

ІНФОРМАЦІЙНІ ТЕХНОЛОГІЇ

УДК 681.31.001

БАГАЦЬКИЙ О.В.

Інституту кібернетики ім. В. М. Глушкова НАН України, м. Київ

ПОКАЗНИКИ ЯКОСТІ ТА ОЦІНКА ЯКОСТІ НАДАННЯ КОМУНАЛЬНИХ ПОСЛУГ

Анотація: Запропоновано створення функцій відповідності для визначення параметру «якість комунальних послуг» та висунуті вимоги до таких функцій. Також наведена методика визначення якості комунальних послуг. Розглянуто дві найбільш розповсюджені аналітичні функції, що задовольняють необхідним вимогам та розраховані основні характеристики цих функцій.

Аннотация: Предложено создание функций соответствия для определения параметра «качество коммунальных услуг» и определены требования для таких функций. Также приведена методика определения качества коммунальных услуг. Рассмотрено две наиболее распространенные аналитические функции, которые удовлетворяют необходимым условиям и рассчитаны основные характеристики этих функций.

The Abstract: Proposed establishment of the parameter functions for determining compliance with the "quality of public utilities" and defines the requirements for these functions. It also describes a method of determining the quality of public utilities. Was considered the two most common analytic functions that satisfy the necessary conditions and calculated the main characteristics of these functions.

Постановка проблеми

В сучасних містах існує багато мереж, по яким від виробників до споживачів доправляються різні види комунальних послуг. Мережі характеризуються двома видами параметрів – параметрами потенціалу та потоку [1]. За підтримання параметрів потенціалу відповідає виробник або постачальник послуг, а параметри потоку формує споживач.

До параметрів потенціалу належать напруга та частота в електричній мережі, тиск в мережах холодного водопостачання, тиск та температура теплоносія в мережах гарячого водопостачання та опалення, тиск, температура та теплоутворювальна спроможність газу у газових мережах. Параметри потенціалу вимірюються в іменованих одиницях, наприклад, вольтах, герцах, паскалях та ін..

Умови виробництва та постачання комунальних послуг змінюється в дуже великому діапазоні, споживачі використовують послуги за кількістю та в часі на свій розсуд, тому підтримання параметрів потенціалу з визначеною якістю є великою проблемою для виробників та постачальників послуг, яка, в свою чергу, призводить до проблем при споживанні неякісних послуг.

Аналіз останніх досліджень і публікацій

Сучасні нормативні документи з якості визначають показники якості комунальних послуг як відхилення від нормативних параметрів потенціалу [2], [3], [4].

Нормою може бути діапазон допустимих та максимально припустимих відхилень від номінального значення, діапазон припустимих значень або максимальне (мінімальне) значення параметра потенціалу, які не повинні перебільшуватися (зменшуватися). Таким чином, якщо параметри потенціалу вимірюються, то показники якості за результатами цих вимірювань вираховуються.

Згідно з [4], погіршення показників якості з температури в приміщенні в опалювальний сезон та з температури гарячої води призводить до зменшення оплати за відповідну послугу.

Зменшення температури по відношенню до 18°C на один градус зменшує оплату за послугу на 5%. Якщо температура в приміщенні нижче 12°C, оплата за послугу не повинна стягуватися.

За [4] нормована температура у точці забору гарячої води повинна бути не нижче 50°C та не вище ніж 75°C. при температурі гарячої води понад 50°C оплата проводиться за установленними тарифами; від 49°C до 45°C – зменшується на 10% за весь строк відхилення; від 44°C до 40°C – зменшується на 30% за весь строк відхилення; менше 40°C – оплата проводиться за тарифами холодної води за весь строк відхилення.

Відхилення показників якості електро- та газопостачання від норми не пов'язані в нормативних документах [2] та [3] з величиною оплати за них. Також не пов'язаний зі зменшенням оплати зменшення такого показника якості, як тиск теплоносія у опалювальній мережі та тиск газу у газомережі і мережах холодного та гарячого водопостачання.

Постановка задачі та мета досліджень

На погляд автора, якість послуги та вплив якості на оплату необхідно визначати не як зменшення оплати за декількома коефіцієнтами, а у більш загальному вигляді, через деяку аналітичну функцію, з застосуванням якої можливо визначити якість для довільного виміряного значення параметру потенціалу.

Найбільш важливі показники якості визначають діапазоном припустимих та максимально припустимих відхилень від номінального значення параметру потенціалу (усталене відхилення напруги та частоти в електричній мережі, теплоутворювальна спроможність газу та ін.). В подальшому будемо вважати,

що показник якості може бути різним, але він не змінюється за час споживання комунальної послуги, для якого виконується розрахунок оплати.

Метою роботи є створення методики визначення якості комунальної послуги в залежності від відхилень фактично виміряних параметрів потенціалу від їх номінального значення та врахування цієї якості при сплаті за спожиту комунальну послугу.

Плата за послугу, якість надання послуги та функція відповідності

Плата за послугу нараховується за мультиплікативною формулою (1). При умові, що показники якості послуги відповідають нормі:

$$P = T \cdot K, \quad (1)$$

де P – плата за послугу, грн.; T – тариф за послугу, грн./кВт·г, грн./м³; K – кількість спожитої послуги, кВт·г, м³.

Якщо показник якості послуги не відповідає нормі, то доцільно ввести також мультиплікативно в формулу деяку функцію, яка залежить від відхилень значень реального показника від його номінального значення.

Тоді формула (1) перетворюється на формулу (2):

$$P = T \cdot K \cdot y, \quad (2)$$

де y – функція, яка характеризує відхилення параметру потенціалу від його номінального значення.

У загальному випадку якість надання послуги є відповідність фактично виміряного параметру потенціалу у певного споживача значенню параметра, визначеному в ГОСТ, ДСТУ, ТУ або в іншому нормативному документі.

Сама відповідність характеризується функцією відповідності y , до якої висуваються наступні вимоги:

Функція відповідності повинна мати в своєму складі як параметр номінальне та граничне значення параметра потенціалу, а як змінну – виміряне значення цього ж параметра.

Діапазон існування виміряних параметрів потенціалу, який визначається граничними значеннями, повинен бути більшим, ніж припустимі та максимально припустимі відхилення від номінального значення.

Функція відповідності повинна бути безрозмірною та змінюватись від одиниці (виміряне значення параметра потенціалу дорівнює номінальному значенню) до граничного значення функції, яке знаходиться між одиницею та мінімумом.

Функція відповідності повинна монотонно зменшуватись зі збільшенням відхилення виміряного параметра потенціалу від номінального значення.

Граничні значення функції відповідності на межах діапазону існування визначаються вимогами споживача з умовами роботоспроможності пристроїв комунальних послуг у споживача та економічними міркуваннями.

Якщо параметр потенціалу відхиляється від номінального значення на більшу величину, ніж діапазон існування, визначення оплати за формулою (2) з урахуванням функції відповідності припиняється, тому що параметр потенціалу стає катастрофічно малим або великим. Для цих випадків повинен діяти інший механізм визначення якості, наприклад, підрахунок часу виходу за діапазон існування з відповідними штрафними санкціями для виробника або постачальника комунальних послуг.

Розглянемо декілька типів функції відповідності.

Кусково-лінійна функція. Як відомо, кожен монотонну функцію можливо розкласти в ряд Тейлора і обмежитися, відповідно до допустимої похибки, певною кількістю складових цього ряду.

Припустимо, що враховано тільки постійну складову ряду Тейлора. Тоді необхідно виміряти та розрахувати статистичні параметри відхилення параметрів потенціалу від номінального значення в певному сегменті мережі комунальних послуг і призначити для нього відповідний постійний коефіцієнт, до якого зведеться функція відповідності.

Фактично це еквівалентно зменшенню тарифу на комунальну послугу для цього сегмента. Цей метод погано узгоджується з ринковими умовами, згідно з якими сплачувати необхідно за конкретні кількості і якість спожитої послуги у конкретного споживача.

Якщо обмежитися двома першими складовими ряду Тейлора, то функція відповідності буде лінійною. Відоме рівняння лінійної функції приведено нижче.

$$y = ax + b, \quad (3)$$

де y – функція відповідності; x – виміряний параметр потенціалу; a , b – постійні коефіцієнти.

Також відоме рівняння лінійної функції, що задана двома точками x_1 , y_1 та x_2 , y_2 , приведено у формулі (4).

$$\frac{y - y_1}{y_2 - y_1} = \frac{x - x_1}{x_2 - x_1}, \quad (4)$$

Вирази для постійних коефіцієнтів з (3) у вигляді функцій від y_1 та y_2 знайдемо у формулах (5) та (6).

$$a = -y_1 \cdot \frac{1}{(x_2 - x_1)} + y_2 \cdot \frac{1}{(x_2 - x_1)}, \quad (5)$$

$$b = y_1 \cdot \left[1 + \frac{x_1}{(x_2 - x_1)} \right] - y_2 \cdot \frac{x_1}{(x_2 - x_1)}. \quad (6)$$

Якщо номінальне значення параметру потенціалу $x_{ном} = x_1 = 1$ знаходиться між двома граничними значеннями параметра потенціалу $x_{гр\ min}$ та $x_{гр\ max}$, то функція відповідності стає кусково-лінійною і визначається двома парами постійних коефіцієнтів a_{min}, b_{min} та a_{max}, b_{max} .

Таблиця 1

X_i	Y_{i1}	Y_{i2}	Y_{i3}
0,7	0,7	0,8	0,500001
0,8	0,8	0,866667	0,666667
0,9	0,9	0,933333	0,833334
0,95	0,95	0,966667	0,916667
0,975	0,975	0,983333	0,958333
1	1	1	1
1,025	0,975	0,95	0,95
1,05	0,95	0,9	0,9
1,1	0,9	0,8	0,8
1,2	0,8	0,6	0,6
1,3	0,7	0,400001	0,400001

Таблиця 2

№	Y_{min}	Y_{max}	a_{min}	b_{min}	a_{max}	b_{max}
1	0,7	0,7	0,999999	1E-06	-1	1,999999
2	0,8	0,4	0,666666	0,333334	-2	2,999998
3	0,5	0,4	1,666665	-0,666667	-2	2,999998

При цьому для кожного значення параметра потенціалу x_i між $x_{гр\ min}$ та $x_{гр\ max}$ можливо визначити значення функції відповідності $y_i = K_{Яi}$, яке у подальшому будемо вважати миттєвим коефіцієнтом якості $K_{Яi}$.

Припустимо, що $y_{ном} = y_1 = 1$ та $x_{ном} = x_1 = 1$; $x_{гр\ min} = 0,7x_{ном}$, $x_{гр\ max} = 1,3x_{ном}$. Тоді дві пари коефіцієнтів a_{min}, b_{min} та a_{max}, b_{max} розраховуються як функції y_{min} та y_{max} за рівняннями, що наведені нижче.

$$a_{min} = -y_{min} \cdot 3, (3) + 3, (3); \quad b_{min} = y_{min} \cdot 3, (3) - 2, (3);$$

$$a_{max} = y_{max} \cdot 3, (3) - 3, (3); \quad b_{max} = -y_{max} \cdot 3, (3) + 4, (3).$$

Розраховані в середовищі Excel миттєві коефіцієнти якості $K_{Яi}$ і вихідні дані для їх розрахунку та побудовані за ними графіки кусково-лінійних функцій відповідності $y_{гр\ min} = y_{гр\ max} = 0,7$; $y_{гр\ min} = 0,8$; $y_{гр\ max} = 0,4$ та для $y_{гр\ min} = 0,5$; $y_{гр\ max} = 0,4$ наведені в таблицях 1 і 2 та на рис. 1.

Значення $x_{ep\ min}$, $y_{ep\ min}$ та $x_{ep\ max}$, $y_{ep\ max}$ можуть бути різними, в залежності від конкретних умов, які виникають при використанні комунальних послуг. При цьому постійні коефіцієнти a та b розраховують виходячи з формул (5) та (6).

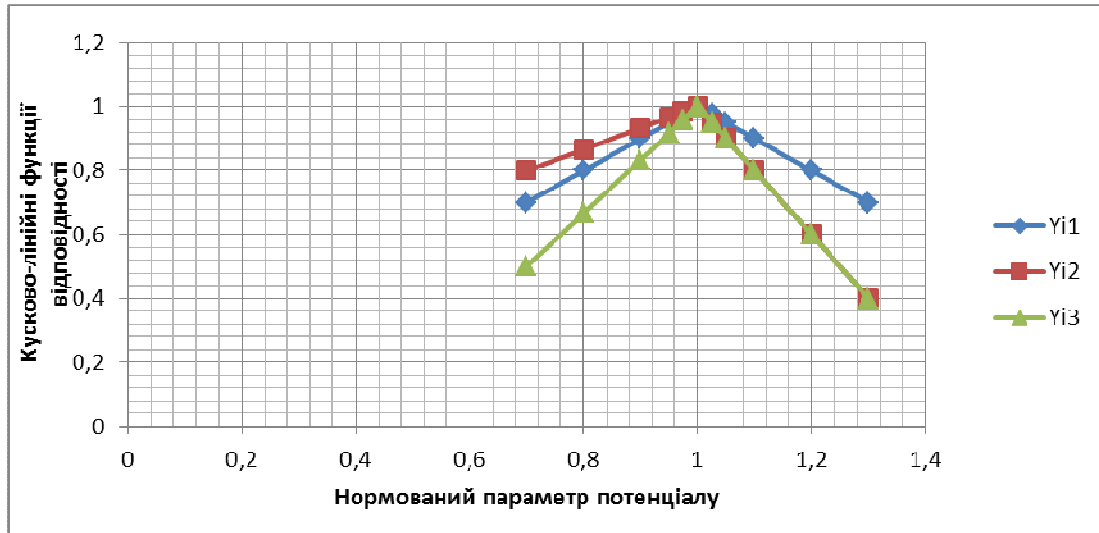


Рисунок 1 – Графіки кусково-лінійних функцій відповідності

Квадратична функція відповідності. Три складові ряду Тейлора відповідають квадратичній функції, рівняння якої наведено нижче

$$y = ax^2 + bx + c, \quad (7)$$

де x – вимірне значення параметру потенціалу; y – функція відповідності; a, b, c – постійні коефіцієнти.

Для трьох відомих точок x_1, y_1, x_2, y_2 та x_3, y_3 , які визначаються граничними умовами, можливо побудувати квадратичну функцію відповідності, для чого необхідно знайти коефіцієнти a, b, c . В математичному плані це зводиться до вирішення лінійної системи з трьох рівнянь з трьома невідомими з використанням для розв’язку, наприклад, методу Гауса за схемою одиничного ділення.

Знайдені формули (8), (9) та (10) для розрахунку c, b та a у вигляді функцій від y_1, y_2 та y_3 мають вигляд

$$c = -y_1 \cdot \frac{\alpha}{\gamma} + y_2 \cdot \frac{\beta}{\gamma} + y_3 \cdot \frac{1}{\gamma}; \quad (8)$$

$$b = -y_1 \cdot \left[\frac{x_2^2/x_1^2}{d} - \frac{e}{d} \cdot \frac{\alpha}{\gamma} \right] + y_2 \cdot \left[\frac{1}{d} - \frac{e}{d} \cdot \frac{\beta}{\gamma} \right] - y_3 \cdot \frac{e}{d \cdot \gamma}; \quad (9)$$

$$a = y_1 \cdot \left[\frac{1}{x_1^2} + \frac{x_2^2/x_1^2}{d} - \left(\frac{e}{x_1 \cdot d} - \frac{1}{x_1^2} \right) \cdot \frac{\alpha}{\gamma} \right] - y_2 \cdot \left[\frac{1}{x_1 \cdot d} - \left(\frac{e}{x_1 \cdot d} - \frac{1}{x_1^2} \right) \cdot \frac{\beta}{\gamma} \right] + y_3 \cdot \left[\left(\frac{e}{x_1 \cdot d} - \frac{1}{x_1^2} \right) \cdot \frac{1}{\gamma} \right], \quad (10)$$

$$\text{де } \alpha = x_3^2 \cdot \left(\frac{1}{x_1^2} + \frac{x_2^2/x_1^2}{x_1 \cdot d} \right) - x_3 \cdot \frac{x_2^2/x_1^2}{d}; \quad \beta = x_3^2 \cdot \frac{1}{x_1 \cdot d} - x_3 \cdot \frac{1}{d};$$

$$\gamma = x_3^2 \cdot \left(\frac{e}{x_1 \cdot d} - \frac{1}{x_1^2} \right) - x_3 \cdot \frac{e}{d} + 1; \quad d = x_2 - x_1 \cdot \frac{x_2^2}{x_1^2}; \quad e = 1 - \frac{x_2^2}{x_1^2}.$$

Для граничних умов $x_1 = x_{ном} = 1, x_2 = x_{ep\ min} = 0,7x_{ном}, x_3 = x_{ep\ max} = 1,3x_{ном}$ коефіцієнти a, b, c розраховуються відповідно до формул, наведених нижче

$$c = -y_1 \cdot 10,11118 + y_2 \cdot 7,21674 + y_3 \cdot 3,88893;$$

$$b = y_1 \cdot 22,222389 - y_2 \cdot 12,764464 - y_3 \cdot 9,444544;$$

Розраховані в середовищі Excel миттєві коефіцієнти якості $K_{Яi}$, вихідні дані для їх розрахунку та їх графіки для $y_{ep \min} = y_{ep \max} = 0,7$; $y_{ep \min} = 0,8$; $y_{ep \max} = 0,4$ та для $y_{ep \min} = 0,5$; $y_{ep \max} = 0,4$ наведені в 3 і 4 та на 2.

Таблиця 3

X_i	Y_{i1}	Y_{i2}	Y_{i3}
0,7	0,7	0,8	0,5
0,8	0,866777	0,955682	0,788969
0,9	0,966777	1,022349	0,955635
0,95	0,991736	1,022301	0,993105
0,975	0,997955	1,013932	1,000375
1	1	1	1
1,025	0,997872	0,980504	0,991981
1,05	0,99157	0,955445	0,976319
1,1	0,966445	0,888635	0,922063
1,2	0,866113	0,688255	0,721823
1,3	0,699003	0,398859	0,399282

Таблиця 4

№	Y_{\min}	Y_{\max}	a	b	c
1	0,7	0,7	-3,33887	6,676083	-2,33721
2	0,8	0,4	-4,45078	8,233	-2,78222
3	0,5	0,4	-6,1151	12,06234	-4,94724

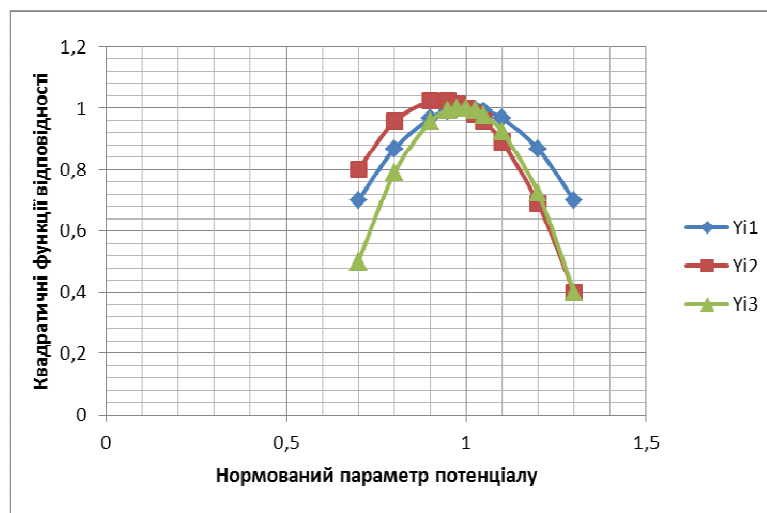


Рисунок 2 – Графіки квадратичних функцій відповідності.

Порівняльний аналіз функцій відповідності.

В документі [4] приведені коефіцієнти, які необхідно використовувати для зменшення оплати за гарячу воду при зменшенні її температури.

Розраховані миттєві коефіцієнти якості для зазначених коефіцієнтів у вигляді графіка представлені на 3.

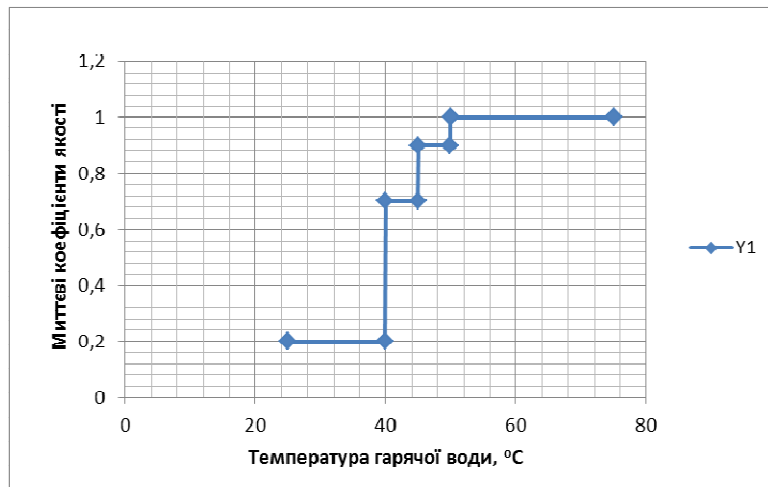


Рисунок 3 – Миттєві коефіцієнти якості для температури гарячої води

Оскільки в [4] визначено, що починаючи з температури 39 °C і нижче за використання гарячої води сплачують як за холодну воду, то миттєвий коефіцієнт якості для цих температур дорівнює відношенню тарифу за холодну воду до тарифу за гарячу воду, тобто 0,2.

При побудові графіку миттєвих коефіцієнтів якості вважалось, що температура 39,9 °C, 44,9 °C, 49,9 °C дорівнюють відповідно 39 °C, 44 °C, 49 °C, тобто округлення відбувалось шляхом відкидання десяткових часток.

Недоліком графіку, що зображений на рисунку 1 є порівняно невеликий діапазон зміни напрямків потенціалу, які призводять до зміни коефіцієнтів якості та невеликий діапазон значень миттєвих коефіцієнтів якості.

За формулою з документу [4] розрахована та побудована функція відповідності для температур у житловій кімнаті, що характеризує якість опалення в даній кімнаті. Кусково-лінійна функція наведена на рис. 4.

Недоліком цієї функції є малий діапазон значень функції, що змінюється при зміні параметрів потенціалу.

Кусково-лінійні функції відповідності наведені на рисунку 1, характерні тим, що значення першої похідної поблизу номінального значення параметра потенціалу та на кінці діапазону існування однакові. Це є недоліком кусково-лінійної функції, тому що з нормативних документів [3], [4] відомо, що невелике відхилення (до 5 %) вважається допустимим і в цьому діапазоні функція відповідності повинна бути якомога ближче до 1.

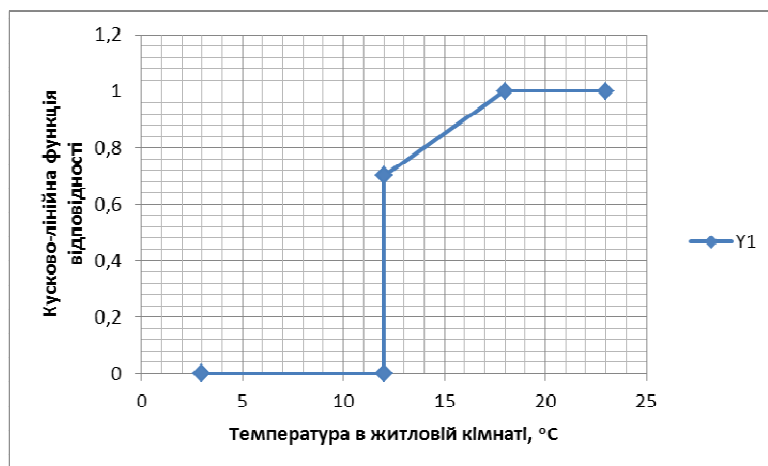


Рисунок 4 – Графік функції відповідності для температури в житловій кімнаті

Квадратичні функції відповідності зображені на рис. 2. В математичному відношенні квадратична функція (7) є параболою з віссю, що паралельна осі ординат. Тому вимогам, які сформульовані для функцій відповідності в цій статті, задовольняють не всі квадратичні функції. Наприклад, якщо номінальне значення параметру потенціалу знаходиться посередині між значеннями $X_{gp\ min}$ та $X_{gp\ max}$ то повинна виконуватись умова $Y_{gp\ min} = Y_{gp\ max}$, що на рис. 2 відповідає функції Y_1 .

У загальному випадку значення $Y_{gp\ min}$ та $Y_{gp\ max}$ можуть бути заданими довільними, в залежності від конкретних умов при використанні конкретних комунальних послуг. Наприклад, перевищення напруги в електричній мережі може призвести до псування приладів або навіть їх загоряння, тому $Y_{gp\ max}$ повинен бути меншим, а зниження напруги може призвести тільки до втрати роботоспроможності, і тому $Y_{gp\ min}$ може бути більшим. На рис. 2 цьому випадку відповідає функція Y_3 при $Y_{gp\ min} = 0,5$; $Y_{gp\ max} = 0,4$.

Однак при цьому максимальне значення функції відповідності досягається при $x = 0,975$ і дорівнює 1,000375, що у математичному сенсі не відповідає вимогам до функції відповідності.

З метою кількісного визначення впливу зміщення та величини максимуму функції відповідності виконані розрахунки для $Y_{gp\ min} = 0,8$; $Y_{gp\ max} = 0,4$. Цей випадок зображений на рис. 2 у вигляді графіку для функції Y_2 . Для 100 % різниці граничних значень максимум зсувається на 10 %, тобто до 0,9, а величина збільшується на 2,2 %, тобто до 1,0223, як це видно з табл. 3.

Таким чином, в практичних розрахунках для визначення миттєвих коефіцієнтів якості ці похибки не є визначальними.

Відхилення параметра потенціалу від номінального значення на 5 % призводить до зменшення по відношенню до одиниці значення лінійної функції відповідності (y_1 на рис. 1) на 5 %, а зменшення значення квадратичної функції з тими ж граничними значеннями складає 0,2 %, що в 25 разів менше попереднього результату.

Саме тому квадратична функція більш відповідає вимогам до функції відповідності бути якомога ближче до одиниці при відхиленні параметру потенціалу на 5% від номінального значення.

Методика визначення якості комунальних послуг

1. З урахуванням вимог споживача та умов роботоспроможності приладів визначається граничні значення відхилень параметрів потенціалу $X_{gp\ min}$ та $X_{gp\ max}$.

2. Розраховуються числові коефіцієнти для функцій відповідності за формулами і будується функція відповідності.

3. Діапазон граничних змін параметрів потенціалу поділяється на декілька ділянок, серед яких обов'язково повинні бути діапазони припустимих та максимально припустимих відхилень.

4. Для кожної межі між ділянками розраховуються коефіцієнти якості, наведені у табл. Таблиця 5 та на рис. 5, які у подальшому використовуються для розрахунку плати за послугу.

Таблиця 5.

X	$Y_{min}=0,7$ $Y_{max}=0,7$		$Y_{min}=0,8$ $Y_{max}=0,4$		$Y_{min}=0,5$ $Y_{max}=0,4$	
	$K_{лін}$	$K_{кв}$	$K_{лін}$	$K_{кв}$	$K_{лін}$	$K_{кв}$
0,7 - 0,8	0,7	0,7	0,8	0,8	0,5	0,5
0,8 - 0,9	0,8	0,85	0,85	0,95	0,65	0,8
0,9 - 0,95	0,9	0,95	0,95	1	0,85	0,95
0,95 - 1,0	0,95	1	1	1	0,9	1
1	1	1	1	1	1	1
1,0 - 1,05	0,95	1	0,9	0,95	0,9	1
1,05 - 1,1	0,9	0,95	0,8	0,9	0,8	0,9
1,1 - 1,2	0,8	0,85	0,6	0,7	0,6	0,7
1,2 - 1,3	0,7	0,7	0,4	0,4	0,4	0,4

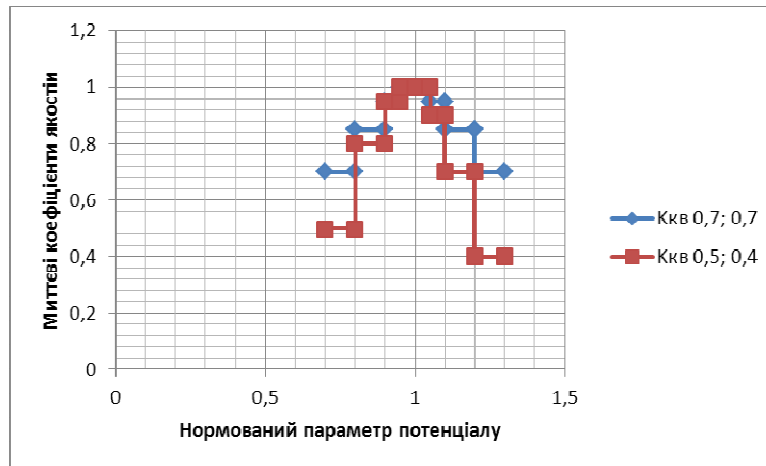


Рисунок 5 – Миттєві коефіцієнти якості квадратичних функцій відповідності для різних граничних умов

Висновки

Таким чином, в статті якість надання комунальної послуги визначена як ступінь відповідності вимірних параметрів потенціалу параметрам потенціалу, визначених в нормативних документах. Ступінь відповідності визначається функцією відповідності, значення якої для певного значення вимірюваного параметру потенціалу є миттєвим коефіцієнтом якості. Проаналізовано два можливих типи функцій відповідності (кусково-лінійна та квадратична) та описано основні недоліки та переваги обох цих типів. Також наведена методика визначення якості комунальних послуг.

Список літератури

1. И.П. Норенков, «Основы автоматизированного проектирования», М., МГТУ им. Н.Э.Баумана, 2006. – 448 с.
2. ГОСТ 13109-97 «Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения».
3. ГОСТ 5542-87 «Газы горючие природные для промышленного и коммунально-бытового назначения».
4. Постанова Кабінету Міністрів №151 від 17 лютого 2010 року.

Відомості про авторів

Багацький Олексій Валентинович – молодший науковий співробітник Інституту кібернетики ім. В. М.Глушкова НАН України, м. Київ, пр. Глушкова, 40, (044) 526-34-51.

УДК 004.942

В. В. ГЛУШАК, О. М. НОВІКОВ

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут"

ПІДХІД ДО АНАЛІЗУ ЗАГРОЗ ІНФОРМАЦІЙНОЇ БЕЗПЕКИ З ВИКОРИСТАННЯМ БАЙЄСІВСЬКИХ МЕРЕЖ

Анотація. Робота присвячена розробці підходу до аналізу та оцінки ймовірностей реалізації загроз інформації з ефективним поєднанням експертного досвіду та емпіричних даних. В якості апарату для отримання ймовірнісних характеристик загроз обрано апарат байєсівських мереж.

Ключові слова: загрози інформаційної безпеки, вразливості інформаційної безпеки (ІБ), механізми захисту, Байєсівська мережа.

Аннотация. Работа посвящена разработке подхода к анализу и оценке вероятностей реализации угроз информации с эффективным сочетанием экспертного опыта и эмпирических данных. В качестве аппарата для получения вероятностных характеристик угроз избраны подходы на основе байесовских сетей.

Ключевые слова: угрозы информационной безопасности, уязвимости информационной безопасности (ИБ), механизмы защиты, байесовского сеть.

Annotation. The article is devoted to developing an approach to analyze and assess the probability of information threat with an effective combination of expertise and empirical data. To determine probabilities of threat it has been chosen approach based on Bayesian networks.

Keywords: threats to information security, information security vulnerability (IB) protection mechanisms Bayesian network.

Вступ

Проектування сучасних систем захисту інформації (СЗІ) та створення їх політик безпеки вимагає забезпеченням їх високоточними вихідними даними. Важливим етапом, що передуює аналізу ризиків інформаційної безпеки (ІБ), як ключового кроку побудови політики СЗІ, є створення моделі порушників та загроз. Від коректності побудованої моделі загроз залежать рішення, що будуть прийматися на наступних етапах, а також стійкість створеної СЗІ до атак зловмисників.

На сьогоднішній день, розроблено ряд емпіричних та формальних методів, що вирішують задачу синтезу (побудови) СЗІ. При цьому використовуються логіко-ймовірнісний підхід, теорія ігор, методи математичного програмування та інші підходи. Результати використання даних підходів наведені в роботах О.М. Новікова, А. Тимошенко, А.М. Родіонова та інших [3-5].

Аналіз сучасного стану досліджень в області захисту інформації свідчить про існування недоліків, пов'язаних, в першу чергу, з ефективним використанням накопичених статистичних даних разом з суб'єктивними експертними оцінками та розробленими математичними моделями. Проте, досі не існує підходів, що об'єднують переваги із кожної групи методів. На практиці, для аналізу ймовірності реалізації загроз ІБ використовуються або методи на основі експертних оцінок (метод аналізу ієрархій Сааті, метод узгоджених оцінок «Делфі», критерій переваги) або статистичні методи (аналіз часових рядів). Кожна група методів має свої переваги, проте для складних систем ймовірність похибки експерта збільшується, в той час як статистичні дані можуть бути непридатними для використання через свою неповноту.

Вказані аспекти побудови СЗІ можна врахувати в підході що ґрунтується на застосовувані байєсівських мереж. У порівнянні з існуючими методами аналізу даних, вони надають зрозуміліше пояснення своїх висновків, припускають логічну інтерпретацію і модифікацію структури відношень між змінними задачі, а також можливість використання у якості вихідних даних емпіричні частоти появи різних значень змінних, суб'єктивні оцінки експертів та теоретичні уявлення про математичні ймовірності тих чи інших наслідків із апріорної інформації.

Представлення байєсової мережі у вигляді графа робить її зручним інструментом для розв'язання задачі оцінки ймовірностей реалізації загроз.

Постановка задачі

Метою роботи є підвищення якості оцінок ймовірності реалізації загроз зловмисника шляхом розробки підходу що базується на застосовуванні байєсівських мереж.

Для досягнення мети необхідно розв'язати такі задачі:

- виконати аналіз змінних, що мають відношення до створення інформаційних загроз;
- побудувати ймовірнісну модель у формі байєсівської мережі для оцінювання ймовірності виникнення загрози;
- виконати обчислювальні експерименти з дослідження адекватності побудованих ймовірнісних моделей.

Побудова ймовірнісної моделі

Байєсівська мережа (БМ) – це орієнтований ациклічний граф $G = (V, E)$, вершинами якого є випадкові змінні, а ребра описують впливи між ними [1]. Побудова БМ починається з визначення змінних

$a_i \in V$, що приймають участь в задачі. Серед множини всіх змінних необхідно вибрати ті, що відносяться до цільових та описати їх можливі значення. На наступному кроці, на основі досвіду та наявної інформації, експертами визначаються апіорні ймовірності значень цих змінних $p(a_i)$. Далі необхідно описати причинно-наслідкові зв'язки між змінними у вигляді орієнтованих ребер графа $\{a_i, a_j\} \in E$, розмістивши у вузлах змінні задачі. Для кожного вузла графа, що має вхідні ребра вказати умовні ймовірності різних значень змінних для набору батьківських змінних на графі. Стан всіх батьківських змінних для вершини a_i будемо позначати через $pa(a_i)$. Для множини змінних графа виконується марківська умова, кожна змінна a_i в графі не залежить від усіх інших змінних, окрім батьківських $pa(a_i)$ [6].

Цільовими змінними в БМ $x_k \in V$, що розробляється, є потенційні загрози, до яких може бути вразлива ІКС. Всі змінні, в моделі, що розробляється, будуть дискретними. Кожна змінна-загроза може приймати одне із п'яти значень, що відповідає ймовірності її реалізації: trivial, low, medium, high, critical (несуттєва, низька, середня, висока, критична).

Інші змінні в БМ є характеристиками, набір яких дозволить ідентифікувати загрозу та визначити її ймовірність. Дані змінні були поділені на категорії, що класифікують загрози інформаційної безпеки або описують різні види зловмисників:

1. Мета несанкціонованого досутпу (НСД). Розглядається порушення конфіденційності ($p_confidentiality$), цілісності ($p_integrity$) чи доступності ($p_availability$) інформації.
2. Положення джерела НСД ($n_network$). Розподілено на 3 категорії: внутрішньосегментне, міжсегментне, зовнішнє.
3. Необхідність автентифікації для реалізації загрози (a_auth).
4. Підготовка зловмисника ($a_complexity$): висока, середня, низька.

Визначивши всі змінні мережі, необхідно описати причинно-наслідкові зв'язки між ними. Треба визначити які характеристики на які загрози впливають, а також взаємозв'язки між характеристиками, якщо є такі.

Кожній змінній потомку y_i , з батьківськими змінними $b_1, \dots, b_i, \dots, b_n$ приписується таблиця умовних ймовірностей $p(y_i | b_1, \dots, b_i, \dots, b_n)$. Якщо змінна не має предків, то замість умовної ймовірності використовується безумовна $p(y_i)$.

В якості потомків і батьківських змінних можуть виступати як цільові змінні x_k , так і змінні характеристики a_i , залежно від топології байесової мережі.

При обранні загроз для моделювання використовувалися практичні класифікатори загроз за їх наслідками. В тому числі класифікація, запропонована Пітером Меллом та методика STRIDE, що розроблена, обґрунтована і активно пропагується фахівцями з компанії Microsoft [2].

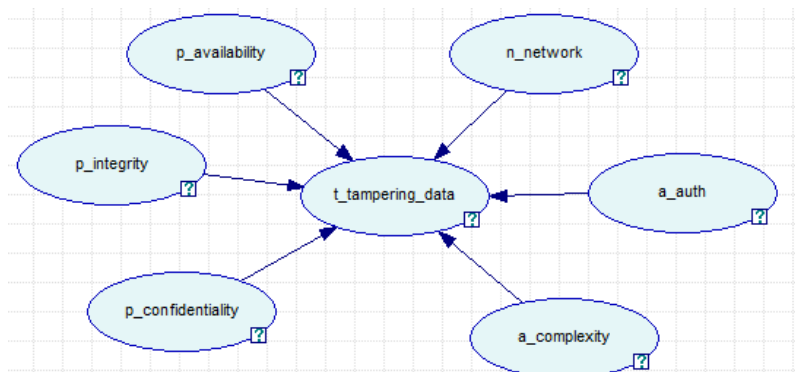


Рисунок 1 – Приклад Байесової мережі для загрози «модифікація даних»

Після визначення всіх змінних та причинно-наслідкових зв'язків між ними (рис. 1) необхідно визначити ймовірності різних значень змінних для множини батьківських змінних. Існує ряд методів для визначення вказаних ймовірностей, серед яких:

експертний (задання ймовірностей кваліфікованим фахівцем);
 статистичний (навчання мережі на основі накопичених даних про реалізовані загрози);
 математичний (визначення формальних співвідношень між змінними).

При побудові вказаної мережі застосовувалися емпіричний та статистичний підходи до отримання вихідних даних, проте основним варто виділити статистичний. В даній роботі таблиці умовних ймовірностей визначаються через навчання мережі з використанням алгоритму максимізації математичного сподівання (expected maximization) [8].

Алгоритми навчання мережі

Навчання басівської мережі відбувається на основі статистичних даних. Навчання моделі можна розділити на два етапи: навчання параметрів мережі та її структури.

Для навчання параметрів мережі з фіксованою структурою застосовано EM-алгоритм. Метою застосування даного алгоритму є уточнення апріорних припущень експерта щодо значень параметрів, а задача зводиться до визначення найбільш ймовірного рівня загрози $t \in T$ при відомій множині факторів $a_1 \dots a_n \in A$, що можуть призвести до реалізації цієї загрози. Математично це можна записати таким чином:

$$t = \arg \max_T P(T | A_i) \quad (1)$$

EM алгоритм використовується для знаходження оцінок максимальної вірогідності параметрів ймовірнісної моделі та дає можливість досягти глобального екстремуму. При цьому за основу береться формула Байєса (2), що вирішує задачу пошуку $P(T | A_i)$ шляхом переходу до непрямих ймовірностей.

$$P(T | A_i) = \frac{P(A_i | T)P(T)}{P(A_i)} \quad (2)$$

Алгоритми навчання структури мережі передбачають пошук умовної незалежності між змінними та підбір відповідної структури графу. В роботі розглядаються такі алгоритми: байєсівський пошук, РС-алгоритм та наївний байєсівський класифікатор[8-9].

Таблиця 1 – Частина таблиці умовних ймовірностей для загрози «Модифікація даних», розрахована за EM-алгоритмом

фактори	p_availability p_integrity p_confidentiality n_network a_auth a_complexity	рівень загрози					
		повна	повна	повна	міжсегментна	слабка	висока
		низька	відсутня середня	висока	низька	середня	висока
рівень загрози	trivial	0,00058	0,00058	0,02500	0,00741	0,00741	0,02500
	minor	0,00058	0,00058	0,02500	0,00741	0,00741	0,02500
	medium	0,00058	0,00058	0,90000	0,00741	0,00741	0,90000
	major	0,99767	0,99767	0,02500	0,97037	0,97037	0,02500
	critical	0,00058	0,00058	0,02500	0,00741	0,00741	0,02500

Обчислювальний експеримент

Для створення мережі задано апріорні умовні ймовірності виникнення тих чи інших подій. Після чого було проведено навчання мережі на основі статистичних даних, отриманих з Національної Бази Вразливостей США (версія 2.2), де є інформація про вразливості, умови їх виникнення та наслідки (загрози), до яких вони можуть призвести.

В статті наведено результати моделювання для однієї з загроз — модифікація даних.

В таблиці 1 подано результати навчання мережі з використанням EM-алгоритму. Як видно із таблиці, деякі ситуації є рівноймовірними, що свідчить про неповноту статистичності даних. Також було проведено навчання структури мережі для прогнозування ймовірності реалізації загроз з використанням алгоритмів, вказаних вище. Отримані мережі подано на рис. 2 а та 2 б. Структура мережі, навченої наївним класифікатором співпадає з рис. 1, крім того факту, що ребра спрямовані в протилежний бік.

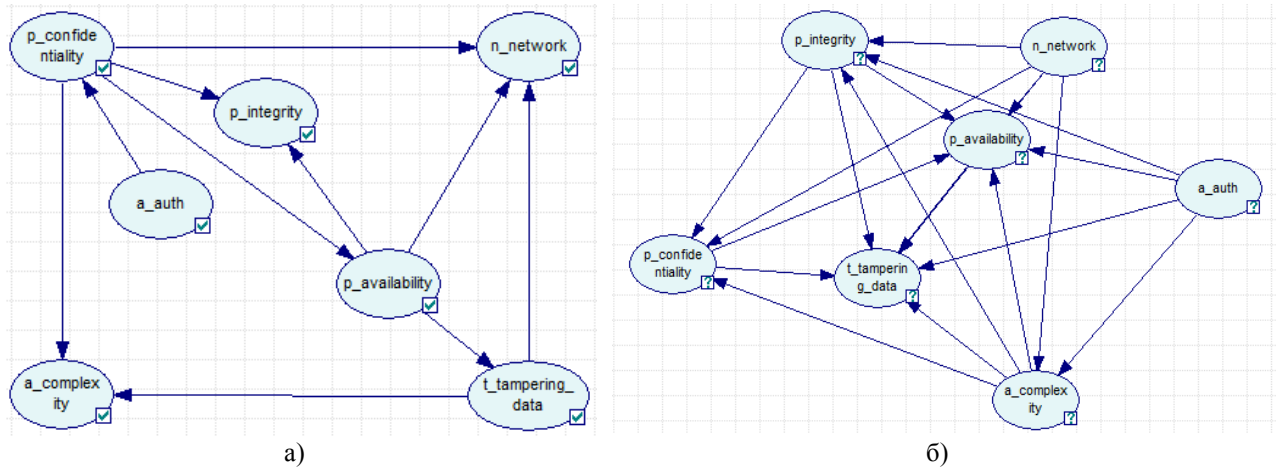


Рисунок 2 – Мережі: а) Байєсівський пошук; б) РС алгоритм

При побудові байєсових мереж та їх навчанні було використано програмне забезпечення Genie версії 2.0, що дає можливість визначати змінні та зв'язки між ними, проводити навчання параметрів та структури мережі, а також робити ймовірнісні висновки на основі отриманих даних.

Як видно із згенерованих мереж (рис. 2 а та рис. 2 б), між змінними існує складніша залежність ніж це було задано експертним методом, рис. 1. Виділимо деякі особливості. Необхідно зауважити, що атаки на цілісність призводять до порушення конфіденційності та доступності, що ніяк не відображено в експертній моделі. Також варто зазначити, що майже 75 % атак з локальної мережі призводять до порушення доступності, в той час як з віддаленої мережі тільки 45 %. Атаки, які прості в реалізації приносять, більшість збитків (де необхідна підготовка злоумисника – низька).

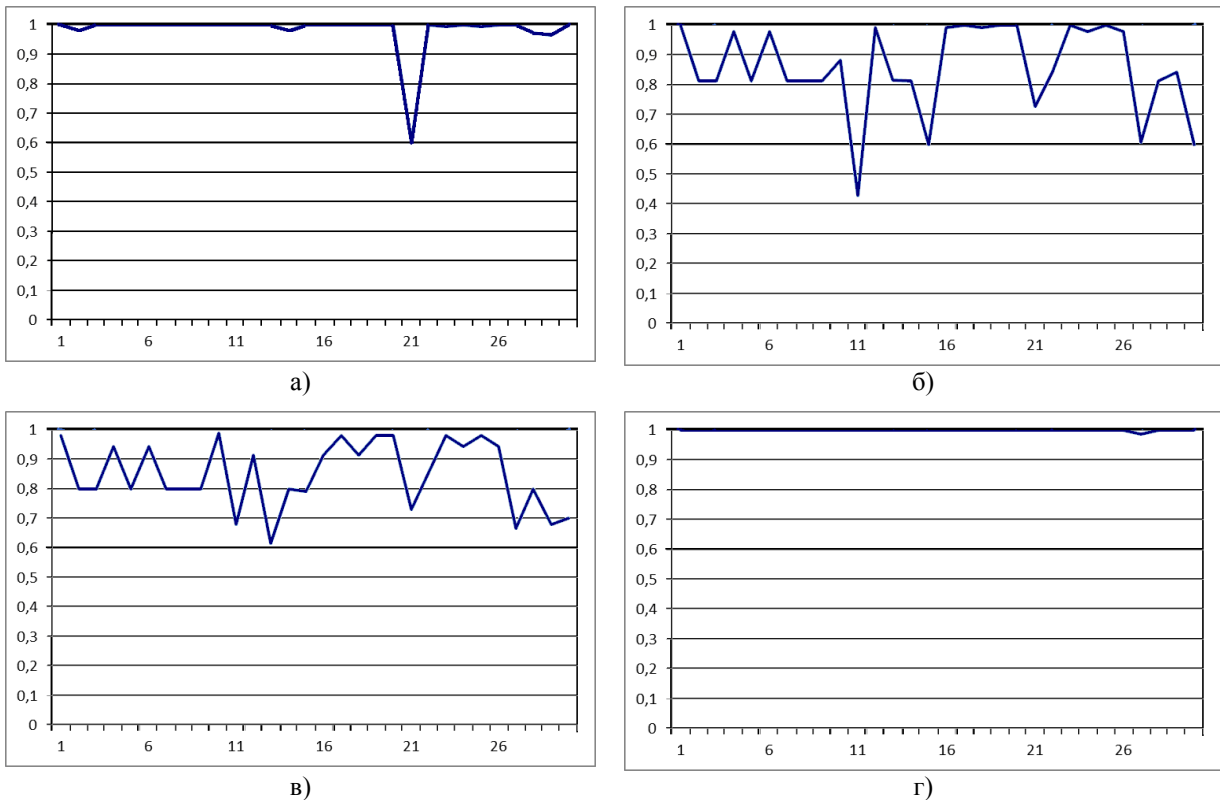


Рисунок 3 – Ймовірність коректного визначення загрози (похибки 2-го роду) для мереж навчених РС алгоритмом (а), найвним байєсівським класифікатором (б), Байєсівським пошуком (в) та ЕМ-алгоритмом

Подальший аналіз отриманих мереж проведено на тестовій вибірці в 60 записів, що не приймали участі в навчанні. Перші 30 записів – це коректні дані, для перевірки пропуску наявної загрози (помилка 2го роду), інші 30 – для перевірки помилкового спрацювання (помилка 1го роду).

На рис.4 та рис. 5 подано помилки 2го та 1го роду відповідно. Найбільш ефективними виявилися РС та EM алгоритми, які більш ніж з 95% точністю вірно визначали ймовірність реалізації загрози.

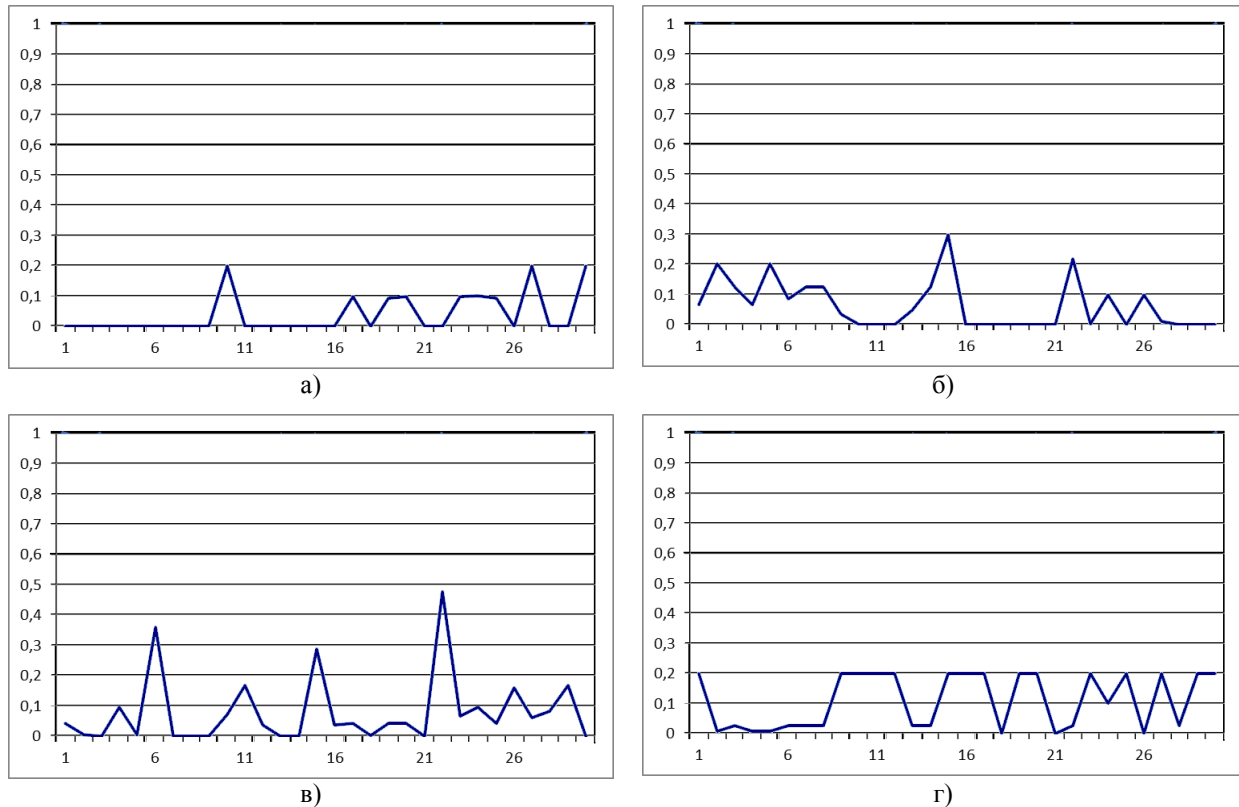


Рисунок 4 – Помилки 1-го роду для мереж навчених РС алгоритмом (а), наївним байєсівським класифікатором (б), Байєсівським пошуком (в) та EM-алгоритмом (г)

В таблиці 2 наведено порівняння ефективності алгоритмів навчання мережі.

Таблиця 2 – Зведена таблиця порівняння алгоритмів навчання Байєсівської мережі для прогнозування ймовірності реалізації загрози

	EM алгоритм	РС алгоритм	Байєсівський пошук	Наївний класифікатор
Помилка 1го роду	0,11	0,04	0,08	0,06
Помилка 2го роду	0,01	0,02	0,15	0,14
Загальна точність	0,97	0,95	0,83	0,83

В результаті виконаної роботи отримано Байєсову мережу для моделювання загрози, що дає можливість прогнозувати ймовірність виникнення тих чи інших загрози безпеки при заданих особливостях навколишнього середовища та вказаних характеристиках злоумисника.

Висновки

На основі проведеного аналізу методів побудови моделей злоумисника та загрози, обґрунтовано ефективність застосування апарату байєсівських мереж.

Розроблено байєсівську мережу прогнозування загрози в ІКС, що оперує множиною випадкових змінних та визначає ймовірність реалізації загрози при заданих умовах. Для підвищення ефективності прогнозування проведено навчання параметрів мережі за EM-алгоритмом на основі наявних статистичних даних. Також створено альтернативні мережі завдяки оцінюванню структури мережі за трьома різними алгоритмами.

Ефективність розроблених моделей перевірено на тестових вибірках, що не приймали участь в навчанні. Отримані результати свідчать про доцільність використання EM та РС алгоритмів для отримання високоякісного результату розпізнавання загрози.

Подальший розвиток роботи передбачає розширення моделі, шляхом введення додаткових критеріїв та факторів, що впливають на виникнення загрози ІБ.

Список літератури

1. Ю.В. Тюменцев Научная сессия МИФИ-2003. V Всероссийская научно-техническая конференция "Нейроинформатика-2003": лекции по нейроинформатике. Часть 1. - М.: МИФИ, 2003. - 188с.
2. М.В. Грайворонський, О.М. Новіков Безпека інформаційно-комунікаційних систем. – Київ.: ВНУ, 2009. – 608 с.
3. В.В. Глушак, О.М. Новіков Метод проектування систем захисту інформації з використанням детермінованої гри «захисник-зловмисник». // Наукові вісті НТУУ «КПІ». – 2011. – №2. – С. 46-53.
4. Новіков О.М., Родіонов А.М. Логіко-імовірнісна модель захищеності компонентів інформаційно-комунікаційних систем // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. – 2008. – № 1 (11). – С. 170-175.
5. Новіков А., Тимошенко А. Определение множества механизмов защиты, обеспечивающих оптимальный уровень защищенности информации // Правове, нормативне та метрологічне забезпечення системи захисту інформації в Україні. – 2002. – Вип. 4. – с.98-105.
6. Бідюк П.І. Аналіз ефективності функціонування мережі Байеса [електронний ресурс]. / П.І. Бідюк, В.І. Литвиненко, А.В. Кроптя // ААЭКС Моделирование объектов и систем управления. – 2007. - №2 (20). – Режим доступу: <http://aaecs.org>
7. Cooper G. F. The computational complexity of probabilistic inference using Bayesian belief networks // Artificial Intelligence. 1990. – 42, (2-3). – pp. 393-405
8. David Heckerman A Tutorial on Learning With Bayesian Networks // Technical Report. – Redmond: Microsoft Research. – 1995. – 58p.
9. Denver Dash, Marek J. Druzdzel A Hybrid Anytime Algorithm for the Construction of Causal Models From Sparse Data. – Proceedings of the Fifteenth Annual Conference on Uncertainty in Artificial Intelligence (UAI-99), pages 142-149, Morgan Kaufmann Publishers, Inc., San Francisco, CA, 1999.

Відомості про авторів

Глушак Володимир Володимирович – аспірант, асистент кафедри Інформаційної безпеки ФТІ НТУУ «КПІ». Адреса: м. Київ, вул. Пугачова 19а, кв. 4. Телефон: (068)373-5374, e-mail: vglushak@gmail.com.

Новіков Олексій Миколайович - доктор технічних наук, професор, директор ФТІ НТУУ «КПІ». Адреса: 03056, м. Київ, пр. Перемоги 37, корпус №1, 3 поверх, кім. 308-1. Телефон: (044)236-7098.

УДК 681.515:519.2

ДУБОВОЙ В.М., ПИЛИПЕНКО І.В.

Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця

**ОПТИМІЗАЦІЯ ПАРАМЕТРІВ СППР ПРИ УПРАВЛІННІ РОЗГАЛУЖЕНИМ
ТЕХНОЛОГІЧНИМ ПРОЦЕСОМ**

Анотація. В роботі подана розробка підходу до оптимізації параметрів СППР при управлінні розгалуженим технологічним процесом на прикладі технологічного процесу обробки овочів. Реалізовано алгоритм оцінювання ризику розгалужено-циклічного технологічного процесу (РЦТП) обробки овочів та розраховано загальний ризик.

Ключові слова: системи підтримки прийняття рішень, розгалужено-циклічний технологічний процес, ризик.

Аннотация. В работе представлена разработка подхода к оптимизации параметров СППР при управлении разветвленным технологическим процессом на примере технологического процесса обработки овощей. Реализован алгоритм оценки риска разветвленно-циклического технологического процесса (РЦТП) обработки овощей и рассчитан общий риск.

Ключевые слова: системы поддержки принятия решений, разветвленно-циклический технологический процесс, риск.

The Abstract. This paper presented design approach to optimize the parameters of DSS in the management of branched technological process on the example of the technological processing of vegetables. Implemented algorithm for risk assessment of the branched-cyclic technological process (RCTP) of vegetables and calculated total risk.

Key words: decision support systems, branched-cyclic technological process, risk.

Вступ

В багатьох галузях промислового виробництва інтенсивно поширюються складні розгалужено-циклічні технологічні процеси (РЦТП) [1]. Особливості задач управління РЦТП полягають у необхідності прийняття рішень наприкінці кожної операції, причому складність алгоритму прийняття рішень залежить від структури РЦТП [2]. Зокрема, на відміну від розгалужених деревоподібних процесів, в РЦТП може відбуватися багатократне повернення до виконання певних стадій процесу. Прикладами таких процесів є технічна діагностика, чистова обробка поверхонь тощо.

При розгалуженості процесу потрібно приймати рішення щодо подальших операцій на основі результатів контролю, які мають обмежену вірогідність. Прийняти рішення – значить обрати конкретний варіант дій з безлічі варіантів, а отже буде існувати і ризик. Під ризиком розуміємо середні втрати від прийнятого рішення [3].

При прийнятті рішень застосовують весь арсенал методів сучасної прикладної математики. Вони використовуються для оцінки ситуації та прогнозування при виборі цілей, для генерування безлічі можливих варіантів рішень і вибору з них найкращого [4]. При прийнятті рішень застосовують як імовірнісно-статистичні моделі, так і методи аналізу даних. Перш за все, це методи оптимізації (математичного програмування). Для боротьби з багатокритеріальністю використовують різні методи згортки критеріїв, а також інтерактивні комп'ютерні системи, що дозволяють виробляти рішення в процесі діалогу людини і ЕОМ. Застосовують імітаційне моделювання, що базується на комп'ютерних системах, що відповідають на питання: "Що буде, якщо ...?", метод статистичних випробувань (Монте-Карло), моделі надійності і масового обслуговування [5].

Сформульовану математично задачу управління можна розв'язати одним з відомих математичних методів. Наприклад, задачі управління запасами можуть розв'язуватись методами математичного програмування та із застосуванням теорії масового обслуговування. Сітьове планування і управління використовують різноманітні математичні методи. Наприклад, методи елементарної математики використовуються в економічних розрахунках при обґрунтуванні потреб у ресурсах, обліку витрат на виробництво, розробці планів, проектів, при балансових розрахунках і т.д. [6].

Проблемою прийняття рішення при управлінні РЦТП є послідовність рішень, при яких на поточне рішення впливає попереднє. Наприклад, гра в шахи – гра, де необхідно прийняти складні, "ступінчаті" рішення. В даному випадку для прийняття рішення використовують метод дерева рішень. Це зручний метод для прийняття послідовних рішень, де результати одного рішення впливають на подальші рішення [7]. Проте, даний метод не враховує можливість циклічності рішень, що властиве для РЦТП.

Актуальність

При управлінні РЦТП необхідно аналізувати ризик, який виникає при прийнятті хибного рішення. Аналіз ризику полягає в одержанні необхідних даних для прийняття управлінських рішень про доцільність виконання наступної операції в технологічному процесі і розробці засобів для захисту від можливих втрат (фінансових, трудових, часу тощо). Ми повинні прийняти таке рішення, при якому втрати були б найменшими [8]. Рішення приймається в залежності від стадій та операцій, що відповідають цим стадіям технологічного процесу. Результати виконання кожного підпроцесу РЦТП впливають на всі наступні рішення і підпроцеси. Витрати на окремих підпроцесів залежать від кількості і якості контрольних операцій для визначення вихідних характеристик, які необхідні для прийняття рішення. Ефективне управління такими процесами є **актуальною** проблемою

Центральне місце в оцінці ризику займають аналіз і прогнозування можливих втрат ресурсів при здійсненні технологічного процесу [9]. Оцінювання ризику є **важливою задачею** на шляху ефективного управління технологічними процесами. Для РЦТП доцільно використовувати критерій мінімального ризику, а метод його оцінювання потрібно вдосконалити.

Мета

Метою роботи є розробка підходу до оптимізації параметрів СППР при управлінні розгалуженим технологічним процесом на прикладі технологічного процесу обробки овочів.

Задачі

1. Формування підходу до оцінювання ризику при управлінні розгалужено-циклічними технологічними процесами у вигляді алгоритму.
2. Розрахунок ризику при управлінні технологічним процесом обробки овочів.

Розв’язання задач

В [10] розроблено підхід до оцінювання ризику при управлінні розгалужено-циклічними технологічними процесами. Сформулюємо цей підхід у вигляді алгоритму:

1. Зобразимо схему РЦТП у вигляді графа, де вершини відповідають операціям РЦТП S_i , а дуги – переходам між операціями. У місця розгалуження знаходяться операції K_i – контроль стану та прийняття рішення. Граф опишемо матрицею суміжності $A = \{a_{ij}\}$; $i, j = 1 \dots n$, де n – кількість операцій; $a_{ij} = 1$, якщо перехід від i -ї операції до j -ї можливий і $a_{ij} = 0$, якщо перехід неможливий.

2. Кожна операція РЦТП характеризується вектором вхідних параметрів \vec{X} і вектором вихідних параметрів \vec{Y} . Оскільки вхідні параметри можуть мати розкид, то кожна операція процесу будується так, щоб отримати результат \vec{Y} з мінімальним відхиленням ΔY від бажаного \vec{Y}_0 незалежно від розкиду $\Delta \vec{X}$.

3. Витрати g на стабілізацію результату операції тим більші, чим більше збурення, тобто відхилення умов її виконання $\Delta \vec{X}$. Лінеаризована модель витрат операції:

$$g = \vec{A} \cdot \Delta \vec{X}^T + b,$$

де \vec{A} – вектор питомих витрат на стабілізацію по кожному з вхідних параметрів, b – номінальні витрати операції.

4. Контроль результату виконання операції РЦТП здійснюється з певною залишковою невизначеністю, яка залежить від похибки вимірювальних приладів та недостовірності експертних оцінок. Використовуємо для опису невизначеності результатів контролю узагальнюючу функцію невизначеності β_Y .

5. Оцінимо загальну ймовірність переходу до наступної операції з урахуванням стабілізаційної властивості операції РЦТП. Ця властивість характеризується передаточною функцією збурення $W_{\Delta X}$. Тоді функцію невизначеності результату операції запишемо у векторно-операторному вигляді:

$$\beta_{\vec{Y}}(\vec{Y}) = \Phi^{(n)}(W_{\Delta X}, \vec{Y}) \cdot \beta_{\Delta \vec{X}}(\Delta \vec{X}) \quad (1)$$

Тоді ймовірність переходу від операції S_i до операції S_j :

$$P_{ij} = \int_{\vec{Y} \in D_{ij}} \left[\Phi^{(n)}(W_{\Delta X}, \vec{Y}) \cdot \beta_{\Delta \vec{X}}(\Delta \vec{X}) \right] d\vec{Y}. \quad (2)$$

6. Утворимо множину шляхів $L_{1n} = \{l_i\}$ від початкової до кінцевої операції у графі РЦТП з урахуванням можливої кратності циклів. Кожен такий шлях є варіантом реалізації технологічного процесу, який реалізується в результаті прийняття окремих рішень.

Ймовірність реалізації l_i :

$$P_i = \prod_{j \in l_i} P_{j-1} \cdot j. \quad (3)$$

7. Підрахуємо загальні втрати реалізації РЦТП. Оскільки втрати є величиною адитивною, то загальні втрати РЦТП для реалізації l_i :

$$G_i = \sum_{j \in l_i} g_j + A \cdot \Delta \bar{Y}_n,$$

де перший доданок є загальними втратами на усіх операціях реалізації l_i , а другий доданок є втратами від відхилення параметрів остаточного результату РЦТП від номінального значення.

8. Підрахуємо ризик реалізації l_i :

$$R_i = G_i P_i. \quad (4)$$

9. Загальний ризик РЦТП:

$$R = \sum_{\forall l_i \in L} G_i P_i. \quad (5)$$

Запропонований алгоритм застосуємо до розв'язання поставленої задачі.

Технологічний процес обробки овочів складається з таких операцій: сортування, калібрування, миття, обчищення, промивання, нарізування [11].

1. Технологічний процес обробки овочів має наступні вхідні параметри:
2. Загальна кількість овочів – x_1 .
3. Ступінь досягання – x_2 .
4. Якість – x_3 .
5. Розміри – x_4 .
6. Ступінь забруднення – x_5 .
7. Наявність непридатних до вживання частин – x_6 .
8. Наявність залишків бруду – x_7 .
9. Форма овочів – x_8 .

Для оцінювання ризику складемо таблицю вхідних і вихідних параметрів кожної операції технологічного процесу обробки овочів, показано в табл. 1.

Розрахуємо наближено основні характеристики розподілів ймовірностей результатів кожної операції. Для кожного вхідного параметру x_i отримаємо їх відповідні характеристики: математичне сподівання m_{x_i} та середньоквадратичне відхилення σ_{x_i} . За даними характеристиками складемо закон розподілу вихідного параметру y_i та розрахуємо його математичне сподівання m_{y_i} та середньоквадратичне відхилення σ_{y_i} .

Характеристики розподілів ймовірностей вихідних параметрів будемо розраховувати наближено через логарифмічну форму. Математичне сподівання добутку двох випадкових величин, перетворимо логарифмічно в суму двох випадкових величин, наприклад: $y_1 = x_1 \cdot x_2$, після перетворення отримаємо: $\ln(y_1) = \ln(x_1 + x_2) = \ln(x_1) + \ln(x_2)$. Тоді, математичне сподівання можна знайти за формулою: $\ln(m_{y_1}) = \ln(m_{x_1}) + \ln(m_{x_2})$. Перетворюючи, маємо: $m_{y_1} = e^{\ln(m_{y_1})}$. Аналогічні розрахунки проводимо для знаходження середньоквадратичного відхилення.

Здійснено розрахунки в середовищі MathCad для кожної окремої операції. Результати розрахунків представлено в табл. 2.

Таблиця 1 – Технологічний процес обробки овочів

Операція	Вхідні параметри	Вихідні параметри	Прийняте рішення
Сортування	1. Загальна кількість овочів, x_1 2. Ступінь досягання, x_2 3. Якість, x_3	Кількість придатних овочів для переробки, y_1	якщо $y_1 < 0,7$ то переходимо до S_2 , інакше – до S_3
Калібрування	1. Кількість придатних овочів для переробки, y_1 2. Розміри, x_4	Кількість придатних овочів для миття, y_2	–
Миття	1.1. Кількість придатних овочів для переробки, y_1 або 1.2 Кількість придатних овочів для миття, y_2 2. Ступінь забруднення, x_5	Кількість овочів, y_3	якщо $y_3 < 0,5$ то переходимо до S_6 , інакше – до S_4
Обчищення	1. Кількість овочів, y_3 2. Наявність непридатних до вживання частин, x_6	Кількість овочів, y_4	–
Промивання	1. Кількість овочів, y_4 2. Наявність залишків бруду, x_7	Кількість овочів, y_5	–
Нарізування	1.1. Кількість овочів, y_3 або 1.2. Кількість овочів, y_5 2. Форма овочів, x_8	Кількість продукту, y_6	–

Таблиця 2 – Статистичні характеристики результатів операцій

Операція	Модель	Вхідні характеристики	Вихідні характеристики
Сортування	$y_1 = x_1 \cdot x_2 \cdot x_3$ $x_1 = const$ $y_1 = x_2 \cdot x_3$	$m_{x2} = 0.5$ $\sigma_{x2} = 0.1$ $m_{x3} = 0.8$ $\sigma_{x3} = 0.2$	$m_{y1} = 0.4$ $\sigma_{y1} = 0.02$
Калібрування	$y_2 = y_1 \cdot x_4$	$m_{x4} = 0.8$ $\sigma_{x4} = 0.1$	$m_{y2} = 0.32$ $\sigma_{y2} = 0.002$
Миття	а) $y_3 = y_1 \cdot x_5$ б) $y_3 = y_2 \cdot x_5$	$m_{x5} = 0.4$ $\sigma_{x5} = 0.1$	а) $m_{y3} = 0.16$ $\sigma_{y3} = 0.002$ б) $m_{y3} = 0.128$ $\sigma_{y3} = 0.0002$
Обчищення	$y_4 = y_3 \cdot x_6$	$m_{x6} = 0.2$ $\sigma_{x6} = 0.1$	а) $m_{y4} = 0.032$ $\sigma_{y4} = 0.0002$ б) $m_{y4} = 0.026$ $\sigma_{y4} = 0.00002$
Промивання	$y_5 = y_4 \cdot x_7$	$m_{x7} = 0.3$ $\sigma_{x7} = 0.1$	а) $m_{y5} = 0.0096$ $\sigma_{y5} = 0.00002$ б) $m_{y5} = 0.00768$ $\sigma_{y5} = 0.000002$

Продовження табл. 2

Операція	Модель	Вхідні характеристики	Вихідні характеристики
Нарізування	1) $y_6 = y_5 \cdot x_8$ 2) $y_6 = y_3 \cdot x_8$	$m_{x8} = 0.8$ $\sigma_{x8} = 0.1$	1) а) $m_{y6} = 0.00768$ $\sigma_{y6} = 0.000002$ б) $m_{y6} = 0.00614$ $\sigma_{y6} = 0.0000002$ 2) а) $m_{y6} = 0.128$ $\sigma_{y6} = 0.0002$ б) $m_{y6} = 0.102$ $\sigma_{y6} = 0.00002$

Розраховуємо ймовірності переходів між операціями. Для рішення K_1 :

$$P_{12} = \int_0^{0.7} \frac{1}{\sigma_{y_1} \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(y_1 - m_{y_1})^2}{2\sigma_{y_1}^2}} dy_1, \quad P_{13} = 1 - P_{12}. \quad (6)$$

Аналогічно розраховуємо для рішення K_2 . Результати запишемо в табл. 3.

Таблиця 3 – Ймовірності переходів між операціями

Рішення	Ймовірності альтернатив	
K_1	$P_{12} = 0.564$	$P_{13} = 0.436$
K_2	$P_{34} = 0.564$	$P_{36} = 0.436$
–	$P_{23} = P_{12}$	–
–	$P_{45} = P_{34}$	–
–	$P_{56} = P_{45}$	–

Розглянемо перехід від операції S_1 до операції S_2 . На вхід операції S_1 (сортування) потрапляють параметри: кількість, ступінь забруднення та якість овочів - $\bar{X}_1 = \{x_1, x_2, x_3\}$ (вектор вхідних параметрів). При цьому показники даних параметрів мають деяке відхилення $\Delta\bar{X}_1 = \{\Delta x_1, \Delta x_2, \Delta x_3\}$, оскільки визначити ступінь забруднення та якість можливо з певною неточністю. Отже і після виконання операції вихідні параметри теж будуть характеризуватися певним розкидом $\Delta Y_1 = \{\Delta y_1, \Delta y_2, \Delta y_3\}$.

Ризик операції S_1 характеризується моделлю витрат $g_1 = \bar{A}_1 \cdot \Delta\bar{X}_1^T + b_1$, де $A_1 = \{a_1, a_2, a_3\}$ - витрати на стабілізацію відхилень $\Delta\bar{X}_1 = \{\Delta x_1, \Delta x_2, \Delta x_3\}$; b_1 - витрати на виконання операції (фінансові, трудові, часу).

За основу оцінки витрат використаємо витрати часу на усунення відхилення параметрів. Складемо умовну таблицю коефіцієнтів витрат на стабілізацію відхилень та на виконання операцій, представлену в табл. 4.

Для переходу до наступної операції приймається рішення: наступною буде або операція S_2 або операція S_3 . На даному етапі контроль і прийняття рішення здійснюється з певною невизначеністю. Ймовірність переходу від операції S_1 до операції S_2 : визначимо з використанням операторного методу [2]:

$$P_{12} = \int_{\bar{Y}_1 \in D_{12}} \left[\Phi^{(n)}(W_{X_1}, \bar{Y}_1) \cdot \beta_{\bar{X}_1}(\Delta\bar{X}_1) \right] d\bar{Y}_1 \quad (7)$$

Таблиця 4 – Коефіцієнти витрат часу

Операція	Коефіцієнти витрат \vec{A} на стабілізацію відхилень	Значення коефіцієнтів витрат \vec{A} , хв.	Значення коефіцієнту витрат b на виконання операції, хв
Сортування S_1	Кількість	$a_{11} = 5$	$b_1 = 40$
	Ступінь досягання	$a_{12} = 15$	
	Якість	$a_{13} = 12$	
Калібрування S_2	Розміри	$a_{21} = 7.5$	$b_2 = 35$
Миття S_3	Ступінь забруднення поверхні	$a_{31} = 35$	$b_3 = 87$
Обчищення S_4	Наявність непридатних до вживання частин	$a_{41} = 12$	$b_4 = 56$
Промивання S_5	Наявність залишків бруду	$a_{51} = 22.5$	$b_5 = 45$
Нарізування S_6	Форма	$a_{61} = 24$	$b_6 = 65$

До операції S_3 :

$$P_{13} = \int_{\vec{Y}_1 \in D_{13}} \left[\Phi^{(n)}(W_{X_1}, \vec{Y}_1) \cdot \beta_{\vec{X}_1}(\Delta \vec{X}_1) \right] d\vec{Y}_1. \quad (8)$$

Ймовірність помилки при прийнятті рішення K_1 :

1) $\vec{Y}_1 \in D_{12}$, а приймається рішення K_{12} – помилка I роду:

$$P_{K1}^I = \iint_{z \in D_{13}, Y \in D_{12}} \beta(\vec{Y}_1) \beta(z) dY_1 dz,$$

де $z = Y_1 + \Delta Y_1$; $\beta_{Y_1} = \Phi^{(n)}(W_{\vec{X}_1}, Y_1) \beta_{\vec{X}_1}(\vec{X}_1)$; $\beta_{\Delta Y_1} = \Phi^{(n)}(W_{\Delta \vec{X}_1}, \Delta Y_1) \beta_{\Delta \vec{X}_1}(\Delta \vec{X}_1)$;
 $\beta_z = \Phi^{(2)}(Y_1 + \Delta Y_1) \beta_{\vec{Y}_1}(\vec{Y}_1) \beta_{\Delta Y_1}(\Delta Y_1)$.

2) $\vec{Y}_1 \in D_{13}$, а приймається рішення K_{11} – помилка II роду:

$$P_{K1}^{II} = \iint_{z \in D_{12}, Y \in D_{13}} \beta(\vec{Y}_1) \beta(z) dY_1 dz.$$

Оцінюємо ймовірнісні характеристики кожного варіанту шляху у графі розгалуженого процесу, подано в табл. 5.

Таблиця 5 – Ймовірнісні характеристики кожного варіанту шляху процесу

Шлях		Ймовірність операції	Ймовірність помилки	Втрати
N	Операція			
1	S_1	1	0	–
	S_3	$P_{13} = 0.436$	$P_{K1}^I = 0.159$	$a_{31} \cdot P_{K1}^I + b_3 \cdot P_{13} = 43.497$
	S_6	$P_{13} \cdot P_{36} = 0.19$	$P_{K2}^{II} = 0.159$	$a_{61} \cdot P_{K2}^{II} + b_6 \cdot P_{13-36} = 16.166$

Шлях		Ймовірність операції	Ймовірність помилки	Втрати
N	Операція			
2	S_1	1	0	–
	S_2	$P_{12} = 0.564$	$P^{II}_{K_1} = 0.119$	$a_{21} \cdot P^{II}_{K_1} + b_2 \cdot P_{12} = 8.395$
	S_3	$P_{12} = 0.564$	0	$b_3 \cdot P_{12} = 49.068$
	S_6	$P_{12} \cdot P_{36} = 0.246$	$P^{II}_{K_2} = 0.159$	$a_{61} \cdot P^{II}_{K_2} + b_6 \cdot P_{12-36} = 15.99$

Розрахуємо загальні втрати кожного шляху:

$$G_1 = 59.663$$

$$G_2 = 73.453$$

$$G_3 = 84.5958$$

$$G_4 = 112.7513$$

Ймовірність реалізації кожного шляху:

$$1: P_1 = P_{13} \cdot P_{13-36} = 0.083$$

$$2: P_2 = P_{12} \cdot P_{12} \cdot P_{12-36} = 0.078$$

$$3: P_3 = P_{13} \cdot P_{13-34} \cdot P_{13-34} \cdot P_{13-34} = 0.0065$$

$$4: P_4 = P_{12} \cdot P_{12} \cdot P_{12-34} \cdot P_{12-34} \cdot P_{12-34} = 0.01023$$

Відповідно ризик реалізації шляху:

$$R_1 = G_1 \cdot P_1 = 4.952$$

$$R_2 = G_2 \cdot P_2 = 5.729$$

$$R_3 = G_3 \cdot P_3 = 0.5499$$

$$R_4 = G_4 \cdot P_4 = 1.1534$$

Отже, загальний ризик технологічного процесу обробки овочів: $R = 12.3843$.

Задача прийняття рішень при управлінні розгалуженим процесом обробки овочів відноситься до багатопараметричної оптимізації. Критерій ризику, який мінімізується в процесі оптимізації, залежить від граничних значень параметрів, за якими приймається рішення (тобто границі областей D_{ij}). У загальному випадку ця залежність є полімодальною. Тому для розв'язання задачі оптимізації доцільно використати методи випадкового пошуку [12].

Висновки

1. В роботі подано алгоритм оцінювання ризику РЦТП на прикладі технологічного процесу обробки овочів. Розраховано загальний ризик та подано алгоритм методу багатопараметричної оптимізації, який дає змогу мінімізувати цей ризик.
2. Застосований підхід для оцінки ризику технологічного процесу обробки овочів можна використовувати для будь-якого технологічного процесу циклічно-розгалуженого типу в умовах невизначеності вхідних параметрів і результатів контрольних операцій.

Список літератури

1. Лисогор В.М. Задача структуризації та ідентифікації багатостадійних технологічних процесів / В.М. Лисогор, О.М. Циганенко // Вісник ВПІ. – 2008. - №6. – С.17-21
2. Дубовой В.М. Моделі прийняття рішень в управлінні розподіленими динамічними системами / В.М. Дубовой, О.О. Ковалюк / Монографія. – Вінниця: УНІВЕРСУМ – Вінниця, 2008. – 185 с.
3. Кузьмин И.В. Оценка эффективности и оптимизация автоматической системы контроля и управления / И.В. Кузьмин – М.: Радио и связь, 1971. – 296 с.
4. Новиков Д. А. Модели управления конфликтами и рисками / Д. А. Новиков, С. А. Баркалов, В. Н. Бурков, В. И. Новосельцев, А. В. Щепкин - Воронеж: Научная книга, 2008. – 439 с.
5. Принятие управленческих решений [Электронный ресурс] – Режим доступа: [http://www.refu.ru/refs/47/9472/1.html].

6. Смітюх Я.В. Оптимізація управління процесами брагоректифікації / Я.В. Смітюх, В. Д. Кишенюк // Оптимальное управление объектами и системами, ААЭКС. – 2006. - №2(18). – С. 23-38
7. Купалова Г.І. Теорія економічного аналізу / Г.І. Купалова. – К. : Знання, 2008. – 639 с.
8. Москвіна С. М. Математична модель прийняття рішень в умовах ризику в системах управління технологічним процесом / С. М. Москвіна, Д. О Ковалюк // Вісник ВПІ. – 2005. - №1. – С. 62-68
9. Тейл Г. Економетричні прогнози і прийняття рішень / Г.Тейл – М.: Статистика, 1971. – 488 с.
10. Дубовой В.М. Оцінювання ризику розгалужено-циклічних технологічних процесів / В.М. Дубовой, І.В. Пилипенко, А.В. Денисов // Вісник ХНУ. – 2011. - №6. – С. 165-168
11. Баранов В.С. Технология производства продуктов общественного питания / В.С. Баранов – М.: Экономика, 1982. – 399 с.
12. Сушков Ю.А. Об одном способе организации случайного поиска / Ю.А. Сушков // Автоматика и вычислительная техника. – 1974. - № 6. – С.41-48

Відомості про авторів

Дубовой Володимир Михайлович – д.т.н., професор, завідувач кафедри комп'ютерних систем управління, Вінницький національний технічний університет, тел.: +380 (432) 598 157.

Пилипенко Інна Віталіївна – студент кафедри комп'ютерних систем управління Вінницького національного технічного університету, Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, 21021, e-mail: inna_1791@mail.ru

УДК 621.391

В. А. ЛУЖЕЦЬКИЙ, Л. А. САВИЦЬКА

Вінницький національний технічний університет, Вінниця

АДАПТИВНИЙ МЕТОД УЩІЛЬНЕННЯ ДАНИХ ОДНИМ ПРОХОДОМ**З РІВНОМІРНИМ РОЗБИТТЯМ НА БЛОКИ**

Анотація. Розглянуто метод ущільнення даних на основі лінійної форми Фібоначчі, який передбачає використання двох моделей джерела даних, чотирьох правил кодування даних і функції оптимізації (адаптації) та забезпечує підвищення коефіцієнта ущільнення за рахунок адаптації виконуваних перетворень до конкретного змісту ущільнюваних даних.

Ключові слова: метод ущільнення, лінійна форма Фібоначчі, адаптація, моделі джерела даних, кодування даних, декодування даних.

Аннотация. Рассмотрен метод сжатия данных на основе линейной формы Фибоначчи, предусматривающий использование двух моделей источника данных, четырех правил кодирования данных и функции оптимизации (адаптации), обеспечивающий повышение коэффициента сжатия за счет адаптации выполняемых преобразований к конкретному содержанию сжимаемых данных.

Ключевые слова: метод сжатия, линейная форма Фибоначчи, адаптация, модели источника данных, кодирование данных, декодирование данных.

Annotation. There was considered the method of data compaction which is based on Fibonacci linear form. This method involves the use of two models of data sources, four rules of data coding and the function of optimization/adaptation. It ensures increased the compaction coefficient due to adaptation of executable transformation to specific content by data compaction.

Key words: Method of compaction; Fibonacci linear form; adaptation; models of data sources; coding data; decoding data

Вступ

Існуючі методи й алгоритми ущільнення даних, в основному, враховують статистику символів у повідомленні [1–3] або базуються на побудові словника [4, 5]. І хоча на практиці широко використовуються архіватори, створені на основі саме цих методів, пошуки нових підходів до ущільнення даних продовжуються.

Одним із цікавих підходів є пропозиція використовувати для ущільнення даних оптимізуючі властивості чисел Фібоначчі [6, 7]. Суть підходу полягає в тому, що в процесі ущільнення інформації блок цифрових даних будь-якої довжини розглядається як надвелике ціле додатне число, що представляється набором із трьох невеликих чисел. Таке представлення чисел, називається лінійною формою Фібоначчі.

Актуальність

Теоретичні дослідження і практика застосування архіваторів показали, що не існує універсального неадаптивного методу ущільнення, що забезпечував би однаковий коефіцієнт ущільнення для різних типів даних. Тому наукові дослідження найчастіше спрямовані на створення ефективних методів ущільнення певних типів даних. Однак дані навіть одного типу, з погляду ущільнення, мають різні властивості і характеристики. З огляду на це, останнім часом прагнуть до створення адаптивних алгоритмів ущільнення даних [8, 9]. Запропоновані в роботах [6, 7] методи ущільнення даних на основі лінійної форми Фібоначчі є неадаптивними і тому не можуть забезпечити однаково високий коефіцієнт ущільнення для різних типів даних.

Мета дослідження

Метою статті є підвищення ефективності ущільнення даних на основі лінійної форми Фібоначчі за рахунок адаптації виконуваних перетворень до конкретного змісту ущільнюваних даних.

Постановка задач

Одним з найважливіших положень теорії ущільнення інформації є висловлена в [10] ідея поділу процесу ущільнення на дві процедури: моделювання і кодування. Моделювання визначає характеристики джерела даних, що ущільнюються, а кодування перетворює символи у послідовність бітів відповідно до отриманих характеристик.

У роботі [11] запропоновано таку узагальнену модель процесу адаптивного ущільнення:

$$C_A = \{P, A, M, C, D, P_M, P_C, P^*, S, f\}$$

де P - вихідна послідовність символів алфавіту $A = \{0, 1\}$; $M = \{M_i\}$ - множина правил моделювання джерела даних; $C = \{C_j\}$ - множина правил кодування даних; $D = \{D_j\}$ - множина правил декодування даних; $P_M = \{P_{M_i}\}$ - множина послідовностей, що є результатом моделювання; $P_C = \{P_{C_{ij}}\}$ -

множина послідовностей, що є результатом кодування; \mathbf{P}^* - послідовність ущільнених даних; \mathbf{S} - правило формування структури послідовності \mathbf{P}^* ; f - функція оптимізації.

Саме наявність множини правил моделювання джерела даних і множини правил кодування даних забезпечують можливість адаптації до конкретного змісту ущільнюваних даних. При цьому правило вибору з множини кодованих послідовностей \mathbf{P}_C єдиної послідовності \mathbf{P}^* , що відповідає найбільшому коефіцієнту ущільнення, описується функцією оптимізації f .

Враховуючи сказане, в даній статті розв'язуються такі задачі:

- визначення множини правил моделювання джерела даних і множини правил кодування даних;
- розробка адаптивного методу ущільнення даних на основі лінійної форми Фібоначчі.

Розв'язання задач

Пропонується метод ущільнення, який полягає в тому, що вихідні дані розбиваються на блоки однакової довжини, кожен з яких кодується незалежно за чотирма правилами і з чотирьох результатів кодування вибирається той результат, структура блоку якого має найменшу довжину.

Множина правил моделювання джерела даних складається із двох правил $\mathbf{M} = \{m(a, 0), m(1)\}$.

Перше правило означає, що вихідні дані розбиваються на блоки довжини 2^a розрядів. При цьому кожен блок даних розглядається або як набір символів 0 і 1, або як число N , що обчислюється за формулою:

$$N = \sum_{i=0}^{2^a-1} c_i 2^i,$$

де c_i - i -й символ блоку.

Друге правило моделювання джерела даних полягає в записі символу "1" в самий старший розряд блоку, якщо він містить нуль. Тобто блок вигляду $0xx\dots x$ замінюється на блок вигляду $1xx\dots x$, де x означає будь-який символ (1 або 0).

Множину правил кодування вибрано виходячи з таких міркувань.

Перетворення, що використовуються для ущільнення, залежно від змісту блоку можуть або скоротити його розрядність, або не змінити, або збільшити. У двох останніх випадках доцільно залишити блок неперетвореним, дописавши до нього відповідну ознаку. Таке правило кодування будемо позначати $C_0(0, 0)$.

Якщо блок має вигляд:

$$\underbrace{0\ 0\dots 0\ 1x\ x\dots x}_q, \quad 2^a$$

то його можна перетворити відкиданням q старших нулів до вигляду:

$$\underbrace{1x\ x\dots x}_{2^a-q} \parallel \underbrace{q}_a$$

за умову $q > a + 1$. Таке правило кодування будемо позначати $C_1(0, 1)$.

Правило кодування $C_2(1, 0)$ полягає в безпосередньому перетворенні числа, що відповідає коду блоку, в лінійну форму Фібоначчі. В цій формі будь-яке ціле додатне число представляється у вигляді [6]:

$$N = a_0 F(j) + b_0 F(j+1), \tag{1}$$

де a_0, b_0 - цілі додатні числа (координати представлення); j - ціле додатне число (індекс представлення); $F(j)$ - j -е число Фібоначчі.

Правило кодування $C_3(1, 1)$ передбачає запис одиниці в самий старший розряд блоку вигляду $0xx\dots x$, тобто реалізується правило моделювання $m(1)$, а потім виконується перетворення в лінійну форму Фібоначчі.

Таким чином, маємо чотири правила кодування $\mathbf{C} = \{C_0(0,0), C_1(0,1), C_2(1,0), C_3(1,1)\}$, які породжують відповідні структури кодованих блоків (табл.1). Причому кожне із правил передбачає формування ознак структури p_1 і p_2 . Тут l_{a_0} - розрядність коду числа a_0 ; l_{b_0} - розрядність коду числа b_0 .

Таблиця 1 – Правила кодування і структури блоків

Позначення правила кодування	Ознаки		Позначення структури блоку	Вигляд структури блоку
	p_2	p_1		
$C_0(0,0)$	0	0	STR0	$\underbrace{x \ x \dots \ x}_{2^a} \parallel 0 \parallel 0$
$C_1(0,1)$	0	1	STR1	$\underbrace{1x \ x \dots \ x}_{2^a - q} \parallel \underbrace{q}_a \parallel 0 \parallel 1$
$C_2(1,0)$	1	0	STR2	$b_0 \parallel a_0 \parallel j \parallel l_{b_0} \parallel l_{a_0} \parallel 1 \parallel 0$
$C_3(1,1)$	1	1	STR3	$b_0 \parallel a_0 \parallel j \parallel l_{b_0} \parallel l_{a_0} \parallel 1 \parallel 1$

Оскільки блоки перетвореної послідовності даних, у загальному випадку, будуть мати різну структуру, то результатом ущільнення є неоднорідна послідовність. Виходячи із цього, функція оптимізації, що описує правило вибору однієї з чотирьох структур перетвореного блоку, має вигляд:

$$f_{\text{бл}}^{\text{HP}} = \min \{l_0, l_1, l_2, l_3\},$$

де l_0, l_1, l_2, l_3 - довжина блоку структури STR0, STR1, STR2, STR3, відповідно.

У загальному випадку, при розбитті вихідних даних на блоки довжини 2^a один блок може мати довжину менше 2^a . Тому необхідно або вказати довжину вихідних даних L і потім обчислити довжину меншого блоку, або вказати довжину l_K цього блоку. Другий варіант вимагає меншої розрядності коду, тому вибираємо його. Таким чином, додаткова інформація містить у собі значення розрядності 2^a і l_K .

Отже маємо таке правило формування структури послідовності \mathbf{P}^* , яке представляється у вигляді кортежу:

$$S = \left\{ \text{Бл}^* K \parallel \dots \parallel \text{Бл}^* 2 \parallel \text{Бл}^* 1 \parallel l_K \parallel 2^a \right\}.$$

Розрядність кодованих блоків $\text{Бл}^* i$ ($i = 1 \div K$) різна. Розрядність вихідних блоків може досягати значення 2^{16} , тому розрядність полів l_K і 2^a дорівнює 16.

З урахуванням вищесказаного, реалізація адаптивного методу ущільнення даних одним проходом передбачає виконання таких обчислень і перетворень.

Спочатку вводиться послідовність даних \mathbf{P} , що підлягають ущільненню, і визначається довжина L цієї послідовності. Потім вводиться значення параметру a і обчислюється кількість блоків $K = \left\lceil \frac{L}{2^a} \right\rceil$, на які буде розбиватися послідовність \mathbf{P} . Потім обчислюється довжина K -го блоку $l_K = L - (K - 1)2^a$. Після цього створюється початкова послідовність ущільнених даних \mathbf{P}^* , що складається із двох елементів: l_K і 2^a . Усі описані дії стосуються ініціалізації процесу ущільнення.

Безпосередньо процес ущільнення складається з K циклів. У кожному з них зчитується черговий блок вихідних даних $\text{Бл}^* i$, над яким виконуються перетворення згідно правил кодування $C_0(0,0)$, $C_1(0,1)$, $C_2(1,0)$, $C_3(1,1)$ і створюються структури STR0, STR1, STR2, STR3. Для кожної структури визначається її довжина та відповідно до правила оптимізації $\min \{l_0, l_1, l_2, l_3\}$ вибирається структура найменшої довжини, якою доповнюється послідовність ущільнених даних \mathbf{P}^* .

Процес відновлення даних визначається структурою послідовності ущільнених даних $S = \{ \text{Бл}^* K \parallel \dots \parallel \text{Бл}^* 2 \parallel \text{Бл}^* 1 \parallel l_K \parallel 2^a \}$ і множиною правил декодування

$$D = \{ D_0(0,0), D_1(0,1), D_2(1,0), D_3(1,1) \}.$$

Розглянемо правила декодування даних для кожної з описаних вище структур.

Вибір правила декодування для заданого блоку здійснюється на основі аналізу ознак p_1 і p_2 структури блоку. Після вибору правила декодування розряди ознак відкидаються і подальші дії виконуються над основною частиною структури блоку.

Якщо $p_1=0$ і $p_2=0$, то це означає, що блок має структуру STR0, до якої застосовується правило декодування $D_0(0,0)$. Дане правило полягає в тому, що основна частина структури блоку залишається незмінною.

Якщо $p_1=1$ і $p_2=0$, то до блоку структури STR1 необхідно застосувати правило $D_1(0,1)$. Воно полягає у виконанні таких дій. В основній частині структури

$$\underbrace{1x \ x \ \dots \ x}_{2^a - q} \parallel \underbrace{q}_a$$

відкинути a молодших розрядів і до частини, що залишилася, дописати q старших нулів. У результаті цього буде отримано блок вигляду:

$$\underbrace{0 \ 0 \ \dots \ 0}_q \parallel \underbrace{1x \ x \ \dots \ x}_{2^a}$$

Якщо $p_1=0$ і $p_2=1$, то до блоку структури STR2 застосовується правило $D_2(1,0)$. За цим правилом, виходячи з чисел j , a_0 і b_0 , виконується зворотнє перетворення Фібоначчі, тобто обчислюється за формулою (1) ціле додатне число N , що відповідає даній лінійній формі Фібоначчі. Після цього визначається розрядність l^* двійкового коду числа N і обчислюється різниця $\Delta = 2^a - l^*$. Дана різниця показує, скільки нулів необхідно дописати в старші розряди коду числа N .

Якщо $p_1=1$ і $p_2=1$, то до блоку структури STR3 застосовується правило $D_3(1,1)$. Воно передбачає обчислення числа за заданою лінійною формою Фібоначчі й заміну самої старшої одиниці в коді цього числа на нуль.

Відновлення вихідних даних з ущільнених передбачає виконання таких обчислень та перетворень.

Спочатку вводиться послідовність даних P^* , які підлягають відновленню. Потім зчитуються 16 наймолодших розрядів, що є кодом числа 2^a . Після цього дані розряди видаляються з послідовності P^* . На наступному кроці також зчитуються 16 наймолодших розрядів, що є кодом числа l_K . Далі створюється порожня послідовність P . Усі ці дії спрямовані на ініціалізацію процесу відновлення.

Безпосередньо процес відновлення складається з K циклів. На початку кожного циклу зчитується два наймолодші розряди послідовності P^* , що є кодом ознаки структури. Відповідно до цього коду реалізується певне правило декодування. Результатом є черговий блок відновлених даних, що додається в послідовність P . Структура, з якої отриманий цей блок, видаляється з послідовності P^* .

Відомі [6,7] методи ущільнення даних на основі лінійної форми Фібоначчі передбачають тільки одне правило кодування $C_2(1,0)$ для кожного блоку вхідних даних. При цьому можливі такі випадки:

- структура STR2 перетвореного блоку має довжину, що дорівнює довжині вихідного блоку;
- структура STR2 перетвореного блоку має довжину, що менша за довжину вихідного блоку;
- структура STR2 перетвореного блоку має довжину, що більша за довжину вихідного блоку.

У першому випадку нема ефекту ущільнення, у другому – є, а у третьому випадку відбувається збільшення розрядності даних. Виходячи з цього коефіцієнт ущільнення даних визначається за формулою:

$$S_{\text{ущ}}^{\text{на}} = \frac{L}{w_1 2^a + l_2 + l_3},$$

де $l_2 = \sum_{i=1}^{w_2} l_i$ – сумарна довжина перетворених блоків, що відповідають випадку 2; $l_3 = \sum_{j=1}^{w_3} l_j$ –

сумарна довжина перетворених блоків, що відповідають випадку 3; w_1, w_2, w_3 - кількість перетворених блоків, що відповідають випадкам 1, 2 і 3

$$w_1 + w_2 + w_3 = K.$$

У разі застосування запропонованого адаптивного методу ущільнення випадок 3 виключається, а замість нього буде випадок 1. При цьому коефіцієнт ущільнення даних буде визначатися за формулою:

$$S_{\text{ущ}}^a = \frac{L}{w_1 2^a + l_2},$$

де $w_1 = K - w_2$.

Експериментальні дослідження запропонованого адаптивного методу ущільнення показали, що він забезпечує підвищення коефіцієнта ущільнення для різних типів файлів від 2 до 6 разів порівняно з неадаптивним методом ущільнення на основі лінійної форми Фібоначчі.

Висновки

1. Запропоновано новий метод ущільнення даних на основі лінійної форми Фібоначчі, який передбачає використання двох моделей джерела даних, чотирьох правил кодування даних і функції оптимізації (адаптації). Вибір на основі функції оптимізації моделі джерела даних і правила кодування даних, які спільно забезпечують найбільший коефіцієнт ущільнення, сприяє адаптації виконуваних перетворень до конкретного змісту ущільнюваних даних.

2. Адаптація забезпечує підвищення коефіцієнта ущільнення порівняно з неадаптивним методом ущільнення на основі лінійної форми Фібоначчі, який передбачає тільки одну модель джерела даних й одне правило кодування для кожного блоку вхідних даних.

Список літератури

1. Huffman D.A. A method for the construction of minimum redundancy codes / Huffman D.A. // Proceedings of the Institute of Electrical and Radio Engineers. – 1952. – V. 40, 9. – P. 1098-1101.
2. Cormack G.V. Data compression using dynamic Markov modeling / Cormack G.V., Horspool R.N. // Comput. J. – 1987. – V. 30, 6. – P. 541-550.
3. Storer J. A. Data Compression: Methods and Theory / Storer J. A. // Computers Science Press. - 1988. - V. 47, 1. – P. 23-29.
4. Ziv J. Compression of individual sequences via variable-rate coding / Ziv J., Lempel A. // IEEE Trans. Inf. Theory. – 1978. – V. IT-24, 5. – P. 530-536.
5. Welch T.A. A Technique for High Performance Data Compression / Welch T.A. // Computer/ - 1984. - №6. - P. 176-189.
6. Анисимов А. В. Обратное преобразование Фибоначчи / А. В. Анисимов, Я. П. Рындин, С. Е. Редько // Кибернетика. – 1982. - № 3. – С. 9-11.
7. Кшановський О.Д. Арифметичні методи ущільнення цифрової інформації / О.Д. Кшановський, С.В. Тітарчук, В.А. Лужецький // Вісник ВПІ. - 1999. - №5. - С. 83-87.
8. Кричевский Р.Е. Сжатие и поиск информации / Р.Е. Кричевский - М.: Радио и Связь, 1989. - 176 с.
9. Рябко Б.Я. Эффективный метод адаптивного арифметического кодирования для источников с большими алфавитами / Б.Я. Рябко, А.Н. Фионова // Проблемы передачи информации. - 1999. - Том 35, вып. 4. - С.34-39.
10. Rissanen J.J. Universal modeling and coding / Rissanen J.J., Langdon G.G. // IEEE Trans. Inf. Theory. – 1981. – V. IT-27, 1. – P. 12-23.
11. Лужецький В. А. Узагальнена модель адаптивного ущільнення даних / В. А. Лужецький, Л. А. Савицька, Шахзада Ашрафул Хок // Вісник ВПІ. - 1999. - №5. - С. 83-87.

Відомості про авторів

Лужецький Володимир Андрійович – завідувач кафедри захисту інформації, Вінницький національний технічний університет, Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, 21021, тел. 59-83-86

Савицька Людмила Анатоліївна – асистент кафедри обчислювальної техніки, Вінницький національний технічний університет, Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, 21021, тел. 59-83-79

УДК 621.317.72.082.5

І. В. ЛЯШЕНКО, С.Є. ТАНКЕВИЧ, Є. М. ТАНКЕВИЧ

Інституту електродинаміки НАН України

ОПТИКО-ЕЛЕКТРОННІ ВИМІРЮВАННЯ СТРУМУ І НАПРУГИ ВИСОКОВОЛЬТНИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ МЕРЕЖ

Анотація. В роботі наведена ретроспектива розвитку та впровадження оптичних методів та засобів високовольтних вимірювань струму і напруги, розглянуті фізичні ефекти та процеси, що покладені в їх основу. Запропонована класифікація таких засобів. Виходячи з характеристик та незначної, поки що, практики їх експлуатації в високовольтних електромережах за кордоном, розглянуті переваги і труднощі впровадження апаратури такого типу.

Ключові слова: електромережа, струм, напруга, оптичний датчик, оптико-електронні вимірювання, нетрадиційні вимірювальні трансформатори.

Аннотация. В работе приведена ретроспектива развития и внедрения оптических методов и средств высоковольтных измерений тока и напряжения, рассмотрены физические эффекты и процессы, положенные в их основу. Предложена классификация таких средств. Исходя из характеристик и незначительной, пока, практики их эксплуатации в высоковольтных электросетях за рубежом, рассмотрены преимущества и трудности внедрения аппаратуры такого типа.

Ключевые слова: электросеть, ток, напряжение, оптический датчик, оптико-электронные измерения, нетрадиционные измерительные трансформаторы.

The Abstract. In the present study the retrospective development and implementation of optical methods and means of high current and voltage measurements, considered physical effects and processes underlying. Proposed a classification of such funds. Based on the characteristics and low, until the practice of their use in high-voltage power lines abroad, reviewed the advantages and difficulties of implementing this type of equipment.

Keywords: grid, current, voltage, optical sensor, opto-electronic measurement unconventional instrument transformers

Вступ

Більше ста років в електроенергетиці і промисловості для високовольтних вимірювань змінних струмів та напруг використовують вимірювальні трансформатори (ВТ) – трансформатори струму (ТС) і трансформатори напруги (ТН) електромагнітного типу. Зі зростанням потужності і робочої напруги електроенергетичних об’єктів (ЕЕО), еволюцією техніки керування енергосистемами безперервно підвищувалися вимоги до цих високовольтних апаратів і відбувався процес постійного удосконалення їх конструктивного виконання, підвищення надійності і покращення технічних, особливо метрологічних, характеристик. Однак, незважаючи на те, що електромагнітні ТС так давно використовуються в енергетиці і зазнали багато вдосконалень, вони не позбавлені і ряду недоліків, серед яких явища магнітного гістерезису, залишкового намагнічування і насичення магнітопроводів, які обумовлюють в ряді випадків низьку точність вимірювання струму; низька пожежостійкість паперово-масляної ізоляції, втрата ізоляційних властивостей у процесі експлуатації, що при внутрішніх пошкодженнях можуть стати джерелом пожеж і вибухів на енергооб’єктах; велика матеріалоемність та велика потреба в енергоресурсах в процесі їх виробництва; висока вартість та експлуатаційні витрати [1]. У процесі експлуатації трансформаторів необхідно також дотримуватися вимог регламентів по забезпеченню постійного контролю стану ізоляції (оливи або елегазу). До того ж побудова ТС для ЛЕП понадвисокої напруги потребує значного збільшення витрат через значні труднощі виконання високовольтної ізоляції і, як наслідок цього, забезпечення потрібних технічних характеристик при роботі як в статичних, так і динамічних режимах енергосистем [2, 3].

Для індуктивних ТН в електромережах 110-750 кВ з ефективно заземленою нейтраллю довгий час залишається актуальною проблема спотворення за певних умов експлуатації результатів вимірювання напруги та їх пошкоджень внаслідок виникнення незгасаючих ферорезонансних перенапруг (високовольтних коливань). Значних зусиль в науково-технічному плані потребує і забезпечення вимог чинних стандартів щодо якості перехідних процесів в ємнісних ТН, до складу яких входить ємнісний подільувач напруги, які застосовуються в електричних мережах напругою 110 кВ і вище. Виникаючи в перехідних режимах енергосистем власні вільні перехідні процеси в таких ТН повинні бути незначними за величиною і дуже швидко згасати, оскільки вони значною мірою впливають на функціонування реле опору і реле напрямку потужності і можуть бути причиною неправильного функціонування швидкодіючих захистів електричного обладнання. Останнім часом для ТС і обох видів ТН особливого значення набуває задача забезпечення їх широкосмужності, що з одного боку зумовлено необхідністю контролю і керування якістю електроенергії, а з іншого – необхідністю забезпечення потрібної точності її вимірювання та комерційного обліку за умов спотворення синусоїдальності сигналів.

До того ж вимірювальні трансформатори електромагнітного типу пристосовані до застарілих систем керування ЕЕО, побудованих на електромеханічній елементній базі, і тому потребують засобів електромагнітної та інформаційної сумісності з широко впроваджуваними зараз в електроенергетичне виробництво цифровими системами вимірювання, релейного захисту, автоматики, керування [4].

Зазначені недоліки, труднощі побудови та експлуатації вимірювальних трансформаторів електромагнітного типу зумовили пошуки і розвиток перспективних нетрадиційних методів високо-

вольтних вимірювань струмів та напруг, розробки вимірювальних перетворювачів (ВП), які були б засновані на інших принципах роботи. На сьогодні найбільш цікавим і перспективним підходом є використання впливу магнітного чи електричного полів вимірюваних струму чи напруги на стан поляризації світлового променя при проходженні ним оптично анізотропної речовини, тобто використання електро- і магнітооптичних ефектів.

Ретроспектива розвитку оптико-електронних вимірювань електричних величин

Теоретична можливість здійснення таких вимірювань з'явилась починаючи з 50-х років минулого століття, з часу коли радіотехніка і електроніка освоїли оптичний діапазон електромагнітних хвиль і вперше було повідомлено про властивості та потенційні характеристики оптико-електронних пристроїв зв'язку, що поєднували в собі оптичну і електронну частини. Патентування японськими вченими Секі Негісі (1936 р.) і Нісідзава Сасаки (1964 р.) оптичного волокна і розробка в 1970 р. американською фірмою «Корнінг» кварцового волокна зі згасанням 20 дБ/км стало дуже важливою подією в подальшому розвитку оптоелектроніки – нової галузі науки і техніки, що виросла з оптики і електроніки [5]. Ці ж події спровокували і стимулювали наукові дослідження можливостей практичного використання оптичного волокна у вимірювальній техніці, зокрема і в техніці високовольтних вимірювань електричних величин. У вимірювальному перетворювачі (ВП) струму чи напруги оптичне волокно може бути застосоване просто як канал передачі носія вимірювальної інформації від датчика до засобів його електронної обробки, а може відігравати роль найважливішої структурної складової перетворювача – чутливого елемента. В практиці виконання оптико-електронних вимірювань струму та напруги це забезпечується завдяки таким, найбільш вагомим серед ряду інших переваг, властивостям оптичних волокон, як широкополосність, безіндукційність, нездатність бути причиною виникнення іскри, високі електроізоляційна та корозійна стійкість.

Перші публікації про проекти і експерименти з вимірювальною технікою, в якій використовувалося оптичне волокно, почали з'являтися з 1973 року. В 1976 році в Японії на з'їзді асоціації чотирьох наукових товариств з електротехніки була прочитана лекція на тему «Оптичне волокно і вимірювальна техніка», що містила цікаві оптимістичні прогнози, достовірність яких з часом була підтверджена. Далі з'явилося багато статей оглядового характеру, і в міру того як нові концепції створення волоконно-оптичних датчиків набували популярність, інтерес до них зростає. Число досліджень і розробок з цієї тематики, насамперед, в Японії та інших країнах значно зросло [6-10].

Протягом 1980-1985 років японськими вченими в ході виконання великомасштабного проекту «Вимірювання з використанням оптики» були розроблені окремі компоненти техніки оптичних вимірювань, включно і волоконно-оптичні датчики струму і напруги, які пройшли експериментальну перевірку та оцінювання [5]. Проблемам в галузі прикладної оптики було присвячено ряд міжнародних конференцій, де проходило обговорення результатів досліджень. Наприклад, друга міжнародна конференція по волоконно-оптичним датчикам (OFS'84) відбулася у Штутгарті (ФРН), четверта (OFS'86) проходила в Токіо, восьма - в 1992 році у США..

В японській технічній літературі, починаючи з 1970-х років, термін «волоконно-оптичний датчик» ще не був загальноприйнятим і найчастіше використовувався термін «вимірювач на основі оптичних волокон», а в статтях англійською мовою - «оптичний датчик на волокні» (fiber optical sensors). Лише в 1981 році термін «волоконно-оптичний датчик» визнаний усіма фахівцями і остаточно утвердився після першої міжнародної конференції по волоконно-оптичним датчикам, що відбулася в 1982 році в Лондоні (International conference on optical fiber sensors, OFS'82).

Однак ще й до теперішнього часу в середовищі фахівців країн СНД термінологія по пристроям розгляданого виду ще остаточно не встановилася. У науково-технічній літературі зустрічаються їх різні найменування: «оптичні», «магнітооптичні», «оптоволоконні», «волоконно-оптичні», «оптико-електричні» та інші найменування таких датчиків.

Принципи побудови та функціонування оптико-електронних трансформаторів струму та напруги

Під оптико-електронними вимірюваннями розуміються вимірювання електричних величин, здійснювані на основі використання оптичного проявлення струму або напруги (оптичних ефектів) і електронної обробки сигналів, функціонально пов'язаних з вимірюваними сигналами. У високовольтних мережах такі вимірювання виконуються нетрадиційними ВТ або, як їх частіше називають, – оптико-електронними вимірювальними трансформаторами (ОЕВТ). Виходячи з класифікації, поданою в праці [11], можна визначити ОЕВТ як комплексний засіб вимірювання, що реалізує як ряд операцій процедури вимірювання (масштабне перетворення, зміну фізичної природи вимірювальної величини, модуляцію сигналу), так і спільну для усіх інформаційних процедур операцію передачі інформації від датчика до засобів її обробки чи індикації. Оскільки в даному разі процедура вимірювання виконується в зоні високого потенціалу, то передача інформації від високовольтної частини пристрою до його низьковольтної

частини набуває особливого значення. Саме з метою забезпечення зв'язку і повної електричної розв'язки кола високої напруги і вторинних вимірювальних кіл пов'язані перші в СРСР спроби застосування оптичних інформаційних каналів у високовольтних вимірювальних пристроях струму [12-15].

Фізичною основою оптико-електронних методів високовольтних вимірювань струмів та напруг є процеси послідовного перетворення вимірюваного електричного сигналу - носія вимірювальної інформації в світловий сигнал, дистанційної передачі світлового сигналу на потенціал землі і зворотне перетворення світлового сигналу в аналоговий електричний з подальшим його підсиленням або ж кодуванням, тобто представленням в цифровому вигляді.

Оптичне випромінювання являє собою поперечні електромагнітні хвилі в діапазоні 0,001-1000 мкм і характеризується взаємно перпендикулярними векторами електричного E і магнітного H полів, які синхронно змінюються в площині, перпендикулярній до напрямку розповсюдження хвиль. Фундаментальні закони оптичного випромінювання та його основні властивості (когерентність, монохроматичність, прямолінійне розповсюдження у вигляді вузького пучка, поляризація) та їх залежність від зовнішніх впливів, насамперед електричних і магнітних полів, функціонально пов'язаних з вимірюваними величинами, дозволяють використовувати ці методи для створення засобів безконтактного вимірювання струмів та напруг електроенергетичних об'єктів.

Поляризованість світла характеризується властивістю вектора E зберігати незмінною свою орієнтацію в просторі. У випадку рівноймовірності будь-якої його орієнтації в площині, перпендикулярній до напрямку розповсюдження хвилі, таке світло називають неполяризованим або природнім. Якщо ж коливання вектора E фіксовані строго в одній площині, то світло називається лінійно поляризованим. Найбільш ефективна поляризація має місце при проходженні світла через оптично-анізотропні речовини, на основі використання яких виготовляються поляризатори і аналізатори світла, що дозволяють здійснити поділ і складання світлових хвиль різних напрямків. Явище оптичної анізотропії, що виникає в прозорих ізотропних середовищах під дією електричного та магнітного полів і викликає подвійне променепереломлення та поворот площини поляризації лінійно-поляризованого світла лежить в основі електрооптичних і магнітооптичних ефектів, що використовуються у вимірювальних цілях [16].

Коротко і узагальнено процедуру вимірювання можна подати наступним чином. При проходженні світлового пучка через оптично активне середовище, електричне чи магнітне поле, зумовлене вимірюваним струмом чи напругою високовольтної ЛЕП, діє на це середовище, викликаючи зміну характеристик світлового пучка. Виниклі зміни параметрів пучка реєструються низьковольтною апаратурою.

Принцип дії оптичних перетворювачів струму ґрунтується на використанні магнітооптичного ефекту Фарадея і полягає у вимірюванні магнітного поля, що виникає поблизу проводу по якому протікає струм високовольтної ЛЕП, у вигляді кута повороту площини поляризації світлової хвилі, пропущеної через речовину, в якій спостерігається ефект Фарадея. Фізично цей ефект зумовлений тим, що лінійно поляризована хвиля при проходженні через комірку Фарадея довжиною L , поміщену в магнітне поле з напруженістю H , паралельно магнітним силовим лініям, розділяється на дві хвилі з круговою поляризацією, що обертаються в протилежних напрямках і рухаються з різними швидкостями. За межами комірки Фарадея (оптично-активної речовини) обидві складові хвилі, в результаті рефракції, знову утворюють лінійно поляризовану світлову хвилю, площина поляризації якої повернута на кут θ відносно площини хвилі на вході комірки [7]:

$$\theta = VN \int_0^L H_1 dl,$$

де V - постійна Верде, яка характеризує активність ефекту Фарадея для даної речовини; N - число взаємних пересічень проводу зі струмом і світловолокну, по якому розповсюджується світлова хвиля.

Кут повороту θ буде додатнім, якщо напрям обертання площини поляризації співпадає з напрямком струму, що створює магнітне поле. Значення кута повороту θ перетворюється аналізатором в значення інтенсивності світла і далі передається світловолокну в світлоприймальний пристрій. Вихідний сигнал світлоелектричного перетворювача підсилюється в підсилювачі і поступає на індикатор.

Завдяки розробці мікроволокон, що виробляються зі скла з високим значенням постійної Верде і водночас характеризуються властивістю лінійної поляризації світлового потоку, магнітооптичний модулятор (комірка Фарадея) і лінія зв'язку між високовольтною і низьковольтною частинами перетворювача струму ЛЕП виконується у вигляді єдиного елемента.

Отже, за допомогою обмотки, зробленої з гнучкого світловолокна, яка охоплює провідник зі струмом великої величини, можна отримати той же результат, який маємо при застосуванні звичайного ТС (рис.1).

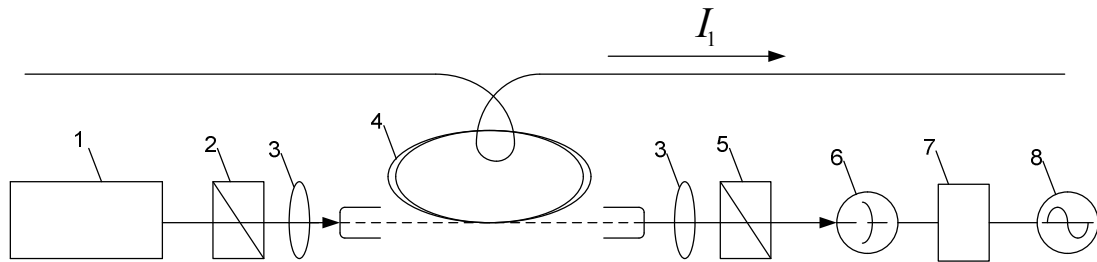


Рисунок 1 – Структура оптико-електронного перетворювача струму: 1- джерело світла; 2 - поляризатор; 3 - лінза; 4 –оптичне волокно; 5 - аналізатор світла; 6 - приймач оптичного сигналу; 7 - підсилювач; 8 - індикатор

Так же як напруженість магнітного поля і струм високовольтної ЛЕП можуть бути виміряні за допомогою ефекту Фарадея, для вимірювання напруженості електричного поля і напруги високовольтної ЛЕП може бути задіяний ефект Покельса. Останній полягає у зміні коефіцієнта переломлення світлового променя в речовині, що характеризується оптичною анізотропією, під дією зовнішнього електричного поля, прикладеного в напрямку ходу променя. Коли неполяризоване випромінювання від джерела світла попадає на поляризатор, то із усіх можливих напрямків коливань світлового вектора поляризатор виділяє лише співпадаючі з напрямком пропускання поляризатора. Далі лінійно поляризоване коливання прямує в комірку Покельса, де завдяки різним коефіцієнтам переломлення, швидкості розповсюдження світлових хвиль з різними напрямками поляризації змінюються. В результаті зміни швидкості розповсюдження оптичного сигналу змінюється його фаза, тому різницю фаз світлових хвиль, яка зумовлена зовнішнім електричним полем, можна виміряти [7]:

$$\Delta\psi = \lambda l / bU,$$

де λ - коефіцієнт, який визначається напрямком падіння світлової хвилі і зрізом кристалу; l , b - відповідно довжина і товщина кристалу; U - прикладена напруга.

Отже, розглянуте вимірювання напруги полягає в наступному: лінійно поляризована світлова хвиля за рахунок подвійного променепереломлення перетворюється в еліптично поляризовану хвилю, з якої за допомогою аналізатора виділяється хвиля з певною площиною поляризації і вимірюється її інтенсивність, яка залежить від коефіцієнту переломлення, пропорційного вимірюваній напрузі.

Описані явища покладені в основу вимірювання напруги за допомогою оптичного перетворювача (рис.2):

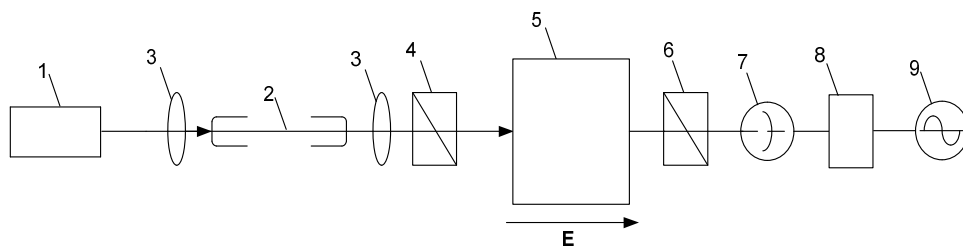


Рисунок 2 – Структура оптико-електронного вимірювального перетворювача напруги: 1-генератор світла; 2- оптичне волокно; 3 - лінза; 4 - поляризатор; 5 - комірка Покельса (монокристал з електрооптичним ефектом); 6 - аналізатор світла; 7 - приймач оптичного сигналу; 8- підсилювач; 9- індикатор.

Як бачимо, фізичні процеси, що лежать в основі розглянутих пристроїв, пов'язані із взаємодією електричних та магнітних полів з оптично активним середовищем, в результаті чого змінюються показники переломлення середовища і відбувається поворот площини поляризації лінійно поляризованого світла, що розповсюджується в середовищі вздовж поля, в якому знаходиться середовище. Кут повороту площини поляризації світлової хвилі, який пропорційний величині поля (струму, напруги), може бути виміряний або перетворений в модуляцію інтенсивності світла, що підлягає вимірюванню.

Коротко розглянувши фізичні ефекти та процеси, що покладені в основу оптико-електронних вимірювань струмів та напруг, вкажемо на їх практичне використання.

Практика та переваги застосування

Як витікає з аналізу публікацій щодо методів та засобів високовольтних вимірювань струмів та напруг, що ґрунтуються на використанні магнітного [3, 12–15, 17], електричного [18], радіо- [19, 20], акустичного та інших видів зв'язку, головною класифікаційною ознакою ОЕВТ є використання оптичного зв'язку для передачі інформації від датчика, розташованого в зоні високого потенціалу, до вторинних низьковольтних вимірювальних кіл (рис.3).

Як датчик в такому перетворювачі може бути використаний електромагнітний ТС чи ТН спеціального виконання – без високовольтної ізоляції, з малими габаритами (завдяки дуже незначному вторинному навантаженню); пояс Роговського, датчик Холла або шунт. Звичайно, найбільш повно цій назві відповідає перетворювач з датчиком оптичного типу і оптичним каналом зв'язку.

Отже перетворювачі, які реалізують оптико-електронні методи, можуть відрізнятися передусім типом використаного в них датчика (фізичним ефектом покладеним в його основу), місцем знаходження джерела світла (в зоні високої напруги чи на потенціалі землі), видом модуляції світлового потоку та формою представлення вихідного сигналу. Виходячи з вказаних ознак можлива наступна класифікація оптико-електронних засобів вимірювання струмів та напруг високовольтних електроенергетичних об'єктів (рис.4).

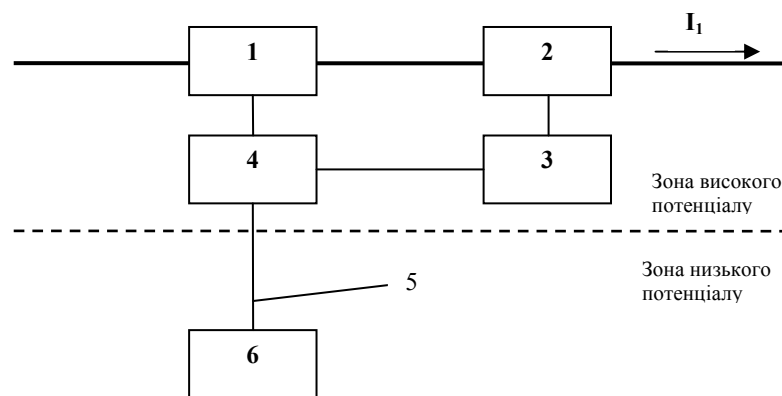


Рисунок 3 – Спрощена структурна схема ОЕВТ: 1- датчик струму; 2- ТС джерела живлення; 3 – джерело живлення; 4 - модулятор; 5- оптичний канал; 6 – вторинне навантаження

В СРСР перші роботи зі створення оптико-електронних трансформаторів струму проводилися починаючи з початку 70-х років минулого століття [12–15]. Були створені два дослідні зразки ОЕТС на напругу 750 кВ і струм 2000 А з класом точності каналу вимірювальних приладів – 0,5, каналу захисту – 3,0. Один з них - з амплітудною модуляцією інтенсивності потоку випромінювання магнітним полем вимірюваного струму і джерелом світла в зоні високого, відносно землі, потенціалу, другий – з частотно-імпульсною модуляцією. В обох, як первинний вимірювальний перетворювач, використано ТС спеціальної конструкції з високим класом точності [15]. Однак на той час технологія виробництва ще не дозріла для створення конкурентно-спроможних промислових зразків ОЕТС. Роботи зі створення ОЕВТ відновилися в 21-му столітті з розвитком оптико-волоконних технологій та кабелів. Перші промислові зразки ОЕВТ були представлені канадською фірмою NxtPhase Corporation в 2006 році (високовольтний оптичний ТС типу NXCT) [21]. Подібні розробки ведуться на території Російської Федерації – московською фірмою «Уникальные волоконные приборы» [22], компанією «ПроЛайн» [23] та в Івановському державному енергетичному університеті [24].

У світовій практиці вже є також і досвід промислової експлуатації в енергетичних системах серійних високовольтних ОЕВТ. Виробниками останніх є фірма "АББ" (ABB Power Transmission) і корпорація "Nxt Phase" (Канада). Вони випускають перетворювачі трьох типів - струму (NXCT), напруги (NXVT) та комбіновані (NXVCT). Комбінований апарат часто називають оптичною вимірювальною одиницею (Optical Metering Unit). Оптична вимірювальна одиниця дозволяє реалізувати в єдиному конструктивні (в одному апараті) функції вимірювального перетворення струму і напруги, що в ряді випадків відкриває додаткові можливості інформаційного забезпечення і розв'язання задач керування електричними мережами. Принципи побудови та структурні схеми перетворювачів (з джерелом світла в їх низьковольтній частині) обох виробників практично однакові.

NXCT, NXVT, NXVCT випускаються на напругу від 69 до 765 кВ. Ширина їх вхідного частотного діапазону складає від 0,5 Гц до 6 кГц, клас точності каналу вимірювальних приладів за стандартами

Міжнародної електротехнічної комісії (МЕК) - 0,2S (NXCT) і 0,2 (NXVT). Цей канал NXCT зберігає клас точності в діапазоні від 0,08 до 150 % номінального струму, NXVT - від 50 до 120 % номінальної напруги. Канали релейного захисту перетворювачів напруги підтримують клас 3P, перетворювачів струму - 5P [21].

Водночас є приклад спроби побудови ОЕВТ з датчиком у вигляді шунта спеціальної конструкції і оптичними каналами зв'язку для передачі оцифрованих у високовольтній частині перетворювача даних в зону низького потенціалу вторинним системам [24].

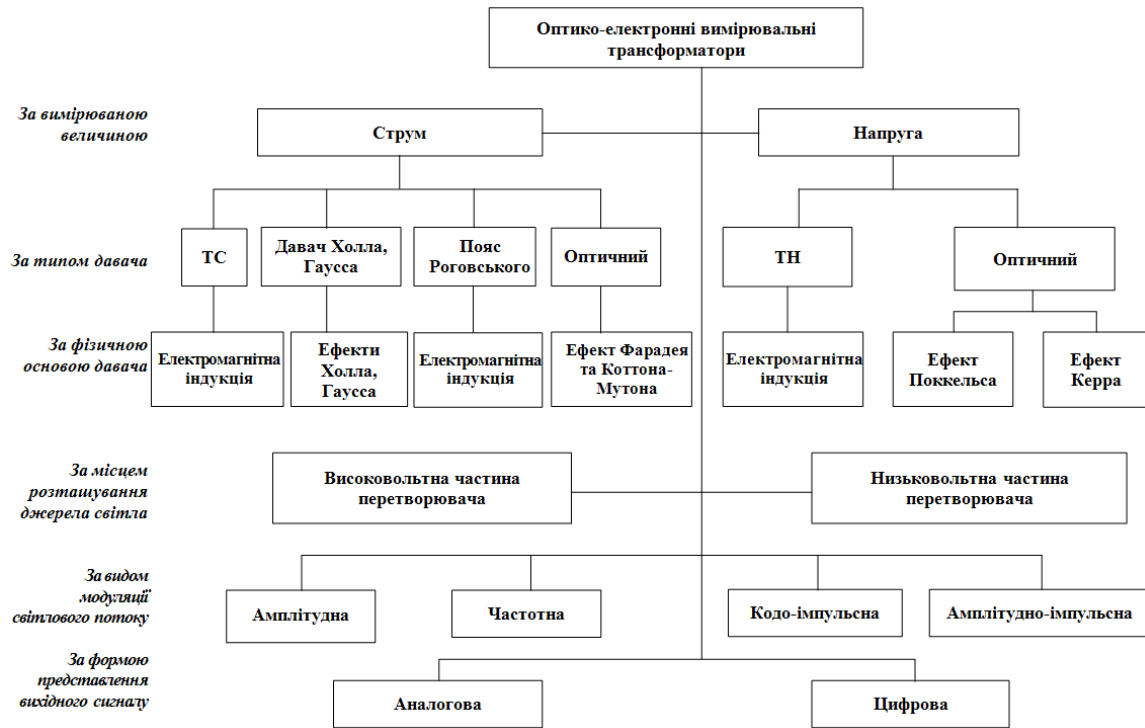


Рисунок 4 – Класифікація ОЕВТ

На завершення перерахуємо основні переваги оптико-електронних методів та засобів, що активно починають впроваджуватися в практику високовольтних вимірювань струмів та напруг в зарубіжній електроенергетиці:

прогресивне, технічно досконале і економічно вигідне розв'язання проблеми виконання ізоляції високовольтних засобів вимірювання струмів та напруг, насамперед понад- та ультрависокої напруги;

зменшення масогабаритних показників високовольтних перетворювачів, а також їх повна еколого-, пожежо-, вибухо- і електробезпека;

універсальність таких засобів вимірювання, тобто здатність виконання масштабного перетворення і вимірювання як змінного, так і постійного та імпульсного струмів різних рівнів напруг, особливо понад- та ультрависокої напруги;

електромагнітна, інформаційна та функціональна сумісність з вторинними цифровими системами: вимірювання, релейного захисту, автоматичного та автоматизованого керування електроенергетичних об'єктів та систем;

можливість інтеграції в вимірювальні та інформаційні системи з використанням різних інтерфейсів – дискретних, цифрових і аналогових;

малоінерційне, з високою точністю, вимірювальне перетворення сигналів з відсутністю явищ, характерних для електромагнітних аналогів, що обмежують їх динамічний діапазон і точність вимірювань;

- широкий динамічний та частотний діапазони вимірювань, що дозволяє проводити повний аналіз не тільки кількості, але і якості електроенергії в частині її гармонічного складу, а також здійснювати аналіз електромагнітних та електромеханічних перехідних процесів в енергосистемах (для систем релейного захисту та протиаварійної автоматики).

Проте, поки що, застосування ОЕВТ обмежено з ряду причин:

- незначна потужність вихідних кіл, що недостатня для приведення в дію існуючих комплектів електромеханічних захистів, і необхідність для її підвищення використання додаткових апаратних засобів;

- відсутність у терміналів захистів і приладів обліку, що випускаються вітчизняними та багатьма зарубіжними виробниками, відповідних входів для підключення оптичних перетворювачів;

- відсутність національних стандартів, які регламентували б повірку та визначення класу точності оптичних датчиків та перетворювачів в цілому;
- відсутність достатньої кількості статистичних даних по використанню даних пристроїв, що значно затрудняє визначення їх надійності;
- велика вартість проектів з огляду на високу вартість перетворюючих пристроїв і мережевого устаткування і організацію ланцюгів струму і напруги в цифровому вигляді.

До того ж на думку деяких фахівців деякі з переваг, наведених вище, не представляють собою настільки позитивні аргументи, щоб значно збільшити перевагу ОЕВТ перед традиційними трансформаторами [25]. Зокрема, це широка смуга пропускання сигналу, висока стійкість до перешкод, довговічність, стабільність та простота виконання, оскільки майже всі вони забезпечуються традиційними ВТ.

Висновок

Оптико-електронні перетворювачі струму та напруги тільки починають впроваджуватись за кордоном на окремих електроенергетичних об'єктах скоріше, як випробувальні установки, ніж як повноцінна вимірювальна апаратура, тобто ще існує ряд питань економічного, нормативного, методичного та організаційного характеру, які потребують розв'язання для забезпечення їх широкомасштабного впровадження в практику високовольтних вимірювань в електроенергетиці. Як приклад, можна вказати на відсутність національних стандартів (існують лише міжнародні стандарти [26, 27]), які б регламентували як повірять дані пристроїв і визначати їх клас точності, а також на відсутність статистичних даних щодо результатів їх експлуатації, насамперед відомостей, що гарантують надійність таких апаратів та достовірність отримуваної від них вимірювальної інформації.

Однак, незважаючи на зазначені труднощі, що безумовно будуть розв'язані з часом, слід визнати, що ОЕВТ на сьогодні є найкращим втіленням ідей переходу в області високовольтних вимірювань струмів та напруг від електричних вимірювань до електронних і від аналогових до цифрових.

Крім зазначених вище технічних і конструктивних переваг ОЕВТ, при повному переході на новий стандарт зв'язку для підстанцій [28, 29, 30], використання такого прогресивного та високотехнологічного обладнання як розглянуті високовольтні апарати при реалізації масштабних проектів нового будівництва та реконструкції діючих електричних підстанцій високої та понадвисокої напруги відкриває нові можливості щодо впровадження на енергетичному ринку низки принципово нових типів вимірювальних систем, мікропроцесорних захистів, систем комерційного обліку кількості та контролю показників якості електроенергії.

Список літератури

1. Сучасні високовольтні перетворювачі струму та напруги / Стогній Б.С., Танкевич Є.М., Масляник В.М., Назаров В.В., Нагорний П.Д. // Технічна електродинаміка.- 2006.- №6.- С. 3-10.
2. Танкевич Е.Н. Исследование переходных процессов и разработка трехступенчатого каскадного трансформатора тока на напряжение 1150 кВ: Дис. канд. техн.наук: 05.14.02.-К., 1979.- 225 с.
3. Теория высоковольтных измерительных преобразователей переменного тока и напряжения: [Монография.] / Б.С. Стогний – К.: Наук. думка, 1984. – 272 с.
4. Танкевич С.Є. Використання мікроелектроніки у вторинних колах високовольтних вимірювальних трансформаторів // Праці ІЕД НАН України. – 2008.- №21. –С.122-125.
5. Волоконно-оптические датчики: [Монография.] / Т. Окоси, К. Окамото, М. Оцу, Х. Нисихара, К. Кюма, К. Кахатэ; Под ред. Т. Окоси: Пер. с япон.- Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отделение, 1990.-256 с.
6. Mouton L. et al. Transformateurs de courant et de tension non classiques //Elektra.- 1979. №59. – P.91-122.
7. Сайто Сигэбуми, Фудзии Еити, Халадзакі Седзи и др. Фундаментальные исследования измерительных устройств тока и напряжения в энергетических устройствах с помощью лазеров // Токке дайгаку сэйсан гидзюцу кэнкюсе: Пер. с япон.-1980. – Т.28. - №5. –С. 225-264.
8. Р.Э. Хебнер, Р.А. Малевски, Э.С. Кэссиди. Оптические методы измерений электрических параметров при высоких напряжениях// Пер. с англ.: ТИИЭР, №11(65), 1977. – С. 5-33.
9. Ибуки С., Торита М. Датчики для контроля энергетического оборудования // Мицубиси дэнки гихо: Пер. с япон. – 1986.- Т.60.- №6. – С. 32-37.
10. Харада Е. Применение волоконно-оптической технологии в измерительных системах на станциях и подстанциях. Состояние разработок оптических измерительных трансформаторов тока и напряжения // Токе дэнреку: Пер. с япон.-1987.- Т.74.-№9.-С.75-80.
11. Орнатский П.П. Теоретические основы информационно-измерительной техники. 2-е изд., перераб. и доп. - К.: Вища школа, 1983.- 455 с.

12. Оптико-електронний трансформатор тока высокого напряжения / Адоньев Н.М., Афанасьев В.В., Карпенко Л.Н. // Электричество. – 1969. - №11. - С.1-5.
13. Оптико-електронные трансформаторы тока / Афанасьев В.В., Зубков В.П., Крастина А.Д. // Электричество. – 1970. – №7. – С.18-24.
14. Оптико-електронный индикатор тока / Зубков В.П., Белицкая М.С., Вербицкий Л.М., Полозова Л.М. // Электричество. – 1975. – №7. – С.695-698.
15. Трансформаторы тока: [Монография] / В.В. Афанасьев, Н.М. Адоньев, В.М. Кибель и др. 2-ое изд., перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-е, 1989. – 416 с.
16. Левшина Е.С. Электрические измерения физических величин (Измерительные преобразователи): учебн. пособие [для вузов] / Левшина Е.С., Новицкий П.В. - Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1983. - 320 с.
17. Malewski Ryszard. High-voltage current transformers with optical signal transmission. "Opt. Eng.", 1981, T.20, №1, 54-57.
18. Осадчий А.И. Измерительные преобразователи тока с емкостной связью для линии электропередач сверхвысоких напряжений: Автореф. дис... канд. техн. наук: 05.14.02 / Институт электродинамики АН УССР. – Киев, 1984.– 18с.
19. Демирчян К.С., Шакирзянов Ф.Н., Габеева И.К. Радиоэлектронные ТТ для систем сверхвысокого напряжения // Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт. – 1988. - №2. – С.10-15.
20. Гинайло В.А., Пыжов А.А., Танкевич Е.Н. Реконструкция измерительных каналов электрических станций и подстанций // Энергетика и электрификация. - 2005. № 2. – С. 39-42.
21. Осика Л.К. Влияние современных принципов измерений тока и напряжения на архитектуру систем коммерческого учета электроэнергии // Промышленная энергетика. – 2005. - №10. – С. 23-28.
22. Некрашевич Е., Старостин Н., Волоконно-оптические датчики тока // Электронные компоненты. –2006. – №11. –С.-76-77.
23. Власов М.А. , Сердцев А.А., Оптические трансформаторы : первый опыт // Энергоэксперт. –2007. – №1. –С.46-49.
24. Электромагнитная совместимость цифровых трансформаторов тока и напряжения 220 кВ / Лебедев В.Д.: Труды Всероссийской научно-практической конференции, посвященной 80-летию Московского энергетического института. В 2 т. Т. 2. [Повышение надежности и эффективности эксплуатации электрических станций и энергетических систем "Энерго 2010"], (Москва, 1-3 июня 2010 г.) – Москва : "Издательский дом МЭИ", 2010, – С. 166-169.
25. Гуревич В.И., Оптоэлектронные трансформаторы : панацея или частное решение частных проблем?// Вести в электроэнергетике. – 2010. – №2. – С.24-28.
26. International standard IEC 60044-7: Instrument transformers – Part 7: Electronic voltage transformers. – Geneva. – 2007. –137 p.
27. International standard IEC 60044-8 : Instrument transformers – Part 8: Electronic current transformers. – Geneva. – 2007. –120 p.
28. International standard IEC 61850. Communication networks and systems in substation part 9-1: Specific communication service mapping (SCSM) – Sampled values over serial unidirectional multi drop point to point link. First edition, 2003-05.
29. Вплив стандарту МЭК 61850 на вимоги до первинних вимірювальних перетворювачів струму і напруги // Танкевич Є.М., Варський Г.М., Яковлева І.В., Танкевич С.Є. / Технічна електродинаміка. Тем. вип. Проблеми сучасної електротехніки. Ч.2. –2010.– С. 53-56.
30. Організація обміну даними вимірювальних трансформаторів в інтегрованій АСУ ТП підстанції /Танкевич Є.М., Танкевич С.Є., Білов І.В. / Технічна електродинаміка. Тем. вип. Силова електроніка та енергоефективність. Ч.1. –2010. – С. 110-113.

Відомості про авторів

Ляшенко І. В. – інженер відділу автоматизації електричних систем Інституту електродинаміки НАН України, м. Київ, Україна.

Танкевич С. Є. – аспірант відділу моделювання електроенергетичних об'єктів та систем Інституту електродинаміки НАН України, м. Київ, Україна.

Танкевич Є. М. – д.т.н., с.н.с., провідний науковий співробітник відділу автоматизації електричних систем Інституту електродинаміки НАН України, м. Київ, Україна.

УДК 004.4.22

В. А. ХОМЕНКО, Е. Н. СИДОРОВ

Національний авіаційний університет, м. Київ

ПОДХОД К СОЗДАНИЮ ПРОГРАММНЫХ ИМИТАТОРОВ ШУМА НА ОСНОВЕ УПРАВЛЯЕМЫХ ОБРАЗЦОВ ДЛЯ АВИАЦИОННЫХ ТРЕНАЖЕРОВ

Аннотация. Предлагается подход к созданию имитаторов шума на основе управляемых образцов звуков, выделенных из аудиозаписей полетов летательных аппаратов. Подход может применяться с использованием широкодоступных записей в малобюджетных проектах. Для реализации подхода разработаны обобщенные модели шума и программные средства быстрого конструирования имитаторов. Приведен практический пример разработки имитатора шума для комплексного тренажера двухмоторного турбовинтового самолета.

Анотація. Пропонується підхід до створення імітаторів шуму на основі керованих зразків звуків, які виділяються із аудіо записів польотів літальних апаратів. Підхід може застосовуватися з використанням загальнодоступних записів у малобюджетних проектах. Для реалізації підходу розроблені узагальнені моделі шуму та програмні засоби швидкого конструювання імітаторів. Наведено практичний приклад розробки імітатору шуму для комплексного авіаційного тренажера двомоторного турбовинтового літака.

The Abstract. The approach for the noise simulators creation based on the controllable sound samples from the aircraft audio records is proposed. This approach can be applied at the low-budget projects using widely accessible records. For approach realization the general noise models and simulators software rapid construction tools were developed. The case study of the two-engine turboprop airplane noise simulator development is given.

Введение

Имитатор шума – это неотъемлемый элемент любого современного авиационного тренажера, обеспечивающий имитацию реального звукового окружения пилотов [1] во время учебных полетов. Для пилота звук является ценным источником информации о состоянии механизмов, электро- и радиооборудования, касании взлетно-посадочной полосы и т.п. Современные имитаторы шума для коммерческих профессиональных тренажеров представляют собой программно-технические комплексы, формирующие и воспроизводящие шум летательного аппарата во всех необходимых режимах полета с заданными адекватностью и качеством [2, 3]. Процесс создания имитатора шума тренажера (далее - имитатор) – это весьма сложный и затратный процесс, требующий изучения и анализа шума летательного аппарата – объекта имитации в различных режимах, синтеза имитаторов отдельных шумов, подбора зависимостей их характеристик от параметров полета, техническую реализацию имитатора и проверку адекватности комплекса шумов звуку реального летательного аппарата.

Постановка задачи

В условиях отсутствия или ограниченного доступа к летательному аппарату провести анализ характеристик звука и проверку адекватности работы имитатора шума применяя традиционный подход нельзя, поскольку невозможно изучать звуки механизмов и агрегатов, запуская их отдельно, меняя параметры работы, а также место прослушивания и записи звука. Такие условия могут возникать в малобюджетных проектах, выполняемых независимо от производителей и эксплуатантов летательных аппаратов. В то же время, разработчик имитатора может достаточно легко получить записи звука полета в кабине пилотов, сделанные на любое компактное записывающее устройство. В статье предлагается малозатратный подход к созданию программных имитаторов шума летательных аппаратов с использованием доступных записей звуков полета в пилотской кабине и приведен практический пример его использования для разработки имитатора двухдвигательного турбовинтового самолета.

Традиционный подход

Изучение звукового окружения включает восприятие и запись звуков летательного аппарата в различных типовых режимах его работы с последующим их анализом для выделения отдельных источников шума и определения их характеристик. В условиях доступа к летательному аппарату разработчик имитатора имеет возможность изучать источники шумов в отдельности, управляя соответствующими механизмами, фиксируя характеристики их звука средствами измерений с привязкой к параметрам работы и условиям наблюдения.

Модель M звукового окружения обычно представляется как аддитивное множество шумов, каждый из которых создается отдельным источником (механизмом летательного аппарата или фактором окружающей среды):

$$M = \sum_{i=1}^n m_i ,$$

где m_i – модель отдельного источника шума.

Для каждой из моделей m_i необходимо описать характеристику шума и его зависимость от множества параметров источника шума. Управление шумом в такой модели можно представить функционалом,

который задает зависимости изменения для параметров звука $Y = \{y_1, y_2, \dots, y_k\}$ от входных параметров его источника $X = \{x_1, x_2, \dots, x_l\}$:

$$m_i(Y) = F(X).$$

При построении модели функционал F удобно привести к множеству независимых функций, каждая из которых описывает изменение одного выходного параметра в зависимости от множества входных:

$$y_i = f(x_1, x_2, \dots, x_m)$$

Например, рассмотрим упрощенную модель звука силовой турбореактивной установки с электро-стартером, которая включает только два источника шума – стартер m_s и турбину m_t :

$$M = \{m_s, m_t\}.$$

Общая модель шума стартера имеет вид

$$m_s(V) = f_{sv}(S_s),$$

где V – громкость шума; f_{sv} – функция зависимости громкости шума от состояния стартера; S_s – состояние стартера (включен/выключен).

Тогда модель можно свести к функции громкости звука от состояния стартера:

$$V = f_{sv}(S_s)$$

В данном случае, функцию f_{sv} громкости стартера упростим до единичной функции:

$$V = \begin{cases} 0 & \text{при } S = OFF, \\ 1 & \text{при } S = ON \end{cases}$$

Для турбины модель можно определить следующим образом:

$$m_t(V, F) = f_t(R_t),$$

где V – громкость шума; F – полоса частот шума; f_t – функционал, описывающий зависимости громкости и частоты шума от оборотов турбины; R_t – частота оборотов турбины.

Громкость и полосу частот шума турбины представим независимыми функциями от частоты оборотов $V = f_{tv}(R_t)$ и $F = f_{tF}(R_t)$, которые в упрощенном случае могут быть сведены к линейным зависимостям.

Большинство реализаций имитаторов имеют сходную архитектуру (рис.1), включающую набор управляемых генераторов шума, выходные сигналы которых суммируются, усиливаются и подаются на громкоговорители, установленные в кабине тренажера [1, 2].

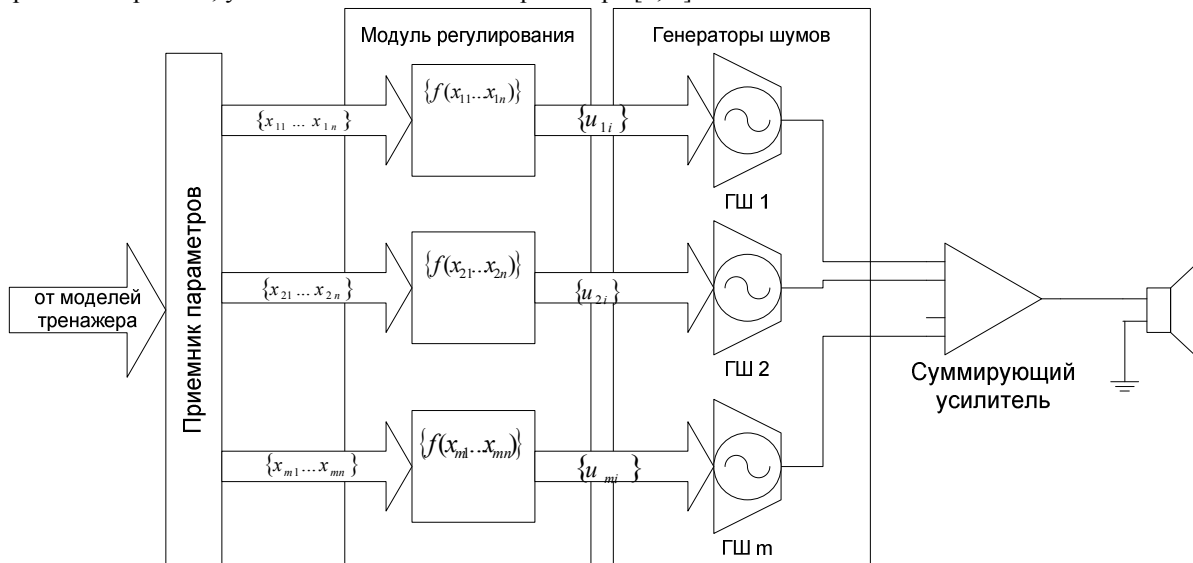


Рисунок 1 – Традиционная структура имитатора шума

Имитаторы разнятся числом каналов воспроизведения (моно, стерео, квадро и более) и распределением функций между технической и программной составляющими. Для каждого отдельного источника

шума по характеристикам разработанной для него модели m_i подбирается и реализуется генератор шума соответствующего типа и управляющие зависимости. Подбор и настройка генераторов требуют значительных затрат.

Для проверки адекватности имитатора применяются количественные и качественные оценки [4]. Конечную субъективную оценку адекватности звукового окружения может дать только опытный пилот имитируемого летательного аппарата. На ранних этапах создания имитатора разработчики применяют собственную субъективную оценку, реализуемую путем сравнения звучания синтезируемого шума с записанными образцами.

Объективный подход к проверке адекватности имитатора заключается в измерении параметров синтезируемого шума, и использовании сравнительного спектрального анализа образцовых и синтезируемых шумов.

Подход на основе управляемых образцов

Идея проигрывания записей звука летательного аппарата для имитации звукового окружения не нова, но для профессиональных тренажеров не разработана и практически не применяется вследствие разных причин [1], в частности потому, что совершенные технологии цифрового воспроизведения и управления звуком стали доступны значительно позже качественной аналоговой генерации шума. Управляемое проигрывание звуковых файлов используется в некоторых игровых симуляторах, например, в MS Flight Simulator [5], но в упрощенном виде и, зачастую, с низкой адекватностью. В предлагаемом подходе в качестве генераторов шума используются проигрыватели цифровых образцов, выделяемых из имеющихся записей звука летательного аппарата. Для имитации шумов эти образцы, в зависимости от режима работы источника (разовые или непрерывные), проигрываются в однократном или циклическом режиме с регулировкой параметров звучания. Метод включает следующие шаги: получение образцов из имеющихся записей шумов летательного аппарата; разработка моделей звукового окружения на основе знаний о летательном аппарате, с учетом полученных образцов; техническая реализация имитатора; оценка адекватности имитатора и его настройка.

Получение образцов. В общем случае, разработчик имитатора, располагающий одной или несколькими записями звука летательного аппарата, сделанными сторонним лицом, может только косвенно догадываться об условиях их создания по общей звуковой панораме или сопутствующему видеоизображению. Первой проблемой при выделении образцов является разделение шумов различных источников и их идентификация. Вторая проблема заключается в отсутствии привязки характеристик шумов к параметрам работы источников. Третья проблема состоит в отсутствии информации об абсолютных уровнях шумов в кабине, поскольку большинство доступных записывающих устройств их не фиксируют. Включенные механизмы автоматического регулирования уровня записи дополнительно усложняют эту проблему, делая менее достоверными даже относительные уровни шумов.

Разработчик должен идентифицировать отдельные шумы и определить их параметры. Идентифицировать шумы в данном случае можно субъективно («на слух») и подтвердить их идентификацию с помощью спектрального анализа и сопоставления параметров составляющих спектра шума с предполагаемыми режимами работы летательного аппарата. Далее, для идентифицированного звука необходимо получить образец приемлемого качества путем выбора и вырезки фрагмента записи. Задача обычно осложняется наличием шумов других источников летательного аппарата, посторонних шумов (разговорами пилотов, щелчками тумблеров в кабине, наружными шумами и т.п.). Кроме того, образец для непрерывных шумов должен иметь достаточно большую длительность (обычно 5 секунд и более) для того, чтобы его можно было проигрывать в циклическом режиме без потери адекватной спектральной структуры. Сочетание этих условий может потребовать тщательного исследования записей, с использованием руководства по летной эксплуатации и спектрального анализа выбранных участков.

Разработка модели звукового окружения. Модель звукового окружения при использовании регулируемых образцов отличается от обычной, в том числе, тем, что не может использовать независимые модели для каждого шума, вследствие сложности выделения «чистых» образцов, содержащих звуки только своих источников шумов. Модель определенного источника шума, как правило, зависит от моделей других шумов:

$$m_i(Y) = F(X, \{m_k\}, k \neq i),$$

где m_i – рассматриваемая модель, Y – параметры шума, X – параметры источника шума, $\{m_k\}$ – множество моделей других шумов.

Эта проблема решается путем выбора максимально независимых образцов и учетом оставшихся зависимостей при выборе управления их параметрами. Прослушиванием и анализом записей разработчик находит участки, где шум данного источника наименее «замусорен» другими шумами. Найденный участок должен быть достаточно длительным. Далее необходимо соотнести выделенный шум с параметрами работы его источника. Это можно сделать с использованием индикаторной информации в кабине, по-

павшей в видеоизображение записи, а при ее отсутствии – применением спектрального анализа и знаний режимов работы механизмов летательного аппарата в различных режимах полета. Например, спектр шума винта обычно имеет характерные пики, представляющие собой основную частоту вращения винта и ее гармоники, помноженные на число лопастей:

$$\omega_i^g = \omega^s \times n \times i,$$

где ω_i^g – частота i -ой гармоники, ω^s – частота винта, n – число лопастей винта, i – номер гармоники.

Пересчитывая частоты гармоник в частоту винта и сравнивая ее с номинальными режимами работы силовой установки можно выделить соответствующие характерные участки записи (см. пример на рис. 2).

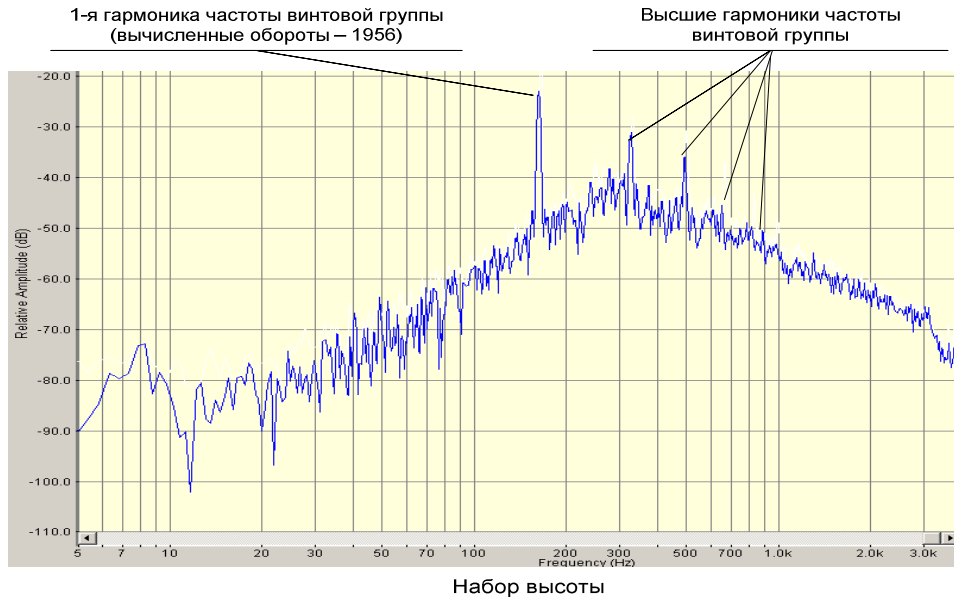


Рисунок 2 – Анализ спектров шума турбовинтового самолета

Учет влияния моделей отдельных шумов друг на друга может быть произведен на основе знания взаимных зависимостей соответствующих механизмов в различных режимах полета. Например, образец шума винта турбовинтового самолета во взлетно-посадочных и крейсерском режимах, как правило, не может быть эффективно отделен от шума турбины. В то же время, линейное изменение громкости и полосы частот такого образца приводит к «провалу» частотных составляющих турбины при малых оборотах винта, что «на слух» проявляется как отсутствие шума турбины. Поэтому, образец турбины должен быть выделен из другого участка записи, например в момент начала раскрутки винта, когда его шум незначителен, а управляющая зависимость должна учитывать усиление шума турбины в образце шума винта путем снижения характеристики громкости (рис. 3).

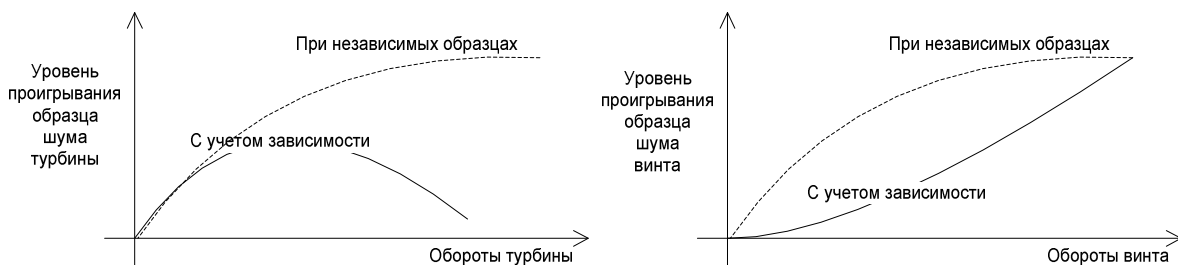


Рисунок 3 – Иллюстрация коррекции громкости проигрывания образцов для учета их взаимозависимости

Проблема отсутствия данных об абсолютных уровнях шумов в кабине может быть решена только с использованием экспертной оценки.

Техническая реализация имитатора. Структура предлагаемого имитатора похожа на традиционную и представляет собой множество регулируемых проигрывателей, выходные сигналы которых

суммируются (рис. 4). Проигрывание может регулироваться по скорости, для создания эффекта изменения частоты шума, по громкости, а также по нескольким дополнительным параметрам, таким как фланг-эффект, эхо и т.п. Режим проигрывания может быть однократным (для разовых звуков, таких как шум выпуска/уборки шасси) и зацикленным (для непрерывных, таких как шум турбины или винта). Связь между регулируемыми параметрами проигрывателей и моделируемыми параметрами летательного аппарата осуществляется специальными преобразователями. Каждый преобразователь может реализовывать функцию одного параметра проигрывателя от одного или нескольких параметров модели. Как правило, скорость проигрывания есть функция от одного параметра. Громкость шумов может зависеть от нескольких параметров и может быть представлена произведением функций от одной переменной:

$$V = V_{\max} \times \prod_{i=1}^n f_i(x_i),$$

где V – громкость проигрывания; V_{\max} – максимальная громкость шума; $f_i(x_i)$ – нормированная функция изменения параметра V от параметра x_i модели.

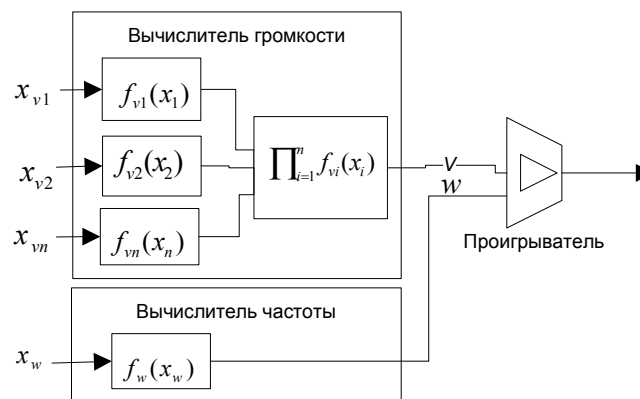


Рисунок 4 – Структура регулируемого проигрывателя – элемента имитатора шума

Это обусловлено тем, что зависимость громкости звука работы основных механизмов от их параметров имеет мультипликативный характер. Например, громкость шума воздушного винта мультипликативно зависит от частоты его оборотов и шага (угла поворота лопастей); громкость касания колеса взлетно-посадочной полосы – от горизонтальной и вертикальной скоростей посадки. В таком случае функцию регулирования параметра проигрывателя можно реализовывать как произведение нормированных аппроксимирующих функций, определенных для каждого параметра. Это позволяет создать удобный инструмент для описания функций регулирования в виде множества выбранных параметров модели летательного аппарата $\{x_i\}$ и функций $f_i(x_i)$, определенных с помощью кусочно-линейной аппроксимации (рис. 4).

Пример практической реализации

Предлагаемый подход был разработан и опробован в проекте реинженерии комплексного авиационного тренажера TL410M Национального авиационного университета [6, 7, 8]. Универсальный самолет для местных воздушных линий L410M «Turbolet» представляет собой классический двухмоторный турбовинтовой высокоплан, оборудованный двигателями Вальтер М 601А и винтами с регулируемым шагом [9]. С 1961 года было выпущено более 1100 самолетов различных модификаций, большинство из которых были поставлены в СССР. Значительная часть самолетов эксплуатируется в странах бывшего Советского Союза, Восточной Европе, Латинской Америке и Африке.

К моменту начала проекта в 2006 году оригинальный чешский тренажер TL410M 80-го года производства уже значительное время находился в неисправном состоянии. Устаревшая вычислительная система тренажера стала неремонтопригодной, но основные механические и электрические системы оставались в исправном состоянии, поэтому было принято решение заменить вычислительную систему новой и провести силами специалистов и студентов университета переработку программного обеспечения тренажера. При проведении работ было выявлено, что оригинальный аппаратный имитатор шума также пришел в полную негодность. В условиях малого бюджета проекта и отсутствия доступа к функционирующим самолетам L410 был разработан новый программный имитатор шума с использованием предлагаемого подхода.

Получение образцов. Оригинальный имитатор тренажера позволял имитировать достаточно большой набор шумов: выхлопных газов двигателя, винтовой группы, аэродинамического шума, запуска двигателей, рулежки [10],

Первой задачей, стоявшей перед разработчиками, было получение записей звуков самолета. Базовая запись была получена на диктофон, взятый в полет пилотами самолета L410. Эта запись дала панорамное представление о звуке на разных этапах полета и послужила основой для части образцов. Часть осциллограммы записи, от этапа запуска двигателей до перехода в крейсерский режим полета, показана на рис.5. Основной проблемой при работе с этой записью было отсутствие идентификации источников шума и их привязки к параметрам работы механизмов. Идентификация источников была произведена экспертно, путем прослушивания характерных участков записи и их сверки с эксплуатационной документацией самолета. Таким образом удалось выделить основные этапы полета (рис.5) и идентифицировать основные источники шумов (стартеры, двигатели, винты). Привязка этих шумов к параметрам их источников производилась с использованием спектрального анализа. Для этого в спектре была найдена наиболее мощная и характерная составляющая, связанная с оборотами винта (рис.2.). Частоты, вычисленные для разных этапов полета, с высокой точностью сошлись с рекомендуемыми значениями в руководстве по летной эксплуатации. Поскольку обороты газогенератора (турбины) в нормальных установившихся режимах имеют достаточно жесткую привязку к оборотам винта, то удалось определить режимы работы турбины на разных участках записи. Далее, в качестве образцов были взяты фрагменты с наиболее выраженными шумами одного источника и наименьшими составляющими других. Звук турбины был выделен на участке малых оборотов винтов после запуска двигателей, винтов – в установившемся крейсерском режиме полета. Нарастающий шум стартера был выделен для образца целиком, поскольку характер его звучания, как правило, не меняется от запуска к запуску.

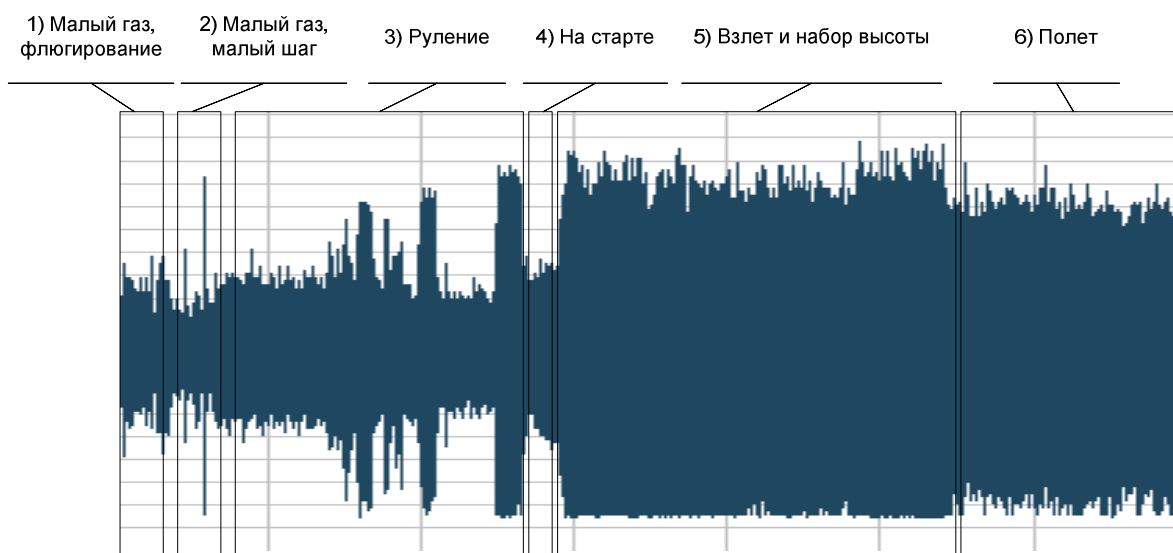


Рисунок 5 – Осциллограмма фрагмента звука полета самолета

Поскольку упомянутая выше запись не позволяла выделить другие необходимые шумы, то было проведено изучение открытых интернет-источников, таких как ресурс «youtube» и специализированный ресурс «avsim.su» [11]. В результате анализа найденных видео и аудиозаписей удалось найти приемлемые образцы для большинства других характерных шумов – преобразователей напряжения, топливных насосов, зажигания двигателя, механизма поворота лопастей.

Применение предлагаемого подхода и специально разработанного программного обеспечения конструктора имитаторов шумов позволило при отсутствии доступа к L410 полностью восстановить все возможности оригинального имитатора и существенно расширить их. Так, в имитатор, по сравнению с оригинальным, были добавлены шумы электропреобразователей, топливных насосов, изменения шага винтов, удар шасси и скрежет колес при касании взлетно-посадочной полосы.

Конструктор имитатора шумов.

Для поддержки предлагаемого подхода разработано программное средство для конструирования имитаторов шумов летательных аппаратов. Средство обеспечивает:

- создание произвольного числа генераторов шума;
- подключение образцов шума к генераторам;
- связывание параметров генераторов шума с параметрами модели тренажера и определение их зависимостей с помощью кусочно-линейной аппроксимации;
- настройку дополнительных эффектов воспроизведения звука (фланг-эффект, эхо и прочее);

- тестирование генераторов шума;
- графический интерфейс разработчика имитатора;
- режим имитации шумов с приемом параметров модели от тренажера;
- сборку готового имитатора в виде консольного приложения.

Конструктор создан на платформе .NET, на языке C#. Архитектура программного обеспечения основана на «Model–View–Presenter» [12]. Разделение модели и представления в этой архитектуре, накладывая дополнительные затраты на разработку, дает такие существенные преимущества, как отдельную разработку модели имитатора и интерфейса пользователя, упрощение тестирования, возможность независимого изменения элементов интерфейса и модулей модели.

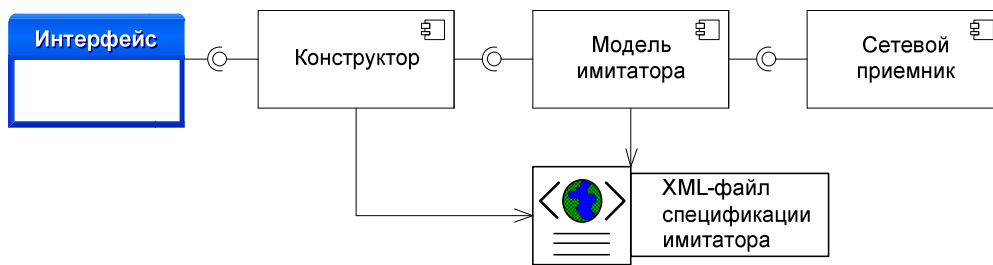


Рисунок 6 – Архитектура конструктора имитаторов шума

Основные компоненты конструктора представлены на рисунке 6.

Файл спецификации имитатора содержит XML-описание имитатора, которое может создаваться с помощью специального графического интерфейса конструктора или любого текстового редактора. Фрагмента описания для шума правого винта самолета дан на рис.7.

```

...
<sound name="Винт правый" type="Непрерывный">
  <!-- Файл с образцом звука -->
  <soundFile>C:\sound-system\Sounds\Крейсерский_1896_винта.wav</soundFile>
  <!-- Канал вывода звука (левый/правый) -->
  <position>"Right"</position>
  <!-- Перечень входных параметров громкости -->
  <volumeParameters>
    <parameter name="R_SCREW_RPM">
      <!-- Таблица точек функции для аппроксимации функции громкости от оборотов винта -->
      <tableOfValues>
        <entry x="0.0" y="0.0"/>
        <entry x="2700" y="0.9"/>
        <entry x="3800" y="1.0"/>
      </tableOfValues>
    </parameter>
    <parameter name="R_SCREW_PITCH">
      <!-- Таблица точек функции для аппроксимации функции громкости от шага винта -->
      <tableOfValues>
        <entry x="0" y="0.5"/>
        <entry x="90" y="1.0"/>
      </tableOfValues>
    </parameter>
  </volumeParameters>
  <!-- Входной параметр скорости проигрывания -->
  <frequencyParameter name="R_SCREW_RPM">
    <!-- Таблица точек функции для аппроксимации функции скорости проигрывания от оборотов винта -->
    <tableOfValues>
      <entry x="0" y="0.0"/>
      <entry x="1896" y="1.0"/>
      <entry x="3800" y="2.0"/>
    </tableOfValues>
  </frequencyParameter>
</sound>
...

```

Рисунок 7 – Фрагмент XML-файла спецификации имитатора

Чтение/запись файла спецификации при работе конструктора обеспечивается специальным драйвером файла.

Модель имитатора реализует логику инициализации и функционирования имитатора и содержит в себе аудиопроигрыватели образцов, модуль управления проигрывателями и компонент аппроксимации.

Конструктор имитатора реализует графический интерфейс пользователя, с помощью которого инженер может добавлять/удалять источники шума, определять их атрибуты и зависимости, тестировать шумы (рис.8).

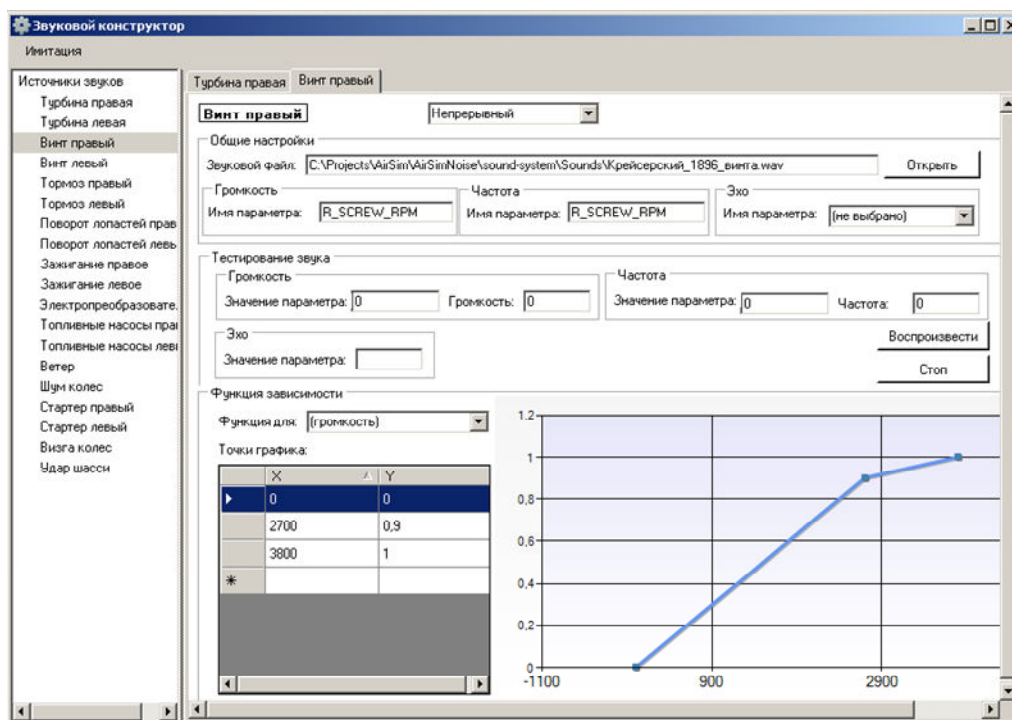


Рисунок 8 – Интерфейс пользователя конструктора имитаторов шумов

Сетевой приемник параметров обеспечивает получение необходимых для управления генераторами шума параметров тренажера через сеть с использованием специального прикладного протокола, сохраняет их значения и оповещает модель имитатора об изменениях.

После окончания разработки программные средства позволяют получить готовый к развертыванию имитатор в виде консольного приложения (рис.9).

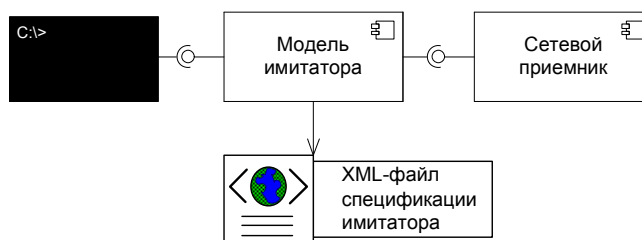


Рисунок 9 – Компоненты готового имитатора

Оценка имитатор шума для TL410

Оценка созданного имитатора производилась двумя методами - субъективной оценкой имитируемого шума самолета и сравнением осциллограмм и спектрограмм синтезированных и оригинальных шумов самолета.

Субъективная оценка проводилась путем сравнения «на слух» имеющихся записей шумов самолета с синтезированными в различных режимах полета тренажера. Такая оценка позволила выявить, в первую очередь, различия в совместном звучании шумов нескольких источников и в условиях их динамического изменения, приближенного к реальным режимам полета.

Сравнение осцилло- и спектрограмм звука дала возможность объективно проверить относительные уровни громкости шума в различных режимах и степень совпадения спектральных картин.

Выводы

Предложенный подход созданию имитаторов шума авиационных тренажеров позволяет на основе разработанных моделей и архитектуры средств быстро и с малыми затратами создавать имитаторы шумов летательных аппаратов без непосредственного доступа к последним, используя только имеющиеся записи звука определенного качества и эксплуатационную документацию. Подход обладает определенными ограничениями (зависимостью от качества имеющихся записей, практической невозможностью полностью учесть и компенсировать взаимозависимости образцов звука), но может применяться в условиях малобюджетных проектов и отсутствия доступа к объекту имитации.

Формализация модели имитатора шума позволила создать программные средства для быстрого конструирования имитаторов, поддерживающие их создание, тестирование и интеграцию в тренажер.

Пример разработки имитатора шума авиационного тренажера TL410 Национального авиационного университета показал работоспособность предложенного метода.

К направлениям улучшения предложенного подхода можно отнести определение методов предварительной обработки образцов для улучшения их качества (фильтрация помех, коррекция спектров и т.п.), способов автоматизации анализа и компенсации взаимного влияния образцов.

Список литературы

1. Alfred T. Lee. Flight simulation: virtual environments in aviation. – Ashgate Publishing Limited. – 2005. – 147 p.
2. David Allerton. Principles of flight simulation. – John Wiley and Sons Ltd. – 2009. – 457p.
3. Design of a flight simulator software architecture. Göran Ancker, Jan Wallenberg. – School of Mathematics and Systems Engineering, Växjö University. – 2002. – 91 p.
4. Сидоров Н.А., Хоменко В.А., Недоводеев В.Т., Сердюк И.П. Реинженерия программного обеспечения информационно-моделирующих тренажерных комплексов. Управляющие системы и машины. – 2008. – № 4. – С.68-74.
5. Сайт поддержки Microsoft: How to locate the Flight Simulator 9 SDK – <http://support.microsoft.com/kb/555857>.
6. Сидоров М.О., Иванова Л.М., Хоменко В.А. Методологічні принципи реінженерії програмного забезпечення успадкованих авіаційних тренажерів // Мат. VIII Міжнар. наук.-техн. конф. „Авіа-2007”. – К.: 25-27 квітня 2007. – т.1, С. 13.119–13.122.
7. Сидоров Н.А. Хоменко В.А., Мендзевровский И.Б. Шаблон программного обеспечения устройств связи с объектом авиационных тренажеров. Проблемы программирования. –2008. – №2.3. – С. 239-248.
8. Сайт тренажера TL410 Национального авиационного университета – <https://sites.google.com/site/tl410nau/home>.
9. Руководство по летной эксплуатации самолета Л410 УВП-Э. Книга 1. – Министерство гражданской авиации СССР. – 1986. – 305 с.
10. Тренажер TL410. Техническое описание и инструкция по эксплуатации. Книга 5. – Praha, Rudy Letov. – 1979. – 75 с.
11. Аудио-, видео- записи самолета L410 на ресурсе AVSIM.SU – <http://www.avsim.su/files.phtml?uploader=2860>.
12. Fowler, Martin. Patterns of Enterprise Application Architecture . – Addison-Wesley Professional, 2002 – 560p.

Відомості про авторів

Хоменко Володимир Анатолійович - кандидат технічних наук, заступник завідувача відділу Інституту програмних систем Національної академії наук України, м.Київ, пр. Академіка Глушкова, 40, корп.5, тел.- 050 383 44 82, 044 526 63 21, ел.пошта - vlkhomenko@isofts.kiev.ua

Сидоров Євген Миколайович - кандидат технічних наук, доцент кафедри Комп'ютерних інформаційних систем факультету Комп'ютерних наук Національного авіаційного університету, м. Київ, пр. Космонавта Комарова, 1, тел.- 091 305 12 12, ел. пошта – eugen.sidorov@live.com

КОМП'ЮТЕРНІ СИСТЕМИ ТА КОМПОНЕНТИ

УДК 621.382.3

О. Д. АЗАРОВ, В. А. ГАРНАГА, В. Є. ЯЦИК

Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця

ВІДБИВАЧІ СТРУМУ ДЛЯ АНАЛОГОВИХ ПРИСТРОЇВ ІЗ ПОКРАЩЕНИМИ СТАТИЧНИМИ І ДИНАМІЧНИМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

Анотація. У статті розглянуто методи покращення статичних і динамічних характеристик двотактних ППС, а також аналогових пристроїв на їх основі, шляхом застосування спеціалізованих відбивачів струму із заданими параметрами. Аналізуються запропоновані підходи щодо схемно-функціональної організації вказаних пристроїв. Показано, що запропоновані пристрої мають кращу лінійність передатної характеристики і ширшу смугу пропускання.

Ключові слова: відбивач струму, ДППС, буферний пристрій.

Аннотация. В статье рассмотрены методы улучшения статических и динамических характеристик двухтактных УПТ, а также аналоговых устройств на их основе, путем применения специализированных отражателей тока с заданными параметрами. Анализируются предложенные подходы к схемно-функциональной организации указанных устройств. Показано, что предложенные устройства имеют лучшую линейность передаточной характеристики и более широкую полосу пропускания.

Ключевые слова: отражатель тока, ДППС, буферное устройство.

The Abstract. The article describes the methods to improve the static and dynamic properties of push-pull amplifier DC, as well as analog-based devices through the use of specialized current mirrors. Analyzed the proposed approaches to the scheme and the functional organization of these devices. It is shown that the proposed devices have better linearity of the transfer characteristic and wider bandwidth.

Key words: current mirror, push-pull amplifier DC, buffer.

Вступ

Відбивачі струму (ВС) (current mirrors) є невід'ємною складовою частиною аналогових і аналогово-цифрових схем, зокрема, підсилювачів постійного струму, буферних пристроїв, джерел опорних струмів і напруг, пристроїв вибірки-зберігання аналогових сигналів, АЦП і ЦАП та інших.

Водночас, створення вказаних пристроїв з покращеними точностними і швидкісними властивостями вимагає розробки ВС із досить специфічними характеристиками.

Актуальність

Основу аналогових пристроїв як правило складають підсилювачі постійного струму (ППС) [1 - 4]. Саме вони у значній мірі визначають статичні і динамічні характеристики перших. У свою чергу параметри ППС залежать не тільки від елементної бази, у першу чергу біполярних і польових, транзисторів на яких вони побудовані, а і від їх структурно-функціональної організації. В останні десятиліття, завдяки успіхам інтегральної технології, зокрема, можливостям створення на одному кристалі транзисторів різної провідності з наближеними статичними і динамічними характеристиками, спостерігається збільшення інтересу фахівців до застосування двотактних підсилювальних схем [2, 3, 5-7]. При цьому слід зазначити, що до складу двотактних ППС входять відбивачі струму, які виконують різноманітні функції, у тому числі такі як конвертація струмів із заданими коефіцієнтами передачі, а також узгодження рівнів струмів і напруг вхідних і вихідних сигналів.

Зауважимо, що у Вінницькому національному технічному університеті активно розвивається напрям, пов'язаний зі створенням двотактних ППС із вибірковою зворотнім зв'язком у каналах проміжного підсилення [7]. Такий підхід дозволяє будувати широкосмугові високолінійні підсилювачі струму, а також аналогові пристрої на їх основі. Водночас, слід вказати, що для покращення статичних і динамічних характеристик згаданих підсилювачів потрібні ВС зі специфічними параметрами, зокрема, з низьким вхідним і високим вихідним опором. Причому, незважаючи на наявність цілої низки існуючих схемних рішень [1, 2, 3], характеристики цих елементів не відповідають висунутим вимогам. Методи, що пропонуються у ряді публікацій, часто призводять до досить складних схемних рішень [1]. Авторами статті запропоновано [8, 9] ряд підходів, спрямованих на покращення статичних характеристик ВС. Проте, при цьому значно збільшується фазовий зсув між вхідними і вихідними сигналами, що ускладнює коригування АЧХ і ФЧХ цих пристроїв. Останнім часом з'явилися нові рішення, які дозволяють досягти потрібних статичних характеристик без істотного збільшення фазового запізнення. Найголовнішим при цьому є те, що застосування запропонованих підходів до побудови ВС дозволяє покращити статичні і динамічні характеристики двотактних ППС, а відповідно і аналогових пристроїв на їх основі. Проте, матеріал, що описує запропоновані методи, відсутній у науково-технічній літературі, тому тема цієї статті є актуальною.

Мета

Покращення статичних і динамічних характеристик двотактних ППС, а також аналогових пристроїв на їх основі шляхом застосування спеціалізованих ВС (СпВС) із заданими параметрами.

Задачі

1. Аналіз запропонованих методів схемно-функціональної організації спеціалізованих відбивачів струму із заданими статичними характеристиками.
2. Отримання математичних співвідношень для оцінюванні вхідних і вихідних опорів для запропонованих схемних рішень СпВС.
3. Аналіз статичних і динамічних характеристик аналогових пристроїв, в яких використовуються запропоновані СпВС, порівняно з відомими схемами.

Розв’язання задач

Найпростішу схему має параметричний ВС, зображений на рис. 1 а), який являє собою зв’язку діод (транзистор у діодному вмиканні) і транзистор, включений за схемою із загальним емітером [3]. Недоліком такого ВС є невисокий вихідний опір, значення якого дорівнює:

$$r_{вих} = \frac{U_{Ерлі}}{I_{к}}$$

де $U_{Ерлі}$ – напруга Ерлі; $I_{к}$ – струм колектора.

У випадку використання інтегральних малопотужних n-p-n транзисторів при струмі $I_{к} = 1$ мА вихідний опір $r_{вих} \approx 50 \div 70$ кОм. Для p-n-p транзисторів $r_{вих} \approx 15 \div 30$ кОм. Вхідний опір такого відбивача дорівнює:

$$r_{вх} = \frac{\varphi_{Т}}{I_{вх}}$$

де $\varphi_{Т}$ – термопотенціал; $I_{вх}$ – значення вхідного струму, що відбивається. При $I_{вх} = 1$ мА, $r_{вх} \approx 26$ Ом.

Вказані параметричні ВС використовуються в колах аналогових пристроїв, де значення $r_{вх}$ і $r_{вих}$ не є критичними.

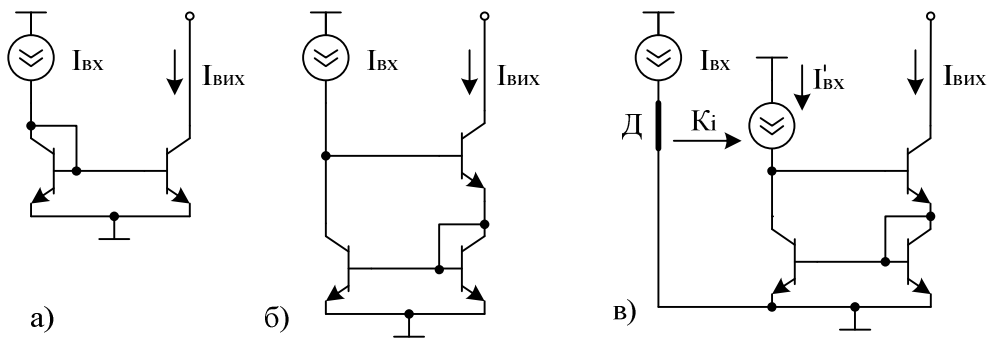


Рисунок 1 – Відбивачі струму: а) параметричний; б) компенсаційний Уїлсона; в) гіпотетичний на базі керованого генератора струму

Істотно більший вихідний опір має відбивач струму Уїлсона [1 - 3], схему якого зображено на рис. 1 б). У цьому випадку $r_{вих} \approx \frac{r_{к}}{2}$, де $r_{к} = \frac{U_{Ерлі}}{I_{к}} \cdot (1 + \beta)$, а β – коефіцієнт передачі струм для каскаду загальний емітер. При $I_{к} = 1$ мА, $\beta \approx 100$ маємо $r_{вих} \approx 3 \div 3,5$ МОм. Вхідний опір схеми Уїлсона дорівнює:

$$r_{вх} = \frac{r_{\delta} + (r_e + r_{\delta}) \cdot (1 + \beta)}{1 + \beta} \approx r_e + r_{\delta} \approx 2 \cdot r_{\delta} \tag{1}$$

При $I_{вх} = 1$ мА, $r_{вх} \approx 57,8$ Ом. Детальний аналіз статичних характеристик таких ВС наведено в роботі [9].

Під час проектування аналогових пристроїв для оцінювання їх потенційних можливостей, зокрема, статичних і динамічних характеристик шляхом комп’ютерного моделювання [10] застосовують ідеалізований варіант ВС на базі керованого генератора струму, схему якого зображено на рисунку 1 в).

Він має нульовий вхідний і нескінченний вихідний опори. При цьому $I_{ВХ}$ подається на вхід давача Д. Коефіцієнт передачі струму дорівнює $K_I=1$.

Слід відзначити, що в аналогових пристроях є кола, які можуть бути критичними до вхідних опорів ВС. У першу чергу це стосується транзисторних каскадів, увімкнених за схемою із загальним колектором, як показано на рис. 2 а). Тут резистор навантаження R_H має мінімальне значення ($R_H < r_e$) для того, щоб не впливати на потенційні характеристики схеми. Для наведеного фрагменту шляхом комп'ютерного моделювання для трьох варіантів ВС знято АЧХ, які наведено на рис. 2 б). Порівняння отриманих графіків свідчить, що АЧХ із найширшою смугою пропускання має варіант 3 (із застосуванням ВС на базі керованого генератора струму з $r_{ВХ} = 0$ Ом і $K_I \approx 1$). При цьому слід зазначити, що смуги пропускання схем у випадку застосування параметричного ВС і ВС Уілсона приблизно однакові.

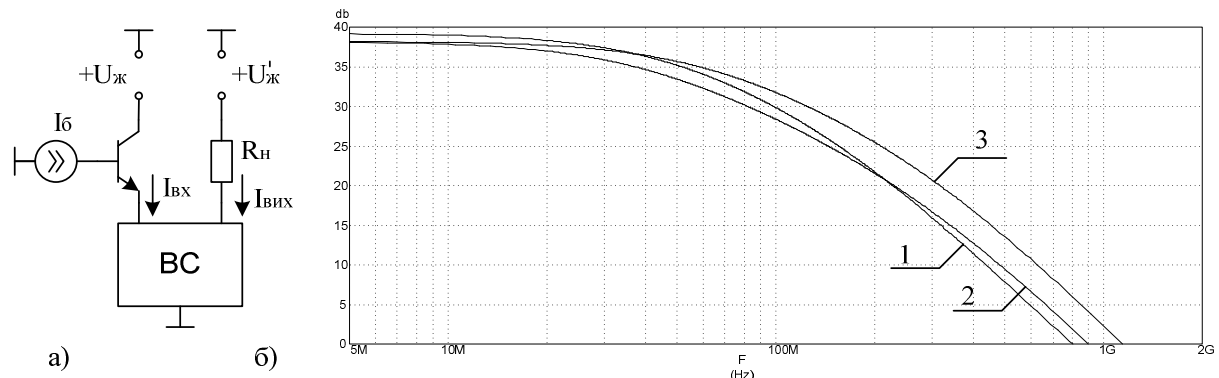


Рисунок 2 – Підсилювач струму на базі транзисторного каскаду із ЗЕ із включенням ВС у коло емітера: а) узагальнююча схема; б) АЧХ для різних варіантів реалізації ВС

Проведений аналіз дає підстави вважати, що для отримання найкращих динамічних характеристик у схемі 2 а) треба застосовувати ВС із мінімальним $r_{ВХ}$.

Зменшення $r_{ВХ}$ ВС порівняно зі схемами, показаними на рис. 1 а) і б), може бути досягнуто на базі компенсаційного методу як підвищенням коефіцієнту передачі струму у тракту прямої передачі вхідного сигналу $I_{ВХ}$ на вихід, так і збільшенням глибини зворотного зв'язку. Варіанти побудови таких ВС наведено на рис. 3.

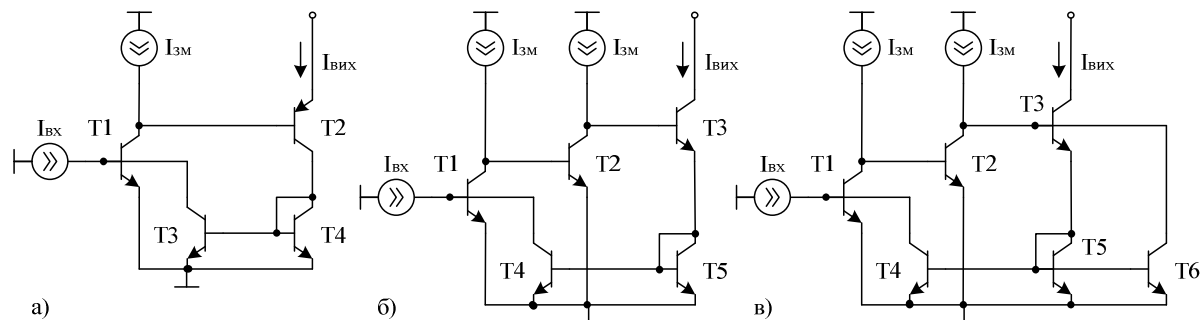


Рисунок 3 – ВС із малим $r_{ВХ}$, побудований на транзисторах: а) різного типу провідності; б), в) одного типу провідності

Пристрій, зображений на рис. 3 а), являє собою перетворювач струм-струм, який містить тракт прямого підсилення $I_{ВХ}$, побудований на транзисторах Т1 і Т2, а також контур зворотного зв'язку, який організовано за допомогою параметричного ВС, побудовано на транзисторах Т3 і Т4. Схема працює таким чином, що $I_{ВХ}$ компенсується струмом зворотного зв'язку $I_{ЗЗ}$, що поступає з колектора Т3. Коефіцієнт передачі струму $SpBC$ визначається як відношення $I_{ВХ}$ до вихідного струму $I_{ВИХ}$. Враховуючи, що принцип дії схеми є компенсаційний, маємо, що $I_{ЗЗ} \approx I_{ВХ}$. При цьому, беручи до уваги наявність зворотного зв'язку, можемо використати співвідношення [11] для схем із зворотнім зв'язком:

$$K_{i\text{СП}} = \frac{K_i}{1 + \chi \cdot K_i},$$

де $K_i = \beta_{\text{п-п-п}} \cdot \beta_{\text{р-п-р}}$ – коефіцієнт підсилення струму у тракці прямої передачі; χ – коефіцієнт передачі струму у контурі зворотного зв'язку. У випадку для рисунку 3 а) $\chi = 1$, тому враховуючи, що $\chi \cdot K_i \gg 1$, маємо $K_{i\text{СП}} \approx 1$.

Значення цього коефіцієнту можна підвищити, зменшуючи глибину зворотного зв'язку, зокрема, збільшуючи кількість діодів (у схемі діод побудовано на транзисторі Т4) і підключаючи їх паралельно у схемі параметричного ВС. Так, у випадку, якщо число діодів дорівнює m , то $\chi = \frac{K_i}{m}$, тому при цьому:

$$K_{i\text{СП}} = \frac{K_i}{1 + K_i^2/m} \approx m. \quad (2)$$

Вхідний малосигнальний опір $r_{\text{вх СП}}$ можна оцінити також враховуючи глибину зворотного зв'язку [8], а саме у вигляді:

$$r_{\text{вх СП}} = \frac{r_{\text{вх ЗЕ}}}{1 + \chi \cdot K_i}, \quad (3)$$

де $r_{\text{вх ЗЕ}} = r_{\text{б}} + r_{\text{е}} \cdot (1 + \beta_{\text{п-п-п}})$ – вхідний опір каскаду загальний емітер, а $r_{\text{б}}$ і $r_{\text{е}}$ – малосигнальні опори бази і емітера відповідно. Зважаючи на те, що $\chi \cdot K_i \gg 1$ і $r_{\text{б}} + r_{\text{е}} \cdot (1 + \beta_{\text{п-п-п}}) \gg r_{\text{б}}$, остаточно отримуємо:

$$r_{\text{вх СП}} = \frac{m \cdot r_{\text{е}}}{\beta_{\text{р-п-р}}}. \quad (4)$$

У випадку, якщо $I_{\text{вх}} = 1$ мА, $m = 1$, $\beta_{\text{р-п-р}} \approx 60$ маємо $r_{\text{вх}} \approx 0,44$ Ом, що значно менше ніж у параметричному відбивачі і ВС Уілсона.

Вихідний опір схеми $r_{\text{вих СП}}$ у значній мірі визначається співвідношенням малосигнальних колекторних опорів $r_{\text{к п-п-п}}^*$ і $r_{\text{к р-п-р}}^*$ відповідно п-п-п і р-п-р транзисторів тракту підсилення $I_{\text{вх}}$. Розглянемо вплив цих опорів. Припустимо, що напруга $U_{\text{вих}}$ на виході схеми збільшується. При цьому струм колекторного переходу транзистора Т2 збільшується і відповідно через параметричний ВС кола зворотного зв'язку цей приріст $\Delta U_{\text{вих}}$ подається в базу Т1. Транзистор Т1 за цих умов прикривається і разом із цим прикриває Т2. Збільшення $U_{\text{вих}}$ водночас передається через перехід база-емітер Т2 на колектор Т1 і збільшує колекторний струм останнього. Це призводить до привідкривання Т2.

Таким чином маємо, що приріст вихідної напруги $\Delta U_{\text{вих}}$ викликає дві протилежні реакції в колах підсилення $I_{\text{вх}}$ і зворотного зв'язку. Це явище доцільно розглянути детальніше, замінивши базову схему на дві підсхеми (із застосуванням керованих генераторів струму), що зображені на рис. 4 а) і б).

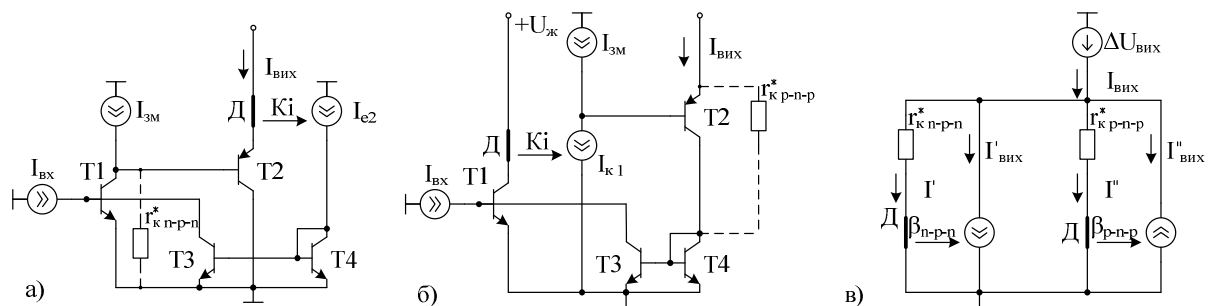


Рисунок 4 – Підсхеми спеціалізованого ВС, що інтерпретують вплив колекторних опорів: а) п-п-п транзистора; б) р-п-р транзистора; в) узагальнена схема заміщення

Тут схема а) інтерпретує вплив колекторного опору $r_{к}^*$ n-p-n транзистора; б) – p-n-p транзистора. Незважно показати, що для підсхеми, зображеної на рис. 4 а) вихідний опір $r_{вих} = r_{к\ n-p-n} = \beta_{n-p-n} \cdot r_{к\ n-p-n}^*$, тобто відповідає значенню опору для загальної бази [11]. Це також підтверджує комп'ютерне моделювання. Для рис. 4 б) аналогічно маємо $r_{вих} = r_{к\ n-p-n} = \beta_{n-p-n} \cdot r_{к\ n-p-n}^*$. З урахуванням вищерозглянутого еквівалентна схема СпВС для аналізу вихідного опору $r_{вих}$ може бути зображена так, як показано на рис. 4 в). Тут I' і I'' прирости струмів, що протікають через колекторні опори n-p-n і p-n-p транзисторів.

Відповідно до наведеної схеми заміщення вихідний опір СпВС дорівнює:

$$r_{вих} = \frac{\Delta U_{вих}}{I_{вих}}$$

При цьому $I_{вих} = I' + I'_{вих} + I'' - I''_{вих}$, де:

$$I' = \frac{\Delta U_{вих}}{r_{к\ n-p-n}^*}; \quad I'_{вих} = \beta_{n-p-n} \cdot I'; \quad I'' = \frac{\Delta U_{вих}}{r_{к\ p-n-p}^*}; \quad I''_{вих} = \beta_{p-n-p} \cdot I''.$$

Беручи до уваги, що $I'_{вих} \gg I'$, а $I''_{вих} \gg I''$, маємо:

$$I_{вих} \approx I'_{вих} - I''_{вих}, \text{ а } r_{вих} \approx \frac{\Delta U_{вих}}{I'_{вих} - I''_{вих}}.$$

$$\text{Причому } I'_{вих} = \frac{\Delta U_{вих}}{r_{к\ n-p-n}^* \cdot \beta_{n-p-n}}; \quad I''_{вих} = \frac{\Delta U_{вих}}{r_{к\ p-n-p}^* \cdot \beta_{p-n-p}}.$$

Підставляючи значення $I'_{вих}$ і $I''_{вих}$ в останній вираз для $r_{вих}$ і здійснюючи перетворення, отримаємо:

$$r_{вих} = \frac{r_{к\ n-p-n}^* \cdot \beta_{n-p-n} \cdot r_{к\ p-n-p}^* \cdot \beta_{p-n-p}}{r_{к\ p-n-p}^* \cdot \beta_{p-n-p} - r_{к\ n-p-n}^* \cdot \beta_{n-p-n}}. \quad (5)$$

Аналізуючи (5) слід зазначити, що, якщо значення добутків членів у знаменнику наближаються одне до одного, то це викличе різке збільшення $r_{вих}$ (гіпотетично аж до нескінченності). Вказане наближення практично можна реалізувати, збільшуючи $I_{зм}$, а відповідно і змінюючи $r_{к\ n-p-n}^*$, або регулюючи коефіцієнт передачі ВС у колі зворотного зв'язку. При цьому слід відзначити, що велике значення $r_{вих}$ буде діяти лише у вузькому діапазоні вхідного і вихідного струмів. У широкому діапазоні як правило має місце обмеження в рамках $0,5 \cdot r_{к\ n-p-n} < r_{вих} < r_{к\ n-p-n}$.

Другий варіант реалізації схем СпВС, наведений на рисунку 3 б) і в), дозволяє додатково зменшити вхідний опір. Запропонований підхід передбачає використання транзисторів одного типу провідності у тракту передачі вхідного струму і у колі зворотного зв'язку. При цьому загальний вираз для визначення вхідного опору $r_{вх\ СП}$ відповідає (3). Розкриваючи співвідношення для K_1 цієї схеми, отримаємо:

$$r_{вх\ СП} \approx \frac{m \cdot r_e}{\beta_{n-p-n}^2}, \quad (6)$$

де m – число діодів у колі зворотного зв'язку. Якщо пристрій побудовано на p-n-p транзисторах, то замість β_{n-p-n} у формулі (6) треба використовувати β_{p-n-p} .

Схема, наведена на рисунку 3 в), має дещо більший вхідний опір, а саме:

$$r_{вх\ СП} \approx \frac{m \cdot r_e}{\beta_{n-p-n}}$$

але як буде показано далі дещо кращу швидкодню. Коефіцієнти передачі струму для обох варіантів практично однакові і дорівнюють $K_{\Pi} = 1$. Вихідні опори також приблизно рівні і відповідають r_k (як для каскаду загальна база).

Застосування СпВС із низьким $r_{вх}$ є доцільним у двотактних підсилювачах постійного струму (ДППС), зокрема, з вибіркою зворотнім зв'язком [7]. Ці пристрої містять проміжні підсилювальні каскади на транзисторах, включених за схемою загальний колектор (гібридний), емітерні кола яких містять спеціалізовані відбивачі струму. При цьому слід зазначити, що вхідні сигнали в цих каскадах формуються генераторами струму. Відповідно до цього, в емітерних колах таких підсилювачів повинні мати схемні елементи з мінімальними опором. При цьому знижуються вимоги до відбивачів струму, які включено у вхідних колах проміжних каскадів, зокрема, щодо рівня вихідних опорів.

Схема ДППС, наведена на рис. 5 а), крім вхідного, проміжного, вихідного каскадів і СпВС складається із двонаправленого ВС (ДВС), а також компенсаторів струму на звичайних ВС. Завдяки дії вибіркового зворотного зв'язку у проміжних каскадах такий підсилювач потенційно має високу лінійність передатної характеристики і широкую смугу пропускання. Водночас згадані характеристики залежать не тільки від параметрів транзисторів, а і від типу СпВС.

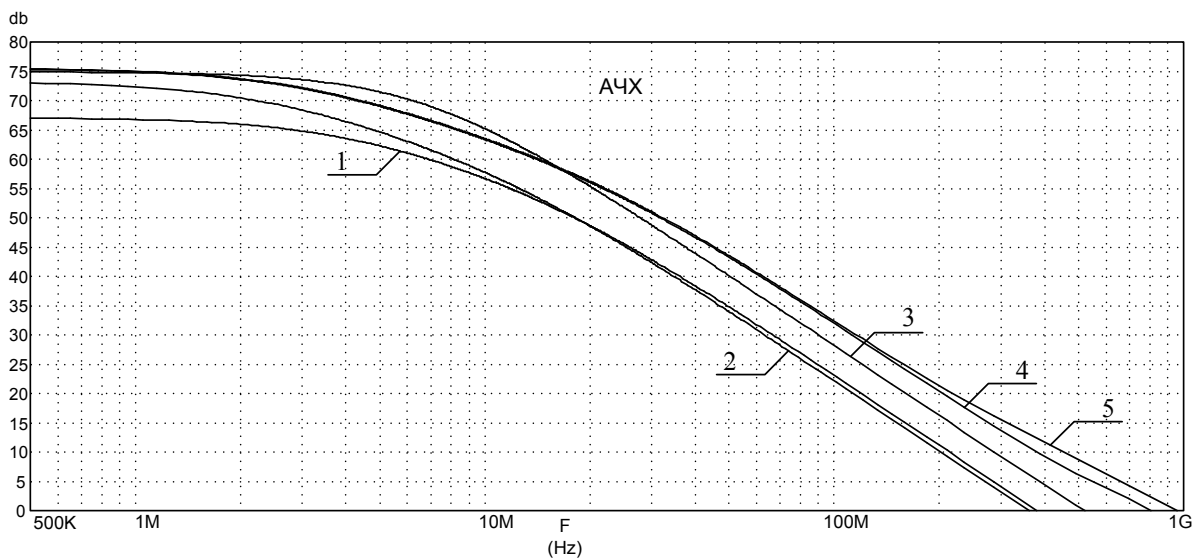
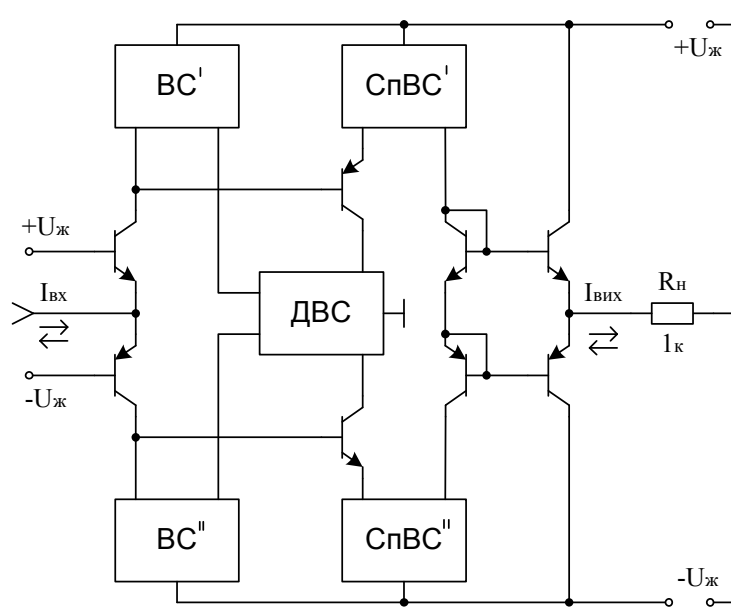


Рисунок 5 – Двотактний підсилювач постійного струму з вибіркою зворотнім зв'язком: а) узагальнена структурно-функціональна схема; б) АЧХ при застосуванні різних типів СпВС

На рис. 5 а) наведено АЧХ ДППС, в якому застосовано різні типи ВС. Тут крива 1 відповідає параметричному ВС, 2 – ВС Уілсона, в 3 – 5 спеціалізованим ВС, зображеним на рис. 3 а), б) і в) відповідно. Порівняння цих АЧХ свідчить, що кращими варіантами для застосування в ДППС є СпВС. Таким чином в емітерних колах транзисторів проміжних каскадів таких підсилювачів доцільно використовувати ВС із низькими $r_{вх}$.

Слід відзначити, що в ряді аналогових схем, зокрема, у високолінійних буферних пристроях напруги [12–14] потрібно використання генераторів струму робочих точок із надвисоким вихідним опором $r_{вих}$. Таким вимогам також можуть задовольняти СпВС, подібні до розглянутих вище. На рис. 6 а) наведено спрощену принципову схему спеціалізованого відбивача струму, в якому $r_{вих} \gg r_k$. Вказана властивість досягається уведенням у контур параметричного ВС не тільки від'ємного (через транзистор Т3), а і додатного (через Т2) зворотного зв'язку. При цьому слід зазначити, що глибина від'ємного зв'язку є більшою ніж додатного, тому робота схеми буде стійкою. Значення вихідного опору для запропонованого рішення відповідає виразу $r_{вих}^* = r_{кз}^* \cdot \beta_1 \cdot \beta_2$, тобто є значно більшим, ніж для раніше розглянутого СпВС. При цьому коефіцієнт передачі струму $K_{П} = 3$.

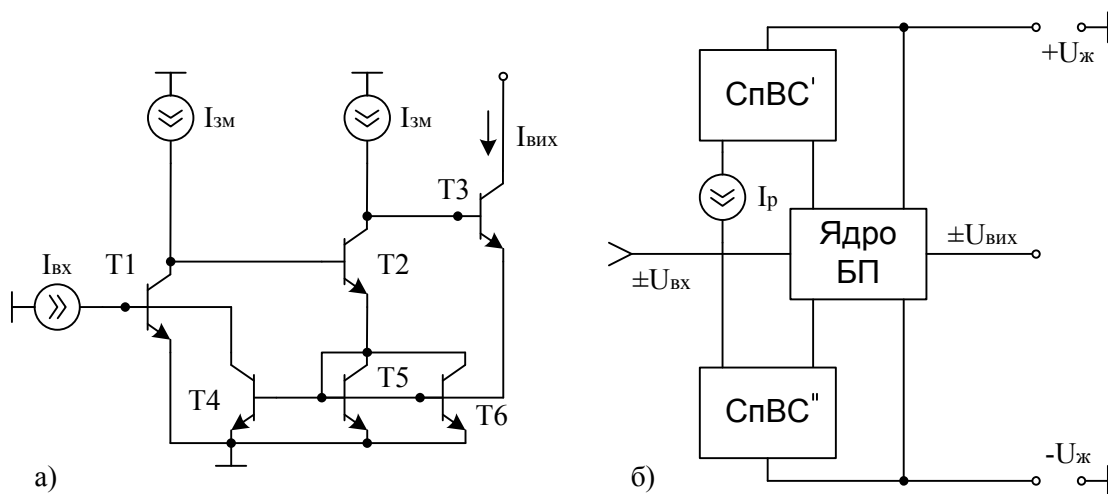


Рисунок 6 – СпВС із надвисоким $r_{вих}$: а) принципова схема; б) використання у високолінійному буфері напруги

Розглянуту схему можна використовувати для генерування робочих струмів I_p у високолінійному двотактному буфері напруги [12–14], як це показано на рисунку 6 б). Слід відзначити, що лінійність передатної характеристики ядра такого буферного пристрою (БП) залежить від стабільності робочих струмів у діапазоні вхідної $U_{вх}$ і вихідної $U_{вих}$ напруг.

Схемотехнічний аналіз передатної характеристики ядра БП із використанням розглянутого СпВС здійснено за допомогою інтегрованого пакету програм «MicroCAP – 9». При цьому ядро БП побудовано на інтегральних транзисторах фірми Intersil nuhfarry, а його конфігурація відповідає схемі, наведеної в [13]. Розглянутий пристрій при $I_p=1$ мА має такі характеристики:

Діапазон вхідної і вихідної напруги	– $\pm 10,0$ В;
Похибка зсуву нуля	– 0,5 мВ;
Похибка масштабу	– ± 800 мкВ;
Абсолютна похибка лінійності	– 70 мкВ;
Відносна похибка лінійності	– 0,0007 %
Тривалість фронтів вихідної напруги на рівні $\pm 0,95 U_{вих \max}$	– 5 нс

Слід зазначити, що альтернативний варіант побудови БП, наприклад, на базі операційного підсилювача з високим коефіцієнтом підсилення замість запропонованого рішення призведе до втрати швидкодії.

Висновки

1. Запропоновані методи схемно-функціональної організації СпВС дозволяють будувати вузли високолінійних аналогових пристроїв, статичні і динамічні характеристики яких задовольняють високим заданим вимогам.

2. Отримано аналітичні вирази для оцінювання вхідних і вихідних опорів запропонованих схемо-функціональних рішень побудови СпВС. Доведено можливість збільшення $I_{\text{вих}}$ і зменшення $I_{\text{вих}}$ у таких СпВС.

3. Доведено переваги аналогових пристроїв, побудованих із застосуванням запропонованих СпВС, зокрема, в рамках побудови ДППС, а також буферних пристроїв.

Список література

1. Коннели Дж. Аналоговые интегральные схемы. Элементы, схемы, системы и применения. / Дж. Коннели. – М.: Мир, 1977. – 439 с. с ил.
2. Grebene A. Bipolar and MOS Analog Integrated Circuit Design / Alan B. Grebene – , 2003. – 879 p.
3. Титце У. Полупроводниковая схемотехника. / У. Титце, К. Шенк [пер. с нем. ДМК Пресс]. – М. : – ДМК Пресс, 2008 – Т. 1. – 832 с.
4. James C. Daily Analog BiCMOS design. Cherry semiconductor Corp., 2000, pp. 65-84.
5. Деклараційний патент на корисну модель № 61272. Двотактний симетричний підсилювач струму. МПК8 Н 03 К 5/24, G 05 В 1/01. О. Д. Азаров, В. А. Гарнага, М. Ю. Теплицький, В. Є. Яцик
6. Деклараційний патент на корисну модель № 69740. Двотактний симетричний підсилювач струму. МПК8 Н 03 К 5/24, G 05 В 1/01. О. Д. Азаров, С. В. Павлов, М. Ю. Теплицький, В. Є. Яцик.
7. Азаров О.Д. Двотактні підсилювачі постійного струму для багаторозрядних перетворювачів форми інформації, що самокалібруються : монографія / О.Д. Азаров, В.А. Гарнага. – Вінниця : ВНТУ, 2011. – 156 с.
8. О. Д. Азаров. Аналіз статичних характеристик біполярних транзисторів із використанням керо-ваних і функціональних генераторів струму. / О. Д. Азаров, В. А. Гарнага, В. Є. Яцик – Київ, «ПІТУ» 2012, 37(1).
9. О. Д. Азаров. Методи покращення статичних характеристик відбивачів струму. / О. Д. Азаров, В. Є. Яцик – Вінниця ВНТУ, «ІТКІ» 2012, 24(1).
10. Амелина М. А., Програма схемотехнического моделирования Micro-Cap. Версии 9, 10. / Амелина М. А., Амелин С. А. – Смоленск, Смоленский филиал НИУ МЭИ, 2012. – 617 с., ил.
11. Степаненко И. П. Основы микроэлектроники. Учебное пособие для вузов. / И. П. Степаненко – 2-е изд. перераб. и доп. – М.: Лаборатория Базовых Знаний. 2003. – 488 с.: ил.
12. О. Д. Азаров. Прецизійні буферні пристрої на базі двотактних симетричних структур. / О. Д. Азаров, – Вінниця ВНТУ, «ІТКІ» 2011, 22(3).
13. Деклараційний патент на корисну модель № 51014. Буферний каскад. МПК9 Н 03 К 5/22, G 05 1/00. О. Д. Азаров, О. В. Дудник, С. В. Богомолів, О. В. Кадук.
14. Патент на винахід № 92963 Буферний каскад. МПК9 Н03F 3/34. Азаров О. Д., Богомолів С. В. / 27.12.2010, Бюл.№ 24, 2010 р.

Відомості про авторів

Азаров Олексій Дмитрійович – доктор технічних наук, професор, завідувач кафедри обчислювальної техніки ВНТУ, azarov2@vntu.edu.ua.

Гарнага Володимир Анатолійович – кандидат технічних наук, старший викладач кафедри обчислювальної техніки ВНТУ.

Яцик Володимир Євгенійович – студент ВНТУ, yatsyk.ve@gmail.com.

УДК 681.518

С. І. ПЕРЕВОЗНИКОВ, І. Р. АРСЕНЮК, В. С. ОЗЕРАНСЬКИЙ

Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця

ФОРМУВАННЯ КОМПОНЕНТНИХ СТРУКТУР ТЕСТУВАННЯ ЦИФРОВИХ ПРИСТРОЇВ НА ОСНОВІ ЇХ ГРАФОВОГО ПРЕДСТАВЛЕННЯ

Анотація. В статті розглядається питання формалізації процесів побудови компонентних структур для систем внутрішньосхемного діагностування цифрових пристроїв, зокрема, формування фрагментів розбиття. Введено і обґрунтовано математичну модель на основі апарата теорії графів. Дано визначення основним елементам структур фрагментів та їх взаємовідношень. Запропоновано додаткові характеристики розбиття на основі моделювання елементами структур, в процесі формування компонентів показано їх взаємозалежність. Встановлено тісний зв'язок глибини діагностування цифрового пристрою з результатами коригування структур розбиття: при визначених параметрах декомпозиції в деяких випадках порушується точність вказування місця несправності. В статті дано аналіз і знайдені формальні умови запобігання таких випадків.

Ключові слова: структура, декомпозиція, діагностування.

Аннотация. В статье рассматривается вопрос формализации процессов построения компонентных структур для систем внутрисхемного диагностирования цифровых устройств, в частности, формирование фрагментов разбиений. Введено и обосновано математическую модель на основе аппарата теории графов. Дано определение основных элементам структур фрагментов и их взаимоотношений. Предложено дополнительные характеристики разбиений на основе моделирования элементами структур, в процессе формирования компонентов показано их взаимозависимость. Установлена тесная связь глубины диагностирования цифрового устройства с результатами корректировки структур разбиения: при определенных параметрах декомпозиции в некоторых случаях нарушается точность указания места неисправности. В статье дан анализ и найдены формальные условия предотвращения таких случаев.

Ключевые слова: структура, декомпозиция, диагностирование.

The Abstract. The paper discusses the formalization process of building a component structure for systems in-circuit diagnostics of digital devices, in particular, the formation of fragments of partitions. Introduction, but reasonably based on a mathematical model of the theory of graphs. A definition of the basic structural elements and their fragments relations. Proposed additional characteristics of partitions based on the modeling elements of structures in the formation of the components shown in their interdependence. The close relationship of depth diagnostic digital device with the results of adjusting the structures of the partition: the decomposition of certain parameters in some cases disrupted the accuracy of fault location instructions. This article provides an analysis and found of formal terms of preventing such cases.

Keywords: structure, decomposition, diagnostic.

Вступ

Апаратно-програмні засоби діагностування сучасних цифрових пристроїв (ЦП) базуються на відомих підходах, які передбачають, наприклад, додаткове введення до складу пристроїв спеціальних елементів, які саме і організують процеси тестування (boundary-scan), автоматичне переміщення контактних шупів між внутрішніми контрольними точками (КТ) (flair probe), а також контактних матриць з підпружиненими голками. Всі підходи в достатній мірі мають як переваги, так і певні недоліки. Таке становище залишає право обґрунтування і вибору сполучень підходів для підвищення ефективності апаратних засобів [1]. Так, при достатній кількості контактних голок, які використовуються в системах покомпонентного діагностування ЦП, можуть реалізовуватись декомпозиційні і композиційні методи пошуку несправностей. Перспективність такого напрямку тестування пояснюється значним спрощенням пошукових процедур та існуванням бібліотечних тестів, які найбільш пристосовані для конкретних задач діагностування. Формування компонентних структур на основі їх пофрагментного перетинання дає можливість досягти максимальної глибини діагностування, заощаджуючи, при цьому як час підготовки пошукових процедур, так і безпосереднє тестування сформованих структур.

Актуальність

Аналіз процесів формування різних структур розбиття та особливостей їх міжкомпонентних відносин дає можливість удосконалити існуючий метод їх комп'ютерного моделювання з метою підвищення інтелекту процедур діагностування. Це відкриває перспективи щодо організації швидкоореалізуючих програм тестування. При цьому слід відмітити, що питання аналізу алгоритмічного забезпечення щодо моделювання і впливу відповідних характеристик розбиття на властивості компонентних структур процесів діагностування несправностей ЦП, є недостатньо дослідженими. Тому тема статті, що присвячена розв'язанню подібних задач, є актуальною.

Мета досліджень

Метою дослідження є автоматизація процесів діагностування цифрових пристроїв на етапі їх виробництва шляхом удосконалення методів формування компонентних структур на основі їх пофрагментного перетинання. Це дає можливість досягти максимальної глибини діагностування, заощаджуючи загальний час пошуку несправностей.

Постановка задачі

При виробництві сучасного електронного обладнання особливе місце займає розробка друкованих плат. З урахуванням темпів і тенденцій розвитку сучасного виробництва особливого значення у цьому

плані набувають питання автоматизації процесів виявлення і пошуку несправностей, що виникають на виробництві при серійному або масовому виготовленні цифрових пристроїв.

Як показує світова практика, особливе місце при цьому займають системи внутрішньосхемного діагностування, які найбільш успішно зарекомендували себе при середніх та великих обсягах виробництва ЦП. Такі системи характеризуються простотою виконання та мобільністю налаштування на постійні зміни типів об'єктів тестування. При цьому немає необхідності вносити до складу пристроїв додаткову апаратуру контролю. Вони не вимагають розроблення спеціальних правил проектування і управління тестуванням елементів схем. Орієнтованість засобів такого класу на виробництво дозволяє виявляти переважну кількість несправностей з максимальною глибиною пошуку, що досягається можливістю конструктивного доступу до внутрішніх контрольних точок друкованих плат [1].

Однією із задач, які потрібно при цьому розв'язати, є задача розбиття схем ЦП на певні складові частини (компоненти). Аналіз показав, що найбільш зручним апаратом відображення особливостей компонентних структур цифрових пристроїв в задачах їх формування є графові моделі, зокрема, гіперграфи.

Таким чином, задачі декомпозиції схем ЦП формально зводяться до задач декомпозиції графів. Але при цьому не існує стандартного методу розбиття графів, які застосовуються під час опису схем для їх тестування. Наприклад, такі методи, як метод Баранова, метод Закревського, метод повного перебору, паралельно-послідовний метод використовують для декомпозиції існуючих (заданих) графів, та спрямовані на оптимізацію міжблокових зв'язків [2].

Метод, який пропонується в даній статті, базується на формуванні ряду, що містить складність і кількість компонентів та відповідає умовам коректності розбиття схем ЦП із заданою глибиною діагностування. З'ясовано, що процес розбиття графу містить прихований механізм втрати глибини тестування, що негативно впливає на прийняття рішень про наявність несправностей в схемі ЦП.

Задачею даної статті є виявлення необхідного співвідношення параметрів представлення компонентних структур в процесі їх алгоритмічного перетворення для усунення ситуації зменшення глибини діагностування цифрових пристроїв.

Розв'язання задачі

Будь яку структуру можна представити у вигляді $G^*(V^*, E^*)$, де $V^* = \{v_i | i \in \overline{1, n}\}$ – множина вершин, що відповідають елементам пристрою на принциповій схемі, а $E^* = \{e_j^* | j \in \overline{1, m}\}$ – множина дуг, що відображають зв'язки між елементами. Формування будь-якої компонентної структури схеми пристрою, як правило, виконується за умов певних фізичних обмежень та формальних критеріїв і закінчується перетворенням вихідного графа $G^* \rightarrow G$, де $G(V, E)$ – гіперграф, для кожного ребра якого $e_i \in E$ можна поставити у відповідність один із сформованих фрагментів схем $G = \{G_1, G_2, \dots, G_p\}$, $|E|=p$, при відповідній умові їх об'єднання $\bigcup_{i=1}^p V_i = V$. При цьому структура розбиття графа G повинна відповідати ряду вимог і обмежень [3, 4].

Слід відзначити, що характер декомпозиції вершин графа $G^* \rightarrow G$ повинен мати нетривіальний вид. Для його елементів повинна виконуватись умова $(\forall G_i \in G)(V_i \neq \{\emptyset\})$, де $i \in \overline{1, p}$, де p – число сформованих компонентів розбиття структури вихідного графа G^* .

Під ступенем декомпозиції цифрового пристрою будемо розуміти число p компонентів розбиття його вихідної структури, що покривають множину V^* елементів ЦП. Склад множини G і особливості взаємного перетинання підмножин її елементів визначають глибину з якою здійснюється пошук несправностей у різних пристроях згідно спрямованості процесу діагностування [3].

Під компонентною глибиною діагностування ЦП будемо розуміти число λ , що відповідає потужності сформованої множини $\tilde{V} (\tilde{V} = \{\tilde{V}_i \in V | (\forall \tilde{V}_i)(\exists G_k \in G)(\tilde{V}_i \subset V_k)\})$ фрагментів розбиття, де $(\forall \tilde{V}_i, \tilde{V}_j \in \tilde{V})(\tilde{V}_i \cap \tilde{V}_j = \{\emptyset\})$, а також $\bigcup_{i=1}^{\lambda} \tilde{V}_i = V$ де $i, j, k \in \overline{1, p}$, що утворені процесом декомпозиції ступеня p елементів вихідної структури ЦП.

Для компонентних структур λ -розбиттів [3] вершин графа G^* (при $i \neq j$, де $i, j \in \overline{1, p}$, а також $V_{ij} = V_i \cap V_j$), виконується умова:

$$(\forall G_i, G_j \in G)((V_i \neq V_j) \Rightarrow ((V_{ij} = \{\emptyset\}) \vee (|V_{ij}| = 1))) \quad (1)$$

Якщо для пари компонентів $G_i, G_j \in G$ (де $i, j \in \overline{1, p}$) λ -розбиттів вершин графа G^* виконується нерівність $V_{ij} \neq \{\emptyset\}$, то справедливо висловлювання $(\exists k \in \overline{1, p}) (V_{ij} \cap V_k \neq \{\emptyset\})$, де $i \neq j \neq k$.

Як вказано в [3], для будь-якого фрагмента $G_i \in G$, при λ -розбитті вершин графа G^* з параметрами $\langle p, \Delta, \delta \rangle$, виконується умова $\delta \in \{0, 1\}$, а також $(\exists G_i, G_j \in G) ((G_i \subset G_j) \vee (G_j \subset G_i))$, де $i, j \in \overline{1, p}$. При цьому основні характеристики декомпозиції будь-якого ЦП зв'язані залежностями: [3]

$$\lambda = p + \Delta - \delta, \quad t = a_2 - \delta_2, \quad s = \Delta - a_2$$

де δ - загальне число неповних компонентів розбиття, Δ - число перетинів компонентів, a_2 - загальне число простих компонентів, δ_2 - число неповних (простих) фрагментів схем.

Приведемо ряд визначень для типів фрагментів і деяких компонентних утворень λ -розбиття, а також їх характеристики [3].

Під неповним ($\delta > 0$) компонентом будемо розуміти фрагмент розбиття, який не має ($\Delta = 0$) спільного елемента з іншими фрагментами розбиття.

Під повним ($\delta = 0$) компонентом будемо розуміти фрагмент розбиття, який має ($\Delta \neq 0$) спільний елемент з іншими фрагментами розбиття.

Під термінальним компонентом будемо розуміти двоелементний повний фрагмент (t), який входить до складу будь-якого НПЛ.

Під ізольованим компонентом будемо розуміти фрагмент з одним елементом із загальної кількості λ множини вихідних елементів.

Під складним компонентом будемо розуміти i -тий фрагмент розбиття, число елементів якого складає $|V_i| \geq 3$.

Під простим компонентом будемо розуміти i -тий фрагмент розбиття, число елементів якого складає $|V_i| \leq 2$.

Послідовність простих компонентів, що зв'язують складні фрагменти, назвемо внутрішнім простим ланцюгом (ВПЛ).

Ланцюг простих компонентів, що зв'язує складний і термінальний компоненти назвемо напівпростим ланцюгом (НПЛ).

Моделювання структур розбиття графа G (з метою оптимізації) зручно здійснювати на основі α -операцій [3]. При цьому формуються процеси коригування графа.

ST-процесом будемо вважати послідовність α -операцій переміщення простих компонентів із s -ланцюгів в t -гілки графа G .

TS-процесом будемо вважати послідовність α -операцій переміщення простих компонентів із t -гілок в s -ланцюги графа G .

TS-процес має центробіжний напрямок переміщення простих компонентів, з якими пов'язано усунення термінальних гілок. Максимізація або мінімізація числа термінальних компонентів пов'язані з ST- або TS-процесами при незмінних параметрах самого розбиття.

Приклад компонентної структури наведено на рис. 1. Для такого варіанта розбиття маємо глибину діагностування $\lambda = 32$, а також сформовані підструктури компонентів: $G_{\Pi} = \{G_2, G_3, G_4, G_5, G_7, G_8, G_9, G_{10}, G_{11}, G_{12}, G_{13}, G_{15}, G_{16}, G_{18}, G_{20}\}$ - неповні, $G_{\Pi} = \{G_1, G_{14}, G_{17}\}$ - повні, $G_T = \{G_6, G_{19}\}$ - термінальні, а ізольований фрагмент розбиття представлено, як $G_{\Pi} = \{G_{21}\}$.

При розбитті графа G з параметрами $\langle p, \Delta, \delta \rangle$ число t^* термінальних компонентів знаходиться в межах [4]

$$t_{max} = t + \min\{a - \delta_a, \delta_2\} \geq t^* \geq t_{min} = t - \min\{\delta_a, a_2 - \delta_2\},$$

де t - поточне число термінальних компонентів, яке задається при генерації параметрів декомпозиції графа G , a - число складних компонентів розбиття ($p = a + a_2$).

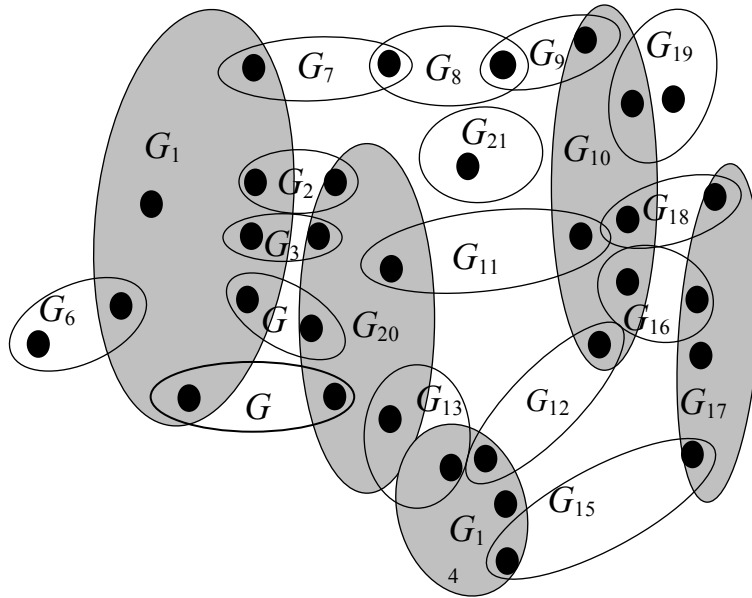


Рисунок1 – Граф компонентної структури

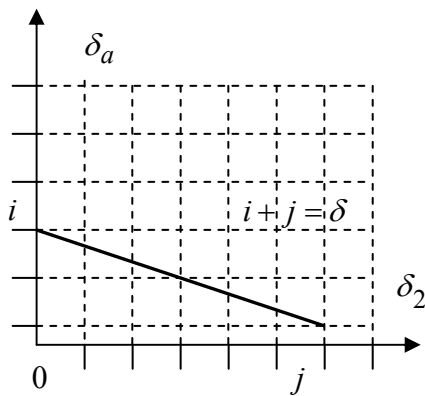
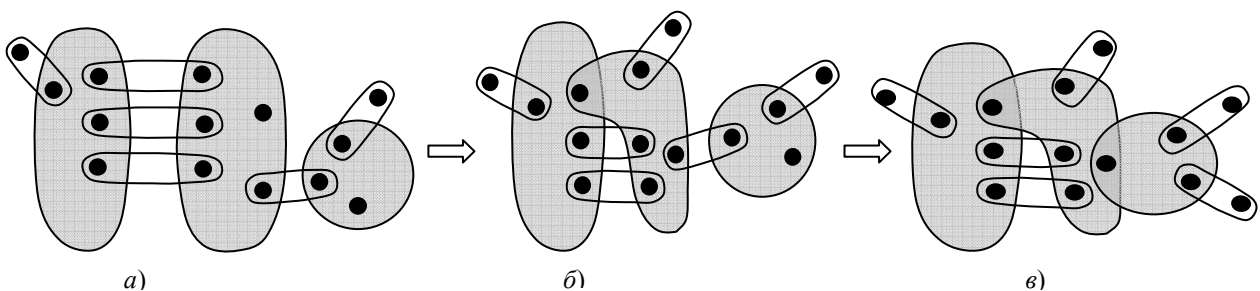


Рисунок 2 – Взаємозалежність показників повноти компонентів

При цьому слід відмітити, що характеристики повноти компонентів ($\delta_a^3 \delta_2$, де $\delta = \delta_a + \delta_2$) представляють собою взаємозалежні величини, приклад яких показано на рис. 2. Приклад покрокового формування (при $\lambda = 14$) максимального числа термінальних гілок (t_{max}) структури розбиття графа G приведено на рис. 3. Але аналіз поетапного перетворення вихідних структур показав, що можуть існувати приховані ситуації, які пов'язані зі зменшенням глибини діагностування ЦП.

Це пояснюється порушенням умови (1) компонентних відносин при перетворенні вихідного графа: з'являється перетин компонентів, який містить два або більше спільних елементів. На рис. 4 показано такий поетапний процес формування термінальних гілок.



$$t_{max} = 2 + \min\{3-1, 6\} = 2 + 2 = 4$$

Рисунок 3 – Формування максимального числа термінальних гілок

При остаточному перетворенні графу G створюється двократне перетинання складних компонентів, що впливає на точність діагностування. Аналогічну ситуацію можна спостерігати і на рис. 5. Але умови, що коригують таку ситуацію, існують. В даній структурі процес пошуку чотирьох термінальних гілок необхідно припинити на другому кроці перетворення вихідного графа G (при $t = 3$).

При розбитті графа G з параметрами $\langle p, \Delta, \delta \rangle$ число (t_{max}) термінальних компонентів визначається обмеженням:

$$\delta_2 > s - s', \tag{2}$$

де s' - число вироджених (безпосередніх) перетинань складних компонентів ($s' = 1$ для кожної такої пари).

Формування термінальних гілок здійснюється послідовністю α -операцій (ST-процес). На кожному кроці ST-процесу зменшується на одиницю значення δ_2 і формується одна термінальна гілка. Відомо, що між будь-якими двома складними компонентами число безпосередніх перетинів не повинно перевищувати одиниці. Загальне число зв'язків між кожною парою зв'язаних складних компонентів складає S (як результат розбиття).

Слід відмітити, що в процесі перетворення вихідного графа схеми ЦП повинні аналізуватися дві умови: перша – досягнення максимального значення числа термінальних компонентів [4], друга – виконання обмеження (2). Процес перетворення для аналізованої пари складних компонентів припиняється при досягненні хоча б однієї з них.

Так, наприклад, для структури, що представлена на рис. 3, процес перетворення складається з 2-х кроків.

На початку (рис. 3а) фіксуємо: $t_{max} = 4$, а $t = 2$, при умові (2) $3 > 2$.

На першому кроці (рис. 3б) маємо: $t_{max} = 4$, а $t = 3$, при умові (2) $2 = 2$. Зупиняємо перетворення, і переходимо до іншої пари зв'язаних між собою складних компонентів.

На другому кроці (рис. 3в) маємо: $t_{max} = 4$, а $t = 4$, при умові (2) $1 > 0$. Припиняємо перетворення структури (при досягненні t_{max}).

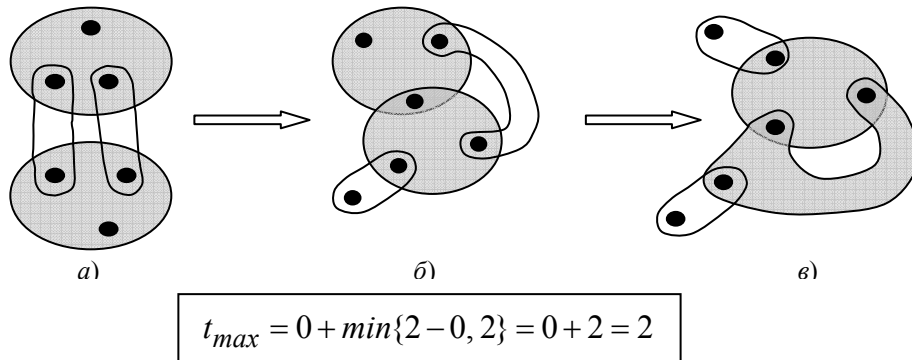


Рисунок 4 – Зменшення глибини діагностування при формуванні максимального числа термінальних гілок

Для структури, що представлена на рис. 4, процес перетворення складається теж з 2-х кроків.

На початку (рис. 4а) фіксуємо: $t_{max} = 2$, а $t = 0$, при умові (2) маємо $2 > 1$.

На першому кроці (рис. 4б) маємо: $t_{max} = 2$, а $t = 1$, при умові (2) маємо $1 = 1$. Припиняємо перетворення структури (порушення обмеження (2)).

Якщо процес перетворення продовжити, то реалізується подвійний перетин складних компонентів, що призведе до втрати глибини діагностування (рис. 4в).

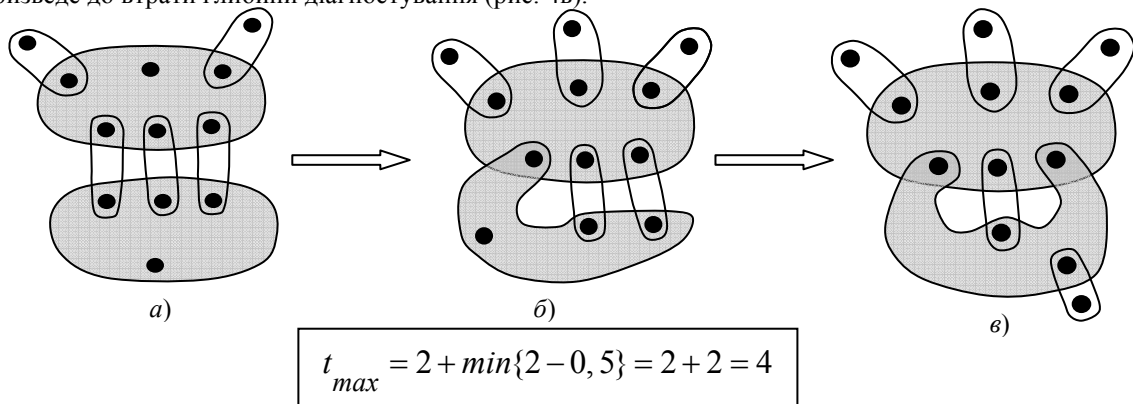


Рисунок 5 – Приховане зменшення глибини діагностування

Для структури, що представлена на рис. 5, процес перетворення складається теж з 2-х кроків.

На початку (рис. 5а) фіксуємо: $t_{max} = 4$, а $t = 2$, при умові (2) маємо $3 > 2$.

На першому кроці (рис. 5б) маємо: $t_{\max} = 4$, а $t = 3$, при умові (2) маємо $2 = 2$. Припиняємо перетворення структури (порушення обмеження (2)).

Якщо процес перетворення продовжити, то реалізується подвійний перетин складних компонентів, що призведе до втрати глибини діагностування (рис. 5в).

Висновки

Формування повних компонентів доцільно пов'язувати з тим, що ядра в таких структурах ставляться у відповідність елементам, які мають відносно тривалий час тестування і перевіряються в останню чергу або рішення приймається способом виключення (без їх тестування). Існування термінальних гілок ефективно коли тести елементів, що їх утворюють, узгоджені між собою по входах і виходах. Прикладом такої структури є послідовність тригерів (реєстри). Але при перетворенні таких штучних структур можливі випадки, коли з'являється перетин компонентів, який містить два або більше спільних елементів. Це призведе до зменшення глибини діагностування ЦП через те, що такі елементи не можуть бути вірно протестовані. У статті пропонується розв'язання даної задачі введенням умови обмеження максимального числа термінальних гілок при перетворенні структур розбиття вихідного графа схеми ЦП.

Література

1. Ами Городецкий. Снова о внутрисхемном тестировании // Компоненты и технологии. – №7. – 2011. – С. 57 – 59.
2. Батищев Д.И., Старостин Н.В. Задачи декомпозиции графов. Н.Новгород, ННГУ, 2001.
3. Перевозніков С. І., Очкуров М. А., Озеранський В. С. Стратегії прискореного діагностування цифрових схем // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. – №1 (11). – 2008. – С. 44 – 55.
4. Перевозніков С. І., Озеранський В. С., Снігур А. В. Алгоритмічні основи і критерії формування компонентних структур діагностування цифрових пристроїв // Вісник ВПІ. - №5. – 2008. – С. 56 – 61.

Відомості про авторів

Перевозніков Сергій Іванович – д. т. н., професор кафедри комп'ютерних наук, Вінницький національний технічний університет, Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, 21021, Україна. Тел. (0432) 51-32-11, e-mail: perevoznikov@ukr.net .

Озеранський Володимир Сергійович – аспірант кафедри комп'ютерних наук, Вінницький національний технічний університет, Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, 21021, Україна. Тел. (0432) 54-72-47.

Арсенюк Ігор Ростиславович – к. т. н., доцент кафедри комп'ютерних наук, Вінницький національний технічний університет, Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, 21021, Україна. Тел. (0432) 51-32-11.

МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ТА ОБЧИСЛЮВАЛЬНІ МЕТОДИ

UDC 519.832.4

V. V. ROMANUKE

Khmelnitsky National University, Khmelnytsky

OPTIMALITY UNDER NONEMPTY SETS OF LOCAL MIS-EVALUATIONS OF UNCERTAINTIES IN A GENERALIZED MODEL OF FITTING CSS OF SUPPORTS

The Abstract. There is considered a generalized model of fitting cross-section squares (CSS) of supports of the building construction-platform, reflecting the equistrength principle. There has been investigated the case, when there is a nonempty set of indexes of the known values appearing lesser than the corresponding left endpoints, and there is a nonempty set of indexes of the known values appearing greater than the corresponding right endpoints in the given preliminarily evaluated intervals. The investigated case had been interlinked with a local subcase of mis-evaluations, embraced with the proper assertion, which may be evolved further, specifying some wider situations and other cases.

Key words: building construction-platform, fitting cross-section squares (CSS) of supports, interval evaluations, uncertainties, unit-normalization, antagonistic model, over-evaluation, under-evaluation, projector optimal strategy.

Анотація. Розглядається одна узагальнена модель підбору площ поперечного перерізу опор будівельної конструкції-платформи, котра відображає принцип рівномірності. Розглянуто випадок, коли є деяка непорожня множина індексів відомих значень, котрі виявляються меншими за відповідні ліві кінці, і є деяка непорожня множина індексів відомих значень, котрі виявляються більшими за відповідні праві кінці у даних попередньо оцінених інтервалах. Розглянутий випадок пов'язано з локальним підвипадком некоректних оцінок, охопленим відповідним твердженням, котре може бути розвинуте далі, деталізуючи дещо ширші ситуації та інші випадки.

Ключові слова: будівельна конструкція-платформа, підбір площ поперечного перерізу опор, інтервальні оцінки, невизначеності, одинична нормалізація, антагоністична модель, переоцінка, недооцінка, оптимальна стратегія проектувальника.

Аннотация. Рассматривается одна обобщенная модель подбора площадей поперечного сечения опор строительной конструкции-платформы, отображающая принцип равнопрочности. Рассмотрен случай, когда существует некоторое непустое множество индексов известных значений, оказывающихся меньшими за соответствующие левые концы, и существует некоторое непустое множество индексов известных значений, оказывающихся большими за соответствующие правые концы в данных предварительно оцененных интервалах. Рассмотренный случай связано с локальным подслучаем некорректных оценок, охваченным соответствующим утверждением, которое может быть развито далее, детализируя несколько более широкие ситуации и другие случаи.

Ключевые слова: строительная конструкция-платформа, подбор площадей поперечного сечения опор, интервальные оценки, неопределённости, единичная нормализация, антагонистическая модель, переоценка, недооценка, оптимальная стратегия проектировщика.

A problem prevailing review

In getting started, suppose that there is a building construction-platform (BCP), propped up vertically or along horizontally with N supports of some geometry, $N \in \mathbb{N} \setminus \{1\}$, but the total load can be valued only as an interval $[1, 2]$, as well as local loads or pressures, pressing the supports. Under those non-equidistributed potential loads (pressures) on supports there is no possibility to take equiform geometry of supports (unless taking a risk), whereas the main building problem is to ensure safety by minimal resources spendings [1, 3, 4]. The main geometry of supports here is actually their cross-section squares (CSS), acting against the local support loads (LSL), having been pre-evaluated uncertain as intervals. After having unit-normed [5, 6] those interval uncertainties, there is an antagonistic model [5, 7, 8] to ensure additionally minimization of maximal overload [7, 9, 10], in which the second player (SP) is the BCP projector (BCPP), setting up CSS, while different stochastic circumstances, personified by the first player (FP), set on LSL and thus hinder projecting rationally. Although in this model the solution for SP (for BCPP) exists as a pure strategy [7, 8], incorrect pre-evaluation of interval endpoints of those spoken above uncertainties may provoke peculiarities [11, 12] in finding that pure strategy. And narrowly, a one of such peculiarities due to those mis-evaluations is going to get captured.

Available up-to-date origins problem analysis

Recalling then, that the aforementioned model is the convex antagonistic game (AG) with the kernel [7, 13]

$$T(\mathbf{X}, \mathbf{Y}) = T(x_1, x_2, \dots, x_{N-1}; y_1, y_2, \dots, y_{N-1}) = \max \left\{ \left\{ \frac{x_j}{y_j^2} \right\}_{j=1}^{N-1}, \frac{1 - \sum_{k=1}^{N-1} x_k}{\left(1 - \sum_{k=1}^{N-1} y_k\right)^2} \right\} \quad (1)$$

defined on the $(2N - 2)$ -dimensional hyperparallelepiped (HP)

$$\mathbf{X} \times \mathbf{Y} = \prod_{p=1}^2 \left(\prod_{j=1}^{N-1} [a_j; b_j] \right) \subset \prod_{d=1}^{2N-2} (0; 1) \subset \prod_{d=1}^{2N-2} [0; 1] \subset \mathbb{R}^{2N-2} \quad (2)$$

as the Cartesian product of HP

$$\mathbf{X} = \prod_{j=1}^{N-1} [a_j; b_j] \subset \prod_{j=1}^{N-1} (0; 1) \subset \prod_{j=1}^{N-1} [0; 1] \subset \mathbb{R}^{N-1} \quad (3)$$

of the FP pure strategies (normed LSL) and of HP

$$\mathbf{Y} = \prod_{j=1}^{N-1} [a_j; b_j] \subset \prod_{j=1}^{N-1} (0; 1) \subset \prod_{j=1}^{N-1} [0; 1] \subset \mathbb{R}^{N-1} \quad (4)$$

of the SP pure strategies (normed CSS), where the number of supports $N \in \mathbb{N} \setminus \{1\}$,

$$\mathbf{X} = [x_1 \quad x_2 \quad \cdots \quad x_{N-2} \quad x_{N-1}] \in \mathbf{X}, \quad \mathbf{Y} = [y_1 \quad y_2 \quad \cdots \quad y_{N-2} \quad y_{N-1}] \in \mathbf{Y},$$

and the variable

$$x_j \in [a_j; b_j] \subset (0; 1) \quad \text{by} \quad a_j < b_j \quad \forall j = \overline{1, N-1} \quad (5)$$

is the normed j -th support load, the variable

$$y_j \in [a_j; b_j] \subset (0; 1) \quad \text{by} \quad a_j < b_j \quad \forall j = \overline{1, N-1} \quad (6)$$

is the normed j -th support cross-section square, and totals

$$\sum_{k=1}^N x_k = 1, \quad \sum_{k=1}^N y_k = 1 \quad (7)$$

due to the unit-normalization over LSL and CSS. In this AG (1) — (7) BCPP has the optimal pure strategy (OPS)

$$\mathbf{Y}_* = [y_1^* \quad y_2^* \quad \cdots \quad y_{N-2}^* \quad y_{N-1}^*] \in \mathbf{Y} \quad (8)$$

as $(N - 1)$ -dimensional point of HP (4), that is the condition

$$y_j^* \in [a_j; b_j] \quad \forall j = \overline{1, N-1} \quad (9)$$

stands clear. Here the $(N - 1)$ -dimensional point (8) with components (9)

$$\begin{aligned}
 \mathbf{Y}_* &= [y_1^* \quad y_2^* \quad \dots \quad y_{N-2}^* \quad y_{N-1}^*] \in \arg \min_{\mathbf{Y} \in \prod_{i=1}^{N-1} [a_i; b_i]} \left\{ \max_{\mathbf{X} \in \prod_{j=1}^{N-1} [a_j; b_j]} T(\mathbf{X}, \mathbf{Y}) \right\} = \\
 &= \arg \min_{\mathbf{Y} \in \prod_{i=1}^{N-1} [a_i; b_i]} \left\{ \max_{\mathbf{X} \in \prod_{j=1}^{N-1} [a_j; b_j]} \left(\max \left\{ \left\{ \frac{x_j}{y_j^2} \right\}_{j=1}^{N-1}, \frac{1 - \sum_{k=1}^{N-1} x_k}{\left(1 - \sum_{k=1}^{N-1} y_k\right)^2} \right\} \right) \right\} = \\
 &= \arg \min_{\mathbf{Y} \in \prod_{i=1}^{N-1} [a_i; b_i]} \left\{ \max \left\{ \left\{ \frac{b_j}{y_j^2} \right\}_{j=1}^{N-1}, \frac{1 - \sum_{k=1}^{N-1} a_k}{\left(1 - \sum_{k=1}^{N-1} y_k\right)^2} \right\} \right\} \quad (10)
 \end{aligned}$$

and the regular equality

$$\frac{b_j}{y_j^2} = \frac{1 - \sum_{k=1}^{N-1} a_k}{\left(1 - \sum_{k=1}^{N-1} y_k\right)^2} \quad \forall j = \overline{1, N-1} \quad (11)$$

gives directly values

$$y_j = \frac{\sqrt{b_j}}{\sum_{k=1}^{N-1} \sqrt{b_k} + \sqrt{1 - \sum_{k=1}^{N-1} a_k}} \quad \forall j = \overline{1, N-1} \quad (12)$$

as the roots of (11), which by

$$\frac{\sqrt{b_j}}{\sum_{k=1}^{N-1} \sqrt{b_k} + \sqrt{1 - \sum_{k=1}^{N-1} a_k}} \in [a_j; b_j] \quad \forall j = \overline{1, N-1} \quad (13)$$

are components $\{y_j^*\}_{j=1}^{N-1}$ of OPS (8). But if the membership (13) fails, that is there is at least $\exists q \in \{\overline{1, N-1}\}$ such that

$$\frac{\sqrt{b_q}}{\sum_{k=1}^{N-1} \sqrt{b_k} + \sqrt{1 - \sum_{k=1}^{N-1} a_k}} \notin [a_q; b_q] \quad \text{for } \exists q \in \{\overline{1, N-1}\}, \quad (14)$$

then the equality (11) cannot be fulfilled within HP (4) and the directly obtained values (12), speaking strictly, aren't components $\{y_j^*\}_{j=1}^{N-1}$ of OPS (8). Such cases had been investigated through papers [11, 12, 14, 15], but the question on OPS (8) for BCPP by $N \in \mathbb{N} \setminus \{1\}$ generally stays open. Moreover, there are two types of incorrectness in pre-evaluating endpoints $\{a_j\}_{j=1}^{N-1}$ and $\{b_j\}_{j=1}^{N-1}$ (two types of mis-evaluations), driving to failure in the membership (13) with

$$\frac{\sqrt{b_r}}{\sum_{k=1}^{N-1} \sqrt{b_k} + \sqrt{1 - \sum_{k=1}^{N-1} a_k}} < a_r \quad \text{for } r \in A \subset \{\overline{1, N-1}\} \quad (15)$$

and

$$\frac{\sqrt{b_t}}{\sum_{k=1}^{N-1} \sqrt{b_k} + \sqrt{1 - \sum_{k=1}^{N-1} a_k}} > b_t \quad \text{for } t \in B \subset \{\overline{1, N-1}\} \quad (16)$$

at the nonempty subsets A and B what is going to become the investigation object [15], whereas investigation of just (15) or (16) separately naturally comes easier or even trivial [14, 16]. However, this heterogeneity of mis-evaluations supposes pretty long AG (1) — (7) solution statement [12, 15], so there will be developed only a local identity subcase.

Object and goal

AG (1) — (7) conditions are supplemented with that $A \neq \emptyset$ and $B \neq \emptyset$, where

$$\frac{\sqrt{b_i}}{\sum_{k=1}^{N-1} \sqrt{b_k} + \sqrt{1 - \sum_{k=1}^{N-1} a_k}} \in [a_i; b_i] \quad \forall i \in \{\overline{1, N-1}\} \setminus \{A \cup B\} \quad (17)$$

After having got started with those objectified conditions of over-evaluations (15) and under-evaluations (16) of uncertainties (mis-evaluations) $\{[a_j; b_j]\}_{j=1}^{N-1}$ with (17), there stands the goal to find components $\{y_j^*\}_{j=1}^{N-1}$ of OPS (8) for BCPP within a local identity subcase. This case corresponding assertion is to be emphasized as the theorem for that generalized antagonistic model. It will allow to have CSS of BCP fitted rationally, what prevents the BCP maximal overload and improves exploiting it under mis-evaluations of uncertainties $\{[a_j; b_j]\}_{j=1}^{N-1}$.

OPS (8) for BCPP in the game (1) — (7) under (15) — (17) with sets $A \neq \emptyset$ and $B \neq \emptyset$ for a local subcase

Theorem. In AG with the kernel (1) on HP (2) at (3) — (7) for $N \in \mathbb{N} \setminus \{1, 2\}$ under conditions (15) — (17) by

$$\max_{g \in B} \left\{ \frac{1}{b_g} \right\} = \frac{1 - \sum_{k=1}^{N-1} a_k}{\left(1 - \sum_{r \in A \subset \{1, N-1\}} a_r - \sum_{t \in B \subset \{1, N-1\}} b_t - \left(\sum_{j=1}^{N-1} \sqrt{b_j} + \sqrt{1 - \sum_{j=1}^{N-1} a_j} \right)^{-1} \sum_{k \in \{1, N-1\} \setminus \{A \cup B\}} \sqrt{b_k} \right)^2} \quad (18)$$

SP has OPS (8) with the t_{\max} -th component

$$y_{t_{\max}}^* = b_{t_{\max}} \quad \forall t_{\max} \in B_{\max} \subset B \subset \{1, N-1\} \quad \text{for } \frac{1}{b_{t_{\max}}} = \max_{g \in B} \left\{ \frac{1}{b_g} \right\}, \quad B_{\max} = \arg \max_{g \in B} \left\{ \frac{1}{b_g} \right\}, \quad (19)$$

and if

$$\sum_{k=1}^{N-1} b_k \leq 1 - \sqrt{b_{t_{\max}} \left(1 - \sum_{k=1}^{N-1} a_k \right)} \quad (20)$$

then the j -th component

$$y_j^* \in \left[\frac{1}{2} \left(\sqrt{b_{t_{\max}} b_j} + a_j + \left(\sqrt{b_{t_{\max}} b_j} - a_j \right) \text{sign} \left(\sqrt{b_{t_{\max}} b_j} - a_j \right) \right); b_j \right] \quad \forall j \in \{1, N-1\} \setminus B_{\max}, \quad (21)$$

but if

$$\sum_{k=1}^{N-1} b_k > 1 - \sqrt{b_{t_{\max}} \left(1 - \sum_{k=1}^{N-1} a_k \right)} \quad (22)$$

then the j -th component

$$y_j^* \in \left[\frac{1}{2} \left(\sqrt{b_{t_{\max}} b_j} + a_j + \left(\sqrt{b_{t_{\max}} b_j} - a_j \right) \text{sign} \left(\sqrt{b_{t_{\max}} b_j} - a_j \right) \right); y_j^{(\max)} \right] \quad \forall j \in \{1, N-1\} \setminus B_{\max} \quad (23)$$

for

$$y_j^{(\max)} \in \left[\frac{1}{2} \left(\sqrt{b_{t_{\max}} b_j} + a_j + \left(\sqrt{b_{t_{\max}} b_j} - a_j \right) \text{sign} \left(\sqrt{b_{t_{\max}} b_j} - a_j \right) \right); b_j \right] \quad \forall j \in \{1, N-1\} \setminus B_{\max} \quad (24)$$

at

$$\sum_{k \in \{1, N-1\} \setminus B_{\max}} y_k^{(\max)} = 1 - \sum_{t \in B_{\max}} b_t - \sqrt{b_{t_{\max}} \left(1 - \sum_{k=1}^{N-1} a_k \right)}. \quad (25)$$

Proof. Up with the stated (18), taking

$$y_r = a_r > \frac{\sqrt{b_r}}{\sum_{k=1}^{N-1} \sqrt{b_k} + \sqrt{1 - \sum_{k=1}^{N-1} a_k}} \quad \forall r \in A \quad (26)$$

and

$$y_t = b_t < \frac{\sqrt{b_t}}{\sum_{k=1}^{N-1} \sqrt{b_k} + \sqrt{1 - \sum_{k=1}^{N-1} a_k}} \quad \forall t \in B \quad (27)$$

for comparing parts $\left\{ \frac{b_j}{y_j^2} \right\}_{j=1}^{N-1}$ of the equality (11), get

$$\begin{aligned} \max_{g \in B} \left\{ \frac{1}{b_g} \right\} &= \frac{1 - \sum_{k=1}^{N-1} a_k}{\left(1 - \sum_{r \in A \subset \{1, N-1\}} a_r - \sum_{t \in B \subset \{1, N-1\}} b_t - \left(\sum_{j=1}^{N-1} \sqrt{b_j} + \sqrt{1 - \sum_{j=1}^{N-1} a_j} \right)^{-1} \sum_{k \in \{1, N-1\} \setminus \{A \cup B\}} \sqrt{b_k} \right)^2} > \\ &> \frac{1}{b_t} > \frac{b_t}{\left(\sqrt{b_t} \left(\sum_{k=1}^{N-1} \sqrt{b_k} + \sqrt{1 - \sum_{k=1}^{N-1} a_k} \right)^{-1} \right)^2} = \left(\sum_{k=1}^{N-1} \sqrt{b_k} + \sqrt{1 - \sum_{k=1}^{N-1} a_k} \right)^2 > \frac{b_r}{a_r^2} \\ &\quad \forall t \in B \setminus B_{\max} \quad \forall i \in \overline{\{1, N-1\}} \setminus \{A \cup B\} \quad \forall r \in A \end{aligned} \quad (28)$$

For finding OPS (8) components $\{y_i^*\}_{i \in \overline{\{1, N-1\}} \setminus \{A \cup B\}}$, $\{y_r^*\}_{r \in A}$ and $\{y_t^*\}_{t \in B}$, it is obvious from (28) that the optimal game value $v_* = \frac{1}{b_{t_{\max}}}$, being reached in particular on the t_{\max} -th component (19). If it were $y_{t_{\max}}^* < b_{t_{\max}}$ then the game value would have increased what violates the SP optimality principle, so (19) is uniquely true. Due to (18) and (28) SP may use such components $\{y_j^*\}_{j \in \overline{\{1, N-1\}} \setminus B_{\max}}$ that there would be non-strict inequalities

$$\frac{1}{b_{t_{\max}}} \geq \frac{1 - \sum_{k=1}^{N-1} a_k}{\left(1 - \sum_{t \in B_{\max}} b_t - \sum_{k \in \overline{\{1, N-1\}} \setminus B_{\max}} y_k^* \right)^2} \quad (29)$$

and

$$\frac{1}{b_{t_{\max}}} \geq \frac{b_j}{(y_j^*)^2} \quad \forall j \in \{1, N-1\} \setminus B_{\max} \tag{30}$$

simultaneously. Then from (29) get the nonstrict inequality

$$1 - \sum_{t \in B_{\max}} b_t - \sum_{k \in \{1, N-1\} \setminus B_{\max}} y_k^* \geq \sqrt{b_{t_{\max}} \left(1 - \sum_{k=1}^{N-1} a_k \right)},$$

$$\sum_{k \in \{1, N-1\} \setminus B_{\max}} y_k^* \leq 1 - \sum_{t \in B_{\max}} b_t - \sqrt{b_{t_{\max}} \left(1 - \sum_{k=1}^{N-1} a_k \right)} \tag{31}$$

and from (30) get the nonstrict inequality

$$y_j^* \geq \sqrt{b_{t_{\max}} b_j} \quad \forall j \in \{1, N-1\} \setminus B_{\max}, \tag{32}$$

where it is obligatory to control subcases with $\sqrt{b_{t_{\max}} b_j} \geq a_j$ and $\sqrt{b_{t_{\max}} b_j} < a_j$, which may occur both enough. By (20) the condition (31) or the initial condition (29) is ever true for any components $\{y_j^*\}_{j \in \{1, N-1\} \setminus B_{\max}}$ satisfying (32) with controlling whether $\sqrt{b_{t_{\max}} b_j} \geq a_j$ or $\sqrt{b_{t_{\max}} b_j} < a_j$, what is stated compactly as (21). Inversely, by (22) each j -th component y_j^* in (23) under condition (32) is upper-limited with such $y_j^{\langle \max \rangle}$ in (24) that (31) turns into equality, what corresponds to the statement (25), being the boundary sum. The theorem has been proved.

The usage of the proved theorem lies in calculating the OPS (8) continuum, generated with components $\{y_j^*\}_{j \in \{1, N-1\} \setminus B_{\max}}$ as (21) or (23) for (24) at (25), where BCPP may select freely just as needed. For instance, if

$$\{[a_j; b_j]\}_{j=1}^3 = \{[0.35; 0.36], [0.02; 0.15], [0.03; 0.2]\} \tag{33}$$

for a classic BCP, propped up vertically or along horizontally with four supports of some geometry, then the values (12)

$$\frac{\sqrt{b_1}}{\sum_{k=1}^3 \sqrt{b_k} + \sqrt{1 - \sum_{k=1}^3 a_k}} = \frac{\sqrt{0.36}}{\sqrt{0.36} + \sqrt{0.15} + \sqrt{0.2} + \sqrt{0.6}} < 0.271603 < 0.35 = a_1, \tag{34}$$

$$\frac{\sqrt{b_2}}{\sum_{k=1}^3 \sqrt{b_k} + \sqrt{1 - \sum_{k=1}^3 a_k}} = \frac{\sqrt{0.15}}{\sqrt{0.36} + \sqrt{0.15} + \sqrt{0.2} + \sqrt{0.6}} > 0.1753188 > 0.15 = b_2, \tag{35}$$

$$\frac{\sqrt{b_3}}{\sum_{k=1}^3 \sqrt{b_k} + \sqrt{1 - \sum_{k=1}^3 a_k}} = \frac{\sqrt{0.2}}{\sqrt{0.36} + \sqrt{0.15} + \sqrt{0.2} + \sqrt{0.6}} > 0.20244 > 0.2 = b_3 \quad (36)$$

So, under uncertainties (33), given the values (34) — (36), here have (15) and (16) with sets $A = \{1\}$ and $B = \{2, 3\}$ for the local subcase (18): truly,

$$\begin{aligned} \max_{g \in B = \{2, 3\}} \left\{ \frac{1}{b_g} \right\} &= \max \left\{ \frac{1}{b_2}, \frac{1}{b_3} \right\} = \frac{1}{b_2} = \frac{20}{3} = \\ &= \frac{1 - \sum_{k=1}^3 a_k}{\left(1 - \sum_{r \in A = \{1\}} a_r - \sum_{t \in B = \{2, 3\}} b_t - \left(\sum_{j=1}^3 \sqrt{b_j} + \sqrt{1 - \sum_{j=1}^3 a_j} \right)^{-1} \sum_{k \in \{1, 3\} \setminus \{A \cup B\} = \emptyset} \sqrt{b_k} \right)^2} = \\ &= \frac{1 - \sum_{k=1}^3 a_k}{(1 - a_1 - b_2 - b_3)^2} = \frac{0.6}{(1 - 0.7)^2} = \frac{0.6}{0.09} = \frac{20}{3} \end{aligned} \quad (37)$$

As for uncertainties (33)

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^3 b_k &= 0.71 > 1 - \sqrt{b_{t_{\max}} \left(1 - \sum_{k=1}^3 a_k \right)} = \\ &= 1 - \sqrt{b_2 \left(1 - \sum_{k=1}^3 a_k \right)} = 1 - \sqrt{0.15(1 - 0.4)} = 1 - 0.3 = 0.7 \end{aligned} \quad (38)$$

then due to (19) and (22) the BCPP solution is

$$y_2^* = b_2, \quad y_1^* \in [0.35; y_1^{(\max)}], \quad y_3^* \in [\sqrt{0.03}; y_3^{(\max)}] \quad \text{for } y_1^{(\max)} \in [0.35; 0.36]$$

$$\text{and } y_3^{(\max)} \in [\sqrt{0.03}; 0.2] \quad \text{at}$$

$$y_1^{(\max)} + y_3^{(\max)} = 1 - b_2 - \sqrt{b_2 \left(1 - \sum_{k=1}^3 a_k \right)} = 1 - 0.15 - \sqrt{0.15(1 - 0.4)} = 0.85 - 0.3 = 0.55 \quad (39)$$

though components $\{y_j^*\}_{j=1}^3$ in (39) constitute actually a continuum of OPS (8).

Concluding the investigation and outlining the further work

Undoubtedly, the considered locally antagonistic model as AG (1) — (7) can't rival models of actually creating, designing real building construction. Nevertheless, fitting CSS of supports of BCP is a very important task for saving building resources, minimizing geometrical dimensions and increasing capacity [2, 4, 6, 17 — 21]. The task of that fitting has been made more precise here, within the given paper, with having found OPS (8) for BCPP under mis-evaluations (15) — (17), occurring pretty frequently. Commonly, the stated paper results can be applied to other economic-ecologic-social and technical problems, where the equistrength principle is reflected as the ratio of some action (load) against the squared counteraction [1, 2, 7, 21, 22]. In perspective, there in AG (1) — (7) under mis-evaluations (15) — (17) should be investigated other wider situations and cases, generating, furthermore, continuums of OPS (8). Single-element-selection from these continuums, one of which just has been displayed in (39) according to (37) and (38), may put a furthered problem, if BCPP is not able to accomplish such selection heuristically.

References

1. Mavrotas G. A mathematical programming framework for energy planning in services' sector buildings under uncertainty in load demand: the case of a hospital in Athens / G. Mavrotas, D. Diakoulaki, K. Florios, P. Georgiou // *Energy Policy*. — 2008. — Volume 36, Issue 7. — P. 2415 — 2429.
2. Fang D. Load distribution assessment of reinforced concrete buildings during construction with structural characteristic parameter approach / D. Fang, H. Xi, X. Wang, C. Zhang, T. Zhao // *Tsinghua Science & Technology*. — 2009. — Volume 14, Issue 6. — P. 746 — 755.
3. El-Diraby T. E. A semantic framework to support corporate memory management in building construction / T. E. El-Diraby, J. Zhang // *Automation in Construction*. — 2006. — Volume 15, Issue 4. — P. 504 — 521.
4. Alvarado Y. A. An experimental study into the evolution of loads on shores and slabs during construction of multistory buildings using partial striking / Y. A. Alvarado, P. A. Calderón, J. M. Adam, I. J. Payá-Zaforteza, T. M. Pellicer, F. J. Pallarés, J. J. Moragues // *Engineering Structures*. — 2009. — Volume 31, Issue 9. — P. 2132 — 2140.
5. Романюк В. В. Моделювання дії нормованого одиничного навантаження на три колони однакової висоти у будівельній конструкції і знаходження оптимальної площі кожної опори / В. В. Романюк // *Проблеми трибології*. — 2010. — № 3. — С. 18 — 25.
6. Popov V. The use of a virtual building design and construction model for developing an effective project concept in 5D environment / V. Popov, V. Juocevicius, D. Migilinskas, L. Ustinovichius, S. Mikalauskas // *Automation in Construction*. — 2010. — Volume 19, Issue 3. — P. 357 — 367.
7. Воробьёв Н. Н. Теория игр для экономистов-кибернетиков / Воробьёв Н. Н. — М. : Наука, Главная редакция физико-математической литературы, 1985. — 272 с.
8. Романюк В. В. Регулярна оптимальна стратегія проектувальника у моделі дії нормованого одиничного навантаження на N -колонну будівельну конструкцію-опору / В. В. Романюк // *Проблеми трибології*. — 2011. — № 2. — С. 111 — 114.
9. Smith A. Analysis of a combined cooling, heating, and power system model under different operating strategies with input and model data uncertainty / A. Smith, R. Luck, P. J. Mago // *Energy and Buildings*. — 2010. — Volume 42, Issue 11. — P. 2231 — 2240.
10. Gangoellis M. Assessing concerns of interested parties when predicting the significance of environmental impacts related to the construction process of residential buildings / M. Gangoellis, M. Casals, S. Gassó, N. Forcada, X. Roca, A. Fuertes // *Building and Environment*. — 2011. — Volume 46, Issue 5. — P. 1023 — 1037.
11. Романюк В. В. Модель визначення оптимального рішення проектувальника у задачі про розрахунок поздовжньої стійкості двох елементів будівельної конструкції при дії на них нормованого стискаючого зусилля / В. В. Романюк // *Проблеми трибології*. — 2010. — № 1. — С. 42 — 56.
12. Романюк В. В. Доведення тверджень для моделі дії нормованого одиничного навантаження на три колони однакової висоти у будівельній конструкції / В. В. Романюк // *Проблеми трибології*. — 2010. — № 4. — С. 72 — 81.
13. Пшеничный Б. Н. Выпуклый анализ и экстремальные задачи / Пшеничный Б. Н. — М. : Наука, Главная редакция физико-математической литературы, 1980. — 320 с.
14. Romanuke V. V. Digression on the right off-bound projector optimal strategy in four props construction being pressed uncertainly / V. V. Romanuke // *Системи обробки інформації*. — 2011. — Випуск 2 (92). — С. 129 — 132.
15. Романюк В. В. Нерегулярна ліворуч оптимальна стратегія проектувальника першого степеня у моделі усунення чотирьохелементних невизначеностей як антагоністичній грі на шестивимірному гіперпаралелепієді для оптимізації конструювання чотирьохопорної платформи / В. В. Романюк // *Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки*. — 2011. — № 4. — С. 74 — 82.

16. Romanuke V. V. Assertion on off-bound components in nonregular projector optimal strategy for a construction with four supports within three identical partial uncertainties of compressions / V. V. Romanuke // *Problems of tribology*. — 2011. — № 3. — С. 36 — 38.

17. Sacks R. Parametric 3D modeling in building construction with examples from precast concrete / R. Sacks, C. M. Eastman, G. Lee // *Automation in Construction*. — 2004. — Volume 13, Issue 3. — P. 291 — 312.

18. Hu Z. Construction process simulation and safety analysis based on building information model and 4D technology / Z. Hu, J. Zhang, Z. Deng // *Tsinghua Science & Technology*. — 2008. — Volume 13, Supplement 1. — P. 266 — 272.

19. Hopfe C. J. Uncertainty analysis in building performance simulation for design support / C. J. Hopfe, J. L. M. Hensen // *Energy and Buildings*. — 2011. — Volume 43, Issue 10. — P. 2798 — 2805.

20. Tanijiri H. Development of automated weather-unaffected building construction system / H. Tanijiri, B. Ishiguro, T. Arai, R. Yoshitake, M. Kato, Y. Morishima, N. Takasaki // *Automation in Construction*. — 1997. — Volume 6, Issue 3. — P. 215 — 227.

21. S. de Wit. Analysis of uncertainty in building design evaluations and its implications / S. de Wit, G. Augenbroe // *Energy and Buildings*. — 2002. — Volume 34, Issue 9. — P. 951 — 958.

22. Menassa C. C. Evaluating sustainable retrofits in existing buildings under uncertainty / C. C. Menassa // *Energy and Buildings*. — 2011. — Volume 43, Issue 12. — P. 3576 — 3583.

The article was received: 31.01.2012.

Author inquiry

Romanuke Vadym Vasylyovych — candidate of technical sciences, associate professor, associate professor of the Applied Mathematics and Social Informatics Department of Khmelnytsky National University; 29016, Ukraine, Khmelnytsky, Instytutaska str., 11.

УДК 681.3.06

Р. Н. КВЕТНИЙ, О. Ю. СОФИНА, Ю. А. БУНЯК

Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця

МЕТОД НУЛЬОВОГО ПРОСТОРУ ДЛЯ СЛІПОЇ ІДЕНТИФІКАЦІЇ ФУНКЦІЇ РОЗСПОВАННЯ ТОЧКИ ЗОБРАЖЕННЯ

Анотація. У роботі показано, що лівосторонній вектор нульового простору матричного оператора авторегресії (АР) є лексикографічним представленням функції розсіювання точки зображення (point spread function – PSF) за умови, що параметри АР є загальними для оригінального та розмитого зображень. Знайдена PSF використана в якості початкової функції в ітераційній схемі деконволюції Люсі-Річардсона (LR). Запропоновано варіант схеми LR з підсиленою варіацією, що характеризується швидкою збіжністю. В результаті ітерацій PSF не була змінена, що вказує на її оптимальність завдяки аналітичним властивостям. Усунення розмитості зображень, що були спотворені розфокусуванням, вібрацією або рухом камери, показує простоту та ефективність запропонованого методу.

Ключові слова: деблюрінг, метод нульового простору, функції розсіювання точки зображення, схема деконволюції Люсі-Річардсона.

Анотация. В работе показано, что левосторонний вектор нулевого пространства матричного оператора авторегрессии (АР) является лексикографическим представлением функции рассеяния точки изображения (point spread function - PSF) при условии, что параметры АР являются общими для оригинального и размытого изображений. Найденная PSF использованная в качестве начальной функции в итерационной схеме деконволюции Люси - Ричардсона (LR). Предложен вариант LR схемы с усиленной вариацией, которая характеризуется быстрой сходимостью. В результате итераций PSF не была изменена, что указывает на ее оптимальность благодаря аналитическим свойствам. Устранение размытости изображений, которые были обезображены расфокусировкой, вибрацией или движением камеры, показывает простоту и эффективность предложенного метода.

Ключевые слова: деблюринг, метод нулевого пространства, функции рассеяния точки изображения, схема деконволюции Люси-Ричардсона.

The Abstract. It was shown that the left side null space of the autoregression (AR) matrix operator is the lexicographical presentation of the point spread function (PSF) on condition the AR parameters are common for original and blurred images. The found PSF was used as initial one in Luce-Richardson (LR) iterative deconvolution schema. It was offered amplified variant of LR schema which has fast convergence. The initial PSF was not changed sufficiently by LR iterative process. This fact points on its optimality due to analytic properties. The deblurring of degraded by defocusing, moving, vibration and haze images shows simplicity and effectiveness of the proposed method.

Key words: deblurring, null space method, point spread function, Luce-Richardson deconvolution schema

Вступ

Багато прикладних задач потребують «сліпої» ідентифікації динамічних систем з використанням лише сигналу відклику. Сліпе оцінювання функції розсіювання точки зображення (point spread function – PSF) розмитого зображення є однією з таких проблем [1]. Принципова можливість розв'язання даної проблеми була аналітично доведена у роботі [2]. Компоненти згортки будь-якого багатовимірного сигналу можуть бути розділені за умови, що розмірність сигналу більша одиниці. Даний висновок базується на аналітичних властивостях Z-перетворення (Z-Transform – ZT). Нулі ZT багатовимірних компонентів лежать на гіперповерхні, яка може бути розділена і нулі окремих компонентів можуть бути розпізнані з точністю до скалярного множника. Загальний підхід до розділення на основі нульової поверхні базується на знаходженні комбінацій взаємозалежних нулів, що належать кожній координаті ZT. Матриця на зразок матриці Вандермонда, що утворена нулями (коренями поліному) ZT, є сингулярною, коли комбінація нулів відповідає одній з складових згортки [2-5]. Ця умова вказує на існування поліноміальної підструктури в поліноміальній структурі вищого порядку. Таке розв'язання є еквівалентним пошуку нульового простору згаданої матриці. У випадку зображення великого розміру такий підхід до розділення є важким у реалізації, тому що кількість комбінацій нулів значно велика. Щоб зменшити об'єм обчислень може бути використана модель сигналу зображення. Як показано у роботі [6], модель авторегресії з ковзним середнім (autoregressive and moving average – ARMA) дозволяє розділити оригінальне зображення та PSF, так як вони відповідають моделям AR та MA відповідно. Характеристичний поліном моделі авторегресії (AR) містить нулі – локальні або розмиті, що співпадають з нулями ZT. Але даний набір нулів включає як нулі зображення, так і нулі PSF. Усунути вплив нулів PSF можна за допомогою кількох зображень, що отримано в результаті розмиття одного зображення різними PSF. Як показано в [7], якщо є принаймні три різних спотворених розмиття зображень, тоді оригінальне зображення може бути точно відновлене як правосторонній вектор нульового простору (null space – NS) матричного оператора, що діє як згортка вектору параметрів AR і вектора зображення. Нульовий простір може бути представлений одним власним вектором, або як оптимізована сума декількох власних векторів [8], що відповідають найменшим власним значенням оператора моделі AR. Власні вектори, чи сума власних векторів, є лексикографічним представленням матриці сигналу оригінального зображення і тому підхід NS можна застосувати до відновлення відносно малих зображень за значно довший період часу, ніж той, що зазвичай використовують для фіксації кадрів зображення. У роботі даний підхід розглянуто з точки зору оцінювання PSF. Відновлення зображень довільного розміру, що базується на основі оберненої згортки з PSF, може бути реалізовано у реальному часі.

Мета дослідження

Метою дослідження є розробка методу «сліпого» визначення PSF за умови, коли відомо, що сигнал спотвореного зображення близький до оригінального, а функція розмиття є випуклою позитивною функцією із затухаючими краями. Для розробки методу необхідно довести, що якщо оригінальне зображення належить до NS оператора авторегресії, то і PSF, як складова згортки, також належить до NS, простори сигналів зображення та PSF взаємно спряжені і це дає можливість їх розділити. Наступною метою є розробка швидкої ітераційної схеми обчислення оберненої згортки – деконволюції, такої, що дозволила б обробляти зображення сучасних камер з числом пікселів понад мільйон у реальному часі.

Постановка задачі

Лінійна модель спотвореного розмиття зображення X у випадку відсутності шуму можна записати у вигляді згортки

$$X = H * S \quad (1)$$

характеристики розмитості зображення H і оригінального зображення S . Задача полягає в тому, щоб отримати обернений вираз

$$S = H^{-1} * X \quad (2)$$

для відновлення зображення за умови, що PSF H є невідомою.

Один зі шляхів розв’язання проблеми базується на припущенні, що оригінальне та спотворене зображення володіють алгебраїчними властивостями, що є інваріантними до дії оператора розмиття (1). Така алгебраїчна структура може бути визначена на основі припущення, що матриці зображень X та S належать до її NS:

$$\iint_{\Omega} K(x, y; x', y') S(x', y') dx' dy' \approx 0, \quad (3)$$

$$\iint_{\Omega} K(x, y; x', y') X(x', y') dx' dy' \approx 0, \quad (4)$$

де K – оператор алгебраїчної структури, $X, S \subset \Omega$ – область визначення зображення, x, y – координати пікселів зображення.

Перетворення (3), (4) лінійні, тому перетворення (1) та (2) не впливають на їх результат. Оператор K може бути доповнений спряженим нульовим простором (conjugated NS – CNS) J :

$$\iint_{\Xi} J(x', y') K(x', y'; x, y) dx' dy' \approx 0, \quad (5)$$

де $J \subset \Xi \subset \Omega$. В загальному випадку точного NS не існує, тому у виразах (3)–(5) використано наближені рівності.

В роботі досліджено зв’язок між алгебраїчною структурою K , зображенням, PSF та нульовими просторами, основним і спряженим.

Основна частина

Метод нульового простору відновлення зображень

Відновлення оригінального зображення за методом NS [7,8] складається з чотирьох кроків.

На першому кроці за допомогою елементів матриць зображень формують розширену матрицю,

$$\mathbf{X} = [\mathbf{x}_{i+k, l+m}]_{\substack{k=0 \dots N_x - P - 1, \\ i=1 \dots P, \\ m=0 \dots N_y - Q - 1, \\ l=1 \dots Q}}, \quad (6)$$

де нижні індекси вказують на рядки матриці зображення, а верхні індекси – на стовпці, $N_x \times N_y$ – розмір матриці зображення, P, Q – параметри алгебраїчної структури, $\mathbf{x}_{i,k}$ – пікселі матриці $X(x, y)$, або вектори пікселів серії матриць типу X , з індексами i та k вздовж координат x та y .

На другому кроці знаходять вектор нульового простору \mathbf{g} як лексикографічне представлення матриці $G = [\mathbf{g}_{i,k}]_{\substack{k=1 \dots Q \\ i=1 \dots P}}$:

$$\mathbf{X} \cdot \mathbf{g} \approx \mathbf{0}. \quad (7)$$

На третьому кроці формують матричний оператор згортки:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_1 \mathbf{G}_2 \dots \mathbf{G}_P \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{G}_1 \mathbf{G}_2 \dots \mathbf{G}_P & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & \mathbf{G}_1 \mathbf{G}_2 \dots \mathbf{G}_P \end{bmatrix}; \quad \mathbf{G}_k = \begin{bmatrix} g_{k,1} g_{k,2} \dots g_{k,Q} \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & g_{k,1} g_{k,2} \dots g_{k,Q} & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & g_{k,1} g_{k,2} \dots g_{k,Q} \end{bmatrix}, \quad (8)$$

де $\mathbf{0}$ – нульова матриця. Матриця \mathbf{G} в (8) містить $N_x \cdot N_y$ стовпців, мінімальне число рядків $P \cdot Q$.

На четвертому кроці знаходять вектор \mathbf{s} :

$$\mathbf{G} \cdot \mathbf{s} \approx \mathbf{0}. \quad (9)$$

Вектор \mathbf{s} є лексикографічним представленням оригінальної матриці S або її оцінки. Матриця \mathbf{G} відповідає алгебраїчній структурі K в (3).

Нульовий простір функції розсіювання точки зображення.

Очевидно, що матриця G може бути нормована відносно одного з її елементів, наприклад $g_{P,Q}$, тоді вираз (7) може бути записаний як рівняння двохвимірної моделі AR,

$$\sum_{i=1}^P \sum_{k=1}^Q \mathbf{x}_{i+n, k+m} a_{i,k} \approx 0, \quad (10)$$

де $a_{i,k} = g_{i,k} g_{P,Q}^{-1}$, $n = 0 \dots N_x - P$, $m = 0 \dots N_y - Q$.

Як доведено в [7], матриця \mathbf{X} і аналогічна розширена матриця оригінального зображення \mathbf{S} мають однаковий NS, або іншими словами, однакову модель AR (10). Це припущення було також використано у роботі [6].

Розглядаючи матрицю \mathbf{G} як представлення алгебраїчної структури у виразах (3) – (5), доведемо твердження, що лівосторонній вектор нульового простору матриці \mathbf{G} є лексикографічним представленням PSF.

Як слідує з виразів (6) та (7), $\mathbf{G} \cdot \mathbf{X} \approx \mathbf{0}$. Визначимо матричний оператор \mathbf{H} , подібний за структурою оператору \mathbf{G} , складений з елементів матриці $H = [h_{i,k}]_{i=1 \dots L}^{k=1 \dots M}$ замість G . Тоді, за визначенням NS, справедливим є вираз $\mathbf{G} \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{S} \approx \mathbf{0}$, де \mathbf{S} – матриця елементів оригінального зображення, подібна за структурою до (6). Операція згортки є лінійною і такою, що допускає перестановку складових. Тому ми можемо записати наступний вираз, $\mathbf{H} \cdot \mathbf{G} \cdot \mathbf{S} \approx \mathbf{0}$. Елементи даної нульової матриці отримано в результаті множення векторів на матрицю виду $\mathbf{h}^T \cdot \mathbf{G} \cdot \mathbf{s} \approx 0$, де вектори \mathbf{s} і \mathbf{h} є лексикографічним представленням матриць S та H , T – транспонування. З рівняння (9) видно, що вектор \mathbf{h} може бути довільним, але за умови

$$\mathbf{h}^T \cdot \mathbf{G} \approx 0, \quad (11)$$

вектор \mathbf{h} є незалежним по відношенню до вектору зображення \mathbf{s} . За умови (11) спектральне представлення PSF за допомогою ЗТ є узгодженим з моделлю зображення як поліноміальна складова поліноміальної структури більш високого порядку (10).

Лівосторонній вектор NS відповідає спряженому оператору (5) і тому визначимо його як вектор, що належить до CNS. Матриця \mathbf{G} в (11) є значно меншою за розміром, ніж така ж матриця в (9). Вона містить $L \cdot M$ строк та $(P + L - 1) \cdot (Q + M - 1)$ стовпців, $L < P$ і $M < Q$.

Зауважимо, що PSF, яка визначена вектором CNS, має випуклу форму. Це видно зі структури матриці \mathbf{G} та рівняння (11). Умова (11) виконується, коли у множенні участь беруть лише крайні елементи вектору \mathbf{h} , при цьому елементи матриці \mathbf{G} , у загальному випадку, не рівні нулю. Також, умова (11) виконується, коли у множенні беруть участь всі елементи вектору \mathbf{h} . Одночасно це можливо, коли матриця H є випуклою функцією з мінімальними значеннями по краям.

Схема деконволюції Люсі-Річардсона з підсиленням варіації

Ітераційний алгоритм ЛР [9, 10] реалізує операцію оберненої згортки за умови відсутності точного значення PSF. Він включає операції послідовного поновлення оцінок зображення і PSF:

$$S_{k+1}(x, y) = S_k(x, y) \cdot \varphi(H_k(x, y), S_k(x, y)); \quad (12)$$

$$H_{k+1}(x, y) = H_k(x, y) \cdot \varphi(S_k(x, y), H_k(x, y)), \quad (13)$$

де S_k і H_k – k -ті оцінки зображення і PSF,

$$\varphi(S_k(x, y), H_k(x, y)) = \mathbf{F}^{-1} \left\{ H_k^*(z_x, z_y) \cdot \mathbf{F} \left\{ \frac{X(x, y)}{\mathbf{F}^{-1} \{ H_k(z_x, z_y) \cdot S_k(z_x, z_y) \} + \theta_k} \right\} \right\}, \quad (14)$$

$\mathbf{F}\{ \}$ і $\mathbf{F}^{-1}\{ \}$ – оператори прямого та оберненого двовимірного перетворення Фур’є:

$$S(H)_k(z_x, z_y) = \mathbf{F}\{S(H)_k(x, y)\}; \quad S(H)_k(x, y) = \mathbf{F}^{-1}\{S(H)_k(z_x, z_y)\},$$

z_x, z_y – змінні Z -області, θ_k – параметр регуляризації, $*$ – комплексне спряження. Первинна оцінка зображення $S_0(x, y) = X(x, y)$. Первинна PSF $H_0(x, y)$ є розширеною за допомогою нулів матрицею H розміром $L \times M$.

Якщо $H_0(x, y)$ не є точною, то число ітерацій може сягати декілька сотень кроків. Тому, було запропоновано декілька методів прискорення схеми (12) – (14), наприклад [11,12]. Перший підхід до прискорення [11] використовує q -ий ступінь функції (14), $1 < q \leq 3$. Другий [12] використовує мультиплікативні зміни в (12) адитивним способом,

$$S_{k+\lambda} = S_k + \lambda(S_k \varphi(H_k, S_k) - S_k), \quad (15)$$

де λ – параметр прискорення.

Алгоритми вибору оптимальних параметрів q і λ на кожній ітерації було розглянуто у роботах [11,12] та інших.

У випадку відомої PSF, прискорення схеми LR на зразок (15) не потрібне. Проте, існує проблема покращення якості відновленого зображення, особливо його яскравості та контрастності. Для цієї цілі запропонуємо визначити оцінку зображення як

$$I_{k+1} = I_k + \alpha_k(S_{k+1} - S_k) \quad (16)$$

сумісно з оцінкою (12), де $I_0 = S_0$, параметр підсилення варіації α_k визначається на k -ій ітерації як

$$\alpha_k : I_{\max} \geq I_{k+1}(x, y) \geq 0 \text{ for } \forall(x, y); \quad \alpha_k \leq \alpha_{\max}. \quad (17)$$

Верхня межа підсилення вибирається за умови запобігання нестабільності. Параметр I_{\max} визначається динамічним діапазоном сигналу зображення. Як слідує з (16) і (17), підсилена варіація дозволяє заповнити нулями усі пікселі, що знаходяться в околі нуля, і заповнити значеннями I_{\max} пікселі, що знаходяться в околі верхньої границі. Ця операція є природною, так як розмиття згладжує різкі границі.

Реалізація методу та тестові приклади

Оцінка PSF складається з таких кроків:

1. Знаходження матриці G шляхом розв’язання системи рівнянь (10) за методом найменших квадратів.
2. Визначення матриці \mathbf{G} за допомогою елементів матриці G відповідно до (8). Обчислення добутку матриць $\mathbf{G} \cdot \mathbf{G}^T$.
3. Визначення матриці PSF H розміром $L \times M$ як лексикографічного представлення власного вектора матриці $\mathbf{G} \cdot \mathbf{G}^T$, що відповідає найменшому її власному або сингулярному значенню.

Нормалізація енергії сигналу PSF за умови [1]:

$$\sum_{i=1}^L \sum_{k=1}^M h_{i,k} = 1.$$

Знайдена PSF була використана як первинна в ітераційній процедурі (12) – (14), (16), (17). На рисунку 1 представлено визначені за методом CNS типові PSF, що характеризують розмиття внаслідок різних факторів. Перша зліва має симетричну гаусову форму і характеризує розмиття в результаті розфокусування камери, туману. Середня має несиметричну гаусову форму і характеризує розмиття внаслідок

руху камери уздовж однієї з координат, в даному випадку горизонтальної. Наступна PSF характеризує рух під кутом до координат або вібрацію камери.

На рисунку 2 представлено відновлення розмитих зображень за допомогою 10 ітерацій схеми ЛР з підсиленою варіацією у відповідності до (16) – (17). Верхнє зображення спотворене розфокусуванням камери, нижнє – рухом. Для визначення PSF використано модель AR (10) розміром $P \times Q = 25 \times 25$, розмір матриці PSF складає $L \times M = 9 \times 9$.

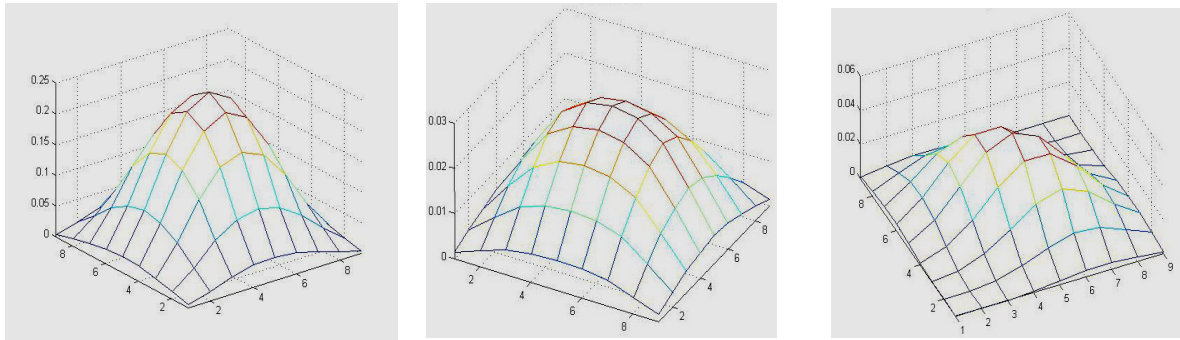


Рисунок 1 – Оцінки PSF, що характеризують розмиття внаслідок розфокусування камери, горизонтального руху, руху під кутом або вібрації.

Параметр регуляризації в (14) було визначено як

$$\theta_k = \varepsilon \cdot \max \left\{ \mathbf{F}^{-1} \left\{ H_k(z_x, z_y) \cdot S_k(z_x, z_y) \right\} \right\}; \quad \varepsilon = 10^{-6}.$$

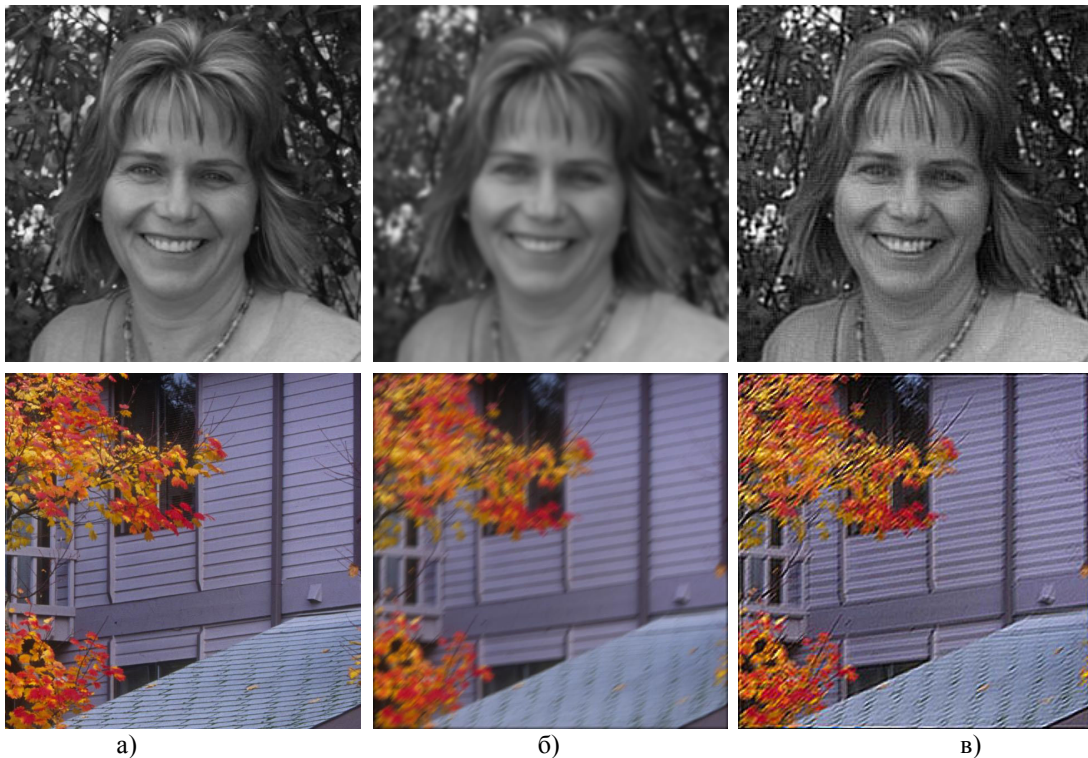


Рисунок 2 – а) оригінальні зображення; б) зображення спотворені розмиттям; в) відновлені зображення

Він визначає максимальний динамічний діапазон сигналу зображення. Середнє значення параметра підсилення α_k в (16) змінюється в діапазоні 2.2...3.3 при $\alpha_{\max} = 3.5$ в (17), $I_{\max} = 256$. Як видно з рисунку, відновлені зображення позбавлені розмиття і відрізняються від оригінальних більш різкими контурами. Для згладжування контурів необхідно ще 10 – 20 ітерацій (12) – (13) без підсилення варіації.

Для досягнення аналогічного результату за допомогою звичайного методу ЛР необхідно не менше 100 ітерацій.

Як показали чисельні експерименти, визначена за допомогою метода CNS функція розмитості змінюється в результаті 100 і більше ітерацій (13) не більше, ніж на 0.1%. В той же час, зображення змінюється на 3-5%. Даний результат підтверджує, що знайдено дійсно PSF і вона відповідає реальному спотворенню зображення.

Висновки

Запропоновано метод спряженого нульового простору для визначення функції розмитості зображення. Визначення відбувається без будь-якої інформації про PSF, тобто, в «сліпому» режимі ідентифікації. Допускаються тільки припущення, що спотворений та оригінальний сигнал близькі за формою, а PSF – випукла позитивна функція. Отримано експериментальне підтвердження, що метод дозволяє визначити оптимальну оцінку PSF, таку, що відповідає реальному спотворенню.

Розмір матриці PSF $L \times M$ має бути узгодженим з рівнем деградації зображення. Якщо вибрано порядок моделі розмиття менший ніж необхідно, то недолік можна компенсувати додатковими ітераціями оберненої згортки. Тільки якщо порядок значно вищий необхідного, то зображення може бути спотворене. Порядок моделі AR (10) має перевищувати порядок моделі PSF в 2-3 рази, тому що модель PSF є складовою AR. Максимальний порядок моделі AR може складати 33×33 , при вищому порядку можуть виникати небажані флуктуації, що викликані малими складовими сигналу зображення. Для побудови моделі AR можна використовувати інформативний фрагмент зображення розміром, що в 2-4 рази перевищує порядок моделі. Це значно зменшує необхідний об'єм обчислень.

Застосування схеми оберненої згортки з підсиленням варіації дозволяє зменшити число операцій до 10 разів. Це дає можливість обробляти зображення в реальному часі за допомогою багатоядерних або графічних процесорів.

Список літератури

1. Kundur D. Blind Image Deconvolution / D. Kundur, D. Hatzinakos // IEEE Signal Proc. Mag. – 1996. – No 5. – P. 43-64.
2. Lane R. G. Automatic multidimensional deconvolution / R. G. Lane, R. H. Bates // J. Opt. Soc. Am. – vol. A4. – 1987. – P. 180-188.
3. Conditional Expressions for Blind Deconvolution: Multi-point form / [Aogaki S., Moritani I., Sugai T., Takeuchi F. and others] // Arxiv Preprint. – 2006. – cs/0609164. – 3 p.
4. Simple method to eliminate blur based on Lane and Bates algorithm / [Aogaki S., Moritani I., Sugai T., Takeuchi F. and others] // Arxiv Preprint. – 2006. – cs/0609165. – 4 p.
5. Conditional Expressions for Blind Deconvolution: Derivative form / [Aogaki S., Moritani I., Sugai T., Takeuchi F. and others] // Arxiv Preprint. – 2006. – cs/0610002. – 4 p.
6. Legendijk R. L. Identification and Restoration of Noisy Blurred Images Using the Expectation-Maximization Algorithm / R. L. Legendijk, A. M. Tekalp, J. Biemond // Opt. Eng. – 1990. – V. 29, №7. – P. 422-435.
7. Pai H. T. Exact Multichannel Blind Image Restoration / H. T. Pai, A. C. Bovik // IEEE Signal Proc. Lett. – 1997. – V.4, №8. – P. 217-220.
8. Pai H. T. Multi-Channel Blind Image Restoration / H. T. Pai, A. C. Bovik, B. L. E Vance // Elektrik. – 1997. – V. 3, №1 – P. 1-24.
9. An iterative technique for the rectification of observed distributions / L. B. Lucy // Astron. – 1974. – V. 79. – P. 745-754.
10. Richardson W. H. Bayesian-based iterative method of image restoration / W. H. Richardson // J. Opt. Soc. Am. – 1972. – V. 62. – P. 55-59.
11. Biggs D. S. Asymmetric iterative blind deconvolution of multi-frame images / D. S. Biggs, M. Andrews. // Proceedings of the SPIE Conference on Advanced Signal Processing Algorithms, Architectures, and Implementations VIII. – 1998. – Vol. 3461. – P. 328-338.
12. Singh M. K. An Adaptively Accelerated Lucy-Richardson Method for Image Deblurring / M. K. Singh, U. S. Tiwary, Y. H. Kim // EURASIP J. on Adv. in Signal Proc. – 2008. – 365021. – 10 p.

Відомості про авторів

Квстний Роман Наумович - д.т.н., професор, Вінницький національний технічний університет, завідувач кафедри автоматичної та інформаційно-вимірювальної техніки, rkvetny@sprava.net.

Софина Ольга Юрїївна - к.т.н., Вінницький національний технічний університет, старший викладач кафедри автоматичної та інформаційно-вимірювальної техніки, olyasof@mail.ru, (050) 156 90 96.

Буняк Юрїї Анатолійович - к.т.н., головний спеціаліст ІВП «Інновінн», м.Вінниця, yuri.bunyak@innovinn.com.

УДК 62-503.57

Ю. М. КОВРИГО, Т. Г. БАГАН

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут", м. Київ

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ СИНТЕЗУ РОБАСТНОГО H_∞ -РЕГУЛЯТОРА ДЛЯ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ ТЕПЛОЕНЕРГЕТИЧНИМИ ОБ'ЄКТАМИ

Анотація. У статті запропоновано математичну модель синтезу H_∞ -регулятора для системи керування теплоенергетичного об'єкта. Для реалізації управління теплоенергетичними об'єктами застосовано алгоритм синтезу H_∞ -керування шляхом 2-Ріккати підходу, завдяки чому розраховано субоптимальний робастний регулятор. Цей алгоритм може бути використаний для аналітичного синтезу робастної АСУ.

Ключові слова: робастні системи, H_∞ -керування, субоптимальний робастний регулятор.

Аннотация. В статье предложена математическая модель синтеза H_∞ -регулятора для системы управления теплоэнергетического объекта. Для реализации управления теплоэнергетическими объектами применен алгоритм синтеза H_∞ -управления путем 2-Риккати подхода, благодаря чему рассчитан субоптимальный робастный регулятор. Этот алгоритм может быть использован для аналитического синтеза робастной АСУ.

Ключевые слова: робастные системы, H_∞ -управление, субоптимальный робастный регулятор.

The Abstract. The paper proposes mathematical model of synthesis of H_∞ -controller for power system control object. For implement management of heat and thermal power objects applied algorithm H_∞ -control by 2-Riccati approach, thus calculated suboptimal robust controller. This algorithm can be used for analytical synthesis of robust analytical process control.

Key words: robust systems, H_∞ - control, suboptimal robust controller.

Вступ

Практика застосування теорії оптимальних систем при розв'язанні конкретних технічних задач показала, що оптимальні системи, які синтезовані за квадратичним критерієм якості, чутливі до параметрів моделі реального об'єкта і характеристик вхідних збурень, тобто є негрубими. Такі системи іноді втрачають не тільки оптимальність, але й роботоздатність, зокрема в тих випадках, коли апріорна інформація про об'єкт та зовнішнє середовище відома не точно, а лиш з деякою достовірністю. Модель реальної фізичної системи завжди буде неточною через такі фактори: зміна параметрів моделі в різних технологічних обставинах; спрощення динамічних властивостей при побудові моделі; збільшення або повне неврахування часового запізнення в системі; шум датчиків (наявні перешкоди); непередбачувані зовнішні збурення. У цьому випадку для забезпечення тривалої і якісної роботи системи доцільно вдатися до побудови робастної системи.

Теплоенергетичні об'єкти регулювання характеризуються великою кількістю зв'язків між окремими елементами, відчутним запізненням, великою кількістю зовнішніх і внутрішніх збурень, частина з яких недосяжна для контролю, і жорсткими вимогами щодо величин допустимих відхилень параметрів від заданих значень.

Метою синтезу робастної системи є гарантія забезпечення заданої якості її роботи незалежно від неврахованих впливів та змін параметрів моделі. Робастна система забезпечує необхідну якість керування, навіть при суттєвих невизначеностях в характеристиках об'єкта управління та неконтрольованих зовнішніх збуреннях. Така система компенсує шум датчика, непередбачувані збурення та невраховані параметри об'єкта керування, які можуть змінюватися (рис. 1). Всі ці фактори можуть бути значними, отже синтезована система має зберігати задану якість.

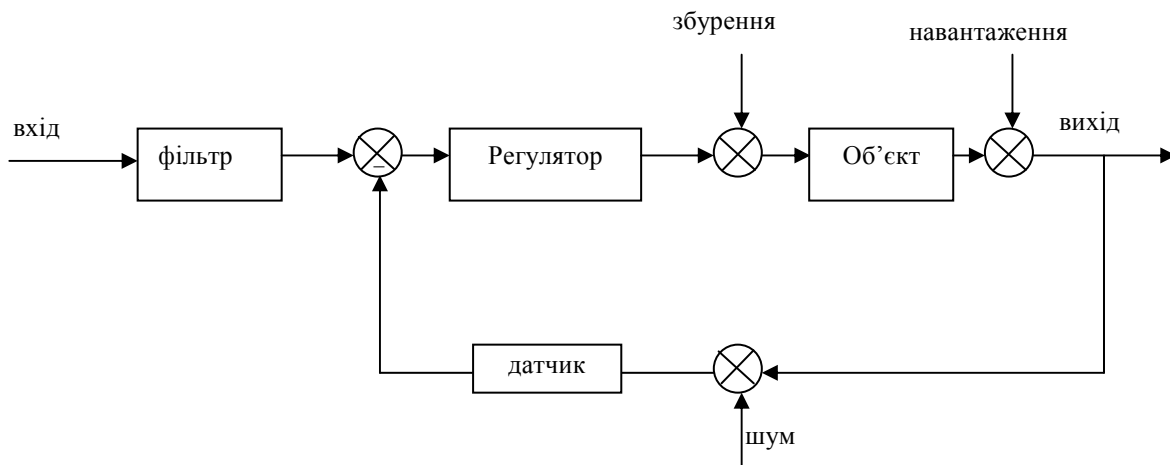


Рисунок 1 – Структурна схема системи керування з потенційними невизначеностями

Постановка проблеми

Фізичні процеси, які відбуваються в теплоенергетичних об'єктах, роблять систему автоматичного керування такими об'єктами складною, багатозв'язною системою. Тому досягнення їх якісного та тривалого керування дотепер є досить складним та актуальним завданням.

Дана стаття присвячена синтезу робастної системи управління методом H_∞ , в умовах невизначеності, які характерні для теплоенергетичних об'єктів. Основна і принципово нова ідея по синтезу робастного керування полягає в тому, щоб єдиним регулятором забезпечити стійкість замкнутої системи не тільки для номінального (без урахування помилок моделі) об'єкта, але й для будь-якого об'єкта, що належить множині «збурених» об'єктів, які відповідають конкретному класу невизначеності.

Аналіз шляхів розв'язання задачі

Для побудови робастної системи управління теплоенергетичними об'єктами застосовували різноманітні методи синтезу регуляторів, а саме: побудову різного роду адаптивних систем [1], керування за допомогою лінійно-квадратичного гауссовського (ЛКГ) регулятора [2], H_2 -метод синтезу [3], H_∞ -керування класичного підходу [4]. Однак такі процедури або не повністю враховують всі зміни системи, або є досить громіздкими та трудомісткими.

У 1989 році на основі ряду ключових результатів була сформована нова концепція підходу до вирішення задачі H_∞ -оптимізації, що отримала назву «2-Ріккаті підходу». Його суть полягала в тому, що оптимальна задача замінялася субоптимальною [5]. Метод «2-Ріккаті підходу» поєднує в собі класичну теорію автоматичного управління і метод простору станів, а саме: постановка задачі відбувається в частотній області, а її рішення реалізується з використанням методу простору станів. Крім того, даний метод дозволяє розробникам в процесі проектування задавати будь-які характеристики якості та робастності стійкості замкнутої системи.

У рамках «2-Ріккаті підходу» шуканий оптимальний регулятор в формі спостерігача визначається на основі рішення двох багатомірних рівнянь для фільтрації і оптимального керування в сенсі мінімуму H_∞ -норми замкнутої системи. Регулятори, синтезовані з використанням даного критерію оптимальності, забезпечують стійкість замкненої системи й мінімальну чутливість до збурень.

Мета

Мета роботи: розробка та алгоритмізація математичної моделі синтезу робастної системи керування в умовах невизначеності для підвищення ефективності проектування та керування теплоенергетичними об'єктами

Синтез робастних систем методом H_∞

Стандартна задача H_∞ -керування (часто називається задачею мінімізації енергії виходу) пов'язана з наступною структурною схемою багатомірної системи керування, зображеної на рис 2.

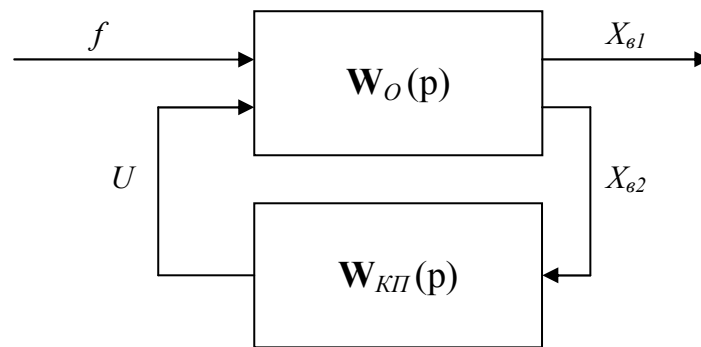


Рисунок 2 – Стандартна замкнута система керування

На цій схемі вектор f становить вектор зовнішніх збурень, вектор X_{e1} – вектор вимірюваного виходу, вектор U – вихідний вектор регулятора та X_{e2} – вектор помилки, який потрібно мінімізувати. Матриця передаточних функцій W_O являє собою не тільки сам об'єкт, яким потрібно керувати, а й вагові функції, які додані для забезпечення потрібної якості. Об'єкт W_O називається узагальненим об'єктом, а регулятор $W_{КП}$ – корегуючим пристроєм.

Задача побудови H_∞ -оптимального керування полягає в побудові керування U , мінімізуючого H_∞ -норму передаточної функції $W_{X_{e1}f}$ замкненої системи від входу f до виходу X_{e1} , тобто

$$\|W_{X_{e1}f}\|_\infty \rightarrow \min$$

Часто оптимальну задачу замінюють субоптимальною: побудувати керування U , яке відповідає нерівності

$$\|W_{X_{B_1}f}\|_{\infty} \rightarrow \gamma_{opt}.$$

де γ_{opt} – мінімальне значення зі значень γ в нерівності

$$\|W_{X_{B_1}f}\|_{\infty} < \gamma.$$

Співвідношення вхід-вихід можна записати наступним виразом:

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_{11} & W_{21} \\ W_{21} & W_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f \\ U \end{bmatrix}.$$

З іншого боку в часовій області мінімальну реалізацію об'єкта можна записати у вигляді системи рівнянь:

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + B_1f + B_2U \\ X_1 = C_1X + D_{11}f + D_{12}U \\ X_2 = C_2X + D_{21}f + D_{22}U \end{cases} \quad (1)$$

Тут X – вектор стану, X_1 – вектор вимірів, X_2 – вектор контрольованих виходів, U – вектор керування, f – зовнішній вхід системи.

Відповідність матричної передаточної функції W_o мінімальній її реалізації в просторі станів записується наступним чином:

$$\begin{bmatrix} W_{11} & W_{12} \\ W_{21} & W_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B_1 & B_2 \\ C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{bmatrix}$$

Використання H_{∞} -норми передавальної функції в якості критерію оптимальності засновано на тому факті, що ця норма – верхня грань коефіцієнта підсилення системи між 2-нормою входу та 2-нормою виходу. Тому H_{∞} -норма – це корінь квадратний з енергії виходу при подачі на вхід збурення з одиничною енергією. Таким чином мінімізація H_{∞} -норми означає мінімізацію енергії помилки для найгіршого випадку вхідного збурення.

Нехай деякий об'єкт управління описується лінійною системою рівнянь (1). Припустимо, що виконуються наступні твердження:

1. (A, B_1, C_1) є такими, що стабілізуються і детектуються.
2. (A, B_2, C_2) є такими, що стабілізуються і детектуються.
3. $D_{12}^T [C_1 \ D_{12}] = [0 \ 1]$
4. $\begin{bmatrix} B_1 \\ D_{21} \end{bmatrix} D_{21}^T = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$

Тоді дійсною буде наступна теорема [6].

Теорема. Регулятор для системи (1), який гарантує виконання нерівності

$$\|W_{X_1f}\|_{\infty} < \gamma$$

існує тоді і тільки тоді, коли:

$\exists X_{\infty} \geq 0$ – рішення узагальненого алгебраїчного рівняння Ріккати керування (англ. Generalized Control Algebraic Equation – GCARE)

$$A^T X_{\infty} + X_{\infty} A - X_{\infty} [B_2 B_2^T - \gamma^{-2} B_1 B_1^T] X_{\infty} + C_1^2 C_1 = 0 \quad (2)$$

$\exists Y_{\infty} \geq 0$ – рішення узагальненого алгебраїчного рівняння Ріккати фільтрації (англ. Generalized Filtering Algebraic Equation – GFARE)

$$A Y_{\infty} + Y_{\infty} A^T - Y_{\infty} [C_2^T C_2 - \gamma^{-2} C_1^T C_1] Y_{\infty} + B_1 B_1^T = 0. \quad (3)$$

Спектральний радіус:

$$\rho(X_\infty, Y_\infty) \leq \gamma^2. \quad (4)$$

При цьому отримуємо регулятор у формі спостерігача:

$$\begin{cases} \dot{X}_C = A_C X_C + B_C X_C; \\ \tilde{U} = C_C X_C \end{cases} \quad (5)$$

де

$$\begin{cases} A_C = A - B_2 B_2^T X_\infty - [I - \gamma^{-2} Y_\infty X_\infty]^{-1} Y_\infty C_2^T C_2 + \gamma^{-2} B_1 B_1^T X_\infty \\ B_C = [I - \gamma^{-2} Y_\infty X_\infty]^{-1} Y_\infty C_2^T \\ C_C = -B_2^T X_\infty \end{cases}$$

Для побудови субоптимального регулятора застосовується ітераційна процедура по γ . На кожному кроці вирішується субоптимальна задача, тобто визначається регулятор $W_{КП}(i)(p)$, для якого:

$$\|W_{X_1 f}\|_\infty < \gamma \quad (6)$$

де i – номер кроку.

Потім величина γ зменшується, субоптимальна задача вирішується до тих пір, поки існують невід'ємно визначені рішення алгебраїчних рівнянь Ріккати GCARE та GFARE і виконується умова на обмеження спектрального радіусу. Отримане в результаті ітераційної процедури мінімальне значення γ , близьке до γ_{\min} з заданим ступенем точності, а також рішення X_∞ та Y_∞ використовуються для синтезу робастного H_∞ -субоптимального регулятора у відповідності з формулами (5).

Загальний вигляд алгоритму синтезу H_∞ -оптимального регулятора показано на рис. 3.

H_∞ -регулятор не може бути визначений кінечним числом операцій і потребує ітераційної процедури. Алгоритм синтезу H_∞ -регулятора має розгалужену структуру, що зумовлено необхідністю перевірки умови $\rho(X_\infty, Y_\infty) < \gamma^2$ та необхідністю пошуку γ , з заданою точністю ϵ .

Отримані результати

Розглянемо синтез робастного регулятора за допомогою H_∞ -теорії на прикладі системи розрідження в топці котла.

Передавальна функція об'єкт має вигляд:

$$W_o = \frac{k}{T_2 s + T_1 s + 1} = \frac{4.99}{2.169 s^2 + 10.846 s + 1}$$

Передавальна функція ПІ-регулятора, розрахованого за інженерною методикою, має вигляд:

$$W_{III} = 2.2 \cdot \left(1 + \frac{1}{4.08 s} \right)$$

Представимо об'єкт у вигляді (1), тоді його матриці коефіцієнтів дорівнюють:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -4.61 & -5 \end{bmatrix}; \quad B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 2.3 \end{bmatrix}; \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1.5 \end{bmatrix};$$

$$C_1 = [1 \ 0]; \quad C_2 = [1 \ 0]; \quad D_{11} = D_{12} = D_{21} = D_{22} = 0.$$

Використовуючи вищеведений алгоритм, шукаємо H_∞ -регулятор у вигляді (5). У результаті синтезу, знаходимо значення матриць регулятора, що відповідають $\gamma_{\min} = 0,2781$:

$$A_c = \begin{bmatrix} -10.6637 & 1 \\ -8.562 & -5.1977 \end{bmatrix};$$

$$B_c = \begin{bmatrix} 10.6637 \\ 10.0932 \end{bmatrix}; \quad C_c = [-10.192 \ -15.234].$$

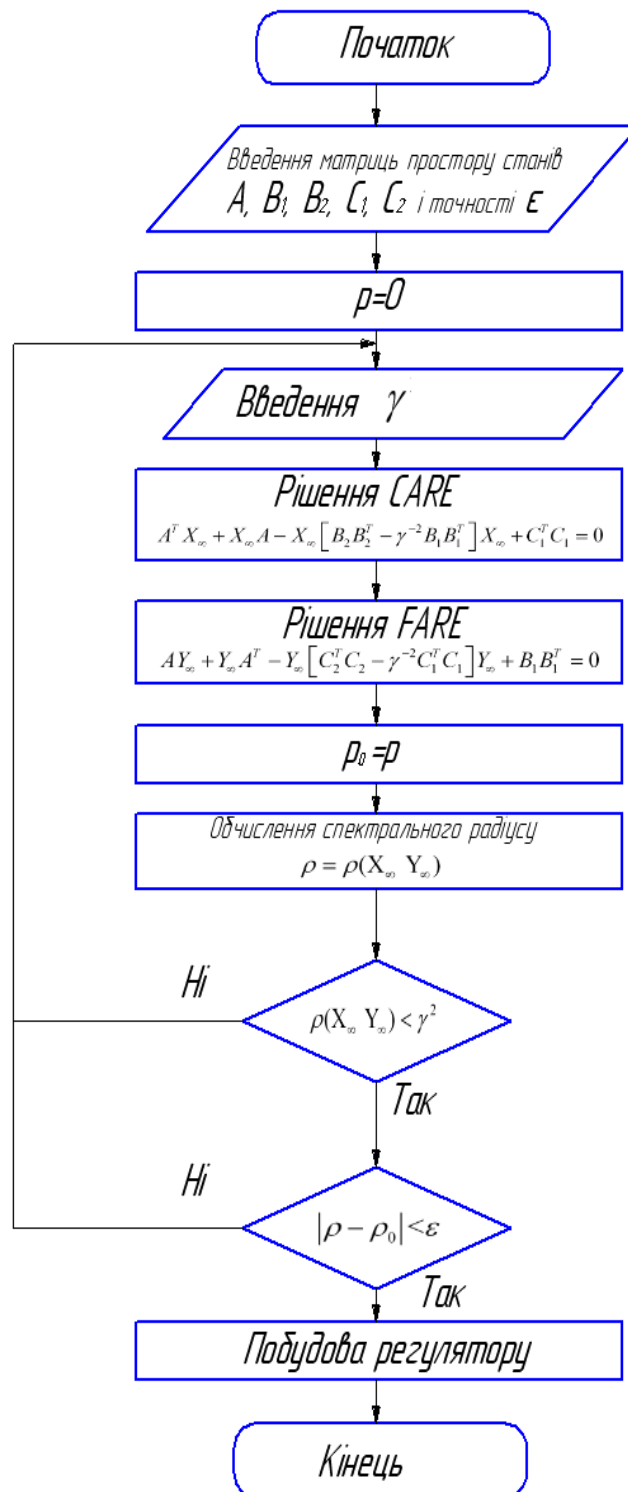


Рисунок 3 – Блок-схема алгоритму синтезу H^∞ -оптимального регулятора

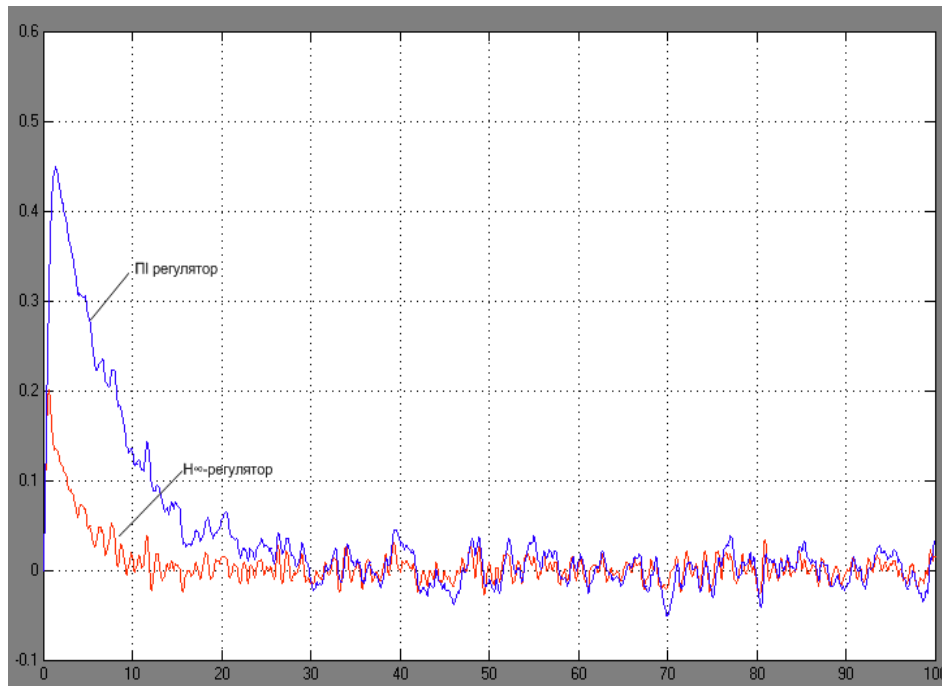


Рисунок 4 – Перехідні процеси по каналу збурення-вихід за наявності шуму.

Динаміка системи в перехідному режимі при зміні завдання в умовах діючих збурень представлена на рис.4. З графіка видно, що неконтрольовані збурення, які впливають на систему, стабілізовані H_∞ -регулятором й ефективно подавлені. Перехідний процес, з використанням H_∞ -регулятора, має меншу амплітуду коливань та є менш чутливим до шуму, ніж процес з класичним ПІ-регулятором.

Висновки

1. Схема отримання субоптимального робастного регулятора можлива шляхом розв'язання рівнянь Лур'є-Ріккати. Отриманий регулятор у формі спостерігача відзначається низькою чутливістю до зміни параметрів об'єкта та відносною інваріантністю до зовнішніх збурень.

2. Ідея формування керувального сигналу системи оптимального керування базується на виділенні в ньому двох складових: оптимального керування і компоненти, яка компенсує невизначеність системи.

3. Цей алгоритм може бути використаний для аналітичного синтезу робастної АСУ.

Список літератури

1. Мовчан А.П., Ковриго Ю.М., Баган Т.Г., Уваров А.А. Автоматическая оптимизация АСУ промышленных объектов в энергетике / А.П. Мовчан, Ю.М. Ковриго, Т.Г. Баган, А.А. Уваров // ЭНЕРГЕТИКА: економіка, технології, екологія. – 2005. – № 1. – С. 57–61.
2. Grimble Michael J. Robust industrial control systems: optimal design approach for polynomial systems / Michael J. Grimble. – UK, University of Strathclyde, 2006. – 698 p.
3. Mcfarlane D.C., Glover K. Robust Controller Design Using Normalized Coprime Factorization Description / D.C. Mcfarlane, K.Glover. – N.-Y.: Springer-Verlag, 1990. – 334 p.
4. Mosca E., Pandolfi L. H_∞ Control Theory / E. Mosca, L. Pandolfi. – London: British Library Cataloguing, 1991. – 325 p.
5. Green M., Limebeer D.J.N. Linear robust control / M. Green, D.J.N. Limebeer. – London: Pearson Education, 2005. – 538 p.
6. Поляк Б.Т., Щербаков П.С. Робастная устойчивость и управление / Б.Т. Поляк, П.С. Щербаков. – М.: Наука, 2002. – 303 с.

Відомості про авторів

Ковриго Юрій Михайлович – канд. техн. наук, професор кафедри автоматизації теплоенергетичних процесів, Національний технічний університет України "КПІ", yukovrygo@gmail.com.

Баган Тарас Григорович – старший викладач кафедри автоматизації теплоенергетичних процесів, Національний технічний університет України "КПІ", mtbagan@ukr.net.

УДК 621.039.56

К. Н. МАЛОВИК

Севастопольський національний університет ядерної енергії та промисловості, г. Севастополь

СИСТЕМАТИЗАЦІЯ СВОЙСТВ РЕСУРСОСПОСОБНОСТІ ОБОРУДОВАНИЯ ОБ'ЄКТОВ КРИТИЧЕСКОГО ПРИМЕНЕНИЯ

Аннотация. В работе рассмотрена математическая формализация задачи определения структуры и взаимосвязи свойств ресурсоспособности объектов критического применения. Показана схема значений определяющих ресурсных характеристик и их зависимость от коренных причин отказов. Для исследования взаимодействия определяющих ресурсных характеристик и их влияния на ресурсоспособность объектов критического применения предложен аппарат матричного анализа.

Ключевые слова: ресурсная характеристика, ресурсоспособность, интенсивность отказов.

Анотація. В роботі розглянута математична формалізація задачі визначення структури та взаємозв'язку властивостей ресурсоспособності об'єктів критичного застосування. Показана схема значень визначальних ресурсних характеристик та їх залежність від корінних причин відмов. Для дослідження взаємодії визначають ресурсних характеристик та їх впливу на ресурсоспособність об'єктів критичного застосування запропонований апарат матричного аналізу.

Ключові слова: ресурсна характеристика, ресурсоздатність, інтенсивність відмов.

The Abstract. The paper considers the problem of determining the mathematical formalization of the structure and properties of the relationship of objects resursosposobnosti critical applications. Shows the scheme of values defining the resource characteristics and their dependence on the root causes of failures. To study the interaction of determining the resource characteristics and their impact on critical applications resursosposobnost facilities proposed unit matrix analysis.

Keywords: resource characterization, resourceability, failure rate.

Введение

Объекты критического применения (ОКП), к которым принято относить, например, атомные и тепловые электростанции, магистральные газо- и нефтепроводы, имеют вероятность создавать проблемы безопасности, из-за предрасположенности к появлению отказов и аварий оборудования, приводящих к катастрофическим последствиям. В частности, для атомных станций, известна системная концепция обеспечения прочности, ресурса, надежности и безопасности оборудования и трубопроводов [1]. При этом в качестве одного из основных определений используется понятие ресурсоспособности как комплекса технических характеристик оборудования и трубопроводов, определяющих возможность их эксплуатации [2] (отмечается, что ресурсоспособность является характеристикой только оборудования и трубопроводов, в то время как ресурс оборудования и трубопроводов зависит от их ресурсоспособности и условий эксплуатации). К сожалению, это понятие недостаточно рассмотрено как в отечественной и зарубежной технической литературе, так и в нормативно-технической документации. При этом проблема ресурса в атомной отрасли является наиболее актуальной, что связано, как минимум, с двумя обстоятельствами:

- часть энергоблоков атомных электростанций выработали свой назначенный срок службы;
- обоснование ресурсоспособности осуществлялось 40-50 лет назад по руководящим техническим материалам того времени, которые на сегодня либо устарели, либо нуждаются в переосмыслении, с учетом как опыта эксплуатации, так и новых научных достижений.

Опыт эксплуатации технических объектов и оборудования ОКП показывает [3], что назначенные показатели долговечности для многих видов объектов весьма занижены, что приводит к преждевременному прекращению применения объектов по назначению и, как следствие, к неэффективному использованию материальных средств, затраченных на разработку, производство и эксплуатацию таких объектов. В связи с этим, задача исследования реальных характеристик ресурсоспособности и в том числе остаточной долговечности оборудования ОКП является актуальной для анализа событий, развивающихся во времени, которые типичны для обеспечения надежности технических средств, медико-биологических исследований в клинической практике и др. [4].

Постановка цели и задачи научного исследования

Целью научного исследования является выявление и сокращение недостатков в сфере оценивания ресурсоспособности оборудования ОКП. Для достижения поставленной цели необходимо решение следующих вопросов:

- 1) математическая формализация задачи определения структуры и взаимосвязи свойств ресурсоспособности, что позволит систематизировать свойства ресурсоспособности оборудования ОКП;
- 2) исследование схемы значений определяющих ресурсных характеристик в зависимости от коренных причин отказов оборудования ОКП;
- 3) рассмотрение квадратных матриц для определения взаимодействия ресурсных характеристик и упорядочения их влияния на ресурсоспособность оборудования ОКП.

Основные результаты

Для определения структуры и взаимосвязи свойств ресурсоспособности объектов ОКП целесообразна математическая формализация этой задачи. Для этого введены следующие обозначения: $q(i)$ – любой i -й ОКП; $i=1, \dots, n$; $Q=\{q(i)\}$ – множество ОКП; $S_q(i)$ – множество свойств i -го ОКП, образующих пространство S .

$SQ=\{Sq(i)\}$ – множество свойств i -х объектов ОКП, причем любому ОКП, ставится в соответствие множество свойств $Sq(i)$, т.е. обеспечивается условие эквивалентности

$$q(i) \Leftrightarrow Sq(i) \tag{1}$$

$Sq(ij)$ – конкретная характеристика свойств $q(i) \in Q$.

Свойства могут быть разбиты на классы $S_1, \dots, S_i, \dots, S_j, \dots, S_p, \dots, S_k$, для которых выполняется одно из следующих условий:

$$S_j \subset S_p, S_p \subset S_j, S_p \cap S_j = \emptyset. \tag{2}$$

При рассмотрении свойств ОКП целесообразно выделить первичные, вторичные и другие группы свойств S' , S'' и S''' соответственно, определяющих комплексный характер ресурсоспособности ОКП в данном случае.

В метрическом пространстве S целесообразно ввести расстояние ρ_s , которое может интерпретироваться как мера сходства или различия природы свойств, определяемых конкретными значениями характеристик d . То есть для i -го ОКП должно выполняться условие

$$\rho_s \Rightarrow \rho_d(d_k^i, d_l^i), \tag{3}$$

где $d_k^i, d_l^i \in D^i = \{d_1^i, d_2^i, \dots, d_n^i\}$,

а n - число конкретных характеристик свойств.

Тогда характеристики свойств исследуемых ОКП должны удовлетворять следующим условиям [5]:

$$\left. \begin{aligned} 1. \rho_s(S_i, S_j) < \rho_s(S_i, S_k) \\ 2. \rho_s(S_i, S_j) = \rho_s(S_j, S_i) \\ 3. \rho_s(S_i, S_j) = 0 \Leftrightarrow S_i \equiv S_j \\ 4. \rho_s(S_j, S_i) + \rho_s(S_j, S_k) \geq \rho_s(S_i, S_k) \end{aligned} \right\} \tag{4}$$

Использование предложенного математического подхода предполагает применение ключевых понятий и основных принципов при исследовании проблем долговечности оборудования ОКП [1-3,6-10]:

1. Принцип стохастичности ресурса объекта исходит из того, что реальное значение ресурса конкретного оборудования считается случайной величиной, определяемой соответствующим законом распределения.
2. Принцип обоснования значения ресурса оборудования из условий риска предусматривает, что требования к назначению ресурса оборудования должны назначаться исходя из условий обеспечения заданного уровня безопасности ОКП.
3. Принцип сохранения физической сущности процессов при прогнозировании ресурса состоит в том, что адекватность модели изменения процессов деградации материалов оборудования во времени, прогнозируемым процессам на интервале предыстории, сохраняется на интервале упреждений. То есть этот принцип базируется на одном из центральных фундаментальных постулатов в физике, сформулированном К.Шенноном: основные закономерности, наблюдающиеся в прошлом, будут сохранены и в будущем.
4. Принцип адекватности математических методов оценки и прогнозирования ресурса статистическим данным о работоспособности оборудования, требующий предварительного анализа содержания и объема входной (эксплуатационной) информации.
5. Принцип сочетания детерминированных, статистических, физико-статистических и экспертных методов.

6. Принцип прогнозирования индивидуального ресурса требует выполнения работ для конкретного оборудования, определяющих остаточный ресурс, характеризующий возможную продолжительность эксплуатации данного оборудования от момента контроля до предельного состояния.
7. Принцип продления назначенного ресурса предусматривает обоснование и установление нового назначенного ресурса конкретного оборудования ОКП.

Совместное применение показанного математического подхода и указанных принципов позволяет иллюстрировать результат систематизации свойств ресурсоспособности оборудования ОКП в виде, показанном на рис. 1.

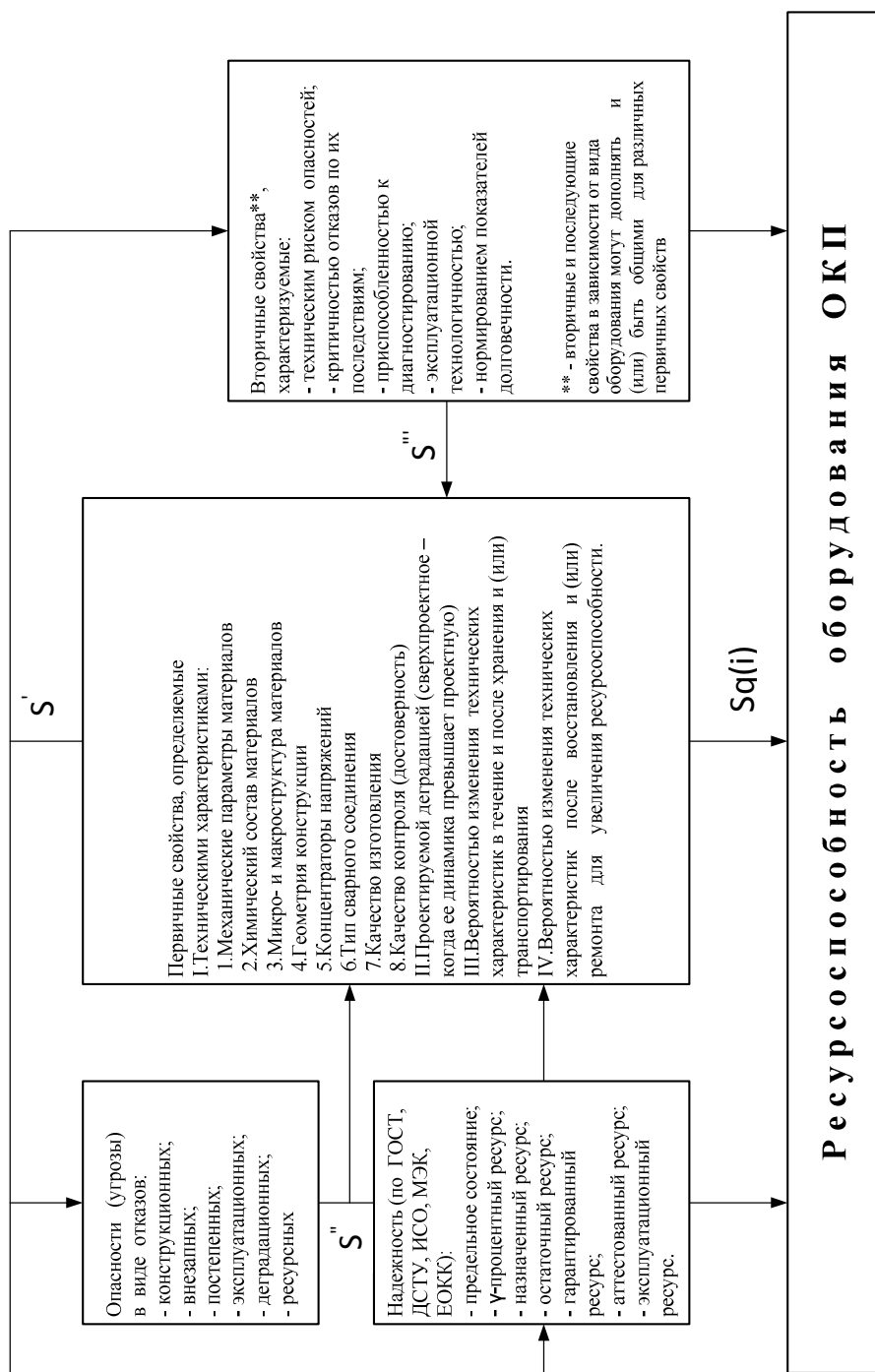


Рисунок 1 – Структура и взаимосвязь свойств ресурсоспособности

Для дальнейшего исследования ресурсоспособности оборудования ОКП можно использовать их определяющие ресурсные характеристики [6, 8, 11, 12], которые, как случайные величины, характеризуются средними значениями и дисперсиями, качественные оценки которых показаны на рис.2, где обозначено:

- \bar{T}_n - гарантированный ресурс и его допустимые отклонения ΔT_n ;
- \bar{T}_γ - γ -процентный ресурс и его допустимые отклонения ΔT_γ ;
- \bar{T}_r - технический ресурс и его допустимые отклонения ΔT_r ;
- \bar{T}_l - время предельного состояния и его допустимые отклонения ΔT_l ;
- $T_0^I \div T_0^{IV}$ - остаточный ресурс для выбранной точки его контроля;
- 1 – пессимистический прогноз;
- 2 – оптимистический прогноз;
- $\lambda(t)$ – интенсивность отказов ОКП;
- Q_γ, Q_r, Q_ℓ - соответствующие зоны допустимых отклонений $\lambda(t)$.

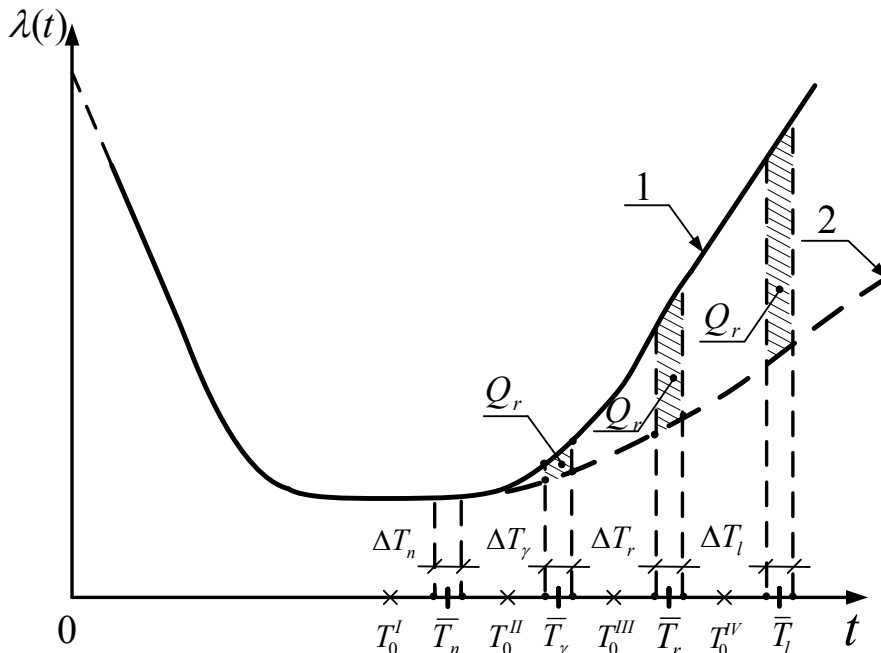


Рисунок 2 – Схема значений определяющих ресурсных характеристик оборудования ОКП

При этом, наиболее естественное толкование γ -процентного ресурса – это его отождествление с назначенным ресурсом на стадии проектирования оборудования ОКП [7]. Кроме того, желательно чтобы выполнялось условие [6]

$$T_n < T_\gamma < T_r < T_l, \tag{5}$$

при исследовании и определении коренных причин отказов ОКП [8, 13, 14], опыт эксплуатации которых позволяет предположить, что имеют место следующие зависимости:

$$\begin{aligned} T_n &= f_n(\lambda_K; \lambda_\Theta), \\ T_\gamma &= f_\gamma(\lambda_K; \lambda_\Theta; \lambda_{КП}), \\ T_r &= f_r(\lambda_K; \lambda_\Theta; \lambda_{КП}; \lambda_d), \\ T_l &= f_l(\lambda_K; \lambda_\Theta; \lambda_{КП}; \lambda_d; \lambda_p), \end{aligned} \tag{6}$$

где λ_K – интенсивность конструкционных внезапных отказов; λ_{KII} – интенсивность конструкционных постепенных отказов; λ_3 – интенсивность эксплуатационных отказов; λ_d – интенсивность деградационных отказов; λ_p – интенсивность ресурсных отказов.

Для оценки времени предельного состояния T_ℓ (рис.2) можно использовать модель Кокса [4], асимптотическую теорию вероятностей экстремальных значений [15] (развитие теории Гумбеля) и др.

Тогда для исследования ресурсоспособности оборудования ОКП с помощью оценки определяющих ресурсных характеристик можно предложить следующие квадратные матрицы:

- для случая $T_0^I < T_n$

$\begin{matrix} i \\ j \end{matrix} \backslash$	0	n	γ	r	l
0	a_{00}	a_{n0}	$a_{\gamma 0}$	a_{r0}	a_{l0}
n	a_{0n}	a_{nn}	$a_{\gamma n}$	a_{rn}	a_{ln}
γ	$a_{0\gamma}$	$a_{n\gamma}$	$a_{\gamma\gamma}$	$a_{r\gamma}$	$a_{l\gamma}$
r	a_{0r}	a_{nr}	$a_{\gamma r}$	a_{rr}	a_{lr}
l	a_{0l}	a_{nl}	$a_{\gamma l}$	a_{rl}	a_{ll}

),
(7)

- для случая $T_n < T_0^{II} < T_\gamma$

$\begin{matrix} i \\ j \end{matrix} \backslash$	n	0	γ	r	l
n	a_{nn}	a_{0n}	$a_{\gamma n}$	a_{rn}	a_{ln}
0	a_{no}	a_{00}	$a_{\gamma 0}$	a_{r0}	a_{l0}
γ	$a_{n\gamma}$	$a_{0\gamma}$	$a_{\gamma\gamma}$	$a_{r\gamma}$	$a_{l\gamma}$
r	a_{nr}	a_{0r}	$a_{\gamma r}$	a_{rr}	a_{lr}
l	a_{nl}	a_{0l}	$a_{\gamma l}$	a_{rl}	a_{ll}

),
(8)

- для случая $T_\gamma < T_0^{III} < T_r$

$\begin{matrix} i \\ j \end{matrix} \backslash$	n	γ	0	r	l
n	a_{nn}	$a_{\gamma n}$	a_{0n}	a_{rn}	a_{ln}
γ	$a_{n\gamma}$	$a_{\gamma\gamma}$	$a_{0\gamma}$	$a_{r\gamma}$	$a_{l\gamma}$
0	a_{no}	$a_{\gamma 0}$	a_{00}	a_{r0}	a_{l0}
r	a_{nr}	$a_{\gamma r}$	a_{0r}	a_{rr}	a_{lr}
l	a_{nl}	$a_{\gamma l}$	a_{0l}	a_{rl}	a_{ll}

),
(9)

- для случая $T_r < T_0^{IV} < T_l$

$\begin{matrix} i \\ j \end{matrix} \backslash$	n	γ	r	0	l
n	a_{nn}	$a_{\gamma n}$	a_{rn}	a_{0n}	a_{ln}
γ	$a_{n\gamma}$	$a_{\gamma\gamma}$	$a_{r\gamma}$	$a_{0\gamma}$	$a_{l\gamma}$
r	a_{nr}	$a_{\gamma r}$	a_{rr}	a_{0r}	a_{lr}
0	a_{no}	$a_{\gamma 0}$	a_{r0}	a_{00}	a_{l0}
l	a_{nl}	$a_{\gamma l}$	a_{rl}	a_{0l}	a_{ll}

(10)

Столбцы и строки квадратных матриц (4-7) соответствуют оценкам определяющих ресурсных характеристик оборудования ОКП, а клетки (i, j) – вариантам изменения j-той определяющей ресурсной характеристики при улучшении (ухудшении) i-той определяющей ресурсной характеристики.

Следует указать, что матрица (7) характеризует зависимость гарантированного ресурса прежде всего от влияния интенсивностей отказов λ_K и $\lambda_{Э}$; матрица (8) – зависимость γ -процентного ресурса от интенсивностей отказов $\lambda_K, \lambda_{Э}$ и $\lambda_{КП}$; матрица (9) – зависимость технического ресурса от интенсивностей отказов $\lambda_K, \lambda_{Э}, \lambda_{КП}$ и λ_d ; матрица (10) – зависимость времени предельного состояния от интенсивностей отказов $\lambda_K, \lambda_{Э}, \lambda_{КП}, \lambda_d$ и λ_p .

Тогда можно проанализировать взаимодействие определяющих ресурсных характеристик, например, с помощью многомерного корреляционного анализа [15] и упорядочить (ранжировать) их влияние на ресурсоспособность оборудования ОКП.

При этом осуществляется комплексное исследование ресурсоспособности ОКП, предопределенное наличием пессимистического и оптимистического прогнозов, а также допустимыми отклонениями $\Delta T_n, \Delta T_\gamma, \Delta T_r$ и ΔT_l , что иллюстрируют для множества ОКП зоны Q_γ, Q_r, Q_l , заштрихованные на рис.2. В результате комплексного исследования предложенных определяющих ресурсных характеристик появляется возможность систематизации свойств ресурсоспособности оборудования ОКП, уточняющая методическое обоснование процессов оценивания и прогнозирования определяющих ресурсных характеристик, то есть процессов ресурсометрии. Это позволит осуществлять дальнейшее совершенствование стандартизации как в области оценивания и прогнозирования ресурсоспособности оборудования ОКП, так и процессов ресурсометрии [12, 16].

Выводы

1. Выполнена математическая формализация задачи определения и систематизации свойств ресурсоспособности оборудования ОКП.
2. Определена структура и взаимосвязи свойств ресурсоспособности оборудования ОКП.
3. Предложена совокупность квадратных матриц для анализа взаимовлияния определяющих ресурсных характеристик на ресурсоспособность оборудования ОКП.

Рекомендация

Целесообразно дальнейшее исследование и совершенствование стандартизации определяющих характеристик ресурсоспособности оборудования АЭС.

Литература

1. РД СК-1-05. Системная концепция обеспечения прочности, ресурса, надежности и безопасности оборудования и трубопроводов АЭС. КНЦ БРАС, 2005.
2. Аркадов Г.В. Надежность оборудования и трубопроводов АЭС и оптимизация их жизненного цикла (вероятностные методы)/Г.В.Аркадов, А.Ф.Гетман, А.Н.Родионов.-М.: Энергоатомиздат, 2010.-423 с.
3. Надежность и эффективность в технике: Справочник: 10т. /Ред. совет: В.С.Авдеевский (пред.) и др.-М.: Машиностроение, 1989.- (В пер.). т.6: Экспериментальная обработка и испытания / Под общ. ред. Р.С.Судакова, О.И.Теснина.-376 с.
4. Кокс Д.Р., Оунс Д. Анализ данных типа времени жизни / Пер. с англ. – М.: Финансы и статистика, 1988.-191 с.
5. Деза Е.И., Деза М.-М. Энциклопедический словарь расстояний / Елена Деза, Мишель-Мари Деза; [пер. с англ. В.И.Сычева]; Моск. гос. пед. ун-т; Нормальная высш. шк., Париж.-М.: Наука, 2008.
6. Острейковский В.А. Эксплуатация атомных станций: Учебник для вузов / В.А.Острейковский.- М.: Энергоатомиздат, 1999- 928 с.
7. Болотин В.В. Прогнозирование ресурса машин и конструкций.- М.: Машиностроение, 1984.-312 с.
8. Маловик К.Н. Системное исследование ресурсных характеристик компонентов энергоблоков АЭС / Маловик К.Н. // Сборник научных трудов СНУЯЭиП. – Севастополь: СНУЯЭиП, 2011.- Вып.4(40), с.40-51.
9. Буртаев Ю.Ф., Острейковский В.А, Статистический анализ надежности объектов по ограниченной информации.-М.: Энергоатомиздат, 1995.-240 с.
10. Глоссарий МАГАТЭ по вопросам безопасности. Международное агентство по атомной энергии.- Вена, 2008 г.
11. Антонов А.В.Статистические модели в теории надежности: Учеб. пособие / А.В.Антонов, М.С.Никулин.-М.: Абрис, 2012.-390 с.
12. Маловик К.Н. Анализ ресурсных характеристик при неоднородном потоке отказов / К.Н. Маловик // Методи та прилади контролю якості.- Івано-Франківськ, 2011.-№26, с.85-89.

13. МТ-Т.0.08.117-05. Методика расчета показателей надежности приводов трубопроводной арматуры.
14. МТ-Т.0.08.118-05. Методика статистического анализа надежности средств контроля и управления систем, важных для безопасности АЭС.
15. Введение в статистику экстремальных значений и ее приложение. Монография / В.А. Акимов, А.А.Быков, Е.Ю.Щетинин. МЧС России.-М.: ФГУ ВНИИ ГОЧС (ФЦ), 2009.-524 с.
16. Маловик К.Н. Стандартизация ресурсных характеристик оборудования АЭС. Научная сессия НИЯУ МИФИ-2012. Аннотация докладов. В 3 томах. Т.1. Инновационные ядерные технологии. Высокие технологии в медицине. М.: НИЯУ МИФИ, 2012.-308 с.

Відомості про автора

Маловик Костянтин Миколайович – к.т.н., доцент, професор Севастопольського національного університету ядерної енергії та промисловості (СНУЯЕ та П), директор інституту нанотехнологій, інформаційно-вимірювальних і спеціалізованих комп'ютеризованих систем в енергетиці. Службова адреса: 99015, м. Севастополь, вул. Курчатова 7, Севастопольський національний університет ядерної енергії та промисловості, Телефон/факс робочий: (0692) 71-01-80, E-mail: tmp2@sinp.com.ua, konstmalovik@mail.ru