

В.І. СЛЮСАР

Центральний науково-дослідний інститут озброєння та військової техніки Збройних Сил України, Київ, Україна, e-mail: swadim@ukr.net.

Н.С. БІГУН

Центральний науково-дослідний інститут озброєння та військової техніки Збройних Сил України, Київ, Україна, e-mail: bigun0714@ukr.net.

ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ OFDM-КАНАЛІВ ЗВ'ЯЗКУ З ДВОКАСКАДОВИМ СТРОБУВАННЯМ ТА I/Q-ДЕМОДУЛЯЦІЄЮ

Анотація. Представлено новий підхід до збільшення кількості цифрових відліків в аналого-цифрових системах з використанням методу стробування у режимі «sliding-window». Особливу увагу приділено оптимізації синфазної/квадратурної демодуляції для сигналів з ортогональним частотним мультиплексуванням. Проаналізовано амплітудно-частотні характеристики нових I/Q-демодуляторів та продемонстровано зменшення бічних пелюсток амплітудно-частотної характеристики.

Ключові слова: амплітудно-частотна характеристика, аналого-цифровий перетворювач, цифрове оброблення сигналу, цифровий фільтр розквдратурених сигналів, I/Q-демодуляція.

ВСТУП

Ефективність упровадження технологій телемедицини безпосередньо пов'язана з якістю каналів зв'язку, оскільки швидкісний та надійний доступ до інтернету є критично важливим для передавання медичних даних, відеозв'язку з пацієнтами, а також для доступу до віддалених медичних ресурсів. Зокрема, у галузі телемедицини потрібні канали високої пропускної спроможності для передавання великих файлів, наприклад, медичних зображень високої роздільної здатності, а також діють строгі вимоги до затримок у мережі, особливо під час відеоконсультацій або телехірургічних операцій.

Крім технічних аспектів, якість каналів зв'язку впливає на досвід користувача та задоволення пацієнтів телемедичними послугами. Ненадійні або повільні з'єднання можуть призвести до перерв у комунікації між пацієнтами та медичними працівниками. Як наслідок, знижується ефективність лікування та може підвищитися рівень тривожності пацієнтів. Тому інвестиції в інфраструктуру зв'язку та впровадження новітніх технологій, зокрема 5G, які забезпечують високу швидкість передавання даних і мінімальну затримку, є ключовими для розвитку телемедицини. На особливу увагу заслуговує підвищення завадостійкості каналів зв'язку, що використовують сигнали з ортогональним частотним мультиплексуванням (OFDM-сигнали) і відповідно мають відносно широку спектральну смугу.

У цьому контексті перехід до використання міліметрового діапазону електромагнітних хвиль потребує високих частот дискретизації аналого-цифрових перетворювачів (АЦП) сигналів і зумовлює специфічні вимоги до апаратних засобів цифрового оброблення даних. Для спрощення цих вимог використовують проріджування інформаційного потоку та оптимізаційні методи обчислення синусоїдальної і косинусоїдальної складових сигналу. Одним із найпростіших методів, пов'язаних з процесом формування квадратурних складових сигналів (I/Q-демодуляції), є алгоритм CORDIC (Coordinate Rotation Digital Computer) [1, 2]. Його широко використовують у багатьох сучасних системах цифрового оброблення сигналів, зокрема в сучасних каналах зв'язку на основі OFDM-сигналів та багатьох інших високотехнологічних застосуваннях для точних тригонометричних обчислень.

© В.І. Слюсар, Н.С. Бігун, 2024

Задля вивчення різних аспектів використання та оптимізації алгоритму CORDIC проаналізовано низку сучасних досліджень. Наприклад, у [3] розглянуто використання CORDIC для ефективної реалізації тригонометричних, гіперболічних, лінійних та логарифмічних функцій, а також реалізацію алгоритмів адаптивної фільтрації, зокрема TLMS (Trigonometric LMS) та HLMS (Hyperbolic LMS) з використанням CORDIC. Це дослідження демонструє ефективність CORDIC у контексті адаптивних фільтрів, що має вирішальне значення для систем зв'язку. У роботі [4] описано вдосконалену версію CORDIC для обчислення кругових функцій. У ній розглянуто алгоритм CORDIC і способи його застосування у різних галузях, наприклад, в обробленні сигналів і зображень. Ця робота забезпечує розуміння того, як здійснюється постійна оптимізація алгоритму CORDIC, що дає змогу підвищити ефективність обчислень у сучасних системах. У [5] проведено детальний аналіз помилок, які виникають під час реалізації CORDIC на FPGA. У ній описано такі джерела помилок, як апроксимація кута та квантування через обмежену довжину слова, що є важливим для проектування апаратного забезпечення, орієнтованого на мінімізацію помилок у системах зв'язку та оброблення сигналів. У [6] описано проектування та моделювання процесора для обчислення синусних і косинусних кутів за допомогою CORDIC. Продемонстровано практичне застосування CORDIC у спеціальній обчислювальній системі, яка є важливою для розроблення високопродуктивних комунікаційних систем. У [7] детально розглянуто систему CORDIC для мікрохвильової системи вимірювання та керування. У ній запропоновано алгоритм для забезпечення низької затримки, що є критично важливим для сучасних технологій зв'язку в контексті технологій 6G.

Останні дослідження на цю тему показують, що хоча алгоритм CORDIC і застосовують в обробленні сигналів для обчислення квадратурних компонентів BPSK (Binary Phase-Shift Keying) (на основі двійкової фазової маніпуляції) і QAM (Quadrature Amplitude Modulation) [8, 9], його використання є недостатньо ефективним. Реалізація алгоритму CORDIC зумовлює дуже високі обчислювальні витрати, адже для досягнення прийнятної точності потрібно здійснити від 7 до 10 ітерацій. Ця вимога значно збільшує навантаження на процесори, особливо в системах реального часу, де обчислення мають бути завершені протягом одного такту АЦП, що потребує швидкодії процесора, яка принаймні у 7–10 разів перевищує частоту дискретизації.

Водночас алгоритм CORDIC є невибірковою за частотою. Це зумовлює потребу в додаткових пристроях фільтрації або пригнічення перешкод, які можуть виникати за межами смуги пропускання антени та приймального тракту, що особливо важливо в умовах щільного заповнення спектральної ширини.

Розглянемо таку систему рівнянь, що використовуються алгоритмом CORDIC у векторному режимі:

$$\begin{aligned}x_{i+1} &= x_i - y_i d_i 2^{-i}, \\y_{i+1} &= y_i + x_i d_i 2^{-i}, \\z_{i+1} &= z_i - d_i \tan^{-1}(2^{-i}),\end{aligned}\tag{1}$$

де i — порядковий номер ітерації. З (1) випливає ще одне обмеження CORDIC — фазова похибка, яка збільшується, коли вхідний сигнал наближається до граничних значень аргументу функції тангенса ($\tan$) [8]. Цей недолік суттєво обмежує використання CORDIC-алгоритму в тих сферах застосування, де потрібні точні результати для широкого діапазону вхідних зна-

чень, тим паче, що у разі оброблення високочастотних сигналів важливою вимогою залишається забезпечення фазової точності.

Інший метод [10, 11] передбачає розділення відліків АЦП за порядковим номером у поєднанні з використанням лише частини відліків АЦП на заданому інтервалі, що призводить до енергетичних та інформаційних втрат через неефективне використання енергії сигналу. Для їхнього усунення запропоновано застосовувати методи додаткового стробування відліків АЦП шляхом попередньої I/Q-демодуляції напруг сигналу зі зменшеними бічними пелюстками амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) [12–14].

Технології стільникового зв'язку постійно розвиваються, і кожне нове їхнє покоління перевершує попереднє. Ранні етапи розвитку технології стільникового зв'язку 6G вказують на те, що спектрально-ефективні сигнали можуть бути перспективним напрямком для підвищення ефективності та швидкості передавання даних [15–17]. Серед таких сигналів технологія неортогонального частотного дискретного мультиплексування (N-OFDM) має великий потенціал, оскільки вона дає змогу передавати декілька сигналів одночасно в одній смузі частот і, як наслідок, більш ефективно використовувати доступний спектр [18].

Однією з основних вимог до цих методів цифрового оброблення сигналів є мінімізація позасмугових завад і пригнічення приймання позасмугових радіосигналів. Для виконання зазначених вимог у цій роботі запропоновано застосовувати цифрову фільтрацію для основних каналів приймання, використовуючи I/Q-демодулятори, що поєднують функції квадратурної демодуляції з цифровою фільтрацією.

ТАНДЕМНІ ДВОКАНАЛЬНІ КВАДРАТУРНІ ДЕМОДУЛЯТОРИ

Відомо, що додаткове стробування (децимація) відліків АЦП [19, 20] може сприяти зменшенню бічних пелюсток АЧХ каналів приймання цифрового зв'язку та забезпечити I/Q-демодуляцію напруги сигналу. Це також спрощує вимоги до побудови цифрового тракту, що особливо вигідно для зниження вартості розроблення цифрових антенних решіток [21–24]. У разі використання одноканальної схеми з АЦП (рис. 1) квадратурні складові сигналів можуть формуватися в тандемі [22, 24].

Рівняння, які слугують для реалізації алгоритму роботи першого каскаду децимації відліків для I/Q-демодуляторів у цьому випадку, мають такий вигляд [25]:

$$C = \sum_{y=0}^{y-1} (U1_y^c + U2_y^c), \quad (2)$$

$$S = \sum_{y=0}^{y-1} (U1_y^s - U2_y^s). \quad (3)$$

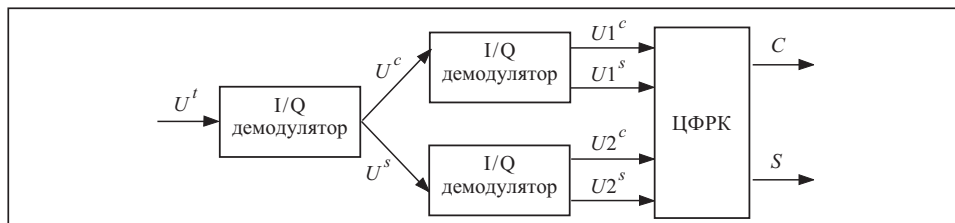


Рис. 1. Схема тандемного цифрового фільтра розквадратурення (ЦФРК) сигналів з двокаскадовою I/Q-демодуляцією

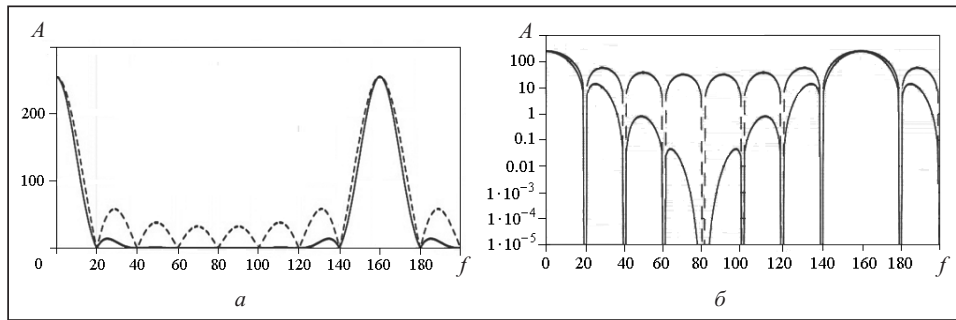


Рис. 2. Частотні характеристики двокаскадової схеми I/Q-демодуляції (суцільна лінія) та однокаскадового ЦФРК (штрихова лінія): АЧХ (а); логарифмічна АЧХ (б)

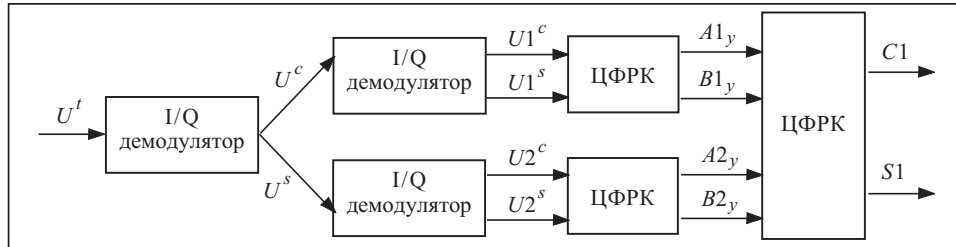


Рис. 3. Схема тандемного ЦФРК з двокаскадовою реалізацією децимації лічильника

На рис. 2 суцільною лінією зображено АЧХ тандемної схеми I/Q-демодуляції з рис. 1. Штриховою лінією показано АЧХ каскаду ЦФРК сигналів [23], що складається лише з одного каскаду.

Як і передбачалося, цей метод оброблення сигналу не дає змоги усунути дифракційний максимум в АЧХ (рис. 2), який виникає в одноканальній схемі приймання. Однак він може сприяти зниженню рівнів бічних пелюсток завдяки подвійній фільтрації в I/Q-демодуляторах.

Іншим підходом до виконання додаткового стробування відліків АЦП є розділення операцій накопичення відліків напруги сигналу, отриманих за допомогою двокаскадової I/Q-демодуляції, як показано на рис. 3.

Алгоритм роботи першого каскаду децимації вихідних відліків I/Q-демодуляторів можна реалізувати за допомогою таких рівнянь:

$$A1_y = \sum_{t=y^*N}^{(y+1)N-1} \{U1^c \cos(\omega_0 \tau t) + U1^s \sin(\omega_0 \tau t)\}, \quad (4)$$

$$B1_y = \sum_{t=y^*N}^{(y+1)N-1} \{U1^c \cos(\omega_0 \tau t) - U1^s \sin(\omega_0 \tau t)\}, \quad (5)$$

$$A2_y = \sum_{t=y^*N}^{(y+1)N-1} \{U2^c \cos(\omega_0 \tau t) + U2^s \sin(\omega_0 \tau t)\}, \quad (6)$$

$$B2_y = \sum_{t=y^*N}^{(y+1)N-1} \{U2^c \cos(\omega_0 \tau t) - U2^s \sin(\omega_0 \tau t)\}, \quad (7)$$

де ω_0 — центральна радіальна частота відліків АЦП дециматора, τ — період дискретизації АЦП, t — порядковий номер відліків вихідної напруги результатів I/Q-демодуляції.

У другому каскаді децимації виконується лише перехресне підсумовування відліків сигналів, накопичених у стробах, згідно з такими рівняннями:

$$C1 = A1_y + B2_y, \quad (8)$$

$$S1 = B1_y - A2_y. \quad (9)$$

Обмеженням багатокаскадової тандемної схеми I/Q-демодуляції (див. рис. 3) є нерівномірний розподіл операцій накопичення відліків сигналу між першим та другим каскадами децимації. Для усунення цього обмеження у вдосконаленій версії тандемного ЦФРК передбачено модифікацію оброблення відліків напруги в останньому каскаді накопичувача згідно з виразами

$$C1 = \sum_{y=0}^{y-1} (A1_y + B2_y), \quad (10)$$

$$S1 = \sum_{y=0}^{y-1} (B1_y - A2_y). \quad (11)$$

Водночас розрахунки для інших каскадів залишаються незмінними (як показано в рівняннях (4)–(7)).

Запропонований метод оброблення сигналу, наведений на рис. 4, забезпечує рівномірний розподіл накопичення відліків стробів ЦФРК між двома послідовними каскадами децимації. Це спрощує вимоги до розрядності міжкаскадових інтерфейсів передачі даних, особливо в багатоканальних цифрових антенних решітках.

Додатково можна використати багатокаскадові комбінації схем I/Q-демодуляції та децимації замість двоканального фрагмента структурної схеми, показаного на вході демодуляторів на рис. 4. Відповідну структуру наведено на рис. 5, де формування вхідних квадратурних складових має здійснюватися в аналоговий спосіб.

З використанням каскадового елемента (див. рис. 5) у прикладі, наведеному на рис. 6, продемонстровано двокаскадову тандемну схему ЦФРК. Ця схема дає змогу спростити вимоги до швидкості для пристроїв, які застосовують алгоритм «sliding-window» для другого каскаду I/Q-демодуляції за рахунок використання фільтрів

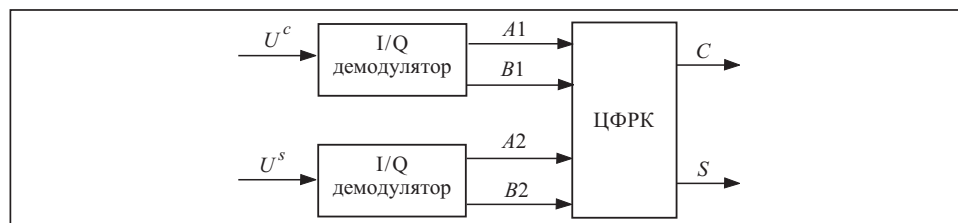


Рис. 4. Варіант фрагмента тандемної блок-схеми ЦФРК з рівномірним розподілом відліків між двома каскадами

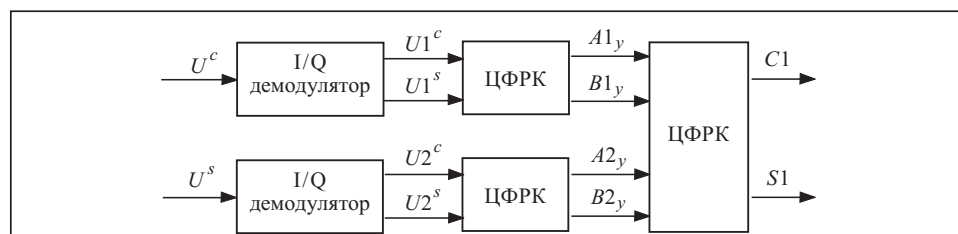


Рис. 5. Варіант структурної схеми тандемного ЦФРК

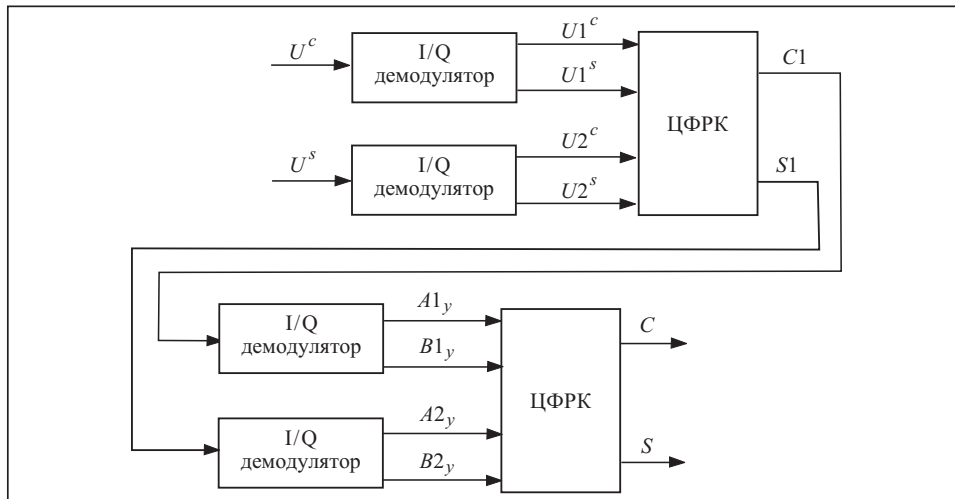


Рис. 6. Приклад двокаскадової схеми тандемного ЦФРК з елементом з рис. 5

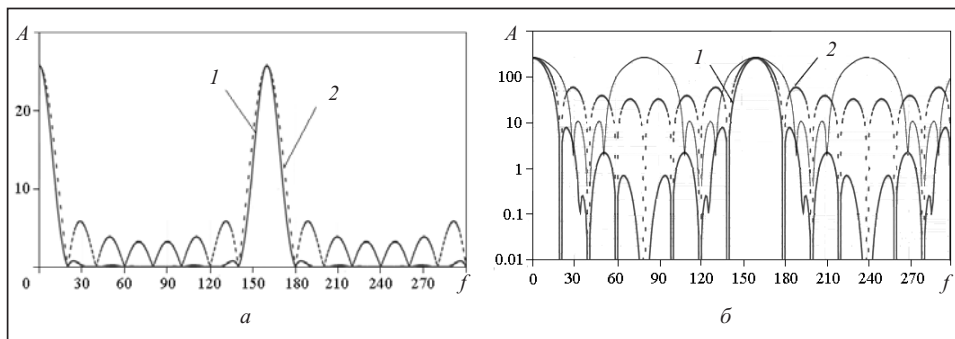


Рис. 7. Частотні характеристики однокаскадового 8-відлікового I/Q-демодулятора (крива 1) та тандемної схеми ЦФРК у разі 8-відлікового стробування (крива 2): АЧХ (а); логарифмічна АЧХ (б)

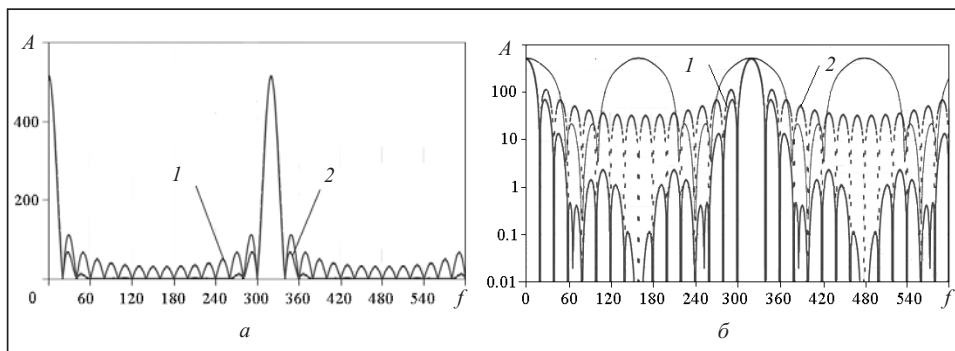


Рис. 8. Частотні характеристики однокаскадового 16-відлікового I/Q-демодулятора (крива 1) та тандемної схеми ЦФРК у разі 16-відлікового стробування (крива 2): АЧХ (а); логарифмічна АЧХ (б)

низьких порядків. Більші за розмірністю I/Q-демодулятори застосовують на етапі оброблення відгуків стробів, де швидкість потоку даних значно нижча.

На рис. 7 і 8 наведено АЧХ процедури оброблення сигналу з використанням тандемної схеми ЦФРК (див. рис. 6) з 8-відліковим і 16-відліковим стробуванням відповідно.

Зазначена тандемна схема (див. рис. 6) має унікальну характеристику двокаскадового оброблення сигналу. На першому етапі сигнали напруги піддають аналого-цифровому перетворенню в одноканальній схемі, а отримані відліки АЦП зважують з використанням режиму «sliding-window» для квадратурної демодуляції [12, 13]:

$$U_t^s = U_t - 11U_{t+2} + 15U_{t+4} - 5U_{t+6}, \quad (12)$$

$$U_t^c = 5U_{t+1} - 15U_{t+3} + 11U_{t+5} - U_{t+7}. \quad (13)$$

У рівняннях (12) і (13) для тандемної схеми (див. рис. 6) t — порядковий номер відліків АЦП, а $U_t^{s(c)}$ — квадратурні складові напруги. На другому етапі використовують результати вагового оброблення сигналів як вхідного масиву квадратурних відліків для двоканальної децимації відліків АЦП, як описано у виразах

$$W_y^c = \sum_{t=y^*M}^{(y+1)M-1} \{U_t^c \cos(\omega_0 \tau t) + U_t^s \cos(\omega_0 \tau t)\}, \quad (14)$$

$$W_y^s = \sum_{t=y^*M}^{(y+1)M-1} \{U_t^s \cos(\omega_0 \tau t) - U_t^c \cos(\omega_0 \tau t)\}, \quad (15)$$

де $y=0, Y-1$ — порядковий номер строба, M — кількість відліків АЦП, з яких виконується операція децимації, ω_0 — центральна частота фільтра-дециматора, τ — період дискретизації АЦП. Тут $U_t^{s(c)}$ представляє квадратурні складові сигналу, отриманого після здійснення цифрової квадратурної демодуляції [12, 13].

Слід зазначити, що включення I/Q-демодуляторів у першому каскаді двоканальних тандемних варіантів побудови призводить до виникнення недоліку — появи великих бічних пелюсток АЧХ, зумовлених дифракційною пелюсткою.

Для подолання цієї проблеми запропоновано використовувати перехресне оброблення відліків обох квадратур [14]. Цього можна досягти шляхом двокаскадового включення демодуляторів, як показано на рис. 9, де перехресне оброблення здійснюється на першому каскаді квадратурної демодуляції, а на другому каскаді використовується схема з рис. 4.

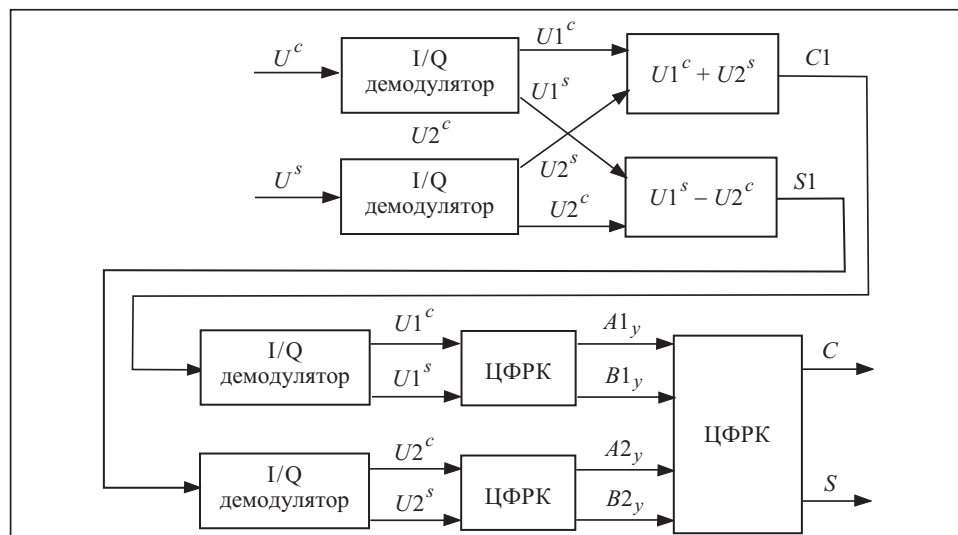


Рис. 9. Варіант тандемної двокаскадової схеми ЦФРК з квадратурним перехресним обробленням

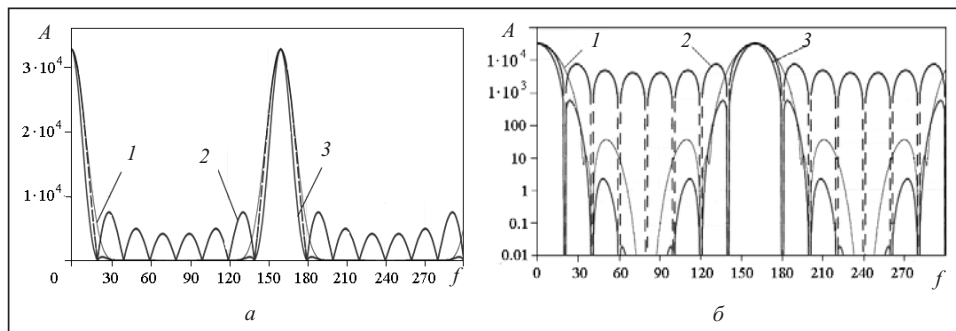


Рис. 10. Частотні характеристики ЦФРК зі стробом 8 відліків (крива 1 — одноканальна схема ЦФРК; крива 2 — двокаскадова схема ЦФРК із рис. 6; крива 3 — покращена тандемна схема з рис. 9): АЧХ (а); логарифмічна АЧХ (б)

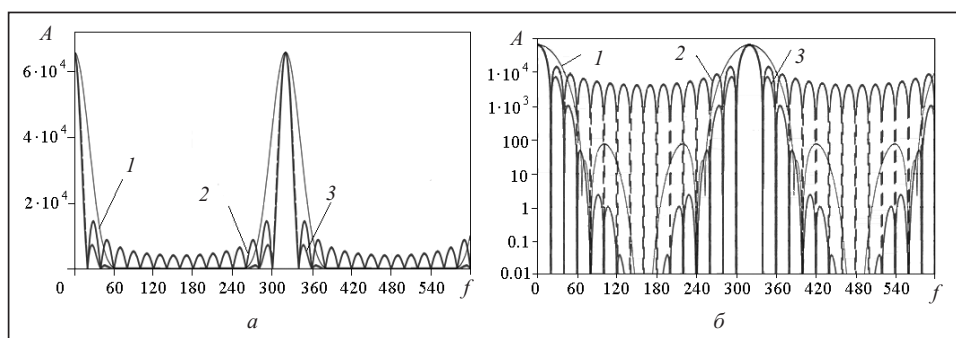


Рис. 11. Частотні характеристики ЦФРК зі стробом, що еквівалентний 16 відлікам (крива 1 — одноканальна схема ЦФРК; крива 2 — двокаскадова схема ЦФРК із рис. 6; крива 3 — покращена тандемна схема з рис. 9): АЧХ (а); логарифмічна АЧХ (б)

На рис. 10 і 11 наведено АЧХ оброблення сигналів зі стробуванням на 8 і 16 відліків відповідно на основі удосконаленої тандемної схеми ЦФРК, представленої на рис. 9.

Криві 1, 2 і 3 на рис. 10 і 11 відповідають АЧХ ЦФРК [23], а саме АЧХ одноканальної схеми ЦФРК, АЧХ двокаскадової схеми ЦФРК на рис. 6 і АЧХ покращеної тандемної схеми на рис. 9 відповідно.

Результати математичного моделювання підтверджують, що використання двокаскадової схеми I/Q-демодуляції у складі ЦФРК (див. рис. 9) дає змогу досягти кращого пригнічення бічних пелюсток АЧХ, покращити завадостійкість приймачів цифрового зв'язку та електромагнітну сумісність радіотехнічних систем [25–27].

Рівень покращення залежить від розмірності квадратурних демодуляторів (порядку фільтрації), вибраних вагових коефіцієнтів демодулятора та довжини стробів у додаткових строб-фільтрах для послідовностей цифрових відліків.

МЕТОД ГЕНЕРАЦІЇ ВИХІДНИХ СИГНАЛІВ У ДВОКАНАЛЬНИХ СИСТЕМАХ ДЕМОДУЛЯЦІЇ

Найпростіший підхід до цифрової квадратурної демодуляції полягає у здійсненні дискретизації сигналів з інтервалом, що дорівнює непарній кількості чвертей періодів їхньої частоти-носія, а потім у розділенні отриманої послідовності відліків на парні та непарні набори шляхом їхнього пропускання через цифровий фільтр. У кожній парі отриманих у такий спосіб сусідніх відліків АЦП перший і другий відліки можна інтерпретувати як косинусоїдальну та синусоїдальну складові відповідно. Математичне представлення найпростішого квадратурного демодулятора можна отримати за допомогою пари одиничних вагових коефіцієнтів з протилежними знаками [21–26].

Іншим типом демодулятора є 4-відлікова версія, яка використовує змінні одиничні коефіцієнти з протилежними знаками (1, -1) для оброблення одноканального входу [17]:

$$U1_0^c = A_1 U_1 - A_0 U_3, \quad (16)$$

$$U1_0^s = A_0 U_0 - A_1 U_2. \quad (17)$$

Масштабування цього підходу на двоканальний аналоговий вхід та 4 відліки АЦП, можна представити у такому вигляді [6, 15]:

$$U1_0^c = A_1 U_1^c - A_0 U_3^c, \quad (18)$$

$$U1_0^s = A_0 U_0^c - A_1 U_2^c, \quad (19)$$

$$U2_0^c = A_1 U_1^s - A_0 U_3^s, \quad (20)$$

$$U2_0^s = A_0 U_0^s - A_1 U_2^s, \quad (21)$$

де U_n — АЦП-розрядів, $A_0 = 1$, $A_1 = -1$,

$$W^s = U_0^c - U_2^c - U_1^s + U_3^s, \quad (22)$$

$$W^c = U_1^c - U_3^c + U_0^s - U_2^s. \quad (23)$$

Більш удосконалені методики квадратурної демодуляції потребують використання $2P$ відліків АЦП, де P означає порядок або розмірність демодулятора. Наприклад, для $P=3$, щоб сформувати вихід квадратурного демодулятора, потрібно використовувати 6 відліків з двоканального АЦП, який оцифровує аналогові сигнали косинусоїдального та синусоїдального каналів. Математичний опис оброблення цих відліків сигналу можна представити такими рівняннями:

$$U1_0^c = A_2 U_1^c - A_1 U_3^c + A_0 U_5^c, \quad (24)$$

$$U1_0^s = A_0 U_0^c - A_1 U_2^c + A_2 U_4^c, \quad (25)$$

$$U2_0^s = A_0 U_0^s - A_1 U_2^s + A_2 U_4^s, \quad (26)$$

$$U2_0^c = A_2 U_1^s - A_1 U_3^s + A_0 U_5^s, \quad (27)$$

$$W^s = U_0^c - U_5^s + 4(-U_2^c + U_3^s) + 3(U_4^c - U_1^s), \quad (28)$$

$$W^c = U_0^s + U_5^c - 4(U_3^c + U_2^s) + 3(U_1^c + U_4^s), \quad (29)$$

де $A_0 = 1$, $A_1 = 4$, $A_2 = 3$.

Зі збільшенням порядку демодулятора опис відгуків квадратурного демодулятора в розгорнутому записі стає більш складним, що утруднює візуальне сприйняття та аналіз відповідних сигнальних операцій. Тому для отримання більш стислих записів процедур квадратурної демодуляції запропоновано їхнє векторно-матричне представлення.

Зокрема, раніше зазначений метод формування цифрових квадратурних компонент можна виразити в еквівалентній формі за допомогою векторів і блок-векторів:

$$W^s = [1 \ 4 \ 3] \begin{bmatrix} U_0^c \\ -U_2^c \\ U_4^c \end{bmatrix} + [1 \ 4 \ 3] \begin{bmatrix} -U_5^s \\ U_3^s \\ -U_1^s \end{bmatrix} = [1 \ 4 \ 3 \ 3 \ 1 \ 4 \ 3] \begin{bmatrix} U_0^c \\ -U_2^c \\ U_4^c \\ \dots \\ -U_5^s \\ U_3^s \\ -U_1^s \end{bmatrix} = [1 \ 4 \ 3 \ 3 \ 3 \ 4 \ 1] \begin{bmatrix} U_0^c \\ -U_2^c \\ U_4^c \\ \dots \\ -U_1^s \\ U_3^s \\ -U_5^s \end{bmatrix}, \quad (30)$$

$$W^c = [1 \ 4 \ 3] \begin{bmatrix} U_5^c \\ -U_3^c \\ U_1^c \end{bmatrix} + [1 \ 4 \ 3] \begin{bmatrix} U_0^s \\ -U_2^s \\ U_4^s \end{bmatrix} = [1 \ 4 \ 3 : 1 \ 4 \ 3] \begin{bmatrix} U_0^s \\ -U_2^s \\ U_4^s \\ \dots \\ U_5^c \\ -U_3^c \\ U_1^c \end{bmatrix} = [1 \ 4 \ 3 : 3 \ 4 \ 1] \begin{bmatrix} U_0^s \\ -U_2^s \\ U_4^s \\ \dots \\ U_1^c \\ U_3^c \\ U_5^c \end{bmatrix}. \quad (31)$$

Аналогічно, вихід 8-відлікового ($P = 4$) демодулятора з двокавальним входом [12, 13] можна описати за допомогою вагових коефіцієнтів $\{1, 11, 15, 5\}$:

а) розгорнутий вигляд

$$U1_0^c = A_3U_1^c - A_1U_3^c + A_1U_5^c - A_0U_7^c, \quad (32)$$

$$U1_0^s = A_0U_0^c - A_1U_2^c + A_2U_4^c - A_3U_6^c, \quad (33)$$

$$U2_0^s = A_0U_0^s - A_1U_2^s + A_2U_4^s - A_3U_6^s, \quad (34)$$

$$U2_0^c = A_2U_1^s - A_1U_3^s + A_1U_5^s - A_0U_7^s, \quad (35)$$

$$W^s = U_0^c - 5(U_6^c + U_1^s) + 15(U_4^c + U_3^s) - 11(U_1^c - U_5^s) + U_7^c, \quad (36)$$

$$W^c = -U_7^c + U_0^s + 11(U_5^c - U_2^s) + 15(-U_3^c + U_4^s) + 5(U_1^c - U_6^s); \quad (37)$$

б) запис з використанням векторів та блок-векторів:

$$W^s = [1 \ 11 \ 15 \ 5] \begin{bmatrix} U_0^c \\ -U_2^c \\ U_4^c \\ -U_6^c \\ \dots \\ U_7^s \\ -U_5^s \\ U_3^s \\ -U_1^s \end{bmatrix} + [1 \ 11 \ 15 \ 5] \begin{bmatrix} U_7^s \\ -U_5^s \\ U_3^s \\ -U_1^s \end{bmatrix} =$$

$$= [1 \ 11 \ 15 \ 5 : 1 \ 11 \ 15 \ 5] \begin{bmatrix} U_0^c \\ -U_2^c \\ U_4^c \\ -U_6^c \\ \dots \\ U_7^s \\ -U_5^s \\ U_3^s \\ -U_1^s \end{bmatrix} = [1 \ 11 \ 15 \ 5 : 5 \ 15 \ 11 \ 1] \begin{bmatrix} U_0^c \\ -U_2^c \\ U_4^c \\ -U_6^c \\ \dots \\ -U_1^s \\ U_3^s \\ -U_5^s \\ U_7^s \end{bmatrix}, \quad (38)$$

$$W^c = [1 \ 11 \ 15 \ 5] \begin{bmatrix} -U_7^c \\ U_5^c \\ -U_3^c \\ U_1^c \end{bmatrix} + [1 \ 11 \ 15 \ 5] \begin{bmatrix} U_0^s \\ -U_2^s \\ U_4^s \\ -U_6^s \end{bmatrix} =$$

$$= [1 \ 11 \ 15 \ 5 : 1 \ 11 \ 15 \ 5] \begin{bmatrix} U_0^s \\ -U_2^s \\ U_4^s \\ -U_6^s \\ \dots \\ -U_7^c \\ U_5^c \\ -U_3^c \\ U_1^c \end{bmatrix} = [1 \ 11 \ 15 \ 5 : 5 \ 15 \ 11 \ 1] \begin{bmatrix} U_0^s \\ -U_2^s \\ U_4^s \\ -U_6^s \\ \dots \\ U_1^c \\ -U_3^c \\ U_5^c \\ -U_7^c \end{bmatrix}. \quad (39)$$

Слід зазначити, що відомий 8-відліковий I/Q-демодулятор з коефіцієнтами $\{1, 11, 15, 5\}$ [1, 2] не є єдиним та оптимальним варіантом з погляду мінімізації бічних пелюсток АЧХ. Для отримання альтернативної множини коефіцієнтів зважування запропоновано в системі рівнянь з невідомими коефіцієнтами зменшити кількість рівнянь шляхом введення такого обмеження: сума коефіцієнтів, які змінюють знак, дорівнює нулю. Для 8-відлікового квадратурного демодулятора в результаті отримаємо:

$$\begin{aligned} UR1 &:= a + 3b + 5c + 7d \equiv 2d + 4c + 6b + 8a, \\ UR2 &:= a + 3^2b + 5^2c + 7^2d \equiv 2^2d + 4^2c + 6^2b + 8^2a, \\ UR3 &:= a - b + c - d \equiv 0. \end{aligned} \quad (40)$$

Коефіцієнти для 8-розрядного демодулятора, конфігурованого для розв'язання заданої системи рівнянь (40), можна виразити через дві незалежні змінні $C[1]$ та $C[2]$. Відповідні параметри модуляції a, b, c та d можна визначити через ці змінні у такий спосіб: $a = C[1]$, $b = 2C[1] + 3C[2]$, $c = 3C[1] + 4C[2]$, $d = 2C[1] + C[2]$.

Коли незалежні змінні набувають значень $C[1] = 1$ і $C[2] = 1$, відповідні нові вагові коефіцієнти становлять $\{1, 5, 7, 3\}$. Аналогічно, задавши $C[1] = 2$ і $C[2] = 1$, можна легко отримати бажані вагові коефіцієнти $\{2, 7, 10, 5\}$. На рис. 12 наведено графіки АЧХ для цих двох наборів коефіцієнтів: $\{1, 5, 7, 3\}$ і $\{2, 7, 10, 5\}$. З цього можна зробити висновок, що отримані амплітудно-частотні характеристики ефективніше пригнічують позасмугові завади порівняно з попереднім методом I/Q-демодуляції.

Суттєво, що за одного й того самого порядку I/Q-фільтрів фільтр з більш широкою основною смугою пропускання має кращу лінійність фазочастотної харак-

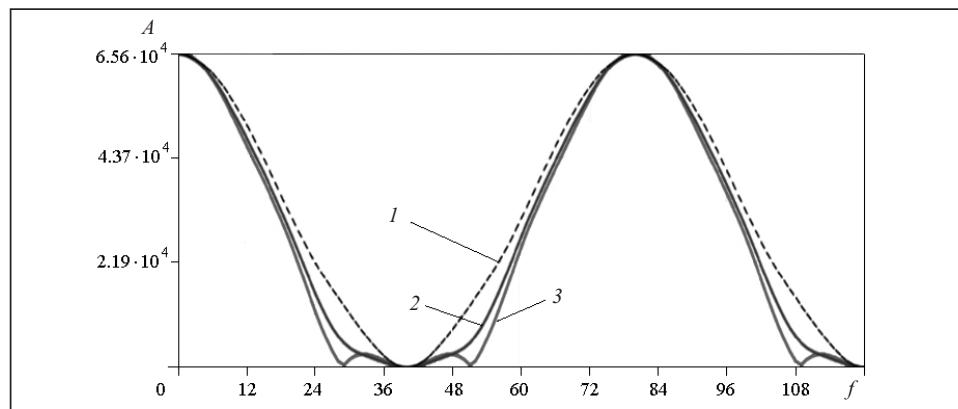


Рис. 12. Графіки АЧХ 8-відлікового вагового вікна: крива 1 — для коефіцієнтів $\{1, 11, 15, 5\}$; крива 2 — для коефіцієнтів $\{1, 5, 7, 3\}$; крива 3 — для коефіцієнтів $\{2, 7, 10, 5\}$

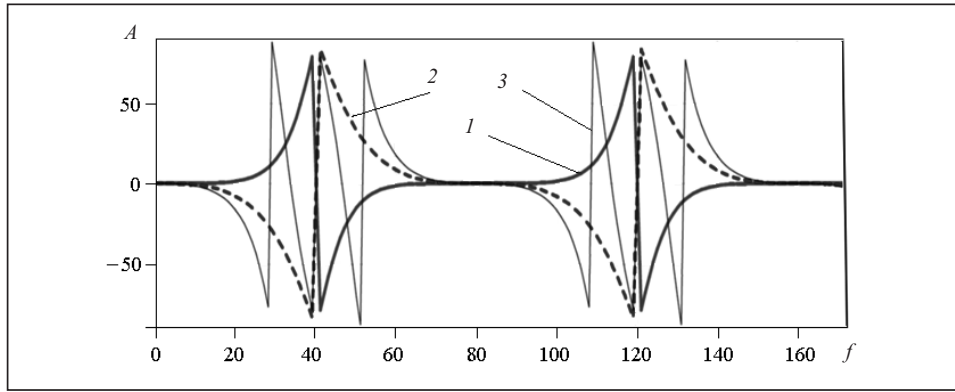


Рис. 13. Графіки ФЧХ 8-відлікового вагового вікна: крива 1 — для коефіцієнтів {1, 11, 15, 5}; крива 2 — для коефіцієнтів {1, 5, 7, 3}; крива 3 — для коефіцієнтів {2, 7, 10, 5}

теристики (ФЧХ). Через це, як показано на рис. 13, фільтр з новими коефіцієнтами {2, 7, 10, 5} має найбільші фазові похибки на краях смуги пропускання основної пелюстки АЧХ.

Для розширення смуги частот, в якій фазові похибки ортогоналізації невеликі, потрібно збільшити порядок фільтрів. Це можна зробити, безпосередньо збільшивши кількість оброблених відліків або додавши додаткові каскади демодуляторів.

Для 10-відлікового фільтра вагові коефіцієнти можна отримати розв'язанням такої системи рівнянь:

$$\begin{aligned} UR1 &:= a + 3b + 5c + 7d + 9e \equiv 2e + 4d + 6c + 8b + 10a, \\ UR2 &:= a + 3^2b + 5^2c + 7^2d + 9^2e \equiv 2^2e + 4^2d + 6^2c + 8^2b + 10^2a, \\ UR3 &:= a + 3^3b + 5^3c + 7^3d + 9^3e \equiv 2^3e + 4^3d + 6^3c + 8^3b + 10^3a, \\ UR4 &:= a + 3^4b + 5^4c + 7^4d + 9^4e \equiv 2^4e + 4^4d + 6^4c + 8^4b + 10^4a, \\ UR6 &:= a - b + c - d + e \equiv 0. \end{aligned} \quad (41)$$

Задавши одну незалежну змінну, можна отримати такі значення: $a = C[1]$, $b = 22C[1]$, $c = 56C[1]$, $d = 42C[1]$, $e = 7C[1]$. Якщо $C[1] = 1$, то матимемо набір коефіцієнтів квадратурної демодуляції {1, 22, 56, 42, 7}:

$$U_t^c = U_t - 22U_{t+2} + 56U_{t+4} - 42U_{t+6} + 7U_{t+8}, \quad (42)$$

$$U_t^s = -7U_{t+1} + 42U_{t+3} - 56U_{t+5} + 22U_{t+7} - U_{t+9}. \quad (43)$$

Отже, процес I/Q-демодуляції/фільтрації охоплює 10 відліків напруг сигналів.

Якщо пошук розв'язків невизначеної системи рівнянь (42), (43) виконати у загальному вигляді з використанням двох нових незалежних змінних $C[1]$, $C[2]$, то шукані вагові коефіцієнти буде визначено так: $a = C[1]$, $b = 2C[1] + 5C[2]$, $c = -4C[1] + 15C[2]$, $d = -2C[1] + 11C[2]$, $e = 3C[1] + C[2]$.

У разі використання незалежних змінних $C[1] = 1$ і $C[2] = 1$ результативні вагові коефіцієнти мають вигляд {1, 7, 11, 9, 4}. З іншого боку, для змінних $C[1] = 2$ і $C[2] = 1$ можна легко отримати множину вагових коефіцієнтів {2, 9, 7, 7, 7} [21, 27] (рис. 14).

Альтернативний варіант невизначеної системи з двох рівнянь для 10-відлікового фільтра можна представити у такий спосіб:

$$\begin{aligned} UR1 &:= a + 3b + 5c + 7d + 9e \equiv 2e + 4d + 6c + 8b + 10a, \\ UR2 &:= a + 3^2b + 5^2c + 7^2d + 9^2e \equiv 2^2e + 4^2d + 6^2c + 8^2b + 10^2a, \\ UR6 &:= a - b + c - d + e \equiv 0. \end{aligned} \quad (44)$$

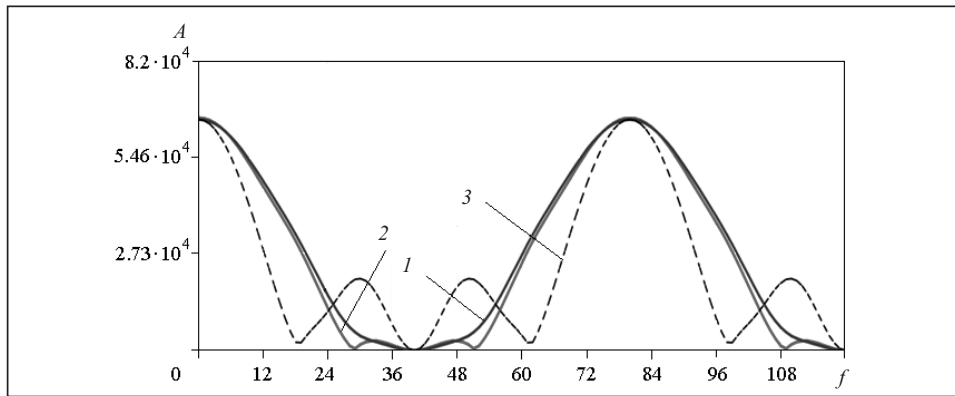


Рис. 14. Графіки АЧХ фільтра на 10 відліків з різними наборами вагових коефіцієнтів: крива 1 — $\{1, 7, 11, 9, 4\}$; крива 2 — $\{1, 22, 56, 42, 7\}$; крива 3 — $\{2, 9, 7, 7, 7\}$

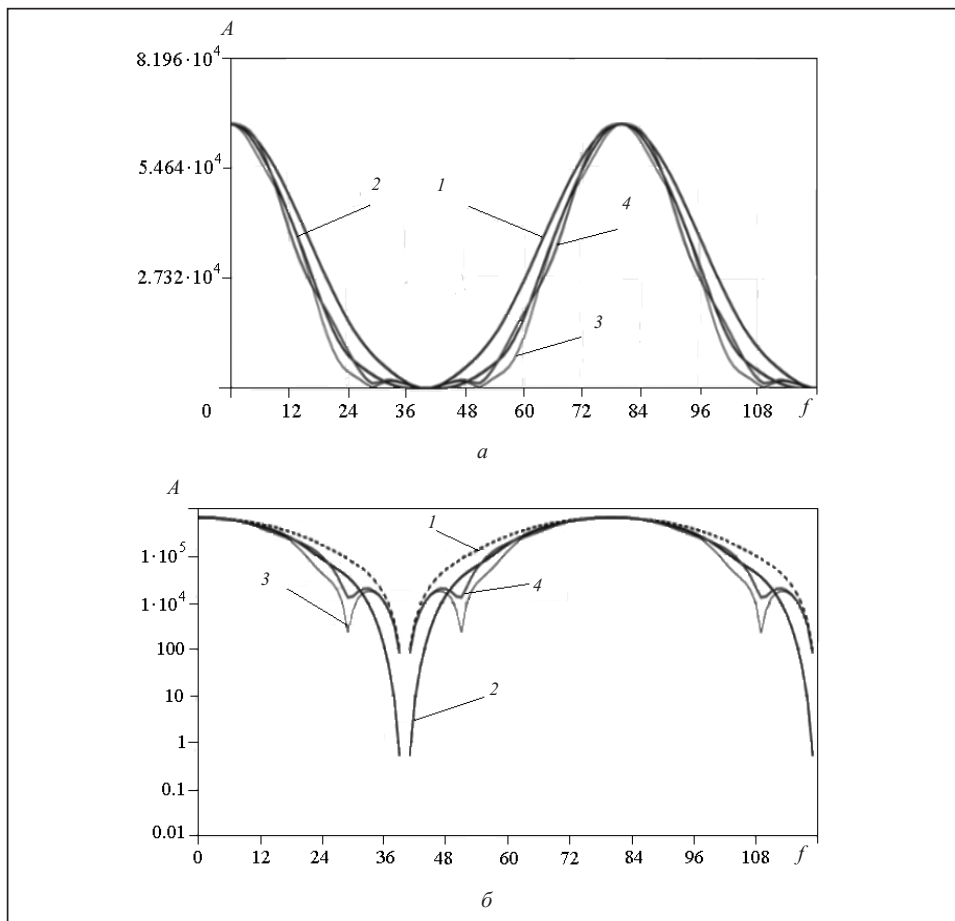


Рис. 15. Графіки частотних характеристик 10-відлікового демодулятора з різними ваговими коефіцієнтами (крива 1 — $\{1, 22, 56, 42, 7\}$; крива 2 — $\{1, 6, 12, 10, 3\}$; крива 3 — $\{1, 6, 11, 10, 4\}$; крива 4 — $\{1, 7, 12, 9, 3\}$): АЧХ (а); логарифмічна АЧХ (б)

Систему рівнянь (44) можна розв'язати за допомогою іншого підходу, використавши три незалежні змінні $C[1]$, $C[2]$, $C[3]$. У результаті отримаємо $a = C[1]$, $b = C[2]$, $c = -2C[1] - C[2] + 5C[3]$, $d = -C[2] + 4C[3]$ та $e = C[1] + C[2] - C[3]$. Для незалежних змінних $C[1] = 1$, $C[2] = 1$ і $C[3] = 1$ вагові коефіцієнти мають вигляд $\{1, 1, 2, 3, 1\}$, а для змінних $C[1] = 2$, $C[2] = 1$ отримуємо необхідні вагові множники $\{2, 9, 7, 7, 7\}$.

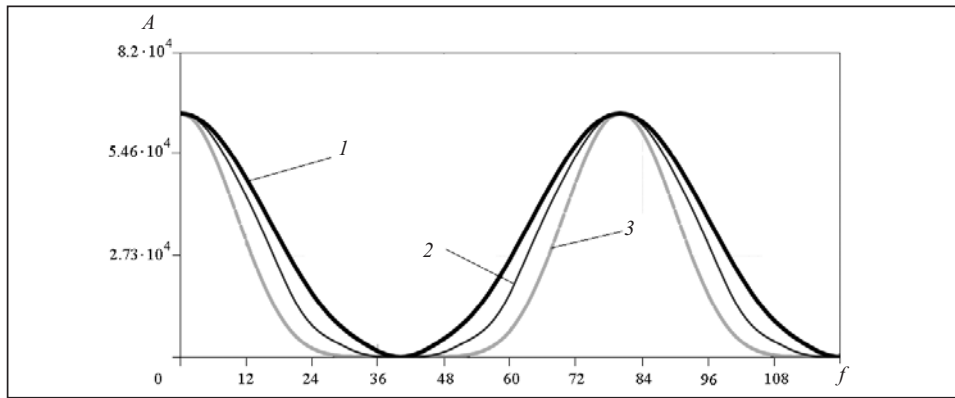


Рис. 16. Графіки АЧХ: крива 1 — для 10-відлікового I/Q-демодулятора з коефіцієнтами {1, 22, 56, 42, 7}; крива 2 — для 10-відлікового I/Q-демодулятора з коефіцієнтами {1, 6, 12, 10, 3}; крива 3 — для 17-відлікового демодулятора

Новий набір коефіцієнтів для 10-відлікового демодулятора, а саме {1, 6, 12, 10, 3}, отримано під час синтезу коефіцієнтів 15-відлікового демодулятора. Це досягнуто шляхом послідовного сортування початкового масиву коефіцієнтів {1, 7, 11, 9, 4} з одночасним забезпеченням того, щоб сума коефіцієнтів дорівнювала нулю.

Отриманий набір вагових коефіцієнтів {1, 6, 12, 10, 3} дав криву АЧХ з плавною формою, але без суттєвих переваг (рис. 15).

Також важливим є аналіз можливості інтеграції нового 8-відлікового демодулятора з коефіцієнтами {1, 5, 7, 3} та 10-відлікового демодулятора з набором вагових коефіцієнтів {1, 6, 12, 10, 3}. Очікуваним результатом є синтез 17-відлікового демодулятора, АЧХ якого наведено на рис. 16.

Характерною особливістю 17-відлікового демодулятора є те, що для формування квадратурних складових використовуються різні коефіцієнти [22, 27]. Для їхнього розрахунку слід скористатися методом перемноження вектор-рядка вагових коефіцієнтів першого з каскадів (у цьому випадку 8-відлікового демодулятора) на клиноподібну матрицю, утворену поелементним зсувом набору вагових коефіцієнтів другого каскаду. Особливість формування клиноподібної матриці полягає в тому, що в її нижній половині порядок слідування вагових коефіцієнтів змінюється на дзеркально протилежний відносно порядку коефіцієнтів у верхній половині матриці. Подібна асиметрія спостерігається і між клиноподібними матрицями, використаними для розрахунку коефіцієнтів різних квадратур. Водночас клиноподібна матриця для косинусоїдальної квадратурної складової має на один стовпець елементів менше, ніж клиноподібна матриця для синусоїдальної квадратури.

Для кращого розуміння описаного методу розглянемо результати розрахунків, здійснених з використанням пакета Mathcad:

а) косинусоїдальна складова

$$(1 \ 5 \ 7 \ 3 \ 1 \ 5 \ 7 \ 3) \cdot \begin{pmatrix} 3 & 10 & 12 & 6 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 3 & 10 & 12 & 6 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 3 & 10 & 12 & 6 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 3 & 10 & 12 & 6 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 6 & 12 & 10 & 3 \\ 0 & 0 & 1 & 6 & 12 & 10 & 3 & 0 \\ 0 & 1 & 6 & 12 & 10 & 3 & 0 & 0 \\ 1 & 6 & 12 & 10 & 3 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} = (6 \ 50 \ 166 \ 290 \ 290 \ 166 \ 50 \ 6), \quad (45)$$

б) синусоїдальна складова

$$(1\ 5\ 7\ 3\ 1\ 5\ 7\ 3) \cdot \begin{pmatrix} 1 & 6 & 12 & 10 & 3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 6 & 12 & 10 & 3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 6 & 12 & 10 & 3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 6 & 12 & 10 & 3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 3 & 10 & 12 & 6 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 3 & 10 & 12 & 6 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 3 & 10 & 12 & 6 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 3 & 10 & 12 & 6 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} = (1\ 20\ 100\ 236\ 310\ 236\ 100\ 20\ 1). \quad (46)$$

Зауважимо, що аналогічний 17-відліковий демодулятор можна синтезувати шляхом інтеграції 6-відлікового та 12-відлікового демодуляторів. Аналіз відповідної комбінації дає змогу виявити альтернативний набір коефіцієнтів для оптимізації 12-відлікового демодулятора.

Для практичної реалізації розглянутих I/Q-демодуляторів рекомендовано використовувати методи цифрового оброблення сигналів, описані у [28–30]. З-поміж запропонованих рішень найчастіше використовують підхід із застосуванням програмованих логічних інтегральних схем (ПЛІС).

ВИСНОВКИ

Підвищення якості I/Q-демодуляції квадратурних сигналів має значний вплив на розвиток цифрових систем зв'язку задля широкого впровадження технологій телемедицини. Через це вдосконалення методів I/Q-демодуляції є актуальним завданням, виконання якого має зумовити підвищення продуктивності та надійності цифрових ліній зв'язку відповідного призначення.

У результаті проведеного аналізу визначено, що основними обмеженнями на шляху використання алгоритмів CORDIC є низька швидкість обчислень та складність реалізації. Методи оброблення сигналів, представлені в цій статті, враховують описані обмеження алгоритму CORDIC та дають змогу їх подолати. Запропоновані методи квадратурної демодуляції не потребують ітераційних обчислень і можуть бути реалізовані в темпі надходження відліків АЦП за допомогою ПЛІС.

Досягнуте в синтезованих квадратурних демодуляторах пригнічення бічних пелюсток АЧХ потрібне для того, щоб підвищити завадозахищеність каналів зв'язку з OFDM-сигналами стосовно позасмугових завад та покращити електромагнітну сумісність засобів радіозв'язку з іншим медичним обладнанням. До того ж це дає змогу запропонувати відповідні методи попереднього оброблення для демодуляції сигналів N-OFDM, які можуть забезпечити значне підвищення спектральної ефективності сигналів зв'язку.

Використання векторно-матричної форми відгуку двоканального демодулятора забезпечує стисле представлення відповідних процедур оброблення сигналів у I/Q-демодуляторах з аналоговим формуванням квадратурних складових. Вираження синусоїдальних і косинусоїдальних співвідношень у такій формі спрощує процес синтезу двоканальних демодуляторів непарного порядку.

Спираючись на запропоновані методи, під час подальших досліджень доцільно забезпечити формування максимально вичерпного каталогу можливих наборів вагових коефіцієнтів для квадратурних демодуляторів різного порядку з одночасним оцінюванням їхніх фазових похибок та рівнів пригнічення позасмугових завад.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Volder J. The birth of CORDIC. *The Journal of VLSI Signal Processing-Systems for Signal, Image, and Video Technology*. 2000. Vol. 25, Iss. 2. P. 101–105. <https://doi.org/10.1023/A:1008110704586>.

2. Duprat J., Muller J.-M. The CORDIC algorithm: new results for fast VLSI implementation. *IEEE Transactions on Computers*. 1993. Vol. 42, Iss. 2. P. 168–178. <https://doi.org/10.1109/12.204786>.
3. Akhter N., Fatema K., Fersouse L., Khandaker F. Implementation of the trigonometric LMS algorithm using original CORDIC rotation. *International Journal of Computer Networks & Communications*. 2010. Vol. 2, N 4. P. 84–95. <https://doi.org/10.5121/ijcnc.2010.2408>.
4. Hachaïchi Y., Lahbib Y. An efficient mathematically correct scalefree CORDIC. arXiv:1606.02468v1 [cs.NA] 8 June 2016. <https://doi.org/10.48550/arXiv.1606.02468>.
5. Kim Y.-M. Error analysis of CORDIC processor with FPGA implementation. arXiv:2308.01025v1 [eess.SY] 2 Aug 2023. <https://doi.org/10.48550/arXiv.2308.01025>.
6. Chadha A., Jyoti D., Bhatia M.G. Design and simulation of an 8-bit dedicated processor for calculating the sine and cosine of an angle using the CORDIC algorithm. arXiv:1111.1086v1 [cs.AR] 4 Nov 2011. <https://doi.org/10.48550/arXiv.1111.1086>.
7. Zhu J.F., Ding H.L., Li H.K., Han J.W., Dai X.W., Chen Z.C., Yang J.Y., Zhang W.Q. A low-delay reference tracking algorithm for microwave measurement and control. arXiv:2311.09414v1 [physics.acc-ph] 24 Oct 2023. <https://doi.org/10.48550/arXiv.2311.09414>.
8. Andra R. A survey of CORDIC algorithms for FPGA based computers. *Proc. 1998 ACM/SIGDA Sixth International Symposium on Field Programmable Gate Arrays* (22–25 February 1998, Monterey, California, USA). Monterey, 1998. P. 191–200. <https://doi.org/10.1145/275107.275139>.
9. GitHub: Let's build from here GitHub. URL: https://github.com/suyashmahar/cordic-algorithm-python/blob/master/cordic_implementation.ipynb.
10. Zhang G., Ai-khalili D., Inkol R., Saper R. Novel approach to the design of I/Q demodulation filters. *Proc. IEEE Pacific Rim Conference on Communications Computers and Signal Processing* (19–21 May 1993, Victoria, BC, Canada). Victoria, 1993. P. 72–76. <https://doi.org/10.1109/PACRIM.1993.407217>.
11. Xue R., Xu Q., Chang K., Tam K. A new method of an IF I/Q demodulator for narrowband signals. *Proc. 2005 IEEE International Symposium on Circuits and Systems* (23–26 May 2005, Kobe, Japan. Kobe, 2005. Vol. 4. P. 3817–3820. <https://doi.org/10.1109/ISCAS.2005.1465462>.
12. Patent SE 501604 Sweden: G11C27/02H03D1/22. № SE 9302627-6. Metod och anordning för sampling av elektriska signaler. Published on 14.02.1995. URL: <http://surl.li/sznvt>.
13. Eklund J., Arvidsson R. A multiple sampling, single A/D conversion technique for I/Q demodulation in CMOS. *Journal of Solid-State Circuits*. 1996. Vol. 31, N 12. P. 1987–1994. <https://doi.org/10.1109/4.545822>.
14. O'Neil P., Ryan C., Weitzel C. Monolithic gallium arsenide I-Q demodulator. *Proc. Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits* (31 May – 01 June 1983, Dallas, TX, USA). Dallas, 1983. P. 14–18. <https://doi.org/10.1109/MCS.1984.1113618>.
15. David K., Berndt H. 6G Vision and requirements: is there any need for beyond 5G? *IEEE Vehicular Technology Magazine*. 2018. Vol.13, N 3. P. 72–80. <https://doi.org/10.1109/MVT.2018.2848498>.
16. Rappaport T.S., Xing Y., Kanhere O., Ju S., Madanayake A., Mandal S., Alkhateeb A., Trichopoulos G.C. Wireless communications and applications above 100 GHz: opportunities and challenges for 6G and beyond. *IEEE Access*. 2019. Vol. 7. P. 78729–78757. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2921522>.
17. Alsharif M., Albreem M., Solyman A., Kim S. Toward 6G communication networks: terahertz frequency challenges and open research issues. *Computers, Materials and Continua*. 2021. Vol. 66, N 3. P. 2831–2842. <https://doi.org/10.32604/cmc.2021.013176>.
18. Слюсар В.И., Смоляр В.Г. Частотное уплотнение каналов связи на основе сверхрешетчатого разрешения сигналов. *Вісті вищих учбових закладів. Радіоелектроніка*. 2003. Т. 46, Вип. 7. С. 30–39. <https://doi.org/10.20535/S0021347003070045>.
19. Ziomek C., Corredoura P. Digital I/Q demodulator. *Proc. Particle Accelerator Conference* (01–05 May 1995, Dallas, TX, USA). Dallas, 1995. Vol. 4. P. 2663–2665. <https://doi.org/10.1109/PAC.1995.505652>.

20. Bernal D., Closas P., Fernández-Rubio J.A. Digital I&Q demodulation in array processing: theory and implementation. *Proc. 2008 16th European Signal Processing Conference* (25–29 August 2008, Lausanne, Switzerland). Lausanne, 2008. P. 1–5. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7080413>.
21. Slyusar V., Bihun N. The method of increasing the immunity of data transmission in communication channels. *Proc. 2022 IEEE 9th International Conference on Problems of Infocommunications, Science and Technology (PIC S&T)* (10–12 October 2022, Kharkiv, Ukraine). Kharkiv, 2022. P. 301–305. <https://doi.org/10.1109/PICST57299.2022.10238546>.
22. Slyusar V., Serdiuk P. Synthesis method of procedure for odd-order I/Q demodulation based on replacing multistage with equivalent single-stage demodulation schemes. *Radioelectronics and Communications Systems*. 2020. Vol. 63, N 5. P. 273–280. <https://doi.org/10.3103/S0735272720050064>.
23. Слюсар В.И. Синтез алгоритмов измерения дальности M источников при дополнительном стробировании отсчетов АЦП. *Вісник вищих навчальних закладів. Радіоелектроніка*. 1996. Т. 39, вип. 5. С. 55–62. URL: https://www.slyusar.kiev.ua/IZV_VUZ_1996_5.pdf.
24. Sliusar I., Voloshko S., Smolyar V., Slyusar V. Next generation optical access based on N-OFDM with decimation. *Proc. 2016 Third International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications Science and Technology* (04–06 October 2016, Kharkiv, Ukraine). Kharkiv, 2016. P. 192–194. <https://doi.org/10.1109/INFOCOMMST.2016.7905378>.
25. Slyusar V., Bihun N. Forming the response of two-channel demodulator. *Proc. 2022 IEEE 2nd Ukrainian Microwave Week (UkrMW)* (14–18 November 2022, Ukraine). P. 342–345. <https://doi.org/10.1109/UkrMW58013.2022.10036993>.
26. Ankarali Z., Peköz B., Arslan H. Flexible radio access beyond 5G: a future projection on waveform, numerology, and frame design principles. *IEEE Access*. 2017. Vol. 5. P. 18295–18309. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2017.2684783>.
27. Slyusar V. I/Q-demodulation of the odd order. *Proc. 2015 International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT)* (21–24 April 2015, Kharkiv, Ukraine). Kharkiv, 2015. P. 1–3. <https://doi.org/10.1109/ICATT.2015.7136812>.
28. Cai S., Li Y., Zhu H., Wu X., Su D. A novel electromagnetic compatibility evaluation method for receivers working under pulsed signal interference environment. *Applied Sciences*. 2021. Vol. 11, N 20. 9454. <https://doi.org/10.3390/app11209454>.
29. Mfana M., Hasan A.N. Soft-core architecture for odd/even order sampling I/Q demodulator with dual-portblock memory considerations. [Preprint] Preprints.org. 2019. 2019090014. <https://doi.org/10.20944/preprints201909.0014.v1>.
30. Mitra J., Nayak T.K. An FPGA-based phase measurement system. *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*. 2018. Vol. 26, Iss. 1. P. 133–142. <https://doi.org/10.1109/TVLSI.2017.2758807>.

V. Slyusar, N. Bihun

ENHANCING NOISE IMMUNITY IN OFDM COMMUNICATION CHANNELS WITH TWO-STAGE STROBING AND I/Q DEMODULATION

Abstract. The article presents an innovative approach to increasing the number of digital samples in analog-to-digital systems using a strobing method in a “sliding-window” mode. Particular attention is paid to optimizing the in-phase/quadrature demodulation for signals with orthogonal frequency division multiplexing. The study analyzes the amplitude-frequency characteristics of the latest I/Q demodulators, demonstrating a reduction in the side lobes of the frequency response.

Keywords: amplitude-frequency characteristic, analog-digital converter, digital signal processing, digital signal quadrature filter (DSQF), I/Q demodulation.

Надійшла до редакції 04.12.2023