

ОСОБЛИВОСТІ НЕЛІНІЙНОГО ДОПЛЕРІВСЬКОГО ЕФЕКТУ ПРИ ЗАБЕЗПЕЧЕННІ ЗВ'ЯЗКУ В РЕЖИМІ МІМО З БЕЗПЛОТНИМИ ЛІТАЛЬНИМИ АПАРАТАМИ

Використання безпілотних літальних апаратів у сучасному світі є перспективним напрямом розвитку багатьох галузей, як у цивільній, так і у військовій сферах. Армії багатьох країн світу прийняли на озброєння та ефективно застосовують безпілотну авіацію для виконання розвідувальних, бойових та забезпечуючих місій. Велике значення приділяється стійкому зв'язку з безпілотними апаратами при виконанні усіх типів завдань, а особливо при використанні їх як ретрансляторів зв'язку при веденні мережоцентричних операцій.

Підвищення пропускної здатності каналів, забезпечення інформаційного обміну у режимі реального часу є загальною світовою тенденцією. Одним з напрямів підвищення пропускної спроможності радіоканалів є застосування технології Multiple Input Multiple Output (MIMO) у поєднанні з ортогональною та неортогональною частотною дискретною модуляціями. Сучасні дослідники розглядають використання технології MIMO для забезпечення зв'язку тільки з низькошвидкісними безпілотними літальними апаратами, тому тема статті є актуальною.

Метою роботи є дослідження особливостей застосування MIMO-обробки при організації каналів зв'язку з високошвидкісними безпілотними літальними апаратами у випадку появи нелінійної частотної модуляції, що викликана обертянням лінії візування між приймальним та передавальним об'єктами.

Орієнтуючись на випадки забезпечення зв'язку між безпілотним літальним апаратом й повітряним командним пунктом або базовим літаком-розвідником, а також безпілотним літальним апаратом і віддаленим ретранслятором, у роботі розглянуто особливості застосування MIMO-обробки з урахуванням специфіки врахування нелінійного ефекту Доплера при використанні OFDM (N-OFDM) сигналів. При цьому вважається, що цифрові антенні решітки розміщуються на прийомному й передавальному об'єктах, у тому числі й на борту безпілотного літального апарату.

У результаті дослідження вдосконалено методи ортогональної та неортогональної частотної дискретної модуляції, які відрізняються урахуванням доплерівських зсувів частот піднесучих при обробці сигналів за відліком АЦП і за результатами їх додаткового стробування в одноканальних та багатоканальних системах зв'язку з БПЛА, з використанням цифрових антенних решіток і технології MIMO.

Ключові слова: високошвидкісні безпілотні літальні апарати, пропускна спроможність, ортогональна частотна дискретна модуляція, технологія Multiple Input Multiple Output, нелінійний ефект Доплера.

Слюсар В.І., Троцько А. А., Симоненко А.А., Лаптева І.С. Особенности нелинейного доплеровского эффекта при обеспечении связи в режиме МІМО с беспилотными летательными аппаратами. Использование беспилотных летательных аппаратов в современном мире является перспективным направлением развития многих отраслей, как в гражданской, так и в военной сферах. Армии многих стран мира приняли на вооружение и эффективно применяют беспилотную авиацию для выполнения разведывательных, боевых и обеспечивающих миссий. Большое значение уделяется обеспечению связи с беспилотными аппаратами при выполнении всех типов заданий, особенно при использовании их в качестве ретрансляторов связи при ведении сетцентрических операций.

Повышение пропускной способности каналов для обеспечения информационного обмена в режиме реального времени является общей мировой тенденцией. Одним из направлений повышения пропускной способности радиоканалов является применение технологии Multiple Input Multiple Output (MIMO) в сочетании с ортогональной и неортогональной частотной дискретной модуляциями. Современные исследователи рассматривают использование технологии MIMO только для обеспечения связи с низкоскоростным беспилотными летательными аппаратами, поэтому тема исследования является актуальной.

Целью работы является исследование особенностей применения MIMO-обработки при организации каналов связи с высокоскоростными беспилотными летательными аппаратами в случае возникновения нелинейной частотной модуляции, вызванной вращением линии визирования между приемным и передающим объектами.

Ориентируясь на случаи обеспечения связи между беспилотным летательным аппаратом и воздушным командным пунктом или базовым самолетом-разведчиком, а также беспилотным летательным аппаратом и удаленным ретранслятором, в работе рассмотрены особенности применения MIMO-обработки с учетом специфики учета нелинейного эффекта Доплера при использовании OFDM (N-OFDM) сигналов. При этом полагается, что цифровые антенные решетки размещаются на приемном и передающем объектах, в том числе и на борту беспилотного летательного аппарата.

В результате исследования усовершенствованы методы ортогональной и неортогональной частотной

дискретной модуляции, которые отличаются учетом доплеровских сдвигов частот поднесущих при обработке сигналов по отсчетам АЦП и по результатам их дополнительного стробирования в одноканальных и многоканальных системах связи с БПЛА, с использованием цифровых антенных решеток и технологии MIMO.

Ключевые слова: высокоскоростные беспилотные летательные аппараты, пропускная способность, ортогональная частотная дискретная модуляция, технология Multiple Input Multiple Output, нелинейный эффект Доплера.

Slyusar V.I., Trotsko O.O., Simonenko O.A., Lapteva I.S. Features of the nonlinear Doppler effect when providing communication in MIMO mode with unmanned aerial vehicles. The use of unmanned aerial vehicles in the modern world is a promising direction in the development of many industries, both in the civilian and military domains. Armed Forces of many countries have adopted and are effectively using unmanned aircraft to carry out reconnaissance, combat and support missions. Great importance is given to ensuring communication with unmanned aerial vehicles when performing all types of tasks, especially when using them as communication repeaters when conducting network-centric operations.

Increasing channel capacity for real-time information exchange is a global trend. One of the ways to increase the capacity of radio channels is the use of Multiple Input Multiple Output (MIMO) technology in combination with orthogonal and non-orthogonal frequency discrete modulations. Modern researchers consider the use of MIMO technology only to provide communication with low-speed unmanned aerial vehicles, so the research topic is relevant.

The aim of the work is to study the features of the application of MIMO processing when organizing communication channels with high-speed unmanned aerial vehicles in which nonlinear frequency modulation occurs due to the rotation of the line of sight between the receiving and transmitting objects.

Focusing on the cases of providing communication between an unmanned aerial vehicle and an air command post or a base reconnaissance aircraft, as well as an unmanned aerial vehicle and a remote repeater, the paper discusses the features of using MIMO processing taking into account the specifics of accounting for the nonlinear Doppler effect when using OFDM (N -OFDM) signals, considering that digital antenna arrays are located on the receiving and transmitting objects, including on board an unmanned aerial vehicle.

As a result of the study, methods of orthogonal and non-orthogonal frequency discrete modulation have been improved, which differ in taking into account Doppler frequency shifts of subcarriers when processing signals with ADC readouts and according to the results of their additional gating in single-channel and multi-channel communication systems with UAVs, using digital antenna arrays and MIMO technology.

Key words: high-speed unmanned aerial vehicles, throughput, orthogonal frequency-division multiplexing, Multiple Input Multiple Output technology, non-linear Doppler Effect.

Актуальність дослідження. Використання безпілотних літальних апаратів (БПЛА) у сучасному світі є перспективним напрямком розвитку багатьох галузей, як у цивільній, так і у військовій сферах [1, 2]. Армії багатьох країн світу прийняли на озброєння та ефективно застосовують безпілотну авіацію для виконання розвідувальних, бойових та забезпечуючих місій [3, 4]. Велике значення приділяється забезпеченню зв'язку з БПЛА при виконанні усіх типів завдань, а особливо при використанні їх у якості ретрансляторів зв'язку при веденні мережецентричних операцій [5, 6].

Аналіз сучасного стану дослідження. Підвищення пропускної здатності каналів зв'язку з БПЛА для передачі великих обсягів інформації та забезпечення передачі даних у режимі реального часу є загальною світовою тенденцією. Як відзначалося в роботах [7 – 9], одним з напрямів підвищення пропускної спроможності радіоканалів є застосування технології Multiple Input Multiple Output (MIMO) разом із ортогональною та неортогональною частотною дискретною модуляціями (Orthogonal (Non-Orthogonal) frequency-division multiplexing, OFDM, N-OFDM). При цьому передбачається, що за час накопичення сигналів коефіцієнти передачі каналу зв'язку залишаються незмінними. При організації каналів зв'язку з високошвидкісними БПЛА імовірність такого ефекту знижується, особливо при великих кутових швидкостях переміщення лінії візування БПЛА в умовах розміщення наземного приймального пункту на складній пересіченій місцевості [10, 11]. Однак при знаходженні БПЛА в зоні прямої видимості, відсутності множинного перевідбиття на трасі поширення сигналів метод MIMO, як і раніше, може становити інтерес для передачі даних. Це стосується також інших сприятливих умов, наприклад, при передачі даних між БПЛА й повітряним командним пунктом або базовим літаком-розвідником (рис. 1), між БПЛА й віддаленим ретранслятором.

На сьогодні дослідження пов'язані з застосуванням технології MIMO для зв'язку з

БПЛА обмежуються випадками використання низькошвидкісних літальних апаратів [9, 11, 12], у той час як підвищення пропускної спроможності потребують також канали з високошвидкісними БПЛА, на які впливає нелінійна девіація частоти, обумовлена обертанням лінії візування між приймальним та передавальним об'єктами [10].

Об'єктом дослідження є процес зв'язку з високошвидкісними БПЛА при наявності нелінійної девіації частоти за рахунок обертання лінії візування між приймальним та передавальним об'єктами.

Предметом дослідження є технології MIMO у каналах зв'язку з високошвидкісними БПЛА.

Метою роботи є дослідження особливостей застосування MIMO-обробки при організації каналів зв'язку з високошвидкісними безпілотними літальними апаратами в умовах нелінійної частотної модуляції OFDM (N-OFDM) сигналів, що викликана обертанням лінії візування між приймальним та передавальним об'єктами.

Орієнтуючись на випадки забезпечення зв'язку між БПЛА й повітряним командним пунктом або базовим літаком-розвідником (рис. 1) та БПЛА й віддаленим ретранслятором, розглянемо особливості застосування MIMO-обробки з урахуванням специфіки врахування нелінійного ефекту Доплера, вважаючи, що ЦАР розміщуються на прийомному й передавальному об'єктах, у тому числі й на борту БПЛА.

Не вдаючись у деталі просторово-часового кодування, опишемо відгук лінійної приймальної ЦАР на сигнал по виходу каналу MIMO у традиційному матричному виді:

$$\mathbf{U} = \mathbf{H}\mathbf{A} + \mathbf{N} \quad (1)$$

де $\mathbf{U} = [U_1^c \ U_1^s \ U_2^c \ U_2^s \ \dots \ U_R^c \ U_R^s]^T$ – вектор комплексних напруг по виходах R приймальних каналів ЦАР, представлений у вигляді сукупності їх квадратурних складових, \mathbf{H} – матриця характеристик передачі MIMO-каналу, $\mathbf{A} = [a_1^c \ a_1^s \ a_2^c \ a_2^s \ \dots \ a_M^c \ a_M^s]^T$ – вектор квадратурних складових амплітуд сигналів, \mathbf{N} – вектор шумових напруг.

За умови використання для передачі даних сигналів OFDM (N-OFDM), коли всі антенні елементи передавача випромінюють сигнали на співпадаючому наборі піднесучих, матрицю \mathbf{H} в (1) для випадку лінійної ЦАР можна представити у вигляді:

$$\mathbf{H} = \tilde{\mathbf{H}} \circ (\mathbf{Q} \otimes \mathbf{F}), \quad (2)$$

де $\tilde{\mathbf{H}}$ – матриця характеристик передачі MIMO каналів поширення сигналів різних піднесучих, \mathbf{Q} – матриця значень діаграм спрямованості прийомних каналів лінійної ЦАР $Q(x_p)$ у напрямку на p -й передавальний антенний елемент, \mathbf{F} – сигнальна матриця, що описує зміну в часі відліків сигналів, “ \circ ” – матрична операція поелементного добутку Адамара, \otimes – операція прямого добутку матриць.

У загальному випадку значення матриць \mathbf{Q} і \mathbf{F} можуть бути представлені в такий спосіб:

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} Q_1(x_1) & Q_1(x_2) & \dots & Q_1(x_p) \\ Q_2(x_1) & Q_2(x_2) & \dots & Q_2(x_p) \\ \dots & \dots & \ddots & \dots \\ Q_R(x_1) & Q_R(x_2) & \dots & Q_R(x_p) \end{bmatrix}, \quad (3)$$

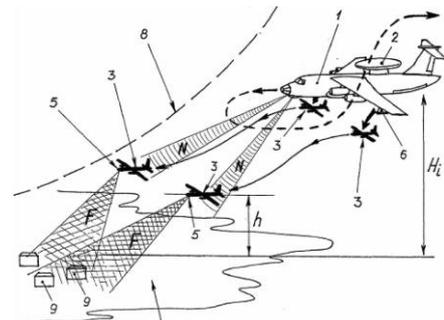


Рис. 1. Спосіб повітряної розвідки з використанням БПЛА, що скидаються з пілотованого літака-розвідника [14].

де x_p – кутова координата p -го передавального антенного елемента,

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \cos p_{11} & -\sin p_{11} & \cos p_{21} & -\sin p_{21} & \cdots & \cos p_{m1} & -\sin p_{m1} \\ \sin p_{11} & \cos p_{11} & \sin p_{21} & \cos p_{21} & \cdots & \sin p_{m1} & \cos p_{m1} \\ \cos p_{12} & -\sin p_{12} & \cos p_{22} & -\sin p_{22} & \vdots & \cos p_{m2} & -\sin p_{m2} \\ \sin p_{12} & \cos p_{12} & \sin p_{22} & \cos p_{22} & \vdots & \sin p_{m2} & \cos p_{m2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots \\ \cos p_{1s} & -\sin p_{1s} & \cos p_{2s} & -\sin p_{2s} & \cdots & \cos p_{ms} & -\sin p_{ms} \\ \sin p_{1s} & \cos p_{1s} & \sin p_{2s} & \cos p_{2s} & \cdots & \sin p_{ms} & \cos p_{ms} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

$p_{ms} = \omega_m \Delta t (s - 1) - \omega_{0m} R_s / c$, $R_s = \sqrt{R_0^2 - 2VR_0(s - 1)\Delta t \cos \varepsilon + V^2 \Delta t^2 (s - 1)^2}$,
або $R_s = R_0 + \dot{R}(s - 1) + \ddot{R} \frac{(s-1)^2}{2}$, R_0 – значення похилої дальності до БПЛА на момент початку накопичення відліків пілот-сигналу, V – абсолютне значення вектора швидкості БПЛА, ε_0 – кут місця БПЛА на момент початку синтезу частотних фільтрів за допомогою процедури швидкого перетворення Фур'є, Δt – період дискретизації АЦП, s – порядковий номер відліку АЦП, ω – радіальна частота заповнення пілот-сигналу на момент аналого-цифрового перетворення, $\omega_0 = 2\pi f_0$ – радіальна частота несучої пілот-сигналу, c – швидкість світла, \dot{R} , \ddot{R} – перша й друга похідні від поточної похилої дальності до БПЛА.

При підстановці (3), (4) у вираз (2) і (1) у якості вектора амплітуд слід розглядати блоковий вектор з P блоків:

$$\mathbf{A} = [a_{11}^c \ a_{11}^s \ a_{21}^c \ a_{21}^s \ \dots \ a_{M1}^c \ a_{M1}^s | \dots | a_{1P}^c \ a_{1P}^s \ a_{2P}^c \ a_{2P}^s \ \dots \ a_{MP}^c \ a_{MP}^s]^T.$$

Якщо матрицю характеристик передачі МІМО каналів $\tilde{\mathbf{H}}$ припустити рівною одиниці, то вираз (2) буде відповідати звичайній обробці сигналів у приймальній ЦАР.

В окремому випадку одиночного джерела сигналів (режим SIMO) матриця \mathbf{Q} і блоковий вектор амплітуд вироджуються у вектори

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} Q_1(x_1) \\ Q_2(x_1) \\ \vdots \\ Q_R(x_1) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A} = [a_{11}^c \ a_{11}^s \ a_{21}^c \ a_{21}^s \ \dots \ a_{M1}^c \ a_{M1}^s]^T. \quad (5)$$

Цей же варіант запису придатний для випадку, коли просторовим рознесенням передавальних антен можна знехтувати, і кожна з антен випромінює сигнал однієї з піднесучих. При такому варіанті передачі даних перехід до одночасного сеансу зв'язку з множиною БПЛА можна охарактеризувати матрицями (3), (4).

У випадку зв'язку одночасно з кількома БПЛА, оснащеними приймально-передавальними лінійними ЦАР, для демодуляції сигналів слід використовувати варіант методу МІМО для множини користувачів (MU-MIMO), при якому:

$$\mathbf{H} = \tilde{\mathbf{H}} \circ (\mathbf{Q}[\otimes]\mathbf{F}), \quad (6)$$

де $\tilde{\mathbf{H}}$ – матриця характеристик передачі траси поширення сигналів відповідних піднесучих, \mathbf{Q} – матриця значень діаграм спрямованості вторинних просторових каналів прийому, \mathbf{F} – сигнальна матриця, що описує зміну в часі відліків сигналів, “ \circ ” – поелементний добуток Адамара, $[\otimes]$ – блоковий прямий добуток матриць,

$$\mathbf{F} = [\mathbf{F}_1 | \mathbf{F}_2 | \dots | \mathbf{F}_G], \quad (7)$$

$$\mathbf{F}_g = \begin{bmatrix} \cos p_{11g} & -\sin p_{11g} & \cos p_{21g} & -\sin p_{21g} & \cdots & \cos p_{m1g} & -\sin p_{m1g} \\ \sin p_{11g} & \cos p_{11g} & \sin p_{21g} & \cos p_{21g} & \cdots & \sin p_{m1g} & \cos p_{m1g} \\ \cos p_{12g} & -\sin p_{12g} & \cos p_{22g} & -\sin p_{22g} & \vdots & \cos p_{m2g} & -\sin p_{m2g} \\ \sin p_{12g} & \cos p_{12g} & \sin p_{22g} & \cos p_{22g} & \vdots & \sin p_{m2g} & \cos p_{m2g} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots \\ \cos p_{1sg} & -\sin p_{1sg} & \cos p_{2sg} & -\sin p_{2sg} & \cdots & \cos p_{msg} & -\sin p_{msg} \\ \sin p_{1sg} & \cos p_{1sg} & \cos p_{2sg} & \cos p_{2sg} & \cdots & \sin p_{msg} & \cos p_{msg} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{Q} = [\mathbf{Q}_1 | \mathbf{Q}_2 | \cdots | \mathbf{Q}_G], \mathbf{Q}_g = \begin{bmatrix} Q_1(x_{1g}) & Q_1(x_{2g}) & \cdots & Q_1(x_{pg}) \\ Q_2(x_{1g}) & Q_2(x_{2g}) & \cdots & Q_2(x_{pg}) \\ \cdots & \cdots & \ddots & \cdots \\ Q_R(x_{1g}) & Q_R(x_{2g}) & \cdots & Q_R(x_{pg}) \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Для кожного блоку, що відповідає конкретному БПЛА, повинні використовуватися свої значення дальності, швидкості й кута місця, що враховує індекс g в елементах блоків матриці \mathbf{F} , а саме:

$$p_{msg} = \omega_{mg} \Delta t (s-1) - \omega_{0mg} R_{sg} / c,$$

$$R_{sg} = \sqrt{R_{0g}^2 - 2V_g R_{0g} (s-1) \Delta t \cos \varepsilon_g + V_g^2 \Delta t^2 (s-1)^2}, \text{ або}$$

$$R_{sg} = R_{0g} + \dot{R}_g (s-1) + \ddot{R}_g \frac{(s-1)^2}{2}.$$

При цьому кількість накопичуваних відліків сигналів для всіх G БПЛА є однаковою. Наявність індексу g в елементах матричного блоку (8) у порядковому номері кутової координати випромінювача, навпаки, передбачає можливість одночасного зв'язку із БПЛА, що мають на своєму борту передавальні ЦАР з різною кількістю антенних елементів, у тому числі й з одним випромінювачем.

Крім того, при виконанні операції додаткового стробування відліків АЦП індекс g в елементах блоків матриці \mathbf{F} дозволяє охопити ситуацію, коли тривалість стробу може бути різною при обробці сигналів від різних БПЛА, тобто:

$$p_{msg} = \omega_{mg} T_g \Delta t (s-1) - \omega_{0mg} R_{sg} / c,$$

$$R_{sg} = \sqrt{R_{0g}^2 - 2V_g R_{0g} (s-1) T_g \Delta t \cos \varepsilon_g + V_g^2 T_g^2 \Delta t^2 (s-1)^2}$$

Диференційований підхід до встановлення тривалості строба T_g може бути доречним, якщо одночасно проводиться сеанс зв'язку з кількома БПЛА, розташованими як у ближній, так і в дальній зонах відносно приймального пункту. При цьому вибірково за напрямком зв'язку збільшення тривалості строба дозволяє підвищити відношення сигнал-шум за рахунок когерентного накопичення енергетики сигналів при незмінній кількості задіяних у блоках матриці \mathbf{F} відліків стробів.

При використанні багатосекційної приймальної ЦАР, виконаної у вигляді набору з Z лінійок антенних елементів для забезпечення роботи в секторі кутів $0^0 - 360^0$ матриця значень діаграм направленості \mathbf{Q} повинна бути модифікована до виду:

$$\mathbf{Q} = [\mathbf{Q}_{11} : \mathbf{Q}_{21} : \cdots : \mathbf{Q}_{G1} | \mathbf{Q}_{12} : \mathbf{Q}_{22} : \cdots : \mathbf{Q}_{G2} | \cdots | \mathbf{Q}_{1Z} : \mathbf{Q}_{2Z} : \cdots : \mathbf{Q}_{GZ}], \quad (9)$$

$$\text{де, } \mathbf{Q}_{gz} = \begin{bmatrix} Q_{1z}(x_{1g}) & Q_{1z}(x_{2g}) & \cdots & Q_{1z}(x_{pg}) \\ Q_{2z}(x_{1g}) & Q_{2z}(x_{2g}) & \cdots & Q_{2z}(x_{pg}) \\ \cdots & \cdots & \ddots & \cdots \\ Q_{Rz}(x_{1g}) & Q_{Rz}(x_{2g}) & \cdots & Q_{Rz}(x_{pg}) \end{bmatrix}$$

при цьому враховується, що в загальному випадку в різних секціях ЦАР кількість антенних елементів R_z може бути різною.

При використанні плоскої ЦАР з факторизованими діаграмами спрямованості співвідношення (2), (6), аналогічно [7], можуть бути переписані у вигляді:

$$\mathbf{H} = \tilde{\mathbf{H}} \circ ((\mathbf{Q} \blacksquare \mathbf{V})[\otimes] \mathbf{F}), \quad (10)$$

$$\mathbf{H} = \tilde{\mathbf{H}} \circ ((\mathbf{Q} \blacksquare \mathbf{V}) \otimes \mathbf{F}), \quad (11)$$

де \mathbf{Q} , \mathbf{V} – матриці факторизованих діаграм спрямованості каналів ЦАР в азимутальній (\mathbf{Q}) і кутомісній площинах (\mathbf{V}), причому кількість стовпців у матрицях \mathbf{Q} і \mathbf{V} повинна бути однаковою, відповідно x_p – кутова координата p -го передавального антенного елемента в азимутальній площині, y_p – кутова координата p -го передавального антенного елемента в кутомісній площині, \blacksquare – символ добутку Хатрі-Рао [13].

Залежно від прийнятої структури каналу передачі даних аналогічно (3), (5), (7), (9) матриця \mathbf{V} може приймати одне з наведених нижче значень:

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} V_1(y_1) & V_1(y_2) & \cdots & V_1(y_p) \\ V_2(y_1) & V_2(y_2) & \cdots & V_2(y_p) \\ \cdots & \cdots & \ddots & \cdots \\ V_R(y_1) & V_R(y_2) & \cdots & V_R(y_p) \end{bmatrix}, \quad (12)$$

$$\mathbf{V} = [\mathbf{V}_1 | \mathbf{V}_2 | \cdots | \mathbf{V}_G], \text{ де } \mathbf{V}_g = \begin{bmatrix} V_1(y_{1g}) & V_1(y_{2g}) & \cdots & V_1(y_{pg}) \\ V_2(y_{1g}) & V_2(y_{2g}) & \cdots & V_2(y_{pg}) \\ \cdots & \cdots & \ddots & \cdots \\ V_R(y_{1g}) & V_R(y_{2g}) & \cdots & V_R(y_{pg}) \end{bmatrix}, \quad (13)$$

$$\mathbf{V} = [\mathbf{V}_{11} \vdots \mathbf{V}_{21} \vdots \cdots \vdots \mathbf{V}_{G1} | \mathbf{V}_{12} \vdots \mathbf{V}_{22} \vdots \cdots \vdots \mathbf{V}_{G2} | \cdots | \mathbf{V}_{1Z} \vdots \mathbf{V}_{2Z} \vdots \cdots \vdots \mathbf{V}_{GZ}], \quad (14)$$

$$\text{де } \mathbf{V}_{gz} = \begin{bmatrix} V_{1z}(y_{1g}) & V_{1z}(y_{2g}) & \cdots & V_{1z}(y_{pg}) \\ V_{2z}(y_{1g}) & V_{2z}(y_{2g}) & \cdots & V_{2z}(y_{pg}) \\ \cdots & \cdots & \ddots & \cdots \\ V_{Rz}(y_{1g}) & V_{Rz}(y_{2g}) & \cdots & V_{Rz}(y_{pg}) \end{bmatrix}.$$

Використовуючи метод найменших квадратів, оцінки амплітуд можуть бути отримані шляхом мінімізації квадратичної матричної форми:

$$\mathbf{L} = (\mathbf{U} - \mathbf{H}\mathbf{A})^*(\mathbf{U} - \mathbf{H}\mathbf{A})$$

у відомому вигляді:

$$\mathbf{A} = (\mathbf{H}\mathbf{H}^*)^{-1}\mathbf{H}^*\mathbf{U}.$$

Природно, при цьому передбачається, що всі елементи матриці \mathbf{H} відомі.

Висновки. У роботі вдосконалені методи обробки сигналів ортогональної та неортогональної частотної дискретної модуляції, які відрізняються урахуванням доплерівських зрушень частот піднесучих при обробці сигналів за відліками АЦП і за результатами їх додаткового стробування в одноканальних і багатоканальних системах зв'язку з кількома БПЛА, при використанні цифрових антенних решіток і технології МІМО.

Запропоноване у роботі вицелювання матриць діаграм спрямованості з матриць характеристик передачі траси поширення сигналів дозволяє реалізувати на етапі входження у зв'язок подавлення активних перешкод як шляхом формування нулів діаграми спрямованості, так і за допомогою двоетапної обробки сигналів [15]. Для перевірки працездатності та меж застосування розроблених методів планується проведення обчислювального експерименту.

ЛІТЕРАТУРА

1. Сайтов К.Г., Абдужабаров Н.А.. Аспекты применения беспилотных летательных аппаратов в различных отраслях экономики. https://www.researchgate.net/publication/330141297_Aspекты_primeneniya_BPLA_v_razlicnyh_otraslah_ekonomiki/related
2. Линник С. Боевое применение беспилотных летательных аппаратов. Электронный ресурс. Военное обозрение. 2013. Режим доступа: <https://topwar.ru/27536-boevoe-primenenie-bespilotnyh-letatelnyh-apparatov.html>.
3. <https://www.ukrinform.ua/rubric-technology/2645524-ukrainski-vijskovi-droni-vid-sklanki-z-granatou-do-udarnogo-hajteku.html>
4. <https://mind.ua/openmind/20196145-vijna-droniv-yak-ukrayina-vprovadzhue-udarni-bezpilotniki>
5. Міночкін А.І., Сова О.Я., Марилів О.О., Троцько О.О. Аналіз використання безпілотних літальних апаратів у якості ретрансляторів тактичних мобільних радіомереж. Збірник наукових праць Військового інституту телекомунікацій та інформатизації. Випуск № 1. Київ: ВІТІ, 2017. с. 61 – 70.
6. Кучеренко Ю.Ф., Науменко М.В., Кузнецова М.Ю. Аналіз досвіду застосування безпілотних літальних апаратів та визначення напрямку їх подальшого розвитку при веденні мережецентричних операцій. Системи озброєння і військова техніка. Харків: ХНУПС імені Івана Кожедуба. 2018. Вип. 3 (53). с. 25 – 30.
7. Абдурахман Ахмед Исса Али. Підвищення якості мобільного зв'язку в системах нових поколінь на основі використання методів адаптації. Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук. Харків: ХНУРЕ. 2017
8. Масесов М.О., Руденко Д.М., Чумак В.К. Оцінка ергодичної пропускної здатності мімо-систем в каналах з райсовськими завмираннями. Збірник наукових праць Військового інституту телекомунікацій та інформатизації. Випуск № 1. Київ: ВІТІ, 2015. с. 61 – 68.
9. Слюсар В. И. Радиолинии связи с БПЛА: примеры реализации. Электроника: наука, технология, бизнес. 2010. № 5.
10. Слюсар В.І., Троцько О.О. Нелінійна частотна модуляція OFDM сигналів при зв'язку з високошвидкісними літальними апаратами. Сучасні інформаційні технології у сфері безпеки та оборони. № 1 (22). 2015. с. 118 – 124.
11. Prabhu Chandhar, Erik G. Larsson. Massive MIMO for Drone Communications: Case Studies and Future Directions. arXiv.org > cs > arXiv:1711.07668
12. Jiancao Hou Yansha Deng, M. Shikh-Bahaei Joint Beamforming, User Association, and Height Control for Cellular-Enabled UAV Communications. https://www.researchgate.net/publication/336573792_The_Essential_Guide_to_Realizing_5G-Connected_UAVs_with_Massive_MIMO
13. Слюсар В.И. Обобщенные торцевые произведения матриц в моделях цифровых антенных решеток с неидентичными каналами. //Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника.- 2003. – Том 46, № 10. – С. 9 – 17.
14. 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.
15. Vadym Slyusar. A Two-Stage Digital Processing of NOFDM Signals Received from Multiple UAV in Planar Digital Antenna Array. //4th International Scientific Conference on Defensive Technologies, OTEH 2011. – 6 – 7 October, 2011. - Belgrade, Serbia. – Pp. 408 – 410. – https://slyusar.kiev.ua/OTEH_SLYUSAR_UKRAINE.pdf.