

УДК 621.396.93

В.І. Слюсар¹, С.О. Третяченко²¹Центральний науково-дослідний інститут озброєння та військової техніки ЗС України²Полтавський військовий інститут зв'язку

МЕТОДИКА ОЦІНКИ МАКСИМАЛЬНОЇ ПРОПУСКНОЇ ЗДАТНОСТІ СХЕМ БЕЗКВАДРАТурНОЇ АНАЛОГОВОЇ ОБРОБКИ N-OFDM СИГНАЛІВ

На основі конкретної схемо-технічної реалізації модулів цифрової обробки сигналів розробляється методика оцінки максимальної пропускної здатності схем, що реалізують методи неортогональної частотної дискретної модуляції при цифровому діаграмоутворенні з використанням безквадратурної аналогової обробки сигналів.

неортогональна частотна дискретна модуляція, безквадратурна аналогова обробка сигналів

Вступ

Ефективність цифрових технологій зв'язку визначається можливістю проведення обробки сигналів у реальному часі при високих темпах їх оцифровки. Важливого значення це питання набуває в умовах інформаційної війни, коли найбільш повне використання можливостей існуючої елементної бази вимагає удосконалення арсеналу методів спільного оцінювання параметрів сигналів. Особливе місце серед них займають методи надрелеївського розрізнення [1], зокрема – неортогональної частотної дискретної модуляції (N-OFDM) при цифровому діаграмоутворенні (ЦДУ) з використанням безквадратурної аналогової обробки сигналів у військових системах супутникового зв'язку (ВССЗ).

Однак, не вирішеними тут залишаються питання розрахунку пропускної здатності відповідних схем цифрової обробки сигналів (ЦОС). Звідси, метою статті визначимо розробку методики оцінки максимальної пропускної здатності схем безквадратурної аналогової обробки N-OFDM сигналів.

Основна частина

Спираючись на запропоновані у [2] концептуальні положення щодо побудови перспективної ВССЗ із інтеграцією в ній технологій N-OFDM та ЦДУ, зупинимось на цифровій антенній решітці (ЦАР) наземної станції (НС), яка повинна забезпечувати зв'язок з ретранслятором та наземними користувачами. Для її реалізації доцільно використати пірамідальну 3-панельну конфігурацію (рис. 1).

Виконання модулів ЦОС може бути здійснено на базі програмованих матриць логічних елементів, зокрема, FPGA-серії Virtex-E фірми Xilinx [3].

Серед міжмодульних інтерфейсів пріоритетними є використання сумісних з ПЕОМ протоколів PCI та його різновиду – CPPI, що забезпечують однакові швидкості інформаційного обміну та припускають можливість застосування багатословових шасі. Віддавши перевагу вартісним показникам, оберемо шинний протокол PCI.

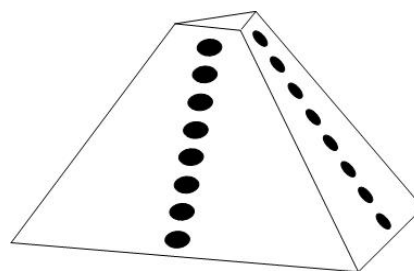


Рис. 1. Варіант геометрії 24-каналної ЦАР НС

На рис. 2 приведений варіант компоновки пірамідальної ЦАР, панелі якої утворені з трьох 8-елементних лінійних ЦАР на базі модулів ЦОС фірми Nallatech Ltd. (Великобританія).

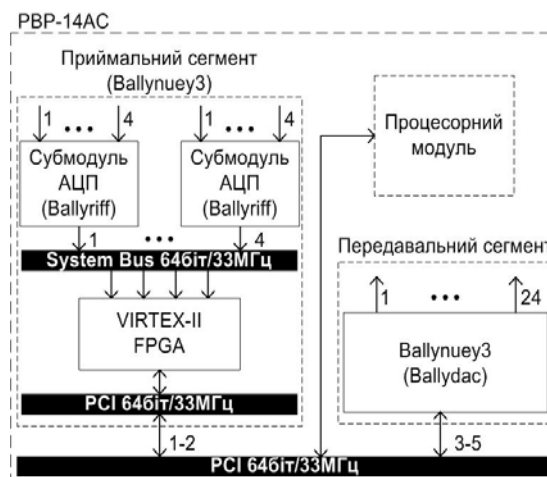


Рис. 2. Варіант компоновки ЦАР НС

Оцінку можливості практичного застосування запропонованого схемного рішення оцінимо в наступній послідовності.

Проаналізуємо досяжні показники ущільнення типових QAM-алгоритмів. Спочатку отримаємо інтервали розбиття амплітуд сигналів для 12-розрядних аналого-цифрових перетворювачів (АЦП) та імовірності безпомилкової демодуляції 0,9999 (табл. 1).

Далі, в ході проведення статистичного експерименту отримаємо залежності значень нижньої

межі Крамера-Рао (НМКР) для середньо-квадратичної похибки (СКП) від коефіцієнту частотного ущільнення $\xi = \Delta f / \Delta F$ (ΔF – величина частотного зсуву між несучими сусідніх каналів за умови їх ортогональності, Δf – величина частотного інтервалу між несучими сусідніх каналів при порушенні умови їхньої ортогональності)

Таблиця 1

Інтервал розбиття амплітуд сигналів для демодуляції з імовірністю 0,9999

Кількість розрядів АЦП	Кількість квантів АЦП	Інтервал для QAM16	Інтервал для QAM64	Інтервал для QAM256
12	4096	1024	512	256

Розглянемо найпростіший випадок – спільне розрізнення двох N-OFDM сигналів із вектором кутових напрямків їх приходу $x = [1; 2]$ (напрямки приходу двох сигналів відповідають максимумам 1-го та 2-го вторинних просторових каналів). Крім того, прийнемо за початкові дані протяжність стробу $N = 16$ відліків АЦП (під стробом будемо розуміти складені відліки АЦП), кількість стробів $Y = 32$ (із розрахунку $Y \geq n$, де n – кількість рівномірно розставлених по частоті піднесучих N-OFDM сигналу).

Перерахуємо отримані значення НМКР для n-частотних складових та імовірності безпомилкової демодуляції 0,9999 (табл. 2).

Таблиця 2

Граничні можливості демодуляції з імовірністю 0,9999

ξ	8 НМКР $\times n; n = 4$		
	QAM16	QAM64	QAM256
0,6	665,6	-	-
0,7	56	56	56

ξ	8 НМКР $\times n; n = 8$		
	QAM16	QAM64	QAM256
0,6	-	-	-
0,7	112	112	112

ξ	8 НМКР $\times n; n = 16$		
	QAM16	QAM64	QAM256
0,6	-	-	-
0,7	224	224	224

З табл. 2 видно, що порогове значення коефіцієнту ущільнення 16-частотних сигналів для випадку використання 12-розрядного АЦП складає $\xi = 0,7$ із максимально досяжним рівнем модуляції QAM256.

Використаємо процедуру одноканального цифрового фільтру розподілу квадратур (ЦФРК-1), що забезпечує одноканальну схемотехніку побудови аналогового тракту приймальних каналів ЦАР. При цьому, дві крос-плати Ballypuey3, укомплектовані 6-ма субмодулями АЦП Ballyriff, дозволяють здійснити оцифровку сигналів по виходу 3×8 -елементної ЦАР і виконати 8-променево ЦДУ на основі швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) з послідовною видачею на РСІ-слот квадратурних напруг синтезованих вторинних каналів.

Враховуючи розрядність шинного інтерфейсу РСІ 64 біт і його тактову частоту 33 МГц, отримуємо максимально досягну швидкість потоку даних через шину РСІ

$$C_i = 64 \text{ біт} \times 33 \text{ МГц} = 2112 \times 10^6 \text{ біт}.$$

Для 12-розрядного АЦП з частотою оцифровки 105 МГц і 8-променево ЦДУ сумарна швидкість поновлення даних з виходу ЦАР становитиме $C_{\Pi} = 12 \times 105 \times 8 = 10080 \times 10^6 \text{ біт}.$

Неважко помітити, що існує неузгодженість пропускної здатності шинного інтерфейсу РСІ зі швидкістю формування нових даних. Для вирішення цієї проблеми застосовується додаткове стробування відліків АЦП за допомогою ЦФРК-1. Зазначимо, що на відміну від АЦП відгук ЦФРК-1 буде являти собою двоквадратурне слово, розрядність якого перевищує розрядність АЦП на $N-1$ біт, де 2^N – протяжність стробу ЦФРК. При цьому враховано, що при формуванні відгуку ЦФРК-1 парні та непарні відліки АЦП накопичуються окремо. При розрахунку довжини стробу ЦФРК-1 будемо умовно вважати, що сумарна швидкість вихідного потоку даних через появу квадратурних відгуків збільшена у 2 рази. Таким чином, обчислимо подвоєне співвідношення C_i/C_{Π} :

$$2C_i/C_{\Pi} \approx 9,56.$$

Звідси, обираємо найближче, кратне 4, значення довжини стробу, що перевищує 9,56. Воно становить $N = 2^4 = 16$ відліків АЦП. Отже для обраного стробу розрядність одного квадратурного відгуку ЦФРК-1 становитиме $12+3=15$ біт, або на дві квадратури – 30 біт.

За такої розрядності через 64-бітний інтерфейс РСІ за один такт може бути передано 2 послідовних у часі двоквадратурні відгуки ЦФРК-1.

Припустимо, що розмірність ШПФ Y співпадає з кількістю стробів, а передача QAM-символів триває на кожній з Y піднесучих протягом інтервалу накопичення оброблюваної вибірки $T_n = N \times Y$. За таких умов оцінимо пропускну здатність C на один парціальний промінь вторинного просторового каналу ЦАР за виразом:

$$C = \frac{F_{\text{АЦП}}}{T_n} 2 \times K \times Y,$$

де K – інформаційна ємність модуляційного символу в одній квадратурі амплітуди сигналу, біт; коефіцієнт 2 враховує двоквадратурну амплітудну модуляцію.

Звідси, наприклад, для QAM256, частоти дискретизації $F_{\text{АЦП}} = 105 \times 10^6 \text{ Гц}$, $K = 4$, довжини стробу $N = 16$ можна отримати швидкість передачі даних:

$$C = 52,5 \times 10^6 \left(\frac{\text{біт}}{\text{с}} \right).$$

З урахуванням необхідності застосування у сигнальному пакеті захисного інтервалу та відведення певної кількості піднесучих під пілот-сигнал отримана пропускна здатність не буде досягнута. У разі вилучення під захисний інтервал по 2 зовнішніх частотних фільтрів (загалом – 4 піднесучих) та застосування 4 пілот-сигналів загальна кількість підканалів з корисною інформацією становитиме $Y - 8$. З урахуванням цього отримане співвідношення для швидкості передачі перепишеться у вигляді:

$$C = 52,5 \times \frac{Y - 8}{Y} 10^6 \left(\frac{\text{біт}}{\text{с}} \right).$$

Тобто, у випадку $Y = 16$ матимемо $C = 26,25 \times 10^6$ біт/с (≈ 25 Мбіт/с), що більше ніж у 500 разів перевищує пропускну здатність типової вузлової НС ВССЗ (0,047 Мбіт/с).

Співставимо далі тривалість одного пакету N-OFDM сигналів з пропускну здатністю інтерфейсу PCI.

Для обраних початкових даних тривалість одного пакету сигналів становить

$$T = N \times Y \times \frac{1}{105} 10^{-6} \approx 0,15 \times Y \times 10^{-6} \text{ с.}$$

При визначеній пропускну здатності шини PCI (два строби ЦФРК за один такт шини) час для передачі Y стробів з виходів G каналів ЦАР становитиме

$$T_{\text{PCI}} = G \times Y \times \frac{1}{2 \times 33} 10^{-6} \approx 0,015 \times G \times Y \times 10^{-6} \text{ с.}$$

Враховуючи, що ЦОС для розглянутої 24-канальної ЦАР ведеться незалежно по кожній грані, для 8-канальної лінійки $G = 8$. Отже остаточно маємо, що тривалість одного пакету сигналів T десятикратно перевищує час T_{PCI} для його передачі через інтерфейс PCI. Це дозволяє здійснити перезапис початкового масиву даних відгуків ЦФРК з 8-канальної ЦАР

за час формування нової вибірки даних.

В результаті складаються передумови для безперервної обробки інформації, що поступає від ретранслятора чи абонента. Остаточна безперервність декодування залежатиме від швидкодії процесора обробки сигналів.

Висновки

Таким чином, запропонована методика оцінки максимальної пропускну здатності забезпечує можливість не тільки оцінити властивості конкретної схемотехнічної реалізації, а й максимально досягти показники пропускну здатності.

У результаті розгляду технічних аспектів реалізації методів N-OFDM доведена можливість комплектації ЦАР НС на основі використання сучасної елементної бази із забезпеченням обробки сигналів в масштабі реального часу. Це дозволяє багаторазово збільшити швидкість передачі даних за допомогою групового сигналу перспективної НС, поліпшити вартісні та енергетичні показники.

Список літератури

1. Варюхин В.А. Основы теории многоканального анализа. – К.: ВА ПВО СВ, 1993. – 171 с.
2. Слюсар В.І., Глуховець Ю.В., Третьяченко С.О. Технічні аспекти вдосконалення систем супутникового зв'язку військового призначення за рахунок впровадження технології цифрового діаграмоутворення // Зб. наук. пр. – Житомир: ЖВІРЕ, 2004. – № 8. – С. 56 – 65.
3. ПЛИС с архитектурой FPGA семейства VirtexTM (2.5В) [Електрон. ресурс]. – Режим доступа: http://www.plis.ru/pic/pict/File/virtex_rus.pdf.

Надійшла до редколегії 12.04.2007

Рецензент: д-р техн. наук, проф. В.С. Харченко, Національний аерокосмічний університет ім. М.Є. Жуковського, Харків.