

ІНФОРМАЦІЙНІ ТЕХНОЛОГІЇ

УДК 004.358:640.522.2(045)

О.Б. ІВАНЕЦЬ, В.Л. КУЧЕРЕНКО, М.В. АРХИРЕЙ, О.В. БУЛИГІНА

Національний авіаційний університет, м. Київ

ІНФОРМАЦІЙНІ ТЕХНОЛОГІЇ ТА ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ В ЗАКЛАДАХ ОХОРОНИ ЗДОРОВ'Я

Анотація. В даній статті запропоновано модель системи візуального моніторингу за життєво важливими показниками пацієнта, який знаходиться на стаціонарному лікуванні. Основну увагу акцентовано на дослідженні надійності передачі даних з використанням бездротових мережевих технологій та розробленню інформативного інтерфейсу для блоку моніторингу показників життєдіяльності, що забезпечує більшу мобільність пацієнтам під час госпіталізації. Побудовано імітаційну модель бездротового біомедичного датчика, основу якого складають блок живлення, блок зв'язку, блок обробки, блок розпізнавання. Запропонована система має можливість проводити моніторинг великої кількості пацієнтів і забезпечує подальше удосконалення цілісного догляду за хворими.

Ключові слова: інформаційна технологія, візуальний моніторинг, інтерфейс, імітаційна модель, показники життєдіяльності пацієнта.

Аннотация. В данной статье предложена модель системы визуального мониторинга по жизненно важным показателям пациента, который находится на стационарном лечении. Основное внимание акцентировано на исследовании надежности передачи данных с использованием беспроводных сетевых технологий и разработке информативного интерфейса для блока мониторинга показателей жизнедеятельности, которая обеспечивает большую мобильность пациентам во время госпитализации. Построена имитационная модель беспроводного биомедицинского датчика, основу которого составляют блок питания, блок связи, блок обработки, блок распознавания. Предложенная система имеет возможность проводить мониторинг большого количества пациентов и обеспечивает дальнейшее усовершенствование целостного присмотра за больными.

Ключевые слова: информационная технология, визуальный мониторинг, интерфейс, имитационная модель, показатели жизнедеятельности пациента

Abstract. In this article an offer model of the system of the visual monitoring is on the vitally important indexes of patient that is on stationary treatment. Basic attention is accented on research of reliability of communication of data with the use of wireless network technologies and to development of informing interface for the block of monitoring of indexes of vital functions that provides greater mobility to the patients during hospitalization. The simulation model of wireless biomedical sensor, basis of that is made by the power module, block of connection, block of treatment, block of recognition, is built. An offer system has the opportunity to conduct monitoring of plenty of patients and provides the further improvement of integral supervision upon patients.

Keywords: information technology, visual monitoring, interface, simulation model, indexes of vital functions of patient.

Вступ

Розробка медичних інформаційних систем в світі орієнтована на стандартизацію і обмін медичними даними між різними ланками системи охорони здоров'я. У більшості розвинених країн впроваджуються національні програми інформатизації охорони здоров'я, які направлені на об'єднання медичних закладів в одну мережу. В рамках єдиного інформаційного простору створюються загальносистемні сервіси, що забезпечують: облік та ідентифікацію пацієнтів і медичного персоналу, персоніфікований облік наданої медичної допомоги, ведення електронної медичної картки і спеціалізованих реєстрів за різними нозологіями і категоріями громадян на її основі, можливість направити пацієнта на проведення лабораторно-діагностичних обстежень та отримання медичної допомоги, можливість автоматичної розсилки повідомлень і попереджень за результатами отриманих аналізів і відхиленнях їх параметрів від норми, можливість використання електронних рецептів, можливість аналітичної обробки первинних даних, можливість централізованого збору і обробки медичної статистики і проведення телемедичних консультацій [1,2].

Широке впровадження інформаційних технологій у поєднанні з організаційними змінами в медичних закладах дозволить досягнути суттєвого підвищення ефективності роботи закладів охорони здоров'я, підвищити якість лікування та діагностики.

Актуальність

Сьогодні використовується широкий спектр технологічно складного обладнання, щоб забезпечити детальні вимірювання фізіологічного стану кожного пацієнта. Це було досягнуто, в основному, завдяки застосуванню віддаленого моніторингу пацієнтів (ВМП). Однак, незважаючи на успіх, розробка системи взаємодії вимірювальних приладів розвивається в досить повільному темпі. ВМП розраховані на стаціонар та не можуть замінити функції медсестри. Проте, може бути використані додатково і підвищити ефективність спостереження за пацієнтами. ВМП система буде сприйматися більш зручною і економічно ефективною, ніж традиційний нагляд, так як вона дозволяє медичним організаціям контролювати стан, і керувати віддалено в той же час під наглядом професіоналів.

Впровадження технологій віддаленого моніторингу пацієнтів може не тільки поліпшити медичні послуги, а й зменшити кількість відвідувань медичних сестер на 30-50%, а це дуже ефективно з точки зору економічних витрат і витрат часу. Крім того, раннє виявлення порушень у стаціонарних хворих, може покращити одужання і зменшити рівень смертності під час госпіталізації. Раннє виявлення

порушень життєво важливих функцій є невід’ємною складовою якісного та сучасного медичного обслуговування.

Мета і задачі дослідження

Метою статті є показати шляхи забезпечення моніторингу стану здоров’я пацієнтів, які знаходяться на стаціонарному лікуванні. Для досягнення мети необхідно вирішити наступні завдання: розробити та змодельовати прототип системи віддаленого моніторингу пацієнтів для підвищення якості обслуговування в закладах охорони здоров’я, що може бути реалізовано за рахунок бездротових технологій ZigBee і Wi-Fi, які використовуються для передачі життєво важливих ознак.

Основна частина

Проект системи візуального моніторингу (ВМ) повинен ґрунтуватись на конкретних вимогах для моніторингу пацієнтів. Хоча багато зусиль вже були зроблені для проектування бездротових систем моніторингу, але більшість систем є або непридатними або мають безліч обмежень. Наприклад, деякі системи аналізують життєво важливі показники по місцю. Коли у пацієнта виникає скарга на своє здоров’я він звертається до свого медичного персоналу з проханням про допомогу. При цьому вигода від централізованого та автоматизованого контролю, полягає в тому, що стан всіх пацієнтів буде під доглядом, а у мед персоналу створиться більш повне уявлення про скарги, для вироблення ефективних методів лікування. Використання бездротових технологій забезпечує більшу мобільність пацієнтам під час госпіталізації. Фізіологічний моніторинг є невід’ємною частиною управління та догляду за хворими в стаціонарі. Мета полягає у виявленні та реєстрації життєво важливих змін, так як це може бути корисним у запобіганні погіршення стану. Частота проведених спостережень може відрізнятися від тяжкості хворого. Деякі основні вимоги винесені в табл. 1.

Таблиця 1 – Основні вимоги по фізіологічному моніторингу в стаціонарі

Пов'язаних з пацієнтом	Життєво важливі показники
	Частота моніторингу
	Питання комфорт і зручності пацієнтів
Зв'язану з системою охорони здоров'я	Навантаження і кількість пацієнтів на диспетчерський пункт
	Питання відповідальності та узгодженості
	Безпека та конфіденційність інформації про пацієнтів

В клінічних рекомендаціях вказується, які життєво важливі ознаки повинні бути враховані в первісній оцінці і в рамках регулярного моніторингу:

- частота серцевих скорочень;
- сатурація крові киснем;
- систолічний артеріальний тиск;
- частота дихання;
- температура тіла.

Клінічні рекомендації також регламентують періодичність контролю. Принаймні кожні 12 годин, якщо тільки не було прийнято рішення, щоб зменшити цю частоту для окремого пацієнта. Лікарні ввели свій власний регламент для визначення частоти моніторингу життєво важливих функцій.

Основні компоненти системи візуального моніторингу. Запропонована система складається з трьох основних компонентів: системи прийому даних (DAS), передачі і центральний блок управління. Рис. 1 демонструє структуру запропонованої системи.

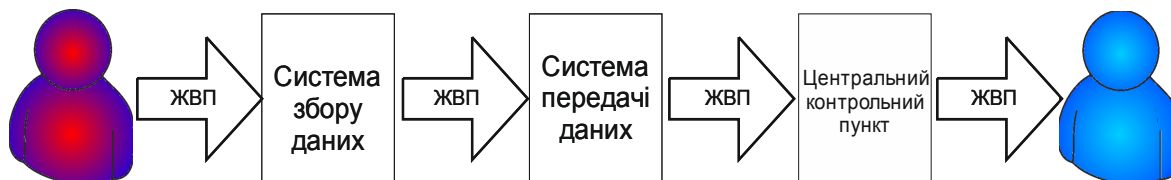


Рисунок 1 – Структура запропонованої системи ВМІ

Система збору даних. Функція DAS (рис. 2) призначена для отримання життєво важливих даних від пацієнтів. Бездротові датчики забезпечують більший комфорт і мобільність пацієнта. На кожного пацієнта встановлено п'ять датчиків, які здатні виміряти життєво важливі функції (в тому числі частоту серцевих скорочень, насичення киснем, артеріальний тиск, частоту дихання і температуру). Датчики з бездротовим зв'язком ZigBee. Датчики, що використовуються в системах збору даних, як правило,

провідні, що обмежує мобільність і комфорт пацієнтів. Вони можуть бути використані в мережі бездротових датчиків, щоб підтримувати контроль кількох параметрів окремого пацієнта. Бездротова мережа датчиків може бути заснована на різних технологіях, наприклад, Bluetooth і ZigBee технології. Bluetooth-мережі засновані на зірковій топології. Планшет або смартфон можна використовувати як центральний пристрій в Bluetooth WPAN та збирають дані з датчиків, прикріплених до пацієнта і відправляє дані медичним працівникам. З урахуванням високого енергоспоживання Bluetooth має й інші недоліки. Bluetooth WPAN може підтримувати тільки до семи активних вузлів для передачі. Це обмежує кількість датчиків для багато параметричного моніторингу. Bluetooth WPAN піддається будь-яким перешкодам від інших WPAN Bluetooth і бездротових систем, що працюють на частоті 2,4 ГГц. Для відповіді на очевидну необхідність проведення постійного моніторингу життєво важливих функцій пацієнтів всередині одного відділення, WPAN повинен бути з низьким споживанням, простою архітектурою і здатністю справлятися з кількома датчиками. Мережа датчиків ZigBee з низьким енергоспоживанням може задовольнити ці вимоги. Технологія ZigBee відповідає стандарту IEEE 802.15.4. Її перевагами при використанні у ВМП є такі конструктивні особливості. Масштабованість: ZigBee мережа здатна підтримувати до 65534 вузлів. Координатор (головний вузол) може керувати до 255 активних вузлів одночасно. Ємність передачі даних: ZigBee забезпечує максимальні швидкості передачі даних на 250 кбіт в діапазоні 2,4 ГГц, 40 кбіт в полосі 915 МГц і 20 кбіт в полосі 868 МГц. Цього достатньо для передачі життєво важливих показників пацієнта, які зазвичай вимагають кілька Кбіт, наприклад, кров'яний тиск та ЕКГ вимагають 1,2 кбіт та 6 кбіт відповідно. Вартість: порівняно з Bluetooth, ZigBee може розглядатися як економічно ефективне рішення, з точки зору реалізації. Рішення на основі ZigBee, для бездротової мережі датчиків були реалізовані в деяких західних проектах. Розглядалася схема, де в одній палаті всі датчики опитувалися одним головним вузлом. Головний вузол пов'язаний з ПК через кабель RS232. На комп'ютері оброблялися показники зі всіх датчиків і заносилися в базу даних. Медичний персонал може потім отримати дані повторно, віддалено від локального ПК. Така система може бути легко розроблена за рахунок інтеграції в мережі ZigBee з існуючою Ethernet мережею лікарні. Локальна мережа використовується для передачі життєво важливих функцій у пацієнтів до блоку центрального моніторингу. Блок центрального моніторингу у контрольному пункті використовується для відображення, аналізу та зберігання даних. Показники життєдіяльності супроводжуються ID пацієнта, щоб полегшити цілісність даних. Вони також шифруються для забезпечення безпеки. Запропонована система має можливість проводити моніторинг великої кількості пацієнтів і забезпечує подальше удосконалення цілісного догляду за хворими. Проте система, що оснований на одній мережі WPAN ZigBee, має обмеження. Наприклад, проблемою може бути відстань між датчиками і головним вузлом. Типовий діапазон передачі для ZigBee становить 10 метрів. Пацієнти, що знаходяться за межами цієї зони покриття, не можуть контролюватися. 10 метрів цілком достатньо для моніторингу чотирьох пацієнтів, що знаходяться в палаті. Тим не менш, деякі палати можуть бути більше, і вміщувати більше пацієнтів.



Рисунок 2 – Структурна схема прийому даних DAS

Головний вузол не зможе підтримувати передачу даних всіх датчиків, підключених до всіх пацієнтів. Крім того, головний вузол в WPAN, зазвичай з'єднується з використанням одного каналу. Максимальна пропускна здатність становить 250 кбіт/с (142,83кбіт/с), що є загальним для всіх датчиків в WPAN. Крім того, передача даних з великої кількості датчиків, що використовують один канал формують черги, а значить і затримки. Пропонується використовувати кілька мереж ZigBee-WPAN в цьому проекті. Різниця в кількості головних вузлів. В одному WPAN тільки один головний вузол використовується для цілої мережі. У той час як у підході з кількома WPAN, головний вузол використовується в кожній WPAN для кожного пацієнта. Датчики всередині кожного WPAN збирають життєво важливі ознаки і передають їх до головного вузла. Головний вузол збирає дані, отримані в єдиний пакет для підвищення ефективності і передає його по мережі до блоку управління, контролю і

зберігання. При такому підході, через коротку відстань між пристроями, передані дані будуть отримані за допомогою головного вузла з достатньою силою сигналу, зменшуючи можливість помилок і втрати даних. Для зменшення перешкод і уникнення перекриття частоти мереж WPAN, зокрема, поруч один з одним, будуть використовуватись різні канали передачі для зв'язку між датчиками і головним вузлом. Цьому сприяє механізм розподілу каналів ZigBee. Крім того, головний вузол взаємодіє тільки з датчиками у складі однієї WPAN, тим самим зменшуючи обсяг трафіку, і усуваючи затримки. Головний вузол працює окремо на пацієнта. Головний вузол може мати приліжкове розташування. Він контролює зв'язок 5-ти датчиків усередині WPAN.

Система передачі даних. Система передачі даних використовується для передачі життєво важливих функцій по всіх DASS з блоком управління через локальну мережу для контролю. У запропонованій схемі використовується локальна мережа на основі Ethernet. Система передачі даних працює наступним чином: в палаті стаціонару через систему передачі даних життєво-важливі параметри про пацієнта передаються через відповідного координатора до точки доступу, яка знаходиться в палаті, яка в свою чергу може передавати данні передаються через точку доступу яка знаходиться наприклад на поверсі через комутатор до серверу та блоку моніторингу. Медсестра в центральному пункті управління може контролювати стан пацієнтів в режимі реального часу. Уповноважений лікар може також отримати доступ до цієї інформації через систему бездротової локальної мережі. Локальні мережі Ethernet не є детермінованими і їх ефективність може залежати від числа активних пристроїв зв'язку, а також обсягу переданих даних.

Центральний блок керування. Центр для обробки життєво-важливих параметрів призначений для аналізу, відображення та зберігання даних. Життєво важливі ознаки пацієнтів, отримані від DAS в графічній формі, відображаються на терміналі. Дані аналізуються за шаблоном змін і виявляються аномалії. Це може допомогти запобігти подальшому погіршенню стану пацієнта. При порушенні відбувається оповіщення. Основною перевагою цього блоку буде можливість відстежувати стан пацієнта постійно, особливо в нічний час, не порушуючи сон. Система так само повинна надавати віддалений доступ через глобальну мережу Інтернет при значному віддаленні від лікарні. Щоб допомогти медичному персоналу легко виявити пацієнтів, які потребують уваги, вводиться система 3-х кольорового відображення: від зеленого, жовтого і до червоного, що відповідає їх станам, від позитивного до критичного. Аномалії і швидкі зміни життєво важливих показників, можуть бути ознаками фізіологічного руйнування. Вони можуть бути виявлені за допомогою використання нормованих границь показників життєдіяльності, які характеризуються верхнім і нижнім порогом (наприклад, частоти серцевих скорочень). Якщо вимірювання життєво важливих ознак виходить за межі безпечного діапазону, результат вимірювання може розглядатися як аномалія. У пропонованому блоці візуального моніторингу життєдіяльності, безпечний діапазон визначається консультацією з персоналом лікарні. Однак, через велике розмаїття пацієнтів у стаціонарі, необхідні подальші дослідження для розробки алгоритму виявлення аномалій стану хворого за його показниками.

Стан 1 (зелений): Припустимо, що кожен пацієнт перебуває у стабільному стані, їх значки будуть відображатися зеленим кольором.

Стан 2 (жовтий): Як тільки програмне забезпечення для моніторингу виявляє аномалії в стані пацієнта, значок змінить колір на жовтий і почне блимати разом з попереджувальним сигналом, для звернення уваги персоналу. Сестринський персонал буде попереджений, щоб надати допомогу пацієнтові.

Стан 3 (червоний - тривога): Аномалія визначається за допомогою програмного забезпечення моніторингу, яка розглядається як важка і вимагає термінової допомоги. Робиться запит, щоб попередити бригаду лікарів.

Інтервал передачі даних. Потрібно відзначити, що пацієнти можуть потребувати різних рівнів медичного обслуговування та уваги. Деякі пацієнти можуть вимагати частий контроль, в той час як інші, можливо, менше. Отже, часта передача життєво важливих даних, тих хто перебувають у стабільному стані, може створити непотрібне збільшення трафіку мережі. Однак, довгі інтервали для пацієнтів, які потребують більшої уваги, можуть зробити процес контролю неефективним. Тому необхідно мати можливість змінювати інтервал за місцем або віддалено з центрального пункту. Це необхідно, оскільки умови пацієнтів можуть змінюватися, як результат необхідності збільшити інтенсивного контролю.

Імітаційна модель системи віддаленого моніторингу пацієнтів. Прототип ВМП призначений, щоб продемонструвати функціональні можливості запропонованої системи ВМП. Вона складається з трьох основних компонентів: системи збору даних (DAS), передачі даних (на основі локальної мережі) і центральним пунктом DAS, реалізується на базі ZigBee. Вона включає в себе конструкцію ZigBee на основі мережі датчиків (WPAN) і експериментів на основі прототипу. Прототип диспетчерського пункту був розроблений для графічного відображення в реальному часі життєво важливих показників. Прототип системи збору даних DAS. DAS заснована на топології зірка з використанням 5-ти біологічних датчиків. Датчики несуть відповідальність за отримання життєво важливих ознак, такі як частота серцевих скорочень, частоту дихання і так далі, відправляючи їх в головний вузол системи DAS. В даний час

ZigBeeбіомедичні датчики масово не доступні на ринку. Був розроблений пристрій«ZB»спеіально для прототипу.

Проектування імітації бездротового біомедичного датчика (ZB). Дизайн ZB заснований на архітектурі типового датчика, який складається з чотирьох основних блоків: блок живлення, блок зв'язку, блок обробки, блок розпізнавання. Блок живлення складається з акумулятора і dc-dc перетворювача постійного струму для MCU і комунікаційного блоку зв'язку XBee. XBee датчики Series2 можуть бути налаштовані як кінцеві пристрої ZigBee (ZigBee пристрій може бути двох основних типів, кінцевий пристрій і головний). Блок обробки складається з: аналого-цифрового перетворювача, мікроконтролеру і пам'яті. Цей блок використовується для прийому сигналів від блоку вимірювання, для обробки даних за допомогою програмного забезпечення, збереженого в пам'яті. Блок вимірювального елемента залежить від застосування. У цьому проекті, він імітує біомедичний датчик для вимірювання найважливіших ознак. ZB також має три додаткових блок для місцевого індикатора стану, локальний дисплей і регулювання інтервалу передачі. Рис.3 показує архітектуру ZB. Для передачі даних в бездротовій середовищі, модуль передачі ZigBee інтегрований з основною платою. Модуль ZigBee (показано на правій частині рис.) є важливим компонентом для блоку зв'язку. DigiXBee для підтримки зв'язку через ZB використовується друга серія модуля DigiXBee. Таблиця 2.показує характеристики модуля.

Таблиця 2 –Технічні характеристики серії модуля 2 ZigBeeXBee

Полоса частот	2,4 ГГц
Швидкість передачі даних	250 Кбіт / сек
Дальність передачі в приміщенні	<40m
Потужність передавача	1,25 мВт (+ 1dBm)
Чутливість приймача	-95 ДБм
Перевірка автентичності	PAN ID, 64-бітний IEEE MAC
Шифрування	128-бітний AES
Підтримка каналів	16

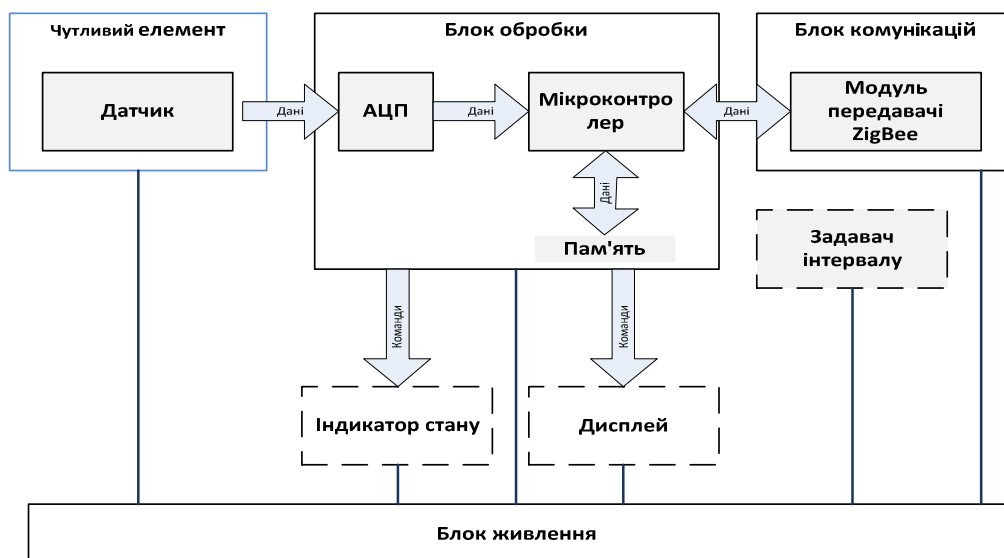


Рисунок 3 – Архітектура системи ZB

Варто відзначити, що амплітуда напруги порту мікроконтролера 5В. Модуль ZigBee працює на 3.3V. Тому був використаний регулятор для перетворення напруги на буфері. Буферні мікросхеми зазвичай використовуються для буферизації струму на сигнальних шинах. Однак, вони також можуть використовуватися для організації перетворення рівнів. Для цього необхідно використовувати спеціальне сімейство буферів (LowVoltage CMOS). Це сімейство розроблено для застосування в 3.3 В пристроях і має толерантні до 5 В входи. Для наших цілей можна використовувати, наприклад, мікросхему 74HC244A, яка являє собою 8 буферів, згрупованих у дві групи по 4 елементи: 74HC244A забезпечує не інвертований буфер з 3.3В виходами, який може приймати по входу як 3.3В, так і 5В сигнали. Для зменшення шумів і споживаної потужності всі неживані входи необхідно підключити до загального проводу. Подавши на керуючий вхід / OE логічну "1" можна перевести всі виходи в групі в Z стан, тим

самим ізолювавши 3.3В пристрій від 5В пристрою. Перевагами даної схеми є простота реалізації, надійність роботи і доступність компонентів. Недоліком можна вважати односпрямованість.

ZB також має три світло діода, щоб проілюструвати стан локального оповіщення. Випромінюючі діоди в трьох кольорах: червоний, жовтий і зелений. Кольори використовуються для позначення трьох різних рівнів. Червоний означає пацієнта в критичному стані; жовтий - пацієнт вимагає деякої уваги; зелений колір означає нормальний стан. Ці функції управляються мікроконтролером, який порівнює значення вхідного сигналу з встановленим нормальним діапазоном.

Висновки

За допомогою розробленої системи віддаленого візуального моніторингу життєдіяльності організму, за рахунок впровадження системи бездротової технології ZigBee і Wi-Fi, є можливість поліпшення якості та своєчасності спостереження за пацієнтом, а саме за такими життєво важливими показниками стану організму людини (пульс, дихання, температура, кров'яний тиск), значення яких надходять в диспетчерську до блоку централізованого моніторингу. Розроблений та змодельований прототип системи демонструє можливість, придатність до використання в медичних закладах. В запропонованій статті були здійсненні перші кроки для побудови імітаційної моделі бездротової системи моніторингу за 5 показниками життєдіяльності пацієнтів, які знаходяться на лікуванні в стаціонарі, що дає можливість оповіщення про стан пацієнтів.

Список літератури

1. Наказ Міністерства охорони здоров'я України від 25.11.2008 № 675 «Про затвердження галузевої програми «Електронна система реєстрації та обміну медичною інформацією між закладами, установами і організаціями системи охорони здоров'я». – Режим доступу: [Http//www.uazakon.com/documents/date_32/pg_gnnfsk.htm](http://www.uazakon.com/documents/date_32/pg_gnnfsk.htm).

2. Свиридюк В.З. Використання інформаційних технологій, антропометрії та органометрії в практиці сімейного лікаря / В.З. Свиридюк, Ю.Й. Гумінський, А.В. Олійниченко, С.В. Степанова, В.Й. Шатило// Клиническая інформатика и телемедицина. – 2005. –№1. – С.67-69.

Відомості про авторів

Іванець Ольга Борисівна – к.т.н., доц., доцент кафедри біокібернетики та аерокосмічної медицини, Національний авіаційний університет.

Кучеренко Валентина Леонідівна – к.т.н., доцент кафедри біокібернетики та аерокосмічної медицини Національний авіаційний університет.

Булигіна Олена Вячеславівна – к.т.н., доцент кафедри біокібернетики та аерокосмічної медицини Національний авіаційний університет.

Архирей Марина Володимирівна – асистент кафедри біокібернетики та аерокосмічної медицини, Національний авіаційний університет.

УДК 004.9:332.37

М.Д. СТОРЧОУС

Міжнародний науково-навчальний центр інформаційних технологій та систем, м. Київ

СУЧАСНИЙ СТАН, ПРОБЛЕМИ ТА ПЕРСПЕКТИВИ ЗАСТОСУВАННЯ ІНФОРМАЦІЙНИХ ТЕХНОЛОГІЙ У ВИКОРИСТАННІ ЗЕМЕЛЬ НАСЕЛЕНИХ ПУНКТІВ

Анотація: Здійснено аналіз сучасного стану застосування інформаційних технологій у використанні земель населених пунктів. Визначено основні проблеми, що виникають в управлінні землями населених пунктів, а також, особливості використання геоінформаційних систем, впровадження яких у перспективі збільшить ефективність управління земельними ресурсами. У статті розглянуто останні дослідження, що пов'язані із застосуванням інформаційних технологій у використанні земель населених пунктів в нашій країні, виявлено ряд недоліків у процесах по їх впровадженню та застосуванню через відсутність єдиної концепції, загального порядку розробки і використання інформаційних технологій в управлінні земельними ресурсами населених пунктів, що на даний час призводить до численних негативних наслідків.

Ключові слова: управління земельними ресурсами, населений пункт, інформаційні технології, геоінформаційні системи, просторові бази даних.

Аннотация: Выполнен анализ современного состояния по применению информационных технологий в использовании земель населённых пунктов. Определены основные проблемы, возникающие в процессе управления землями населённых пунктов, а также, особенности использования геоинформационных систем, внедрение которых в перспективе повысит эффективность управления земельными ресурсами. В статье рассмотрены последние исследования, которые связаны с применением информационных технологий в использовании земель населённых пунктов в нашей стране, выявлено множество недостатков в процессах по их внедрению и применению из-за отсутствия единой концепции, общего порядка разработки и использования информационных технологий в управлении земельными ресурсами населённых пунктов, что на данный момент приводит ко многим негативным последствиям.

Ключевые слова: управление земельными ресурсами, населённый пункт, информационные технологии, геоинформационные системы, пространственные базы данных.

Abstract: The analysis of the current state on the application of information technology in the use of land settlements. The main problems encountered in the management of land settlements were identified and features of using GIS, the implementation of which will improve the efficiency of land management in future. The article discusses recent studies that involve the use of information technology in the land use of settlements in our country, revealed many flaws in the process of their implementation and application due to lack of a unified concept, general development and use of information technology in land management of settlements, which currently leads to many negative consequences.

Key words: land management, settlements, IT, GIS, spatial database.

Вступ

Одним із основних завдань в управлінні населеним пунктом є забезпечення ефективного використання його земель, що вимагає дієвої системи управління земельними ресурсами.

Управління земельними ресурсами населених пунктів – є складним процесом, що вимагає оперування великою кількістю різноякісних даних про поточний стан справ: фізичні характеристики земельних ділянок, їх правовий статус, цільове призначення, перспективи розвитку території, до якої відносяться певні земельні ділянки, і т.д., та передбачає постійну й чітку взаємодію різних підрозділів і служб місцевого управління, що неможливо без використання сучасних інформаційних технологій (ІТ), розробки ефективних засобів збору, обробки та обміну даними.

В Україні впровадження ІТ в управління землями населених пунктів відбувається повільно й хаотично. Це пояснюється обмеженістю фундаментальних досліджень в даній сфері та відсутністю єдиної концепції, загального порядку розробки і використання ІТ в управлінні землями населених пунктів. У результаті така ситуація призводить до непрозорості, безконтрольності управління землями, незавершеності у визначенні меж населених пунктів і розмежуванні земель комунальної та державної власності, зволікання із проведенням зонування земель, неефективності використання земель, що має відповідні негативні економічні та екологічні наслідки. Вирішити зазначені проблеми та забезпечити ефективне управління земельними ресурсами можливо із застосуванням інтелектуальних інформаційних технологій.

Аналіз останніх досліджень і публікацій, в яких започатковано розв'язання даної проблеми і на які опирається автор, виділення невирішених раніше частин загальної проблеми, котрим присвячується означена стаття

У вітчизняній науковій літературі кількість фундаментальних робіт, безпосередньо присвячених ІТ у використанні земельних ресурсів дуже обмежена. Як правило, розглядаються окремі аспекти розробки та впровадження інформаційних технологій в управління земельними ресурсами, зокрема такими авторами, як А.М. Берлянт, Н.В. Коновалова, Е.Г. Капралов, В.Я. Цветков, Н.Ф. Тимчук, А.В. Кошкарев, М.В. Панасюк, Н.Н. Личкіна та інші.

Безпосередньо з питаннями ІТ у використанні земель населених пунктів пов'язані роботи, що стосуються різних аспектів розробки та використання геоінформаційних систем (ГІС) в управлінні населеними пунктами та місцевому самоврядуванні. Дані питання розглядалися в роботах В.І. Зацерковного, С.В. Косякова, Р.В. Бараненка, Ш.І. Сяняєва, В.С. Ходакова, А.В. Шеховцова та інших.

Серед зарубіжних науковців різні аспекти розробки та застосування ГІС для потреб управління земельними ресурсами розглядали: Д. Мартін, П. Тейлор, М. Ваховіч, В. Райнд, М. Томлінсон та інші.

Питання автоматизації земельно-кадастрової системи для ефективного використання земель населених пунктів досліджують такі вітчизняні науковці, як: А.М. Третяк, М.Г. Стулень, М.С. Богіра, Д.І. Добряк, Г.К. Лоїк.

Формулювання цілей статті

Метою даної статті є визначення сучасного стану, проблем і перспектив використання ІТ у використанні земель населених пунктів

Виклад основного матеріалу дослідження з повним обґрунтуванням отриманих наукових результатів

Необхідною умовою створення дієвих ІТ у використанні земель населених пунктів є їх повна інтеграція з діючою системою управління земельними ресурсами. Проте, у більшості наукових робіт, присвячених ІТ розглядається лише вирішення окремих задач управління земельними ресурсами.

Зацерковним В.І. розроблені математичні моделі геоінформаційного аналізу для прогнозування і вироблення рекомендованих рішень з імовірнісною оцінкою їх ефективності для систем управління територіями. Цим же автором запропонована методологія прийняття рішень за допомогою ГІС в управлінні територіями на основі формального опису ситуацій, що ґрунтуються на нечіткому описі основних елементів формалізованого подання ситуацій. У даному дослідженні увага зосереджена на створенні та впровадженні ІТ в систему управління територіями області, що є загальною задачею по відношенню до управління використання земель населених пунктів [1].

У дисертаційному дослідженні Підмогильного С.М. [2] розглянуті питання управління земельними ресурсами населеного пункту, однак вони не розглядаються з позиції управління розвитком населеного пункту, зокрема планування використання земель, як одного з ключових компонентів цього розвитку. Для реалізації автоматизованої системи управління земельними ресурсами населеного пункту у даному дослідженні не застосовуються геоінформаційні технології, що суттєво ускладнює проведення комплексного аналізу території населеного пункту, здійснення просторової прив'язки характеристик земельних ділянок до конкретних ділянок в межах населеного пункту.

У дослідженні Бараненка Р.В. [3] виконана структуризація геоінформаційної системи обліку й управління міськими земельними ресурсами, розроблена теоретико-множинна модель ГІС для управління земельними ресурсами міста, що дозволяє однозначно визначити ГІС як систему, що складається із композиції елементів, відібраних за деякою кінцевою та обчислюваною сукупністю обмежень та умов. У зазначеній роботі розглядається створення інформаційної системи для управління земельними ресурсами міста, удосконалено моделі й алгоритми оцінки вартості міських земельних ділянок, тобто покращені методи створення актуальної бази даних для подальшого управління ними.

Управління земельними ресурсами - це сукупність взаємозв'язків між елементами системи управління, спрямованих на раціональне використання земельних ресурсів [4, с.45]. Основою процесів, які відбуваються у системі управління земельними ресурсами, є безперервний інформаційний обмін. Засобами забезпечення цього обміну вважаються землеустрій, земельний кадастр та моніторинг земель.

Створення ІТ для використання земель населених пунктів повинно ґрунтуватися на цілісній концепції управління земельними ресурсами, яка на сьогодні ще не сформована.

Питання вдосконалення використання земель населених пунктів досліджують такі вчені, як І. К. Бистряков, П. П. Борщевський, Д. С. Добряк, П. Ф. Козьмук, С.М. Кубах, А. С. Лисецький, С. О. Малахова, Л. Я. Новаковський, В. І. Нудельман, О.С. Петраковська, Н. Р. Шпик, А. Я. Сохнич, О.М. Слюсаренко, М. Г. Стулень, М. Ф. Тимчук, А. Г. Тихонов, А. М. Третяк, М. А. Хвесик та інші.

До основних цілей управління земельними ресурсами на місцевому рівні, де зосереджена державна, муніципальна і приватна власність на землю, відносяться:

- захист інтересів суспільства і безпеки держави та громадян;
- забезпечення схоронності, раціонального використання державної і муніципальної власності на землю;
- підвищення прибутковості об'єктів власності на землю;
- поліпшення стану об'єктів власності, підвищення їхньої ринкової вартості;
- оптимізацію виробничих витрат на поліпшення об'єктів власності;
- забезпечення інтересів територіальних громад у процесі розробки реалізації комплексних програм розвитку держави і муніципальних утворень;
- вирішення соціальних завдань, пов'язаних з використанням державної і муніципальної власності на землю;
- розвиток інфраструктури і містобудування [4, с.139].

Управління земельними ресурсами населеного пункту – складний процес, що вимагає наявності достовірних даних про поточний стан справ, ефективних механізмів їх обробки та чіткої взаємодії різних

підрозділів та служб населеного пункту. Тому необхідною умовою ефективного управління навіть невеликою адміністративною одиницею є використання сучасних інформаційних технологій, розробка ефективних механізмів збору, обробки та видачі інформації, процедур і технічних засобів обміну даними між підрозділами та структурами органів місцевої влади й управління.

Землі населених пунктів хоча і не виділені за чинним Земельним кодексом України окремою категорією, однак територію населеного пункту без перебільшення можна вважати як найскладнішу і за складом земель та їх функціональним використанням, і за формами власності та обмеженням прав власності на землі, і за переліком проблемних питань як соціально-економічного так і екологічного характеру. Ефективне вирішення зазначених і багатьох інших питань організації планування та розвитку територій населених пунктів можливо забезпечити лише в рамках реалізації заходів із землеустрою.

Законодавчою основою регулювання використання земель населених пунктів сьогодні є чинний Земельний кодекс України [5]. Згідно зі статтею 38 зазначеного кодексу до земель житлової та громадської забудови належать земельні ділянки в межах населених пунктів, які використовуються для розміщення житлової забудови, громадських будівель і споруд, інших об'єктів загального користування.

Використання земель житлової та громадської забудови здійснюється відповідно до генерального плану населеного пункту, плану земельно-господарського устрою з дотриманням державних стандартів і норм, іншої містобудівної документації.

На даний час серед багатьох проблем управління земельними ресурсами населених пунктів можна виділити такі найбільш нагальні проблеми [6]:

1) необхідність проведення інвентаризації земель у населених пунктах за цільовим призначенням, правовим режимом, якісно-економічним станом, адресою зонувannya, адже її проведення дозволяє виявити вільні ділянки, а також ділянки, які не використовуються за призначенням. У цьому аспекті проблемною стороною є невідповідність генеральних планів до сучасних вимог і стандартів нових земельних відносин, а також неможливість надання інвесторам достовірної земельно-кадастрової і містобудівної інформації для обґрунтованого формування своїх намірів щодо найбільш ефективних капіталовкладень в землю населених пунктів, отже об'єктивні дані земельного кадастру міста стануть базою для функціонування не лише землевпорядних органів, але й таких структур, як земельний банк, біржа, суд і міліція;

2) необхідно ліквідувати диспропорції у забудові міст України, тобто в одних районах міст ведеться форсована забудова, а поряд з цим існують великі ділянки земель, що пустують, або зайняті необґрунтовано великі площі під промислові та складські приміщення;

3) існує потреба в покращенні здійснення контролю за дотриманням умов землекористування в санітарно-захисних зонах, який повинні реалізовувати підприємства або служби, що займаються експлуатацією інженерних мереж.

Шляхи вирішення даних проблем повинні передбачатись при розробці ІТ для використання земельних ресурсів. Вони повинні включати потужний інструментарій для обробки великих масивів інформації та аналітичний апарат, що дозволить приймати більш обґрунтовані управлінські рішення.

Існуюче державне законодавство передбачає розробку й впровадження в процес землеустрою (та й не тільки в цей процес) необхідних ІТ на основі ГІС з метою оперативного геопросторового аналізу та розробки і прийняття управлінських рішень. Але геоінформаційне забезпечення, яке розробляється для зазначених цілей, стосується переважно загальнодержавного та регіонального (районного) рівнів. Створення ж ГІС локально-територіального рівня, яке б забезпечувало процеси раціоналізації використання земельних ресурсів, скажімо на рівні території невеликого міста або сільської ради – слабо представлено не тільки у практичному, але й у науково-методичному аспекті [7]. Щоб інформаційна система була дієвою, необхідно її адаптувати під систему управління земельними ресурсами.

Інформація в системі управління земельними ресурсами – це сукупність різного роду даних, що створюються та зберігаються у спеціалізованих інформаційних системах, призначені для вирішення завдань управління земельними ресурсами та економічного регулювання земельних відносин [8].

Провідне місце в управлінні земельними ресурсами займає інформація державного земельного кадастру, тому одним із пріоритетних напрямів державної земельної політики було створення системи автоматизованого земельного кадастру. Ця система, що має офіційну назву «Автоматизована система державного земельного кадастру» (АС ДЗК), є обліково-інвентаризаційною, тобто призначена для обліку та реєстрації прав на землю й нерухоме майно. Дана система функціонує в Україні з 2013 р., вона надає онлайн-доступ до публічної кадастрової карти, тобто робить загальнодоступними відомості про земельні наділи. За допомогою цієї карти можна отримати інформацію про кадастровий номер земельної ділянки, її площу та цільове призначення, а також визначити форму власності. Новостворена система, звісно, має свої недоліки, насамперед – неповнота інформації про земельні ділянки, оскільки ще не всі дані були введені та, в деяких випадках, були використані застарілі недостовірні джерела, тому актуальним

завданням зараз є проведення масштабної інвентаризації та фіксація її результатів на електронних картах.

Дані державного земельного кадастру є базовими для ведення інших кадастрів (містобудівного, водного, лісового тощо) та автоматизованих інформаційних систем у сфері соціально-економічного розвитку країни, охорони навколишнього природного середовища та інтегрованого управління природними ресурсами. У зв'язку з цим існує необхідність формування інтегрованого кадастру природних ресурсів як об'єднання даних кадастрів природних ресурсів (земельний, водний, лісовий, мінерально-сировинних ресурсів та ін.) [9]. У населених пунктах доцільно забезпечити можливість інтеграції даних земельного кадастру з інформацією містобудівного кадастру та інших кадастрів (водного, лісового тощо) з метою сталого розвитку населених пунктів і збалансованого управління земельними ресурсами [10].

Управлінські рішення у поточних процесах, пов'язаних з використанням земель, приймаються недостатньо ефективно, оскільки таке управління сьогодні здійснюється у більшості випадків на підставі суб'єктивних оцінок або з використанням моделей, які не відповідають сучасному рівню управління, що суттєво стримує автоматизацію розв'язку окремих управлінських задач та викликає об'єктивне протиріччя між сучасними вимогами до оперативності і ефективності прийняття рішень у процесі управління земельними ресурсами та недостатніми можливостями науково-методичного апарату (моделей, методів, алгоритмів) [1].

Складність і громіздкість системи управління територіальними процесами, якими є використання земель населених пунктів змушує декомпонувати задачу управління на підзадачі і для вирішення кожної з них створювати окремі управлінські блоки. Так, Ентоні Дж. О. Єх [11] зазначає, що інформаційна система для міського управління складається з ГІС, СУБД, СППР та експертних систем. ГІС доцільно використовувати як формалізовану комп'ютерну систему, що здатна до інтеграції даних із різних джерел, далі інтегрована інформація, отримана з ГІС, використовується для прийняття управлінських рішень (рис.1). Тобто, ГІС забезпечує процес управління необхідними даними та застосовується як інструмент безпосередньо для відображення результату управління.



Рисунок 1 – ГІС у системі управління земельними ресурсами населеного пункту

На даний час єдиної методики застосування ГІС чи інших ІТ для задач управління землями населених пунктів не розроблено. Значної проблемою в Україні у впровадженні нових ІТ у діяльність органів місцевого самоврядування є відсутність затверджених містобудівних ГІС-стандартів. У більшості міст України застосування комп'ютерів для управління міськими територіями, ведення кадастрів, аналізу ринкових тенденцій у рамках міста досить обмежене [12].

Узагальнений зміст задач управління міським господарством показує, що тільки комплексна ГІС, побудована на базі сучасних засобів зв'язку й обчислювальної техніки, дозволить на основі достовірних

та оперативних даних оптимізувати підготовку і процедуру прийняття рішень як управлінських органів, так і міських структур з наступним контролем їхнього виконання.

Аналіз сучасного стану впровадження ІТ в управління міським господарством свідчить про те, що в Україні, як і в цілому у світі, є певний досвід розробки й експлуатації ГІС. Діюча муніципальна інформаційна система ЛІСОІ, впроваджена в м. Львові, підтримує функції моніторингу за станом різних сфер життєдіяльності міста, що стосується управління земельними ресурсами – у цій системі є інтегровані підсистема «Кадастри міста» з базою даних по об'єктам нерухомості, також в системі створено єдиний електронний реєстр вулиць і будівель. Задачі, які розв'язує ЛІСОІ, у своїй більшості відносяться до обліково-інвентаризаційного типу, тому коло потрібних програмних засобів звужено. Подібні інформаційні системи переважно з вузьким колом задач розроблені та впроваджені і в інших містах України. Вдалими прикладами створення автоматизованих систем містобудівного кадастру можна вважати міста Запоріжжя, Вінницю та Луцьк.

Однією з останніх, створених в нашій країні, є ГІС містобудівного кадастру м. Тернопіль, розроблена науковцями ВНТУ у 2014 р., яка містить систематизовані дані містобудівного кадастру, а також основні картографічні та містобудівні матеріали, що були перенесені в ГІС із збереженням всіх просторових та атрибутивних характеристик.

Міські інформаційні системи та їх підсистеми розробляються та впроваджуються у містах: Києві, Тернополі, Харкові, Львові, Дніпропетровську, Вінниці, Сумах, Кіровограді, Москві, Санкт-Петербурзі, Уфі, Пермі, Новосибірську та інших. Такі системи створені, як правило, на основі комплексного підходу, тобто охоплюють різні сфери життєдіяльності міста. Досвід впровадження таких систем дає можливість зробити наступні висновки:

1) інтегруючою основою, яка дозволяє комплексно вирішувати економічні, політичні, соціальні й природоохоронні завдання на території населеного пункту, є просторова інформація, тому що всі завдання управління містом так чи інакше пов'язані з місцем розташування об'єктів, суб'єктів або подій на даній території;

2) ефективне застосування сучасних ІТ для планування розвитку, оперативного управління земельними ресурсами населеного пункту потребує створення єдиної загальноміської системи збору, збереження й розподіленої обробки просторової інформації загального користування.

Одним із найважливіших завдань, яке необхідно вирішити в процесі проектування та впровадження ГІС для використання земель, є вибір інструментальних програмних засобів, здатних реалізувати багаторівневу систему із централізованим зберіганням даних і розподіленою їх обробкою за технологією «клієнт-сервер». Існуючі комерційні програмні засоби більшості закордонних фірм спроможні реалізувати складні прикладні ГІС із колективним доступом і розподіленою обробкою інформації.

Особливе місце в переліку інструментальних ГІС займають програмні засоби фірми ESRI (США), які дозволяють будувати масштабовані ГІС – від локальних (настільних), до корпоративних. Однак істотним недоліком подібних інструментальних програмних засобів є їх висока вартість, яка невідповідна фінансовим можливостям органів місцевого самоврядування більшості міст України. Це, у більшості випадків, стає основним фактором, що істотно стримує процеси розробки й впровадження ГІС для використання земель населених пунктів, а також інших ГІС.

Альтернативним розв'язком цієї проблеми є використання при розробці вітчизняних ГІС базових інструментальних програмних засобів з відкритим вихідним кодом, які створюються у рамках міжнародних програм Open Geospatial Consortium. Незважаючи на значну різницю між ціною на ліцензії на комерційне і відкрите програмне забезпечення необхідно враховувати, що загальна ціна виробництва і користування відкритим програмним забезпеченням тим не менш не є нульовою. У ціну обов'язково необхідно включати витрати на установку, технічну підтримку, навчання працівників і інші пов'язані з експлуатацією витрати.

Перевага відкритого програмного забезпечення полягає у відсутності різниці між ціною виробництва і ціною використання. Хорошим прикладом цінової різниці в конкретному випадку є проект впровадження відкритої ГІС QGIS в уряді кантону Солотурн (Швейцарія). За попередніми розрахунками, економія тільки на ліцензіях склала близько 150-200 тис. доларів. Проте, реалізаторам проекту довелося витратити значні ресурси (близько 30 тис. доларів) на доопрацювання програмного продукту [13].

ГІС для використання земель населених пунктів найчастіше є складовою комплексної ГІС населеного пункту, яка оперує інформацією з різних сфер його життєдіяльності.

Що стосується комплексної ГІС населеного пункту, - вона є інструментальним засобом інтеграції і аналізу різнопланової інформації відносно просторових об'єктів інфраструктури населеного пункту і призначена для комплексного інформаційно-аналітичного забезпечення діяльності керівництва та посадових осіб органів місцевого самоврядування, організацій, підприємств і населення, а також для централізованого аналізу і прогнозу показників соціально-економічного розвитку населеного пункту.

Підсистеми ГІС населених пунктів, у цілому, призначені для оперативної інформаційної підтримки користувачів відповідно до задач, які вони вирішують, і їх повноважень. Кожна з підсистем для реалізації своєї функціональності використовує власну інформаційну модель території, побудовану на основі єдиної цифрової картографічної основи окремих інформаційних шарів просторової моделі населеного пункту.

До складу базових підсистем ГІС населених пунктів найчастіше входять:

- адресна система населеного пункту;
- автоматизована система земельного кадастру населеного пункту;
- автоматизована система майнового кадастру населеного пункту;
- автоматизована система ведення чергового цифрового плану населеного пункту;
- підсистема авторизації та розподілу повноважень [14].

Традиційно, для підтримки прийняття управлінських рішень застосовують моделювання ситуації засобами просторового ГІС-аналізу, тобто коли виконуються прості операції геометричного накладання даних різних тематичних шарів. Проте, не всі існуючі задачі в управлінні землями населених пунктів вирішуються накладанням даних різних шарів, багато управлінських рішень потребують врахування численних факторів, пов'язаних із різними сферами життєдіяльності міста. Вирішення багатокритеріальних задач вимагає більш комплексного та системного підходу, що може реалізуватися тільки при інтеграції у ГІС інтелектуальної складової, що буде забезпечувати можливість наукового обґрунтування прийняття управлінських рішень.

Єдина цифрова картографічна основа і просторова інформаційна модель населеного пункту відносяться до базових інформаційних ресурсів міста, які повинні містити повну, несуперечливу інформацію про об'єкти інфраструктури місцевого господарства й інші об'єкти, які знаходяться на території населеного пункту, включаючи їх географічне положення на цифрових картах.

Інструментальні засоби й технології створення ГІС розроблені в багатьох країнах світу. Найбільш популярними в Україні є:

- сімейство програмних засобів ArcGIS фірми ESRI, США;
- пакет програм MapInfo фірми Mapping Information Systems Corporation, США;
- пакет програм MicroStation фірми Bentley, США;
- набір програмних засобів «Панорама», Росія та ін.

Висновки

На даний час в Україні відсутня єдина методика застосування ГІС та інших ІТ для задач управління землями населених пунктів. Значною проблемою в нашій країні з впровадження нових ІТ у діяльність органів місцевого самоврядування є відсутність затверджених містобудівних ГІС-стандартів. Проте, в деяких великих містах України вже впроваджені комплексні інформаційні системи, до складу яких входять також і ГІС, що забезпечують геоінформаційну підтримку прийняття рішень для органів місцевого управління. В Україні також створена та функціонує АС ДЗК – електронна система для обліку та реєстрації прав на землю. Дана система має певні недоліки, але її дані можуть бути використані для створення більш функціональних ГІС для населених пунктів.

Застосування ГІС для задач управління земельними ресурсами населених пунктів дозволить обробляти та аналізувати великі масиви геопросторової й атрибутивної інформації, на основі якої приймати оптимальні управлінські рішення та рішення щодо раціонального використання земельних ресурсів. У процесі управління земельними ресурсами населених пунктів часто виникають складні багатокритеріальні задачі, вирішення яких вимагає комплексного та системного підходу, який доцільно реалізувати шляхом інтеграції у ГІС інтелектуальної складової. Створення та впровадження подібних технологій дозволить ефективніше використовувати й охороняти земельно-ресурсний потенціал населених пунктів України.

Список літератури

1. Зацерковний В. І., Моделі, методи та програмно-технічні засоби геоінформаційної підтримки прийняття рішень у системах управління територіями : автореф. дис. ... д-ра техн. наук : 05.13.06 / В. І. Зацерковний; НАН України, Ін-т пробл. мат. машин і систем. – К.: 2013. – 40 с.
2. Підмогильний М. В., Оптимізація управління виробничими системами на регіональному рівні [Текст] : автореф. дис... канд. техн. наук: 05.13.06 / Херсонський держ. технічний ун-т. - Херсон, 2000. - 20 с.
3. Бараненко Роман Васильович. Моделі та алгоритми управління земельними ресурсами на основі геоінформаційних технологій : Дис... канд. наук: 05.13.06 – 2008. – 200 с.
4. Управління земельними ресурсами/За редакцією професора А. М. Третяка. Навчальний посібник. - Вінниця: Нова Книга, 2006. – 360 с.

5. Земельний кодекс України від 25 жовтня 2001 року // Офіційний вісник України. – 2001. – № 46. – С. 38-39.
6. Тимофієва С.Б., Ільяшенко Ю.Г., Нечипорук О.О. До питання про ефективність землекористування в умовах сучасного міста. Научно-технический сборник «Коммунальное хозяйство городов». – 2008. – №82. – С. 244-248.
7. Атаманюк М.-Т., Аспекти розробки і використання ГІСППР в землеустрої території Нижньостанівецької сільської ради / Атаманюк М.Т., Гуцул Т., Скрипник Я., <http://agr.chnu.edu.ua/handle/123456789/891>.
8. Коваленко В. М., Земельний кадастр як механізм управління земельними ресурсами [Електронний ресурс] / В. М. Коваленко // Актуальні проблеми державного управління. - 2011. - № 2. - С. 156-164. - Режим доступу: http://nbuv.gov.ua/j-pdf/apdy_2011_2_23.pdf.
9. Методичні рекомендації по розробці Схеми (прогнозу) розвитку і розміщення продуктивних сил України та її регіонів (областей) на тривалу перспективу / наук. керівники С. І. Дорогунцов, П. П. Борщевський. – К. : РВПС України НАН України, 2001. – 329 с.
10. Кок З., Вдосконалення земельно-кадастрової системи для ефективного використання земель населених пунктів / З. Кок // Вісник Львівського національного аграрного університету. Сер : Економіка АПК. - 2013. - № 20(2). - С. 182-186. - Режим доступу: [http://nbuv.gov.ua/jpdf/Vlnau_econ_2013_20\(2\)_36.pdf](http://nbuv.gov.ua/jpdf/Vlnau_econ_2013_20(2)_36.pdf).
11. Yeh, A. G-O (1999): Urban planning and GIS, In: Geographical Information System, Principal and Technical Issues, Eds. Longely P.A., Goodchild M.F., Maguire D.J., Rhind D.W., John Wiley and Sons, USA, Vol. 1.
12. В.В. Сальдо, А.В. Шеховцов, Стратегия управления городом – создание и функционирование СУБД города // Вестник ХГТУ – Херсон: ХГТУ. – 2003. – №2 (18). – С. 79-183.
13. Дубінін М.Ю., Риков Д.А. 2009. Відкриті настільні ГІС: огляд поточної ситуації. Інформаційний бюлетень ГІС-Асоціації, 5 (72). С. 20-27.
14. Інструментальні засоби створення міських геоінформаційних систем на базі програмних продуктів з відкритим кодом [Електронний ресурс] / В. П. Ткаченко, М. І. Овраменко В. Д. Губа, О. П. Зелений // Проблеми безперервної географічної освіти і картографії. – 2013. – Вип. 17. – С. 60-64. - Режим доступу: http://nbuv.gov.ua/j-pdf/Pbgo_2013_17_15.

Відомості про авторів

Сторчоус Марина Дмитрівна – аспірант відділу комплексних досліджень інформаційних технологій, Міжнародний науково-навчальний центр інформаційних технологій та систем МОНУ та НАНУ, просп. Глушкова 40, м. Київ.

УДК 681.5.015:007

Г.Б. РАКИТЯНСЬКА

Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця

ОПТИМІЗАЦІЯ СПОЛУЧЕНИХ НЕЧІТКИХ БАЗ ЗНАТЬ НА ПРАВИЛАХ І ВІДНОШЕННЯХ

Анотація. Розглядається задача оптимізації сполучених нечітких баз знань, в яких причини і наслідки з’єднуються нечіткими відношеннями, а міри значимостей причин і наслідків – класифікаційними нечіткими правилами, які є якісними розв’язками системи рівнянь нечітких відношень для заданих класів виходу. Задача оптимізації сполученої нечіткої бази знань, яка зведена до задачі *min-max* кластеризації, полягає у виборі таких класів виходу, для яких інтервальні розв’язки системи рівнянь нечітких відношень забезпечують необхідні або екстремальні рівні точності виведення і кількості правил. Такий підхід дозволяє понизити складність задачі оптимізації нечіткої бази знань шляхом поетапного генерування і селекції нечітких відношень і правил.

Ключові слова: оптимізація нечітких баз знань, *min-max* кластеризація, нечіткі відношення, розв’язання системи рівнянь нечітких відношень, класифікаційні нечіткі правила, сполучені нечіткі правила.

Анотация. Рассматривается задача оптимизации составных нечетких баз знаний, в которых причины и следствия объединяются нечеткими отношениями, а меры значимостей причин и следствий – классификационными нечеткими правилами, которые являются качественными решениями системы уравнений нечетких отношений для заданных классов выхода. Задача оптимизации составной нечеткой базы знаний, которая сведена к задаче *min-max* кластеризации, заключается в выборе таких классов выхода, для которых интервальные решения системы уравнений нечетких отношений обеспечивают необходимые или экстремальные уровни точности вывода и количества правил. Такой подход позволяет понизить сложность задачи оптимизации нечеткой базы знаний путем поэтапного генерирования и селекции нечетких отношений и правил.

Ключевые слова: оптимизация нечетких баз знаний, *min-max* кластеризация, нечеткие отношения, решение системы уравнений нечетких отношений, классификационные нечеткие правила, составные нечеткие правила.

Abstract. The problem of composite fuzzy knowledge base optimization is considered. In this case, causes and effects are connected by fuzzy relations, and causes and effects significance measures are connected by classifying fuzzy rules, which can be considered as qualitative solutions of fuzzy relational equations for the given output classes. The problem of composite fuzzy knowledge base optimization amounts to the problem of *min-max* clustering and consists of selection of such output classes, for which interval solutions of fuzzy relational equations provide for necessary or extremal levels of the inference accuracy and the number of rules. Such an approach allows complexity reduction for the problem of fuzzy knowledge base optimization by consecutive generation and selection of fuzzy relations and rules.

Key words: optimal design of fuzzy knowledge bases, *min-max* clustering, fuzzy relations, solving fuzzy relational equations, classifying fuzzy rules, composite fuzzy rules.

Вступ

Проектування систем на основі нечітких правил ЯКЦО-ТО передбачає забезпечення конфліктуючих вимог: підвищення точності виведення і пониження складності системи [1]. Задача оптимізації нечіткої бази знань може розглядатись як задача кластеризації, тобто розбиття простору вхідних змінних на таке число класів, яке забезпечує необхідні або екстремальні рівні точності виведення і кількості правил. Проте для вибору числа класів використовуються евристичні критерії на основі мір зв’язаності класів [2]. Серед великої кількості методів нечіткої кластеризації виділяється *min-max* кластеризація, яка полягає у генеруванні легко зрозумілих правил-гіпербоксів [3]. Балансування між точністю виведення і кількістю правил здійснюється шляхом об’єднання/розбиття гіпербоксів. Гіпербокси навчаються за допомогою машин опорних векторів (SVM) [4] шляхом розширення/стиснення. Небажаним ефектом розширення гіпербоксів є їх перекриття, коли один образ повністю належить до двох або більше класів. Зменшення зон перекриття потребує збільшення кількості класів і, відповідно, кількості правил у базі знань.

Актуальність

В монографії [5] запропонований метод проектування класифікаційних нечітких баз знань. Така нечітка база знань містить набір правил для кожного терму вихідної змінної або класу виходу. В [5] кількість і границі класів виходу вважались заданими, а у випадку невідповідності проектним критеріям підбирались евристично. В цій статті пропонується підхід до оптимізації сполучених нечітких баз знань, в яких причини і наслідки з’єднуються нечіткими відношеннями [6], а міри значимостей причин і наслідків – класифікаційними нечіткими правилами, які є якісними розв’язками системи рівнянь нечітких відношень для заданих класів виходу [7]. В таких правилах використовуються сполучені нечіткі терми, для яких міри значимостей причин описуються нечіткими квантифікаторами [8], а форма функцій належності визначається інтервалами значень вхідних змінних у розв’язках системи рівнянь нечітких відношень.

Такий підхід дозволяє понизити складність задачі оптимізації нечіткої бази знань за рахунок поетапного генерування і селекції нечітких відношень і правил. На першому етапі будується генератор правил на нечітких відношеннях. На другому етапі генеруються правила ЯКЦО-ТО шляхом розв’язання системи рівнянь нечітких відношень для заданих класів виходу. Співвідношення між похибкою виведення та кількістю правил залежить від кількості та границь класів виходу, які підбираються на третьому етапі шляхом розв’язання задачі оптимізації. Дана робота є розвитком роботи [9], де вибір класів виходу здійснюється в режимі *off-line*. В даній роботі задача оптимізації нечіткої бази знань вирішується шляхом адаптивного додавання/видалення класів.

Мета

Метою роботи є розробка моделей і алгоритмів оптимізаційного проектування сполучених нечітких баз знань за критеріями «точність виведення – складність». Задача оптимізації сполученої нечіткої бази знань, яка зведена до задачі *min-max* кластеризації, полягає у виборі таких класів виходу, для яких інтервальні розв'язки системи рівнянь нечітких відношень забезпечують необхідні або екстремальні рівні точності виведення і кількості правил.

Апроксимація нечіткими правилами і відношеннями

Розглядається об'єкт виду $y = f(\mathbf{X})$ з n входами $\mathbf{X} = (x_1, \dots, x_n)$ і одним виходом y , для якого взаємозв'язок «входи - вихід» може бути представлений у вигляді системи класифікаційних нечітких правил ЯКЦО-ТО:

$$\bigcup_{p=1, z_j} \left[\bigcap_{i=1, n} (x_i = T_i^{jp}) \right] \rightarrow y = d_j, \quad j = \overline{1, m}, \quad (1)$$

де T_i^{jp} – терм, який оцінює змінну x_i в рядку з номером jp , $j = \overline{1, m}$, $p = \overline{1, z_j}$; d_j – терм, який оцінює змінну y ; z_j – кількість правил у класі d_j ; m – кількість термів вихідної змінної.

Нечітка база знань (1) може бути перетворена до множини лінгвістичних розв'язків системи рівнянь нечітких відношень шляхом переходу до сполученої системи нечітких термів.

Нехай: $\{C_1, \dots, C_N\} = \{c_{i1}, \dots, c_{ik_i}\}$ – множина нечітких термів причин для оцінки параметрів x_i , $N = k_1 + \dots + k_n$, $i = \overline{1, n}$; $\{D_1, \dots, D_M\}$ – множина нечітких термів наслідків для оцінки параметра y .

Взаємозв'язок «причини – наслідки» будемо задавати системою матриць нечітких відношень $\mathbf{R}_i \subseteq c_{il} \times D_J = [r_{il}^J, i = \overline{1, n}, l = \overline{1, k_i}, J = \overline{1, M}]$, яка еквівалентна матриці нечітких відношень $\mathbf{R} \subseteq C_I \times D_J = [r_{IJ}, I = \overline{1, N}, J = \overline{1, M}]$. При наявності матриць \mathbf{R}_i , $i = \overline{1, n}$, залежність «входи – вихід» описується за допомогою розширеного композиційного правила виведення [1]:

$$\mu^D(y) = \mu^{A_1}(x_1) \circ \mathbf{R}_1 \cap \dots \cap \mu^{A_n}(x_n) \circ \mathbf{R}_n, \quad (2)$$

де $\mu^{A_i}(x_i) = (\mu^{c_{i1}}, \dots, \mu^{c_{ik_i}})$ – вектор мір значимостей причин c_{il} , $i = \overline{1, n}$, $l = \overline{1, k_i}$; $\mu^D(y) = (\mu^{D_1}, \dots, \mu^{D_M})$ – вектор мір значимостей наслідків D_J , $J = \overline{1, M}$.

Із співвідношення (2) випливає система рівнянь нечітких відношень, яка зв'язує функції належності нечітких термів причин і наслідків:

$$\mu^{D_J}(y) = \min \left\{ \max_{l=1, k_i} \left[\min(\mu^{c_{il}}(x_i), r_{il}^J) \right] \right\}, \quad J = \overline{1, M}. \quad (3)$$

Для кожного класу d_j множина розв'язків системи рівнянь (3) може бути представлена у вигляді системи сполучених правил ЯКЦО-ТО:

$$\bigcup_{p=1, z_j} \left[\bigcap_{i=1, n} \left\{ \bigcup_{l=1, k_i} (\mu^{c_{il}}(x_i) = \alpha_{il}^{jp}) \right\} \right] \rightarrow y = d_j, \quad j = \overline{1, m}, \quad (4)$$

де α_{il}^{jp} – нечіткий квантифікатор, який описує міру значимості $\mu^{c_{il}}$ в правилі з номером $p = \overline{1, z_j}$.

Шляхом переходу від термів α_{il}^{jp} , що описують міри значимостей $\mu^{c_{il}}$, до термів a_{il}^{jp} , що описують змінні x_i , система правил (4) переписується у вигляді:

$$\bigcup_{p=1, z_j} \left[\bigcap_{i=1, n} \left\{ \bigcup_{l=1, k_i} (x_i = a_{il}^{jp}) \right\} \right] \rightarrow y = d_j, \quad j = \overline{1, m}, \quad (5)$$

де $a_{il}^{jp} = (c_{il}, \alpha_{il}^{jp})$ – сполучений терм, що описує змінну x_i , $i = \overline{1, n}$, $l = \overline{1, k_i}$, в правилі з номером jp .

Нечіткій базі знань (5) відповідають нечіткі логічні рівняння, які зв'язують функції належності сполучених термів у розв'язках системи (3):

$$\mu^{d_j}(y) = \max_{p=1, z_j} \left[w_{jp} \cdot \min_{i=1, n} \left\{ \max_{l=1, k_i} (v_{il}^{jp} \cdot \mu^{a_{il}^{jp}}(x_i)) \right\} \right], \quad j = \overline{1, m}, \quad (6)$$

де $\mu^{d_j}(y)$ – функція належності змінної y до класу d_j ; $\mu^{a_{il}^{jp}}(x_i)$ – функція належності змінної x_i до сполученого терму $a_{il}^{jp} = (c_{il}, \alpha_{il}^{jp})$; w_{jp} – вага правила з номером jp ; v_{il}^{jp} – вага терму у розв'язку з номером jp .

У нечітких логічних рівняннях використовується така функція належності нечіткого терму T :

$$\mu^T(x) = 1 / (1 + ((x - \beta) / \sigma)^2), \quad (7)$$

де β – координата максимуму функції, $\mu^T(\beta) = 1$; σ – параметр концентрації [5].

Для нечітких відношень і правил операція дефазифікації виконується за формулами:

$$y = \frac{\sum_{J=1}^M y_R^J \cdot \mu^{D_J}(y)}{\sum_{J=1}^M \mu^{D_J}(y)}, \quad (8)$$

$$y = \frac{\sum_{j=1}^m y_r^j \cdot \mu^{d_j}(y)}{\sum_{j=1}^m \mu^{d_j}(y)}, \quad (9)$$

де y_R^J і y_r^j – границі класів рішень D_J і d_j , відповідно [5].

Якщо правила (5) є розв'язками системи рівнянь нечітких відношень (3), то для якісних значень входів $x_i = a_{il}^{jp}$ і виходу $y = d_j$ у розв'язку з номером jp виконується співвідношення:

$$\mu^{D_J}(d_j) = \min_{i=1, n} \left\{ \max_{l=1, k_i} \left[\min(\mu^{c_{il}}(a_{il}^{jp}), r_{il}^J) \right] \right\}, \quad j = \overline{1, m},$$

де $\mu^{D_J}(d_j)$ і $\mu^{c_{il}}(a_{il}^{jp})$ – степені належності значень $x_i = a_{il}^{jp}$ і $y = d_j$ до нечітких термів D_J і c_{il} .

Тоді виникає задача оберненого виведення, яка ставиться таким чином: для класів виходу $y = d_j$ знайти кількість правил z_j і відновити форми функцій належності входів $x_i = a_{il}^{jp}$ у кожному правилі.

Генерування лінгвістичних розв'язків рівнянь нечітких відношень

Елементами розв'язків (4) рівнянь нечітких відношень (3) є значення вхідних змінних x_i , $i = \overline{1, n}$, для яких $\mu^{c_{il}}(x_i) = \alpha_{il}^{jp}$, $p = \overline{1, z_j}$. Ці значення інтерпретуються як координати максимуму функцій належності нечітких термів a_{il}^{jp} , що описують змінну x_i в правилі jp , $p = \overline{1, z_j}$, бази знань (5), де значенню виходу $y = d_j$, $j = \overline{1, m}$, відповідає z_j лінгвістичних розв'язків системи (3).

Нехай $\mathbf{B}_j = (\beta_1^j, \dots, \beta_N^j) = (\beta_{11}^j, \dots, \beta_{1k_1}^j, \dots, \beta_{n1}^j, \dots, \beta_{nk_n}^j)$ – вектор координат максимуму функцій належності нечітких термів у правилі в класі $y = d_j$, $j = \overline{1, m}$. Слідуючи [6], задача розв'язання рівнянь нечітких відношень (3) формулюється так. Для кожного класу виходу $y = d_j$, $j = \overline{1, m}$, знайти вектор координат максимуму $\mathbf{B}_j = (\beta_1^j, \dots, \beta_N^j)$, $\beta_{il}^j \in [\underline{x}_i, \bar{x}_i]$, $i = \overline{1, n}$, який

забезпечує мінімальну відстань між лівою і правою частиною кожного рівняння системи (3):

$$F_j = \sum_{j=1}^M \left[\mu^{D_j}(d_j) - \min_{i=1, n} \left[\max_{l=1, k_i} \left(\min(\mu^{c_{il}}(\beta_{il}^j), r_{il}^j) \right) \right] \right]^2 = \min_{\underline{\mu}^C(\mathbf{B}_j)} . \quad (10)$$

Для кожного класу d_j система рівнянь (3) має множину розв'язків $S_j(\mathbf{R}, \underline{\mu}^D(d_j))$, яка визначається множиною максимальних розв'язків $\bar{S}_j^* = \{\bar{\underline{\mu}}^C(\bar{\mathbf{B}}_{jh}), h = \overline{1, \bar{z}_j}\}$ і множиною мінімальних розв'язків $\underline{S}_j^* = \{\underline{\underline{\mu}}^C(\underline{\mathbf{B}}_{js}), s = \overline{1, \underline{z}_j}\}$, де кожному максимальному розв'язку $\bar{\underline{\mu}}^C(\bar{\mathbf{B}}_{jh}) \in \bar{S}_j^*$ відповідає множина мінімальних розв'язків \underline{S}_j^* :

$$S_j(\mathbf{R}, \underline{\mu}^D(d_j)) = \bigcup_{\bar{\underline{\mu}}^C(\bar{\mathbf{B}}_{jh}) \in \bar{S}_j^*} \bigcup_{\underline{\underline{\mu}}^C(\underline{\mathbf{B}}_{js}) \in \underline{S}_j^*} \left[\underline{\underline{\mu}}^C(\underline{\mathbf{B}}_{js}), \bar{\underline{\mu}}^C(\bar{\mathbf{B}}_{jh}) \right], j = \overline{1, m} . \quad (11)$$

Тут $\bar{\mathbf{B}}_{jh} = (\bar{\beta}_1^{jh}, \dots, \bar{\beta}_N^{jh})$ і $\underline{\mathbf{B}}_{js} = (\underline{\beta}_1^{js}, \dots, \underline{\beta}_N^{js})$ – вектори верхніх і нижніх границь координат максимуму β_i^{jp} , де операція об'єднання виконується над усіма $\bar{\underline{\mu}}^C(\bar{\mathbf{B}}_{jh}) \in \bar{S}_j^*$ і $\underline{\underline{\mu}}^C(\underline{\mathbf{B}}_{js}) \in \underline{S}_j^*$.

Дотримуючись [6], формування інтервалів (11) починається з пошуку нульових розв'язків задачі оптимізації (10) $\mathbf{B}_{j0} = (\beta_1^{j0}, \dots, \beta_N^{j0})$, $j = \overline{1, m}$. Верхня границя ($\bar{\beta}_{il}^{jh}$) для $h = 1$ знаходиться в діапазоні $[\beta_{il}^{j0}, \bar{x}_i]$, а для $h > 1$ – в діапазоні $[\max(\beta_{il}^{jp}, \bar{x}_i)]$, $p < s$. Нижня границя ($\underline{\beta}_{il}^{js}$) для $s = 1$ знаходиться в діапазоні $[\underline{x}_i, \beta_{il}^{j0}]$, а для $s > 1$ – в діапазоні $[\underline{x}_i, \min(\bar{\beta}_{il}^{jp})]$, $p < h$.

Нехай $\mathbf{B}_j(t) = (\beta_1^j(t), \dots, \beta_N^j(t))$ – розв'язок задачі оптимізації (10) на t -ому кроці формування інтервалів. При пошуку верхніх границь передбачається, що $\beta_I^j(t) \geq \beta_I^j(t-1)$, а при пошуку нижніх границь передбачається, що $\beta_I^j(t) \leq \beta_I^j(t-1)$. Встановлення верхніх (нижніх) границь здійснюється за правилом: якщо $\mathbf{B}_j(t) \neq \mathbf{B}_j(t-1)$, то $\bar{\beta}_I^{jh}(\underline{\beta}_I^{js}) = \beta_I^j(t)$. Якщо $\mathbf{B}_j(t) = \mathbf{B}_j(t-1)$, то формування розв'язку $[\underline{\mathbf{B}}_{js}, \bar{\mathbf{B}}_{jh}]$ припиняється. Пошук інтервалів (11) продовжується, доки виконується умова $\bar{\mathbf{B}}_{jh} \neq \bar{\mathbf{B}}_{jp}$, $p < h$, для верхніх границь і $\underline{\mathbf{B}}_{js} \neq \underline{\mathbf{B}}_{jp}$, $p < s$, для нижніх границь.

Задача оптимізації сполученої нечіткої бази знань

Співвідношення (3) – (9) визначають загальний вид нечіткої моделі об'єкта в системі правил і відношень таким чином:

$$\begin{aligned} y &= f_R(\mathbf{X}, M, \Psi_R), \\ y &= f_r(\mathbf{X}, f_R, m, Z, q, \Psi_r), \end{aligned} \quad (12)$$

де $\Psi_R = (\mathbf{R}, \mathbf{B}_C, \Omega_C, \mathbf{B}_D, \Omega_D)$ – вектор параметрів нечітких відношень, який включає: $\mathbf{B}_C = (\beta^{C_1}, \dots, \beta^{C_N})$ і $\Omega_C = (\sigma^{C_1}, \dots, \sigma^{C_N})$ – вектори параметрів функцій належності нечітких термів C_I , $I = \overline{1, N}$; $\mathbf{B}_D = (\beta^{D_1}, \dots, \beta^{D_M})$ і $\Omega_D = (\sigma^{D_1}, \dots, \sigma^{D_M})$ – вектори параметрів функцій належності нечітких термів D_J , $J = \overline{1, M}$;

$\Psi_r = (\mathbf{W}, \mathbf{V}, \mathbf{B}_a, \Omega_a, \mathbf{B}_d, \Omega_d)$ – вектор параметрів нечітких правил, який включає: $\mathbf{W} = (w_1, \dots, w_Z)$ – вектор ваг правил в (5); $\mathbf{V} = (v_1, \dots, v_q)$ – вектор ваг термів в (5); Z – число правил в базі знань (5); q – число вхідних термів в базі знань (5); $\mathbf{B}_a = (\beta^{a_1}, \dots, \beta^{a_q})$ і $\Omega_a = (\sigma^{a_1}, \dots, \sigma^{a_q})$ –

вектори параметрів функцій належності нечітких термів a_k , $k = \overline{1, q}$; $\mathbf{B}_d = (\beta^{d_1}, \dots, \beta^{d_m})$ і $\mathbf{\Omega}_d = (\sigma^{d_1}, \dots, \sigma^{d_m})$ – вектори параметрів функцій належності нечітких термів d_j , $j = \overline{1, m}$;

f_R і f_r – оператори зв'язку «входи – вихід», що відповідають формулам (3), (7), (8), і формулам (6), (7), (9), відповідно.

Введемо обмеження на об'єм сполученої нечіткої бази знань (5) в такий спосіб: $M \leq \overline{M}$, $m \leq \overline{m}$, де \overline{M} , \overline{m} – максимально можлива кількість класів виходу для відношень і правил, відповідно.

Нехай: $\mathbf{Y}_R = (u_1, \dots, u_{\overline{M}})$ і $\mathbf{Y}_r = (v_1, \dots, v_{\overline{m}})$ – вектори розстановки класів виходу для відношень і правил, де $u_J = 1(0)$ або $v_j = 1(0)$ відповідають додаванню (видаленню) класу D_J або d_j , відповідно.

Будемо оцінювати складність нечіткої моделі (12) на основі кількості $Z(\mathbf{Y}_R, \mathbf{Y}_r)$ лінгвістичних розв'язків (5) системи рівнянь нечітких відношень (3).

Передбачається, що навчальна вибірка задана у вигляді L пар «входи – вихід» $\langle \hat{\mathbf{X}}_p, \hat{y}_p \rangle$, $p = \overline{1, L}$, де $\hat{\mathbf{X}}_p = (\hat{x}_1^p, \dots, \hat{x}_n^p)$ і \hat{y}_p – вектор значень вхідних і значення вихідної змінної в експерименті з номером p . Будемо оцінювати якість нечіткої моделі (12) на основі середньоквадратичної похибки:

$$E = \sqrt{\frac{1}{L} \sum_{p=1}^L [f_r(\hat{\mathbf{X}}_p, M, m, \mathbf{Y}_R, \mathbf{Y}_r, \mathbf{\Psi}_R, \mathbf{\Psi}_r) - \hat{y}_p]^2}. \quad (13)$$

Задача оптимізації сполученої нечіткої бази знань може бути сформульована наступним чином.

Пряма постановка. Знайти вектори розстановки класів виходу для відношень \mathbf{Y}_R і правил \mathbf{Y}_r , для яких $Z(\mathbf{Y}_R, \mathbf{Y}_r) \rightarrow \min$ і $E(\mathbf{Y}_R, \mathbf{Y}_r) \leq \overline{E}$, де \overline{E} – допустима похибка виведення.

Двоїста постановка. Знайти вектори розстановки класів виходу для відношень \mathbf{Y}_R і правил \mathbf{Y}_r , для яких $E(\mathbf{Y}_R, \mathbf{Y}_r) \rightarrow \min$ і $Z(\mathbf{Y}_R, \mathbf{Y}_r) \leq \overline{Z}$, де \overline{Z} – допустима кількість правил.

Для розстановки класів виходу використовується градієнтний метод, запропонований в [10] для розв'язання задач дискретної оптимізації показників надійності. Цей метод передбачає покоординатний підйом по поверхні цільової функції в напрямку градієнту. Для визначених класів виходу розв'язується задача структурно-параметричної настройки нечітких відношень і правил за допомогою генетико-нейронних алгоритмів [5, 6].

Алгоритм оптимізації

Градієнти $\gamma_R^J(u_J)$, $J = \overline{1, M}$, і $\gamma_r^j(v_j)$, $j = \overline{1, m}$, визначимо як відношення приростів безпомилковості $\Delta E(\mathbf{\Psi}, u_J = 1)$ або $\Delta E(\mathbf{\Psi}, v_j = 1)$ до приросту кількості правил $\Delta Z(\mathbf{\Psi}, u_J = 1)$ або $\Delta Z(\mathbf{\Psi}, v_j = 1)$ внаслідок додавання класу D_J або d_j :

$$\gamma_R^J(u_J) = \Delta E(\mathbf{\Psi}, u_J) / \Delta Z(\mathbf{\Psi}, u_J) = (E(\mathbf{\Psi}, u_J = 1) - E(\mathbf{\Psi}, u_J = 0)) / (Z(\mathbf{\Psi}, u_J = 1) - Z(\mathbf{\Psi}, u_J = 0)),$$

$$\gamma_r^j(v_j) = \Delta E(\mathbf{\Psi}, v_j) / \Delta Z(\mathbf{\Psi}, v_j) = (E(\mathbf{\Psi}, v_j = 1) - E(\mathbf{\Psi}, v_j = 0)) / (Z(\mathbf{\Psi}, v_j = 1) - Z(\mathbf{\Psi}, v_j = 0)).$$

Алгоритми розв'язання задач оптимізації мають єдину структуру, що складається із двох ітеративних дільниць [10]. На першій з них визначається перший допустимий розв'язок шляхом послідовного додавання класів з найбільшими градієнтами, а на другій – поліпшення знайденого розв'язку шляхом пониження складності моделі.

Алгоритм розв'язання задачі в прямій постановці

Позначимо вектор розв'язку на k -му кроці як $\mathbf{\Psi}^{(k)} = (M^{(k)}, m^{(k)}, \mathbf{Y}_R^{(k)}, \mathbf{Y}_r^{(k)}, \mathbf{\Psi}_R^{(k)}, \mathbf{\Psi}_r^{(k)})$.

1. Задати нульовий варіант нечіткої моделі, $k := 0$: $\mathbf{\Psi}^{(0)} = (M^{(0)}, m^{(0)}, \mathbf{Y}_R^{(0)}, \mathbf{Y}_r^{(0)}, \mathbf{\Psi}_R^{(0)}, \mathbf{\Psi}_r^{(0)})$.

2. Якщо $E(\Psi^{(k)}) > \bar{E}$, то перейти до кроку 3, інакше – до кроку 4.

3. Для моделей, таких, що $u_j^{(k)} = 0$ і $v_j^{(k)} = 0$, додати клас виходу наступним чином:

$$\Psi'_J = (M^{(k)} + 1, m^{(k)}, u_J^{(k)} + 1, \mathbf{Y}_r^{(k)}, \Psi_R^J, \Psi_r^J), \Psi''_j = (M^{(k)}, m^{(k)} + 1, \mathbf{Y}_R^{(k)}, v_j^{(k)} + 1, \Psi_R^j, \Psi_r^j).$$

Визначити градієнти $\gamma_R^J(u_J)$ і $\gamma_r^j(v_j)$ відносно розв'язку $\Psi^{(k)}$. Знайти класи виходу для відношень і правил D_L і d_l , для яких $\tilde{\gamma}_R^L(u_L^{(k)}) = \max_J \{\gamma_R^J\}$, $\tilde{\gamma}_r^l(v_l^{(k)}) = \max_j \{\gamma_r^j\}$. Знайти координату

M або m , для якої $\tilde{\gamma}(M^{(k)}, m^{(k)}) = \max \{\tilde{\gamma}_R^L, \tilde{\gamma}_r^l\}$. $k := k + 1$. Для вектора $\Psi^{(k)}$ встановити:

$$M^{(k)} := M^{(k-1)} + 1, u_L^{(k)} = 1, \Psi^{(k)} := \Psi'_L \text{ якщо } \tilde{\gamma} = \tilde{\gamma}_R^L;$$

$$m^{(k)} := m^{(k-1)} + 1, v_l^{(k)} = 1, \Psi^{(k)} := \Psi''_l \text{ якщо } \tilde{\gamma} = \tilde{\gamma}_r^l.$$

Перейти до кроку 2.

4. Поліпшити модель $\Psi^{(k)}$ шляхом досягнення необхідного рівня точності виведення із меншою кількістю правил. Для моделей, у яких $u_j^{(k)} = 1$ і $v_j^{(k)} = 1$, понизити складність шляхом зменшення кількості класів виходу наступним чином:

$$\Psi'_J = (M^{(k)} - 1, m^{(k)}, u_J^{(k)} - 1, \mathbf{Y}_r^{(k)}, \Psi_R^J, \Psi_r^J), \Psi''_j = (M^{(k)}, m^{(k)} - 1, \mathbf{Y}_R^{(k)}, v_j^{(k)} - 1, \Psi_R^j, \Psi_r^j).$$

Для відношень і правил знайти такі множини класів виходу $Q_R^{(k)}$ і $Q_r^{(k)}$, для яких виконуються умови:

$$E(\Psi'_J) \leq \bar{E}; \quad (14)$$

$$E(\Psi''_j) \leq \bar{E}. \quad (15)$$

Якщо $Q_R^{(k)}$ і $Q_r^{(k)}$ – порожні множини, то вектор $\Psi^{(k)}$ є розв'язком задачі, інакше перейти до кроку 5.

5. Для класів $D_J \in Q_R^{(k)}$ і $d_j \in Q_r^{(k)}$, які задовольняють умови (14) і (15), знайти величину, на яку зменшиться кількість правил $\Delta Z(\Psi^{(k)})$. Знайти класи D_L і d_l , для яких

$$\tilde{\Delta}_R^L(u_L^{(k)}) = \max_J \{\Delta Z(\Psi^{(k)}, M^{(k)} - 1, u_J^{(k)} - 1)\}, \tilde{\Delta}_r^l(v_l^{(k)}) = \max_j \{\Delta Z(\Psi^{(k)}, m^{(k)} - 1, v_j^{(k)} - 1)\}.$$

Знайти координату M або m , для якої $\tilde{\Delta}Z(M^{(k)}, m^{(k)}) = \max \{\tilde{\Delta}_R^L, \tilde{\Delta}_r^l\}$. $k := k + 1$. Для вектора $\Psi^{(k)}$ встановити:

$$M^{(k)} := M^{(k-1)} - 1, u_L^{(k)} = 0, \Psi^{(k)} := \Psi'_L \text{ якщо } \tilde{\Delta}Z = \tilde{\Delta}_R^L;$$

$$m^{(k)} := m^{(k-1)} - 1, v_l^{(k)} = 0, \Psi^{(k)} := \Psi''_l \text{ якщо } \tilde{\Delta}Z = \tilde{\Delta}_r^l.$$

Перейти до кроку 4.

Алгоритм розв'язання задачі в двоїстій постановці

1. Задати нульовий варіант нечіткої моделі, $k := 0$: $\Psi^{(0)} = (M^{(0)}, m^{(0)}, \mathbf{Y}_R^{(0)}, \mathbf{Y}_r^{(0)}, \Psi_R^{(0)}, \Psi_r^{(0)})$.

2. Якщо $Z(\Psi^{(k)}) < \bar{Z}$, то перейти до кроку 3, інакше – до кроку 4.

3. Зміст цього кроку співпадає з кроком 3 попереднього алгоритму. Перейти до кроку 2.

4. Понизити складність моделі $\Psi^{(k)}$ для влучення в область допустимих розв'язків. Для моделей, у яких $u_j^{(k)} = 1$ і $v_j^{(k)} = 1$, зменшити кількість класів виходу наступним чином:

$$\Psi'_J = (M^{(k)} - 1, m^{(k)}, u_J^{(k)} - 1, \mathbf{Y}_r^{(k)}, \Psi_R^J, \Psi_r^J), \Psi''_j = (M^{(k)}, m^{(k)} - 1, \mathbf{Y}_R^{(k)}, v_j^{(k)} - 1, \Psi_R^j, \Psi_r^j).$$

Для відношень і правил знайти такі множини класів виходу $Q_R^{(k)}$ і $Q_r^{(k)}$, для яких виконуються умови:

$$Z(\Psi'_J) > \bar{Z}; \quad (16)$$

$$Z(\Psi_j^n) > \bar{Z}. \quad (17)$$

Якщо $Q_R^{(k)}$ і $Q_r^{(k)}$ – порожні множини, то вектор $\Psi^{(k-1)}$ є розв'язком задачі, інакше перейти до кроку 5.

5. Для класів $D_j \in Q_R^{(k)}$ і $d_j \in Q_r^{(k)}$, які задовольняють умови (16) і (17), знайти величину, на яку збільшиться похибка виведення $\Delta E(\Psi^{(k)})$. Знайти класи D_L і d_l , для яких

$$\tilde{\Delta}_R^L(u_L^{(k)}) = \min_j \{\Delta E(\Psi^{(k)}, M^{(k)} - 1, u_j^{(k)} - 1)\}, \tilde{\Delta}_r^l(v_l^{(k)}) = \min_j \{\Delta E(\Psi^{(k)}, m^{(k)} - 1, v_j^{(k)} - 1)\}.$$

Знайти координату M або m , для якої $\tilde{\Delta E}(M^{(k)}, m^{(k)}) = \min\{\tilde{\Delta}_R^L, \tilde{\Delta}_r^l\}$. $k := k + 1$. Для вектора $\Psi^{(k)}$ встановити:

$$M^{(k)} := M^{(k-1)} - 1, u_L^{(k)} = 0, \Psi^{(k)} := \Psi'_L, \text{ якщо } \tilde{\Delta E} = \tilde{\Delta}_R^L;$$

$$m^{(k)} := m^{(k-1)} - 1, v_l^{(k)} = 0, \Psi^{(k)} := \Psi''_l, \text{ якщо } \tilde{\Delta E} = \tilde{\Delta}_r^l.$$

Перейти до кроку 4.

Комп'ютерний експеримент

Експериментальні дані про об'єкт генерувались моделлю «два входи – один вихід» (рис.1):

$$y = ((2z - 0.9)(7z - 1)(17z - 19)(15z - 2))/10,$$

$$\text{де } z = ((x_1 - 3.0)^2 + (x_2 - 2.5)^2)/40.$$

Границі класів для відношень і правил були встановлені таким чином:

$$D_1 \in [0, 0.7), D_2 \in [0.7, 1.5), D_3 \in [1.5, 3.2];$$

$$d_1 \in [0, 0.3), d_2 \in [0.3, 0.6), d_3 \in [0.6, 0.9), d_4 \in [0.9, 1.6),$$

$$d_5 \in [1.6, 2.2), d_6 \in [2.2, 2.7), d_7 \in [2.7, 3.2].$$

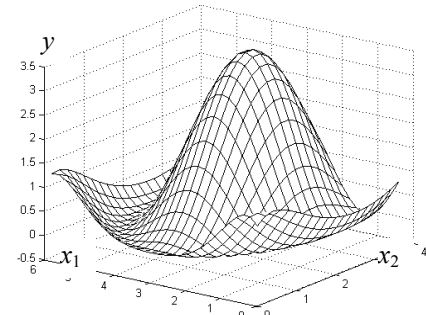


Рисунок 1 - Модель-еталон

Задача полягала у тому, щоб синтезувати нечітку базу знань, яка забезпечує необхідні або екстремальні рівні точності виведення і кількості правил, за рахунок вибору класів виходу із множини можливих класів $\{D_1, \dots, D_3\}$ і $\{d_1, \dots, d_7\}$.

Задача оптимізації сполученої бази знань може бути сформульована в прямій і двоїстій постановці.

Пряма постановка. Знайти вектори розстановки класів виходу для відношень Y_R і правил Y_r , для яких $Z(Y_R, Y_r) \rightarrow \min$ і $E(Y_R, Y_r) \leq 0.5$.

Двоїста постановка. Знайти вектори розстановки класів виходу для відношень Y_R і правил Y_r , для яких $E(Y_R, Y_r) \rightarrow \min$ і $Z(Y_R, Y_r) < 20$.

Результати покрокового розрахунку задач оптимізації наведені в Табл. 1, де кожна ітерація представляє результати проектування поточної моделі $\Psi^{(k)}$. Спочатку для поточного числа класів $M^{(k)}$ і вектора розстановки $Y_R^{(k)}$ знаходиться вектор параметрів нечітких відношень $\Psi_R^{(k)}$. Потім для поточного числа класів $m^{(k)}$ і вектора розстановки $Y_r^{(k)}$ визначаються кількість правил $Z^{(k)}$ і вектор β – параметрів правил шляхом розв'язання отриманої системи рівнянь нечітких відношень. Остаточо, для отриманого набору правил визначається вектор параметрів $\Psi_r^{(k)}$ і оцінюється похибка виведення $E^{(k)}$.

Таблиця 1 – Покроковий розрахунок задач оптимізації

k	M	m	u_1	u_2	u_3	v_1	v_2	v_3	v_4	v_5	v_6	v_7	Z	E
1	2	4	1	0	1	1	0	0	1	1	0	1	6	1.1961
2	2	5	1	0	1	1	1	0	1	1	0	1	8	0.9687
3	3	5	1	1	1	1	1	0	1	1	0	1	16	0.5703
4	3	6	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	17	0.4580
5	3	5	1	1	1	1	1	0	1	0	1	1	16	0.4825
6	3	6	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	19	0.4033
7	3	7	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	20	0.3795

Нечіткі відношення і правила для моделей $\Psi^{(k)}$ генерувались таким чином. Нечіткі відношення встановлені між нечіткими причинами і наслідками: c_{11} – зниження до 0, c_{12} – наближення до 3.0, c_{13} – підвищення до 6.0 для x_1 ; c_{21} – зниження до 0, c_{22} – наближення до 3.0 для x_2 ; D_1 – зниження до 0, D_2 – наближення до 1.0, D_3 – підвищення до 3.2 для y .

Система рівнянь нечітких відношень для генерування правил - розв'язків має вигляд:

$$\begin{aligned}\mu^{D_1} &= [(\mu^{c_{11}} \wedge 0.98) \vee (\mu^{c_{12}} \wedge 0.22) \vee (\mu^{c_{13}} \wedge 0.98)] \wedge [(\mu^{c_{21}} \wedge 0.29) \vee (\mu^{c_{22}} \wedge 0.96)] \\ \mu^{D_2} &= [(\mu^{c_{11}} \wedge 0.92) \vee (\mu^{c_{12}} \wedge 0.44) \vee (\mu^{c_{13}} \wedge 0.92)] \wedge [(\mu^{c_{21}} \wedge 0.89) \vee (\mu^{c_{22}} \wedge 0.30)] \\ \mu^{D_3} &= [(\mu^{c_{11}} \wedge 0.11) \vee (\mu^{c_{12}} \wedge 0.91) \vee (\mu^{c_{13}} \wedge 0.11)] \wedge [(\mu^{c_{21}} \wedge 0.12) \vee (\mu^{c_{22}} \wedge 0.94)]\end{aligned}\quad (18)$$

За допомогою генетико-нейронного алгоритму [7] були отримані множини розв'язків для β -параметрів правил, представлені в Табл. 2, для яких значення критерію оптимізації (10) становить $F_1 = 0.0013$, $F_2 = 0.0225$, $F_3 = 0.0442$, $F_4 = 0$, $F_5 = 0.0100$, $F_6 = 0.0121$, $F_7 = 0.0064$.

Таблиця 2 – Множина розв'язків для β -параметрів правил

Правило	ЯКЩО		ТО			
	x_1	x_2	μ^{D_1}	μ^{D_2}	μ^{D_3}	y
1, 2	[0, 1.35] або [4.67, 6.0]	[2.55, 3.45]	0.76	0.28	0.15	d_1
3	[0.40, 5.61]	[0.90, 1.60]				
4, 5	[0.57, 1.35] або [4.67, 5.43]	[0.90, 4.00]				
6	[0.72, 5.31]	[0, 0.65]	0.51	0.45	0.11	d_2
7, 8	[0, 0.40] або [5.60, 6.0]	[0.65, 2.20]				
9, 10	[0, 0.40] або [5.60, 6.0]	[3.80, 4.00]				
11	[1.40, 4.61]	[1.40, 4.00]				
12, 13	[0, 0.90] або [5.10, 6.0]	[0, 0.76]	0.20	0.38	0.10	d_3
14	[1.57, 4.43]	[1.74, 4.0]				
15, 16	[0, 0.35] або [5.65, 6.0]	[0, 0.30]	0.45	0.80	0.39	d_4
17	[1.85, 4.15]	[2.10, 3.90]				
18	[2.10, 3.90]	[2.21, 3.79]	0.12	0.36	0.51	d_5
19	[2.36, 3.64]	[2.43, 3.57]	0.11	0.30	0.67	d_6
20	[2.70, 3.30]	[2.73, 3.27]	0.14	0.30	0.90	d_7

Вибір класів виходу здійснювався таким чином. Перший допустимий розв'язок прямої задачі отриманий на 4-му кроці шляхом послідовного додавання класів з найбільшими градієнтами:

- класу d_2 на 2-му кроці, оскільки $\gamma_R^2(u_2) = (1.1961 - 0.8312)/(10 - 6) = 0.0912$,

$\gamma_r^2(v_2) = (1.1961 - 0.9687)/(8 - 6) = 0.1137$, $\gamma_r^3(v_3) = (1.1961 - 1.0595)/(8 - 6) = 0.0683$,

$\gamma_r^6(v_6) = (1.1961 - 1.1108)/(7 - 6) = 0.0853$;

- класу E_2 на 3-му кроці, оскільки $\gamma_R^2(u_2) = (0.9687 - 0.5703)/(16 - 8) = 0.0498$,

$\gamma_r^3(v_3) = (0.9687 - 0.9065)/(10 - 8) = 0.0311$, $\gamma_r^6(v_6) = (0.9687 - 0.9224)/(9 - 8) = 0.0463$;

- класу d_6 на 4-му кроці, оскільки $\gamma_r^3(v_3) = (0.5703 - 0.4604)/(19 - 16) = 0.0366$,

$\gamma_r^6(v_6) = (0.5703 - 0.4580)/(17 - 16) = 0.1123$.

Поліпшення допустимого розв'язку $\Psi^{(4)}$ здійснено на 5-му кроці шляхом видалення класу d_5 , оскільки видалення класу d_5 задовольняє умову (15) і залишає точність виведення в допустимій області при зменшенні кількості правил на $\Delta Z(\Psi^{(5)})=1$. Отже, модель $\Psi^{(5)}$ є розв'язком прямої задачі.

Розв'язання двоїстої задачі продовжувалось шляхом додавання класів з найбільшими градієнтами:

- класу d_3 на 6-му кроці, оскільки $\gamma_r^3(v_3) = (0.4825 - 0.4033)/(19 - 16) = 0.0264$,

$\gamma_r^5(v_5) = (0.4825 - 0.4580)/(17 - 16) = 0.0245$;

- класу d_5 на 7-му кроці для спроби поліпшення першого допустимого розв'язку $\Psi^{(6)}$, оскільки видалення кожного з класів задовольняє умову (17).

Зменшення числа правил $\Delta Z(\Psi^{(7)})$ для влучення в область допустимих розв'язків шляхом видалення класів складає: $\Delta Z(v_1 = 0) = 5$, $\Delta Z(v_2 = 0) = 6$; $\Delta Z(v_3 = 0) = 3$, $\Delta Z(v_4 = 0) = 3$; $\Delta Z(v_5 = 0) = 1$, $\Delta Z(v_6 = 0) = 1$, $\Delta Z(v_7 = 0) = 1$. При цьому похибка виведення становить: $E(v_1 = 0) = 0.6408$, $E(v_2 = 0) = 0.7192$, $E(v_3 = 0) = 0.4580$; $E(v_4 = 0) = 0.5219$, $E(v_5 = 0) = 0.4033$, $E(v_6 = 0) = 0.4604$; $E(v_7 = 0) = 0.4345$. Таким чином, модель $\Psi^{(6)}$ залишається розв'язком двоїстої задачі. Поліпшення розв'язку $\Psi^{(7)}$ шляхом видалення класу d_5 забезпечує влучення в область допустимих розв'язків з найменшою втратою точності виведення $\Delta E(\Psi^{(7)}) = 0.0239$.

Результати структурної і параметричної настройки моделей $\Psi^{(5)}$ і $\Psi^{(6)}$, для яких компроміс «точність виведення - складність» досягається шляхом додавання/видалення класу d_3 , показані на Рис. 2, 3.

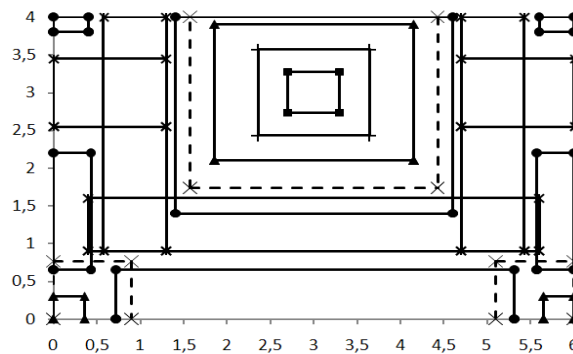


Рисунок 2 – Результати структурної настройки для розв'язку прямої і двоїстої задачі (границі класів позначено: * – d_1 ; • – d_2 ; × – d_3 ; Δ – d_4 ; + – d_6 ; □ – d_7)

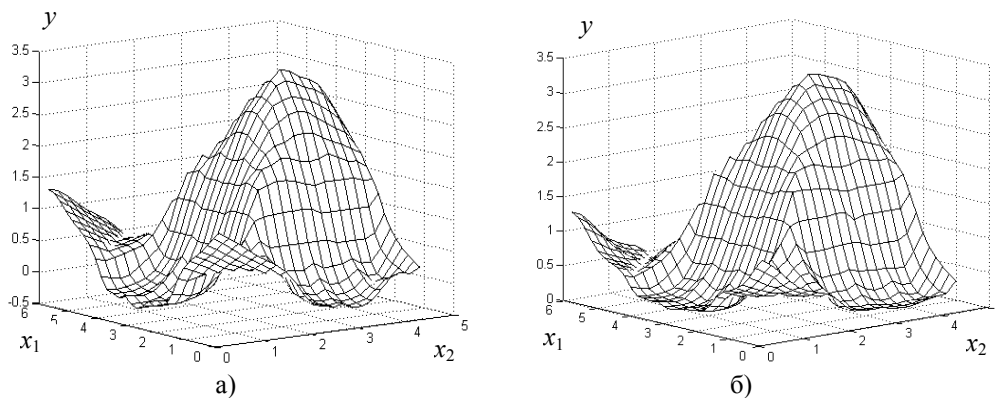


Рисунок 3 – Результати параметричної настройки для розв'язку прямої (а) і двоїстої (б) задачі

Складність задач оптимізації на кожному етапі проектування нечіткої бази знань оцінювалась наступним чином. Запропонований метод дозволяє замінити розв'язання задачі оптимізації з $Z \cdot 2n + Z$

змінними для двопараметричних функцій належності і ваг правил на розв'язання послідовності Z задач оптимізації з $2N$ змінними для верхніх і нижніх границь інтервалів. Побудова генератора правил на нечітких відношеннях потребує розв'язання задачі оптимізації з $MN + 2M + 2N$ змінними. Розстановка класів виходу потребує додатково розв'язання задачі оптимізації з $M + m$ бінарними змінними.

Висновки

1. Показано, що система класифікаційних правил ЯКЦО-ТО може бути перетворена до множини якісних розв'язків системи рівнянь нечітких відношень для заданих термів вихідної змінної або класів виходу. В таких правилах форма функцій належності нечітких термів визначається інтервалами значень вхідних змінних у розв'язках системи рівнянь нечітких відношень.

2. Розроблені моделі та алгоритми оптимізаційного проектування сполучених нечітких баз знань за критеріями «точність виведення - складність». Задача оптимізації сполученої нечіткої бази знань, яка зведена до задачі *min-max* кластеризації, полягає у виборі таких класів виходу, для яких інтервальні розв'язки системи рівнянь нечітких відношень забезпечують необхідні або екстремальні рівні точності виведення і кількості правил.

3. Отримано спосіб пониження складності задачі оптимізації сполученої нечіткої бази знань за рахунок поетапного генерування і селекції нечітких відношень і правил.

Список літератури

1. Yager R. Essentials of fuzzy modeling and control / R. Yager, D. Filev. – New York: John Willey & Sons, 1994. – 408 p. – ISBN 0-471-01761-2.
2. Pedrycz W. Knowledge-based fuzzy clustering / W. Pedrycz. – New York: John Willey, 2005. – 336 p. – ISBN 978-0-471-46966-7.
3. Gabrys B. General fuzzy min-max neural network for clustering and classification / B. Gabrys, A. Bargiela // IEEE Transactions on Neural Networks. – 2000 – Vol. 11 (3). – pp. 769 – 783. – ISSN 1045-9227.
4. A new approach to division of attribute space for SVR based classification rule extraction / D. Zhang, A. Duan, Y. Fan et al. // Advances in Neural Networks. – 2008. – Vol. 5263. – pp. 691 – 700. – ISBN 978-3-540-87731-8.
5. Ротштейн А.П. Интеллектуальные технологии идентификации: нечеткие множества, генетические алгоритмы, нейронные сети / А.П. Ротштейн. – Винница: УНІВЕРСУМ, 1999. – 320 с. – ISBN 966-7199-49-5.
6. Rotshtein A. Fuzzy evidence in identification, forecasting and diagnosis / A. Rotshtein, H. Rakytyanska. – Heidelberg: Springer, 2012. – 314 p. – ISBN 978-3-642-25785-8.
7. Ракитянська Г.Б. Нейро-мережевий підхід до генерування сполучених нечітких баз знань на правилах і відношеннях / Г.Б. Ракитянська // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. – 2014. – №1(29). – С. 72 – 82. – ISSN 1999-9941.
8. Zadeh L. A computational approach to fuzzy quantifiers in natural language / L. Zadeh // Computers and Mathematics with Applications. – 1983. – Vol. 9. – P. 149-184. - ISSN 0898-1221.
9. Rotshtein A. Optimal design of rule-based systems by solving fuzzy relational equations / A. Rotshtein, H. Rakytyanska // [Issues and Challenges in Artificial Intelligence. Studies in Computational Intelligence](#). – Vol. 559. – pp. 167 – 178. – Heidelberg: Springer, 2014. – ISSN 1860-949X.
10. Ротштейн А.П. Проектирование бездефектных человеко-машинных технологий / А.П. Ротштейн, П.Д. Кузнецов. – Київ: Техніка, 1992. – 180 с.

Відомості про авторів

Ракитянська Ганна Борисівна – к.т.н., доцент, докторант кафедри програмного забезпечення, Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця

КОМП'ЮТЕРНІ СИСТЕМИ ТА КОМПОНЕНТИ

УДК 681.325.5

О. Д. АЗАРОВ, О. І. ЧЕРНЯК, О. Г. МУРАЩЕНКО

Вінницький національний технічний університет

ШВИДКОДІЮЧИЙ РЕВЕРСИВНИЙ ФІБОНАЧЧІЄВИЙ ЛІЧИЛЬНИК

Анотація. У вступі описано застосування швидкодіючих фібоначчєвих лічильників для систем прямого цифрового синтезу періодичних аналогових сигналів, принципи їх організації та переваги. Сформульовано задачі досліджень для даної статті. Проаналізовано властивості фібоначчєвої системи числення, що дозволяють виконувати швидку пряму і обернену лічбу на основі інформаційної надлишковості. Наведено таблицю переходів швидкодіючого реверсивного фібоначчєвого лічильника. Визначено логічні вирази для побудови лічильника на основі лічильних тригерів, який має лінійне зростання апаратних витрат при нарощуванні розрядності. Наведено схему структурної організації лічильника та часову діаграму його роботи. Даний лічильник був промодельований в ActiveHDL. В кінці статті наведено список відомих наукових публікацій по даній темі.

Ключові слова: реверсивний лічильник, фібоначчєва система числення, адитивне співвідношення, перенесення.

Аннотация. Во введении описано использование быстродействующих фибоначчєвых счетчиков в системах непосредственного цифрового синтеза аналоговых сигналов, принципы их организации и преимущества. Сформулированы задачи исследований для данной статьи. Проанализированы свойства фибоначчєвой системы счисления, которые позволяют выполнять быстрый прямой и обратный счет на основе информационной избыточности. Приведена таблица переходов быстродействующего реверсивного фибоначчєвого счетчика. Определены логические выражения для построения счетчика на основе счетных триггеров, который имеет линейный рост апаратных затрат при наращивании разрядности. Приведена схема структурной организации счетчика и временная диаграмма его работы. Данный счетчик был промоделирован в ActiveHDL. В конце статьи наведен список известных научных публикаций по данной теме.

Ключевые слова: реверсивный счетчик, фибоначчєвая система счисления, адитивное соотношение, перенос.

Abstract. Using the high-speed reversible Fibonacci counters for systems of direct digital synthesis of periodical analog signals, the principles of their organization and advantages are described in introduction. Research problems for this article are formulated. The properties of Fibonacci numerical system, which allow the direct and return count based on information redundancy, are analyzed. The transitions table for high-speed reversible Fibonacci counter is suggested. The logic relationships for building counter based on counting flip-flops, which have linear hardware increasing when orders is adding, is defined. The circuit of counter structural organization and time diagram of work are suggested. This counter was modeling in ActiveHDL. The all known scientific publications list for this problem are suggested in end of article.

Keywords: reversive counter, fibonacci numerical system, additive relationship, carries.

Вступ

Останнім часом набувають популярності системи прямого цифрового синтезу аналогових сигналів за допомогою цифро-аналогових перетворювачів [1]. При цьому до ЦАП висуваються вимоги високої швидкодії та зменшення так званих глічів – завад, що виникають при перемиканні розрядів у процесі зміни коду. Відомі публікації, в яких вказується, що використання фібоначчєвих ЦАП дозволяє зменшити вплив глічів [2]. Одним з важливих елементів системи прямого цифрового синтезу аналогових сигналів з фібоначчєвим ЦАП є швидкодіючий фібоначчєвий лічильник.

Авторами було запропоновано метод швидкої лічби у фібоначчєвій системі числення, оснований на інформаційно-структурному підході до побудови лічильників [3]. Суть його полягає у використанні інформаційної надлишковості і схемотехнічних рішень, що у сукупності дозволяє будувати лічильники з високою швидкодією і малими апаратними витратами. Такі характеристики фібоначчєвих лічильників досягаються завдяки можливості виконання у цій системі числення елементарних адитивних перетворень (ЕА-перетворень). На даний момент відсутні наукові публікації, що стосуються розробки методів швидкої реверсивної лічби з малими апаратними витратами.

Мета

Розробка методу і структурної організації реверсивного фібоначчєвого лічильника з високою незалежною від розрядності швидкодією та лінійним зростанням апаратних витрат при нарощуванні розрядності.

Задачі

- Розробити швидкодіючий метод реверсивної лічби у фібоначчєвій системі числення.
- Визначити тип тригерів що забезпечують найменші апаратні витрати при побудові лічильника.
- Розробити вирази для логічних функцій комбінаційної частини.
- Побудувати схему структурної організації лічильника на обраних тригерах і логічних елементах.
- Перевірити працездатність, оцінити швидкодію та апаратні витрати розробленої схеми.

Розробка лічильника

Розробка швидкодіючого реверсивного фібоначчєвого лічильника базується на трьох властивостях фібоначчєвої системи числення:

1. Можливості реалізації перенесення і запозичення за допомогою EAL-перетворень.
2. Симетричності визначення умов виконання EAL- та EAR-перетворень.
3. Подібності виконання EAL- та EAR-перетворень

Перша властивість впливає з відомого співвідношення [4]: у фібоначчєвій системі числення для будь-якої тріади сусідніх розрядів виконується адитивне співвідношення $100=011$. Це дозволяє виконувати над ними EAL- та EAR-перетворення, які є умовними арифметичними операціями і описані в [5]. Хоча ці перетворення у фібоначчєвій системі числення співпадають з відомими раніше операціями згортки і розгортки [4], проте використання терміну "адитивні перетворення" замість термінів "згортка" і "розгортка" більш достовірно описує сутність цих операцій у контексті загальної теорії систем числення та зв'язок їх з перенесенням і запозиченням. Елементарне адитивне перетворення з перенесенням у старші розряди (EAL-перетворення) фібоначчєвого коду полягає у відніманні одиниць від двох молодших розрядів тріади і додаванні одиниці у старший розряд даної тріади при умові, що у цій тріаді записано код 011. Значення результату $EAL_i(A)$ -перетворення деякого фібоначчєвого коду А обчислюється за допомогою виразу:

$$EAL_i(A)=A+\varphi_{n-i}-\varphi_{n-i-1}-\varphi_{n-i-2} \text{ при } (a_{n-i}=0)\wedge(a_{n-i-1}=1)\wedge(a_{n-i-2}=1),$$

де φ_i – вага і-го розряду фібоначчєвого коду, що є і-м числом Фібоначчі, a_i – значення і-го розряду цього коду. Таке перетворення не змінює число, яке представляє код А, оскільки віднімаються і додаються еквівалентні значення. В арифметиці віднімання деякого значення від молодших розрядів і додавання еквівалентного йому значення у старші розряди називається перенесенням. Отже, EAL-перетворення виконує роль перенесення при прямій лічбі.

Аналогічно можна виконувати елементарне адитивне перетворення з перенесенням у молодші розряди (EAR-перетворення) тріади розрядів фібоначчєвого коду, яке полягає у відніманні одиниці від старшого розряду тріади і додаванні одиниць у два молодших її розряди за таким виразом:

$$EAR_i(A)=A-\varphi_{n-i}+\varphi_{n-i-1}+\varphi_{n-i-2} \text{ при } (a_{n-i}=1)\wedge(a_{n-i-1}=0)\wedge(a_{n-i-2}=0).$$

EAR-перетворення виконує роль запозичення при оберненій лічбі.

Основною відмінністю EAL- та EAR-перетворень від перенесень і запозичень є те, що їх можна виконувати раніше, ніж з'явиться переповнення чи від'ємне значення у розрядах. Більш раннє виконання адитивних перетворень призводить до неможливості появи у лічильнику кодів типу 01...1 (всі одиниці після нуля) при прямій лічбі, чи кодів типу 10...0 (всі нулі після одиниці) при оберненій лічбі, оскільки в режимі прямої лічби коду 01...1 буде передувати код 0110..., який призведе до виконання відповідного EAL-перетворення і переходу до коду 1000.... Аналогічно у режимі оберненої лічби коду 10...0 буде передувати код 1001..., який призведе до відповідного EAR-перетворення і переходу до коду 0111...

При роботі реверсивного фібоначчєвого лічильника у режимі прямої лічби потрібно крім додавання одиниці в молодший розряд виконувати всі можливі EAL-перетворення коду. Це унеможливить появу у ньому довгих послідовностей одиниць, через які можливе виникнення перенесення. При роботі реверсивного фібоначчєвого лічильника у режимі оберненої лічби потрібно крім віднімання одиниці від молодшого розряду виконувати всі можливі EAR-перетворення коду. Це унеможливить появу у ньому довгих послідовностей нулів після одиниці, через які можливе виникнення запозичення. При зміні режиму лічби з прямого на обернений спочатку у режимі прямої лічби виконується додавання одиниці у молодшому розряді і EAL-перетворення коду, а потім у режимі оберненої лічби виконується віднімання одиниці у молодшому розряді і EAR-перетворення коду, як це показано у таблиці 1, у якій перші 26 тактів виконується пряма лічба (керуючий сигнал $P=0$), а решту тактів виконується обернена лічба (керуючий сигнал $P=1$).

Друга властивість фібоначчєвої системи числення, що полягає у симетричності визначення умов EAL- та EAR-перетворень, дозволяє визначати ці умови за допомогою одних і тих самих логічних елементів. Дійсно, умовою виконання EAL-перетворення є код 011 у тріаді, а умовою виконання EAR-перетворення є обернений йому код 100 у тріаді. Тобто, визначення умови виконання EAR-перетворення реалізується за допомогою тієї самої кон'юнкції, що і визначення умови для EAL-перетворення, якщо проінвертувати сигнали на вході цієї кон'юнкції. Для цього потрібен логічний елемент, який здійснює керовану інверсію логічного сигналу в залежності від режиму лічби. Таку функцію виконує логічний елемент "ВИКЛЮЧНЕ АБО". Якщо на одному із входів цього елемента (який будемо вважати керуючим) присутній одиничний сигнал, то сигнал, що поступає на інший вхід (який будемо вважати

інформаційним) буде проінвертовано на виході. Якщо ж на керуючому вході присутній нульовий сигнал, то інвертування інформаційного сигналу не відбудеться.

Таблиця 1 – Коды послідовних станів лічильника при зміні режиму лічби

P	Код							№ стану	P	Код							№ стану
	Q7	Q6	Q5	Q4	Q3	Q2	Q1			Q7	Q6	Q5	Q4	Q3	Q2	Q1	
0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	1	0	1	0	0	26
0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	0	0	1	0	27
0	0	0	0	0	0	1	0	2	1	0	1	0	1	1	0	1	28
0	0	0	0	0	0	1	1	3	1	0	1	0	1	1	0	0	29
0	0	0	0	0	1	0	1	4	1	0	1	0	1	0	1	0	30
0	0	0	0	0	1	1	0	5	1	0	1	0	1	0	0	1	31
0	0	0	0	1	0	0	1	6	1	0	1	0	0	1	1	0	32
0	0	0	0	1	0	1	0	7	1	0	0	1	1	1	0	1	33
0	0	0	0	1	0	1	1	8	1	0	0	1	1	1	0	0	34
0	0	0	0	1	1	0	1	9	1	0	0	1	1	0	1	0	35
0	0	0	1	0	0	1	0	10	1	0	0	1	1	0	0	1	36
0	0	0	1	0	0	1	1	11	1	0	0	1	0	1	1	0	37
0	0	0	1	0	1	0	1	12	1	0	0	1	0	1	0	1	38
0	0	0	1	0	1	1	0	13	1	0	0	1	0	1	0	0	39
0	0	0	1	1	0	0	1	14	1	0	0	1	0	0	1	0	40
0	0	1	0	0	0	1	0	15	1	0	0	0	1	1	0	1	41
0	0	1	0	0	0	1	1	16	1	0	0	0	1	1	0	0	42
0	0	1	0	0	1	0	1	17	1	0	0	0	1	0	1	0	43
0	0	1	0	0	1	1	0	18	1	0	0	0	1	0	0	1	44
0	0	1	0	1	0	0	1	19	1	0	0	0	0	1	1	0	45
0	0	1	0	1	0	1	0	20	1	0	0	0	0	1	0	1	46
0	0	1	0	1	0	1	1	21	1	0	0	0	0	1	0	0	47
0	0	1	0	1	1	0	1	22	1	0	0	0	0	0	1	0	48
0	0	1	1	0	0	1	0	23	1	0	0	0	0	0	0	1	49
0	1	0	0	0	0	1	1	24	1	0	0	0	0	0	0	0	50
0	1	0	0	0	1	0	1	25	1	0	0	0	0	0	0	0	51

Отже, виділення умови виконання EAL- та EAR-перетворення у тріаді описується виразом

$$(\overline{Q_i} \oplus P) \wedge (Q_{i-1} \oplus P) \wedge (Q_{i-2} \oplus P),$$

де Q_i – інверсний вихід тригера старшого розряду тріади, Q_{i-1} , Q_{i-2} – прямі виходи молодших розрядів тріади, P – режим лічби (0 – пряма лічба, 1 – обернена лічба).

Третя властивість фібоначчєвої системи числення, що полягає у подібності виконання EAL- та EAR-перетворень, дозволяє реалізувати ці перетворення за допомогою одних і тих самих елементів. Дійсно, у фібоначчєвій системі числення умовою EAL-перетворення є код 011, а результатом є код 100. І навпаки, умовою EAR-перетворення є код 100, а результатом є код 011. Якщо для побудови лічильника використовувати синхронні лічильні тригери, то обидві операції можна реалізувати за допомогою інвертування розрядів у тріадах.

Враховуючи описані особливості фібоначчєвої системи числення та переходи станів лічильника, представлених у таблицях, і використовуючи синхронні лічильні тригери, можна побудувати комбінаційну частину схеми N -розрядного швидкодіючого реверсивного фібоначчєвого лічильника за такими логічними виразами:

$$A1_i = P \oplus Q_i \text{ при } 0 \leq i \leq N-2;$$

$$A2_i = P \oplus \overline{Q_i} \text{ при } 1 \leq i \leq N-1;$$

$$B_0 = \overline{A1_0 \wedge A1_1};$$

$$B_1 = \overline{A1_0 \wedge A2_1};$$

$$B_i = \overline{A2_{i-2} \wedge A2_{i-1} \wedge A1_i} \text{ при } 2 \leq i \leq N-1;$$

$$T_0 = B_0 \wedge B_2;$$

$$T_i = \overline{B_{i-2} \wedge B_{i-1} \wedge B_i} \text{ при } 1 \leq i \leq N-3;$$

$$T_{n-2} = B_{n-2} \wedge B_{n-1}; T_{n-1} = B_{n-1}.$$

На рис. 1 подано схему семи-розрядного лічильника, побудованого за даними виразами. Часові діаграми роботи запропонованого лічильника при зміні режиму лічби відповідно до табл.3 зображено на рис. 2.

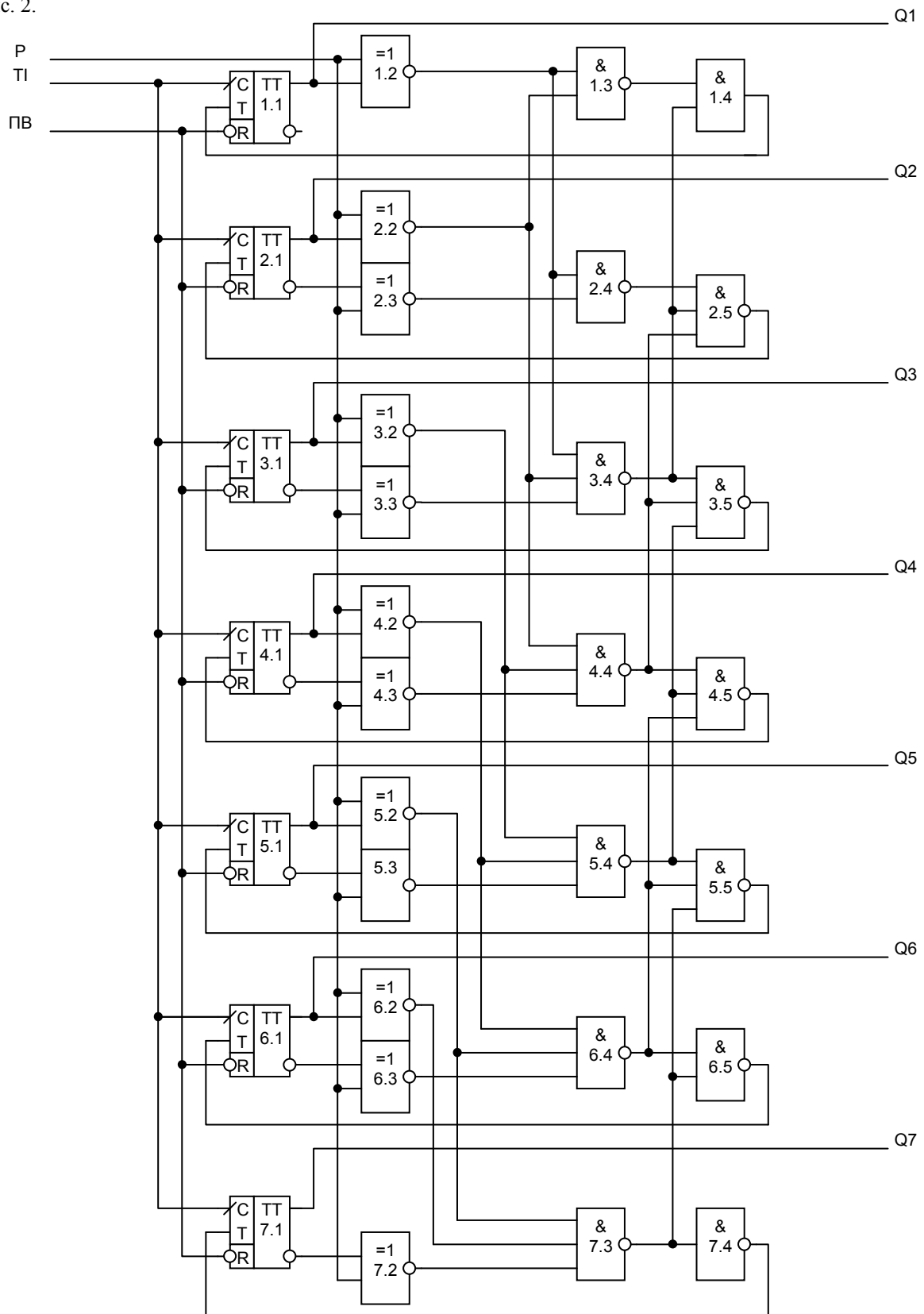


Рисунок 1 – Схема семи-розрядного лічильника

З рис. 1 видно, що максимальна затримка комбінаційної схеми дорівнює часу переключення трьох логічних елементів і не залежить від розрядності, а витрати обладнання зростають лінійно при збільшенні розрядності.

Запропонований лічильник був промодельований у середовищі ActiveHDL. Результати моделювання підтвердили працездатність лічильника.

Висновки

Розроблено метод швидкої реверсивної лічби у фібоначчівій системі числення, що базується на властивостях цієї системи числення.

Побудована схема структурної організації лічильника, що має однорідну структуру зв'язків і однотипні логічні елементи.

Перевірена працездатність лічильника у середовищі ActiveHDL.

Розроблений метод оберненої лічби дозволяє будувати лічильники з високою незалежною від розрядності швидкодією та лінійним зростанням апаратних витрат при нарощуванні розрядності.

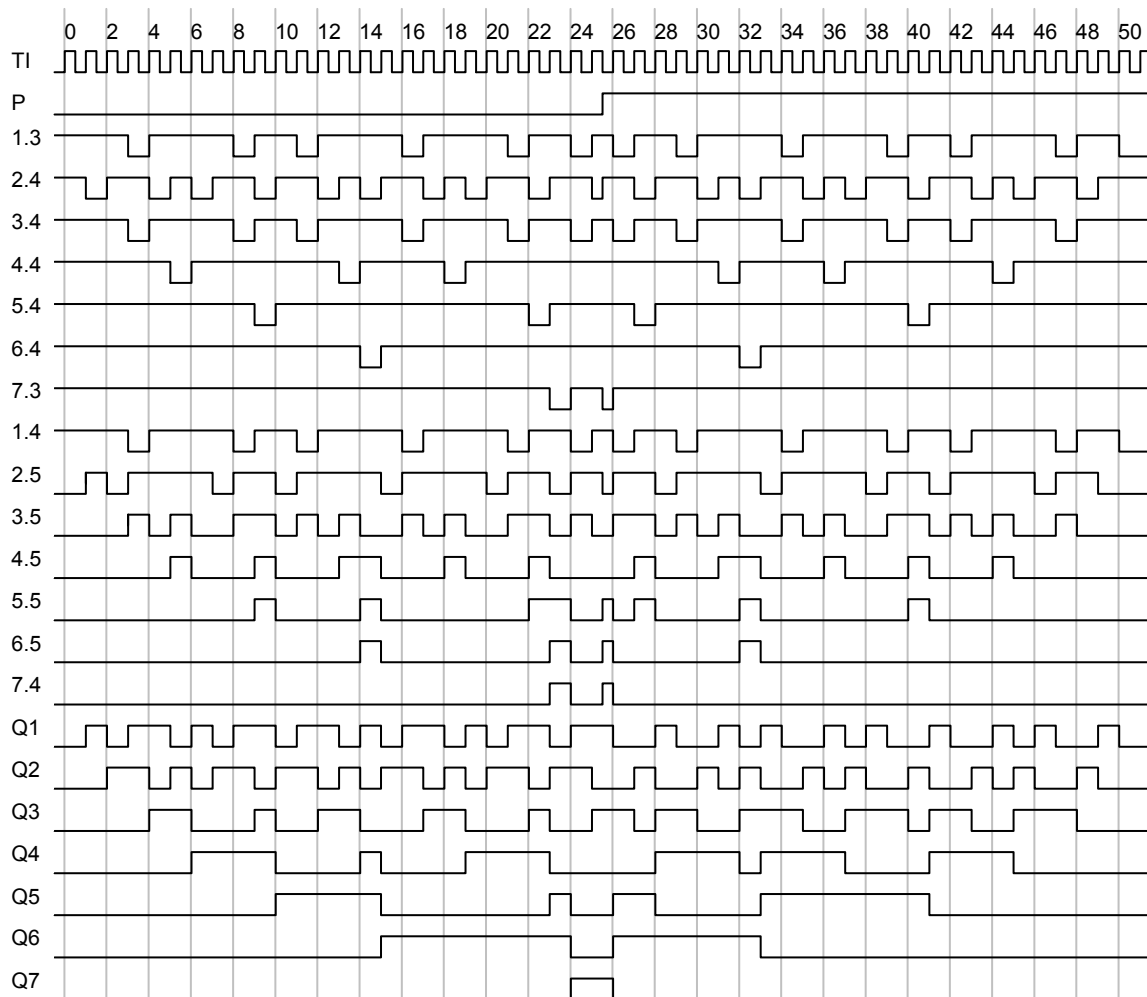


Рисунок 2 – Часові діаграми роботи семи-розрядного лічильника при зміні режиму лічби

Список літератури

1. Макаренко В. Синтезаторы частоты прямого цифрового синтеза // Электронные компоненты и системы. – 2004. – №1. – С. 3–7.
2. K. Hokazono, D. Kanemoto, R. Pokharel, A. Tomar, H. Kanaya, and K. Yoshida, "A Low-Glitch and Small-Logic-Area Fibonacci Series DAC," Proc. International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS), pp. 1-4, Aug. 2011.
3. Азаров О. Д. Метод побудови швидкодіючих фібоначчівих лічильників / О. Д. Азаров, О. І. Черняк // Проблеми інформатизації та управління – 2014. – №2(46). – С 5-8.
4. Стахов А.П. Коды золотой пропорции. – М.: Радио и связь, 1983. – 152с., ил. – (Кибернетика).

5. Азаров О. Д. Повнофункціональна побітова потокова арифметика зі зменшеними витратами обладнання. : монографія / О. Д. Азаров, О. І. Черняк. – Вінниця : ВНТУ, 2013. 200 с.

Відомості про авторів

Азаров Олексій Дмитрович, д.т.н., професор, декан факультету інформаційних технологій та комп'ютерної інженерії Вінницького національного технічного університету, заслужений працівник освіти України.

Черняк Олександр Іванович, к.т.н., доцент кафедри обчислювальної техніки Вінницького національного технічного університету.

Муращенко Олександр Геннадійович, інженер ТОВ "Він-Інтерактив".

УДК 004.272:004.383

И.А. ЖУКОВ, Н.А. КОВАЛЕВ

Национальный авиационный университет Украины, г. Киев

МЕТОД ЭКСТРАПОЛЯЦИИ В ЦИФРОВЫХ ИНТЕГРИРУЮЩИХ СТРУКТУРАХ

Аннотация: Разработан метод экстраполяции приращения интеграла Стилтеса в неавтономном режиме вычислений в симметричных избыточных системах счисления. В отличие от известных разностных схем построения цифровых интегрирующих структур (ЦИС) он позволяет совместить процессы экстраполяции с вычислением интегрального приращения на каждом шаге интегрирования при сохранении порядка его точности. Метод создает предпосылки к увеличению быстродействия ЦИС, реализующих неавтономные интегральные вычисления, в 1,5-2 раза. Предложено соответствующее схемное решение.

Ключевые слова: цифровые интегрирующие структуры, интегрирование по Стилтесу, экстраполяция, неавтономная арифметика (*On-line arithmetic*), *FPGA*.

Анотация: Розроблено метод екстраполяції приросту інтеграла Стілтєса в неавтономному режимі обчислень в симетричних надлишкових системах числення. В порівнянні з відомими різницевиими схемами побудови цифрових інтегруючих структур (ЦИС) він дозволяє суміщати процеси екстраполяції з обчисленням інтегрального приросту на кожному кроці інтегрування при збереженні порядку його точності. Метод створює передумови до збільшення швидкодії ЦІС, що реалізують неавтономні інтегральні обчислення, в 1,5-2 рази. Запропоновано відповідне схемне рішення.

Ключові слова: цифрові інтегруючі структури, інтегрування по Стілтєсу, екстраполяція, неавтономна арифметика (*On-line arithmetic*), *FPGA*.

Annotation: the extrapolation method of Stieltjes integral by means of on-line arithmetic in symmetric redundant notations is proposed. In comparison with known difference schemes of digital integrating structure (DIS) construction it allows to overlap an extrapolation with integral increment calculations on each integration step with the same order of accuracy. The method creates preconditions for productivity improvement of DIS, realizing nonautonomous integral calculations, in 1,5-2 times. Also the appropriate schematic is proposed.

Keywords: digital integrating structures, Stieltjes integration, extrapolation, On-line arithmetic, FPGA.

Введение

Современный этап развития бортовых вычислительных систем (БВС) характеризуется существенным ускорением решения задач управления и моделирования, количество и сложность которых постоянно возрастают. Многие из них предполагают решение дифференциальных, алгебраических, трансцендентных уравнений и их систем, вычисление функциональных зависимостей, интегралов и производных, преобразование координат [1] и т.п. Проведение интенсивных вычислений в реальном времени требует значительного роста производительности, не возможного без эффективного распараллеливания на уровне операций, слов и даже разрядов [2]. Для ее повышения перспективные подходы предусматривают переход от универсального к специализированному параллелизму, когда структуры графа потока вычислений задачи и вычислительной системы значительно соответствуют друг другу.

В этой связи целесообразно по-новому рассмотреть цифровые интегрирующие структуры (ЦИС) [3], которые могут эффективно решать многие из приведенных выше задач. В ЦИС реализуется численное интегрирование по Стилтесу систем уравнений Шеннона. Оптимальными по быстродействию, точности и аппаратной сложности являются параллельные экстраполяционные ЦИС, рассчитанные на работу с фиксированной точкой. Интенсивное развитие программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) [4, 5] позволяет создавать ЦИС, использующие большое число цифровых интеграторов (ЦИ), высокоточные формулы интегрирования по Стилтесу, многоразрядные приращения и реконфигурируемую коммутационную сеть. Они способны адаптироваться под структуру вычислений широкого круга задач, решая их с высокими быстродействием, точностью, надежностью, живучестью и энергоэффективностью.

Повышение технико-экономических характеристик ЦИС, реализованных на базе ПЛИС типа *FPGA* (*Field-Programmable Gate Array*), может быть связано с применением в них аппарата неавтономной арифметики (*On-line Arithmetic*) [6]. В предлагаемом подходе к построению подобных ЦИС [7] интегрирование по каждой переменной организуется последовательным соединением квазипараллельных цифровых интеграторов (ЦИ). На шаге интегрирования в каждом ЦИ совмещаются процессы поразрядного ввода входных интегральных переменных и формирования экстраполированного интегрального приращения от старших цифр к младшим. В свою очередь их можно сразу подавать на следующие ЦИ для вычислений на новых шагах интегрирования, и т.д. Поэтому длительность шага определяется задержкой формирования старшей цифры экстраполированного приращения интеграла Стилтеса (выделена цветом на рис. 1) и не зависит от разрядности вычислений. Дальнейшее повышение быстродействия ЦИС состоит в уменьшении этой задержки. Для этого в [7] предложен метод неавтономного вычисления по формуле интегрирования по Стилтесу в симметричных избыточных системах счисления с основанием $k = 2^v$, $v \in N^*$, $v > 1$ и цифрами $\left\{ \overline{-k/2, k/2} \right\}$. Он обеспечивает задержку D_{∇_z} на получение старшей цифры интегрального приращения в 3-4 такта после поступления старших цифр входных интегральных переменных. В соответствии с экстраполяционной формулой, предложенной А.В. Каляевым [3, (2.130)]

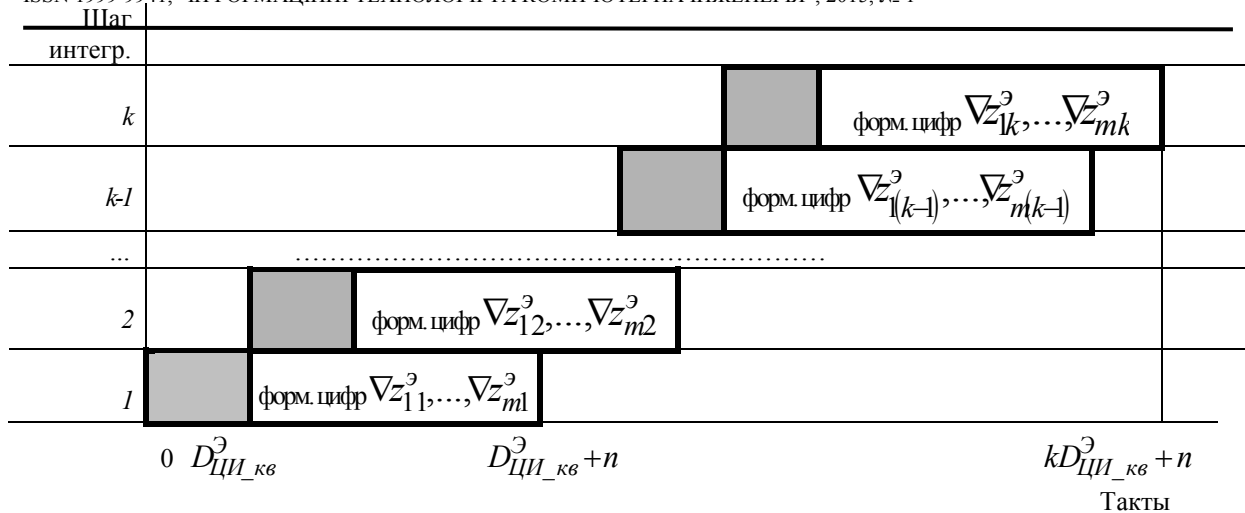


Рисунок 1 – Организация неавтономных интегральных вычислений:
 m – число уравнений в системе Шеннона

$$\nabla z_{i+1}^{\alpha} = \sum_{\alpha=1}^N (-1)^{\alpha-1} \frac{M!}{\alpha!(N-\alpha)!} \nabla z_{i+1-\alpha}, \quad (1)$$

был разработан алгоритм неавтономной экстраполяции интегрального приращения, характеризующийся сопоставимой начальной задержкой:

$$D_{\nabla z^{\alpha}} = \lceil \log_k (2^N - 1) \rceil + 2. \quad (2)$$

Здесь N – порядок точности интегрирования по Стилтесу; ∇z_{i+1}^{α} – экстраполированное интегральное приращение; $\nabla z_{i+1-\alpha}$ – приращение на $(i+1-\alpha)$ -м шаге. Одними из аргументов алгоритма являются цифры текущего интегрального приращения, что не позволяет совмещать его вычисление с экстраполяцией на шаге интегрирования. Тогда его длительность будет составлять:

$$D_{ЦИ_кв}^{\alpha} = D_{\nabla z} + D_{\nabla z^{\alpha}}. \quad (3)$$

При возможности распараллеливания этих процессов она составила бы:

$$D_{ЦИ_кв}^{\alpha} = \max(D_{\nabla z}, D_{\nabla z^{\alpha}}). \quad (4)$$

Таким образом, задача дальнейшего повышения быстродействия ЦИС остается актуальной.

Постановка задачи

Разработать метод экстраполяции в неавтономном режиме вычислений, позволяющий совмещать ее с вычислением приращения интеграла Стилтеса на каждом шаге интегрирования при сохранении порядка его точности. Это позволит с учетом (3) и (4) существенно повысить быстродействие ЦИС, реализующих неавтономные интегральные вычисления.

Получение экстраполяционной формулы

Возможность распараллеливания процессов вычисления i -о интегрального приращения ∇Z_i и его экстраполяции на i -м шаге интегрирования предполагает исключение зависимости экстраполяционной формулы от этого значения. Поэтому предлагается проведение экстраполяции на основе интегральных приращений, вычисленных не позже $(i-1)$ -о шага.

Для этого выполним следующие преобразования. Вынесем из-под знака суммы в формуле (1) значение ∇Z_i , в результате чего она примет вид

$$\nabla Z_{i+1}^{\vartheta} = N \nabla Z_i + \sum_{\alpha=2}^N (-1)^{\alpha-1} \frac{N!}{\alpha!(N-\alpha)!} \nabla Z_{i+1-\alpha}.$$

Проекстраполируем значение ∇Z_i , используя формулу (1) порядка точности M . Полученная формула будет содержать лишь интегральные приращения, полученные не позже $(i-1)$ -о шага интегрирования:

$$\nabla Z_{i+1}^{\vartheta \prime} = N \sum_{\alpha=1}^M (-1)^{\alpha-1} \frac{M!}{\alpha!(M-\alpha)!} \nabla Z_{i-\alpha} + \sum_{\alpha=2}^N (-1)^{\alpha-1} \frac{N!}{\alpha!(N-\alpha)!} \nabla Z_{i+1-\alpha}. \quad (5)$$

Проанализируем, какое значение M необходимо выбирать, чтобы не уменьшить порядок погрешности $\nabla Z_{i+1}^{\vartheta}$, для чего оценим модуль разности (5) и (1):

$$\Delta_{\vartheta} = \left| \nabla Z_{i+1}^{\vartheta \prime} - \nabla Z_{i+1}^{\vartheta} \right| = N \left| \sum_{\alpha=1}^M (-1)^{\alpha-1} \frac{M!}{\alpha!(M-\alpha)!} \nabla Z_{i-\alpha} - \nabla Z_i \right|.$$

Исходя из (1) 1-й член в скобках является экстраполированным с точностью порядка M приращением ∇Z_i , откуда:

$$\Delta_{\vartheta} = N \left| \nabla Z_i^{\vartheta} - \nabla Z_i \right|.$$

В соответствии с [3, (2.134)] его можно представить как

$$\Delta_{\vartheta} = N \left| \nabla Z_i^{M+1} \right|,$$

где ∇Z_i^{M+1} – приращение $(M+1)$ -о порядка малости. Обычно $N=3-6$, поэтому для сохранения порядка точности экстраполяции необходимо, чтобы $M \geq N$. Для наиболее оптимального случая, когда $M = N$, формула (5) примет вид:

$$\nabla Z_{i+1}^{\vartheta \prime} = N \sum_{\alpha=1}^N (-1)^{\alpha-1} \frac{N!}{\alpha!(N-\alpha)!} \nabla Z_{i-\alpha} + \sum_{\alpha=2}^N (-1)^{\alpha-1} \frac{N!}{\alpha!(N-\alpha)!} \nabla Z_{i+1-\alpha}.$$

После преобразований получим вариант формулы, который можно положить в основу предлагаемого метода экстраполяции:

$$\nabla Z_{i+1}^{\vartheta \prime} = (N+1)! \sum_{\alpha=1}^{N-1} (-1)^{\alpha-1} \frac{\alpha \nabla Z_{i-\alpha}}{(\alpha+1)!(N-\alpha)!} + N(-1)^{N-1} \nabla Z_{i-N}, \quad (6)$$

Из табл. 1 следует, что по сравнению с известными [3, табл. 2.7] структура предлагаемых формул экстраполяции (6) не изменилась. Следовательно, структура и сложность схем, реализующих такие экстраполяционные вычисления, практически сохраняются.

Таблиця 1 – Формули екстраполяції

Порядок точності N	Екстраполяційна формула
3	$\nabla Z_{i+1}^{\ominus} = 6\nabla Z_{i-1} - 8\nabla Z_{i-2} + 3\nabla Z_{i-3}$
4	$\nabla Z_{i+1}^{\ominus} = 10\nabla Z_{i-1} - 20\nabla Z_{i-2} + 15\nabla Z_{i-3} - 4\nabla Z_{i-4}$
5	$\nabla Z_{i+1}^{\ominus} = 15\nabla Z_{i-1} - 40\nabla Z_{i-2} + 45\nabla Z_{i-3} - 24\nabla Z_{i-4} + 5\nabla Z_{i-5}$

Метод екстраполяції в неавтономному режимі вичислень

По аналогії з пропозитим в [7] методом неавтономного вичислення по формулі інтегрування по Стилтьєсу в симетричних избыточних системах счисления з основою $k = 2^{\nu}$, $\nu \in N^*$, $\nu > 1$ і цифрами $\left\{ \overline{-k/2, k/2} \right\}$ був розроблений подібний метод в відповідності з формулою (6). Метод забезпечує совмещение в кожному такті поразрядного вводу інтегральних приращень $\nabla Z_{i-1}, \dots, \nabla Z_{i-N}$ і формування очередного разряду екстрапольованного інтегрального приращення ∇Z_{i+1}^{\ominus} . Обробка і формування разрядів производится от старших к младшим. Старший разряд результату формується через $(p = \lceil \log_k(2^N(N-1)+1) \rceil + 1)$, а все його n разрядів – через $(p+n)$ тактів після поступлення старших цифр операндів. Математическую основу метода дополняют следующие выражения, полученные с учетом формулы (6):

$$H_i = kR_{i-1} + k^{-p} \left((N+1)! \sum_{\alpha=1}^{N-1} (-1)^{\alpha-1} \frac{\alpha \nabla z_{j-\alpha, i}}{(\alpha+1)!(N-\alpha)!} + N(-1)^{N-1} \nabla z_{j-N, i} \right),$$

$$z_i - \frac{1}{2} \leq H_i < z_i + \frac{1}{2}, \quad R_i = H_i - z_i,$$

где z_i , $\nabla z_{j-\alpha, i}$, $\nabla z_{j-N, i}$ – цифры результата и операндов в симетричной избыточной системе счисления с основою $k = 2^{\nu}$, $\nu \in N^*$, $\nu > 1$ і цифрами $\left\{ \overline{-k/2, k/2} \right\}$.

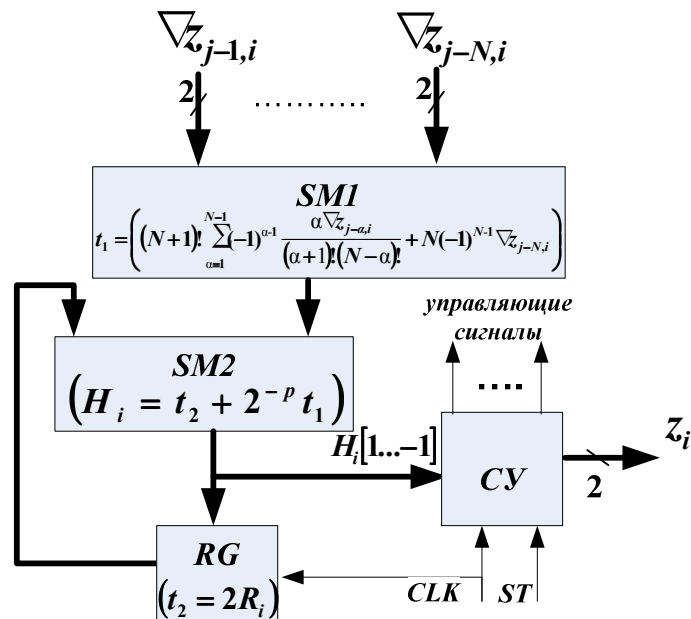
Небольшая разрядность представления вспомогательных переменных H и R определяется разрядностью представления целочисленных коэффициентов в конкретной формуле (табл. 1). Используя вышеприведенные выражения, получим алгоритм по определению очередной цифры экстрапольованного приращения на i -м такте:

- Для $i=0$ до $(p-1)$ выполнить пп. 2 и 3, положив $R_{-1} = 0, z_i = 0$.
- $H_i = kR_{i-1} + k^{-p} \left((N+1)! \sum_{\alpha=1}^{N-1} (-1)^{\alpha-1} \frac{\alpha \nabla z_{j-\alpha, i}}{(\alpha+1)!(N-\alpha)!} + N(-1)^{N-1} \nabla z_{j-N, i} \right)$.
- $R_i = H_i$.
- Для $i=p$ до $(n+p)$ выполнить пп. 2, 5 и 6.

$$5. z_i = \begin{cases} -\frac{k}{2}, & \text{если } H_i < \frac{1-k}{2} \\ \dots \\ -1, & \text{если } -\frac{3}{2} \leq H_i < -\frac{1}{2}; \\ 0, & \text{если } -\frac{1}{2} \leq H_i < \frac{1}{2}; \\ 1, & \text{если } \frac{1}{2} \leq H_i < \frac{3}{2}; \\ \dots \\ \frac{k}{2}, & \text{если } H_i \geq \frac{k-1}{2}. \end{cases}$$

$$6. R_i = H_i - z_i.$$

Аппаратная реализация квазипараллельного операционного блока (ОБ), функционирующего в соответствии с предлагаемым алгоритмом в 2-й системе счисления с цифрами $\{-1,0,1\}$, представлена на рис. 2. Здесь $SM1$ и $SM2$ являются фактически сумматорами; RG – регистр; CY – схема управления на основе автомата; CLK , ST – сигналы тактирования и старта вычислений соответственно; в блоках указаны производимые ими операции. Он имеет малое общее количество входных и выходных сигналов, что характерно для квазипараллельных вычислительных устройств, реализующих неавтономные вычисления. ОБ не использует сложные операции (умножение, деление и т.п.) и характеризуется низкой аппаратурной сложностью и высоким быстродействием, практически не зависящими от разрядности интегральных вычислений.



Сравнительная оценка быстродействия ЦИС

Максимальная частота тактирования ОБ экстраполяции (рис. 2) по сравнению с аналогичным решением в соответствии с известной экстраполяционной формулой ввиду их идентичности не изменится. Кроме того, для ЦИС она будет определяться схемой формирования цифр интегрального приращения, а не экстраполяторами. Поэтому сравним длительности шага интегрирования $D_{ЦИ}^{\Delta}_{кв}$ при использовании предложенного метода и без него. В 1-м случае будем использовать выражение (3), где $D_{\nabla z^{\Delta}}$ определяется значением (2), во 2-м – выражение (4), где

$$D_{\nabla z^3} = p + 1 = \lceil \log_k (2^N (N-1) + 1) \rceil + 2.$$

Предложенный в [7] метод обеспечивает $D_{\nabla z} = 4$ для 2-й системы счисления и $D_{\nabla z} = 3$ для $k > 2$. В табл. 2 приведены значения $D_{ЦИ_кв}^{\exists}$ в тактах (в скобках без применения метода) в зависимости от k и N . Уменьшение длительности шага интегрирования может достигать 1,5-2 раза. Для 2-й и 4-й систем счисления существенное сокращение $D_{ЦИ_кв}^{\exists}$ наблюдается при $N=2-4$. Наиболее эффективно применение метода в случаях реализации неавтономных интегральных вычислений в 8-й и 16-й системах счисления практически при всех рассматриваемых N .

Таблица 2 – Длительность шага интегрирования

		Порядок точности N				
		2	3	4	5	6
Основание системы счисления k	2	5 (8)	7 (9)	8 (10)	10 (11)	11 (12)
	4	4 (6)	5 (7)	5 (7)	6 (8)	7 (8)
	8	3 (6)	4 (6)	4 (7)	5 (7)	5 (7)
	16	3 (6)	4 (6)	4 (6)	4 (7)	5 (7)

Выводы

Разработанный метод обеспечивает вычисление в неавтономном режиме $(i+1)$ -о экстраполированного приращения интеграла Стильгеса в симметричных избыточных системах счисления с основанием $k = 2^{\nu}$, $\nu \in N^*$, $\nu > 1$ и цифрами $\left\{ \overline{-k/2, k/2} \right\}$ по приращениям, полученным не позже $(i-1)$ -о шага. Для этого i -е интегральное приращение ∇Z_i заменяется экстраполированным значением, вычисленным с таким же или большим порядком точности. Это позволяет распараллелить процессы экстраполяции и вычисления ∇Z_i на каждом шаге интегрирования при сохранении порядка его точности. Предложенная формула экстраполяции идентична известной и имеет такой же порядок точности.

Метод позволяет в 1,5-2 раза сократить длительность шага интегрирования при вычислениях с наиболее часто используемыми порядками точности, соответственно повысив быстродействие ЦИС. Наибольшая эффективность его использования достигается при интегральных вычислениях в 8-й и 16-й системах счисления (табл. 2).

Схемное решение, соответствующее разработанному методу, отличается низкой аппаратной сложностью, практически не зависящей от разрядности интегральных вычислений, как следствие, – высоким быстродействием, а также малым общим числом входных и выходных сигналов. Все это позволяет эффективно реализовать ее на базе ПЛИС.

Практическая значимость метода заключается в возможности посредством небольшой перестройки структуры квазипараллельных экстраполяторов существенно влиять на быстродействие ЦИС при незначительном изменении точности вычислений с сохранением ее порядка. Это можно реализовать с помощью технологии динамической частичной реконфигурации *Partial Reconfiguration* [8] в процессе функционирования ЦИС, построенных на базе *FPGA*, что особенно важно при их применении в БВС.

Литература

1. Бровкин А.Г., Бурдыгов Б.Г., Гордийко С.В. и др. Бортовые системы управления космическими аппаратами: Учебное пособие. – М.: изд-во МАИ-ПРИНТ, 2010. – 304 с.
2. Лукин Н.А. Функционально-ориентированные процессоры с однородной архитектурой для реализации алгоритмов бортовых систем управления // Труды Пятой Международной конференции «Параллельные вычисления и задачи управления» RASO'2010 (Москва, 26-28 октября 2010 г.) / РАН. – М.: ИПУ РАН. – С. 1177-1185.
3. Каляев А.В. Теория цифровых интегрирующих машин и структур. – М.: Советское радио, 1970. – 472 с.
4. Палагин А.В., Баркалов А.А., Опанасенко В.Н., Титаренко Л.А. Проектирование реконфигурируемых цифровых систем: монография. – Луганск: изд-во ВНУ им. В. Даля, 2011. – 432 с.
5. Palagin A.V., Opanasenko V.N. Design and application of the PLD-based reconfigurable devices // Design of Digital Systems and Devices. – Springer, Verlag, Berlin, Heidelberg. – 2011, Vol. 79. – P. 59–91.

6. Жабин В.И., Ковалев Н.А. Реализация цифровых интеграторов на ПЛИС // Проблемы інформатизації та управління: Зб. наук. праць. – К.: НАУ, 2007. – Вип. 1 (19). – С. 50-55.
7. Ковалев Н.А. Метод неавтономного обчислення інтегралу Стілт’еса // Наукоємні технології: науково-технічна конференція студентів та молодих учених, 12-16 листопада 2012 р.: матеріали – Київ: НАУ, 2012. – С. 26.
8. Опанасенко В.Н. Высокопроизводительные реконфигурируемые компьютеры на базе FPGA // Проблемы інформатизації та управління. – 2009. – № 3(27) - С. 114-118.

Сведения об авторах

Жуков Игорь Анатольевич, доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой компьютерных систем и сетей Института компьютерных информационных технологий Национального авиационного университета Украины.

Ковалев Николай Александрович, ассистент кафедры компьютерных систем и сетей Института компьютерных информационных технологий Национального авиационного университета Украины.

УДК 681.5

С. М. ЗАХАРЧЕНКО, А. В. РОСОЩУК, Є. І. ЗЕЛЕНСЬКА, Р. С. ГУМЕНЮК

Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця

МЕТОД ОПЕРАТИВНОГО ВИЯВЛЕННЯ ПОДИНОКИХ ВІДХИЛЕНЬ ВАГ РОЗРЯДІВ АЦП ПОСЛІДОВНОГО НАБЛИЖЕННЯ З ВАГОВОЮ НАДЛИШКОВІСТЮ

Анотація. У статті запропоновано метод оперативного виявлення поодиноких відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення, що побудований з використанням вагової надлишковості. Метод базується на аналізі характеристики перетворення АЦП в процесі основного перетворення. В основу методу покладено той факт, що при застосуванні вагової надлишковості множина вихідних кодових комбінацій АЦП буде обмеженою. Проаналізовано зв'язок між переліком можливих комбінацій на виході АЦП та відхиленнями ваг розрядів. Оцінено точність та обмеження методу.

Ключові слова: аналого-цифрове перетворення, вагова надлишковість, АЦП послідовного наближення, відхилення ваг розрядів АЦП

Анотация. В статье предложен метод оперативного обнаружения одиночных отклонений весов разрядов АЦП последовательного приближения, реализованный с использованием весовой избыточности. Метод основан на анализе характеристики преобразования АЦП в процессе основного преобразования. В основу метода положен тот факт, что при применении весовой избыточности множество выходных кодовых комбинаций АЦП будет ограниченным. Проанализирована связь между перечнем возможных выходных комбинаций АЦП и отклонениями весов разрядов. Оценена точность и ограничения метода.

Ключевые слова. Аналого-цифровое преобразование, весовая избыточность, АЦП последовательного приближения, отклонения весов разрядов АЦП.

Abstract. In this article we present a method for operational detection of a single bit's weight deviation for successive approximation ADC that is implemented using weight redundancy. The method is based on analysis of a coding scheme in the main coding process. The method relies on the fact that a set of code combinations of ADC will be limited when applying weight redundancy. A relation between the list of possible code combinations in the output of ADC and the bit deviation was analysed. The accuracy and restrictions of the method were evaluated.

Key words: Analog-to-digital conversion, weight redundancy, successive approximation ADC, deviation of ADC bit's weight

Вступ

АЦП послідовного наближення займають важливе місце серед пропозицій сучасних виробників. Це обумовлено компромісом між високою роздільною здатністю на рівні 16-18 двійкових розрядів та високою частотою дискретизації до 1 мільйона вибірок за секунду. В той же час, якщо розрядність перетворювача перебільшує 12-14 розрядів вплив зонішних чинників призводить до появи суттєвих відхилень ваг старших розрядів [1], що, в свою чергу, погіршує точнісні характеристики перетворювача. Одним із найпоширених методів подолання згаданої проблеми є застосування процедури калібрування АЦП [2]. Процедура калібрування виконується після включення пристрою та періодично в процесі роботи, причому АЦП може функціонувати або в режимі основного перетворення, або калібрування. Використання вагової надлишковості при побудові АЦП послідовного наближення дозволило виконувати процедуру калібрування виключно у цифровій формі без фізичного або електричного впливу на ваги розрядів [3]. Застосування методів самокалібрування передбачає вирішення таких задач, як фіксація моменту часу, коли необхідно провести чергове калібрування та організації фонових калібрувань (без переривання процесу основного перетворення). Одним із рішень, що дозволяє в комплексі вирішити обидві задачі є застосування так званої спліт архітектури при побудові АЦП [4]. Однак в даному випадку передбачається використання двох однакових АЦП, що як мінімум вдвічі збільшує апаратні витрати.

Актуальність

Актуальним є дослідження шляхів оперативної ідентифікації відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення виключно у цифровій формі без застосування додаткових аналогових блоків. Крім того актуальним є встановлення номеру розряду або розрядів, що змінили свої значення та попередня оцінка значень цих відхилень.

Мета

Метою статті є дослідження можливості оперативного виявлення поодиноких відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення, що побудований з використанням вагової надлишковості, шляхом аналізу характеристики перетворення АЦП.

Задачі

11. Проаналізувати характеристику перетворення АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю.
12. Дослідити вплив відхилення ваги окремого розряду на змінення кількості невикористаних комбінацій в зонах різних рівнів.
13. Визначити залежність між значенням відхилення ваги окремого розряду і кількістю невикористаних комбінацій в різних зонах.

Аналіз характеристики перетворення АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю

Розглянемо характеристику перетворення (ХП) 5-розрядного АЦП послідовного наближення з $\alpha=1,7$ (рис. 1а). Розташування будь-якої точки на ХП буде визначатися виразом:

$$A(K^s) = \sum_{i=0}^{n-1} a_i \cdot Q_i, \quad (1)$$

де K – кодова комбінація, s – номер кодової комбінації, $Q_i = \alpha^i(1 + \delta_i)$, – значення ваги i -го розряду, де α – основа системи числення, δ_i – значення відхилення i -го розряду, $a_i \in \{0,1\}$ – відповідні двійкові розряди коду K .

У 5-розрядному АЦП з $\alpha=1,7$, за відсутності відхилень ваг розрядів ($\delta_i=0$), для зони невикористаних комбінацій $(n-1)$ -го рівня буде вірним рівняння [5]:

$$A(K_e^{12}) < A(K_e^{16}) \leq A(K_n^{13}). \quad (2)$$

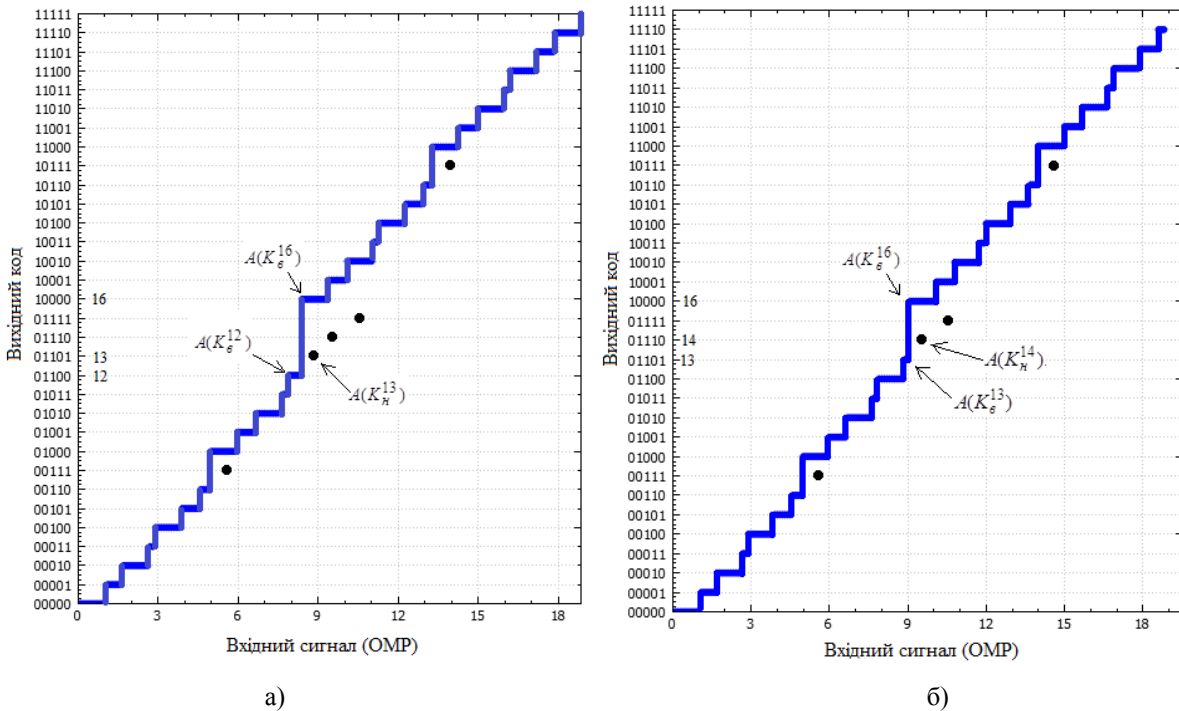


Рисунок 1 – Характеристика перетворення 5-розрядного АЦП із основою системи числення $\alpha=1,7$
 а) без відхилень ваг розрядів, б) за наявності відхилення ваги старшого розряду

Тобто у центральній зоні буде 3 «невикористаних» комбінації з номерами 13, 14, 15. Поява відхилень може призвести до порушення нерівності (2), що призведе до змінення кількості невикористаних комбінацій (рис. 1б). Таким чином існує можливість оцінити значення відхилень ваг розрядів на основі інформації про перелік «невикористаних» комбінацій.

В загальному випадку нерівність (2) матиме вигляд:

$$A(K_e^{m-1}) < A(K_e^l) \leq A(K_n^m), \quad (3)$$

де l – номер «використаної» комбінації, що є наступною за «невикористаною» комбінацією з найбільшим номером; m – номер «невикористаної» комбінації, що знаходиться на нижньому кордоні між «використаними» і «невикористаними» комбінаціями.

Слід звернути увагу, що значення K_e^l не залежить від основи системи числення та відхилень ваг розрядів і визначається виключно номером зони невикористаних комбінацій. Так для зони $(n-1)$ -го рівня $K_e^l = 100\dots 0$. Для зони $(n-2)$ -го рівня $K_e^{l1} = 010\dots 0$ та $K_e^{l2} = 110\dots 0$ відповідно для першої і другої підзони і т.д.

Неважко побачити, що для розрахунку граничних значень відхилень, за яких відбувається зміна кількості «невикористаних» комбінацій слід розв'язати рівняння:

$$A(K_e^l) = A(K_n^m) \text{ та } A(K_e^l) = A(K_e^{m-1}). \quad (4)$$

Дослідження впливу відхилення ваги окремого розряду на змінення кількості невикористаних комбінацій в зонах різних рівнів

Припустимо, що внаслідок відхилення вага найстаршого (n-1)-й розряду змінилась до значення

$$Q_{n-1} = \alpha^{n-1}(1 + \delta_{n-1}^{II}), \quad (5)$$

що призвело до зменшення кількості невикористаних комбінацій в (n-1)-й зоні до двох, як показано на рис.1б. Римська цифра II з індексом (n-1) у δ_{n-1}^{II} вказує на кількість невикористаних комбінацій в (n-1)-й зоні. Тоді нерівність (2) набуде вигляду:

$$A(K_{\epsilon}^{13}) < A(K_{\epsilon}^{16}) \leq A(K_H^{14}). \quad (6)$$

Підставивши відповідні значення у рівняння (4) отримаємо

$$A(K_{\epsilon}^{16}) = A(K_H^{14}) \text{ та } A(K_{\epsilon}^{16}) = A(K_{\epsilon}^{13}), \quad (7)$$

Підставивши (2) та (5) у рівняння (7) отримаємо

$$\alpha^{n-1}(1 + \delta_{n-1}^{II}) = \sum_0^{n-2} \alpha^i - 1 \text{ та } \alpha^{n-1}(1 + \delta_{n-1}^{II}) = \sum_0^{n-2} \alpha^i - \alpha \quad (8)$$

Таким чином за умови вірності нерівності (6) на основі (8) можна визначити допустимий діапазон значень δ_{n-1}^{II} :

$$\frac{\sum_0^{n-2} \alpha^i - \alpha}{\alpha^{n-1}} - 1 < \delta_{n-1}^{II} \leq \frac{\sum_0^{n-2} \alpha^i - 1}{\alpha^{n-1}} - 1. \quad (9)$$

Для довільної кількості невикористаних комбінацій в зоні (n-1)-го рівня рівняння (9) набуде вигляду:

$$\frac{\sum_0^{n-2} a_i \alpha^i}{\alpha^{n-1}} - 1 < \delta_{n-1}^{p_{n-1}} \leq \frac{\sum_0^{n-2} b_i \alpha^i}{\alpha^{n-1}} - 1, \quad (10)$$

де a_i та b_i розрядні коефіцієнти кодових комбінацій, що відповідають останній використаній перед початком групи невикористаних комбінацій та першій невикористаній із групи невикористаних комбінацій відповідно, p_{n-1} – кількість невикористаних комбінацій в зоні (n-1)-го рівня.

Позначивши

$$\delta_{n-1 \min}^{p_{n-1}} = \frac{\sum_0^{n-2} a_i \alpha^i}{\alpha^{n-1}} - 1 \text{ та } \delta_{n-1 \max}^{p_{n-1}} = \frac{\sum_0^{n-2} b_i \alpha^i}{\alpha^{n-1}} - 1, \text{ отримаємо}$$

$$\delta_{n-1 \min}^{p_{n-1}} < \delta_{n-1}^{p_{n-1}} \leq \delta_{n-1 \max}^{p_{n-1}} \quad (11)$$

Вираз (10) визначає діапазон значення δ_{n-1}^p в частках ваги найстаршого (n-1)-го розряду, для визначення цього значення в одиницях молодшого розряду (ОМР) необхідно помножити лівий і правий бік нерівності на вагу найстаршого (n-1)-го розряду тобто на α^{n-1} . Після чого вираз (10) набуде вигляду:

$$\sum_0^{n-2} a_i \alpha^i - \alpha^{n-1} < \delta_{n-1}^{p_{n-1}} (ОМР) \leq \sum_0^{n-2} b_i \alpha^i - \alpha^{n-1}, \quad (12)$$

Оскільки значення відхилення розряду може знаходитись в будь-якій точці діапазону, то для мінімізації похибки визначення відхилення ваги розряду доцільно взяти її середнє значення:

$$\delta_{n-1}^{p_{n-1}} (ОМР) = \frac{\sum_0^{n-2} b_i \alpha^i - \alpha^{n-1} + \sum_0^{n-2} a_i \alpha^i - \alpha^{n-1}}{2}. \quad (13)$$

Очевидно, що похибка визначення $\delta_{n-1}^{p_{n-1}}$ (OMP) розраховується як:

$$\Delta \delta_{n-1}^{p_{n-1}} (OMP) = \frac{\sum_0^{n-2} b_i \alpha^i - \alpha^{n-1} - \sum_0^{n-2} a_i \alpha^i - \alpha^{n-1}}{2} = \frac{\sum_0^{n-2} b_i \alpha^i - \sum_0^{n-2} a_i \alpha^i}{2}. \quad (14)$$

Враховуючи, що $\sum_0^{n-2} b_i \alpha^i$ та $\sum_0^{n-2} a_i \alpha^i$ в будь-якому випадку визначають розташування двох

сусідніх точок на характеристиці перетворення, то відстань між ними дорівнює кроку квантування АЦП, значення якого є постійним для двійкової системи числення і дорівнює 1 ОМР. Для АЦП на основі надлишкових систем числення значення останнього знаходиться в діапазоні від 0 до 1 ОМР. Таким чином максимальне значення похибки визначення $\delta_{n-1}(OMP)$ становить 0.5 ОМР для будь-якої зони невикористаних комбінацій.

Визначимо вплив δ_{n-1} на змінення кількості невикористаних комбінацій в зоні (n-2)-го рівня. У прикладі, наведеному на рис. 1. зона (n-2)-го рівня складається з двох підзон, які містять по одній кодовій комбінації 00111 та 10111. Таким чином нерівність (3) набуває вигляду для першої підзони:

$$A(K_e^6) < A(K_e^8) \leq A(K_n^7) \quad (15)$$

та другої підзони:

$$A(K_e^{22}) < A(K_e^{24}) \leq A(K_n^{23}) \quad (16)$$

Скориставшись виразами (1) (4) та (5) отримаємо вирази для визначення граничних значень відхилень для першої підзони:

$$\alpha^{n-2} = \sum_0^{n-3} \alpha^i - 1; \quad \alpha^{n-2} = \sum_0^{n-3} \alpha^i \quad (17)$$

для другої підзони:

$$(1 + \delta_{n-1}^{II_{n-2}}) \alpha^{n-1} + \alpha^{n-2} = (1 + \delta_{n-1}^{II_{n-2}}) \alpha^{n-1} + \sum_0^{n-3} \alpha^i - 1; \quad (18)$$

$$(1 + \delta_{n-1}^{II_{n-2}}) \alpha^{n-1} + \alpha^{n-2} = (1 + \delta_{n-1}^{II_{n-2}}) \alpha^{n-1} + \sum_0^{n-3} \alpha^i, \quad (19)$$

або після перетворень: $\alpha^{n-2} = \sum_0^{n-3} \alpha^i - 1; \alpha^{n-2} = \sum_0^{n-3} \alpha^i$.

Таким чином рівняння для визначення граничних значень відхилень для першої і другої підзони є ідентичними і не містять δ_{n-1} , що свідчить про те, ці підзони є нечутливими до відхилень ваги старшого (n-1)-го розряду. Не важко показати, що аналогічна ситуація спостерігається і для зон інших рівнів. Розглянемо вплив відхилення (n-2)-го розряду на змінення кількості невикористаних комбінацій в зоні (n-1)-го рівня. Припустимо, що внаслідок відхилення вага (n-2)-го розряду змінилась до значення

$$Q_{n-2} = \alpha^{n-2} (1 + \delta_{n-2}), \quad (20)$$

що призвело до змінення кількості невикористаних комбінацій до p в зоні (n-1)-го рівня. Тоді рівняння для визначення граничних значень відхилень набуде вигляду:

$$\alpha^{n-1} = \alpha^{n-2} (1 + \delta_{n-2}^{p_{n-1}}) + \sum_0^{n-3} a_i \alpha^i \quad \text{та} \quad \alpha^{n-1} = \alpha^{n-2} (1 + \delta_{n-2}^{p_{n-1}}) + \sum_0^{n-3} b_i \alpha^i, \quad (21)$$

звідки

$$\frac{\alpha^{n-1} - \sum_0^{n-2} a_i \alpha^i}{\alpha^{n-2}} > \delta_{n-2}^{p_{n-1}} \geq \frac{\alpha^{n-1} - \sum_0^{n-2} b_i \alpha^i}{\alpha^{n-2}}. \quad (22)$$

Не важко показати, що для визначення відхилення (n-2)-го розряду за кількістю невикористаних комбінацій в (n-2)-й зоні можна скористатись виразом (24):

$$\frac{\sum_{i=0}^{n-3} a_i \alpha^i}{\alpha^{n-2}} - 1 < \delta_{n-2}^{p_{n-2}} \leq \frac{\sum_{i=0}^{n-3} b_i \alpha^i}{\alpha^{n-2}} - 1 \quad (24)$$

Визначення залежності між значенням відхилення ваги окремого розряду і кількістю невикористаних комбінацій в різних зонах

Графічна інтерпретація зв'язку між кількістю невикористаних комбінацій в зонах (n-1)-го та (n-2)-го рівня та відхиленням ваг (n-1)-го та (n-2)-го розрядів показано на рис. 2

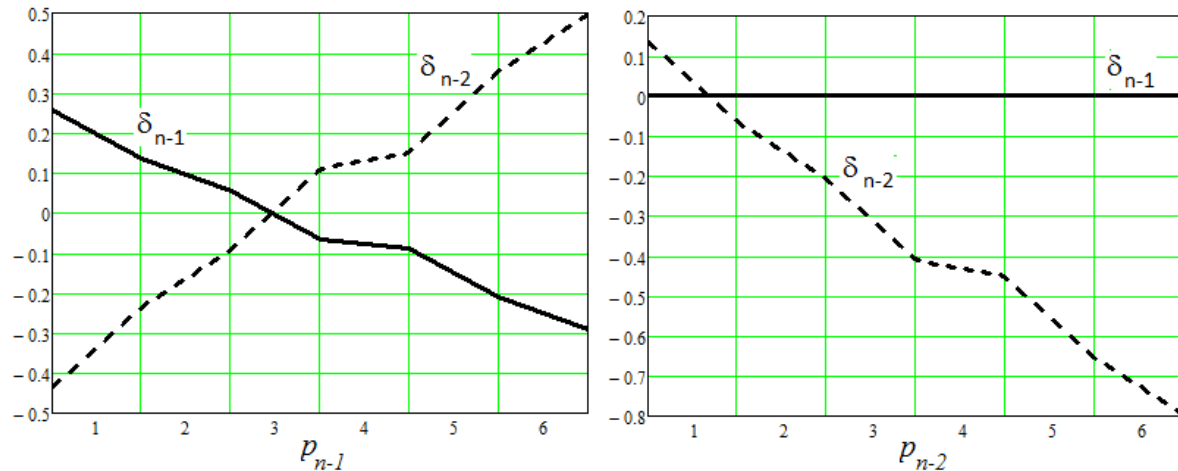


Рисунок 2 - Зв'язок між кількістю невикористаних комбінацій і відхиленням ваг (n-1)-го та (n-2)-го розрядів для
а) зони (n-1)-го рівня та б) зони (n-2)-го рівня

Отже, взаємозв'язок між відхиленням k-розряду і кількістю невикористаних комбінацій в зоні j-го рівня визначається таким чином:

1. Якщо $j < k$ – відхилення не впливає на кількість невикористаних комбінацій

$$2. \text{ Якщо } j=k, \frac{\sum_{i=0}^{j-1} a_i \alpha^i}{\alpha^k} - 1 < \delta_k^{p_j} \leq \frac{\sum_{i=0}^{j-1} b_i \alpha^i}{\alpha^k} - 1, \quad (25)$$

$$3. \text{ Якщо } j>k, \frac{\alpha^j - \sum_{i=0}^{j-1} a_i \alpha^i}{\alpha^k} > \delta_k^{p_j} \geq \frac{\alpha^j - \sum_{i=0}^{j-1} b_i \alpha^i}{\alpha^k}. \quad (26)$$

Для порівняння ступеня чутливості змінення кількості невикористаних комбінацій в зоні (n-1)-го рівня до δ_{n-1} та δ_{n-2} знайдемо їх співвідношення за формулою:

$$\frac{\delta_{n-1}^{p_{n-1}}}{\delta_{n-2}^{p_{n-2}}} = \frac{\sum_{i=0}^{n-2} a_i \alpha^i}{\alpha^{n-1}} - 1 \Big/ \frac{\alpha^{n-1} - \sum_{i=0}^{n-2} a_i \alpha^i}{\alpha^{n-2}} = -\frac{1}{\alpha}. \quad (27)$$

З останнього виразу зокрема впливає, що ступінь впливу δ_{n-2} на змінення кількості невикористаних комбінацій в зоні (n-1)-го рівня в α разів менший за вплив δ_{n-1} . Це обумовлено тим, що співвідношення ваг сусідніх розрядів становить α . Крім того, якщо збільшення δ_{n-1} призводить до зменшення кількості невикористаних комбінацій в зоні (n-1)-го рівня, то наслідком збільшення δ_{n-2} є збі-

льшення кількості невикористаних комбінацій. Неважко показати, що ступінь впливу відхилення довільного (n-k)-го розряду на кількість невикористаних комбінацій в зоні (n-1)-го рівня зменшується порівняно з впливом відхилення (n-1)-го розряду в α^{k-1} разів.

Як вище було зазначено, відхилення ваг розрядів, починаючи з (n-2)-го впливають на кількість невикористаних комбінацій в кількох зонах. Зокрема відхилення ваги (n-2)-го розряду впливає як на зону (n-1)-го рівня, так і на зону (n-2)-го. На рис. 3 наведено вигляд характеристики перетворення за відсутності відхилень (рис. 3а) та за умови від'ємного відхилення ваги (n-2)-го розряду (рис. 3б).

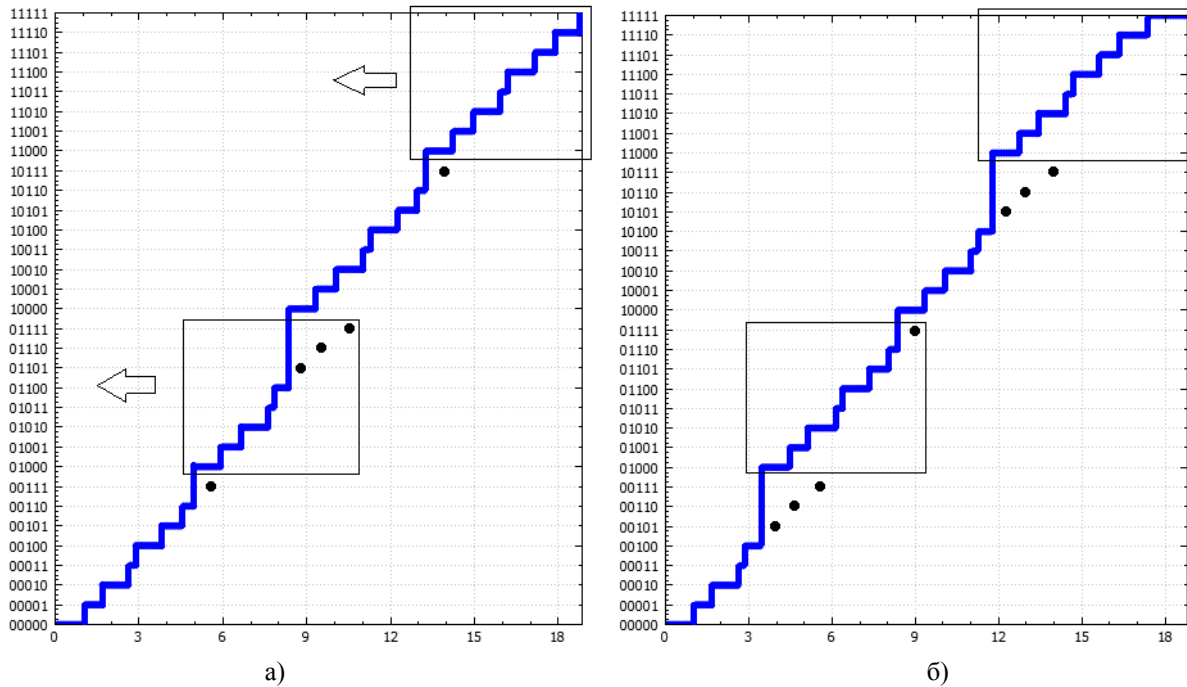


Рисунок 3 – Характеристика перетворення 5-розрядного АЦП із основою системи числення $\alpha=1,7$
 а) без відхилень ваг розрядів, б) за наявності відхилення ваги (n-2)-го розряду

Наслідком появи δ_{n-2} з від'ємним знаком є зсув всіх точок ХП, які містять "1" в (n-2)-му розряді вліво на величину $\alpha^{n-2}\delta_{n-2}$. В результаті цього в зоні (n-1)-го рівня кількість невикористаних комбінацій скоротилась до однієї, в той же час кількість невикористаних комбінацій в кожній із підзон (n-2)-го рівня збільшилась до трьох.

Характер впливу відхилення розряду на певну зону невикористаних комбінацій визначається номером зони та знаком відхилення (додатній або від'ємний). Так додатне відхилення ваги k-го розряду призведе до зменшення кількості невикористаних комбінацій в зоні k-го рівня та збільшення їх кількості в усіх зонах з номерами більше k. Відповідно від'ємне відхилення k-го розряду призведе до зворотної ситуації – збільшення кількості комбінацій в зоні k-го рівня та зменшення їх кількості в інших зонах.

На рис.4 а, б, в показано залежності кількості невикористаних комбінацій в зонах (n-1)-го, (n-2)-го та (n-3)-го рівнів від значення відхилення (n-3)-го, (n-2)-го та (n-1)-го розрядів відповідно. Приклад наведено для n=6 та $\alpha=1.7$. Аналіз наведених діаграм дозволяє стверджувати, що в загальному випадку, визначивши кількість невикористаних комбінацій в кожній із зон можна однозначно вказати номер розряду, вага якого змінилась. Крім того можна оцінити діапазон відхилення. Наприклад, ситуація, коли зони (n-1)-го, (n-2)-го та (n-3)-го рівня містять відповідно 5, 5 та 1 невикористану комбінації спостерігається тільки на рис. 4,б у випадку, коли $-0.2 < \delta_{n-2} < -0.1$.

Слід також відзначити, що в оточенні нульового відхилення кожного з розрядів спостерігається зона невизначеності. На рис.4 зона невизначеності має місце у випадках, коли кількість невикористаних комбінацій по зонах (n-1)-го, (n-2)-го та (n-3)-го відповідно становить (6, 3, 1) або (7, 3, 1). Ці ситуації спостерігаються на всіх діаграмах рис.4. В цьому випадку діапазон відхилень що не може бути ідентифікований становить: від -0.07 до 0.11 для (n-3)-го розряду, -0.07 до 0.05 для (n-2)-го розряду та -0.07 до 0.05 для (n-1)-го розряду. Не важко показати, що в найгіршому випадку ширина зони невизначеності становить α ОМР.

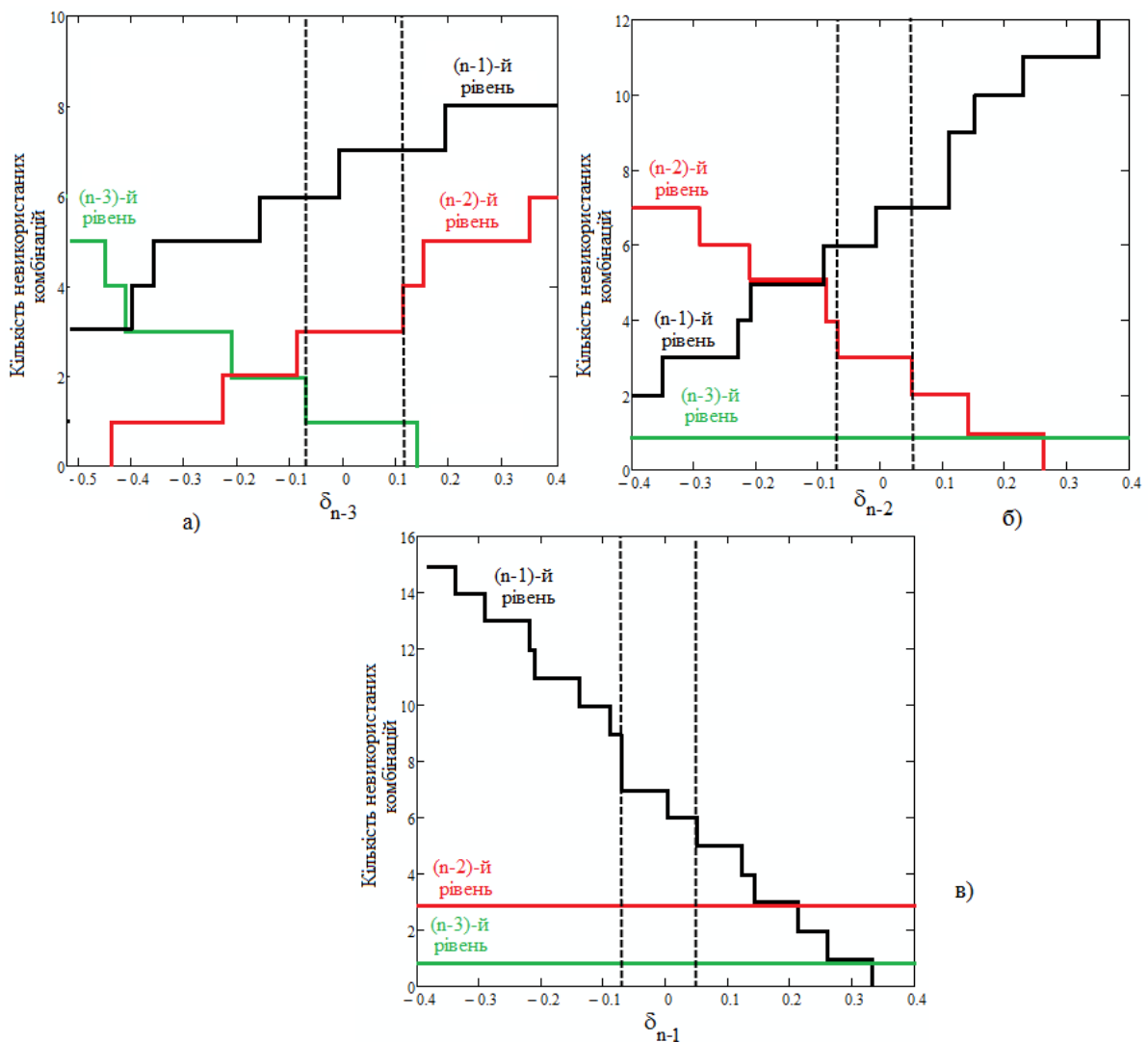


Рисунок 4 – Залежність кількості невикористаних комбінацій в зонах (n-1)-го, (n-2)-го та (n-3)-го рівнів від значення відхилення а) (n-3)-го, б) (n-2)-го в) (n-1)-го розрядів

Висновки

1. Доведено, що відхилення ваги k-го розряду може вплинути на змінення кількості невикористаних комбінацій в зоні k-го рівня характеристики перетворення та в усіх зонах з номерами більше k, причому додатне відхилення ваги k-го розряду призведе до зменшення кількості невикористаних комбінацій в зоні k-го рівня та збільшення їх кількості в усіх зонах з номерами менше k. Відповідно від'ємне відхилення k-го розряду призведе до зворотної ситуації – збільшення кількості комбінацій в зоні k-го рівня та зменшення їх кількості в інших зонах

2. Доведен, що в найгіршому випадку гарантоване змінення кількості невикористаних комбінацій в будь-якій зоні характеристики перетворення, на яку впливає k-й розряд, відбудеться при змінненні ваги розряду більше ніж на 1 OMP

3. Показано, що у випадку поодиноких відхилень ваг розрядів однозначне встановлення номера розряду, в якому відбулось відхилення, за аналізом характеристики перетворення АЦП можливе при значенні відхилення більше ніж $|\alpha/2|$ OMP.

Список літератури

1. McCreary J.L. Matching properties, and voltage and temperature dependens of MOS capacitors / J.L. McCreary //IEEE J. Solid-State Circuits.- 1981.-Dec.- Vol.16.- pp. 608-616.

2. Hae-Seung Lee, A Self-calibrating 15-bit CMOS A/D Converter/ Hae-Seung Lee, David A.Hodges, Paul R. Gray. // IEEE J. Solid-State Circuits.- 1984.-Dec.- Vol.19, N6.- pp. 813-817.

3. Азаров А.Д. Разработка теории аналого-цифрового преобразования на основе избыточных позиционных систем счисления: автореф. дис. док. техн. наук./А.Д. Азаров. - Винница, 1994.- 24 с.

4. John McNeill "Split ADC" Architecture for Deterministic Digital Background Calibration of a 16-bit 1-MS/s ADC/ John McNeill, Michael C. W. Coln, Brian J. Larivee. //IEEE J. Solid-State Circuits.- 2005. – Dec.- Vol. 40, N12, - pp. 2437-2445.

5. Захарченко С.М. Метод оперативного контролю лінійності АЦП послідовного наближення / С.М. Захарченко, А.В. Росошук, М.Г. Захарченко // Вісник національного університету «Львівська політехніка» Серія «Теплоенергетик. Інженерія докiлля. Автоматизація». – 2014. – №792. – С. 21-28.

Відомості про авторів

Захарченко Сергій Михайлович – к.т.н, доцент, доцент кафедри обчислювальної техніки Вінницький національний технічний університет.

Росошук Анастасія Володимирівна – аспірантка кафедри обчислювальної техніки, Вінницький національний технічний університет.

Зеленська Євгенія Ігорівна – студентка Факультету інформаційних технологій і комп'ютерної інженерії Вінницького національного технічного університету.

Гуменюк Роман Сергійович – студент Факультету інформаційних технологій і комп'ютерної інженерії Вінницького національного технічного університету.

УДК 621.397

О. М. РОЇК, Ю. В. МІРОНОВА, О. П. ВОЛКОТРУБ

Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця

ЗАХИСТ ІНФОРМАЦІЇ ВІД ВИТОКУ АКУСТИЧНИМИ КАНАЛАМИ

Анотація. Дана стаття присвячена розробленню мікроконтролерного пристрою захисту інформації. Пропонується підхід до створення додаткової перешкоди всередині приміщень за допомогою генератора білого шуму. Як наслідок, підвищення відношення акустична перешкода/мовний сигнал дозволяє маскувати голос людини в приміщенні і є ефективним в захисті інформації від витоку акустичним каналом.

Ключові слова: генератор шуму, підсилювач потужності, акустичний випромінювач.

Аннотация. Данная статья посвящена разработке микроконтроллерного устройства защиты информации. Предлагается подход к созданию дополнительной преграды внутри помещений с помощью генератора белого шума. Как следствие, повышение отношения акустическая помеха / речевой сигнал позволяет маскировать голос человека в помещении и является эффективным в защите информации от утечки по акустическому каналу.

Ключевые слова: генератор шума, усилитель мощности, акустический излучатель.

The abstract. This article focuses on the development of microcontroller device information security. An approach to the creation of additional barriers indoors using a white noise generator. As a consequence, increase the ratio of acoustic interference / speech signal can mask a man's voice in the room and is effective in protecting information from leaking via the acoustic channel.

Key words: noise generator, power amplifier, the acoustic source.

Вступ

Захист мовної інформації є одним із найважливіших у загальному комплексі заходів технічного захисту інформації (ТЗІ). Несанкціоноване ознайомлення із мовною інформацією з метою її подальшого використання є можливим шляхом перехоплення її зловмисниками. Для цього зловмисник може використовувати широкий арсенал портативних засобів акустичної мовної розвідки, які дають змогу перехоплювати мовну інформацію акустичним, віброакустичним, електроакустичним та оптикоакустичним каналами [1].

Для захисту мовної інформації використовують різні сучасні засоби захисту акустичних каналів витоку інформації, які дозволені державною службою спеціального зв'язку та захисту інформації України, а саме [2]:

Генератор шуму акустичний "Топаз ГША-4".

Призначення приладу - генерація шумових сигналів при використанні у складі технічних засобів активного захисту мовної інформації від витоку акустичним і віброакустичним каналами. Комплект складається з генератора віброакустичного захисту "Топаз ГША-4"(1), вібровипромінювачі «Топаз ВВ-1» , колонка акустична , виносні акустичні електронні реле.

Генератор " Топаз ГША -4 " - це цифровий двоканальний генератор, який має смуговий фільтр на діапазон робочих частот і в кожному каналі еквалайзер нижніх і верхніх частот.

Генератор комплектується віброакустичними випромінювачами «Топаз ВВ-1», а також до нього можуть бути підключені інші випромінювачі, що мають індуктивний або ємнісний характер навантаження з робочою напругою 2 - 8 В. За узгодженням із замовником надаються всі види кріплень віброакустичних випромінювачів: на бетон, метал, металопластик, пластик, дерево, труби.

Генератор шумових сигналів "МАРС-ТЗО-4-2".

Призначення приладу - генерація шумових сигналів при використанні у складі технічних засобів активного захисту мовної інформації від витоку акустичним і віброакустичним каналами. Відповідає вимогам ТУ, зазначеним у сертифікаті відповідності № UA1.105.0095414-09. Виробник - АТБТ "МАРС", м. Київ.

У виробі застосований цифровий метод формування шумового сигналу псевдовипадковою послідовністю. Генератор псевдовипадкової послідовності виконаний на мікроконтролері PIC12C508. На контролері реалізований 33- розрядний регістр зі зворотним зв'язком, що забезпечує період повторення генерованих послідовностей не менше 24 ч. Цифрова псевдовипадкова послідовність надходить на ФНЧ з частотою зрізу 6 кГц.

Після корегування АЧХ шумовий сигнал надходить на підсилювач потужності і вихідний роз'єм.

Виріб має два незалежних канали. У кожному каналі забезпечується регулювання вихідного рівня і корегування АЧХ в області нижніх і верхніх частот. У виробі забезпечується індикація вихідного рівня по кожному каналу та індикація контролю зашумлення при підключенні датчика - акселерометр МВИР.46728.002 -01 [4].

Система акустичного і віброакустичного зашумлення на базі генератора «DNG-2300».

Система «DNG-2300» призначена для захисту конфіденційної інформації від витоку через закладні пристрої, які неможливо визначити традиційними пошуковими приладами; захисту від пристроїв - провідних мікрофонів, контактних мікрофонів, передавачів, що використовують для передачі інформації

мережу 220В і так називаємих віконних систем, принцип дії яких заснований на відображенні лазерних / інфрачервоних / мікрохвильових променів.

DNG-2300 містить 3 незалежних цифрових канали генератора «білого» шуму. «Білий» тому, що містить всі частотні гармоніки, присутні у спектрі людського голосу. Наявність всіх складових гармонік людської мови дозволяє ефективно боротися з різноманітними методами очищення мовної інформації.

DNG-2300 працює в діапазоні 250-5000 Гц, що є оптимальним для придушення найбільш поширених типів підслуховуючих пристроїв.

Система складається з наступних елементів: генератор шуму DNG-2300, спеціальний мікрофон DNG-MIC для каналу зворотнього зв'язку, вібровипромінювач TRN-2000, акустичний випромінювач OMS2000 [5].

Вібровипромінювач TRN - 2000 призначений для захисту стін, вікон, стелі, підлоги і труб. Один вібровипромінювач захищає цегляну стіну 3x3 м, одне скло або одну трубу водопроводу або опалення. Для інших поверхонь кількість випромінювачів може відрізнитися [6].

Акустичний випромінювач OMS2000 призначений для захисту простору підвісних стель, ніш, шаф, вентиляційних коробів. Акустичні випромінювачі ставляться за підвісними стелями, в прилеглих кімнатах-сховищах, вентиляціях та інших порожнинах [7].

Порівняльна характеристика генераторів шуму наведена у таблиці 1.

Таблиця 1 – Порівняльна характеристика генераторів шуму

№ п/п	Найменування технічних характеристик	Топаз ГША-4	МАРС-ТЗО-4-2	DNG-2300
1	Діапазон частот вихідного сигналу, Гц	170 – 5700	180 - 5600	250-6500
2	Макс. вихідна потужність акустичного випромінювача	2*4	2*10	2*8
3	Період повторення ПВП, год	24	16	20
4	Електроживлення, В	220 ± 22	100-240 ± 22	220
5	Габарити основного блоку, мм	180*160*70	225*142*48	175*254*60
6	Вага основного блоку, кг	1,5	1,5	2,2

Ретельно ознайомившись з характеристиками сучасних генераторів, не складно помітити, що діапазон випромінюваних частот у середньому складає 175 – 5900 Гц. Самий широкий діапазон у DNG-2300, однак нижня границя на 70 - 80 Гц вища. В генератора МАРС-ТЗО-4-2 період повторення псевдовипадкової послідовності менший, що відкидає його на гіршу позицію. Однак потужність вихідного сигналу у нього більша ніж в інших та можливість працювати при напрузі живлення від 100 В.

Згідно аналізу, вибраним аналогом розроблюваного мікроконтролерного пристрою захисту інформації є генератор шуму Топаз ГША-4. Але є деякі відмінні риси, які відрізнятимуть аналог від розроблюваного приладу. Першою з них є те, що розроблюваний генератор генеруватиме шум в діапазоні від 20 до 20000 Гц, таким чином, зашумлюючи любий чутний для людини звук, а не лише мовний діапазон. Наступна відмінність - це збільшення вихідної потужності сигналу. Однак, негативною відмінністю є те, що регулювання сигналу буде можливе лише за рахунок зміни керуючої програми мікроконтролера [8].

Актуальність

Витік інформації в загальному плані можна розглядати як неправомірний вихід конфіденційних відомостей за межі організації або кола осіб, котрим ці відомості були довірені.

Акустичний канал витоку інформації реалізується в наступному:

- Підслуховування розмов на відкритій місцевості й у приміщеннях, перебуваючи поруч або використовуючи спрямовані мікрофони (бувають параболічні, трубчасті або плоскі). Спрямованість 2-5 градусів, середня дальність дії найбільш поширених - трубчастих становить близько 100 метрів. При хороших кліматичних умовах на відкритій місцевості параболічний спрямований мікрофон може працювати на відстань до 1 км.

- Негласна запис розмов на диктофон або магнітофон (в т.ч. цифрові диктофони, що активізуються голосом).

- Підслуховування розмов з використанням виносних мікрофонів (дальність дії радіомікрофонів 50-200 метрів без ретрансляторів).

Тому, розробка мікроконтролерного пристрою захисту інформації полягає в можливості легко та просто захистити конфіденційну інформацію під час переговорів від витоку акустичними каналами.

Мета дослідження

Метою даного дослідження є розробка мікроконтролерного пристрою генерації білого шуму для захисту інформації від витoku акустичними каналами, який буде реалізовано на основі математичного методу отримання цифрового білого шуму.

Постановка задач

Для досягнення мети, а саме створення мікроконтролерного пристрою захисту інформації від витoku акустичними каналами, необхідно розв'язати такі задачі:

- 1) проаналізувати основні вимоги до розроблюваного пристрою:
 - великий період повторення псевдовипадкової послідовності;
 - широкий діапазон частот;
 - широкий діапазон регулювання рівня вихідного сигналу;
 - достатній рівень гучності;
- 2) провести вибір мікроконтролера;
- 3) розробити алгоритм генерування псевдовипадкових чисел;
- 4) провести аналіз та обрати метод перетворення цифрового сигналу у аналоговий.

Розв'язання задач

Згідно проведених досліджень, мікроконтролер повинен відповідати усім вимогам, щоб унеможливити несанкціоноване зняття інформації із захищеного приміщення.

Отже, після визначення методу захисту та винесення вимог, можна розробляти мікроконтролерний пристрій захисту інформації від витoku акустичними каналами.

При розробці пристрою виникає необхідність у виборі мікроконтролера, що задовольняє вимогам по продуктивності, надійності, умовам застосування і т.д. Вибір мікроконтролера є одним з найбільш важливих рішень, від яких залежить успіх або провал усього проекту. При виборі мікроконтролера існують численні критерії.

Основна мета – обрати мікроконтролер з мінімальною ціною (щоб знизити загальну вартість системи), але в той же час задовольняє системну специфікацію, тобто вимоги по продуктивності, надійності, умовам застосування і т.д.

Другий крок - пошук мікроконтролерів, які задовольняють всім системним вимогам. Він звичайно включає підбір літератури, технічних описів і технічних комерційних журналів, а також демонстраційні консультації.

Остання стадія вибору складається з кількох етапів, мета яких – звузити список прийнятних мікроконтролерів до одного. Ці етапи включають в себе аналіз ціни, доступності, засобів розробки, підтримки виробника, стабільності та наявності інших виробників [9].

Згідно до вимог роботи, необхідно обрати такий мікроконтролер, який би мав достатню для генерування псевдовипадкових чисел тактову частоту – не менше 8 МГц, мав простий та зручний інтерфейс для програмування та засоби моделювання його роботи у віртуальному середовищі, та невелику вартість.

Проаналізувавши вимоги, було прийняте рішення використати високопродуктивні 8-розрядні RISC-мікроконтролери сімейства AVR. Термін RISC (Reduced Instruction Set Computer – обчислювач з скороченим набором команд) означає, що процесорне ядро оперує з мінімізованим набором машинних команд, і, отже, кількість різних машинних циклів невелика. Це дозволяє в значній мірі скоротити час виконання машинного циклу, і команди відповідно. Таким чином, відношення тривалості машинного циклу до тривалості такту зменшується – від 12 у класичних контролерів сімейства MCS-51 до 1-4 у контролерів сімейства AVR. Таким чином, при однаковому значенні тактової частоти продуктивність зростає в кілька разів.

Оскільки мікроконтролер буде виконувати лише генерацію чисел та їх вивід, було прийняте рішення обрати мікроконтролер Tiny AVR, а саме ATTiny2313. Оскільки даний контролер працює на частоті 8 МГц, його набір периферії цілком задовольняє усі вимоги, легко програмується та дешево коштує.

Характеристики ATTiny2313:

- 2 КБ програмованої в системі Flash пам'яті програми;
- 128 байтна EEPROM пам'ять даних;
- 128 байтнее SRAM (статичне ОЗУ);
- 18 ліній введення - виведення загального застосування;
- 32 робочих регістра загального призначення;
- однопровідний інтерфейс для вбудованого відладчика;
- два гнучких таймера / лічильника зі схемами порівняння;
- внутрішні і зовнішні джерела переривання;

- послідовний програмований USART;
- універсальний послідовний інтерфейс з детектором стартової умови;
- програмуємий сторожовий таймер з вбудованим генератором;
- три програмно ініціалізуємих режими пониженого споживання.

Білим шумом можна вважати будь-який шум, спектральна щільність якого однакова (або майже однакова) у певному діапазоні частот. Відомі два основні методи отримання цифрового білого шуму: фізичний – генерування випадкових двійкових чисел за допомогою спеціальних пристроїв – генераторів випадкових чисел; математичний – формування псевдовипадкових числових послідовностей спеціальними програмами або з використанням генераторів псевдовипадкових чисел [10].

Тому, важливо вибрати вірний алгоритм, який забезпечував би великий період повторення та був простий для швидкого його виконання на мікроконтролері. Оскільки, сьогодні найдоступнішими і найефективнішими є конгруентні генератори псевдовипадкових чисел. Для цього класу генераторів зроблені математично строгі висновки, якими властивостями володіють вихідні сигнали цих генераторів з погляду періодичності та випадковості. Тому, було прийнято рішення використати лінійний конгруентний алгоритм.

Даний алгоритм був вперше запропонований Д. Х. Лемером в 1948 р. Він генерує послідовності псевдовипадкових чисел X_n , які описують формулою :

$$X_{n+1} = (AX_n + C) \bmod M .$$

де, A і C – константи, X_n – вихідна величина, вибрана в якості числа, що породжує. Очевидно, що ці три величини й утворюють ключ.

Такий генератор генерує псевдовипадкові числа з визначеним періодом повторення, який залежить від вибраних значень A і C . Як показано Д. Кнотом, лінійний конгруентний генератор псевдовипадкових чисел має максимальну довжину періоду повторення тоді і тільки тоді, коли A – непарне, і $C \bmod 4=1$.

Для перетворення цифрового сигналу у аналоговий використовуються цифро-аналогові перетворювачі. Дуже часто цифро-аналоговий перетворювач входить у склад мікропроцесорних систем. В такому випадку, цифро-аналогове перетворення може бути дуже просто здійснене за допомогою широтно-імпульсної модуляції (ШІМ), що й було обрано для даного пристрою.

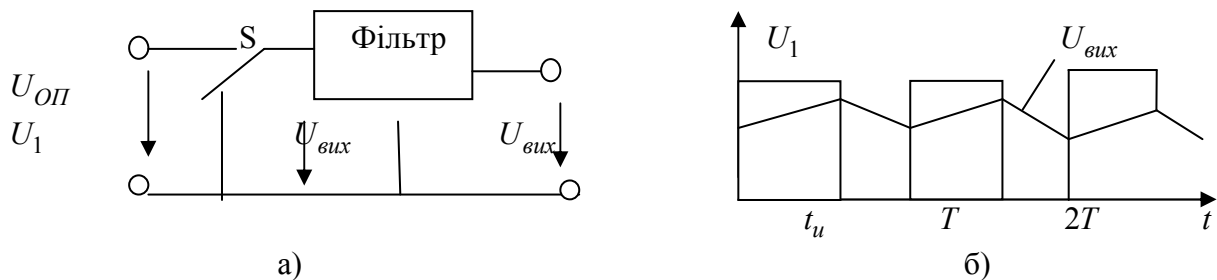


Рисунок 1 - а) схема послідовного ЦАП; б) діаграма напруг

Вихід ШІМ-модулятора керує роботою ключа S (в нашому випадку дану функцію буде виконувати мікроконтролер). В залежності від коду формується імпульс ШІМ, тривалість якого прямо пропорційна значенню цифрового коду.

В якості фільтра для розроблюваного пристрою було прийнято рішення використати фільтр Чебишева другого порядку, налаштованого на частоту зрізу 20000 Гц.

Фільтр Чебишева – один з типових лінійних аналогових або цифрових фільтрів, відмінною особливістю якого є більш крутий спад амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) та суттєві пульсації АЧХ на частотах смуг пропускання (фільтр Чебишева I роду) і придушення (фільтр Чебишева II роду), ніж у фільтрів інших типів. Фільтр отримав назву на честь відомого російського математика XIX століття Пафнутія Львовича Чебишева, так як характеристики цього фільтра ґрунтуються на многочленах Чебишева [11].

Амплітудно-частотна характеристика такого фільтра n -го порядку задається наступним виразом:

$$G_n(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 T_n^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)}},$$

де, ε - показник пульсацій, ω_0 - частота зрізу, T_n - многочлен Чебишева n-го порядку.

У смузі пропускання такого фільтра видно пульсації, амплітуда яких визначається показником пульсації ε . На частоті зрізу ω_0 - коефіцієнт підсилення G має значення:

$$G = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2}}$$

Схема електрична принципова фільтра та АЧХ зображені на рис. 2 та 3.

Сигнал, який ми отримаємо після цифро-аналогового перетворення, буде дуже слабким для виведення на акустичні випромінювачі, тому його необхідно підсилити.

При розробці було вирішено використати підсилювач потужності TDA1558Q від компанії Phillips. Оскільки – це високоякісний підсилювач потужності звукової частоти, який має можливість включення на 4 канали та на 2 (мостове з'єднання). Відповідно максимальна вихідна потужність відповідає: 4 канали по 11 Вт або два канали по 22 Вт (мостове з'єднання).

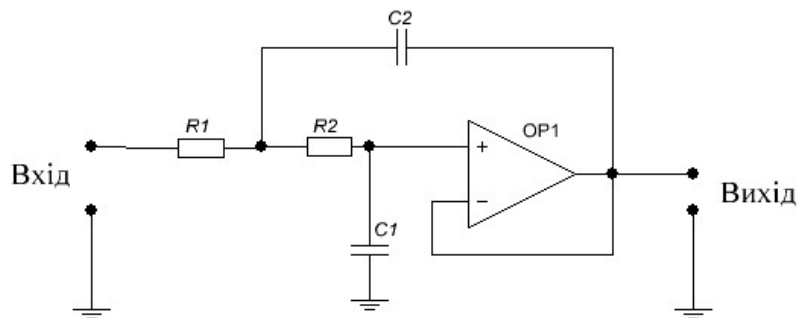


Рисунок 2 – Схема електрична принципова фільтра Чебишева другого порядку

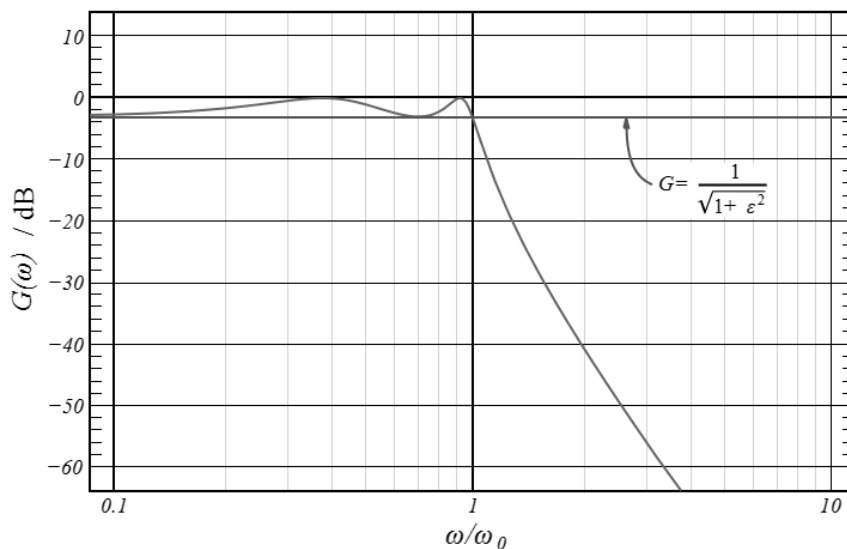


Рисунок 3 – АЧХ фільтра Чебишева

Типова схема включення TDA1558 (мостове з'єднання, 2 канали по 22 Вт) зображено на рис.4.

Розглянувши та продумавши всі ключові елементи, було складено загальну структурну схему пристрою (рис. 5)

В процесі своєї роботи, мікроконтролер генерує псевдовипадкову послідовність чисел, яка передається на фільтр Чебишева другого порядку, в результаті відбувається широко імпульсна модуляція та обрізання частот вище 20000 Гц, тобто перетворення цифрового сигналу в аналоговий та фільтрування. Після чого, вже аналоговий сигнал потрапляє на підсилювач потужності та на акустичний випромінювач.

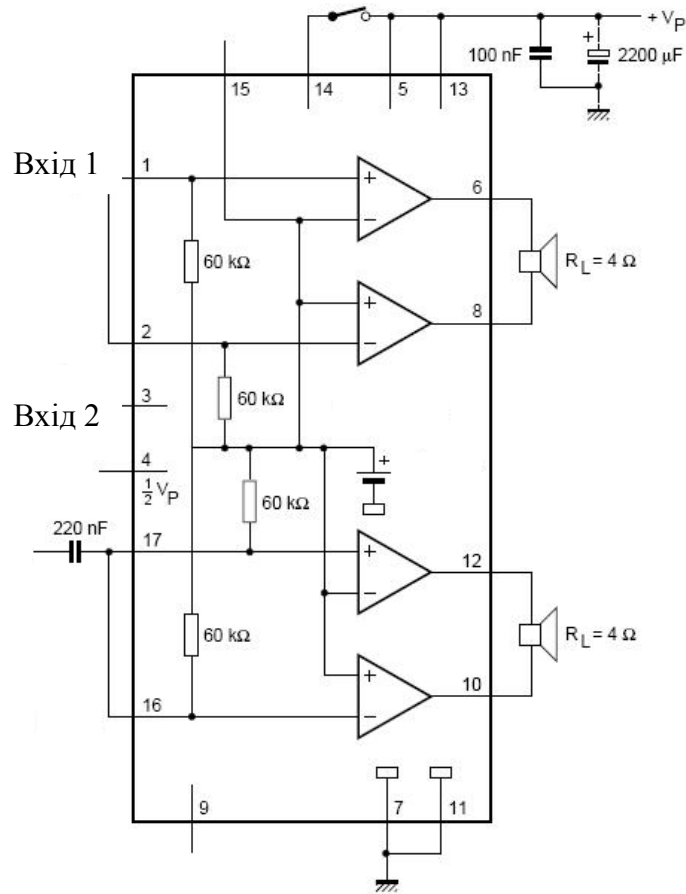


Рисунок 4 – Типова схема включення TDA1558



Рисунок 5 – Структурна схема пристрою

Висновки

Проаналізувавши існуючі методи захисту акустичних каналів витоку інформації, можна зробити висновки, що абсолютного захисту не існує. Але одним з найефективніших методів є **акустичне зашумлення приміщення, оскільки воно забезпечує ефективний захист інформації в ньому**. Саме тому, було вирішено розробити пристрій захисту інформації від витоку по акустичних каналах, який реалізує цей метод. А також розроблено алгоритм роботи мікроконтролера, розглянуто та визначено усі ключові елементи пристрою, а саме обрано оптимальний мікроконтролер, цифро-аналоговий перетворювач, фільтр та підсилювач потужності, складено структурну схему пристрою. Отже, все це є основою для створення мікроконтролерного пристрою для захисту інформації від витоку акустичними каналами.

Список літератури

1. Петраков А. В. Основы практической защиты информации / А.В. Петраков – М.: Радио и связь, 2001. – 368 с.
2. Диева С. А. Организация и современные методы защиты информации / С. А. Диева А. Г. Шаваева – М. : Коцерн "Банковский Деловой Центр", 2005. – 472 с.
3. Домнин Ф. А. Микропроцессоры и микропроцессорные системы. Кн.2: Программирование, разработка устройств и систем. Учебное пособие / Ф. А. Домнин И. С. Зыков, А. Н. Рысованный, В. В. Скорodelов, В.А. Кравец – Харків : ХВУ, 2000. – 350 с.
4. Зиков І. С. Цифрові пристрої та мікропроцесори. Організація та функціонування : навчальний посібник / І. С. Зиков, О. М. Рисованный, В. В. Скорodelов, С. О. Соколов – Харків : ХВУ, 2002. – 328 с.
5. Главчев М. І. Цифрові пристрої та мікропроцесори. Організація та програмування : навчальний посібник. М. І. Главчев, А. М. Клименко, О. М. Рисованный, А. М. Філоненко – Харків: ХВУ, 2001. – 327с.
6. Домнин Ф. А. Микропроцессоры и микропроцессорные системы. Учебное пособие / Ф. А. Домнин, И. С. Зыков, А. Н. Рысованный, В. В. Скорodelов – Харьков: ХГПУ – ХВУ, 2001. – 565 с.
7. Гребнев В. В. Микроконтроллеры семейства AVR фирмы Atmel / В. В. Гребнев. – М. : ИП Радиософт, 2002. – 176 с.
8. Кадино Э. Электронные системы охраны: Пер. с фр. / Э. Кадино. – М.: ДМК Пресс, 2001. – 256 с
9. Белов А. В. Конструирование устройств на микроконтроллерах / А. В. Белов. – СПб.: «Наука и Техника», 2005. – 256 с.
10. Хорошко В.А. Методи й засоби захисту інформації / В.А. Хорошко, А.А. Чекатков. – К. : ЮНІОР, 2003. – 501 с
11. Конахович Г.Ф. Захист інформації від витоку по технічних каналах / Г.Ф. Конахович, Є.Л. Назаренко, В.М. Свириденко // Наукоємні технології № 2. – 2009. – С. 90 – 93. [Електронний ресурс] – Режим доступу до статті: http://www.nbu.gov.ua/portal/natural/Nt/2009_2/20.pdf

Відомості про авторів

Роїк Олександр Митрофанович – д. т. н., професор, завідувач кафедри менеджменту та безпеки інформаційних систем, Вінницький національний технічний університет, Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, 21021 : тел. 598294.

Міронова Юлія Володимирівна – к. е. н., старший викладач кафедри менеджменту та безпеки інформаційних систем, Вінницький національний технічний університет, Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, 21021 : тел. 598294.

Волкотруб Оксана Петрівна – студентка четвертого курсу ІнМ, ВНТУ.

МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ТА ОБЧИСЛЮВАЛЬНІ МЕТОДИ

УДК 519.876.5

Н. П. ПОРПЛИЦЯ

Тернопільський національний економічний університет

ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ ЕФЕКТИВНОСТІ ГЕНЕТИЧНОГО ТА «БДЖОЛИНОГО»
АЛГОРИТМІВ У ЗАДАЧІ СТРУКТУРНОЇ ІДЕНТИФІКАЦІЇ ІНТЕРВАЛЬНОГО РІЗНИЦЕВОГО
ОПЕРАТОРА

Анотація. У праці проведено порівняльний аналіз обчислювальної складності реалізації генетичного та «бджолиного» методів структурної ідентифікації при розв'язуванні задачі структурної ідентифікації інтервального різницевого оператора (IPO) на прикладі побудови математичної моделі розподілу вологості на поверхні листа гіпсокартону на завершальній стадії виготовлення. Результати порівняльного аналізу показали, що обчислювальна складність реалізації методу структурної ідентифікації IPO на основі алгоритму бджолиної колонії є нижчою у порівнянні із обчислювальною складністю реалізації методу структурної ідентифікації на основі генетичних алгоритмів.

Ключові слова: структурна ідентифікація, різницевий оператор, алгоритм бджолиної колонії, роевий інтелект, інтервальні дані.

Аннотация. В работе проведен сравнительный анализ вычислительной сложности реализации генетического и «пчелиного» методов структурной идентификации при решении задачи структурной идентификации интервального разностного оператора (ИРО) на примере построения математической модели распределения влажности на поверхности листа гипсокартона на завершающей стадии изготовления. Результаты сравнительного анализа показали, что вычислительная сложность реализации метода структурной идентификации ИРО на основе алгоритма пчелиной колонии ниже по сравнению с вычислительной сложностью реализации метода структурной идентификации на основе генетических алгоритмов.

Ключевые слова: структурная идентификация, разностный оператор, алгоритм пчелиной колонии, роевой интеллект, интервальные данные.

Abstract. In the paper, the comparative analysis of the computational complexity of using the genetic and the "bee's" algorithms for structure identification in solving the problem of structure identification of interval difference operator (IDO) for constructing the mathematical models of the distribution of the humidity on the surface of the drywall sheet on the final stage of manufacture was held. The results of the comparative analysis showed, that the computational complexity of the implementation of the method of structure identification IBO based on the bee colonies algorithm is lower than the computational complexity of implementing the method based on genetic algorithms.

Keywords: structure identification, difference operator, artificial bee colony algorithm, swarm intelligence, interval data.

Вступ

У теорії ідентифікації виділяють найбільш складні задачі, які стосуються об'єктів та процесів з розподіленими параметрами [1]. Зокрема, до такого типу процесів відносять технологічний процес сушіння гіпсокартону на завершальній стадії його виготовлення [2].

Для побудови моделей таких об'єктів та процесів потрібно провести два етапи: перший – структурну ідентифікацію моделі, другий – параметричну. Важливо зазначити, що саме проблема структурної ідентифікації моделі є однією із основних проблем теорії ідентифікації систем. Під задачею структурної ідентифікації розуміють теоретичне чи формальне обґрунтування загального вигляду математичної моделі [1].

Зараз існують два основних підходи до вирішення зазначеної проблеми, а саме дедуктивний та індуктивний. *Дедуктивний підхід* передбачає синтез структури моделі виходячи з фізичних міркувань. У випадку побудови моделі об'єкта з розподіленими параметрами із урахуванням неоднорідності середовища, застосування дедуктивного підходу призводить до суттєвого ускладнення математичної моделі, що підвищує часову складність процесу ідентифікації моделі та вимагає значних обчислювальних витрат. Крім того, порівняти на практиці результати моделювання із реальними даними, отриманими за умов, що відповідають умовам моделювання часто є неможливим.

На противагу дедуктивному підходу розвивають методи *індуктивного моделювання* [3-5]. У рамках індуктивного підходу структурна ідентифікація математичної моделі об'єкта з розподіленими параметрами зводиться до синтезу структури у вигляді різницевої схеми (різницевого оператора) та налаштування її параметрів на основі аналізу результатів експерименту. Вибір різницевої схеми як загального вигляду моделі пояснюється тим, що певні елементи фізичної моделі не завжди можливо адекватно інтерпретувати з математичної точки зору.

Крім того, задача структурної ідентифікації суттєво ускладнюється, коли результати експерименту представляють в інтервальному вигляді [6].

Розв'язуванню задачі структурної ідентифікації математичної моделі у вигляді різницевого оператора (РО) на основі інтервальних даних присвячено ряд публікацій [7,8]. Однак наведені авторами цих статей підходи ґрунтуються на використанні генетичних алгоритмів, які, як відомо, є евристичними та вимагають налаштування цілого ряду параметрів і є малоефективними, коли недостатньо вивчена фізика процесу. Генетичні алгоритми, як і більшість евристичних методів, створені для розв'язку задач із «відкритим» простором пошуку, що є неприйнятним у випадку задачі структурної ідентифікації, яка відноситься до класу задач дискретної оптимізації. Процес адаптації генетичних алгоритмів до

зазначеного класу задач породжує необхідність використання нестандартних операторів схрещування та мутації, котрі будуть «замкненими» у просторі пошуку розв'язків задачі. До того ж використання операторів схрещування та мутації значно підвищує обчислювальну складність задачі чи призводить до появи у популяції недопустимих розв'язків.

Останнім часом для розв'язування задач дискретної оптимізації все ширше використовують такі методи та алгоритми, які ґрунтуються на засадах роевого інтелекту, як, наприклад, алгоритми бджолоїної колонії (АБК). Особливість таких алгоритмів полягає у тому, що вони сконструйовані саме для роботи у «закритих» просторах пошуку, що є характерним для задач дискретної оптимізації. Один із таких методів та алгоритм його реалізації описано у праці [9]. Розглянута задача структурної ідентифікації інтервального різницевого оператора, який описує процес сушіння гіпсокартону. Разом з тим, при розгляді зазначеного методу не достатньо обґрунтовано переваги явних його переваг з точки зору складності його реалізації у порівнянні із генетичними алгоритмами. Тому метою праці є порівняльний аналіз часової складності та збіжності методів структурної ідентифікації інтервального різницевого оператора із застосуванням принципів роевого інтелекту та відомих методів, побудованих на основі генетичних алгоритмів.

Постановка задачі

Розглянемо задачу структурної ідентифікації лінійного різницевого оператора (РО) у такому загальному вигляді [9]:

$$v_{i,j,h,k} = \vec{f}^T(v_{0,0,0,0}, \dots, v_{0,0,h-1,0}, v_{i-1,0,0,0}, \dots, v_{0,j-1,0,0}, \dots, v_{i-1,j-1,h-1,k-1}, \vec{u}_{i,j,h,0}, \dots, \vec{u}_{i,j,h,k}) \cdot \vec{g},$$

$$i = 1, \dots, I, \quad j = 1, \dots, J, \quad h = 1, \dots, H, \quad k = 1, \dots, K, \quad (1)$$

де $\vec{f}^T(\bullet)$ - вектор невідомих базисних функцій, що визначає структуру різницевого оператора; $v_{i,j,h,k}$ - модельована характеристика у точці з дискретно заданими просторовими координатами $i = 1, \dots, I$, $j = 1, \dots, J$, $h = 1, \dots, H$ та на часовій дискреті $k = 1, \dots, K$; $\vec{u}_{i,j,h,0}, \dots, \vec{u}_{i,j,h,k}$ - вектори вхідних змінних (управління); \vec{g} - вектор невідомих параметрів різницевого оператора.

Слід зазначити, що загальний вигляд РО (1) отримуватимемо на основі аналізу експериментальних даних, які представлено в інтервальному вигляді та отримано для обмеженої кількості часових дискрет за умов різних значень чинників впливу [9]. При цьому вектор оцінок $\hat{\vec{g}}$ параметрів \vec{g} та вектор базисних функцій $\vec{f}^T(\bullet)$ у різницевому операторі (1) отримуватимемо із умов забезпечення заданої точності моделі [6]:

$$[\hat{v}_{i,j,h,k}] \in [z_{i,j,h,k}^-, z_{i,j,h,k}^+], \quad i = 1, \dots, I, \quad j = 1, \dots, J, \quad h = 1, \dots, H, \quad k = 1, \dots, K \quad (2)$$

де $[z_{i,j,h,k}^-, z_{i,j,h,k}^+]$ - інтервал можливих значень модельованої характеристики в точці з дискретними координатами i, j, h в k -тий момент часу.

У виразі (2) $[\hat{v}_{i,j,h,k}]$ означає інтервальні оцінки прогнозованої характеристики, які обчислюватимемо на основі такого різницевого оператора:

$$[\hat{v}_{i,j,h,k}] = [\hat{v}_{i,j,h,k}^-, \hat{v}_{i,j,h,k}^+] = \vec{f}^T([\hat{v}_{0,0,0,0}], \dots, [\hat{v}_{i-1,0,0,0}], \dots, [\hat{v}_{0,j-1,0,0}], \dots, [\hat{v}_{i-1,j-1,h-1,k-1}], \vec{u}_{i,j,h,0}, \dots, \vec{u}_{i,j,h,k}) \cdot \hat{\vec{g}},$$

$$i = 1, \dots, I, \quad j = 1, \dots, J, \quad h = 1, \dots, H, \quad k = 1, \dots, K. \quad (3)$$

Беручи до уваги те, що всі обчислення в різницевому операторі (3) необхідно проводити із застосуванням правил інтервальної арифметики, РО (3) будемо називати інтервальним різницевим оператором (ІРО) [6].

Складність задачі налаштування ІРО (3) полягає в тому, що невідомими є не лише параметри, а і його загальний вигляд, тобто структура.

Для початку введемо ряд позначень, які необхідні для розкриття суті формальної постановки задачі [9].

Позначимо за λ_s поточну структуру ІРО:

$$\lambda_s = \{f_1^s(\bullet) \cdot \hat{g}_1^s; f_2^s(\bullet) \cdot \hat{g}_2^s; \dots; f_{m_s}^s(\bullet) \cdot \hat{g}_{m_s}^s\} \subset \Lambda \quad (4)$$

де $\{f_1^s(\bullet); f_2^s(\bullet); \dots; f_{m_s}^s(\bullet)\} \subset F$ набір структурних елементів, що задає поточну S -ту структуру ІРО.

Далі введемо наступні умовні позначення: $m_s \in [I_{\min}; I_{\max}]$ – кількість елементів у поточній структурі λ_s ; F – множина усіх структурних елементів, $F = \{f_1(\vec{v}_{i,j,h,k}, \vec{u}_{i,j,h,k}); \dots; f_l(\vec{v}_{i,j,h,k}, \vec{u}_{i,j,h,k}); \dots; f_L(\vec{v}_{i,j,h,k}, \vec{u}_{i,j,h,k})\}$, де $|F| = L$ (потужність множини F); \hat{g}^s – вектор відомих значень параметрів, оцінений для поточної структури ІРО на основі методів параметричної ідентифікації, які ґрунтуються на процедурах випадкового пошуку [1]; Λ – множина усіх можливих структур ІРО.

Задача структурної ідентифікації полягає у пошуку структури λ_s ІРО у вигляді (3), що задовольняє умови (2), які забезпечують належність інтервальних оцінок прогнозованого значення модельованої характеристики до інтервалів допустимих значень модельованої характеристики на множині усіх дискрет.

Варто зазначити, що параметрична ідентифікація в даному випадку є етапом структурної ідентифікації. Як відомо, у випадку, коли дані задано в інтервальному вигляді, цей етап полягає у формуванні деякого вектора базисних функцій (поточної структури λ_s ІРО) і знаходженні оцінок параметрів ІРО шляхом розв’язування інтервальної системи нелінійних алгебричних рівнянь (ІСНАР) [10].

Якість поточної структури ІРО оцінюватимемо за значенням показника $\delta(\lambda_s)$, який кількісно визначає наближеність поточної структури до задовільної в сенсі забезпечення умов (2). Значення показника $\delta(\lambda_s)$ обчислюватимемо за допомогою виразів, отриманих у праці [10]:

$$\delta(\lambda_s) = \max_{i=1, \dots, I, j=1, \dots, J, h=1, \dots, H, k=1, \dots, K} \left\{ \text{mid}(\vec{f}_s^T([\hat{v}_{0,0,0,0}], \dots, [\hat{v}_{0,0,h-1,0}], [\hat{v}_{i-1,0,0,0}], \dots, [\hat{v}_{1,j-1,0,0}], \dots, [\hat{v}_{i-1,j-1,h-1,k-1}], \vec{u}_{i,j,h,0}, \dots, \vec{u}_{i,j,h,k}) \cdot \hat{g}^s) - \text{mid}([z_{i,j,h,k}]) \right\}, \quad (5)$$

якщо $[\hat{v}_{i,j,h,k}] \cap [z_{i,j,h,k}] = \emptyset \quad \exists i = 1, \dots, I, \exists j = 1, \dots, J, \exists h = 1, \dots, H, \exists k = 1, \dots, K;$

$$\delta(\lambda_s) = \max_{i=1, \dots, I, j=1, \dots, J, h=1, \dots, H, k=1, \dots, K} \left\{ \text{wid}(\vec{f}_s^T([\hat{v}_{0,0,0,0}], \dots, [\hat{v}_{0,0,h-1,0}], [\hat{v}_{i-1,0,0,0}], \dots, [\hat{v}_{1,j-1,0,0}], \dots, [\hat{v}_{i-1,j-1,h-1,k-1}], \vec{u}_{i,j,h,0}, \dots, \vec{u}_{i,j,h,k}) \cdot \hat{g}^s) - \text{wid}(\vec{f}_s^T([\hat{v}_{0,0,0,0}], \dots, [\hat{v}_{0,0,h-1,0}], [\hat{v}_{i-1,0,0,0}], \dots, [\hat{v}_{1,j-1,0,0}], \dots, [\hat{v}_{i-1,j-1,h-1,k-1}], \vec{u}_{i,j,h,0}, \dots, \vec{u}_{i,j,h,k}) \cdot \hat{g}^s) \cap [z_{i,j,h,k}] \right\}, \quad (6)$$

якщо $[\hat{v}_{i,j,h,k}] \cap [z_{i,j,h,k}] \neq \emptyset \quad \forall i=1,\dots,I, \quad \forall j=1,\dots,J, \quad \forall h=1,\dots,H, \quad \forall k=1,\dots,K;$

де $mid(\bullet)$, $wid(\bullet)$ - операції визначення центру та ширини інтервалів, відповідно.

Вираз (5) описує «наближеність» поточної структури до задовільної на початкових ітераціях, тим часом як вираз (6) у випадку $\delta(\lambda_s)=0$ забезпечує виконання умови (2).

Тепер задачу структурної ідентифікації IPO запишемо формально у вигляді задачі знаходження мінімуму функції $\delta(\lambda_s)$:

$$\delta(\lambda_s) \xrightarrow{\hat{g}^s, \tilde{f}_s(\bullet)} \min, m_s \in [I_{\min}; I_{\max}], \tilde{f}_s(\bullet) \in F \quad (7)$$

Чим менше значення $\delta(\lambda_s)$, тим «краща» поточна структура IPO. Якщо $\delta(\lambda_s) = 0$, то поточна структура IPO дає можливість побудувати адекватну модель, для якої інтервальні оцінки прогнозованої характеристики належать до інтервалів можливих значень модельованої характеристики.

III. Критичний аналіз методу структурної ідентифікації моделі об'єкта у вигляді IPO із застосуванням генетичних алгоритмів

Один із *методів структурної ідентифікації моделі на основі генетичних алгоритмів* наведено у праці [7]. При цьому у вказаній праці [7] введено наступні позначення: ген – структурний елемент, який відображає вид базисної функції; хромосома – відображає поточну структуру IPO; популяція – відображає множину структур IPO на поточній ітерації генетичного алгоритму.

На першому кроці реалізації методу структурної ідентифікації, формують набір F структурних елементів (генів) – компонент вектора базисних функцій $\tilde{f}^T(\bullet)$. При цьому припускають, що сформований набір F структурних елементів гарантовано включає усі елементи шуканої (прийнятої) структури різницевого оператора.

На другому кроці реалізації методу структурної ідентифікації, випадковим чином здійснюють формування поточних структур IPO (хромосом), що задають початкову множину структур IPO. Якщо на цьому кроці отримано хоча б одну структуру різницевого оператора, для якої $\delta(\lambda_s) = 0$, тоді – завершення процедури структурної ідентифікації. У протилежному випадку переходять на третій крок, де проводять селекцію множини «кращих» (з найменшими значеннями $\delta(\lambda_s)$) структур IPO (популяцію найкращих особин) у кількості 50% усіх згенерованих структур IPO (популяції). Якщо на цьому кроці отримано хоча б одну структуру різницевого оператора, для якої $\delta(\lambda_s) = 0$, тоді завершуємо процедуру структурної ідентифікації.

На четвертому кроці проводять «схрещування» відібраних структур IPO (особин популяції) із застосуванням оператора «схрещування» генетичного алгоритму [7]. Цей оператор «схрещування», на відміну від операторів, що використовуються в межах класичних підходів, побудований на принципі «розіграшу лотереї». Після завершення процедури «схрещування» проводиться селекція найкращих структур IPO (третій крок). З метою зменшення ризику втрати важливих структурних елементів для шуканої моделі на наступний ряд селекції, окрім отриманих пар в результаті комбінування поточних структур, подають також і структури з попереднього ряду селекції.

Таким чином вхідними параметрами для реалізації генетичного алгоритму є: S – розмір популяції, $[I_{\min}; I_{\max}]$ – нижня та верхня межі інтервалу, який визначає кількість структурних елементів у поточній структурі, а також множина структурних елементів F .

У ході критичного аналізу методу структурної ідентифікації моделі об'єкта з розподіленим параметрами у вигляді IPO із застосуванням генетичного алгоритму були виявлені нижченаведені недоліки методу.

По-перше, випадкове формування початкової множини структур IPO (хромосом), що здійснюється на першій ітерації методу проводиться таким чином, щоб використати увесь сформований набір структурних елементів F (генів), що призводить до суттєвого збільшення початкової кількості структур IPO (особин популяції), адже початкової кількості структур IPO (особин популяції) прямо пропорційно залежить від кількості структурних елементів (генів) у наборі F .

Така залежність обумовлена тим, що метод структурної ідентифікації на основі генетичного алгоритму базується на жорсткому припущенні, що множина структурних елементів F повинна гарантовано включати всі елементи шуканої оптимальної структури IPO. Внаслідок чого, для задач структурної ідентифікації моделей об'єктів з розподіленими параметрами набір генів (множина

структурних елементів F) повинен містити у собі усі можливі комбінації з множини елементів $\{V_{0,0,0,0}, \dots, V_{0,0,h-1,0}, V_{i-1,0,0,0}, \dots, V_{0,j-1,0,0}, \dots, V_{i-1,j-1,h-1,k-1}\}$ у відповідності до заданого порядку IPO у поєднанні з комбінаціями із множини елементів $\{\vec{u}_{i,j,h,0}, \dots, \vec{u}_{i,j,h,k}\}$, які генерують, виходячи з аналізу фізичних властивостей модельованого реального процесу, що призводить до збільшення потужності множини F , а відповідно і підвищує обчислювальну складність методу.

По-друге, у ході селекції множини «кращих» (з найменшими значеннями показника якості – $\delta(\lambda_s)$) структур IPO (популяції найкращих особин) на кожній ітерації відкидають 50% усіх згенерованих структур, що в результаті може бути причиною відсутності прийнятної структури IPO після завершення процедури структурної ідентифікації, внаслідок втрати важливих компонентів моделі.

По-третє, «схрещування» відібраних структур IPO (особин популяції) відбувається із застосуванням оператора «схрещування», який побудовано на принципі «розіграшу лотереї», де відбувається попарне «схрещування» структур (особин), які відбираються із множини кращих структур IPO (популяції кращих особин) випадковим чином. Основним недоліком такого оператора схрещування є нерациональний випадковий вибір структур (особин) для «схрещування». У праці [11] запропоновано «схрещувати» структури IPO (особин популяції) на основі принципу «кращий з кращим», однак зважаючи на інші недоліки методу, навіть такий підхід не суттєво впливає на обчислювальну складність методу структурної ідентифікації моделі із розподіленими параметрами на основі генетичних алгоритмів.

По-четверте, у запропонованому в праці [7] методі структурної ідентифікації на основі генетичних алгоритмів відсутній оператор мутації, що унеможлиблює отримання різноманіття популяції кращих особин.

Зважаючи на усі вищеописані недоліки методу структурної ідентифікації моделі об'єкта з розподіленими параметрами у вигляді IPO із застосуванням генетичних алгоритмів, постає актуальна задача пошуку якісно нового методу структурної ідентифікації, який на основі аналогій із популяціями біологічних систем дає можливість створити більш ефективний механізм формування потенційних структур моделі і при цьому знизити обчислювальну складність реалізації методу розв'язку задачі структурної ідентифікації. Одною із таких біологічних систем є бджолина колонія. У статті [9] розглянуто базові принципи методу структурної ідентифікації IPO, що ґрунтується на засадах роевого інтелекту притаманного колонії медоносних бджіл. Тому предметом досліджень цієї праці є саме проведення порівняльного аналізу відомого методу структурної ідентифікації на основі генетичного аналізу із методом на основі алгоритму бджолиної колонії, запропонованим у праці [9], як з точки зору обчислювальної складності їх реалізації, так і з точки зору «оптимальності» знайдених розв'язків.

IV. Особливості методу структурної ідентифікації моделі об'єктів у вигляді IPO із застосуванням алгоритму бджолиної колонії

Метод структурної ідентифікації макромоделі на основі алгоритму бджолиної колонії запропонований у праці [9]. Уведемо наступні означення: *поведінка бджоли* при виборі місцезнаходження джерела нектару безпосередньо реалізує сам алгоритм синтезу поточної структури IPO; *область пошуку нектару* – множина допустимих розв'язків задачі структурної ідентифікації IPO, тобто множина усіх можливих структур IPO із відомими оцінками компонентів вектора параметрів \hat{g} ; *окіл джерела нектару* – множина структур IPO, що можуть бути згенеровані на основі поточної структури IPO шляхом часткової заміни її структурних елементів; *координати джерела нектару* – поточна структура IPO; *якість джерела нектару* представляється обчисленим значенням функції $\delta(\lambda_s)$, що задає точність моделі, побудованої на основі поточної структури.

Для реалізації АБК усіх бджіл колонії, котрі займаються пошуком джерел їжі, умовно поділяють на три типи [12]: *робочі бджоли* (проводять пошук їжі в околі уже відомих джерел нектару та інформують бджіл-дослідників про якість досліджуваних джерел нектару); *бджоли-дослідники* (знаходяться у вулику, де отримують інформацію від робочих бджіл, після чого відправляються на пошуки нектару в окіл знайдених робочими бджолами джерел нектару); *бджоли-розвідники* (здійснюють випадковий пошук нових джерел нектару).

Загальна схема АБК формується наступним чином: **Крок 1. Ініціалізація.** Дослідником задаються значення вхідних параметрів алгоритму: MCN , $LIMIT$, S , $[I_{min}; I_{max}]$ та множина структурних елементів F . Далі відбувається формування випадковим чином множини структур IPO Λ_{mcn} потужності S , де кожна структура IPO задає координати джерела нектару. **Крок 2. Фаза активності робочих бджіл**, яка в контексті задачі структурної ідентифікації IPO означає – синтез поточних структур IPO, після чого проводиться попарна селекція структур IPO та формування множини найкращих структур. Якщо на цьому кроці знайдено хоча б одне «оптимальне» джерело нектару, тобто

таку структуру різницевого оператора, для якої $\delta(\lambda_s) = 0$, тоді завершуємо процедуру структурної ідентифікації. **Крок 3. Фаза активності бджіл-дослідників**, яка в контексті задачі структурної ідентифікації IPO означає – синтез множини поточних структур IPO з урахуванням «якості» структур, після чого проводиться погурпова селекція поточних структур IPO та формування множини найкращих структур. Якщо на цьому кроці знайдено хоча б одне «оптимальне» джерело нектару, тобто таку структуру різницевого оператора, для якої $\delta(\lambda_s) = 0$, тоді завершуємо процедуру структурної ідентифікації. **Крок 4. Фаза активності бджіл-розвідників**, яка в контексті задачі структурної ідентифікації IPO означає – перевірку «критерію відмови» (бджоли покидають вичерпані джерела нектару, якщо такі є). Якщо на цьому кроці знайдено хоча б одне «оптимальне» джерело нектару, тобто таку структуру різницевого оператора, для якої $\delta(\lambda_s) = 0$, тоді завершуємо процедуру структурної ідентифікації. Повернення на **крок 2** поки не буде досягнуто критерію зупинки.

Вхідні параметри реалізації методу: $M CN$ (максимальна кількість ітерацій), $LIMIT$ – «критерій вичерпності», S – розмір популяції), $[I_{\min}; I_{\max}]$ та множина F .

IV. Порівняльний аналіз методів структурної ідентифікації моделі у вигляді IPO із застосуванням генетичного алгоритму та на основі розв'язку інтелекту (на прикладі задачі розподілу вологості на поверхні листа гіпсокартону)

Із постановки задачі видно, що найскладнішою процедурою в обох алгоритмах структурної ідентифікації є процедура обчислення показника якості поточної структури IPO – $\delta(\lambda_s)$. У праці [2] наведено результати досліджень, які показують, що ефективність алгоритмів структурної ідентифікації можна визначити за кількістю обчислень значень показника $\delta(\lambda_s)$, який визначає цільову функцію у задачі структурної ідентифікації інтервального різницевого оператора.

Розглянемо процес виробництва листів гіпсокартону стандартних розмірів. Результати вимірювань вологості на поверхні листа гіпсокартону за умов двох режимів технологічного процесу, наведено у таблиці 1 [2].

У таблиці 1 використано такі позначення: i -дискретне значення координати x з кроком $\Delta x = 300$ мм (перша дискрета на відстані 200 мм від краю листа); j -дискретне значення координати y із кроком $\Delta y = 300$ мм, початкові точки зазначено на відстані 150 мм від краю листа.

Таблиця 1 - Виміряні значення відносної вологості $z_{i,j,k}$ на листі гіпсокартону для заданих технологічних чинників

$u_{1,0} = 120^\circ, u_{2,0} = 0.25 \text{ м/хв.}$								
$I \backslash j$	0	1	2	3	4	5	6	7
0	0,6	0,63	0,66	0,66	0,68	0,65	0,62	0,61
1	0,68	0,74	0,78	0,82	0,85	0,83	0,79	0,71
2	0,72	0,78	0,82	0,85	0,86	0,82	0,78	0,73
3	0,62	0,63	0,68	0,7	0,71	0,67	0,66	0,65
$u_{1,k} = 125^\circ, u_{2,k} = 0.28 \text{ м/хв.}$								
$I \backslash j$	0	1	2	3	4	5	6	7
0	0,71	0,75	0,76	0,79	0,79	0,75	0,73	0,69
1	0,76	0,8	0,87	0,91	0,96	0,94	0,89	0,82
2	0,78	0,89	0,93	0,97	0,98	0,96	0,88	0,82
3	0,73	0,75	0,78	0,79	0,8	0,77	0,76	0,71

Користуючись даними наведеними у таблиці 1 та відомим значенням похибки вимірювань $\varepsilon = 5\%$, інтервальні дані $[z_{i,j,k}^-; z_{i,j,k}^+]$, $i = 0, \dots, 3$, $j = 0, \dots, 7$, $k = 0, 1$, отримаємо із виразів

$z_{i,j,k}^- = z_{i,j,k} - z_{i,j,k} \cdot \varepsilon$ та $z_{i,j,k}^+ = z_{i,j,k} + z_{i,j,k} \cdot \varepsilon$, де $z_{i,j,k}$ - виміряні значення відносної вологості на поверхні листа гіпсокартону.

Для реалізації методів структурної ідентифікації (на основі генетичних алгоритмів та на основі алгоритму бджолоїної колонії) макромоделі розподілу вологості на поверхні листа гіпсокартону на стадії сушіння, у праці було згенеровано упорядковану множину структурних елементів F у кількості $L=160$. У процесі досліджень було проведено 5 обчислювальних експериментів.

Варто зазначити, що кількість структурних елементів у множині F змінювалася в ході експериментів, тобто у 1 експерименті $L=160$, в 2 експерименті $L=140$, тоді як у 5 – $L=80$. Множину структурних елементів, яка була використана у ході 5 експерименту, показано у таблиці 2. Для отримання цієї множини генерувалися структурні елементи, які містять поліноміальні функції не вище другого степеня для різнищового оператора не вище другого порядку.

Таблиця 2 – Множина структурних елементів макромоделі розподілу вологості на листі гіпсокартону на стадії сушіння

№пп	Структурний елемент	№пп	Структурний елемент
1	$v_{i-1,j} \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k})$	41	$v_{i,j-1} \cdot v_{i-1,j} \cdot (u_{1,0} / u_{2,0})$
2	$v_{i,j-1} \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k})$	42	$v_{i,j-1} \cdot v_{i,j-2} \cdot (u_{1,0} / u_{2,0})$
3	$v_{i-1,j-1} \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k})$	43	$v_{i,j-1} \cdot v_{i-1,j-1} \cdot (u_{1,0} / u_{2,0})$
4	$v_{i,j-2} \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k})$	44	$v_{i,j-1} \cdot v_{i-1,j-2} \cdot (u_{1,0} / u_{2,0})$
5	$v_{i-1,j-2} \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k})$	45	$v_{i-1,j} \cdot v_{i,j-2} \cdot (u_{1,0} / u_{2,0})$
6	$v_{i,j-1} \cdot v_{i-1,j} \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k})$	46	$v_{i-1,j} \cdot v_{i-1,j-1} \cdot (u_{1,0} / u_{2,0})$
7	$v_{i,j-1} \cdot v_{i,j-2} \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k})$	47	$v_{i-1,j} \cdot v_{i-1,j-2} \cdot (u_{1,0} / u_{2,0})$
8	$v_{i,j-1} \cdot v_{i-1,j-1} \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k})$	48	$v_{i-1,j-1} \cdot v_{i,j-2} \cdot (u_{1,0} / u_{2,0})$
9	$v_{i,j-1} \cdot v_{i-1,j-2} \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k})$	49	$v_{i-1,j-1} \cdot v_{i-1,j-2} \cdot (u_{1,0} / u_{2,0})$
10	$v_{i-1,j} \cdot v_{i,j-2} \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k})$	50	$v_{i,j-2} \cdot v_{i-1,j-2} \cdot (u_{1,0} / u_{2,0})$
11	$v_{i-1,j} \cdot v_{i-1,j-1} \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k})$	51	$v_{i-1,j} \cdot (u_{1,k} / u_{2,k})$
12	$v_{i-1,j} \cdot v_{i-1,j-2} \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k})$	52	$v_{i,j-1} \cdot (u_{1,k} / u_{2,k})$
13	$v_{i-1,j-1} \cdot v_{i,j-2} \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k})$	53	$v_{i-1,j-1} \cdot (u_{1,k} / u_{2,k})$
14	$v_{i-1,j-1} \cdot v_{i-1,j-2} \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k})$	54	$v_{i,j-2} \cdot (u_{1,k} / u_{2,k})$
15	$v_{i,j-2} \cdot v_{i-1,j-2} \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k})$	55	$v_{i-1,j-2} \cdot (u_{1,k} / u_{2,k})$
16	$v_{i,j-1} \cdot v_{i-1,j}$	56	$v_{i,j-1} \cdot v_{i-1,j} \cdot (u_{1,k} / u_{2,k})$
17	$v_{i,j-1} \cdot v_{i,j-2}$	57	$v_{i,j-1} \cdot v_{i,j-2} \cdot (u_{1,k} / u_{2,k})$
18	$v_{i,j-1} \cdot v_{i-1,j-1}$	58	$v_{i,j-1} \cdot v_{i-1,j-1} \cdot (u_{1,k} / u_{2,k})$
19	$v_{i,j-1} \cdot v_{i-1,j-2}$	59	$v_{i,j-1} \cdot v_{i-1,j-2} \cdot (u_{1,k} / u_{2,k})$
20	$v_{i-1,j} \cdot v_{i,j-2}$	60	$v_{i-1,j} \cdot v_{i,j-2} \cdot (u_{1,k} / u_{2,k})$
21	$v_{i-1,j} \cdot v_{i-1,j-1}$	61	$v_{i-1,j} \cdot v_{i-1,j-1} \cdot (u_{1,k} / u_{2,k})$
22	$v_{i-1,j} \cdot v_{i-1,j-2}$	62	$v_{i-1,j} \cdot v_{i-1,j-2} \cdot (u_{1,k} / u_{2,k})$

23	$v_{i-1,j-1} \cdot v_{i,j-2}$	63	$v_{i-1,j-1} \cdot v_{i,j-2} \cdot (u_{1,k} / u_{2,k})$
24	$v_{i-1,j-1} \cdot v_{i-1,j-2}$	64	$v_{i-1,j-1} \cdot v_{i-1,j-2} \cdot (u_{1,k} / u_{2,k})$
25	$v_{i,j-2} \cdot v_{i-1,j-2}$	65	$v_{i,j-2} \cdot v_{i-1,j-2} \cdot (u_{1,k} / u_{2,k})$
26	$v_{i-1,j}$	66	$v_{i-1,j}^2 (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k})$
27	$v_{i,j-1}$	67	$v_{i,j-1}^2 (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k})$
28	$v_{i-1,j-1}$	68	$v_{i-1,j-1}^2 (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k})$
29	$v_{i,j-2}$	69	$v_{i,j-2}^2 (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k})$
30	$v_{i-1,j-2}$	70	$v_{i-1,j-2}^2 (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k})$
31	$v_{i-1,j}^2$	71	$v_{i-1,j}^2 \cdot (u_{1,0} / u_{2,0})$
32	$v_{i,j-1}^2$	72	$v_{i,j-1}^2 \cdot (u_{1,0} / u_{2,0})$
33	$v_{i-1,j-1}^2$	73	$v_{i-1,j-1}^2 \cdot (u_{1,0} / u_{2,0})$
34	$v_{i,j-2}^2$	74	$v_{i,j-2}^2 \cdot (u_{1,0} / u_{2,0})$
35	$v_{i-1,j-2}^2$	75	$v_{i-1,j-2}^2 \cdot (u_{1,0} / u_{2,0})$
36	$v_{i-1,j} \cdot (u_{1,0} / u_{2,0})$	76	$v_{i-1,j}^2 \cdot (u_{1,k} / u_{2,k})$
37	$v_{i,j-1} \cdot (u_{1,0} / u_{2,0})$	77	$v_{i,j-1}^2 \cdot (u_{1,k} / u_{2,k})$
38	$v_{i-1,j-1} \cdot (u_{1,0} / u_{2,0})$	78	$v_{i-1,j-1}^2 \cdot (u_{1,k} / u_{2,k})$
39	$v_{i,j-2} \cdot (u_{1,0} / u_{2,0})$	79	$v_{i,j-2}^2 \cdot (u_{1,k} / u_{2,k})$
40	$v_{i-1,j-2} \cdot (u_{1,0} / u_{2,0})$	80	$v_{i-1,j-2}^2 \cdot (u_{1,k} / u_{2,k})$

Для кожного з 5 обчислювальних експериментів було задано однакові початкові умови для реалізації обох методів структурної ідентифікації IPO: $[I_{\min}; I_{\max}] = [4; 8]$ (інтервал $[I_{\min}; I_{\max}]$, що включає число m_s , що задає кількість структурних елементів для поточної структури IPO); та початкова множина структур IPO у кількості $S=10$.

Початкові умови для реалізації методу структурної ідентифікації на основі алгоритму бджолоїної колонії такі: $MCN=100$, $Limit=4$.

Далі, для кожного експерименту, випадковим чином згенеровано початкову множину структур IPO Λ_0 , яка однакова для обох методів структурної ідентифікації у ході поточного експерименту.

Як уже зазначалося, задачу структурної ідентифікації моделі розподілу вологості на поверхні листа гіпсокартону у вигляді IPO кожним із методів структурної ідентифікації розв'язували по 5 разів (за заданих аналогічних початкових умов). Порівняння обчислювальної складності реалізації методу структурної ідентифікації на основі алгоритму бджолоїної колонії та відповідно на основі генетичних алгоритмів для усіх проведених експериментів проілюстровано на рис. 1.

У результаті порівняльного аналізу встановлено, що значення показника часової складності реалізації методу структурної ідентифікації IPO на основі алгоритму бджолоїної колонії на 6-24% менше, ніж на основі генетичних алгоритмів.

Початкові умови для реалізації обох методів структурної ідентифікації було задано наступним чином: $[\hat{v}_{i,j,k}^-; \hat{v}_{i,j,k}^+] = (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k}) \cdot [\hat{v}_{i,j,k=0}^-; \hat{v}_{i,j,k=0}^+] \subset [z_{i,j,k=0}^-; z_{i,j,k=0}^+] =$

$[z_{i,j,k=0} - z_{i,j,k=0} \cdot 0,01; z_{i,j,k=0} + z_{i,j,k=0} \cdot 0,01]$, $\{i=0, \dots, 3, j=0, \dots, 1\}$ $\{i=0, \dots, 1, j=0, \dots, 7\}$ – задані початкові умови; $u_{1,0}, u_{1,k}$ - температури у сушильній камері при заданих для тестового набору даних та при прогнозуванні для k -го її значення відповідно; $u_{2,0}, u_{2,k}$ - швидкості переміщення листа у сушильній камері при заданих для тестового набору даних та при прогнозуванні для k -го її значення відповідно.

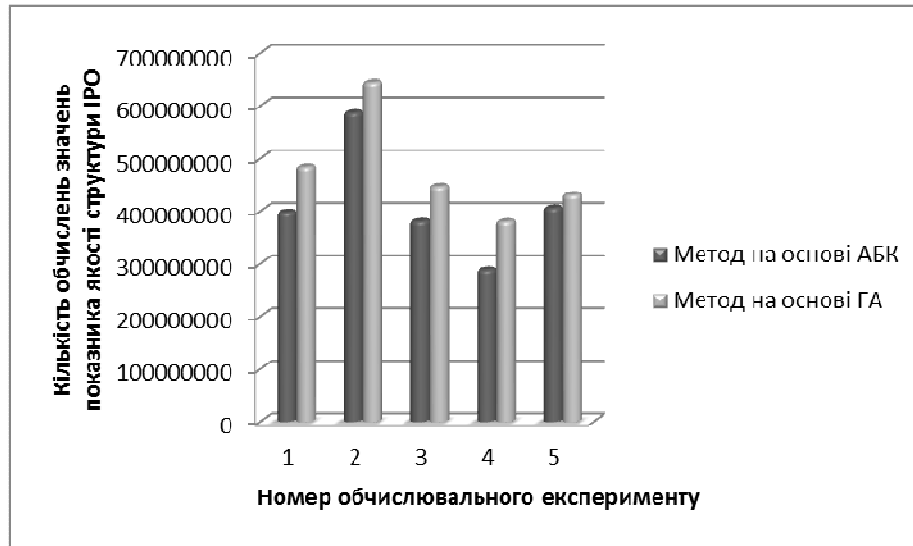


Рисунок 1 – Обчислювальна складність методів

У результаті проведених експериментів отримали структури IPO наведені у таблиці 3.

Таблиця 3 – Отримані структури IPO

№	Структура IPO (метод на основі АБК)	Структура IPO (метод на основі ГА)
1	$[\hat{v}_{i,j,k}^-; \hat{v}_{i,j,k}^+] = 0.1923 - 0.2903 \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k}) \cdot [\hat{v}_{i-1,j-1,k}^-; \hat{v}_{i-1,j-1,k}^+] - 0.4599 \cdot [\hat{v}_{i-1,j-2,k}^-; \hat{v}_{i-1,j-2,k}^+] + 0.8333 \cdot [\hat{v}_{i,j-1,k}^-; \hat{v}_{i,j-1,k}^+] + 0.6309 \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k}) \cdot [\hat{v}_{i-1,j,k}^-; \hat{v}_{i-1,j,k}^+]$	$[\hat{v}_{i,j,k}^-; \hat{v}_{i,j,k}^+] = 0.4778 + 0.6946 \cdot [\hat{v}_{i-1,j,k}^-; \hat{v}_{i-1,j,k}^+] \cdot [\hat{v}_{i,j-1,k}^-; \hat{v}_{i,j-1,k}^+] - 0.1567 \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k}) \cdot [\hat{v}_{i-1,j-1,k}^-; \hat{v}_{i-1,j-1,k}^+] - 0.3141 \cdot [\hat{v}_{i-1,j-1,k}^-; \hat{v}_{i-1,j-1,k}^+] \cdot [\hat{v}_{i-1,j-2,k}^-; \hat{v}_{i-1,j-2,k}^+] + 0.5684 \cdot [\hat{v}_{i,j-1,k}^-; \hat{v}_{i,j-1,k}^+] - 0.3003 \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k}) \cdot [\hat{v}_{i,j-2,k}^-; \hat{v}_{i,j-2,k}^+]$
2	$[\hat{v}_{i,j,k}^-; \hat{v}_{i,j,k}^+] = 0.5173 - 0.2211 \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k}) \cdot [\hat{v}_{i-1,j,k}^-; \hat{v}_{i-1,j,k}^+]$	$[\hat{v}_{i,j,k}^-; \hat{v}_{i,j,k}^+] = 0.49 - 0.2202 \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k}) \cdot [\hat{v}_{i-1,j-1,k}^-; \hat{v}_{i-1,j-1,k}^+]$

	$ \begin{aligned} & -0.3606 \cdot [\widehat{v}_{i-1,j-1,k}^-; \widehat{v}_{i-1,j-1,k}^+] \cdot \\ & \cdot [\widehat{v}_{i-1,j-1,k}^-; \widehat{v}_{i-1,j-1,k}^+] \\ & + 0.6034 \cdot [\widehat{v}_{i,j-1,k}^-; \widehat{v}_{i,j-1,k}^+] \\ & - 0.4728 \cdot [\widehat{v}_{i,j-2,k}^-; \widehat{v}_{i,j-2,k}^+] \\ & + 0.8523 \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k}) \cdot \\ & \cdot [\widehat{v}_{i-1,j,k}^-; \widehat{v}_{i-1,j,k}^+] \cdot [\widehat{v}_{i,j-1,k}^-; \widehat{v}_{i,j-1,k}^+] \end{aligned} $	$ \begin{aligned} & -0.2726 \cdot [\widehat{v}_{i-1,j-1,k}^-; \widehat{v}_{i-1,j-1,k}^+] \cdot \\ & \cdot [\widehat{v}_{i-1,j-2,k}^-; \widehat{v}_{i-1,j-2,k}^+] \\ & + 0.6014 \cdot [\widehat{v}_{i,j-1,k}^-; \widehat{v}_{i,j-1,k}^+] \\ & - 0.3622 \cdot [\widehat{v}_{i,j-2,k}^-; \widehat{v}_{i,j-2,k}^+] \\ & + 0.6785 \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k}) \cdot \\ & \cdot [\widehat{v}_{i-1,j,k}^-; \widehat{v}_{i-1,j,k}^+] \cdot [\widehat{v}_{i,j-1,k}^-; \widehat{v}_{i,j-1,k}^+] \end{aligned} $
3	$ \begin{aligned} & [\widehat{v}_{i,j,k}^-; \widehat{v}_{i,j,k}^+] = 0.49 - \\ & 0.1625 \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k}) \cdot \\ & \cdot [\widehat{v}_{i-1,j-1,k}^-; \widehat{v}_{i-1,j-1,k}^+] \\ & - 0.3164 \cdot [\widehat{v}_{i-1,j-1,k}^-; \widehat{v}_{i-1,j-1,k}^+] \cdot \\ & \cdot [\widehat{v}_{i-1,j-1,k}^-; \widehat{v}_{i-1,j-1,k}^+] \\ & + 0.6008 \cdot [\widehat{v}_{i,j-1,k}^-; \widehat{v}_{i,j-1,k}^+] \\ & + 0.6969 \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k}) \cdot \\ & \cdot [\widehat{v}_{i-1,j,k}^-; \widehat{v}_{i-1,j,k}^+] \cdot [\widehat{v}_{i,j-1,k}^-; \widehat{v}_{i,j-1,k}^+] \\ & - 0.4010 \cdot [\widehat{v}_{i,j-2,k}^-; \widehat{v}_{i,j-2,k}^+] \end{aligned} $	$ \begin{aligned} & [\widehat{v}_{i,j,k}^-; \widehat{v}_{i,j,k}^+] = 0.2072 \\ & - 0.0054 \cdot [\widehat{v}_{i,j-1,k}^-; \widehat{v}_{i,j-1,k}^+] \cdot \\ & \cdot [\widehat{v}_{i,j-1,k}^-; \widehat{v}_{i,j-1,k}^+] \\ & - 0.4483 \cdot [\widehat{v}_{i-1,j-2,k}^-; \widehat{v}_{i-1,j-2,k}^+] \\ & + 0.6075 \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k}) \cdot \\ & \cdot [\widehat{v}_{i-1,j,k}^-; \widehat{v}_{i-1,j,k}^+] \\ & + 0.8325 \cdot [\widehat{v}_{i,j-1,k}^-; \widehat{v}_{i,j-1,k}^+] \\ & - 0.2574 \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k}) \cdot \\ & \cdot [\widehat{v}_{i-1,j-1,k}^-; \widehat{v}_{i-1,j-1,k}^+] \\ & - 0.0366 \cdot [\widehat{v}_{i,j-1,k}^-; \widehat{v}_{i,j-1,k}^+] \cdot \\ & \cdot [\widehat{v}_{i-1,j-1,k}^-; \widehat{v}_{i-1,j-1,k}^+] \\ & - 0.0084 \cdot [\widehat{v}_{i,j-2,k}^-; \widehat{v}_{i,j-2,k}^+] \end{aligned} $
4	$ \begin{aligned} & [\widehat{v}_{i,j,k}^-; \widehat{v}_{i,j,k}^+] = 0.1867 - \\ & 0.2779 \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k}) \cdot \\ & \cdot [\widehat{v}_{i-1,j-1,k}^-; \widehat{v}_{i-1,j-1,k}^+] \\ & - 0.4362 \cdot [\widehat{v}_{i-1,j-2,k}^-; \widehat{v}_{i-1,j-2,k}^+] \\ & + 0.6187 \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k}) \cdot \\ & \cdot [\widehat{v}_{i-1,j,k}^-; \widehat{v}_{i-1,j,k}^+] \\ & + 0.8337 \cdot [\widehat{v}_{i,j-1,k}^-; \widehat{v}_{i,j-1,k}^+] \\ & - 0.02 \cdot [\widehat{v}_{i,j-1,k}^-; \widehat{v}_{i,j-1,k}^+] \cdot \\ & \cdot [\widehat{v}_{i-1,j-1,k}^-; \widehat{v}_{i-1,j-1,k}^+] \end{aligned} $	$ \begin{aligned} & [\widehat{v}_{i,j,k}^-; \widehat{v}_{i,j,k}^+] = -0.1482 + \\ & 0.0017 \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k}) \cdot \\ & \cdot [\widehat{v}_{i-1,j-1,k}^-; \widehat{v}_{i-1,j-1,k}^+] \\ & + 0.6253 \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k}) \cdot \\ & \cdot [\widehat{v}_{i-1,j,k}^-; \widehat{v}_{i-1,j,k}^+] \\ & + 0.9577 \cdot [\widehat{v}_{i,j-1,k}^-; \widehat{v}_{i,j-1,k}^+] \\ & - 0.1629 \cdot [\widehat{v}_{i,j-2,k}^-; \widehat{v}_{i,j-2,k}^+] \\ & - 0.7161 \cdot [\widehat{v}_{i-1,j-1,k}^-; \widehat{v}_{i-1,j-1,k}^+] \cdot \\ & \cdot [\widehat{v}_{i-1,j-2,k}^-; \widehat{v}_{i-1,j-2,k}^+] \\ & + 0.2662 \cdot [\widehat{v}_{i-1,j-2,k}^-; \widehat{v}_{i-1,j-2,k}^+] \end{aligned} $
5	$ \begin{aligned} & [\widehat{v}_{i,j,k}^-; \widehat{v}_{i,j,k}^+] = 0.2031 - \\ & 0.2996 \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k}) \cdot \\ & \cdot [\widehat{v}_{i-1,j-1,k}^-; \widehat{v}_{i-1,j-1,k}^+] \end{aligned} $	$ \begin{aligned} & [\widehat{v}_{i,j,k}^-; \widehat{v}_{i,j,k}^+] = 0.2024 - \\ & 0.4503 \cdot [\widehat{v}_{i-1,j-2,k}^-; \widehat{v}_{i-1,j-2,k}^+] \end{aligned} $

$ \begin{aligned} & - 0.0299 \cdot [\widehat{v}_{i,j-1,k}^-; \widehat{v}_{i,j-1,k}^+] \cdot \\ & \cdot [\widehat{v}_{i,j-1,k}^-; \widehat{v}_{i,j-1,k}^+] \\ & - 0.4483 \cdot [\widehat{v}_{i-1,j-2,k}^-; \widehat{v}_{i-1,j-2,k}^+] \\ & + 0.619 \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k}) \cdot \\ & \cdot [\widehat{v}_{i-1,j,k}^-; \widehat{v}_{i-1,j,k}^+] \\ & + 0.8522 \cdot [\widehat{v}_{i,j-1,k}^-; \widehat{v}_{i,j-1,k}^+] \end{aligned} $	$ \begin{aligned} & + 0.6084 \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k}) \cdot \\ & \cdot [\widehat{v}_{i-1,j,k}^-; \widehat{v}_{i-1,j,k}^+] \\ & + 0.8286 \cdot [\widehat{v}_{i,j-1,k}^-; \widehat{v}_{i,j-1,k}^+] \\ & - 0.2613 \cdot (u_{1,0} \cdot u_{2,k} / u_{2,0} \cdot u_{1,k}) \cdot \\ & \cdot [\widehat{v}_{i-1,j-1,k}^-; \widehat{v}_{i-1,j-1,k}^+] \\ & - 0.0331 \cdot [\widehat{v}_{i,j-1,k}^-; \widehat{v}_{i,j-1,k}^+] \cdot \\ & \cdot [\widehat{v}_{i-1,j-1,k}^-; \widehat{v}_{i-1,j-1,k}^+] \\ & - 0.0006 \cdot [\widehat{v}_{i,j-2,k}^-; \widehat{v}_{i,j-2,k}^+] \end{aligned} $
---	--

Порівняння «складності» отриманих структур моделей у вигляді ІРО проілюстровано на рисунками 2 та 3.



Рисунок 2 – Кількість структурних елементів у отриманих структурах моделей у вигляді ІРО

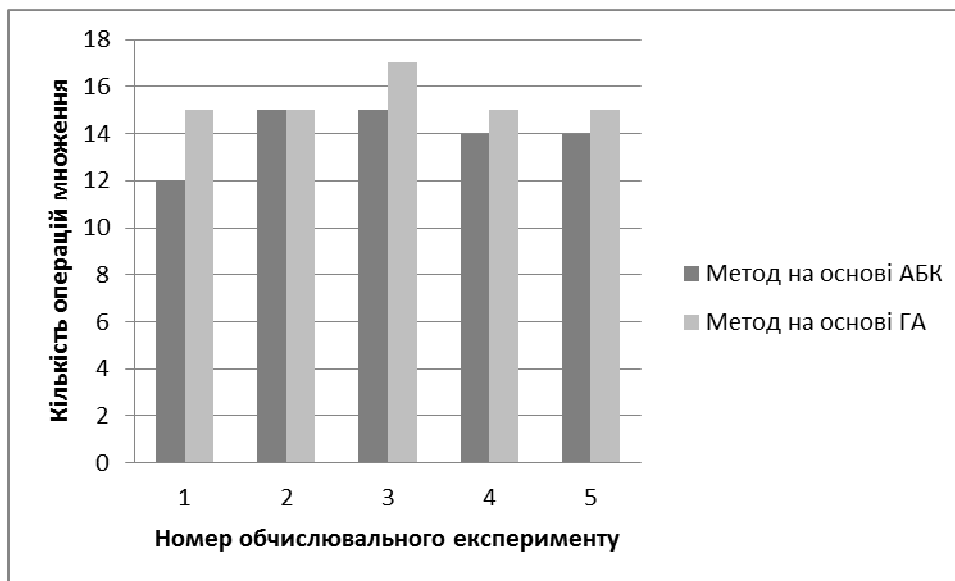


Рисунок 3 – Кількість операцій множення, які необхідно виконати для прогнозування значення вологості на поверхні листа гіпсокартону для однієї точки

Як бачимо з таблиці 3 та з рисунків 2, 3 – структури ІРО отримані в результаті застосування методу структурної ідентифікації, який базується на алгоритмі бджолоїної колонії є простішими, ніж структури ІРО отримані на основі методу, який базується на генетичних алгоритмах.

Варто зазначити, що такий вигляд структур ІРО отриманих у результаті застосування методу структурної ідентифікації на основі АБК, досягається внаслідок більшого покриття області пошуку розв'язків задачі у процесі реалізації методу у порівнянні із відомим методом на основі ГА.

В. Висновки

У праці проведено порівняльний аналіз застосування методів структурної ідентифікації на прикладі побудови математичної моделі розподілу вологості на поверхні листа гіпсокартону на завершальній стадії його виготовлення.

У процесі досліджень за допомогою імітаційного експерименту встановлено, що обчислювальна складність реалізації методу структурної ідентифікації ІРО на основі алгоритму бджолоїної колонії від 6% до 24% (залежно від початкових умов) є нижчою і порівнянні із обчислювальною складністю реалізації методу структурної ідентифікації на основі генетичних алгоритмів.

Метод структурної ідентифікації на основі алгоритму бджолоїної колонії має ряд переваг у порівнянні з методом структурної ідентифікації на основі генетичних алгоритмів. Зокрема, забезпечує знаходження простіших структур ІРО, а знайдені на його основі структури ІРО мало відрізняються одна від одної, що засвідчує «кращу» збіжність методу структурної ідентифікації на основі АБК у порівнянні з генетичними алгоритмами.

Крім того, метод структурної ідентифікації на основі АБК забезпечує ширше покриття області допустимих структур ІРО на відміну від методу на основі ГА і при цьому відзначається меншою обчислювальною складністю його реалізації.

Список використаних джерел

1. Льюнг Л. Идентификация систем. Теория для пользователя. М.: Наука, 1991. – 432 с.
2. Дивак Т. М. Параметрична ідентифікація інтервального різницевого оператора на прикладі макромоделі розподілу вологості у листі гіпсокартону в процесі його сушіння / Т. М. Дивак // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія : міжнар. наук.-техн. журнал. – 2012. – Вип. 3. – С. 79–85.
3. Ивахненко А. Г. Численное исследование помехоустойчивости многокритериальной селекции моделей / А. Г. Ивахненко, В. С. Степашко // Автоматика. –1982. – № 4. – С. 26-36.
4. Степашко В.С. Элементы теории индуктивного моделирования. – Стан та перспективи розвитку інформатики в Україні: монографія / Кол. авторів. – Київ: Наукова думка, 2010. – С. 481-496.
5. Ивахненко А.Г. Индуктивный метод самоорганизации моделей сложных систем / А.Г. Ивахненко - Киев: - Наукова думка, 1981.- 296 с.
6. Дивак М. П. Задачі математичного моделювання статичних систем з інтервальними даними.- Тернопіль: Видавництво ТНЕУ «Економічна думка», 2011.-216 с.
7. Войтюк І. Ф., Метод та генетичний алгоритм структурної ідентифікації інтервальних різницевих операторів в задачах екологічного моніторингу / І. Ф. Войтюк, М. П. Дивак, В. М. Неміш// Збірник наукових праць Донецького національного технічного університету серії „Інформатика, кібернетика та обчислювальна техніка“. – 2011. - Вип. 14 (188). - С. 8-17.
8. Войтюк. І. Ф. Особливості оптимізації структури інтервального різницевого оператора / Войтюк. І. Ф., Манжула В. І., Дивак Т. М. // Прогресивні інформаційні технології в науці, освіті та економіці. Збірка наукових праць учасників міжнародної науково-практичної конференції „Трансформаційні реформи та антикризовий потенціал економіки в постсоціалістичних країнах“. – Вінниця, 2009. – С. 146-154.
9. Порплиця Н.П., Дивак М.П. Синтез структури інтервального різницевого оператора з використанням алгоритму бджолоїної колонії. / Н. П. Порплиця, М. П. Дивак // Індуктивне моделювання складних систем . - 2013. - Вип. 5. - С. 256-269.
10. Дивак М. П. Особливості побудови інтервальної системи алгебричних рівнянь та методу її розв'язку в задачах ідентифікації лінійного інтервального різницевого оператора / М. П. Дивак, Т. М. Дивак // Індуктивне моделювання складних систем. Збірник наукових праць / відпов. редактор В.С.Степашко. – Київ : МННЦ ІТС, 2009. – Вип. 1. – 236 с. – С. 35–43.
11. Очеретнюк Н.П. Структурна ідентифікація інтервальної моделі процесу сушіння гіпсокартону /Н. П. Очеретнюк, М. П. Дивак// Міжнародний науково-технічний журнал «Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах». -2013. -№2.-С. 211-217.

12. D. Karaboga, B. Basturk “A powerful and efficient algorithm for numerical function optimization: artificial bee colony (ABC) algorithm”, *Journal of Global Optimization*, Vol. 39, Issue 3, pp. 459-471, 2007.

Відомості про автора

Порплиця Наталія Петрівна – аспірант кафедри комп’ютерних наук факультету комп’ютерних інформаційних технологій ТНЕУ ocheretnyuk.n@gmail.com.

УДК 004.94

МАРТИНЮК Т.Б., КОЖЕМ'ЯКО А.В., КОЛІВОШКО А.І., КАРАСЬ О.В.

Вінницький національний технічний університет, м. Вінниця

ДОСЛІДЖЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ КІЛЬЦЕВОЇ СОРТУВАЛЬНОЇ МЕРЕЖІ

Анотація. У даній роботі розглянуто сортування методом попарного обміну у вигляді сортувальної мережі типу «кільця». В такій сортувальній мережі формуються додаткові зв'язки між крайніми елементами масиву. Це, в свою чергу, свідчить про створення «кільцевої» структури зв'язків. Проведено імітаційне моделювання цього підходу, яке показало його ефективність через зменшення кількості циклів сортування у порівнянні із сортувальною мережею типу «стрічки». Формування «кільця» у непарних циклах сортування призводить до суттєвого зменшення кількості циклів у більшості випадків. Результати дослідження можуть бути використані при конкретній апаратній реалізації асоціативного процесора.

Ключові слова: сортування масиву чисел, попарний обмін, сортувальна мережа у вигляді «кільця», ефективність процесу сортування.

Анотация. В данной работе рассмотрена сортировка методом парного обмена в виде сортирующей сети типа «кольца». В такой сортирующей сети формируются добавочные связи между крайними элементами массива. Это, в свою очередь, свидетельствует про образование «кольцевой» структуры связей. Проведено имитационное моделирование этого подхода, которое показало его эффективность из-за уменьшения количества циклов сортировки по сравнению с сортирующей сетью типа «ленты». Формирование «кольца» в нечетных циклах сортировки приводит к существенному уменьшению количества циклов в большинстве случаев. Результаты исследования могут быть использованы при конкретной аппаратной реализации ассоциативного процессора.

Ключевые слова: сортировка массива чисел, парный обмен, сортирующая сеть в виде «кольца», эффективность процесса сортировки.

Abstract. In this work reviewed the sorting by pairwise exchange as sorting networks of "ring" type. In such a sorting network generated more connections between the extreme elements of the array. This, in turn, suggests creating a "ring" structure of connections. A simulation of this approach, which showed its efficiency by reducing the number of sorting cycles compared to sorting network type "tape". Formation of the "ring" in odd sort leads to a significant reduction in the number of cycles in most cases. Results of the work can be used in a specific hardware implementation associative processor.

Key words: sorting array of numbers, pair changing, a «circle»-typed sorting net, sorting process effectiveness.

Вступ

Враховуючи широкі обчислювальні можливості, що забезпечують інформаційно-обчислювальні засоби на новітній елементній базі (ПЛІС, оптоелектронні ІС, фотонні кристали) [1], існує доцільність вдосконалення реалізаційних моделей асоціативних засобів обробки та аналізу інформації [2,3]. Це пов'язано, в першу чергу, з широким застосуванням процедур пошуку та виявлення необхідних даних у великих масивах, наприклад, у системах управління базами даних (СУБД) та сортування IP адрес у комп'ютерних мережах, де існує необхідність видачі даних з впорядкуванням їх масиву за певними ознаками [4, 5]. А також з необхідністю швидкісної обробки значних масивів даних. Таким чином, існує потреба у спеціалізованих засобах, які забезпечують високу пропускну здатність і обробляють значні масиви структурованих даних [6, 7].

Актуальність

В останній час все більше уваги приділяється такій важливій асоціативній операції, як сортування великих масивів даних [7, 8]. В цьому аспекті для дослідження паралельних методів сортування інтерес представляє метод попарного обміну з його апаратною реалізацією на сортувальних мережах, що забезпечує максимально можливий рівень паралелізму обробки $O(n/2)$ при розмірності n масиву чисел [9]. Використання процесу сортування у вигляді сортувальної мережі, по – перше, призначене для апаратної реалізації асоціативної обробки векторного масиву даних. А по – друге, за рахунок апаратних витрат дозволяє досягти прискорення процесу сортування $O(n)$ у порівнянні з відомими швидкісними методами, що забезпечують часову залежність $O(n \cdot \log_2 n)$.

Одним з варіантів вдосконалення сортувальної мережі для реалізації попарного обміну у вигляді «стрічки» [9, 10] запропоновано сортувальну мережу у вигляді «кільця». Це дозволяє прискорити процес сортування за рахунок зменшення кількості циклів шляхом повного попарного аналізу чисел масиву, а також збільшити однорідність топології зв'язків при апаратній реалізації за рахунок їх кільцевої структури, а саме, через введення зв'язку поперемінно у циклах між першим та останнім елементами масиву [11-15]. Разом з тим, недостатньо досліджено ефективність (зменшення циклів) процесу сортування з введенням кільцевої топології зв'язків для всіх випадків розташування чисел у масиві.

Мета

Метою даної роботи є визначення ефективності сортування масиву чисел за методом попарного обміну у сортувальній мережі у вигляді «кільця» в процесі комп'ютерного моделювання.

Постановка задачі

Суть методу попарного обміну у вигляді «стрічки» базується на повторенні етапів порівняння пар сусідніх чисел масиву. На рис. 1 зображено правило сортування за методом попарного обміну у сортувальній мережі у вигляді «стрічки», де точками на горизонтальних лініях схематично позначено елементи

масиву, а лінії, що їх з'єднують, показують утворення пар елементів, що порівнюються. Правило сортування (див. рис. 1 а) таке: у першому циклі формуються пари, починаючи з кожного непарного елемента і наступного за ним у масиві. У другому циклі навпаки – пари формуються, починаючи з елемента, що займає парну позицію. При сортуванні за зростанням зміна (транспозиція) елементів у парах відбувається за умов, що елемент з більшим значенням займає більшу позицію у парі. І так до тієї пори, поки не відбудеться жодної зміни чисел в одному циклі. Це свідчить про те, що масив відсортовано.

Існує два варіанти порядку формування пар елементів масиву в сортувальній мережі у вигляді «стрічки» (рис. 1а,б).

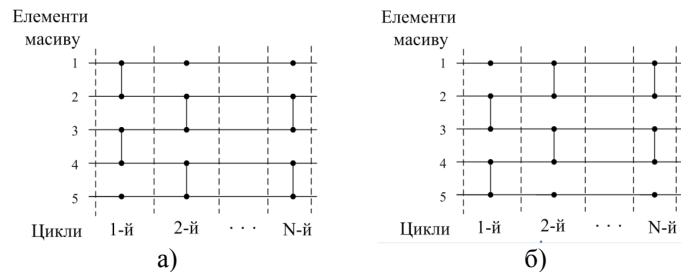


Рисунок 1 – Два варіанти сортувальної мережі у вигляді «стрічки» при N-парне

Покращення даного методу полягає в тому, що у парному або непарному циклі в залежності від правила сортування (див. рис. 1 а,б) є два крайніх вільних елемента, що залишаються без пари. Тому є доцільним порівняти їх, формуючи додаткову пару елементів. Таким чином формується сортувальна мережа у вигляді «кільця» (рис. 2 а,б). У випадку спрацювання правила «кільця» це може суттєво збільшити швидкість процесу сортування через зменшення циклів, тому є обґрунтованим дослідження цього підходу в процесі імітаційного моделювання.

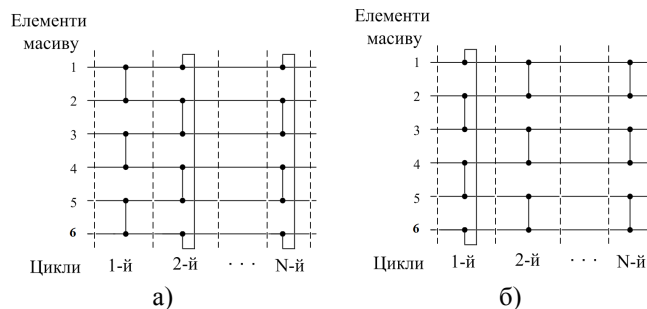


Рисунок 2 – Два варіанти сортувальної мережі у вигляді «кільця» при N-парне

Імітаційне моделювання процесу сортування

Для визначення ефективності сортування масиву чисел методом попарного обміну було розроблено програму для моделювання даної операції на послідовній ЕОМ мовою програмування C++.

Сортування масивів розмірністю в 100 елементів проводилось 10 тисяч разів. Слід зауважити в який спосіб виконувалось заповнення масивів та яким чином було отримано результати.

Етап 1. На першому етапі виконується заповнення масивів генератором випадкових чисел в діапазоні від 0 до 999 мови програмування C++. Формування масивів виконувалось за специфічним алгоритмом в залежності від часу. Після цього заповнений масив дублюється для сортування за всіма правилами (без «кільця» (див. рис. 1 а,б) та аналогічно з «кільцем»).

Етап 2. Виконується сортування з «кільцем» за двома вище описаними правилами (рис. 2 а,б) та підраховується кількість циклів. По завершенню даного етапу результат сортування та вхідний масив заноситься в спеціальний файл «SortBuble.txt».

Етап 3. На даному етапі перевіряється кількість спрацювання правила формування «кільця» (додаткової пари, першого з останнім елементом масиву). Якщо правило спрацьовує хоча б один раз, то виконується сортування масиву без «кільця» за відповідним правилом та порівнюється кількість циклів для обох варіантів. Результат виконання даного етапу аналогічно попередньому заноситься в відповідний файл «SortBuble.txt».

Етап 4. На даному етапі в процентному співвідношенні результат порівняння заноситься у відповідний файл «Table.txt» у вигляді таблиці та виводиться на екран (рис. 3).

З результату програми (файл «SortBuble.txt») видно, що правило формування «кільця» спрацьовує не більше одного разу, причому дане правило спрацьовує в деяких випадках лише у 1-му чи у 2-му циклах. В наступних циклах даний зв'язок є не задіяним.

```

кількість проведених сортувань: 10000
перше правило (кожний елемент має відповідну пару)
зпрацювання кільця | у відсотках | зменшення к-сті циклів відбулося:
1630 | 16.3 | 0.27
перше правило (перший з останнім елементом в парі)
зпрацювання кільця | у відсотках | змінення к-сті циклів відбулося:
5014 | 50.14 | 47.61
збільшилось циклів на 1: 15.09%
зменшилась к-сть циклів в межах у відсотках:
від 1 до 5 циклів: 25.3%
від 6 до 10 циклів: 4.91%
від 11 до 15 циклів: 1.73%
від 15 до 20 циклів: 0.35%
більше 20 циклів: 0.03%

```

Рисунок 3 – Результат виконання програми «Table.txt»

З аналізу рис. 3 видно, що для першого правила (рис. 2 а) є недоцільним використання правила «кільця», оскільки із 16,3% спрацювання даного правила несуттєве зменшення циклів (на 1-2 цикли) відбулося лише в 0,27% сортувань. Для другого правила (рис. 2 б) результати кращі. Відбулося до 50% спрацювання правила формування «кільця», що становить половину усіх проведених сортувань: 25,5% з яких скоротились від 1 до 5 циклів, 4,91% від 6 до 10 циклів, 1,73% від 11 до 15 циклів та 0,35% від 15 до 20 циклів і лише кілька сортувань скоротились більше ніж на 20 циклів. Але разом з тим 15,09% сортувань виконувались на 1 цикл довше.

Висновки

Аналіз результатів імітаційного моделювання процесу сортування методом попарного обміну показав доцільність введення зв'язку між крайніми вільними елементами масиву (формування «кільця») у непарних циклах сортування через суттєве зменшення циклів у більшості випадків

Список літератури

1. Палагин А. В. Системная интеграция средств компьютерной техники/ А. В. Палагин, Ю. С. Яковлев. – Вінниця: УНІВЕРСУМ – Вінниця, 2005. – 680 с. – ISBN 966-641-140-7.
2. Однокристалний асоціативний процесор САМ 2000. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: http://data.mf.grsu.by/citforum/htdocs/hardware/vich_sist/index.shtml.
3. Smith D., Hall I., Miyake K. The CAM 2000 Chip Architecture Rutgers University [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.cs.rutgers.edu/pub/technical-reports>.
4. Тербер К. Дж. Архитектура высокопроводительных вычислительных систем/ К. Дж. Тербер: пер. с англ. – М.: Наука. Гл. ред. физ. – мат. лит.-ры, 1985. – 272 с.
5. Хранение и сортировка адресов IP [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.compdoc.ru/bd/mysgl/pstore>.
6. Григорьев В. Р. Нейросетевая организация алгоритмов сортировки на трехмерном оптическом нейрочипе/ В. Р. Григорьев, С. П. Наумов// Автометрия. – 1993. - №3. – С. 28-37.
7. Гергель В. П. Основы параллельных вычислений для многопроцессорных вычислительных систем: учеб. пособие/ В. П. Гергель, Р. Г. Стронгин. – Нижний Новгород: Изд-во ННГУ им. Н. Лобачевского, 2003. – 184 с.
8. Алгоритмы. Сортировка и операции с упорядоченными последовательностями [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://alglib.chat.ru/sort/index.html>.
9. Кнут Д. Э. Искусство программирования. Т. 3. Сортировка и поиск/ Д. Э. Кнут: пер. с англ. – 2-е изд. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 832 с. – ISBN 5-8459-0082-4.
10. Лорин Г. Сортировка и системы сортировки/ Г. Лорин: пер. с англ. – М.: Мир, 1983. – 384 с.
11. Пат. 63366 Україна, МПК7 G06F7/06. Спосіб сортування чисел/ Т. Б. Мартинюк, М. Ю. Черниш, Р. А. Расенко, В. В. Хом'юк, Ю. В. Васюра: Вінниц. держ. техн. ун-т. - №2003043089; заявл. 08.04.2003; опубл. 15.01.2004, Бюл. №1.
12. Пат. 2246750 РФ, МКИ7G06F/08/. Устройство для сортировки чисел/ В. М. Довгань, Е. А. Титенко, С. В. Выдрин, Д. В. Ключков; Курский гос. техн. ун-т. - №2003124412/09; заявл. 04.08.2003; опубл. 20.02.2005, Бюл. №5.

13. Пат. 25483 Україна, МПК7 G06F7/04. Пристрій для сортування чисел/ Т. Б. Мартинюк, В. В. Хом’юк, Л. В. Огороднійчук, О. В. Кириленко: Вінниц. нац. техн. ун-т. - №U200703603; заявл. 02.04.2007; опубл. 10.08.2007, Бюл. №12.

14. Пат. 34857 Україна, МПК8 G06F7/04. Пристрій для сортування чисел/ Т. Б. Мартинюк, А. Г. Буда, Л. В. Огороднійчук, Ю. А. Пахомов: Вінниц. нац. техн. ун-т. - №U200803629; заявл. 21.03.2008; опубл. 26.02.2008, Бюл. №16.

15. Пат. 35546 Україна, МПК8 G06F7/04. Пристрій для сортування чисел/ Т. Б. Мартинюк, О. М. Тарасова, Ю. А. Пахомов, Т. В. Онищук: Вінниц. нац. техн. ун-т. - №U200804871; заявл. 15.04.2008; опубл. 25.09.2008, Бюл. №18.

Відомості про авторів

Мартинюк Тетяна Борисівна – д.т.н., доцент, професор кафедри ЛОТ.

Кожем’яко Андрій Вікторович - к.т.н., доцент, доцент кафедри ЛОТ.

Колівощко Антон Ігорович – студент кафедри ЛОТ.

Карась Олександр Володимирович - студент кафедри ЛОТ.