

УДК 621.372

О.А. Штепа (канд. техн. наук, доц.), В.П. Тарасюк (канд. техн. наук, доц.)
Державний вищий навчальний заклад
«Донецький національний технічний університет», м. Покровськ
кафедра електронної техніки
E-mail: Oleksandr.Shtepa@donntu.edu.ua, Viktoriia.Tarasiuk@donntu.edu.ua

ОСОБЛИВОСТІ ЦИФРОВОЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ В УМОВАХ КОНЦЕПЦІЇ ІНТЕРНЕТУ РЕЧЕЙ

На підставі проведеного аналізу тенденцій розвитку концепції промислового Інтернету речей сформульована задача розробки підходів до використання методів цифрової обробки сигналів в умовах обмежених обчислювальних можливостей кінцевих пристроїв. У таких умовах як ефективний метод обробки даних розглядається підхід, що заснований на дискретному перетворенні Фур'є. Аналіз особливостей дискретного перетворення Фур'є дозволив виділити як його істотний недолік – ефект розтікання спектру, який здатний в умовах роботи з вибірками малих обсягів істотно спотворювати оброблювані дані. У результаті проведених досліджень запропоновано критерій оцінки ефективності методів боротьби з цим недоліком і запропонована методика на його основі, що дозволяє кількісно оцінити негативний вплив від ефекту розтікання спектру на основі обчислення втрат інформації. Наведено приклад застосування запропонованої методики, який дозволяє провести порівняльний аналіз ефективності застосування різних вагових вікон спільно з дискретному перетворенні Фур'є.

Ключові слова: Інтернет речей, дискретне перетворення Фур'є, цифрова обробка сигналів, розтікання спектру, вагові віконні функції, втрати інформації.

Загальна постановка проблеми. Концепція «Інтернету речей» (англ. Internet of Things, IoT), зародилася з появою самого терміна в 1999 році з розвитку технологій засобів радіочастотної ідентифікації для взаємодії фізичних предметів між собою та зі зовнішнім оточенням. Зазначаючи ряд переосмислень з 2010-х років, продовжує залишатися поняттям, що розвивається, та обіцяти серйозні перспективи в області взаємодії людини з навколишнім світом. Наповнення концепції новим змістом відбувається і сьогодні, завдяки розвитку технологій бездротових мереж, хмарних обчислень і межмашинної взаємодії. Спроби сформулювати принципи IoT здійснюється дослідниками періодично протягом останніх років і відображають динаміку розвитку концепції, як в області споживчої електроніки, так і в сфері інтересів промисловості.

Дослідники промислового IoT (англ. Industrial Internet of Things, IIoT) виділяють ряд принципів на підставі практичного досвіду роботи з кінцевими користувачами і клієнтами розгортання різних рішень великих виробників [1]. Поряд з уже існуючими та сформульованими раніше принципами важливості аналогових даних, постійного зв'язку у вигляді мереж різної складності й широкої доступності даних у концепції IoT, сучасні дослідники виділяють також і важливість таких понять як робота в реальному часі та глибина використання даних. Особливо підкреслюється, що IoT сьогодні завжди вимагає пошуку компромісу між глибиною дослідження, яка досягається можливостями складних обчислень на базі отриманих з мережі IoT даних у обчислювальному центрі та безпосередністю обчислень, яка досяжна тільки в разі обробки даних безпосередньо в місці отримання даних (тобто там, де розташований датчик) [1]. Такий компроміс обумовлений потребою в досягненні взаємовиключних цілей отримання негайних даних і глибокого розуміння процесів, що відбуваються.

Вельми затребуваною тенденцією в цьому сенсі є формулювання принципу «зсуву вліво» [1], під якою розуміють зсув обчислень та обробки даних для отримання негайних результатів з «правого боку», де символічно можна представити потужний обчислювальний центр, у ліву сторону – тобто ближче до символічного місця отримання даних (датчику, кінцевому пристрою мережі IoT). Реалізація такого принципу в IoT спрямована на реалізацію роботи дійсно в реальному часі («Really Real Time») [1] і може бути здійснена на основі існуючої тенденції зростання обчислювальних можливостей мікропроцесорів і мікроконтролерів, призначених для роботи в IoT.

Одним з ефективних, надійних і добре відомих методів цифрової обробки сигналів (ЦОС), який може застосовуватися для первинного аналізу даних від датчиків є застосування гармонійного аналізу сигналів або функцій шляхом їх розкладання в ряд Фур'є за тригонометричними функціями [1 – 3]. ЦОС на основі розкладання в ряд Фур'є може включати в себе як елементи спектрального аналізу, так і можливість перетворень сигналу у вигляді фільтрації, що може бути ефективно використано для обробки первинних даних і отримання оперативної інформації.

Постановка задач дослідження. Метою дослідження є аналіз особливостей застосування ЦОС на основі перетворення Фур'є (ПФ) в умовах систем, що розробляються в рамках концепції IoT. Для досягнення мети необхідно вирішити такі задачі:

- проаналізувати особливості ЦОС на основі ПФ і виділити існуючі недоліки, найбільш значущі в умовах концепції IoT;
- проаналізувати методи боротьби з виділеними недоліками і запропонувати ефективний спосіб визначення ефективності при порівнянні таких методів.

Результати розробок і досліджень. Особливістю обчислень в IoT є необхідність передачі первинних даних через мережу до центру обчислень, який має забезпечити значні обчислювальні потужності. Реалізація принципу «зсуву вліво» має на увазі застосування обчислень у місці отримання даних в умовах обмежених обчислювальних можливостей мікроконтролера, розташованого поруч з датчиком. Тим часом, сьогодні навіть неспеціалізовані для обробки сигналів універсальні мікроконтролери мають деякі обчислювальні можливості, що робить такий підхід цілком здійсненним. Таким чином, з одного боку можна констатувати тенденцію до перенесення частини обчислювальних операцій до точки збору інформації, а з іншого – це породжує задачу підбору найбільш ефективних методів такої ЦОС в умовах обмежених обчислювальних потужностей.

Рішення задач ЦОС за допомогою дискретного перетворення Фур'є (ДПФ) зазвичай проводять за допомогою методів швидкого перетворення Фур'є (ШПФ), що обумовлено їх відомими позитивними властивостями, серед яких виділяється мала трудомісткість обчислень. Оцінімо витрати часу, які припадають на обчислення ПФ. За аналогією зі звичайним (безперервним) перетворенням Фур'є, під ДПФ розуміється операція:

$$F(p\Omega) = \sum_{n=0}^{N-1} f(nX) \exp(-jp\Omega nX), \quad (1)$$

де X – інтервал дискретизації функції $f(x)$ (область визначення функції ділиться на N рівних інтервалів), n – номер дискретного відліку функції $f(x)$ ($n=0, 1, \dots, N-1$); Ω – інтервал дискретизації спектра $F(\omega)$: $\Omega=2\pi/NX$; p – номер дискретного відліку спектра ($p=0, 1, \dots, N-1$).

ДПФ переводить послідовність $f(nX)$ з N відліків до іншої послідовності $F(p\Omega)$, що містить також N різних значень. Для спрощення позначень перепишемо (1) у вигляді

$$F_p = \sum_{n=0}^{N-1} f_n W^{pn}; \quad p = 0, 1, \dots, N-1, \quad (2)$$

де $F_p \equiv F(p\Omega)$; $f_n \equiv f(nX)$; $W \equiv \exp(-j\Omega X)$.

Зрозуміло, що для обчислення одного з коефіцієнтів Фур'є F_p за формулою (2) потрібно N операцій множення і стільки ж операцій додавання комплексних чисел. Для обчислення N коефіцієнтів потрібно N^2 операцій.

Суттєве зменшення числа операцій, необхідного для обчислення спектру, досягається за допомогою алгоритмів ШПФ. Алгоритми ШПФ засновані на деяких властивостях дискретного перетворення функцій та їх спектрів. Найбільш ефективний алгоритм ШПФ виходить, коли число відліків вибрано так, що $N = 2^\mu$ ($\mu = 1, 2, \dots$). У цьому випадку весь процес обчислення F_p проходить за μ ітерацій. Так як на кожній ітерації з двох підпоследовностей виходить одна з удвічі більшою кількістю членів, то k -я ітерація переводить $2^{\mu-(k-1)}$ підпоследовностей с 2^{k-1} значеннями кожна в $2^{\mu-k}$ підпоследовностях з 2^k значеннями кожна ($k = 1, 2, \dots, \mu$). Всі обчислення проводяться за $\mu = \log_2 N$ ітерацій [6]. Для обчислення комплексного спектру сигналу з N відліками алгоритм ШПФ потребує $N \log_2 N$ операцій замість N^2 для алгоритму звичного ДПФ, та, відповідно, виграш в обсязі обчислювальних операцій становить $N/\log_2 N$ раз.

Зауважимо, що кожне комплексне множення містить чотири множення і два складання дійсних чисел (операції з плаваючою комою), а кожне комплексне складання – два складання дійсних чисел. Тому пара комплексних операцій множення і складання еквівалентна восьми операціям над дійсними числами. Крім того, якщо машинна операція множення еквівалентна за часом виконання в середньому 1,5 операцій додавання, то пара комплексних операцій множення і додавання еквівалентна десяти операціям над дійсними числами. Сумарний обсяг обчислень V для реалізації прямого ПФ ділянки сигналу, що містить N відліків складатиме $V = 8N^2$ операцій при використанні звичайного алгоритму ПФ і

$$V = 8N \log_2 N \quad (3)$$

операцій при використанні ШПФ.

Якщо алгоритм обробки передбачає застосування зворотного перетворення Фур'є (ЗПФ), то, розмірковуючи аналогічним чином, можна стверджувати, що часові витрати для такої обробки подвоюються у порівнянні з (3).

Таким чином, при проектуванні системи або пристрою на етапі вибору мікропроцесора (мікроконтролера) можна, спираючись на наведені міркування, визначити можливості застосування обробки сигналів на базі БПФ в місці, найбільш наближеному до джерела інформації. Це, в свою чергу, дозволить або поставити вимоги до обчислювальних можливостей мікроконтролера, або визначити рамки можливого застосування ЦГЗ до надходження даних в центральний пункт накопичення та обробки інформації.

Слід зазначити, що ДПФ характеризується і деякими негативними властивостями. До цих властивостей відноситься декілька джерел методичних похибок, що супроводжують ДПФ, які в багатьох випадках можуть призводити до низької точності результатів гармонійного аналізу і навіть до якісного спотворення їх форми.

Як відомо [2], джерелами основних за значимістю методичних похибок гармонійного аналізу за допомогою ДПФ є наступні фактори: обмеженість інтервалу реального часу спостереження за досліджуваним сигналом, тобто інтервалу часу, на якому поставлено досліджуваний сигнал; апроксимація досліджуваних безперервних сигналів дискретно заданими (гратчастими) функціями. Ці чинники є причинами наступних методичних похибок гармонійного аналізу за допомогою ДПФ:

– в результаті ДПФ кожна гармоніка вихідного сигналу генерує додаткову кількість побічних гармонік (ця похибка ДПФ відома як явище розмивання (або просочування) спектральних складових [7 – 9], або ефект Гіббса);

- амплітудно-частотна характеристика блоку ДПФ є коливальною функцією від частоти аналізованого сигналу (ця похибка відома як «паразитна амплітудна модуляція» [8]);
- високочастотні гармонійні складові можуть дзеркально відображатися і підсумовуватися з низькочастотними складовими (періодичне накладення спектральних складових – явище Найквіста).

Відомий спосіб [2, 3] зменшення розмивання спектру аналізованого сигналу шляхом збільшення інтервалу T спостереження за сигналом (збільшення обсягу оброблюваної вибірки). При $T \rightarrow \infty$ оцінка модуля спектра приймає необхідний голчастий вигляд. Крім того, при збільшенні T і збереженні кроку дискретизації сигналу за часом збільшується розмір N вибірки, що призводить до зменшення відстані між базисними частотами, тобто до збільшення роздільної здатності по частоті ДПФ. Однак, такий спосіб далеко не завжди прийнятний через збільшення часу отримання вихідної інформації для ДПФ і збільшення трудомісткості чисельних розрахунків при виконанні ДПФ навіть за допомогою методів ШПФ. Тому для зменшення впливу ефекту розмивання спектру часто застосовують вагові віконні функції.

Призначення віконних функцій полягає в згладжуванні значень досліджуваної функції часу (сигналу) на кінцях інтервалу її спостереження, з метою зменшення методичних похибок ДПФ і поліпшення якості гармонійного аналізу. Звідси випливає, що завдання поліпшення якості блоку ДПФ з віконної функцією можна звести до задачі синтезу віконної функції, яка забезпечує необхідні показники якості перетворення Фур'є. Вибір або синтез відповідного вікна є нетривіальну задачу, рішення якої вимагає аналізу характеристик різних вікон, який зазвичай проводиться на підставі частотного уявлення сигналів і не може похвалитися наочністю в часовій області. Тобто, спираючись на такі властивості і параметри вікон, як нерівномірність АЧХ дискретного спектра віконної функції, максимальний рівень бічних пелюсток, ширина головної пелюстки спектру віконної функції, коефіцієнт розмитості спектра [2] і т.п. вельми важко відповісти на питання про ефективність спотворення форми сигналу або кількісно оцінити втрати інформації в кожній вибірці, що зазнала ШПФ з застосуванням того чи іншого вікна.

Розглянемо вплив методичної похибки від ефекту розмивання спектру при використанні ЦОС на основі ДПФ на форму вимірювального сигналу. Для цього слід оцінити спотворення форми сигналу, який піддали прямому, а потім зворотного ПФ [10].

У якості тестового сигналу-моделі використовуємо моногармонічний сигнал такої частоти, щоб в досліджуваній вибірці вміщувалося 5–7 періодів. Задаємося обсягом досліджуваної вибірки близько тисячі точок. Застосування алгоритму ШПФ накладає вимоги на обсяг вибірки, тому в нашому дослідженні він складатиме 1024 точок. Результат прямого, а потім зворотного ДПФ без застосування вагових вікон і з мінімізацією крайових ефектів за допомогою вікна Хана наведено на рис. 1, де позначено: 1 – початковий сигнал $x(t)$; 2 – відновлений сигнал $y(t)$ (без мінімізації крайових ефектів); 3 – сигнал $y(t)$, відновлений із застосуванням вікна Хана.

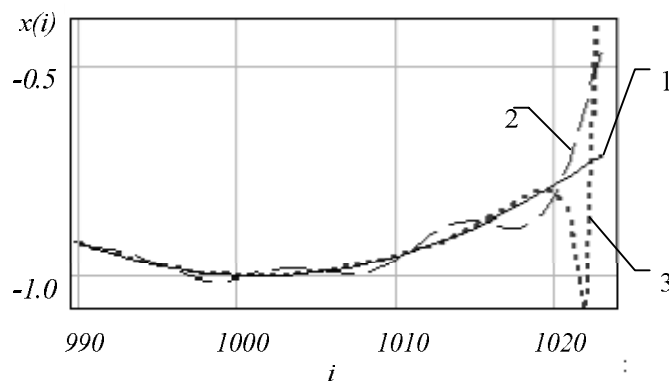


Рисунок 1 – Форма сигналу наприкінці досліджуваної ділянки

Форма сигналу, який зазнав прямого і зворотного ДПФ має значні відмінності від форми початкової синусоїди, причому відмінність форми має вигляд пульсацій і сконцентрована по краях вибірки (саме тому ці спотворення називають крайовими ефектами). Як видно з рис. 1, застосування мінімізації крайових ефектів у вигляді використання вагового вікна Хана помітно зменшує ділянку сигналу, який значно відрізняється від форми початкового сигналу. Це демонструє ефективність віконного методу мінімізації крайових ефектів і ставить питання про необхідність оцінки ефективності різних методів такої мінімізації.

Оцінити вплив крайових ефектів на форму сигналу можна за допомогою абсолютної похибки:

$$\Delta x(t) = |y(t) - x(t)|. \quad (4)$$

Така похибка концентрується на початку і наприкінці реалізації, монотонно спадаючи до її центру. Основною метою мінімізації крайових ефектів є зменшення розміру ділянки сигналу, на якому похибка (4) перевищує задане допустиме значення Δ_{don} . Така ділянка складається з двох частин, які розташовуються в крайових зонах реалізації на початку (KZ_1) (див. рис. 2) і наприкінці (KZ_2).

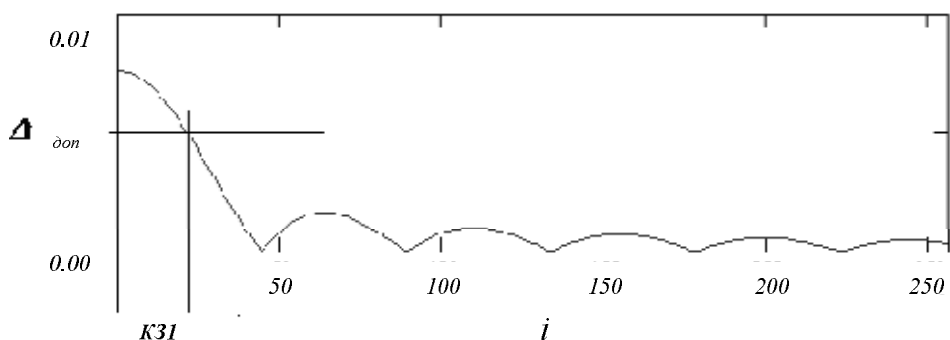


Рисунок 2 – Виділення крайової зони KZ_1 по лівому краю абсолютної похибки вибірки

Оскільки викривлення відновленого сигналу переважно локалізовані на краях, критерієм оцінки ефективності мінімізації крайових ефектів під час цифрової обробки сигналу використовується відносний розмір крайової зони, визначений для заданої допустимої похибки Δ_{don} :

$$BPK3(\Delta_{don}) = \frac{KZ_1(\Delta_{don}) + KZ_2(\Delta_{don})}{m} \cdot 100\% \xrightarrow{\Delta_{don}} \min, \quad (5)$$

де $KZ_1(\Delta_{don})$ и $KZ_2(\Delta_{don})$ – розміри ділянок на передньому і задньому краях реалізації, в яких похибка від ефекту Гіббса перевищує допустиму (Δ_{don}); m – довжина реалізації.

В якості Δ_{don} в (5) може бути прийнято значення, яке розраховано на основі необхідної точності вимірювань. З урахуванням особливостей властивих ІоТ, в якості Δ_{don} може виступати оцінка, заснована на вазі молодшого розряду АЦП.

Виходячи з описаних вище властивостей ДПФ, можна стверджувати, що ефект розтікання спектру буде концентруватися на краях вибірки і залежати від того наскільки точно в оброблюваній вибірці витримано вимогу до цілого числа періодів сигналу, що містяться в ній. Найбільш вдалим з точки зору мінімізації ефекту Гіббса є окремий (і, відповідно, вкрай мало ймовірний) випадок, коли в оброблюваній вибірці поміщається строго ціле число періодів сигналу. В цьому випадку відсутні причини появи крайових ефектів і теоретично вони зовсім не повинні мати місця. У нашому дослідженні підберемо частоту тестового

сигналу так, щоб в досліджуваній 1024-точковій вибірці виявилось ціле число періодів. Щоб дослідити поведінку крайових ефектів при всіх можливих випадках досить збільшувати частоту з деяким кроком до тих пір, поки вона не досягне такого рівня, щоб в тестовій вибірці знову вміщувалося ціле число періодів, але на один більше, ніж спочатку. Таким чином ми отримаємо можливість оцінити весь можливий спектр значень спотворює впливу методичної похибки ДПФ на форму оброблюваного сигналу. При цьому кожен раз при збільшенні частоти в вибірці буде міститися N' періодів:

$$N' = N + \frac{n^\circ}{360^\circ},$$

де N – початкова кількість періодів (ціле число); n° – роздільність періоду, тобто, частина додаткового періоду в градусах.

Таким чином, при роздільності $n^\circ=0$ і $n^\circ=360$ тестова вибірка буде містити ціле число періодів, а при $n^\circ=180^\circ$ число періодів буде не цілим, але значення першої і останньої точки синусоїди співпадутъ. Максимальна різниця між першою і останньою точками вибірки буде спостерігатися при $n^\circ=90^\circ$ та $n^\circ=270^\circ$. Слід зазначити, що використання в якості тестового моногармонійного сигналу полегшує аналіз отриманих залежностей, але не гарантує відповідності точної кількісної оцінки у випадку із застосуванням досліджуваного методу мінімізації для сигналів більш складної форми. Однак, запропонована методика аналізу може бути легко застосована і для сигналів форми, типової для цікавого для дослідника технічного або фізичного процесу.

Проведемо таке дослідження з використанням декількох поширених вагових віконних функцій. Це дозволить відразу оцінити їх ефективність з точки зору мінімізації ефекту Гіббса. Як тестова послідовність використовуємо моногармонійний сигнал, що містить у межах оброблюваної вибірки 6 періодів. Розмір вибірки приймемо $N=1024$ точок. Для визначення розміру крайової зони задамося значенням допустимої похибки (Δ_{don}) виходячи з умови застосування 10-розрядного АЦП, для якого роздільна здатність дорівнюватиме $100\%/2^{10}=0,98\%$ динамічного діапазону вимірювання (значення молодшого розряду АЦП, що входить до складу вимірювального каналу). Результати моделювання наведені на рис. 3.

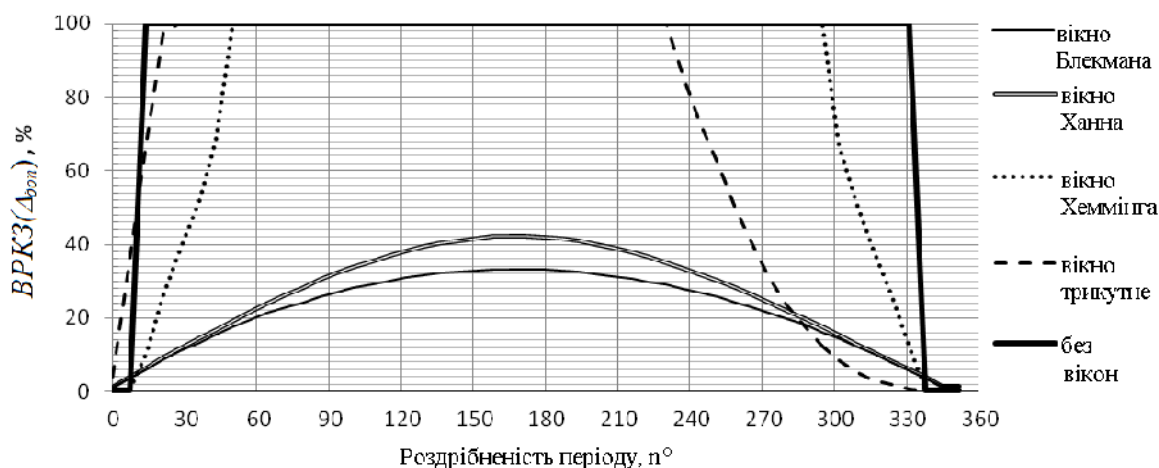


Рисунок 3 – Залежність відносного розміру крайової зони $BPK3(\Delta_{don})$ від роздільності періоду n° для ряду вагових вікон

Отримані в результаті дослідження дані мають ряд важливих особливостей, що дозволяють зробити наступні висновки.

1. Найбільшу ефективність в сенсі мінімізації втрат інформації із тих, що застосовувалися в дослідженні, показав метод на основі вікна Блекмана, розмір крайової зони (обсяг втрат інформації) для якого склав до 33,2% для заданих розміру вибірки (1024 точки) і допустимої похибки, що відповідає молодшого розряду 10-розрядного АЦП.

2. Застосування методів мінімізації крайових ефектів викликаних розтіканням спектру при ДПФ на основі різних вагових вікон мають різну ефективність, оцінити яку можна на основі запропонованого критерію (5), заснованого на оцінці впливу методичної похибки ДПФ на форму оброблюваного сигналу, який крім цього дозволяє оцінити втрати інформації у вигляді оцінки частини оброблюваної послідовності, що має допустиму похибку вище деякої заданої.

3. Запропонована методика дозволяє оцінити можливість застосування перетворення Фур'є для обробки даних в системах, що базуються на концепції IoT на етапі їх проектування, орієнтуючись на оцінку необхідної обчислювальної потужності для такої ЦОС з урахуванням особливостей застосування ДПФ для малих за обсягом вибірок і обмеженості обчислювальних можливостей в рамках концепції IoT.

Висновки.

На підставі проведеного аналізу тенденцій розвитку концепції промислового IoT сформульована задача розробки підходів до використання методів ЦОС в умовах обмежених обчислювальних можливостей кінцевих пристроїв IoT. У таких умовах як ефективними методами обробки даних розглядається підхід, який заснований на перетворенні Фур'є. Аналіз особливостей ДПФ дозволив виділити в якості його істотного недоліку ефект розтікання спектру, здатний в умовах роботи з вибірками малих обсягів істотно спотворювати оброблювані дані. Під час проведення досліджень запропоновано критерій оцінки ефективності методів боротьби з цим недоліком і запропонована методика на його основі, що дозволяє кількісно оцінити негативний вплив від ефекту розтікання спектру на основі обчислення втрат інформації. Наведено приклад застосування запропонованої методики, який дозволяє провести порівняльний аналіз ефективності застосування різних вагових вікон спільно з ДПФ.

Перелік використаної літератури

1. Bradicich, T. The 7 Principles of the Internet of Things (IoT) [Електронний ресурс] / T. Bradicich // Opening Remarks, Industrial Internet Consortium Summit June 23, 2015, Houston, Texas. – Режим доступу: <http://blog.iiconsortium.org/2015/07/the-7-principles-of-the-internet-of-things-iot.html>. – Назва з титул. екрана.
2. Годлевский, В.С. Методические погрешности дискретного преобразования Фурье и способы их компенсации / В.С. Годлевский, А.М. Денисенко // Электрон. моделирование. – 2006. – № 3 (28) – С. 83 – 98.
3. Заездный, А.М. Гармонический синтез в радиотехнике и электросвязи / А.М. Заездный – Л.: «Энергия», 1972. – 527 с.
4. Гоноровский, И.С. Радиотехнические цепи и сигналы / И.С. Гоноровский. – М.: «Радио и связь», 1986. – 511 с.
5. Штепа, А.А. Методика оценки скоростной эффективности поблочной цифровой фильтрации географического сигнала / А.А. Штепа, Н.И. Чичикало // Наукові праці Донецького національного технічного університету. Серія: Обчислювальна техніка та автоматизація. – 2003. – Вип. 58. – С 136–142
6. Василенко, Г.И. Теория восстановления сигналов / Г.И. Василенко. – М.: Советское радио, 1979. – 272 с.
7. Хэмминг, Р.В. Численные методы / Р.В. Хэмминг. – М.: Наука, 1972. – 397 с.
8. Хэррис, Ф.Дж. Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье / Ф. Дж. Хэррис. // ТИИЭР. – т.66, №1, 1978. – С. 60 – 96.

9. Отнес, Р. Прикладной анализ временных рядов / Р. Отнес, Л. Эноксон. – М., Мир, 1982. – 427 с.
10. Штепа, А.А. Метод исследования и оценки методической погрешности цифровой обработки сигналов в измерительных каналах ИИС электрофизиологической диагностики / А.А. Штепа // Збірник наукових праць Донецького інституту залізничного транспорту Української державної академії залізничного транспорту. – Донецьк. – Вип. 32, 2012. – С. 110 – 116.

References

1. Bradicich, T. (2015) The 7 Principles of the Internet of Things (IoT) [Electronic resours] Opening Remarks, Industrial Internet Consortium Summit June 23, 2015, Houston, Texas – Access mode: <http://blog.iiconsortium.org/2015/07/the-7-principles-of-the-internet-of-things-iot.html> (last access: 20.05.17).
2. Godlevskiy, V.S. and Denisenko, A.M. (2006), «Methodical errors of discrete Fourier transform and methods of their compensation», *Elektron. modelirovanie*.28, № 3, pp. 83 – 98.
3. Zaezdnyiy, A.M. (2009), *Garmonicheskiiy sintez v radiotekhnike i elektrosvyazi* [Harmonic synthesis in radio engineering and telecommunications], Leningrad, SU.
4. Gonorovskiy, I.S. (1986) *Radiotekhnicheskie tsepi i signalyi* [Radio engineering circuits and signals] Moscow, SU.
5. Shtepa, A.A. and Chichikalo, N.I. (2003), Method for estimating the speed efficiency of block digital filtering of a rheographic signal. *Naukovi pratsi Donetskogo natsionalnogo tehnicnogo universytetu. Seriya: Obchislyvalna tehnika ta avtomatizatsiya*. № 58., pp. 136 – 142.
6. Vasilenko, G.I. (1979), *Teoriya vosstanovleniya signalov* [Theory of signal reconstruction], Sovetskoe radio, Moscow, SU.
7. Hemming, R.V. (1972), *Chislennyye metodyi* [Numerical methods], Nauka, Moscow, SU
8. Herris, F.Dzh. (1978), Using windows for harmonic analysis by the discrete Fourier transform method. *IIER*, vol.66, №1, pp. 60 – 96.
9. Otnes, R. and Enokson, L. (1982), *Prikladnoy analiz vremennyih ryadov* [Applied analysis of time series], Mir, Moscow, Russian Federation
10. Shtepa, A.A. (2012), Method for researching and evaluating the methodical error of digital signal processing in the measuring channels of IMS electrophysiological diagnostics. *Zbirnyik naukovyih prats Donetskogo instytutu zaliznyichnogo transportu Ukrainskoi derzhavnoi akademii zaliznyichnogo transportu. Donetsk*, № 32., pp. 110–116.

Надійшла до редакції:
29.05.2017

Рецензент:
д-р техн. наук, Вовна О.В.

А.А. Штепа, В.П. Тарасюк

Донецкий национальный технический университет, кафедра электронной техники.

Особенности цифровой обработки сигналов в условиях концепции интернета вещей.

На основании проведенного анализа тенденций развития концепции промышленного интернета вещей (IoT) сформулирована задача разработки подходов к использованию методов цифровой обработки сигналов (ЦОС) в условиях ограниченных вычислительных возможностей конечных устройств IoT. В качестве эффективных в таких условиях методов обработки данных рассматривается подход, основанный на дискретном преобразовании Фурье (ДПФ). Анализ особенностей ДПФ позволил выделить в качестве его существенного недостатка эффект растекания спектра, способный в условиях работы с выборками малых объемов существенно исказить обрабатываемые данные. В результате проведенных исследований предложен критерий оценки эффективности методов борьбы с этим недостатком и

предложена методика на его основе, позволяющая количественно оценить негативное действие от эффекта растекания спектра на основе вычисления потерь информации. Приведен пример применения предложенной методики, который позволяет провести сравнительный анализ эффективности применения различных весовых окон совместно с ДПФ.

Ключевые слова: интернет вещей, дискретное преобразование Фурье, цифровая обработка сигналов, растекание спектра, весовые оконные функции, потери информации.

O. Shtepa, V. Tarasjuk

Donetsk National Technical University, Electronic Technology Department.

Features of digital signal processing in the context of the Internet of things concept.

Existing tendencies in the development of the concept of the Internet of things (IoT) pose to the developers the task of finding a compromise between the depth of research and the immediacy of the calculations. In this paper, the features of digital signal processing (DSP) based on the discrete Fourier transform (DFT) are considered and analyzed, and its existing shortcomings, most significant in the context of the concept of the Internet of things, are highlighted. In the course of the study, it was possible to analyze the methods of combating the identified deficiencies and to propose an effective method of determining the effectiveness in selecting such methods. Based on the analysis of trends in the development of the concept of industrial IoT, the task is formulated of developing approaches to the use of DSP methods in conditions of limited computing capabilities of IoT end devices. As an effective data processing method in such conditions, the approach based on the Fourier transform is considered. An analysis of the DFT features made it possible to single out, as its essential disadvantage, the spreading effect of the spectrum, capable of significantly distorting the processed data in conditions of working with samples of small volumes. As a result of the conducted studies, a criterion for evaluating the effectiveness of methods to combat this deficiency was proposed and a technique based on it was proposed, which makes it possible to quantitatively evaluate the negative effect of the spreading effect of the spectrum on the basis of calculating information losses. An example of application of the proposed methodology is given, which allows to make a comparative analysis of the effectiveness of the application of different weight windows in conjunction with the DFT.

Keywords: Internet of things, discrete Fourier transform, digital signal processing, spectrum spreading, weighting window function, loss of information.



Штепа Олександр Анатолійович, Україна, закінчив Донецький державний технічний університет, канд. техн. наук, доцент, доцент кафедри електронної техніки ДВНЗ «Донецький національний технічний університет» (пл. Шибанкова, 2, м. Покровськ, 85300, Україна).

Основний напрямок наукової діяльності – розробка, моделювання та дослідження комп'ютеризованих інформаційно-вимірювальних систем.



Тарасюк Вікторія Павлівна, Україна, закінчила Донецький національний технічний університет, канд. тех. наук. ДВНЗ «Донецький національний технічний університет» (пл. Шибанкова, 2, м. Покровськ, 85300, Україна).

Основний напрям наукової діяльності – дослідження та розробка інтелектуальних систем вимірювання неелектричних величин різного напрямку. Застосування елементів Industry 4.0 до автоматизації технологічних процесів різного профілю.