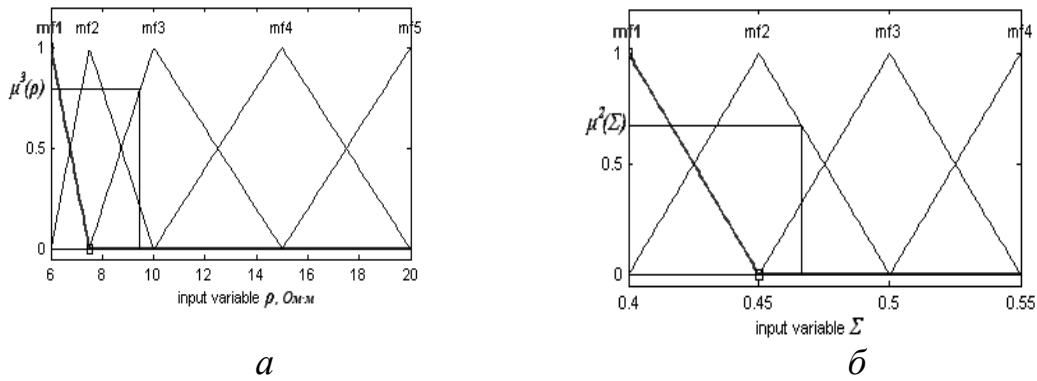
рована координата, та $\rho[n]$ – питомий опір рідини або контрольована параметрична координата. Враховуючи стохастичний характер процесу електровибухового перетворення енергії, з метою синтезу системи керування проведено також дослідження залежності статистичних характеристик інформаційної координати $\Sigma[n]$ (σ_Σ – середньоквадратичного відхилення) від координат вхідного вектора. Для цього поставлено дробовий факторний експеримент при одночасному варіюванні усіх незалежних змінних $l[n]$, $\rho[n]$ на усіх вибраних рівнях значень з використанням методів планування експерименту.

Інверсну модель будуюмо у вигляді $l[n] = F(\Sigma[n], \rho[n])$, для чого необхідно мати базу навчальних даних, тобто множини груп сигналів ($\Sigma[n]$, $\rho[n]$), що будуть надходити на вхід системи керування, та відповідно очікувані (еталонні) значення керуючого сигналу $l[n]$. Такі групи сигналів формуємо, використовуючи базу експериментальних даних, наведену в [4]. Першим кроком при побудові нечіткої інверсної моделі є розподіл простору вхідних і вихідних сигналів на діапазони, які будуть слугувати термами при побудові функцій належності. Використаємо прямий метод побудови функцій належності, який не вимагає абсолютно точного визначення функцій належності, а лише тип функції та характерні значення, в даному випадку – значення в експериментальних точках за планом експерименту, які є опорними для діапазонів, прийнятих в якості термів. Приймаємо трикутну форму функцій належності (ФН). Одна з вершин ФН знаходиться в центрі кожного числового діапазону значень координати і їй відповідає значення функції $\mu^T(x)$, рівне 1, дві інші вершини лежать в центрах сусідніх діапазонів, їм відповідає значення функції, рівне 0.

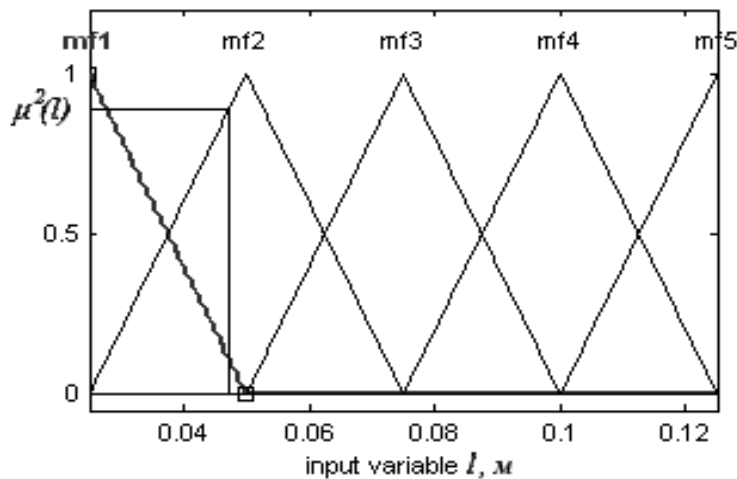
В якості лінгвістичних вхідних змінних приймаємо координати $\rho[n]$, $M_\Sigma[n]$. Кількість термів (лінгвістичних значень, у нашому випадку – числових діапазонів) для кожної змінної обираємо рівною кількості рівнів значень за планом факторного експерименту. В даному випадку кількість термів дорівнює 5 та 4. Функції належності (mf_i , $\mu^T(x)$) координат вектора стану $\rho[n]$, $M_\Sigma[n]$ апроксимуємо трикутними функціями (рис. 1).

Процедура фаззифікації вхідних сигналів, тобто визначення належності поточного значення координат вхідного вектора до того чи іншого діапазону, проводиться за максимальним значенням функції належності $\mu^T(x)$.

Для вихідної координати (керуючого сигналу $l[n]$) виконуємо такі ж процедури: розподіл простору значень сигналу на діапазони, які будуть слугувати термами при побудові функцій належності; побудова трикутних

Рис. 1. Функції належності $\rho[n]$, $M_{\Sigma}[n]$

функцій належності, координати вершин яких є еталонними очікуваними значеннями вихідної координати $l[n]$ (рис. 2).

Рис. 2. Функція належності вихідної змінної $l[n]$

База правил нечіткої інверсної моделі формується на основі бази навчальних даних, в якості якої використано експериментальні дані, за алгоритмом побудови бази нечітких правил на основі чисельних даних [5]. Спочатку визначаємо ступені належності навчальних даних ($\rho[n]$, $M_{\Sigma}[n]$ та $l[n]$) до кожного виділеного діапазону, які будуть виражатися значеннями функцій належності відповідних нечітких множин для кожної групи даних $\mu^T(x)$. Обираючи діапазони з максимальним значенням функцій належності, отримуємо остаточне для кожної групи навчальних даних правило:

П: Якщо ($\Sigma_i = R_j$) і ($\rho_i = D_j$), то ($l_i = B_j$).

В базі даних знаходиться значна кількість груп навчальних даних, по кожній з яких може бути сформоване одне правило. Існує висока ймовірність, що деякі з них виявляться суперечливими, коли одні і ті ж умови призводять до різних висновків. Для виключення такої ситуації приписуємо кожному правилу ступінь істинності:

$$SR(\Pi) = \mu^{D_j}(\rho_i) \cdot \mu^{R_j}(\Sigma_i) \cdot \mu^{B_j}(l_i).$$

До бази правил включається правило, яке має найвищу ступінь істинності. Таким чином розв'язується проблема суперечливих правил, а та-

кож значно зменшується їх загальна кількість. Блок-схема алгоритму побудови бази правил на основі чисельних даних наведена на рис. 3.

Після застосування наведеного алгоритму до бази даних, отриманих при експериментальному дослідженні електровибухового перетворення енергії [2], отримано несуперечливу базу знань (табл. 1), яка є табличною формою запису бази правил нечіткого регулятора НР1 на основі нечіткої інверсної моделі. Значення інформаційної координати $\Sigma[n]$ дано у відносних одиницях, за базове значення прийнято амплітудне значення розрядного струму при короткому замиканні $I_{кз}$.

Таблиця 1.

Значення координати $l[n]$, м

M_{Σ}	ρ , Ом м				
	6,0	7,5	10,0	15,0	20,0
0,40	0,047	0,050	0,056	0,094	0,100
0,45	0,040	0,042	0,048	0,081	0,090
0,50	0,032	0,035	0,038	0,069	0,082
0,55	0,025	0,027	0,030	0,052	0,065

База правил у вигляді нечітких логічних рівнянь дає змогу зв'язати вихідний сигнал $l[n]$ та ФН координат вектора стану $\rho[n]$, $M_{\Sigma}[n]$, в результаті чого отримуємо значення керуючого впливу для певних діапазонів числових значень координат вектора стану.

База правил нечіткого регулятора НР1 на основі інверсної моделі $l[n] = F(\Sigma[n], \rho[n])$ має вигляд:

Якщо ($\rho = \text{trimf}[5.5 \ 6 \ 7.5]$) **і** ($\Sigma = \text{trimf}[0.35 \ 0.4 \ 0.45]$), **то** ($l = 0.047$), **інакше**
Якщо ($\rho = \text{trimf}[6 \ 7.5 \ 10]$) **і** ($\Sigma = \text{trimf}[0.35 \ 0.4 \ 0.45]$), **то** ($l = 0.05$), **інакше**
Якщо ($\rho = \text{trimf}[7.5 \ 10 \ 15]$) **і** ($\Sigma = \text{trimf}[0.35 \ 0.4 \ 0.45]$), **то** ($l = 0.056$), **інакше**
Якщо ($\rho = \text{trimf}[10 \ 15 \ 20]$) **і** ($\Sigma = \text{trimf}[0.35 \ 0.4 \ 0.45]$), **то** ($l = 0.094$), **інакше**
Якщо ($\rho = \text{trimf}[15 \ 20 \ 25]$) **і** ($\Sigma = \text{trimf}[0.35 \ 0.4 \ 0.45]$), **то** ($l = 0.1$), **інакше**
Якщо ($\rho = \text{trimf}[5.5 \ 6 \ 7.5]$) **і** ($\Sigma = \text{trimf}[0.4 \ 0.45 \ 0.5]$), **то** ($l = 0.04$), **інакше**
Якщо ($\rho = \text{trimf}[6 \ 7.5 \ 10]$) **і** ($\Sigma = \text{trimf}[0.4 \ 0.45 \ 0.5]$), **то** ($l = 0.042$), **інакше**
Якщо ($\rho = \text{trimf}[7.5 \ 10 \ 15]$) **і** ($\Sigma = \text{trimf}[0.4 \ 0.45 \ 0.5]$), **то** ($l = 0.048$), **інакше**
Якщо ($\rho = \text{trimf}[10 \ 15 \ 20]$) **і** ($\Sigma = \text{trimf}[0.4 \ 0.45 \ 0.5]$), **то** ($l = 0.081$), **інакше**
Якщо ($\rho = \text{trimf}[15 \ 20 \ 25]$) **і** ($\Sigma = \text{trimf}[0.4 \ 0.45 \ 0.5]$), **то** ($l = 0.09$), **інакше**
Якщо ($\rho = \text{trimf}[5.5 \ 6 \ 7.5]$) **і** ($\Sigma = \text{trimf}[0.45 \ 0.5 \ 0.55]$), **то** ($l = 0.032$), **інакше**
Якщо ($\rho = \text{trimf}[6 \ 7.5 \ 10]$) **і** ($\Sigma = \text{trimf}[0.45 \ 0.5 \ 0.55]$), **то** ($l = 0.035$), **інакше**
Якщо ($\rho = \text{trimf}[7.5 \ 10 \ 15]$) **і** ($\Sigma = \text{trimf}[0.45 \ 0.5 \ 0.55]$), **то** ($l = 0.038$), **інакше**
Якщо ($\rho = \text{trimf}[10 \ 15 \ 20]$) **і** ($\Sigma = \text{trimf}[0.45 \ 0.5 \ 0.55]$), **то** ($l = 0.069$), **інакше**
Якщо ($\rho = \text{trimf}[15 \ 20 \ 25]$) **і** ($\Sigma = \text{trimf}[0.45 \ 0.5 \ 0.55]$), **то** ($l = 0.082$), **інакше**
Якщо ($\rho = \text{trimf}[5.5 \ 6 \ 7.5]$) **і** ($\Sigma = \text{trimf}[0.5 \ 0.55 \ 0.6]$), **то** ($l = 0.025$), **інакше**
Якщо ($\rho = \text{trimf}[6 \ 7.5 \ 10]$) **і** ($\Sigma = \text{trimf}[0.5 \ 0.55 \ 0.6]$), **то** ($l = 0.027$), **інакше**

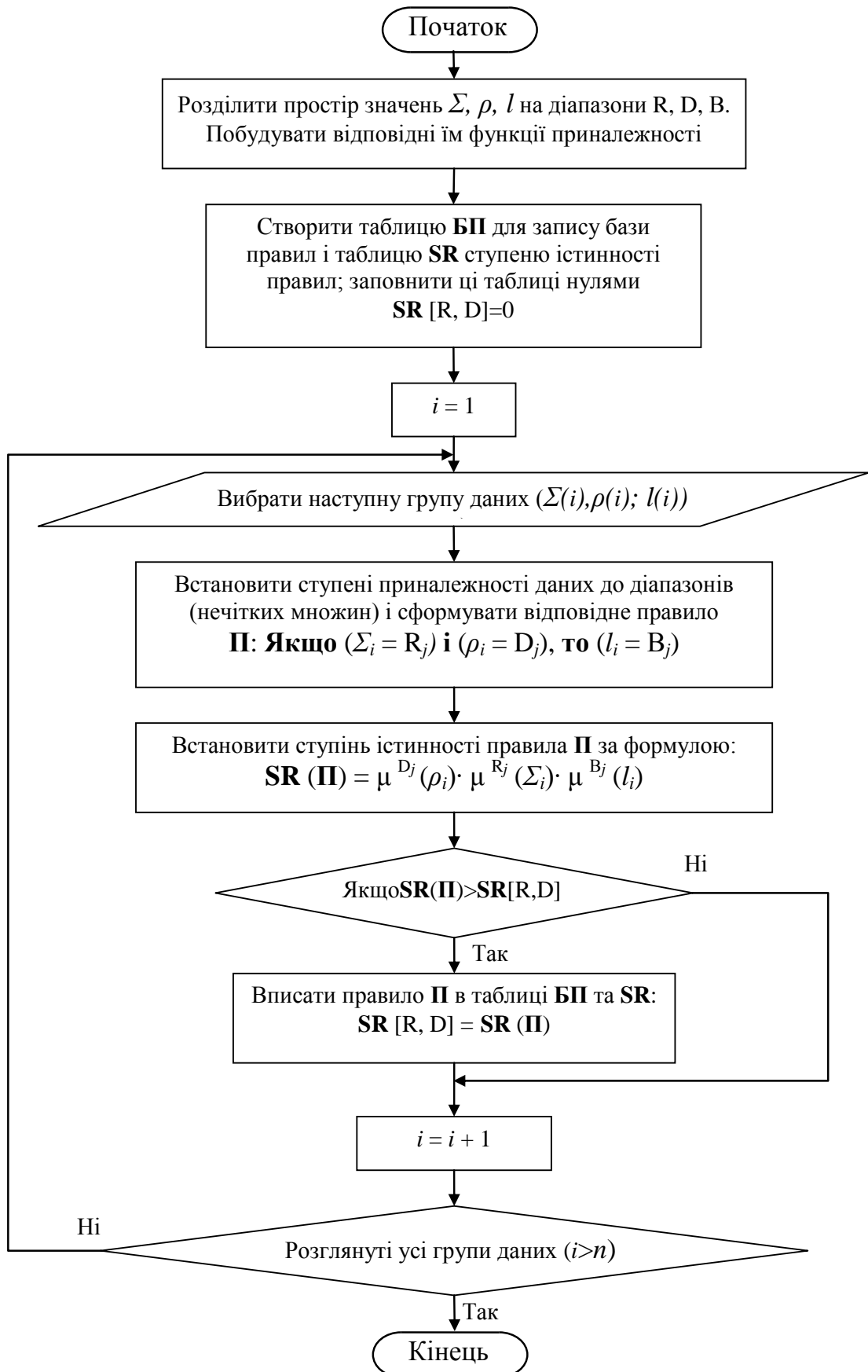


Рис. 3. Блок-схема алгоритму побудови інверсної моделі

Таблиця 2.

Середньоквадратичне відхилення σ_{Σ} координати Σ

$l, \text{ м}$	$\rho, \text{ Ом м}$				
	6,0	7,5	10,0	15,0	20,0
0,025	0,028	0,024	0,023	0,015	0,010
0,050	0,037	0,036	0,036	0,014	0,012
0,075	0,042	0,040	0,039	0,015	0,013
0,100	0,074	0,069	0,044	0,017	0,016
0,125	0,085	0,072	0,055	0,032	0,024

Якщо ($\rho = \text{trimf}[7.5 \ 10 \ 15]$) **і** ($\Sigma = \text{trimf}[0.5 \ 0.55 \ 0.6]$), **то** ($l = 0.03$), **інакше**
Якщо ($\rho = \text{trimf}[10 \ 15 \ 20]$) **і** ($\Sigma = \text{trimf}[0.5 \ 0.55 \ 0.6]$), **то** ($l = 0.052$), **інакше**
Якщо ($\rho = \text{trimf}[15 \ 20 \ 25]$) **і** ($\Sigma = \text{trimf}[0.5 \ 0.55 \ 0.6]$), **то** ($l = 0.065$).

Базу правил нечіткого регулятора НР2, що відтворює залежність $\sigma_{\Sigma} = F(l[n], \rho[n])$, синтезуємо на основі експериментальної бази даних (табл. 2). Значення середньоквадратичного відхилення σ_{Σ} приведені до математичного сподівання.

Моделювання нечітких регуляторів НР1, НР2 на основі отриманої бази правил проводимо в середовищі MATLAB, використовуючи пакет Fuzzy Logic Toolbox [6], який має простий інтерфейс для проектування і діагностики нечітких моделей. Графічні засоби Fuzzy Logic Toolbox дають змогу інтерактивно відслідковувати поведінку системи. Результати моделювання: НР1 – $l[n] = F(\Sigma[n], \rho[n])$ та НР2 – $\sigma_{\Sigma} = F(l[n], \rho[n])$ за допомогою фаззи-апроксиматора представлені на рис. 4, 5.

Структура адаптивної системи керування з застосуванням регуляторів НР1 та НР2 для корекції її параметрів в залежності від положення в просторі станів об'єкту керування показана на рис. 6.

Система керування працює наступним чином. З бази даних системи керування вищого рівня в підсистему адаптивного керування електровибуховим перетворення енергії надходить задане для обраного режиму роботи значення інформаційної координати $\Sigma_{\text{зад}}$, яке необхідно підтримувати в умовах дії зовнішніх збурень для забезпечення технологічного результату.

Регулятор НР1 на основі нечіткої інверсної моделі $l[n] = F(\Sigma[n], \rho[n])$ обчислює необхідне значення керуючого впливу, який забезпечить відповідне значення координати $l[n]$ при поточному стані контрольованих параметрів об'єкта, в даному випадку питомого опору рідини ρ , значення якого надходить з датчика системи локального рівня на вхід НР1.

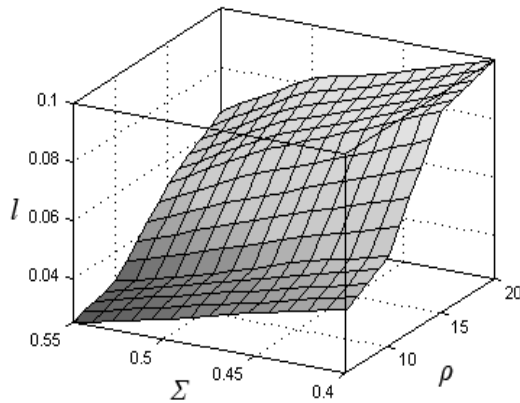


Рис. 4. Модель HP1:
 $l[n] = F(\Sigma[n], \rho[n])$

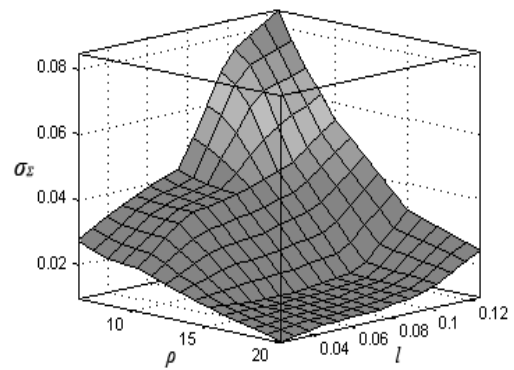


Рис. 5. Модель HP2:
 $\sigma_\Sigma = F(l[n], \rho[n])$

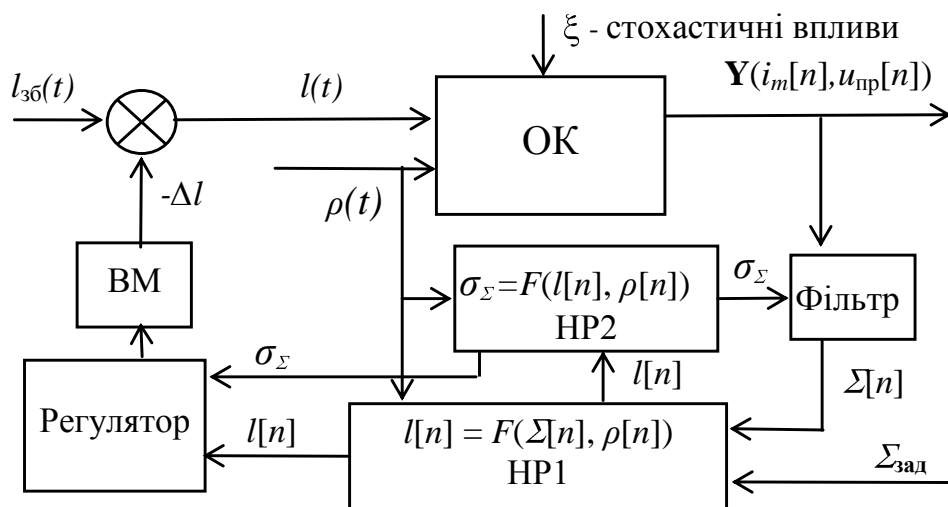


Рис. 6. Блок-схема системи керування з нечіткими регуляторами HP1 та HP2 на основі інверсної моделі

З метою врахування допустимого для поточного стану об'єкта керування відхилення інформаційної координати $\Sigma[n]$ за рахунок стохастичного характеру процесу, в систему керування введено додатковий регулятор HP2, синтезований на основі нечіткої моделі статистичних характеристик інформаційних координат об'єкта, які залежать від поточного положення об'єкта в просторі станів $\sigma_\Sigma = F(l[n], \rho[n])$. На вхід HP2 подаються обчислені значення координати вхідного вектора $l[n]$ – з виходу HP1 та $\rho[n]$ – з датчика питомого опору рідини системи локального рівня.

Допустиме для даного режиму значення середньоквадратичного відхилення σ_Σ інформаційної координати, обчислене за допомогою HP2, надходить на вхід адаптивного пристрою оцінки інформаційного сигналу (фільтр) для коригування алгоритму його обробки з метою зменшення дисперсії та на вхід регулятора для корекції зони нечутливості релейного елемента. З регулятора сигнал надходить на локальний рівень керування виконавчим механізмом, який забезпечує включення відповідного приводу

електродної системи для необхідної зміни значення координати $l[n]$ при поточному стані контрольованих параметрів об'єкта та дії зовнішніх збурень $l_{36}(t)$.

Важливою властивістю системи керування з використанням НР на базі інверсної моделі є те, що вона забезпечує необхідні режими при будь-якому положенні об'єкта в просторі станів.

Синтезована система керування реалізована на базі мікроконтролера архітектури AVR. Ресурси мікроконтролера дають змогу організувати досить складну ієрархічну багатомірну систему керування електровибуховим перетворенням енергії, яка здатна вирішувати завдання керування в реальному масштабі часу із застосуванням різних алгоритмів керування у вигляді підпрограм.

Висновки

Побудовано інверсну нечітку модель процесу електровибухового перетворення енергії $l[n] = F(\Sigma[n], \rho[n])$ на основі бази навчальних даних, в якості якої використано результати експериментальних досліджень з застосуванням методів планування експерименту.

Для синтезу несуперечливої бази правил нечіткої інверсної моделі застосовано метод фаззи-апроксимації та алгоритм побудови бази нечітких правил на основі чисельних даних, який приписуючи кожному правилу ступінь істинності, дає змогу відібрати правило, що має найвищу ступінь істинності. Таким чином, розв'язується проблема суперечливих правил, а також значно зменшується їх загальна кількість.

Побудовано нечітку модель залежності середньостатистичного відхилення інформаційної координати σ_{Σ} від положення об'єкта в просторі станів $\sigma_{\Sigma} = F(l[n], \rho[n])$.

Використання отриманої інверсної нечіткої моделі при синтезі нечітких регуляторів для корекції параметрів системи керування електровибуховим перетворенням енергії в залежності від положення в просторі станів забезпечить адаптивність системи керування при зміні технологічних параметрів та параметрів середовища в широкому діапазоні.

Синтезована система керування забезпечує ефективне керування електровибуховим перетворенням енергії в усьому просторі станів при невизначеності зовнішніх збурень та нестаціонарності параметрів середовища.

Список використаної літератури

1. Синтез моделі управління режимом високовольтного розряду в рідині / Вовк І. Т., Овчиннікова Л. Е., Назарова Н. С., Козирев С. С. // Збірник нау-

кових праць УДМТУ. – Миколаїв: УДМТУ, 2000. – № 1 (367). – С. 128-136.

2. *Модель* управління електроімпульсною очисткою оливок / Вовченко А. И., Назарова Н. С., Козырев С. С. // Матеріали Всеукраїнської науково-технічної конференції з міжнародною участю „Проблеми автоматики та електрообладнання транспортних засобів”. – Миколаїв: НУК, травень 2006. – С. 89 – 97.

3. *Регулирование* электрогидроимпульсных установок при изменяющейся электропроводности жидкости / Блинцов В.С., Козырев С.С. // Збірник наукових праць НУК № 3 (408), Миколаїв, 2006. - С. 141-146.

4. *Козырев С.С.* Удосконалена модель керування електровибуховим перетворенням енергії. / Зб. наук. праць НУК. – Миколаїв: НУК, 2007. – №4 (415). – С. 101-109.

5. *Рутковская Д., Пилинский М., Рутковский Л.* Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечеткие системы. – М.: Горячая линия, Телеком, 2004. – 452 с.

6. *Леоненков А.В.* Нечеткое моделирование в среде MATLAB и FuzzyTECH. – СПб.: БХВ - Петербург, 2003. – 736 с.

УДК 629.735

В. В. Бурнашев

СИНТЕЗ ЗАКОНОВ УПРАВЛЕНИЯ ПОЛЁТОМ МЕТОДОМ АНАЛИТИЧЕСКОГО КОНСТРУИРОВАНИЯ

Рассмотрена процедура синтеза системы автоматического управления полетом методом аналитического конструирования. Предложена методика определения структуры законов управления. Выполнен инженерный синтез системы автоматического управления полетом малого беспилотного самолета. Приведены результаты моделирования работы полученной системы.

Розглянуто процедуру синтеза системы автоматического управления полетом методом аналитического конструирования. Запропоновано методику визначення структури законів управління. Виконано інженерний синтез системи автоматического управління полетом малого безпілотного літака. Наведено результати моделювання роботи отриманої системи.

Synthesis procedure of automatic control system of flight by analytical designing method is considered. The technique of structure definition is offered. Engineering synthesis of automatic control system of the small unmanned plane flight is executed. The results of modeling of the received system work are adduced.

Введение

В настоящее время одним из наиболее универсальных средств решения задач синтеза систем управления полетом является метод аналитического конструирования [1–3]. Распространение метода, обусловленное высоким уровнем развития вычислительной техники, предполагает необходимость рассмотрения нерешенных вопросов, связанных с его применением, ограничивающих его эффективность.

Постановка задачи

Управление, получаемое методом аналитического конструирования, является функцией всех переменных состояния обобщенного объекта. То есть, набор переменных, входящих в закон управления, определяется до выполнения процедуры синтеза и не является оптимальным.

Будем рассматривать задачу определения структуры линейных законов управления полетом самолета для последующего определения их параметров методом аналитического конструирования.

Процедура оптимального синтеза

Для решения задач синтеза систем управления полетом в большинстве случаев допустимо использовать линеаризованную модель пространственного движения самолета

$$\dot{X} = AX + BU + WF, \quad (1)$$

где X – вектор состояния, содержащий n компонент; U – вектор управлений, содержащий m компонент; F – вектор возмущений, содержащий l компонент; A, B, W – матрицы коэффициентов модели.

Согласно теории аналитического конструирования оптимальных регуляторов (АКОР) [1], для объекта (1) оптимальными в смысле минимума функционала

$$I = \frac{1}{2} X^T(t_2) \Gamma X(t_2) + \frac{1}{2} \int_{t_1}^{t_2} X^T Q X dt + \frac{1}{2} \int_{t_1}^{t_2} U^T R U dt + \frac{1}{2} \int_{t_1}^{t_2} X^T L B R^{-1} B^T L X dt \quad (2)$$

являются управления $U = -R^{-1} B^T L X$, где L – решение уравнения

$$\dot{L} - LA - A^T L = -Q \quad \text{при условии} \quad L(t_2) = \Gamma. \quad (3)$$

Здесь Q , Γ , R – квадратные матрицы коэффициентов, которые задаются, исходя из требований к качеству переходных процессов, к точности приведения системы в требуемое состояние в момент времени t_2 и к величине управлений; R^{-1} – матрица, состоящая из элементов, обратных соответствующим из матрицы R .

При такой постановке задачи АКОР искомые управления u_j представляют собой линейные комбинации всех переменных состояния x_i . Таким образом, структура законов управления определяется заранее, при формировании модели обобщенного объекта, а затем оптимальным образом определяются лишь параметры (коэффициенты линейных комбинаций).

В простейшем случае законы управления полетом содержат только те переменные состояния, производные которых находятся в левых частях записанных в форме Коши линеаризованных дифференциальных уравнений пространственного движения самолета. Кроме этих переменных, в законы целесообразно включать величины, характеризующие движение органов управления [4].

Однако указанных компонент вектора состояния может быть недостаточно для формирования регулятора, способного обеспечить требуемое качество управления. Помимо них для улучшения статических и динамических характеристик системы могут быть включены обратные связи, содержащие интегрирующие, дифференцирующие, изодромные звенья. При этом вектор состояния будет расширен на соответствующие компоненты.

Определение окончательной структуры законов управления может осуществляться путем выбора переменных из расширенного вектора состояния с помощью процедуры оптимального синтеза (2),(3). Однако, в данном случае, выполнение этой процедуры проблематично по причине высокого порядка расширенного объекта управления. Поэтому возникает необходимость определения структуры законов управления перед процедурой оптимизации (2),(3) каким-нибудь другим способом.

Структура законов управления

Для решения поставленной задачи следует проанализировать влияние структурных компонентов законов управления на ошибки системы. Чтобы получить интересующие зависимости ошибок от структурных компонентов законов необходимо определить передаточные функции для всех ошибок по всем возмущениям системы с максимально полной заданной структурой управлений. Выражения этих передаточных функций Φ_i^k определяются после подстановки управлений

$$u_j = \sum_i K_i^j x_i$$

в уравнения состояния объекта управления и решения их в изображениях по Лапласу относительно переменных x_i отдельно для каждого из возмущений. В результате станут известны зависимости передаточных функций от коэффициентов законов управления $\Phi_i^k(p, K_1^1, \dots, K_1^m, \dots, K_n^m)$.

Согласно теореме о конечном значении функции [5] можно найти статические ошибки системы

$$x_{iycm}^k = \lim_{p \rightarrow 0} p \Phi_i^k(p, K_1^1, \dots, K_1^m, \dots, K_n^m) f_k,$$

где f_k – k -тый компонент вектора возмущений.

Характер изменения входных воздействий f_k , действующих на объект управления, как правило, известен при проектировании регулятора. Поэтому можно найти зависимости ошибок системы от передаточных чисел K_i^j в законе управления.

При произвольном медленно меняющемся входном воздействии f_k

$$x_{iycm}^k(K_1^1, \dots, K_1^m, \dots, K_n^m) =$$

$$= \Phi_i^k(0, K_1^1, \dots, K_1^m, \dots, K_n^m) f_k + \left. \frac{\partial \Phi_i^k(p, K_1^1, \dots, K_1^m, \dots, K_n^m)}{\partial p} \right|_{p=0} \dot{f}_k +$$

$$+ \left. \frac{\partial^2 \Phi_i^k(p, K_1^1, \dots, K_1^m, \dots, K_n^m)}{2! \partial^2 p} \right|_{p=0} \ddot{f}_k + \dots + \left. \frac{\partial^a \Phi_i^k(p, K_1^1, \dots, K_1^m, \dots, K_n^m)}{a! \partial p^a} \right|_{p=0} f_k^{(a)}, \quad (4)$$

где a – максимальное целое число, при котором производная $f_k^{(a)} \neq 0$.

При действии гармонического возмущения $f_k = f_{k \max} \sin(\omega t + \varphi)$

$$x_i^k(K_1^1, \dots, K_1^m, \dots, K_n^m) = \left| \Phi_i^k(j\omega, K_1^1, \dots, K_1^m, \dots, K_n^m) \right| f_{k \max} \sin(\omega t + \varphi). \quad (5)$$

Не менее важно проанализировать влияние структуры закона на случайные ошибки системы. Если известны спектральные плотности случайных возмущений $S_k(\omega)$, можно определить выражения для спектральных плотностей ошибок стабилизации

$$S_i^k(\omega, K_1^1, \dots, K_1^m, \dots, K_n^m) = \left| \Phi_i^k(j\omega, K_1^1, \dots, K_1^m, \dots, K_n^m) \right| S_k(\omega)$$

и дисперсии

$$D_i^k(K_1^1, \dots, K_1^m, \dots, K_n^m) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_i^k(\omega, K_1^1, \dots, K_1^m, \dots, K_n^m) d\omega. \quad (6)$$

В случаях, когда предполагается действие значительных скачкообразных возмущений (сброс груза), следует рассмотреть влияние структурных составляющих закона на амплитуду колебаний соответствующего переходного процесса.

Минимизация выражений (4) – (6) – сложная многокритериальная задача. С помощью $m \times n$ переменных коэффициентов K_i^j необходимо

обеспечить $l \times n$ условий минимума. Однако на этапе определения структуры законов нет необходимости нахождения оптимальных значений K_i^j . В данном случае следует выяснить – равен или не равен нулю каждый из K_i^j , то есть вводить или не вводить в закон управления i -тый компонент расширенного вектора состояния. При этом большинство из условий типа (4) – (6) не противоречат друг другу. Поэтому для неманевренного самолета структуру законов управления перед последующим оптимальным синтезом легко определить перебором параметров K_i^j .

После выполнения процедуры оптимального синтеза, то есть определения коэффициентов законов управления методом аналитического конструирования, структуру можно упростить. В некоторых случаях в законе управления содержатся члены, значения которых малы по сравнению с остальными. При наличии погрешностей соответствующих измерителей присутствие этих членов не повышает качество управления. Такие члены следует исключить из структуры управления и таким образом упростить систему.

Оптимальный регулятор для БЛА

Целью проведенных исследований является разработка системы управления полетом малого беспилотного самолета.

Для управления данным объектом используются три аэродинамических органа: руль высоты, элероны и руль направления. Управление изменением величины тяги не предусматривается. В качестве математической модели исполнительных устройств, при формировании модели обобщенного объекта использовались дифференциальные уравнения второго порядка.

Согласно описанной методике для данного беспилотного самолета определена структура законов управления. Регулятор спроектирован для независимых каналов продольного и бокового движения. Кроме исходных переменных состояния продольного движения самолета, в закон управления вошли угол отклонения руля высоты со своей производной, а также интеграл ошибки стабилизации высоты. Помимо переменных состояния исходного объекта бокового движения шестого порядка [1], в законы управления вошли углы отклонения соответствующих аэродинамических органов со своими производными, а также интегралы бокового отклонения и ошибок стабилизации угловых параметров бокового движения.

Для полученной структуры путем минимизации функционала обобщенной работы (2) рассчитаны оптимальные коэффициенты законов управления. Чтобы по имеющимся измерениям адекватно восстанавливать состояние системы, спроектирован оптимальный фильтр Калмана.

Моделирование работы синтезированной системы выполнено с помощью средств Matlab: Control Toolbox и Simulink. Исследовано влияние возможных силовых возмущений с учетом случайных помех измерителей при действии случайного и регулярного ветра (рис. 1).

Результаты моделирования реакции самолета на основные возможные возмущения свидетельствуют о работоспособности системы управления. Это подтверждает и рис. 1, который иллюстрирует ошибки стабилизации основных параметров движения самолета при полёте в неспокойной атмосфере.

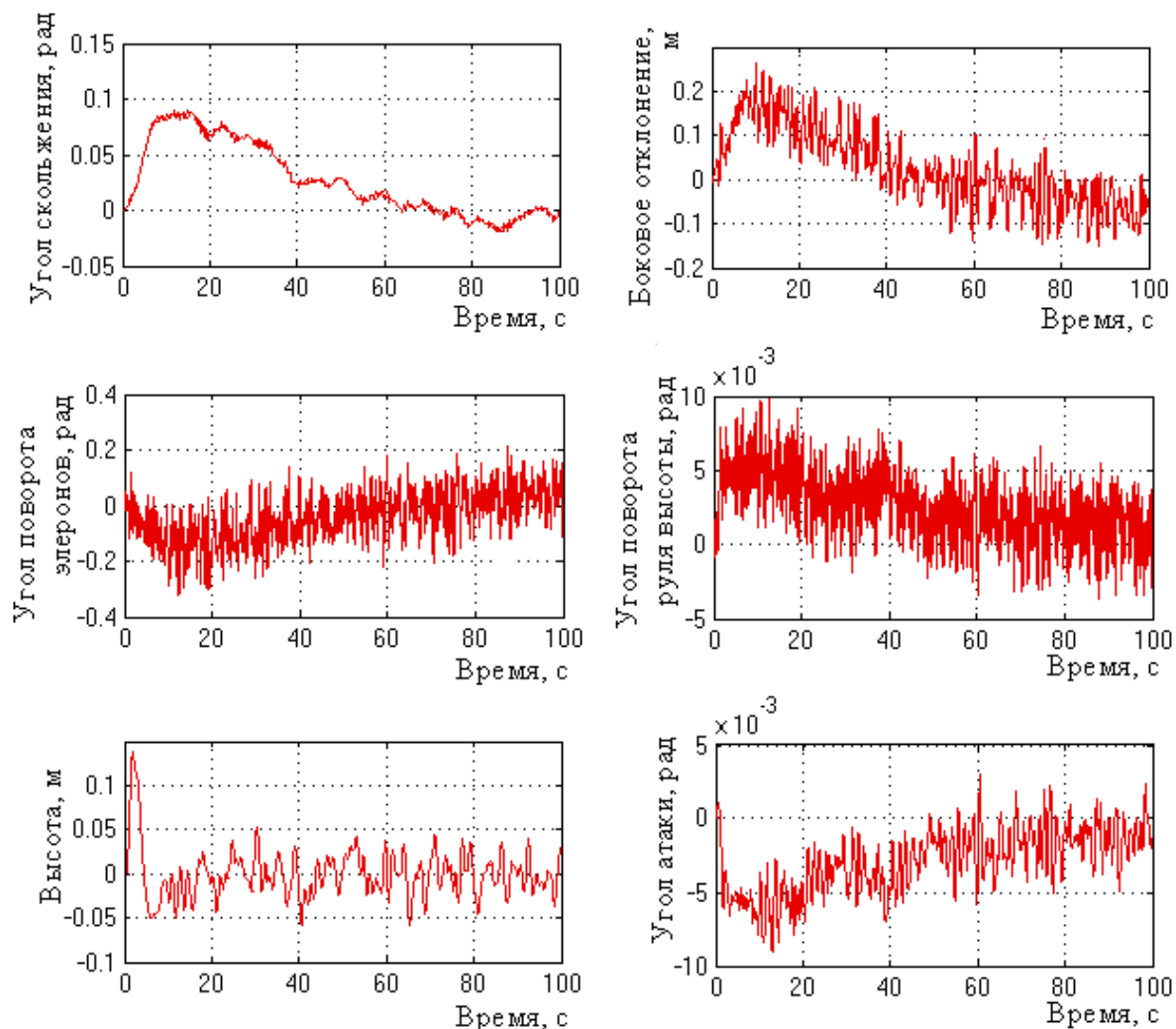


Рис. 1. Реакция БЛА на ветровые возмущения

Выводы

Использование в законах управления полетом только тех переменных состояния, производные которых находятся в левых частях записанных в форме Коши линеаризованных дифференциальных уравнений пространственного движения самолета, зачастую недостаточно для обеспечения требуемого качества системы.

Нецелесообразно осуществлять выбор компонентов, необходимых в законе управления, посредством процедуры аналитического конструирования для объектов высокого порядка. Определять достаточную структуру законов управления следует перед процедурой оптимального синтеза, исходя из анализа влияния отдельных компонентов на ошибки системы при действии предполагаемых возмущений.

Результаты моделирования работы системы управления беспилотным самолетом, синтезированной с использованием изложенных положений, свидетельствуют о её удовлетворительном качестве.

Список использованной литературы

1. *Красовский А.А.* Системы автоматического управления полётом и их аналитическое конструирование. – М.: Наука, 1973. – 560 с.
2. *Асанов А.З., Ахметзянов И.З.* Аналитическое конструирование каузального многосвязного астатического наблюдающего устройства // Известия вузов. Авиационная техника. – 2007. – №1. С.22 – 26.
3. *М. О. Антонов, К. Е. Афанасьева, А. И. Коблов, В. И. Ширяев.* Алгоритмы оценивания и управления беспилотным летательным аппаратом на этапе посадки // Известия РАН. ТиСУ. – 2005. – № 2. – С.166–173.
4. *Асланян А.Э.* Системы автоматического управления полётом летательных аппаратов. – Киев: ВВАИУ, 1984. – 436 с.
5. *Артюшин Л.М., Машков О.А., Сивов Н.С.* Теория автоматического управления. – Киев: КИ ВВС, 1995. – 628 с.

УДК 621.317

В. І. Колосов

ФОРМУВАННЯ ІМПУЛЬСНИХ СИГНАЛІВ У КАЛІБРАТОРАХ СЕРЕДНЬОКВАДРАТИЧНОЇ НАПРУГИ

Досліджуються перетворювачі постійної напруги в імпульсну та пропонуються способи підвищення їх точності.

Исследуются преобразователи постоянного напряжения в импульсное и предлагаются способы повышения их точности.

Researches of direct voltage into impulse voltage converters are carrying and ways of increasing of their accuracy are proposing.


Вступ

Повне метрологічне забезпечення вольтметрів середньоквадратичної напруги (СКН) вимагає створення мір (калібраторів) імпульсної напруги, що відтворюють сигнали зі змінними неінформативними параметрами. Така необхідність викликана тим, що випробування вольтметрів за допомогою таких калібраторів повинні гарантувати нормовані похибки результатів вимірювання СКН сигналів довільної форми в реальних умовах експлуатації.

Для випробування вольтметрів і нормування виникаючих похибок використовують імпульсні випробувальні сигнали прямокутної форми декількох видів: однополярні, двополярні симетричні та двополярні несиметричні [1-3]. В таблиці 1 представлено комплекс випробувальних сигналів прямокутної форми і наведені аналітичні співвідношення, що визначають їх параметри.

Таблиця 1.

Параметри імпульсних сигналів

	Форма прямокутного сигналу	Параметри повного сигналу				Параметри змінної складової		
		α	U_{cp}	$U_{СКН}$	K_α	U_A	$U_{СКН}$	K_α
1	Однополярна 	$U_m \frac{t_u}{T}$	$U_m \alpha$	$U_m \sqrt{\alpha}$	$\frac{1}{\sqrt{\alpha}}$	$U_m \left(-\alpha \right)$	$U_m \sqrt{\alpha} \left(-\alpha \right)$	$\sqrt{\frac{1-\alpha}{\alpha}}$
2	Двополярна симетрична 	$U_m \frac{2t_i}{T}$	0	$U_m \sqrt{\alpha}$	$\frac{1}{\sqrt{\alpha}}$	U_m	$U_m \sqrt{\alpha}$	$\frac{1}{\sqrt{\alpha}}$
3	Двополярна несиметрична 	$U_m \frac{2t_i}{T}$	0	$U_m \sqrt{\alpha}$	$\frac{1}{\sqrt{\alpha}}$	U_m	$U_m \sqrt{\alpha}$	$\frac{1}{\sqrt{\alpha}}$

Позначення: U_A – амплітуда імпульсів; U_m – максимальне значення імпульсної напруги; U_{cp} , $U_{СКН}$ – середнє і середньоквадратичне значення напруги; $\alpha = t_i/T$ – коефіцієнт заповнення імпульсів, як відношення тривалості імпульсу до періоду сигналу; $K_\alpha = U_A/U_{СКН}$ – коефіцієнт амплітуди.

Метрологічні характеристики калібраторів в основному визначаються способом формування імпульсів і видом вимірювального перетворення,

за допомогою якого відбувається стабілізація з необхідною точністю заданого значення СКН [1, 4, 5].

Безпосередня стабілізація СКН за допомогою термоелектричних вимірювальних перетворювачів має цілий ряд недоліків [1], яких не має метод опосередкованої стабілізації СКН через формування амплітудних та часових параметрів імпульсного сигналу.

Відтворення заданої СКН імпульсних сигналів прямокутної форми вимагає створення перетворювачів постійної напруги у імпульсну (ППНІ), що працюють на узгоджене навантаження $R_H = 50$ Ом та забезпечують у діапазоні частот до (50...100) МГц підтримання точного (з похибкою (0,01...1)%) значення амплітудної напруги в межах $U_m = (0,5...10)$ В.

Для даної області частот відомі принципи створення багатозначних мір імпульсної напруги [4-8] виявляються непридатними або із-за низької точності при відсутності стабілізуючого контуру від'ємного зворотного зв'язку (ВЗЗ), або із-за застосування в колі ВЗЗ вимірювальних перетворювачів (ВП), нездатних виконувати свої функції в розширеному частотному діапазоні.

Найбільш ефективним засобом підвищення точності відтворення параметрів інтенсивності імпульсних сигналів у розширеному діапазоні частот до (50..100) МГц є стабілізація за рівнем усередненої амплітуди. Формується рівень усередненої амплітуди шляхом додавання і інтегрування двох протифазних імпульсних послідовностей.

Цей метод знайшов застосування в генераторах імпульсів [10] з ВП усередненої амплітуди [11], який виконано в вигляді резистивного діляника напруги, під'єданого між навантаженнями перемикача струму (ПС). Але цей метод також має суттєві вади. По-перше, великий опір резисторів (500 кОм) ВП, який викликаний необхідністю знизити похибки від їх впливу в моменти формування нульового потенціалу, обумовив виникнення похибки від вхідних струмів (0,05%) і напруги зміщення (0,1%) підсилювача в контурі регулювання. По-друге, на фоні великого активного опору резисторів ВП найбільш сильно проявляється вплив паразитних реактивностей, що обмежує досягнення прийнятної точності перетворення в області високих частот.

Постановка задачі

Метою даного дослідження є:

- 1) розробка нових схемотехнічних рішень побудови калібраторів імпульсної напруги високої точності для широкого діапазону частот;
- 2) аналіз та практична реалізація нових імпульсних калібраторів.

Перетворювач постійної напруги в імпульсну (ППНІ)

Для стабілізації амплітуди імпульсної напруги запропоновано видозмінений ВП [12, 13] (рис. 1). Його відмінність полягає в тому, що потенціал $U_{ВП}(t)$ спільної точки з'єднання точних резисторів R зміщується колом ВЗЗ під дією підсилювача (П) через керований генератор струму (ГС) до рівня, еквівалентного нульовому. Завдяки цьому, знімаються обмеження на нижню границю опору резисторів ВП і, як наслідок, зменшується на порядок похибки від вхідних струмів і напруги зміщення підсилювача П, а головне розширюється частотний діапазон ВП.

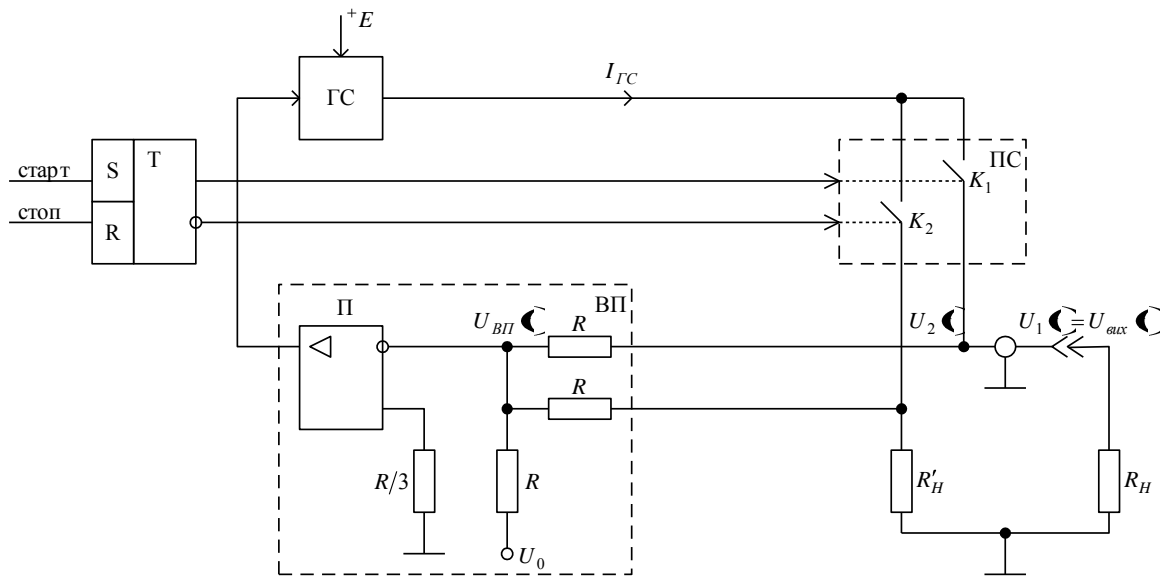


Рис. 1. ППНІ зі стабілізацією амплітудної напруги однополярних імпульсів

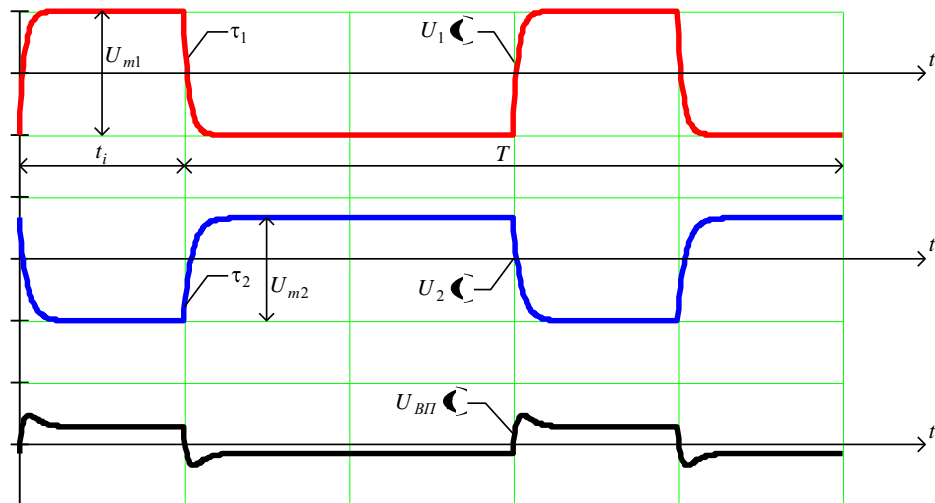


Рис. 2. Часові діаграми вихідних напруг U_1 і U_2 і напруги некомпенсації $U_{ВП}$ вимірювального перетворювача ВП (рис. 1)

Розглянемо динамічні похибки перетворення в схемі рис.1, які виникають із-за неідентичності амплітудних напруг протифазних імпульсних сигналів U_1 \ominus , U_2 \ominus , а також відміни їх форми від ідеальної прямокутної.

Як показано в роботах [14, 15], форма фронтів вихідних імпульсів транзисторного перемикача струму ПС описується експонентою з кінцевим значенням їх тривалості (рис. 2):

$$U_1(t) = \begin{cases} U_{m1} (1 - e^{-t/\tau_1}) & \text{при } t \leq t_i \\ U_{m1} e^{-(t-t_i)/\tau_1} & \text{при } t_i < t \leq T, \end{cases} \quad (1)$$

$$U_2(t) = \begin{cases} U_{m2} e^{-t/\tau_2} & \text{при } t \leq t_i \\ U_{m2} (1 - e^{-(t-t_i)/\tau_2}) & \text{при } t_i < t \leq T, \end{cases} \quad (2)$$

де t_i, T – тривалість і період слідування імпульсів;

τ_1, τ_2 – сталі часу перехідного процесу формування напруг у колі протифазних навантажень R_H, R'_H .

В усталеному стані петля регулювання в складі генератора струму ГС, перемикача струму ПС, протифазних навантажень R_H, R'_H і вимірювального перетворювача ВП (рис. 1) функціонує таким чином, щоб сумарна позитивна напруга U_1 \ominus $+$ U_2 \ominus на навантаженнях компенсувала негативну опорну напругу $-U_0$. При цьому стан компенсації підтримується як у статичному стані ПС, так і в режимі періодичної комутації струму від ГС ключами K_1, K_2 .

В області частот комутації, при яких стала часу τ тракту П є значно більшою періоду комутації ($\tau \gg T_i$, природно, $\tau \gg \tau_1, \tau \gg \tau_2$), інерційні властивості підсилювача П призводять до інтегрування вхідної напруги $U_{ВП}$ \ominus . Тому усталений стан в петлі регулювання (без урахування похибки статизму) характеризується рівністю:

$$\frac{1}{T} \int_0^T U_{ВП} \ominus dt = \frac{1}{T} \int_0^T [U_1 \ominus + U_2 \ominus - U_0 \bar{_}] dt = 0,$$

звідки рівняння перетворення:

$$|U_0| = \frac{1}{T} \int_0^T [U_1 \ominus + U_2 \ominus] dt \quad (3)$$

Ясно, що при нескінченно малих сталих часу $\tau_1 \approx 0, \tau_2 \approx 0$ і рівності амплітуд напруг протифазних імпульсних сигналів $U_{m1} = U_{m2} = U_m$, функція (3) представляє собою ідеальне перетворення $U_m = U_0$. Для реальних імпульсних сигналів з кінцевою тривалістю фронтів функція (3) означає

перетворення за рівнем усереднених на періоді T амплітудних напруг U_{m1}, U_{m2} (рис. 2).

Динамічна похибка при перетворенні (3) виникає для реального випадку, коли із-за відмінності параметрів ключів K_1, K_2 в перемикачі ПС і опорів протифазних навантажень R_H, R'_H можлива неідентичність амплітудних значень $U_{m1} \neq U_{m2}$.

Позначимо неідентичність амплітуд через $\gamma_a = \frac{U_{m2}}{U_{m1}} - 1$ і, підставляючи у вираз (3) функції (1), (2), за умови $t_i > 3\tau_{1,2}$; $t_i \gg 3\tau_{1,2}$ отримаємо:

$$U_{m1} = \frac{U_0}{1 + \gamma_a \alpha}$$

де $\alpha = t_i/T$ – коефіцієнт заповнення імпульсів.

Звідси похибка перетворення, як відміна відтворюваної амплітуди U_{m1} від заданої опорної напруги U_0 , складає:

$$\delta_a = \frac{U_{m1}}{U_0} - 1 = \frac{\gamma_a \alpha}{1 + \gamma_a \alpha} \quad (4)$$

З виразу (4) слідує, що похибка δ_a не залежить від різниці сталих часу τ_1, τ_2 , а визначається тільки неідентичністю амплітуд γ_a . Графічно (рис. 3) зручно розглядати поведінку зведеної похибки, як відношення похибки δ_a до неідентичності амплітуд γ_a :

$$\frac{\delta_a}{\gamma_a} = \frac{\alpha}{1 + \gamma_a \alpha}$$

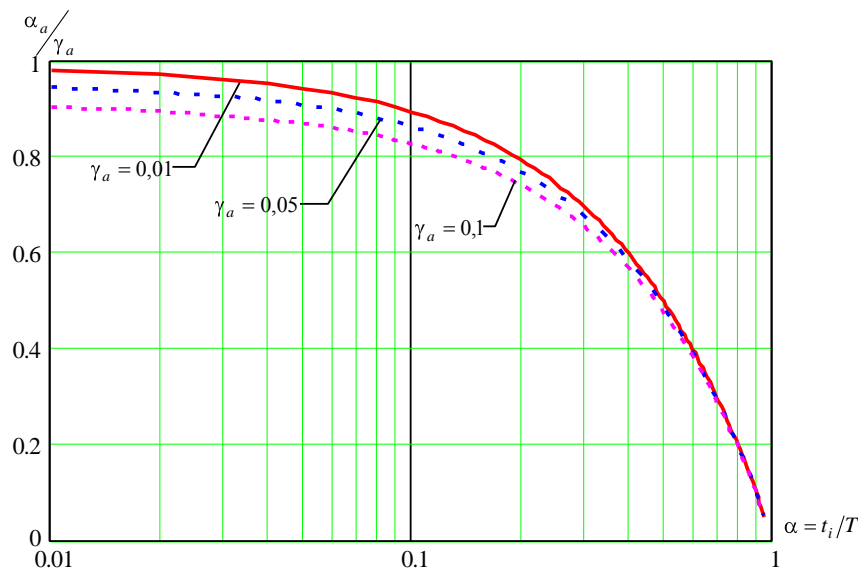


Рис. 3 Залежність зведеної похибки $\frac{\alpha_a}{\gamma_a}$, обумовленої неідентичністю амплітуд, від коефіцієнта заповнення імпульсів α

Вплив коефіцієнта заповнення α такий, що розмір похибки значно менший розміру неідентичності $\delta_a \ll \gamma_a$ при $\alpha \approx 1$ і наближається до розміру неідентичності $\delta_a \approx \gamma_a$ при $\alpha \ll 1$.

Звідси висновок, що для зменшення похибки перетворення δ_a при малих значеннях α необхідно зменшувати неідентичність амплітуд протифазних імпульсних сигналів U_1 і U_2 .

На рис. 4 представлена функціональна схема ППНІ з петлею зрівнювання амплітудних напруг протифазних сигналів. В ній петля зрівнювання складається з підсилювача напруги (ПН), пристрою вибірки-зберігання (ПВЗ), інтегруючого пристрою (ІП) і регулюючого елемента на польовому транзисторі VT. Робота петлі основана на астатичному принципі регулювання опору протифазного навантаження R'_H до стану, при якому напруга U_{m2} на ній стане рівною амплітудній напрузі U_{m1} на вихідному навантаженні R_H .

Розширення робочого діапазону відтворюваних імпульсних сигналів у більш високочастотну область (до 50 МГц) і відповідне зменшення тривалості фронтів (менше 3 нс) для ППНІ за схемою рис. 1 показало, що із-за наявності паразитних реактивностей у вихідному колі ПС реальна форма вихідних імпульсів відрізняється від форми, яка описана виразами (1), (2), наявністю на вершинах імпульсів швидко затухаючої осциляції, постійна складова якої вносить вклад у похибку перетворення.

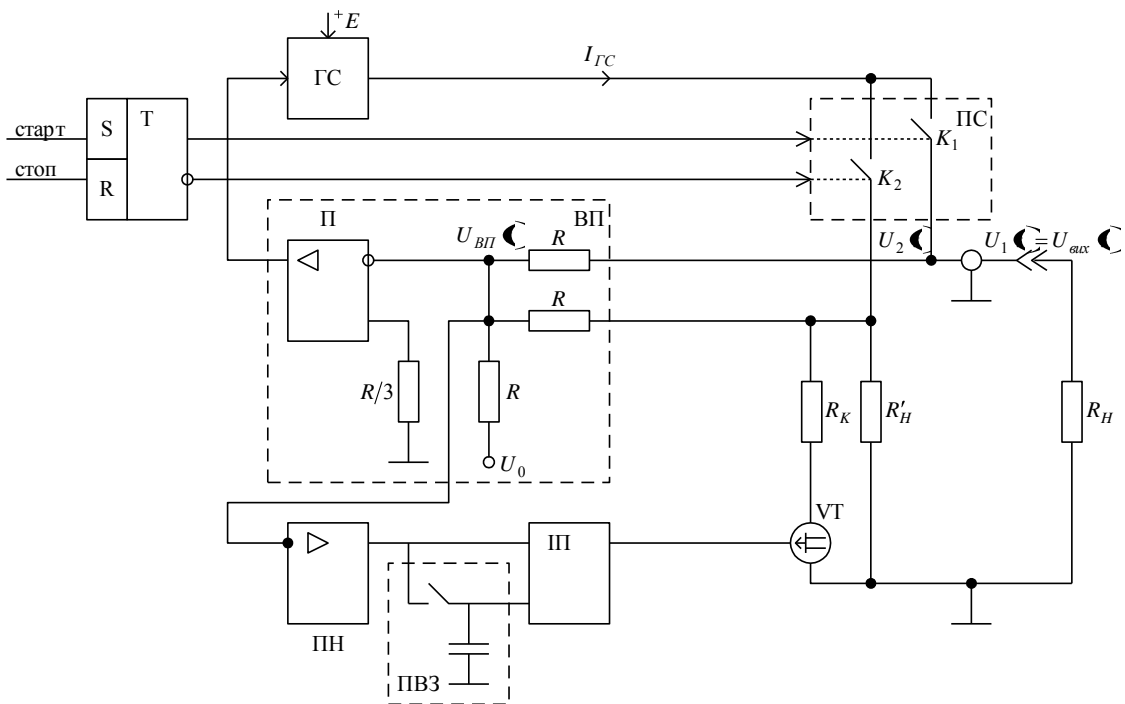


Рис. 4 ППНІ з підвищеною точністю формування амплітудної напруги однополярних імпульсів

На рис. 5 наведена форма протифазних імпульсних сигналів U_1 і U_2 і вихідного сигналу ВП при роботі ППНІ в області високих частот.

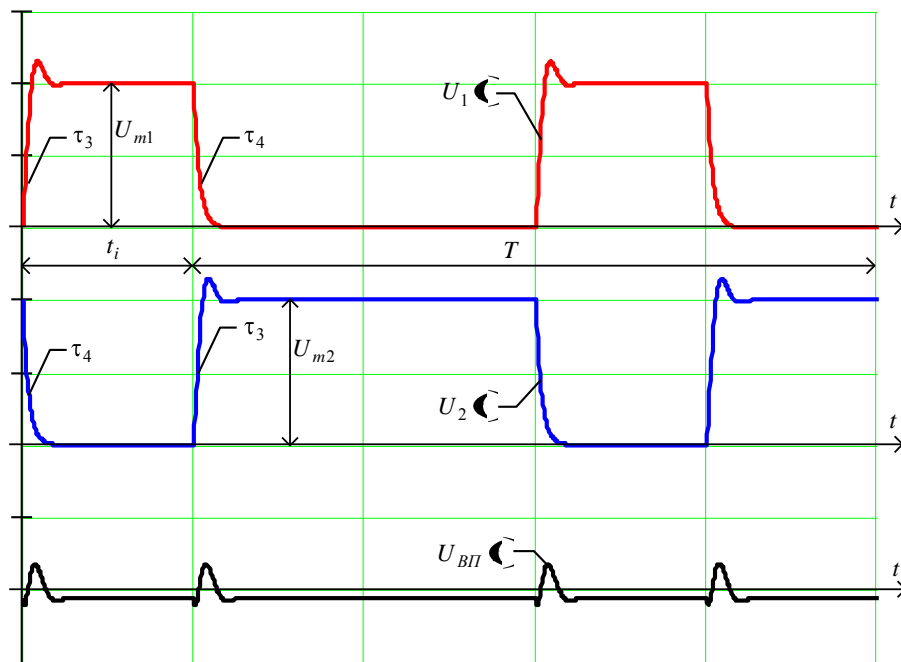


Рис. 5 Часові діаграми вхідних U_1 і U_2 і вихідного $U_{ВП}$ сигналів вимірювального перетворювача ВП в області високих частот

Аналітично наведені форми описуються наступними виразами [16]:

$$U_1(t) = \begin{cases} U_{m1} (1 - e^{-t/\tau_3}) \cos \omega t & \text{при } t \leq t_i \\ U_{m1} e^{-(t-t_i)/\tau_4} & \text{при } t_i < t \leq T \end{cases}, \quad (5)$$

$$U_2(t) = \begin{cases} U_{m2} e^{-t/\tau_4} & \text{при } t \leq t_i \\ U_{m2} (1 - e^{-(t-t_i)/\tau_3}) \cos \omega t & \text{при } t_i < t \leq T \end{cases}, \quad (6)$$

де ω – частота осциляції на вершинах імпульсів;

τ_3, τ_4 – сталі часу перехідного процесу, відповідно на фронті і спаді імпульсів.

Підставляючи формули (5), (6) у вираз (3), при умові $t_i > 3\tau_{3,4}$, $(T - t_i) > 3\tau_{3,4}$, отримаємо рівняння перетворення:

$$U_{m1} = \frac{U_0}{\left[1 + 2 \frac{\tau_3}{T} \left(\frac{\tau_4}{\tau_3} - \frac{1}{1 + (\omega\tau_3)^2} \right) \right]} \quad (7)$$

Згідно (7) виникає похибка перетворення

$$\delta_m = 2F \cdot \tau_3 \left(\frac{\tau_4}{\tau_3} - \frac{1}{1 + (\omega\tau_3)^2} \right), \quad (8)$$

яка залежить від частоти слідування імпульсів ($F = 1/T$) і не залежить від коефіцієнту заповнення α . Характеристики перехідного процесу – сталі часу τ_3 , τ_4 , узагальнений параметр $\omega\tau_3$ – також впливають на розмір виникаючої похибки.

На рис. 6 наведені графічні залежності похибки перетворення (8) від параметру $\omega\tau_3$ при $F \cdot \tau_3 = 0,1$ і різних значеннях τ_4/τ_3 .

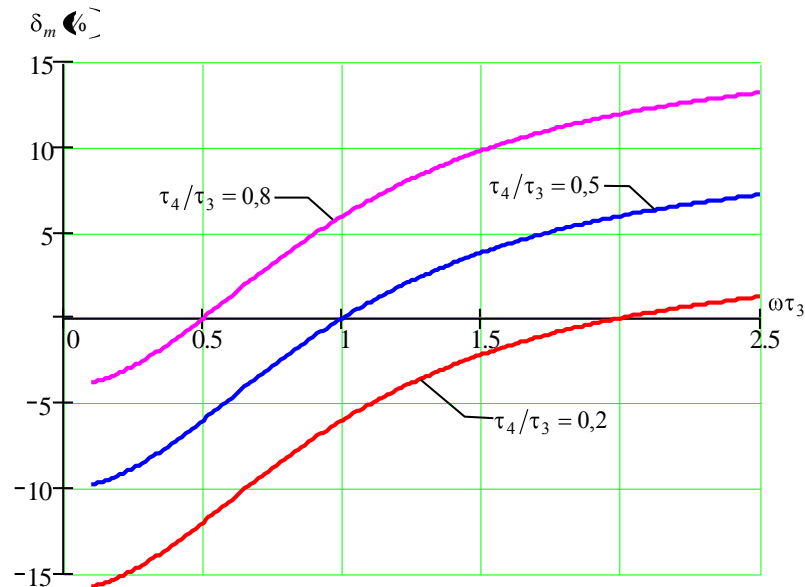


Рис. 6 Вплив параметрів перехідних процесів на похибку відтворення амплітудної напруги імпульсного сигналу

Для усунення похибки перетворення (8) і підтримання рівності $U_{m1} = U_0$ при зміні частоти формуемого імпульсного сигналу можливе введення вираховуемого частотно-залежного коефіцієнта K_m , коректующого значення опорної напруги $U_0 = K_m \cdot U_{m1}$:

$$K_m = \left[1 + 2F \cdot \tau_3 \left(\frac{\tau_4}{\tau_3} - \frac{1}{1 + (\omega\tau_3)^2} \right) \right]. \quad (9)$$

Разом з тим, можливо також значно знизити похибку перетворення (8) від частоти слідування імпульсів, якщо забезпечити при даному значенні $\omega\tau_3$ необхідне відношення τ_4/τ_3 через підстройку конструктивних параметрів формувача.

Дійсно, звертаючись до виразу похибки (8), бачимо, що $\delta_m = 0$ при умові $\frac{\tau_4}{\tau_3} - \frac{1}{1 + (\omega\tau_3)^2} = 0$. Звідси необхідне оптимальне значення τ_4/τ_3 , яке забезпечить незалежність амплітудної напруги від частоти слідування імпульсів:

$$\left(\frac{\tau_4}{\tau_3} \right)_{opt.1} = \frac{1}{1 + (\omega\tau_3)^2}. \quad (10)$$

Наявність осциляції на вершинах імпульсів змінює також значення СКН формуємих імпульсів.

СКН відтвореного сигналу, форма якого описується виразом (5), може бути представленою як:

$$U_{СКН} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{t_i} U_{m1}^2 \left(-e^{-t/\tau_3} \cos \omega t \right) dt + \int_{t_i}^T U_{m1}^2 \left(e^{-t/\tau_4} \right) dt \right]}.$$

При умові $t_i > 3\tau_{3,4}$, $e^{-t/\tau_4} \approx 0$ останній вираз має наближене рішення:

$$U_{СКН} \approx U_{m1} \cdot \sqrt{\alpha} \left[1 + \frac{\tau_3}{4\alpha T} \left(\frac{\tau_4}{\tau_3} - \frac{1}{2} \cdot \frac{6 - (\omega\tau_3)^2}{1 + (\omega\tau_3)^2} \right) \right]. \quad (11)$$

Враховуючи, що для однополярного імпульсного сигналу ідеальної прямокутної форми (табл. 1) справедливо $U_{СКН} = U_{m1} \cdot \sqrt{\alpha}$, похибка відтворення СКН, обумовлена наявністю осциляції:

$$\delta_{СКН} = \frac{F \cdot \tau_3}{4\alpha} \left(\frac{\tau_4}{\tau_3} - \frac{1}{2} \cdot \frac{6 - (\omega\tau_3)^2}{1 + (\omega\tau_3)^2} \right). \quad (12)$$

Похибка СКН (12) разом з частотною залежністю має залежність від коефіцієнта заповнення α . Крім того, на розмір похибки впливають параметри перехідного процесу.

Для компенсації похибки СКН (12) і підтримання заданого $U_{СКН}$ у діапазоні установлюємих значень частоти імпульсної напруги можна скористатись мультиплікативною корекцією значень коефіцієнта заповнення $\alpha = \alpha_i / K_{СКН}^2$:

$$K_{СКН} = 1 + \frac{F \cdot \tau_3}{4\alpha} \left(\frac{\tau_4}{\tau_3} - \frac{1}{2} \cdot \frac{6 - (\omega\tau_3)^2}{1 + (\omega\tau_3)^2} \right). \quad (13)$$

Усунути похибку СКН можливо також і шляхом настройки параметрів перехідних процесів в імпульсних сигналах.

Висновки

1. Калібратори СКН вимагають розробки спеціальних схемотехнічних рішень, які забезпечують досягнення заданої точності відтворення амплітудної напруги і часових параметрів імпульсних сигналів.
2. Формування імпульсних сигналів в широкому діапазоні частот призводить до появи частотних похибок амплітудної напруги і СКН, які обумовлені відміною реальної форми від ідеальної прямокутної. При

розширенні робочої області частот відтворюваних імпульсних сигналів особливу увагу необхідно приділяти формуванню форми перехідних процесів фронту и спаду.

- 3 В залежності від вимог до точності формування форми імпульсних сигналів в області вершини, частотні похибки амплітудної напруги і СКН можна значно зменшити схемотехнічними способами шляхом відповідної настройки параметрів перехідних процесів, або програмними засобами корекції відповідних параметрів.
- 4 При жорстких вимогах до мінімізації тривалості фронтів і розміру викиду (менше 1%) на вершинах імпульсів можливе використання тільки програмних засобів корекції. При цьому реалізація корекції вимагає забезпечення високої чутливості установки значень опорної постійної напруги і коефіцієнта заповнення імпульсів.

Якщо ж допускається відносний розмір викиду до 20-25%, то зниження частотних похибок можливе як засобами настройки параметрів перехідних процесів, так и програмними засобами корекції.

На основі запропонованої структури ППНІ (рис. 4) і викладених способів мінімізації частотних похибок створено зразок багатозначної міри СКН з параметрами:

- діапазон значень амплітуд вихідних імпульсів на навантаженні $R_L = 50 \text{ Ом}$ (1...10) В;
- діапазон частот вихідних імпульсів (0,1...50·10⁶) Гц;
- тривалість фронтів вихідних імпульсів (2...3) нс;
- похибка відтворення СКН (0,02...2)%.

Список використаної літератури

1. *Колосов В.И., Петрищев А.А., Полищук В.А., Рупский В.О.* Вопросы построения калибраторов напряжения с изменяемыми параметрами формы кривой // Опыт, результаты, проблемы: Повышение конкурентоспособности радиоэлектронной аппаратуры: Сб. статей. - Таллинн: Валгус, 1986. - Вып. 4. - С. 14-29.

2. *Колосов В.И.* Об испытании и испытательных сигналах вольтметров СКЗ // Теория и проектирование электронных вольтметров и средств их поверки: Тез. докл. Респ. науч.-техн. конф. Секц. 3. - Таллинн, 1990. - С. 19-21.

3. *Колосов В.И., Губарь В.И.* Поиск формы сигнала для испытательных вольтметров на допускаемое значение коэффициента амплитуды // Вопросы проектирования радиоэлектронной аппаратуры: Сб. статей. - Таллинн: ЭстНИИТИ, 1989. - С. 225-232.

4. Брагин А.А., Страшкевич А.И., Щербинин Н.И. Вопросы построения генераторов импульсов точной амплитуды // Методы и средства автоматизации контроля метрологических характеристик ИИС и их компонентов: Сб. научн. тр.- Львов: ВНИИМИУС, 1980. - С. 42-50.
5. Орлов В.С. Программно-управляемый калибратор импульсных напряжений и токов // Метрологическое обеспечение динамических измерений в информационно-измерительных системах: Сб. науч. трудов. - Львов: ВНИИМИУС, 1981. - С. 85-90.
6. Безикович А.Я., Гравин О.И., Таубе Б.С. Новые принципы создания мер напряжения переменного тока высокой точности. // Измерительная техника. - 1976. - №1. - С. 65-67.
7. Оленцки А. (Польша). Источники образцовых напряжений переменного тока // Измерительная техника. - 1990.- №3. - С. 37-39.
8. Петров А., Хаджидобреев П., Пенев П. Генератор импульсов высокостабильной регулируемой амплитуды для калибровки ядерной измерительной аппаратуры // Науч. тр. Пловдивского ун-та. Физика. - 1981. Т. 19. - №2. - С. 33-40.
9. Пат. 3458723 США, МКИ НОЗ К 17/60. Square wave generator / F.L. Hanson, L. Colo, P. Alto (США). Опубл. 29.07.69; НКИ 307-240.
10. Генератор импульсов точной амплитуды Г5-75. Техническое описание и инструкция по эксплуатации.
11. А.с. 1192117 СССР, МКИ НОЗ К 3/02. Генератор импульсов / О.В.Бобров (СССР). - Опубл. 15.11.85, Бюл. №42.
12. Колосов В.И. Особенности построения калибраторов среднеквадратического напряжения //Повышение быстродействия и метрологической надежности систем контроля параметров средств измерений: Тез. докл. Респ. науч.-техн. конф. - Киев, 1987.- Секц. 3.- С. 18.
13. Колосов В.И. Широкополосные преобразователи постоянного напряжения в импульсное: Тез. докл. Всесоюз. науч.- техн. конф. - Севастополь, 1991. - С. 134-135.
14. Мотеюнас И.И. Расчет переходных процессов в формирователях мощных импульсов на переключателях тока // Научные труды вузов Лит.ССР. Сер. Радиоэлектроника.- 1974.- т.10, №3.- С. 188-195.
15. Сидоров А.С. Быстродействие транзисторного переключателя тока // Материалы 6-ой науч.-техн. конф. Сер. Радиоизмерения. - 1975. - Т. 3. - С. 200-204.
16. Кублановский Я.С. Переходные процессы. - М.: Энергия, 1974,- 88 с.

17. Борзенко Е., Лисов Є. Високоточні універсальні прилади – калібратори. // Метрологія та прилади. – 2006. -№ 2. – с. 40-42.

УДК: 629.783

Л. М. Рижков, І. С. Шилко

АЛГОРИТМ ОЦІНЮВАННЯ ФАЗОВОГО ВЕКТОРА СУПУТНИКА НА ОСНОВІ ВИКОРИСТАННЯ ДАТЧИКА ЗЕМЛІ ТА МАГНІТОМЕТРА

Запропоновано алгоритм оцінювання фазового вектора супутника, в якому використовується інформація датчика Землі і магнітометра. Приведено результати моделювання, які свідчать про ефективність цього алгоритму в задачі управління рухом супутника.

Предложен алгоритм оценивания фазового вектора спутника, в котором используется информация датчика Земли и магнитометра. Приведены результаты моделирования, которые свидетельствуют об эффективности этого алгоритма в задаче управления движением спутника.

The algorithm of evaluation of satellite phase vector on the using of Earth sensor and magnetometer information is offered. Design results testify the efficiency of this algorithm in the task of satellite control.

Вступ

Отримання інформації про просторове положення супутника є одним з найбільш важливих і складних етапів процесу керування. Пояснюється тим, що всі вимірювачі кутового положення супутника (датчики Землі та Сонця, магнітометри) є одновекторними приладами, тобто вони побудовані на використанні інформації про якийсь один вектор (напрямок на Землю, напрям на Сонце, напрям вектора напруженості магнітного поля Землі). В той же час для визначення просторового положення супутника необхідна інформація про два вектори (двовекторна орієнтація). Але навіть при одночасній наявності таких вимірювачів залишається проблема одночасного використання інформації вимірювачів, тобто проблема розробки алгоритму обробки інформації з цих вимірювачів.

На даний час найбільш поширеним методом визначення кутів орієнтації супутника є алгоритм TRIAD [1,2] за яким вимірюються проєкції двох векторів на осі зв'язаної з супутником системи координат, обчислю-

ються проєкції цих векторів на осі орбітальної системи координат, а далі матричним методом обчислюються напрямні косинуси між орбітальною та зв'язаною системами координат, з яких потім обчислюються кути орієнтації супутника. Це суто обчислювальний метод, що ускладнює аналіз, наприклад, методичних та інструментальних похибок точності орієнтації.

Постановка задачі

Розглянемо інший алгоритм визначення кутового положення супутника, який в свої основі є також двовекторним. Будемо вважати відомими кути тангажу та крену (вимірюються датчиком Землі) та три проєкції вектора напруженості магнітного поля Землі на осі зв'язаної системи координат (вимірюються магнітометрами). Задача полягає в тому, щоб на основі цієї інформації обчислити третій кут орієнтації – кут рискання. Далі ці кути використовуються для керування рухом супутника.

Алгоритм обчислення кута рискання

Рух супутника будемо розглядати в орбітальній системі координат $OX_0Y_0Z_0$ (рис. 1), де ω_0 – орбітальна кутова швидкість. Взаємне положення орбітальної системи

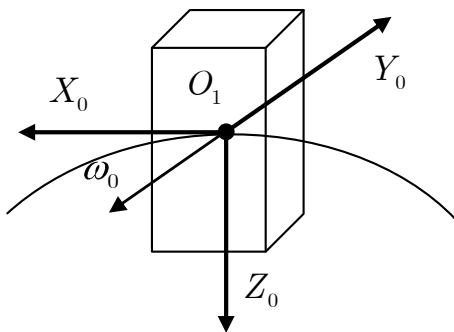


Рис.1. Супутник в ОСК

координат та системи координат $OXYZ$, зв'язаної з супутником, показано на рис. 2. Будемо вважати відомими (обчисленими) проєкції a_{x0}, a_{y0}, a_{z0} вектора індукції

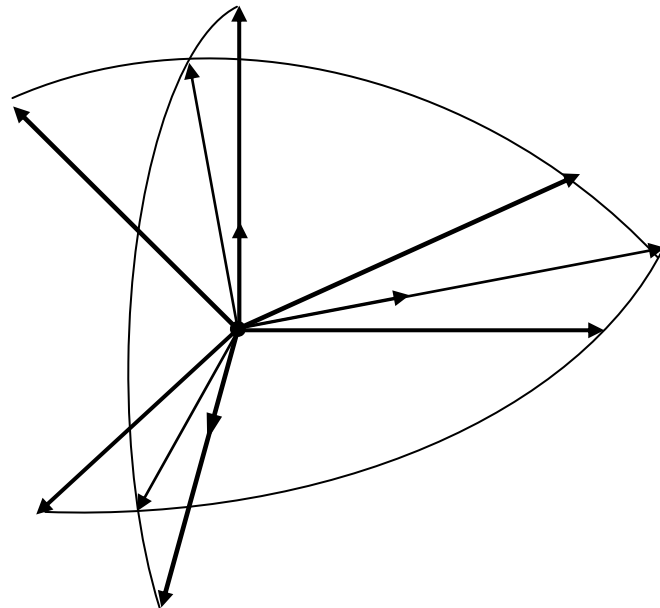


Рис. 2. Системи координат

магнітного поля Землі на осі орбітальної системи координат, та відомими (виміряними) проєкції a_x, a_y, a_z вектора індукції магнітного поля Землі на осі зв'язаної системи координат. Відомими будемо також вважати кути θ та φ , виміряні датчиком горизонту.

Використовуючи рис. 2, отримаємо наступні співвідношення:

$$\begin{aligned}
a_x &= a_{x0} \cos \psi \cos \theta + a_{y0} \sin \psi \cos \theta - a_{z0} \sin \theta ; \\
a_y &= a_{x0} (-\sin \psi \cos \theta + \cos \psi \sin \theta \sin \phi) + \\
&+ a_{y0} (\cos \psi \cos \theta + \sin \psi \sin \theta \sin \phi) + a_{z0} \cos \theta \sin \phi ; \\
a_z &= a_{x0} (\sin \psi \sin \theta + \cos \psi \cos \theta \sin \phi) + a_{y0} (-\cos \psi \sin \theta + \\
&+ \sin \psi \cos \theta \sin \phi) + a_{z0} \cos \theta \cos \phi .
\end{aligned} \tag{1}$$

Для знаходження кута ривання поступимо таким чином. Перетворимо друге і третє рівняння системи (1):

$$\begin{cases} a_{x0} \cos \theta \cos \psi + a_{y0} \cos \theta \sin \psi = \mu_1; \\ -a_{y0} \cos \psi + a_{x0} \sin \psi = \mu_2, \end{cases} \tag{2}$$

де $\mu_1 = a_x + a_{z0} \sin \theta$; $\mu_2 = a_z \sin \phi - a_y \cos \phi$.

З системи (2) отримаємо наступний вираз для обчислення кута ψ :

$$\sin \psi = \frac{\mu_2 a_{x0} \cos \theta + \mu_1 a_{y0}}{\cos \theta (a_{x0}^2 + a_{y0}^2)}. \tag{3}$$

На основі виразу (3) будується алгоритм обчислення кута ψ . Для цього необхідно знайти проекції вектора магнітної індукції Землі на осі орбітальної (обчислюються) та зв'язаної (вимірюються магнітометрами) систем координат та кути θ та ϕ (вимірюються датчиком Землі).

Для малих значень кутів вираз (3) спрощується і набуває вигляду

$$\psi = \frac{1}{a_{x0}^2 + a_{y0}^2} a_x a_{y0} - a_y a_{x0} + a_z a_{x0} \phi + a_{z0} a_{y0} \theta . \tag{4}$$

Зазначимо, що для малих кутів мають місце ще більш прості вирази для визначення кута ψ . Щоб показати це, запишемо співвідношення (1) для малих кутів:

$$\begin{aligned}
a_x &= a_{x0} + a_{y0} \psi - a_{z0} \theta; \\
a_y &= -a_{x0} \psi + a_{y0} + a_{z0} \phi; \\
a_z &= a_{x0} \theta - a_{y0} \phi + a_{z0}.
\end{aligned} \tag{5}$$

З першого рівняння системи (5) знаходимо

$$\psi = \frac{1}{a_{y0}} a_x - a_{x0} + a_{z0} \theta . \tag{6}$$

З другого рівняння системи (5) знаходимо

$$\psi = \frac{1}{a_{x0}} a_{z0} \phi - a_y + a_{y0} . \tag{7}$$

З виразів (5), (6) бачимо, що формально для обчислення кута ψ достатньо знати лише один кут: θ або φ . Щоб визначити, яка з формул (4), (6) або (7) є більш прийнятною, проаналізуємо вирази для проєкцій a_{x0}, a_{y0}, a_{z0} для найбільш простої моделі магнітного поля Землі, коли геомагнітна вісь співпадає з географічною [3]. Тоді :

$$\begin{bmatrix} a_{x0} \\ a_{y0} \\ a_{z0} \end{bmatrix} = \frac{M_3}{r^3} \begin{bmatrix} \cos u \sin i \\ \cos i \\ -2 \sin u \sin i \end{bmatrix}, \quad (8)$$

де M_3 – магнітний момент Землі;
 r – відстань від центра Землі до МС;
 i – нахил орбіти;
 u – аргумент широти.

Бачимо, що внаслідок зміни аргументу широти проєкція a_{x0} на протязі одного витку орбіти чотири рази дорівнює нулеві, тобто обчислення кута в цих точках орбіти є неможливим. Тому використання формули (7) є недоцільним. З цієї точки зору вираз (6) є більш прийнятним для використання. Хоча і в цьому випадку є обмеження на вибір орбіти – вона не повинна бути полярною (в цьому випадку $i = 90^\circ$, тобто $a_{y0} = 0$ і алгоритм не функціонує). Зауважимо, що при $i = 90^\circ$ не функціонує і алгоритм при використанні формули (4) при значеннях аргументу широти $u = 90^\circ$. Алгоритм TRIAD [1,2] в цьому випадку не функціонує. Це пояснюється тим, що в цій точці орбіти два вектори (вектор магнітного поля Землі і місцева вертикаль) збігаються, тобто двовекторна система оцінювання перетворюється в одновекторну.

Двовекторні системи типу TRIAD є досить чутливими до інструментальних похибок обчислювача, тому проаналізуємо це питання стосовно запропонованого алгоритму. Для цього приймемо, що датчик Землі вимірює кут тангажу з помилкою:

$$\theta_* = \theta + \Delta_\theta, \quad (9)$$

де θ_* – значення кута, яке формуються вимірювачем; Δ_θ – похибка вимірювача.

З'ясуємо, як похибка вимірювача впливає на точність обчислення кута ψ . Для цього запишемо формулу (3) у вигляді

$$\sin(\psi + \Delta_\psi) = \frac{\mu_2 a_{x0} \cos \theta_* + \mu_{1*} a_{y0}}{\cos \theta_* (a_{x0}^2 + a_{y0}^2)}, \quad (10)$$

де $\mu_{1*} = a_x + a_{z0} \sin \theta_*$.

Вважаючи похибку Δ_θ малою, отримаємо такий вираз для похибки оцінювання кута ψ :

$$\Delta\psi = \frac{a_{y0}}{a_{x0}^2 + a_{y0}^2 \cos\psi} \left(\mu_1 \frac{\sin\theta}{\cos^2\theta} + a_{z0} \right) \Delta_\theta. \quad (11)$$

На рис. 3 наведений графік, який характеризує похибку оцінювання в різних точках орбіти (прийняті наступні данні: $i = 98^\circ$; $u = 0,00112t$, $\psi = 20^\circ$; $\theta = \varphi = 10^\circ$; $\Delta_\theta = 0,1^\circ$). Отримана точність є прийнятною для побудови систем керування супутників.

Моделювання руху супутника підтверджує ефективність використання запропонованого обчислювача в системі керування супутником.

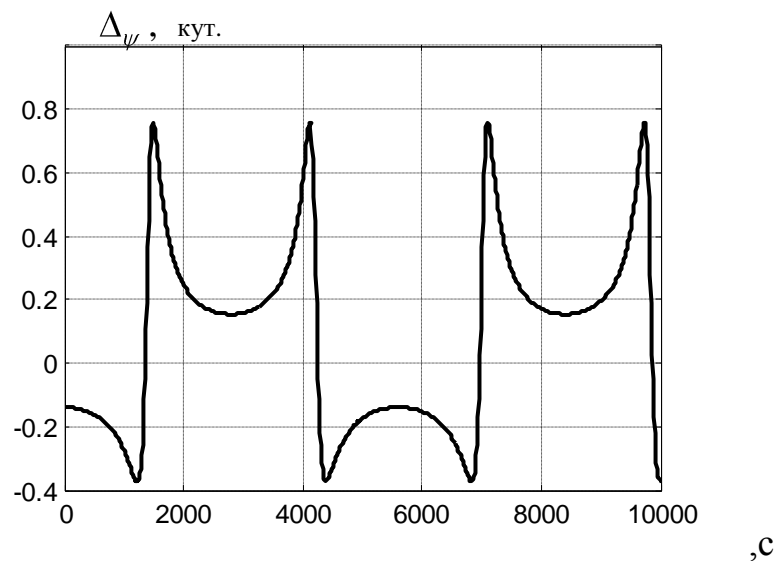


Рис. 3. Похибка оцінювання

Висновки

Запропонований алгоритм дозволяє отримати належну точність визначення кута рискання супутника. В подальших дослідженнях доцільно розглянути методичні та інструментальні похибки цього алгоритму.

Список використаної літератури

1. *Shuster, M.D., and Oh, S.D.* Three-Axes Attitude Determination from Vector Observation // *Journal of Guidance and Control*. – 1981. – Vol. 4, №1 – P.70-77.
2. *Krogh K., Shreder E.* Attitude determination for AAU CuberSat // *Aalborg University: Department of Control Engineering*. - 2002. – P. 133.
3. *Коваленко А.П.* Магнитные системы управления космическими летательными аппаратами. – М.: Машиностроение, 1975.– 247 с.