

**I. O. Процько**

Національний університет "Львівська політехніка", м. Львів, Україна

ШВИДКІ ПЕРЕТВОРЕННЯ КЛАСУ ФУР'Є В OFDM ТЕХНОЛОГІЇ СИСТЕМ БЕЗПРОВІДНОЇ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ

Виділено основні модифікації та стандарти технології OFDM, що забезпечують високу якість зв'язку при багатопробному поширенні переданого сигналу. Проаналізовано в структурі передавача комунікаційної системи на підставі OFDM технології виконання швидких перетворень класу Фур'є. Функцію мультиплексування/демультиплексування з ортогональним частотним розділенням покладено на обчислювач швидких перетворень, а прекодер застосовується для зменшення високого значення пік-фактора, що властиве OFDM технології. Визначено основні елементи та вимоги до обчислювачів, що виконують швидкі перетворення у структурній схемі реалізації OFDM технології. Розглянуто зв'язок кількості піднесучих частот та обсягу базового перетворення OFDM технології. З'ясовано можливість використання у прекодері перетворень Фур'є, Хартлі та косинусних перетворень. Сформульовано основні етапи побудови структурних схем швидких перетворень класу Фур'є на підставі циклічних згорток. Визначені етапи містять: побудову твірної масиви, визначення спрощеного твірної масиви доповненого масивом знаків, побудову й аналіз узагальненої структури базисної матриці, побудову блоків об'єднання вхідних даних, побудову блоків циклічних згорток, побудову блоків об'єднання результатів циклічних згорток, виходами яких є результат прямого/зворотного перетворення класу Фур'є на підставі циклічних згорток. Розглянуто приклад для обсягу $N=16$ визначення твірної масиви, спрощеного твірної масиви й масиви знаків, базисної блочно-циклічної матриці, що використовуються при побудові структурної схеми обчислювача. Встановлено можливість використання процесу побудови структурних для автоматизації проектування структурних обчислювачів швидких перетворень класу Фур'є на підставі циклічних згорток.

Ключові слова: мобільний зв'язок; ортогональні піднесучі частоти; обчислювач перетворень; циклічна згортка.

Вступ

У сучасних системах безпроводної передачі інформації актуальним напрямком забезпечення високоякісних комунікацій є використання методик розширення спектра. На сьогодні існують різноманітні модифікації подальшого розвитку методик ущільнення передачі інформації зі співіснуванням потоків в одному частотно-часовому інтервалі [17]. Одним з похідних від базових методів CDM (англ. *Code Division Multiplexing*) і FDM (англ. *Frequency Division Multiplexing*) є метод мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів OFDM (англ. *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*), що поєднує модуляцію і мультиплексування [13]. Технологія OFDM має такі переваги:

- висока ефективність використання радіочастотного спектра, яку пояснюють майже прямокутною формою обвідної спектра при великій кількості піднесучих (англ. *Carrier Frequencies*);
- проста апаратна реалізація, в якій базові операції реалізуються методами цифрового оброблення сигналів;
- високий показник протистояння міжсимвольним завадам ISI (англ. *Inter Symbol Interference*) й інтерференції між піднесучими ICI (англ. *Inter Carrier Interference*), тобто висока стійкість до багатопробного поширення.

Технологія OFDM використовується як базова в бездротових системах комунікацій покоління 4G і вдосконалюється для 5G. Завдяки можливості застосування різних схем модуляції для кожної піднесучої, що дають змогу адаптивно варіювати завадостійкість і швидкість передачі інформації, виникли різні модифікації цієї технології. До них належать:

- COFDM (англ. *Coded OFDM*), яка використовується в DVB-T (англ. *Digital Video Broadcasting-Terrestrial*);
- Flash OFDM (англ. *Fast low-latency access with seamless handoff OFDM*), яка розроблена компанією Flarion Technologies;
- OFDMA (англ. *Orthogonal Frequency-Division Multiple Access*), як багатокористувацький варіант OFDM технології для виконання багатьох одночасних доступів [9];
- VOFDM (англ. *Vector OFDM*), яку курує компанія Cisco Systems;
- WOFDM (англ. *Wideband OFDM*), яка розроблена Wi-LAN Inc.

Розвиток стандартів WiMAX IEEE 802.16-2004 та IEEE 802.16e, i, j, m, що відносяться до 4G, встановлював нові вимоги до технології OFDM, яка перейшла до SOFDM (англ. *Scalable OFDM*), SOFDMA (англ. *Scalable OFDM Access*). Ці стандарти визначають можливість паралельної передачі мультимедійних даних одним каналом зв'язку з можливістю збільшення ємності мережі передавання та з розширенням території покриття.

Дослідження можливостей технології OFDM не послаблюється, незважаючи на вже широке впровадження її на практиці у вигляді стандартів та обладнання, що працює за цими стандартами, завдяки якісним комунікаційним характеристикам цього виду модуляції.

Об'єктом дослідження в роботі є процес використання, виконання та побудови структурних схем швидких перетворень класу Фур'є у структурі передавача комунікаційної системи на підставі OFDM технології.

Предметом дослідження є метод побудови структурних схем швидких перетворень класу Фур'є на підставі циклічних згорток.

Викладення основного матеріалу

Основні стадії передавання в OFDM технології. У систему зв'язку на підставі технології OFDM входять передавач і приймач. Процес формування OFDM сигналів можна розділити на кілька стадій [17], [13], які добре реалізуються незалежно один від одного як в апаратній частині, так і в плані використання алгоритмів. Умовно можна виділити для передавача (рис. 1) п'ять основних частин: Кодер потоку даних, перетворювач потоку S/P (англ. *Serial to Parallel Unit*) і навпаки P/S, Прекодер даних, цифровий модулятор (англ. *Digital Modulator*), обчислювач ЗШГП зворотного швидкого гармонічного перетворення.

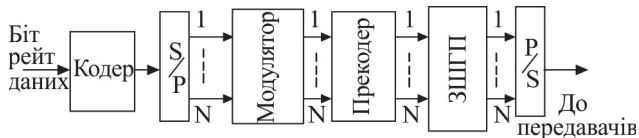


Рис. 1. Структурна схема реалізації OFDM технології в передавачі

Для забезпечення високої якості передачі даних структура OFDM містить Кодер, що ефективно запобігає подавленню різного роду шумів для того, щоб підтримувати допустиме значення частки помилково переданих біт BER (англ. *Bit Error Rate*). Для цього в Кодері застосовують коди, що виправляють помилки.

У процесі передавання вихідний послідовний високошвидкісний потік бітів даних з Кодера перемежується і демультимплексується на N паралельних підпотоків у блоці S/P. Кожен з підпотоків відображається в потік символів за допомогою процедури модуляції піднесучих ортогональних частот. Це призводить до того, що сам модулюючий сигнал визначається уже в частотній області. Параметрами сигналу є крок сітки частот F_c , перша або нижня частота у смузі піднесучих F_n , верхня частота у смузі піднесучих F_v . Відповідно задані F_c , F_n , F_v визначають кількість піднесучих:

$$N = (F_v - F_n) / F_c . \quad (1)$$

Окрім цих N піднесучих, на яких передається інформація, формують службові піднесучі. До останніх відносять захисні інтервали, пілот-сигнали і додаткова службова інформація для синхронізації приймача і передавача, та режимів їх роботи. Варто зазначити, що детальна структура OFDM сигналу може бути дуже складною, оскільки складається з багатьох компонент. Прекодер призначений для покращення характеристик OFDM сигналу, що пов'язані з оптимальною роботою передавача.

Перехід з частотного подання для формування OFDM сигналу в часову область у блоці ЗШГП аналогічній операції зворотного перетворення для гармонічних базисів класу Фур'є. Отриманий часовий сигнал на підставі промодульованих ортогональних піднесучих частот з паралельного у блоці P/S формується в послідовний потік для подальшого передавання.

Основною вимогою концепції OFDM є ортогональність піднесучих частот сигналів. Це забезпечує частотну незалежність каналів один від одного, тобто відсутність міжканальної інтерференції. Отже, OFDM, як ортогональне мультимплексування з частотним поділом, є методом цифрової модуляції сигналу, в якому один потік даних розділяється на кілька окремих вузькосмуго-

вих каналів на різних частотах для зменшення перешкод і перехресних завад. Вхідний потік даних з високим біт рейтом, які в звичайній одноканальній схемі модуляції будуть відправлятися послідовно (один за одним), передаються паралельно, але з, майже в N раз, меншою швидкістю в кожному підпотіці щодо вхідного сигналу. Це зменшує завади між символами і полегшує вірогідність отримання кожного переданого символу зі збереженням однакової пропускної здатності. Відповідно, OFDM набагато стійкіша до міжсимвольної інтерференції (ISI) при багатопробному поширенні переданого сигналу.

Застосування швидких перетворень класу Фур'є в OFDM технології. Реалізувати модуляцію OFDM безпосередньо з використанням багатьох синтезаторів несучих коливань і модуляторів складно через наявність великої кількості піднесучих частот. З огляду на це для формування необхідного OFDM-символу застосовують апарат швидкого зворотного перетворення для гармонічних базисів класу Фур'є, що значно ефективніший та спрощує програмно-апаратну реалізацію OFDM технології [6]. Адже саме найбільша частка обчислювальних операцій належить до зворотного в передавачі і прямого перетворень у приймачі комунікаційної системи.

Відповідно до методики OFDM, яка поділяє смугу каналу на множину піднесучих (англ. *Multi-Carrier Transmission*), у стандартах, що базуються на ній, обмовлюється використання кількості піднесучих частот, що дорівнює 2^i , де i – ціле число. Це пов'язано з тим, що розвиток швидких перетворень Фур'є розпочинався з ефективних обчислень для послідовностей обсягом кратних цілочисельним степеням двійки. Ці швидкі перетворення Фур'є відомі як різноманітні модифікації алгоритму Кулі-Тьюкі, що мають обчислювальну складність $O(N \log_2 N)$ для обсягів $N=2^i$.

Наприклад, у стандарті WiMAX IEEE 802.16 є рекомендується, залежно від смуги робочих частот комунікаційної системи, такі значення кількості піднесучих: 128 (для смуги пропускання каналу 1,25 МГц), 512 (5 МГц), 1024 (10 МГц), 2048 (20 МГц). Тобто кількість піднесучих дорівнює числу $N=2^i$ для $i=8, 9, 10, 11$. Відповідно до стандартів, у сучасних засобах OFDM модуляції та демодуляції (OFDM, 2019) реалізують реконфігурування обсягу перетворення ЗШГП відповідно до смуги пропускання каналу та забезпечують вибір тривалості циклічного префіксу CP (англ. *Cyclic Prefix*) відповідно до обсягу перетворення.

У стандарті DVB-T (англ. *Digital Video Broadcasting-Terrestrial*) існує два режими 2K та 8K, де $K=1024$, назва яких вказує на кількість піднесучих. На практиці використовується їх не 2048= (2^{11}) та 8192= (2^{13}) , а точніше, то 1705 та 6817, а решта незадіяні. Виконання перетворення у блоці ЗШГП для незадіяних значень піднесучих доповнюється нулями і виконується 2K або 8K точкове перетворення. На виході ЗШГП отримуємо відповідно $n=0,1,\dots,(2K-1)$ або $(8K-1)$ значень $x(n)$, які будуть використані для передавання. Тобто доповнення нулями приводить до того, що результат перетворення є інтерполяцією початкової послідовності $X(k)$. Адже у зворотному дискретному перетворенні (2) з гармонічним базисом W_N складові для $k=1705, 1706,\dots, 2047$, або для другого режиму роботи $k=6817, 6818,\dots, 9191$ мають значення $X(k)=0$.

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) W_N^{nk}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1. \quad (2)$$

Обсяг перетворювача ШЗГП варто вибирати враховуючи те, що велике значення обсягу відповідно до концепції OFDM забезпечує більшу стійкість до багатопроменевого розсіювання через збільшення періоду символу, але це може бути більш вразливим до зміщення частоти і потребує більших обчислювальних витрат. Тобто варто враховувати баланс між обчислювальною складністю і продуктивністю.

Поряд із широким застосуванням швидких перетворень Фур'є, у системах зв'язку з використанням OFDM технології інтенсивно досліджують використання перетворень у базисі функцій Хартлі [14], косинусних [3], синусних функцій та ін. Так, у роботі [16] проводять аналіз і порівняння OFTDM-мультиплексування на базі швидких перетворень Фур'є та швидких косинусних перетворень.

Поряд з перевагами OFDM, технологія має низку недоліків, зокрема: висока чутливість до зсувів тактової частоти, високе значення пік-фактора. Як відомо, пік-фактор PAPR (англ. *Peak-to-Average Power Ratio*) визначається як відношення максимальної (пікової) миттєвої потужності сигналу до його середньої потужності. Також відомо, що збільшення цього параметра негативно позначається на складності конструкції високочастотного тракту від підсилювачів до антени і призводить до зниження ККД високочастотного обладнання та збільшення нелінійних спотворень.

У Прекодері (див. рис. 1) покращується PAPR, BER без особливого збільшення складності його реалізації і без руйнування ортогональності між піднесучими. Поряд з іншими підходами [8], у Прекодері використовують підходи на підставі дискретних перетворень Фур'є [1], Хартлі [15], косинусних перетворень [2].

Отже, в комунікаційній системі на підставі OFDM технології застосовуються швидкі перетворення класу Фур'є, до яких входять пряме і зворотне швидкі перетворення Фур'є, Хартлі, косинусні (ШПФ, ШПХ, ШКП). На їх основі ефективно виконується мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів та завдяки прекодуванню покращується якість безпроводної передачі інформації. Ці перетворення потребують виконання перетворень не тільки обсягів $N=2^i$, але й інших відповідних конкретних значень обсягів, що ефективно виконуються в Прекодері та блоці ШЗГП.

Алгоритмічні структури швидких перетворень класу Фур'є на підставі циклічних згорток. У комунікаційних засобах для реалізації OFDM застосовують різні підходи обчислення швидкого перетворення Фур'є (БПФ, FFT). На сьогодні існують різноманітні модифікації алгоритмів ШПФ, які можна розділити на: алгоритми з основою два, розчепленою, змішаною основами, алгоритми простих множників та ін. Серед цих модифікацій швидких алгоритмів особливе місце займає підхід з можливістю обчислення ШПФ через циклічні згортки. Цю стратегію запропонував Ч. Рейдер [7], який показав, як переформує ДПФ обсягом, що дорівнює простому числу p до циклічної згортки обсягом $(p-1)$. Далі обчислення ДПФ ефективно реалізується через використання алгоритмів швидких згорток. Подальший розвиток підходу відноситься до алго-

риту Вінограда перетворення Фур'є (АВПФ) з обсягами перетворення, що дорівнюють цілому степеню простого числа p^j [7].

У роботах [11], [12] описано синтез ефективних алгоритмів, що базуються на використанні твірних масивів. Внаслідок, твірний масив $H(n)$ формується через циклічний розклад підстановки у вигляді

$$H(n) = (h_{11}, h_{12}, \dots, h_{1L_1})(h_{21}, h_{22}, \dots, h_{2L_2}) \dots (h_{kL_k}, h_{kL_2}, \dots, h_{kL_k}), \quad (3)$$

де: n – обсяг циклічного розкладу, k – кількість твірних підмасивів, h_{ij} – елемент твірного підмасиву, L_i – кількість елементів у підмасиві. Вираз (3) відповідає стислому опису множини лівоциклічних підматриць у структурі W_N базисної матриці перетворення.

Властивості симетричності і періодичності гармонічних функцій базису перетворення ведуть до зменшення значень елементів твірних підмасивів, які доповнюються відповідними значеннями елементів з масиву знаків $Z(n)$, що дорівнюють 1, -1, 0 (далі коротке позначення +, -, 0).

Спрощений твірний масив $H'(n)$ визначає в базисній матриці W_N конкретні структури спрощених лівоциклічних підматриць з доповненням відповідними підматрицями знаків. Внаслідок перетворення зводиться до обчислення циклічних згорток зі значеннями функцій з аргументами $Z(n)$ $H'(n)$ і вхідними даними $x(n)$.

Наприклад, для перетворення ДПФ обсягу $N=16$ внаслідок циклічного розкладу підстановки між 1-м та 3-м рядами аргументів базисної функції отримуємо твірний масив у такому вигляді:

$$H(16)=(0)(8)(4, 12)(2, 6)(10, 14)(1, 3, 9, 11)(15, 13, 7, 5).$$

Табл. 1. Базисна матриця спрощених аргументів

s^r	0:	8:	4:	12:	2:	6:	10:	14:	1:	3:	9:	11:	15:	13:	7:	5:
0:	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
8:	0	0	0	0	0	0	0	0	8	8	8	8	8	8	8	8
4:	0	0	0	0	8	8	8	8	4	12	4	12	12	4	12	4
12:	0	0	0	0	8	8	8	8	12	4	12	4	4	12	4	12
2:	0	0	8	8	4	12	4	12	2	6	2	6	14	10	14	10
6:	0	0	8	8	12	4	12	4	6	2	6	2	10	14	10	14
10:	0	0	8	8	4	12	4	12	10	14	10	14	6	2	6	2
14:	0	0	8	8	12	4	12	4	14	10	14	10	2	6	2	6
1:	0	8	4	12	2	6	10	14	1	3	9	11	15	13	7	5
3:	0	8	12	4	6	2	14	10	3	9	11	1	13	7	5	15
9:	0	8	4	12	2	6	10	14	9	11	1	3	7	5	15	13
11:	0	8	12	4	6	2	14	10	11	1	3	9	5	15	13	7
15:	0	8	12	4	14	10	6	2	15	13	7	5	1	3	9	11
13:	0	8	4	12	10	14	2	6	13	7	5	15	3	9	11	1
7:	0	8	12	4	14	10	6	2	7	5	15	13	9	11	1	3
5:	0	8	4	12	10	14	2	6	5	15	13	7	11	1	3	9

Використовуючи властивість симетрії базису ДПФ, спрощений твірний масив $H'(7)$ містить спрощені елементи $h'_{k, n}$, що доповнюються відповідними елементами знаків $Zc(7)$ та $Zs(7)$ функцій $\sin()$ та $\cos()$. У нашому випадку, після об'єднань $H'(7)$, $Zc(7)$ та $Zs(7)$ містять такі спрощені елементи:

$$H'(7) = (0)(4)(2, 2)(1, 3, 1, 3),$$

$$Zc(7) = (1)(0)(+ -)(+ + - -),$$

$$Zs(7) = (0)(+)(+ +)(+ + - -).$$

Відповідно твірному масиву $H(15)$ та визначеного спрощеного твірного масиву $H'(7)$, $Zc(7)$, $Zs(7)$ визначаються наступні матриці (табл. 2-4), що описують об'єднану структуру базисної матриці W_N .

Табл. 2. Базисна матриця спрощених аргументів

k^n	0:	4:	2:	6:	1:	3:	9:	11:
0:	0	0	0	0	0	0	0	0
4:	0	0	8	8	4	4	4	4
2:	0	8	4	4	2	2	2	2
6:	0	8	4	4	2	2	2	2
1:	0	4	2	2	1	3	1	3
3:	0	4	2	2	3	1	3	1
9:	0	4	2	2	1	3	1	3
11:	0	4	2	2	3	1	3	1

Табл. 3. Доповнювальна матриця знаків косинусної частини ДПФ

k^n	0:	4:	2:	6:	1:	3:	9:	11:
0:	1	1	1	1	1	1	1	1
4:	1	1	-1	-1	0	0	0	0
2:	1	-1	0	0	+	-	+	-
6:	1	-1	0	0	-	+	-	+
1:	1	0	+	-	+	+	-	-
3:	1	0	-	+	+	-	-	+
9:	1	0	+	-	-	-	+	+
11:	1	0	-	+	-	+	+	-

Табл. 4. Доповнювальна матриця знаків синусної частини ДПФ

k^n	0:	4:	2:	6:	1:	3:	9:	11:
0:	0	0	0	0	0	0	0	0
4:	0	0	0	0	+1	-1	+1	-1
2:	0	0	+1	-1	+	+	+	+
6:	0	0	-1	+1	+	+	+	+
1:	0	+1	+	+	+	+	-	-
3:	0	-1	+	+	+	-	-	+
9:	0	+1	+	+	-	-	+	+
11:	0	-1	+	+	-	+	+	-

$$\begin{pmatrix} h_1, h_2, \dots, h_m, \pm h_1, \pm h_2, \dots, \pm h_m \\ \pm h_m, h_1, \dots, h_m, \pm h_1, \pm h_2, \dots, \pm h_{m-1} \\ \dots \\ \pm h_1, \pm h_2, \dots, \pm h_m, h_1, h_2, \dots, h_m \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_0 \\ x_1 \\ \dots \\ x_{n-1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} H(m) \otimes (X_0 \pm X_1) \\ \pm H(m) \otimes (X_0 \pm X_1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_0 \\ Y_1 \end{pmatrix} \quad (4)$$

Внаслідок проведення аналізу структур з табл. 2-4 алгоритм ДПФ для обсягу $N=16$ зводиться до обчислення однієї 4-точкової і двох 2-точкових циклічних згор-

ток, що містять повторення групи коефіцієнтів базису. Ці повторення, використовуючи формулу (4) для обчислення циклічної згортки, приводять до скорочення вдвічі обсягу виконання циклічних згорток.

Відповідно до викладеного вище, розглянемо основні етапи розроблення обчислювальних структурних схем з використанням блоків виконання циклічних згорток для виконання прямих/зворотних перетворень класу Фур'є. Для розроблення обчислювальних структурних схем блоку ЗШГП послідовно виконуються:

- 1) побудова $H(n)$ твірною масиву (1), що містить:
 - визначення двох рядків/стовпців квадратної матриці аргументів функцій базисної матриці W_N ;
 - формування $H(n)$ твірною масиву (1) через циклічний розклад підстановки;
- 2) визначення $H'(n)$ спрощеного твірною масиву, доповненого $Z(n)$ масивом знаків, на підставі властивостей періодичності та симетричності базисної функції;
- 3) побудова узагальненої структури базисної матриці, що містить координати розміщення даних перших елементів циклічних підматриць, за якими визначається знак зі спрощеним значенням аргументу базисної функції;
- 4) аналіз ідентичних підматриць в "Узагальненої структури базисної матриці", що містить виділення однакових спрощених циклічних підматриць, розміщених горизонтально та вертикально, внаслідок визначасмо мінімальну кількість циклічних згорток та їх обсяг;
- 5) побудова у структурній схемі блоків об'єднання вхідних даних відповідно до однотипності циклічних підматриць, розміщених горизонтально;
- 6) побудова у структурній схемі блоків циклічних згорток відповідно до блоків об'єднання вхідних даних;
- 7) побудова у структурній схемі блоків об'єднання результатів циклічних згорток для визначення вихідних значень перетворення.

Відповідно, розглянемо приклад (рис. 2) розробленої структурної схеми з використанням блоків виконання циклічних згорток – ССУ над об'єднаними в блоках U_i вхідними даними з буфера BRD та гармонічними коефіцієнтами з буфера BRC, об'єднання прямих та інверсних I (з протилежним знаком) результатів згорток виконується в блоці Σ для виведення вихідних значень перетворення ДПХ-I обсягу $N=20$.

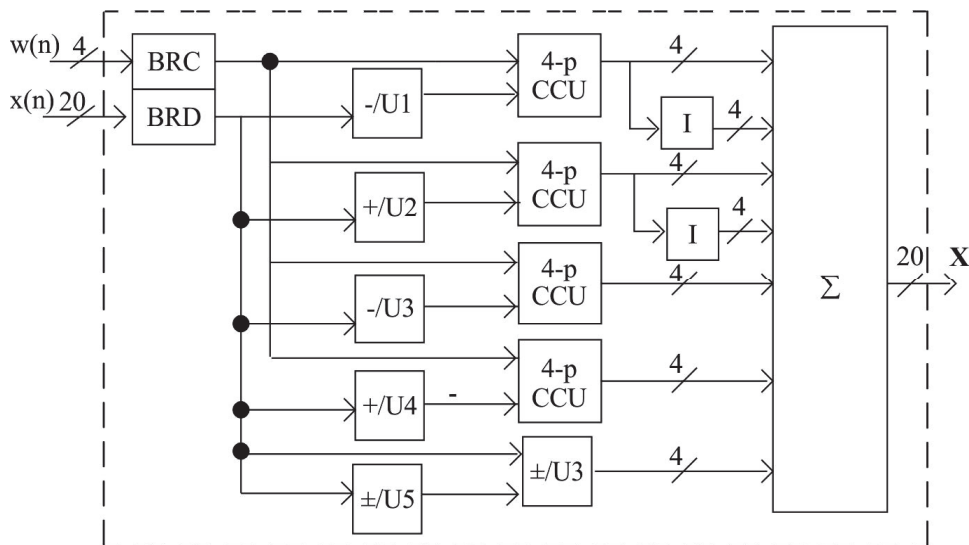


Рис. 2. Структурна схема модуля обчислення ДПХ-I обсягу $N=20$

Висновок

У роботі досліджено використання, виконання та побудову структурних схем швидких перетворень класу Фур'є у структурі передавача комунікаційної системи на підставі OFDM технології. Розглянуто метод побудови структурних схем швидких перетворень класу Фур'є на підставі циклічних згорток. Сформульовано основні етапи розроблення обчислювальних структурних схем з використанням блоків виконання циклічних згорток, що можуть застосовуватись не тільки для ДПФ, але й для дискретних перетворень з дійсним гармонічним базисом, до яких відносять дискретне косинусне перетворення (ДКП I-VIII), дискретне синусне перетворення (ДСП I-VIII) та дискретне перетворення Хартлі (ДПХ I-IV) та їхні види. Обчислення прямих/зворотних перетворень класу Фур'є на підставі циклічних згорток ефективно не тільки для послідовностей обсягом кратних цілочисельним степеням двійки, але й інших довільних обсягів, що також можуть бути задіяні в комунікаційній системі на підставі OFDM технології.

З розглянутого в роботі прикладу побудови на алгоритмічному рівні структурної схеми обчислювача з використанням твірних масивів можна зробити висновок про формалізацію процесу побудови для автоматизації проектування структурних обчислювачів швидких перетворень класу Фур'є на підставі циклічних згорток.

References

- [1] Aboul-Dahab, Mohamed A., Hagrass, Esam A. A. A., & Elhaseeb, Ahmad A. (2013). PAPR Reduction Based on DFT Precoding for OFDM Signals. *International Journal of Future Computer and Communication*, 2(4), 325–328. <https://doi.org/10.7763/IJFCC.2013.V2.177>
- [2] Baig, I., & Jeoti, V. (2010). DCT precoded SLM technique for PAPR reduction in OFDM system. *International Conference on Intelligent and Advanced Systems*, Manila, Philippines, June 15–17. <https://doi.org/10.1109/ICIAS.2010.5716107>
- [3] Cruz-Roldan, F., Dominguez-Jimenez, M. E., Sansigre-Vidal, G., Amo-Lopez, P., Blanco-Velasco, M., & Bravo-Santos, A. (2012). On the use of discrete cosine transforms for multicarrier communications. *IEEE Trans. Signal Process*, 60(11), (pp. 6085–6090).
- [4] Hrytsiuk, Yu. I., & Nemova, E. A. (2018). Peculiarities of Formulation of Requirements to the Software. *Scientific Bulletin of UNFU*, 28(7), 135–148. <https://doi.org/10.15421/40280727>
- [5] Hrytsiuk, Yu. I., & Zhabych, M. R. (2018). Risk Management of Implementation of Program Projects. *Scientific Bulletin of UNFU*, 28(1), 150–162. <https://doi.org/10.15421/40280130>
- [6] Mandyam, G. D. (2004). Sinusoidal transforms in OFDM systems. *IEEE Trans. Broadcast*, 50(2), 172–184.
- [7] McClellan, J. H., & Rader, C. M. (1979). *Number Theory in Digital Signal Processing*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N. J.
- [8] Mohamad, M., Nilsson, R., & van de Beek J. (2018). A Novel Transmitter Architecture for Spectrally-Precoded OFDM. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 65(8), (pp. 2592–2605).
- [9] Myung, H. G., & Goodman, D. J. (2008). *Single Carrier FDMA: A New Air Interface for Long Term Evolution*. John Wiley & Sons.
- [10] OFDM. (2019). *Implementing OFDM Modulation and Demodulation*. Retrieved from: <https://www.intel.com/content/www/us/en/programmable/support/support-resources/design-examples/design-software/vhdl/vhd-cyclic-prefix-insertion-ofdm.html>
- [11] Protsko, I. (2013). Algorithm of Efficient Computation of DCT I-IV Using Cyclic Convolutions. *International Journal of Circuits, Systems and Signal Processing*, 7(1), 1–9.
- [12] Protsko, I. (2014). Algorithm of efficient computation of generalized discrete Hartley transform based on cyclic convolutions. *IET Signal Processing*, 8(4), 301–308.
- [13] Rohling, H. (2011). *OFDM Concepts for Future Communication Systems*. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag.
- [14] Sembiring, Z., Malek, M. F. A., & Rahim, H. (2011). Low Complexity OFDM Modulator and Demodulator Based on Discrete Hartley Transform. *Proceedings of Fifth Asia International Conference Modelling Symposium (AMS)*, Manila, Philippines, (pp. 252–256).
- [15] Sharifi, A. A. (2019). Discrete Hartley matrix transform precoding-based OFDM system to reduce the high PAPR. *ICT Express*, 5(2), 100–103. <https://doi.org/10.1016/j.ict.2018.07.001>
- [16] Tan, P., & Beaulieu, N. C. (2006). A comparison of DCT-based OFDM and DFT-based OFDM in frequency offset and fading channels. *IEEE Trans. Commun*, 54(11), (pp. 2113–2125).
- [17] Vishnevskiy, V. M., Lyakhov, A. I., Portnoy, S. L., & Shakhnovich, I. V. (2005). *Shirokopolosnyye besprovodnyye seti peredachi informatsii*. Moscow: Publishing house Tekhnosfera. [In Russian].

I. O. Prots'ko

Lviv Polytechnic National University, Lviv, Ukraine

FAST TRANSFORMS OF FOURIER CLASS IN OFDM TECHNOLOGY OF WIRELESS TRANSMISSION SYSTEMS

The main modifications and standards of OFDM technology that provide high quality communication in multipath transmission of the transmitted signal are highlighted. It is analyzed in the structure of the transmitter of the communication system based on OFDM technology of execution of fast transforms of Fourier class. The orthogonal frequency division multiplexing / demultiplexing function is assigned to the fast computer of transform, and the precoder is used to reduce the high peak factor inherent in OFDM technology. The basic elements and requirements for the computers that perform fast transforms in the structural scheme of implementation of OFDM technology are determined. The relation between the number of subcarriers and the size of basic transform of OFDM technology is considered. The possibility of using Fourier, Hartley transforms and cosine transforms in the precoder has been found out. The basic stages of the method of constructing the structural scheme of fast Fourier transforms based on cyclic convolutions are formulated. The identified steps include: building a hashing array, determining a simplified hashing array supplemented by an array of signs, constructing and analyzing a generalized structure of the basis matrix, building blocks of input data integration, building blocks of cyclic convolutions, building blocks of combining results of cyclic convolutions whose outputs are results of direct/indirect transforms of Fourier class based on cyclic convolutions. The stages of constructing and analyzing the generalized structure of the basic matrix are performed on the basis of a hashing array, a simplified has-

hing array, and an array of signs. The tabular assignment of the block-cyclic structure of the basic matrix specifies the coordinates of the placement of the sign and the simplified value of the first elements of the cyclic submatrices. An example for the issue N=16 of determining the hashing array, the simplified hashing array and the sign array, the block-cyclic structure of the basis matrix used in constructing the structural scheme of the computer is considered. An example of a structural scheme of a DHT-I of size N=20, containing four blocks of execution of a 4-point cyclic convolution. The technique of constructing the structure scheme of computers using cyclic convolution blocks can be used to efficiently perform discrete transforms of Fourier class in OFDM-based communication systems. The possibility of using structural construction technique to automate the process of constructing structural schemes the transforms of Fourier class based on cyclic convolutions has been established.

Keywords: mobile communication; orthogonal subcarriers; transform computer; cyclic convolution.

Інформація про автора:

Процько Ігор Омелянович, канд. техн. наук, доцент, кафедра автоматизованих систем управління.

E-mail: protsko@polynet.lviv.ua; <https://orcid.org/0000-0002-3514-9265>

Цитування за ДСТУ: Процько І. О. Швидкі перетворення класу Фур'є в OFDM технології систем безпроводної передачі інформації. *Український журнал інформаційних технологій*. 2019, т. 1, № 1. С. 52–57.

Citation APA: Prots'ko, I. O. (2019). Fast transforms of fourier class in OFDM technology of wireless transmission systems. *Ukrainian Journal of Information Technology*, 1(1), 52–57. <https://doi.org/10.23939/ujit2019.01.052>