

НЕЛІНІЙНА ЧАСТОТНА МОДУЛЯЦІЯ OFDM СИГНАЛІВ ПРИ ЗВ'ЯЗКУ З ВИСОКОШВИДКІСНИМИ ЛІТАЛЬНИМИ АПАРАТАМИ

У статті проаналізовано вплив нелінійної частотної модуляції на забезпечення зв'язку з високошвидкісними безпілотними літальними апаратами.

Слюсар В.И., Троцко А.А. Нелинейная частотная модуляция OFDM сигналов при связи с высокоскоростными летательными аппаратами. В статье проанализировано влияние нелинейной частотной модуляции на обеспечение связи с высокоскоростными беспилотными летательными аппаратами.

V.Slyusar, A.Trotsko Nonlinear Frequency Modulation OFDM signals in connection with high-speed aircraft. The paper analyzes the effect of the nonlinear frequency modulation to provide high-speed communication with unmanned aircraft.

Ключові слова: ортогональна частотно-дискретна модуляція, безпілотний літальний апарат (БПЛА), девіація частоти.

Актуальність досліджень. Використання безпілотних літальних апаратів у сучасних військових операціях стало нормою сучасних бойових дій. БПЛА застосовуються всіма родами військ як над сушею, так і над морем.

Зростання ролі БПЛА в сучасних і перспективних бойових діях військ пов'язане з необхідністю вирішення проблеми створення високошвидкісних захищених каналів передачі даних і управління сукупністю БПЛА, що одночасно виконують бойові та забезпечуючі місії на театрі військових дій в єдиному інформаційному просторі.

Аналіз відомих підходів до вирішення цієї проблеми свідчить про актуальність теоретичних досліджень, спрямованих на вдосконалення засобів зв'язку з БПЛА на основі використання сучасних технологій цифрової обробки сигналів, покликаних забезпечити ефективний інформаційний обмін в мобільних мережах динамічної топології типу VANET.

Перспективним напрямом вирішення проблем створення високошвидкісних систем зв'язку з БПЛА є використання широкосмугових сигналів на основі ортогонального частотного дискретного мультиплексування (OFDM) у поєднанні з технологіями цифрових антенних решіток, МІМО. Проте реалізації потенційних можливостей такого підходу обмежені негативним впливом на пропускну здатність каналів зв'язку ефекту Допплера, що приводить до відхилення частот несучих від максимумів амплітудно-частотних характеристик фільтрів швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) [1].

У результаті цього виникає неконтрольована міжсимвольна інтерференція даних, що приводить до різкого зниження швидкості їх передачі. При зв'язку з високошвидкісними БПЛА проблема доплерівських зсувів піднесучих OFDM сигналів посилюється також спотворенням сигнальних відгуків по виходах частотних фільтрів, обумовленим виникненням нелінійної девіації частот піднесучих.

Аналіз останніх публікацій. На сьогодні підвищення швидкості руху БПЛА є загальною тенденцією розвитку даного виду озброєння і військової техніки.

Пов'язано це з необхідністю швидшого виявлення наземних цілей при виконанні розвідувальних завдань на великій території, скороченням часу реакції при реалізації за допомогою БПЛА ударних місій, прагненням понизити уразливість БПЛА від дії вогневих засобів ППО супротивника, не лише завдяки скороченню часу виконуваної місії, але і за рахунок ускладнення умов для виявлення БПЛА і наведення на нього засобів поразки.

Високі відносні швидкості переміщення БПЛА можуть мати місце і у разі бойового застосування низькошвидкісних повітряних платформ, якщо прийом їх сигналів здійснюється, наприклад, на борту повітряного командного пункту або базового літака-розвідника. Такий варіант використання БПЛА описаний в патенті України на корисну модель №34701 [2]. Згідно з цим способом повітряної розвідки базовий літак-розвідник скидає кілька БПЛА, без заходу в зону дії ППО супротивника (рис. 1). Вказані БПЛА проводять розвідку в глибині території супротивника і передають отримані дані по радіоканалах на борт базового літака. При цьому в результаті руху пункту прийому даних з високою швидкістю відносна швидкість польоту БПЛА може досягати великих значень, особливо у разі переміщення БПЛА і базового літака на зустрічних курсах.

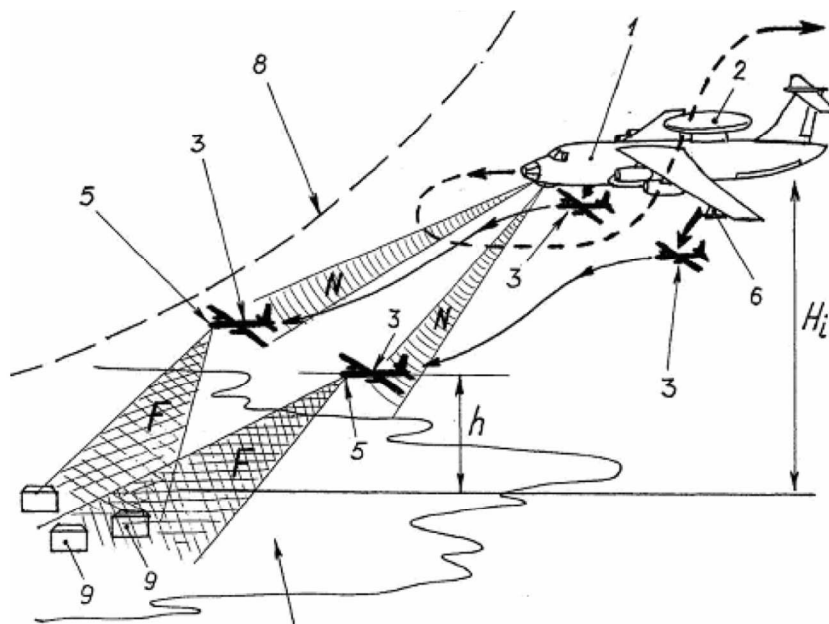


Рис. 1. Спосіб повітряної розвідки з використанням БПЛА [2]

Метою даної статті є аналіз спектральних спотворень OFDM сигналів при зв'язку з високошвидкісними безпілотними літальними апаратами.

При високих кутових швидкостях обертання лінії візування, що зв'язує в умовах прямої видимості приймальний і передавальний об'єкти, високоточній частотній селекції як OFDM сигналів перешкоджає девіація частоти, викликана обертанням лінії візування за час накопичення сигналів при синтезі частотних фільтрів. Особливо проблема ускладнюється при забезпеченні зв'язку з високошвидкісними безпілотними літальними апаратами. Тому при використанні OFDM сигналів в цьому випадку виникає необхідність врахування не лише доплерівських зсувів їх частоти, але і паразитної частотної модуляції, обумовленої вказаним ефектом.

Для детальнішого дослідження спектральних спотворень OFDM сигналів БПЛА, що виникають в результаті їх накопичення, доцільно провести математичне моделювання. При цьому рух БПЛА вважатимемо рівномірними і прямолінійними. З усіх проекцій вектора швидкості інтерес представляє лише його горизонтально орієнтована компонента, поєднана з вертикальною площиною, що проходить через умовну лінію „наземна станція – БПЛА” (рис. 2, [1]). У модель напруги прийнятих сигналів для кожного s -го відліку АЦП аналогічно [1] необхідно включити поточне значення похилої дальності до БПЛА:

$$U_{s_{rec}} = a_{rec} \cdot \cos\left(\omega\Delta t(s-1) - \omega_0 \frac{R_s}{c} + \varphi_{rec}\right) = a_{rec} \cdot \cos\left(\omega\Delta t(s-1) - 2\pi \frac{R_s}{\lambda_0} + \varphi_{rec}\right) \quad (1)$$

де $R_s = \sqrt{R_0^2 - 2VR_0(s-1)\Delta t \cos \varepsilon_0 + V^2 \Delta t^2 (s-1)^2}$; R_0 – значення похилої дальності до БПЛА на момент початку накопичення відліків пілот-сигналу; V – модуль вектора швидкості БПЛА; ε_0 – кут місця БПЛА на момент початку синтезу частотних фільтрів за допомогою процедури швидкого перетворення Фур'є (ШПФ); a_{rec}, φ_{rec} – амплітуда і фаза прийнятого пілот-сигналу; Δt – період дискретизації АЦП; s – його порядковий номер; ω – радіальна частота заповнення пілот-сигналу на момент аналого-цифрового перетворення; $\omega_0 = 2\pi f_0$ – радіальна частота несучої пілот-сигналу; λ_0 – її довжина хвилі; c – швидкість світла.

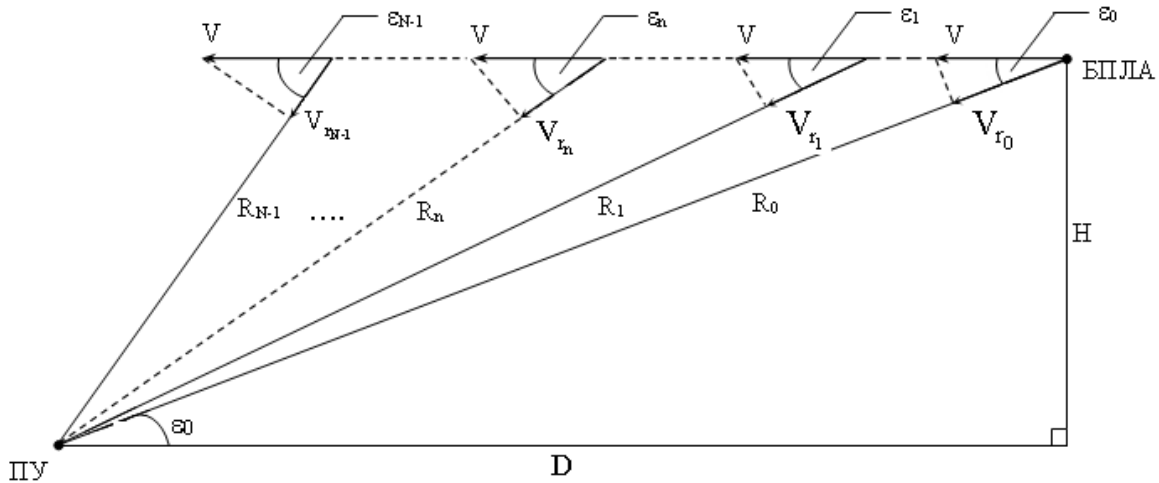


Рис. 2. Модель прямолінійного рівномірного руху БПЛА (ПУ - пункт управління)

Вираз (1) відрізняється від приведеної в [1] моделі відбитого сигналу радіолокації відсутністю множення на 2 доданку $\omega_0 \frac{R_s}{c}$, що пояснюється одноразовим проходженням сигналу трасою поширення. При комплексному представленні напруги сигналів їх квадратурні складові можуть бути записані у виді:

$$\begin{aligned} U_{s_{rec}}^c &= a_{rec} \cdot \cos\left(\omega \Delta t (s-1) - \omega_0 \frac{R_s}{c} + \varphi_{rec}\right); \\ U_{s_{rec}}^s &= a_{rec} \cdot \sin\left(\omega \Delta t (s-1) - \omega_0 \frac{R_s}{c} + \varphi_{rec}\right). \end{aligned} \quad (2)$$

З аналізу величини R_s можна зробити висновок, що для впливу її змін на процес обробки сигналів визначальною є не велика швидкість руху БПЛА, а швидкість зміни кута місця ε . Тому область проявів ефектів, що розглядаються тут, може бути розширена на клас БПЛА, що здійснюють баражування з польотом по ламаних траєкторіях. Наприклад, при русі БПЛА по траєкторії, що описується поліномом другого порядку, у вираз для поточної дальності слід підставити співвідношення:

$$R_s = R_0 + \dot{R}(s-1) + \ddot{R} \frac{(s-1)^2}{2}, \quad (3)$$

де \dot{R} , \ddot{R} – перша і друга похідні від поточної похилої дальності до БПЛА (вважаються відомими або підлягають оцінюванню).

Для оцінки значень R_0 , \dot{R} , \ddot{R} може використовуватися вибірка з N оцінок дальності, отримана на етапі входження у зв'язок і оброблена за методом найменших квадратів. Згідно [3], відповідна функція нев'язок може бути сформована у виді:

$$L = \sum_{s=1}^N \left\{ R_s - \frac{\ddot{R}}{2}(s-1)^2 - \dot{R}(s-1) - R_0 \right\}^2. \quad (4)$$

Система рівнянь для розрахунку коефіцієнтів апроксимуючого полінома, отримана диференціюванням функції нев'язок, після нескладних перетворень запишеться таким чином:

$$\begin{cases} \frac{\ddot{R}}{2} \sum_{s=1}^N (s-1)^2 + \dot{R} \sum_{s=1}^N (s-1) + R_0 N - \sum_{s=1}^N R_s = 0; \\ \frac{\ddot{R}}{2} \sum_{s=1}^N (s-1)^3 + \dot{R} \sum_{s=1}^N (s-1)^2 + R_0 \sum_{s=1}^N (s-1) - \sum_{s=1}^N (s-1)R_s = 0; \\ \frac{\ddot{R}}{2} \sum_{s=1}^N (s-1)^4 + \dot{R} \sum_{s=1}^N (s-1)^3 + R_0 \sum_{s=1}^N (s-1)^2 - \sum_{s=1}^N (s-1)^2 R_s = 0. \end{cases} \quad (5)$$

Шукані оцінки траекторних параметрів R_0 , \dot{R} , \ddot{R} можуть бути отримані через визначники приведеної вище системи рівнянь [3]:

$$\frac{\ddot{R}}{2} = \frac{\begin{vmatrix} \sum_{s=1}^N R_s & \sum_{s=1}^N (s-1) & N \\ \sum_{s=1}^N (s-1)R_s & \sum_{s=1}^N (s-1)^2 & \sum_{s=1}^N (s-1) \\ \sum_{s=1}^N (s-1)^2 R_s & \sum_{s=1}^N (s-1)^3 & \sum_{s=1}^N (s-1)^2 \end{vmatrix}}{D}; \quad \dot{R} = \frac{\begin{vmatrix} \sum_{s=1}^N (s-1)^2 & \sum_{s=1}^N R_s & N \\ \sum_{s=1}^N (s-1)^3 & \sum_{s=1}^N (s-1)R_s & \sum_{s=1}^N (s-1) \\ \sum_{s=1}^N (s-1)^4 & \sum_{s=1}^N (s-1)^2 R_s & \sum_{s=1}^N (s-1)^2 \end{vmatrix}}{D};$$

$$R_0 = \frac{\begin{vmatrix} \sum_{s=1}^N (s-1)^2 & \sum_{s=1}^N (s-1) & \sum_{s=1}^N R_s \\ \sum_{s=1}^N (s-1)^3 & \sum_{s=1}^N (s-1)^2 & \sum_{s=1}^N (s-1)R_s \\ \sum_{s=1}^N (s-1)^4 & \sum_{s=1}^N (s-1)^3 & \sum_{s=1}^N (s-1)^2 R_s \end{vmatrix}}{D}, \quad D = \begin{vmatrix} \sum_{s=1}^N (s-1)^2 & \sum_{s=1}^N (s-1) & N \\ \sum_{s=1}^N (s-1)^3 & \sum_{s=1}^N (s-1)^2 & \sum_{s=1}^N (s-1) \\ \sum_{s=1}^N (s-1)^4 & \sum_{s=1}^N (s-1)^3 & \sum_{s=1}^N (s-1)^2 \end{vmatrix}. \quad (6)$$

Працездатність описаного методу спільного оцінювання значень R_0 , \dot{R} , \ddot{R} була підтверджена за результатами супроводу цілей, отриманими в ході державних випробувань РЛС П-18МУ, П-18МА, П-19МА та ін. Для цього як початкові дані використовувалися запроTOCOLьовані вибірки вимірних значень дальностей цілей, які потім підставлялися в програму, написану в пакеті MathCAD, що розраховувала значення вказаних визначників. При цьому малі значення оцінок величини \ddot{R} використовувалася як критерій прямолінійного польоту літальних апаратів. В цілому використання співвідношення для поточної дальності у вигляді квадратичного полінома є загальнішим підходом, що охоплює випадки як прямолінійного, так і криволінійного руху БПЛА.

Точність розглянутого методу спільного оцінювання параметрів R_0 , \dot{R} , \ddot{R} пропорційна кількості оброблюваних оцінок дальності N і може бути охарактеризована

нижніми межами Крамера-Рао. Для їх отримання слід сформувати інформаційну матрицю Фішера, що нескладно зробити, виконавши подвійне диференціювання функції нев'язок по невідомим параметрах. В результаті отримаємо інформаційну матрицю, елементи якої аналогічні елементам головного визначника D розглянутої вище системи рівнянь:

$$I = \frac{1}{2\sigma_R^2} \begin{bmatrix} N & \sum_{s=1}^N (s-1) & \sum_{s=1}^N (s-1)^2 \\ \sum_{s=1}^N (s-1) & \sum_{s=1}^N (s-1)^2 & \sum_{s=1}^N (s-1)^3 \\ \sum_{s=1}^N (s-1)^2 & \sum_{s=1}^N (s-1)^3 & \sum_{s=1}^N (s-1)^4 \end{bmatrix}, \quad (7)$$

де σ_R^2 – дисперсія оцінок дальності у вимірювальній вибірці (вважається постійною на інтервалі оцінювання).

Шукані нижні межі Крамера-Рао для дисперсій оцінок R_0 , \dot{R} , \ddot{R} запишуться у вигляді:

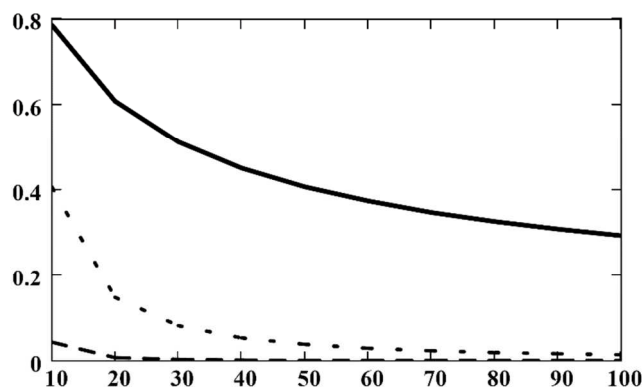
$$\sigma_{\dot{R}}^2 \geq 2\sigma_R^2 \left| \begin{array}{cc} N & \sum_{s=1}^N (s-1) \\ \sum_{s=1}^N (s-1) & \sum_{s=1}^N (s-1)^2 \end{array} \right| |I|^{-1}, \quad \sigma_{\ddot{R}}^2 \geq 2\sigma_R^2 \left| \begin{array}{cc} N & \sum_{s=1}^N (s-1)^2 \\ \sum_{s=1}^N (s-1)^2 & \sum_{s=1}^N (s-1)^4 \end{array} \right| |I|^{-1},$$

$$\sigma_{R_0}^2 \geq 2\sigma_R^2 \left| \begin{array}{cc} \sum_{s=1}^N (s-1)^2 & \sum_{s=1}^N (s-1)^3 \\ \sum_{s=1}^N (s-1)^3 & \sum_{s=1}^N (s-1)^4 \end{array} \right| |I|^{-1}, \quad \text{де } |I| = \left| \begin{array}{ccc} N & \sum_{s=1}^N (s-1) & \sum_{s=1}^N (s-1)^2 \\ \sum_{s=1}^N (s-1) & \sum_{s=1}^N (s-1)^2 & \sum_{s=1}^N (s-1)^3 \\ \sum_{s=1}^N (s-1)^2 & \sum_{s=1}^N (s-1)^3 & \sum_{s=1}^N (s-1)^4 \end{array} \right| \quad (8)$$

Графіки залежностей відповідних середньоквадратичних відхилень (СКВ) від кількості використовуваних оцінок дальності для $\sigma_R=1$ приведені на рис. 3. Значення СКВ відкладені уздовж вертикальної осі, а кількість відліків у вибірці – уздовж горизонтальної осі. Верхня суцільна лінія відповідає СКВ R_0 , пунктирна – СКВ \dot{R} , а нижня штрихова – СКВ оцінки прискорення \ddot{R} .

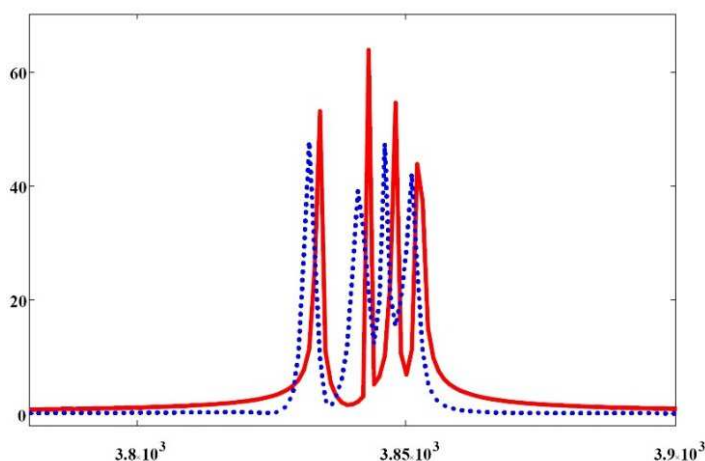
Спираючись на модель (2), для прямолінійного і рівномірного руху БПЛА, в пакеті Mathcad була синтезована серія з 4096 відліків напруги по виходу АЦП, відповідна ситуації перевищення БПЛА над прийнятною антеною наземного пункту управління на 5000 м, початковій горизонтальній дальності до БПЛА – 5000 м. Час накопичення сигнальних відліків дорівнював 0,08 с. Довжина хвилі випромінювання була задана рівній 3 см з дискретом рознесення піднесучих по довжині хвилі, рівним 0,005 см.

На рис. 4 суцільною лінією наведені відгуки 4 сигнальних піднесучих по виходах ШПФ-фільтрів для випадку відсутності нелінійної частотної модуляції. Пунктирною лінією показаний результуючий відгук ШПФ-фільтрів за наявності обертання умовної лінії візування БПЛА, обумовленого його рухом із швидкістю 150 м/с.

Рис. 3. Залежності СКВ оцінок R_0 , \dot{R} , \ddot{R} від кількості відліків у вибірці

Як видно на рис. 4, при швидкісному русі БПЛА спостерігається зсув частотних відгуків, а також неконтрольоване спотворення їх по амплітуді, що призводить до міжсимвольної інтерференції та змушує знижувати швидкість передачі даних до мінімуму. Проте при використанні методів врахування ефекту Допплера [4, 5], цей зсув по частоті може бути врахований в обробці.

Надалі, у міру збільшення швидкості БПЛА до 180 м/с відбувається розширення спектру кожної з піднесучих й розщеплення їх максимумів (рис. 5), що призводить до повної неможливості демодуляції переданого повідомлення та його абсолютної втрати.

Рис. 4. Відгуки сигнальних піднесучих по виходах ШПФ-фільтрів при швидкості БПЛА $V=150$ м/с

З підвищенням швидкості прямолінійного і рівномірного польоту БПЛА до 220 м/с в даному випадку відбувається розширення відгуків фільтрів уздовж частотної осі настільки, що спектральні відгуки окремих піднесчих зливаються в монолітний „конгломерат” (рис. 6). Ефект хаотичної деградації аддитивної спектральної картини при збільшенні швидкості до 400 м/з істотно посилюється (рис. 7) з супутнім зниженням рівнів відгуків.

Понизити вплив доплерівського зрушення частоти можна декількома способами. Найпростіше вирішити це завдання, використовуючи невисокі швидкості польоту БПЛА. Проте, як відмічалось вище, підвищення швидкості руху БПЛА є загальною тенденцією розвитку цього виду озброєнь і військової техніки.

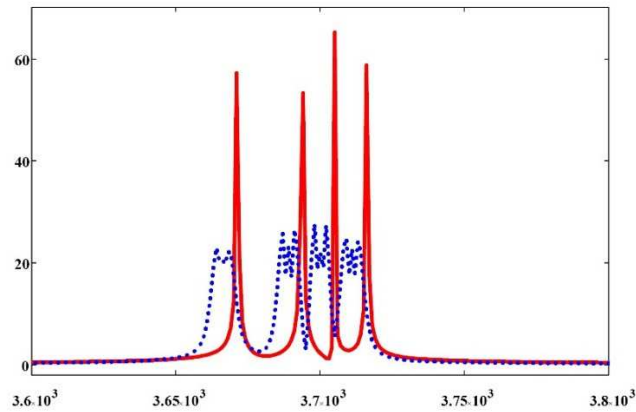


Рис. 5. Відгуки сигнальних піднесучих по виходах ШПФ-фільтрів при швидкості БПЛА $V=180$ м/с

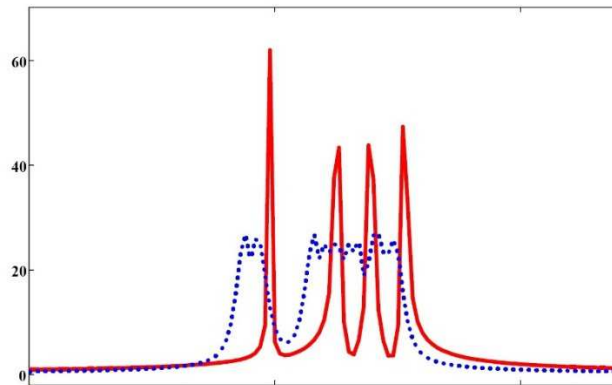


Рис. 6. Відгуки сигнальних піднесучих по виходах ШПФ-фільтрів при швидкості БПЛА $V=220$ м/с

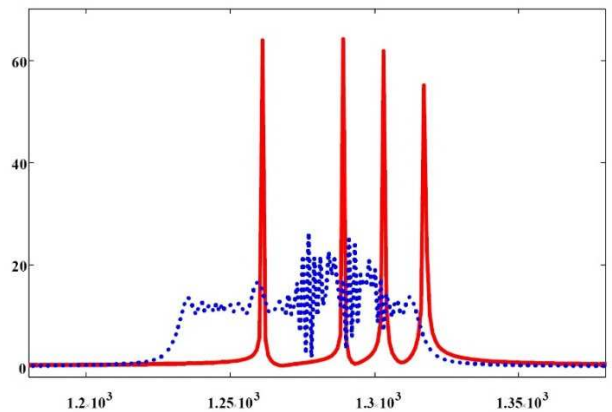


Рис. 7. Відгуки сигнальних піднесучих по виходах ШПФ-фільтрів при швидкості БПЛА $V=400$ м/с

Інший шлях зменшення впливу доплерівського ефекту полягає в скороченні часу накопичення сигналів шляхом зменшення кількості використовуваних для синтезу частотних фільтрів сигнальних відліків. Приміром, на рис. 8 приведені відгуки частотних фільтрів для вказаного вище набору піднесучих, отримані за результатами моделювання стосовно швидкості руху БПЛА 400 м/с і скороченому в 4 рази в порівнянні з рис. 7 часу накопичення (0,02 с). При цьому, щоб зберегти незмінною частоту дискретизації АЦП, кількість відліків, що накопичуються у вибірці, задавалася рівною 1024. Як видно, по своєму якісному виду спектральна картина стала близькою до ситуації, коли швидкість БПЛА дорівнює 150 м/с, а час накопичення складає 0,08 с (рис. 4). Природно, з урахуванням зміни фазових співвідношень піднесучих, викликаного нелінійним доплерівським ефектом, повного збігу зовнішнього вигляду ілюстрацій на рис. 4 і 8 досягти не вдалося.

Слід зазначити, що при вказаному скороченні часу накопичення відповідно зменшується і кількість піднесучих, використовуваних для передачі інформації, оскільки кількість відліків, задіяних в операції ШПФ при формуванні частотних фільтрів, стає менше. Це призводить до зниження пропускну здатності лінії зв'язку.

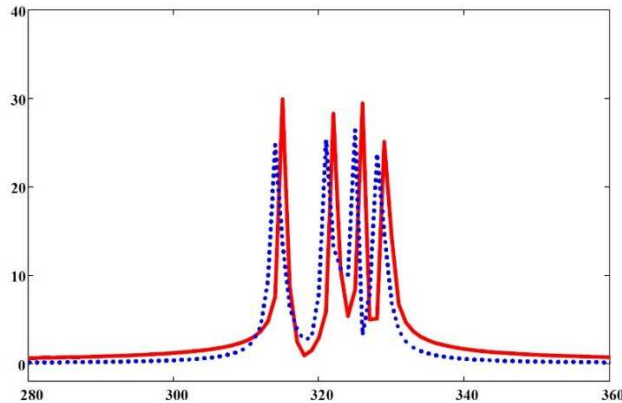


Рис. 8. $V=400$ м/з, час накопичення 0,02 с

Між тим, необхідність у збільшенні часу накопичення при здійсненні передачі даних з борту БПЛА обумовлена прагненням підвищити відношення сигнал-шум, що досягається в результаті когерентного підсумовування сигнальних відліків. Це важливо, передусім, з урахуванням необхідності стійкої передачі даних при великих віддаленнях БПЛА від наземного пункту управління і підвищення скритності каналів зв'язку з БПЛА від засобів розвідки супротивника.

Як відмічено, наприклад, в [6], сучасні засоби радіотехнічної розвідки (РТР), якщо не прийняти додаткових контрзаходів, здатні забезпечити визначення координат випромінюючих радіоелектронних засобів за декілька десятків секунд з точністю до 50 м на дальностях до 100 км, завдяки спільній обробці результатів радіоперехоплення сигналів в ефірі з рознесених приймальних пунктів. Звичайно, рух БПЛА, особливо з високою швидкістю, ускладнює завдання точного визначення його місця розташування засобами РТР супротивника, проте при великій інтенсивності випромінюваних бортовим комплексом зв'язку сигналів завдання пеленгації БПЛА і його наземної інфраструктури управління істотно спрощується.

Саме тому на початковому етапі ретрансляції даних для маневрених наземних підрозділів доцільно використовувати сигнали малої потужності, а потім послідовно нарощувати угруповання БПЛА-ретрансляторів і регулювати потужність їх випромінювання залежно від віддалення мобільних підрозділів сил швидкого реагування і наявності перешкод каналам зв'язку БПЛА. Як ефективну альтернативу вказаному підходу можна запропонувати здійснювати регулювання потужності сигналів зв'язку БПЛА за допомогою зміни часу їх накопичення на приймальному пункті. Це дозволить зберегти незмінними показники розвідзахищеності БПЛА, заощадити енергоресурс бортових джерел живлення, а також скоротити нарощуване угруповання БПЛА-ретрансляторів завдяки збільшенню дальності зв'язку, що забезпечується при когерентному накопиченні сигналів.

Важливо звернути увагу, що мінімізація часу накопичення сигналів на початковому етапі ретрансляції даних з борту БПЛА дозволить понизити вплив нелінійного доплерівського ефекту при великих кутах місця лінії візування БПЛА, вірогідність збільшення значень яких вища при малих дальностях до БПЛА з урахуванням специфіки польоту ретрансляторів на великих висотах. По мірі ж збільшення відстані від БПЛА до пункту управління кут місця лінії візування має стійку тенденцію до зменшення за величиною, що створює передумови для можливого нарощування часу накопичення сигналів завдяки зниженню проявів нелінійного ефекту Доплера.

Приведені аргументи свідчать на користь того, що великі часи накопичення сигналів будуть затребувані тактикою ефективного бойового застосування БПЛА. Тому завдання синтезу методів демодуляції OFDM (N – OFDM) сигналів в умовах неминучої в цьому випадку дії нелінійного доплерівського ефекту є актуальним.

Висновки. У процесі зв'язку з високошвидкісними літальними апаратами, в тому числі безпілотними (БПЛА), при значних кутових швидкостях обертання умовної лінії візування, що зв'язує приймальний і передавальний об'єкти, високоточної демодуляції OFDM сигналів перешкоджає девіація частоти, обумовлена обертанням лінії візування за час накопичення сигналів при цифровому синтезі частотних фільтрів.

Проведене моделювання показало що при заданих параметрах методи демодуляції OFDM сигналів втрачають свою дієздатність уже при швидкості 180 м/с. Понизити вплив доплерівського зсуву частоти можна зменшенням швидкості БПЛА або скороченням часу накопичення сигналу, але ці способи ідуть у розріз з основними напрямками розвитку цього виду озброєння. Таким чином, дане питання залишається актуальним і в ході подальших досліджень будуть розроблені методи демодуляції OFDM сигналів, прийнятих від високошвидкісних об'єктів.

ЛІТЕРАТУРА

1. Слюсар В.И. Частотная селекция высокоскоростных групповых целей при длительном накоплении эхо-сигналов.// Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 2000. – Том 43, № 8. – С. 43 – 46.
2. Патент України на корисну модель № 34701. МПК (2006): B64C 31/00, H04B 5/00. Спосіб ведення повітряної розвідки за допомогою пілотованих літаків-розвідників.// Тимошенко Р.І.; Слепов Л.І.; Якобінчук О.В.; Куровська Т.Ю.; Комаров В.О.; Гордієвський О.Т. – Дата подання заявки 04.01.2008. – Патент опубліковано 26.08.2008, бюл. № 16, 2008.
3. Методика проведення державних випробувань комплекту уніфікованих модулів прийому, обробки та відображення радіолокаційної інформації (УМПОВРІ) для автоматизації процесу управління бойовими діями підрозділів військ протиповітряної оборони Сухопутних військ Збройних Сил України.// Програма Державних випробувань Комплекту уніфікованих модулів прийому, обробки та відображення радіолокаційної інформації для автоматизації процесу управління бойовими діями підрозділів військ протиповітряної оборони Сухопутних військ Збройних Сил України. – Київ: ЦНДІ ОВТ ЗС України. – 2005. – 40 с.
4. Слюсар В.И., Троцко А.А. Метод учета нелинейной частотной модуляции OFDM сигналов при связи с гиперзвуковыми аппаратами.// XII Международная молодежная научно-практическая конференция „Человек и космос” (7 – 9 апреля 2010 года). – Национальный центр аэрокосмического образования молодежи им. А.М. Макарова. – Днепропетровск. – 2010. – С. 194.
5. Слюсар В.И., Троцко А.А. Метод упреждающей компенсации эффекта Доплера при передаче OFDM сигналов.// Сб. Труды 10-й Международной научно-практической конференции „Современные информационные и электронные технологии” (18 – 22 мая 2009 г.). – Том 1. – Одесса. – 2009. – С. 209.
6. Антонюк В.П. Методи підвищення ефективності пасивних радіотехнічних систем контролю джерел електромагнітного випромінювання: дисс. канд. техн. наук: 05.12.17. / Антонюк Володимир Павлович. – Львів: Національний університет „Львівська політехніка”, 2010. – 181 с.