УДК 621.3.093.2

д.т.н. Слюсар В.І. (ЦНДІ ОВТ, 0000-0002-2912-3149)
Троцько О.О. (ВІТІ, 0000-0001-7535-5023)
Симоненко О.А. (ВІТІ, 0000-0001-8511-2017)
Величко В.П. (ВІТІ, 0000-0001-9654-4560)

МЕТОД ВИМІРЮВАННЯ ДОППЛЕРІВСЬКОГО ЗСУВУ ЧАСТОТИ НА ЕТАПІ ВХОДЖЕННЯ У ЗВ'ЯЗОК ПО СУМІ ГАРМОНІЙНИХ СИГНАЛІВ

У розвитку збройних сил провідних країн світу відбулася зміна тенденцій у напрямку створення та удосконалення систем високошвидкісного та гіперзвукового озброєння, у тому числі високошвидкісних і гіперзвукових безпілотних літальних апаратів.

Роботи зі створення гіперзвукового озброєння не одне десятиліття ведуться в інтересах багатьох армій світу. Серед множини проблем, з якими зіткнулися конструктори, однією з головних стала втрата зв'язку з літальним апаратом під час польоту. Перспективним напрямом вирішення завдання створення високошвидкісних систем зв'язку із БПЛА є використання широкосмугових сигналів на основі ортогонального та неортогонального частотного дискретного мультиплексування. Однак реалізації потенційних можливостей такого підходу обмежені негативним впливом на пропускну здатність каналів зв'язку ефекту Допплера, що приводить до відхилення частот піднесучих від максимумів амплітудно-частотних характеристик фільтрів швидкого перетворення Фур'є та зміни ширини смуги сигналу. Методи компенсації допплерівського зсуву частот спираються на оцінку частоти Допплера в режимі прийому пілот-сигналів, а наступна компенсація оціненого зсуву частоти при демодуляції сигналів – становить суть другого етапу компенсації.

Метою роботи є підвищення точності оцінювання допплерівських зсувів частот по пілот-сигналах у каналах радіозв'язку з високошвидкісними безпілотними літальними апаратами.

У найпростішому випадку, в якості пілотного може застосовуватися одночастотне гармонійне коливання, однак для підвищення точності оцінювання доцільно розглянути можливість використання багаточастотного пакету сигналів.

В результаті дослідження удосконалено метод вимірювання допплерівського зсуву частоти. Запропонований метод вимірювання по сумі гармонійних сигналів відрізняється зведенням завдання багатосигнального оцінювання до односигнального. Це дозволяє підвищити точність вимірювання допплерівських зсувів частот.

Ключові слова: високошвидкісні безпілотні літальні апарати, пропускна спроможність, ортогональна частотна дискретна модуляція, цифрова антенна решітка, ефект Допплера.

***Слюсар В.И., Троцко А.А., Симоненко А.А., Величко В.П. Метод измерения допплеровского сдвига частоты на этапе вхождения в связь по сумме гармонических сигналов. В** развитии вооруженных сил ведущих стран мира произошла смена тенденций в направлении создания и совершенствования систем высокоскоростного и гиперзвукового вооружения, в том числе высокоскоростных и гиперзвуковых беспилотных летательных аппаратов.*

Работы по разработке гиперзвукового вооружение не одно десятилетие ведутся в интересах многих армий мира. Среди множества проблем, с которыми столкнулись конструкторы, одной из главных стала потеря связи с летательным аппаратом во время полета. Перспективным направлением решения задачи создания высокоскоростных систем связи с БПЛА является использование широкополосных сигналов на основе ортогонального и неортогонального частотного дискретного мультиплексирования. Однако реализации потенциальных возможностей такого подхода ограничены негативным воздействием эффекта Допплера на пропускную способность каналов связи. Допплеровский сдвиг приводит к отклонению частот поднесущих от максимумов амплитудно-частотных характеристик фильтров быстрого преобразования Фурье и изменению ширины полосы сигнала. Методы компенсации доплеровского сдвига частот опираются на оценку частоты Допплера в режиме приема пилот-сигналов, а последующая компенсация оцененного сдвига частоты при демодуляции сигналов – составляет суть второго этапа компенсации.

Цель работы – повышение точности оценки допплеровских сдвигов частот по пилот-сигналам в каналах радиосвязи с высокоскоростными беспилотными летательными аппаратами.

В простейшем случае, в качестве пилотного может применяться одночастотное гармоническое колебание, однако для повышения точности оценки целесообразно рассмотреть возможность использования многочастотного пакета сигналов.

В результате исследования усовершенствован метод измерения допплеровского смещения частоты. Предложенный метод измерения по сумме гармонических сигналов отличается сведением задачи многосигнального оценивания к односигнальному. Это позволяет повысить точность измерения допплеровских сдвигов частот.

Ключевые слова: высокоскоростные беспилотные летательные аппараты, пропускная способность, ортогональным частотным дискретная модуляция, цифровая антенная решетка, эффект Допплера.

Slyusar V.I., Trotsko O.O., Simonenko O.A., Velychko V.P. A method for measuring the Doppler frequency shift at the stage of entry into communication by the sum of harmonic signals. *The armed forces of the leading countries of the world have been a change in the development trends towards the creation and improvement of high-speed and hypersonic weapon systems, including high-speed and hypersonic unmanned aerial vehicles.*

Work on the development of hypersonic weapons has been carried out for more than a decade in the interests of many armies of the world. Among the many problems encountered by the designers, one of the main ones was the loss of communication with the aircraft during flight. A promising direction for solving the problem of creating high-speed communication systems with UAVs is the use of wideband signals based on orthogonal and non-orthogonal frequency discrete multiplexing. However, the realization of the potential of this approach is limited by the negative impact of the Doppler Effect on the throughput of communication channels. The Doppler shift causes the subcarrier frequencies to deviate from the peaks of the frequency response of the FFT filters and change the signal bandwidth. Doppler compensation methods rely on the estimated Doppler frequency in the pilot mode, and the next compensation of the estimated frequency shift during signal demodulation is the essence of the second stage of compensation.

The aim of this work is to improve the accuracy of estimating Doppler frequency shifts from a pilot signals in radio communication channels with high-speed unmanned aerial vehicles.

In the simplest case, a single-frequency harmonic oscillation can be used as a pilot one, however to improve the estimation accuracy it is advisable to consider the possibility of using a multifrequency signal packet.

As a result of the study, the method for measuring the Doppler frequency shift has been improved. The proposed method for measuring the sum of harmonic signals is distinguished by reducing the problem of multi-signal estimation to a single-signal one. This improves the accuracy of the Doppler frequency shift measurement.

Keywords: high-speed unmanned aerial vehicles, bandwidth, orthogonal frequency discrete modulation, digital antenna array, Doppler Effect.

Актуальність дослідження. Внаслідок представлення на початку 2019 року новітніх надзвукових комплексів, які були прийняті на дослідне бойове чергування російською армією, відбулася зміна тенденцій розвитку збройних сил провідних країн світу у напрямку створення та удосконалення систем високошвидкісного та гіперзвукового озброєння, у тому числі високошвидкісних і гіперзвукових безпілотних літальних апаратів (БПЛА) [1-3]. Разом з тим, розробки гіперзвукового озброєння в інтересах багатьох армій світу ведуться вже багато десятиліть. Серед множини проблем, з якими зіткнулися конструктори, однією з головних стала втрата зв'язку з літальним апаратом під час польоту [4].

Перспективним напрямком вирішення завдання створення високошвидкісних систем зв'язку із БПЛА є використання широкосмугових сигналів на основі ортогонального (OFDM) та неортогонального (N-OFDM) частотного дискретного мультиплексування. Однак реалізація потенційних можливостей такого підходу обмежена негативним впливом на пропускну здатність каналів зв'язку ефекту Допплера, що призводить до відхилення частот піднесучих від максимумів амплітудно-частотних характеристик фільтрів швидкого перетворення Фур'є та зміни ширини смуги сигналу. Тому завдання удосконалення методів цифрової обробки сигналів, що спираються на врахування допплерівського ефекту, є актуальним.

Аналіз сучасного стану дослідження. Для забезпечення високошвидкісної передачі даних по каналу радіозв'язку наземних пунктів управління із бортовою апаратурою безпілотних літальних апаратів врахування ефекту Допплера у випадку використання OFDM (N-OFDM) сигналів здійснюється у 2 етапи. На першому етапі повинна бути проведена оцінка допплерівського зсуву частоти в режимі прийому пілот-сигналу, а компенсація оціненого зсуву частоти має бути здійснена на етапі демодуляції сигналів.

Оцінка допплерівського зсуву частоти по пілот-сигналу, прийнятому з борту БПЛА в режимі входження у зв'язок, може бути отримана з використанням, наприклад, модифікації методу оцінювання [5, 6]. При цьому ітераційний пошук невідомої оцінки періоду дискретизації АЦП замінюється пошуком допплерівської частоти пілот-сигналу $F_{p,dop}$.

Об'єктом дослідження є процес зв'язку з високошвидкісними БПЛА при наявності допплерівського зсуву частот сигналів.

Предметом дослідження є методи оцінки ефекту Допплера на етапі входження у зв'язок по пілот-сигналу.

Метою роботи є підвищення точності оцінювання допплерівських зсувів частот по

пілот-сигналу у каналах радіозв'язку з високошвидкісними безпілотними літальними апаратами.

У найпростішому випадку, в якості пілотного може застосовуватися одночастотне гармонійне коливання, однак, за аналогією з [7], для підвищення точності оцінювання доцільно розглянути можливість використання багаточастотного пакету сигналів.

З метою спрощення розглянутого завдання будемо вважати, що співвідношення амплітуд і фаз піднесучих багаточастотного пакету точно відомо. Крім цього, будемо вважати, що усі номінали частот пілотного пакета також були зв'язані між собою відомими співвідношеннями. Це досягається вибором одного із сигналів у пакеті в якості реперного з нормуванням частот інших піднесучих ω_{m} до відповідного параметра реперного каналу ω:

$$\omega_{\mathrm{m}} = \mathrm{p}_{\mathrm{m}}\omega.$$

Аналогічний взаємозв'язок установлюється і для комплексних амплітуд сигналів.

Дані обмеження дозволяють розглядати в системі рівнянь, що описують сукупність напруг, отриманих по прийнятому пілот-сигналу, лише дві невідомі – комплексну амплітуду реперного сигналу $\mathrm{a}=\mathrm{a}^{\mathrm{c}}+\mathrm{j}\mathrm{a}^{\mathrm{s}}$ і його частоту ω. По суті, це відповідає зведенню завдання багатосигнального вимірювання до односигнального.

Із врахуванням представлених обмежень, за умови, що по відліках АЦП прийнятого пілот-сигналу за допомогою процедури швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) формується сітка частотних фільтрів, вихідні напруги фільтрів ШПФ можна представити у матричному записі:

$$\mathrm{U} = \mathrm{F}\cdot K\cdot \mathrm{a} + \mathrm{n}, \tag{1}$$

де $\mathrm{U} = \begin{bmatrix} \mathrm{U}_1 & \mathrm{U}_2 & \cdots & \mathrm{U}_{\mathrm{R}} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$ – вектор комплексних напруг сигнальної суміші по виходу АЦП; $\mathrm{K} = \begin{bmatrix} 1 & K_1 & \cdots & K_{M-1} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$ – вектор нормуючих коефіцієнтів амплітуд сигналів, $\mathrm{a}=\mathrm{a}^{\mathrm{c}}+\mathrm{j}\mathrm{a}^{\mathrm{s}}$ – комплексна амплітуда реперного сигналу, a^{c}, a^{s} – її квадратурні складові, $\mathrm{F} = \begin{bmatrix} F_1(\omega) & F_1(p_2\omega) & \cdots & F_1(p_M\omega) \\ F_2(\omega) & F_2(p_2\omega) & \cdots & F_2(p_M\omega) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ F_R(\omega) & F_R(p_2\omega) & \cdots & F_R(p_M\omega) \end{bmatrix}$ – матриця амплітудно-частотних характеристик R ШПФ-фільтрів, $F_i(p_m\omega) = \left[\sin\left(R\left[p_{\mathrm{m}}\omega - w_i\right]\right)\right]\left[\sin\left(p_{\mathrm{m}}\omega - w_i\right)\right]^{-1}$, $p_1 = 1$, ω_i – резонансна частота настроювання і-го ШПФ-фільтра, n – вектор напруг шумів.

У випадку співпадання величин комплексних амплітуд усіх піднесучих вектор К стає одиничним.

Для синтезу оптимальної процедури оцінювання допплерівської частоти реперного сигналу можна скористатися методом найменших квадратів. Запишемо функціонал нев'язань для випадку однакових квадратурних складових амплітуд піднесучих у розгорнутому виді через квадратурні складові напруг сигналів по виходу r-го частотного фільтру:

$$\mathrm{L}=\sum_{\mathrm{r}=1}^{\mathrm{R}}\left[\left\{\mathrm{U}_{\mathrm{r}}^{\mathrm{c}} - \mathrm{a}^{\mathrm{c}}\sum_{\mathrm{m}=1}^{\mathrm{M}}\mathrm{k}_{\mathrm{m}}\mathrm{f}_{\mathrm{r}}\left(\mathrm{p}_{\mathrm{m}}\omega\right)\right\}^2 + \left\{\mathrm{U}_{\mathrm{r}}^{\mathrm{s}} - \mathrm{a}^{\mathrm{s}}\sum_{\mathrm{m}=1}^{\mathrm{M}}\mathrm{k}_{\mathrm{m}}\mathrm{f}_{\mathrm{r}}\left(\mathrm{p}_{\mathrm{m}}\omega\right)\right\}^2\right] \Rightarrow \min. \tag{2}$$

Процедуру мінімізації L слід замінити еквівалентною максимізацією співвідношення:

$$\mathrm{L}_{\mathrm{M}} = \mathrm{a}^{\mathrm{c}}\sum_{\mathrm{r}=1}^{\mathrm{R}}\mathrm{U}_{\mathrm{r}}^{\mathrm{c}}\sum_{\mathrm{m}=1}^{\mathrm{M}}\mathrm{k}_{\mathrm{m}}\,\mathrm{f}_{\mathrm{r}}\left(p_m\omega\right) + \mathrm{a}^{\mathrm{s}}\sum_{\mathrm{r}=1}^{\mathrm{R}}\mathrm{U}_{\mathrm{r}}^{\mathrm{s}}\sum_{\mathrm{m}=1}^{\mathrm{M}}\mathrm{k}_{\mathrm{m}}\,\mathrm{f}_{\mathrm{r}}\left(p_m\omega\right) \Rightarrow \max. \tag{3}$$

Оцінки амплітуд, що входять в L_{M}, можуть бути отримані із системи рівнянь правдоподібності $\partial L/\partial \mathrm{a}^{\mathrm{c}} = 0$, $\partial L/\partial \mathrm{a}^{\mathrm{s}} = 0$. Їхня підстановка у формулу для L_{M} приводить до остаточного виразу:

$$\tilde{L}_M = \left[\sum_{r=1}^{R} U_r^c \sum_{m=1}^{M} k_m \, f_r\left(p_m\omega\right)\right]^2 + \left[\sum_{r=1}^{R} U_r^s \sum_{m=1}^{M} k_m \, f_r\left(p_m\omega\right)\right]^2 \Rightarrow \max. \quad (4)$$

Таким чином, завдання визначення невідомої частоти ω по сумі гармонійних сигналів звелася до максимізації $\tilde{L}_M$ на основі ітераційного перебору можливих оцінок ω до моменту досягнення функцією $\tilde{L}_M$ глобального максимуму.

Таким чином, запропонований метод вимірювання допплерівського зсуву частоти по сумі гармонійних сигналів відрізняється зведенням завдання багатосигнального оцінювання до односигнального. Це дозволяє підвищити точність вимірювання допплерівського зсуву частоти.

Оскільки перспективним напрямом для вирішення завдань зв'язку із БПЛА є використання цифрових антенних решіток (ЦАР) [8], як на наземному пункті управління, так і на борту БПЛА, становить інтерес розглянути подальше узагальнення розглянутої ітераційної процедури на випадок проведення вимірювання по вихідних напругах лінійної ЦАР. Відповідний варіант функції нев'язань із врахуванням обробки квадратурних складових вихідних напруг усіх Y приймальних каналів лінійної ЦАР буде відрізнятися від (1) введенням додаткової операції підсумовування по Y:

$$L=\sum_{y=1}^{Y}\sum_{r=1}^{R}\left[\left\{U_{ry}^c - a^c q_y\left(x\right)\sum_{m=1}^{M} k_m f_r\left(p_m\omega\right)\right\}^2 + \left\{U_{ry}^s - a^s q_y\left(x\right)\sum_{m=1}^{M} k_m f_r\left(p_m\omega\right)\right\}^2\right] \Rightarrow \min \quad (5)$$

де $q_y(x)$ – значення діаграми направленості s–го прийомного каналу ЦАР (вторинного, отриманого в результаті цифрового діаграмоутворення або первинного, що безпосередньо враховує, спрямовані властивості антенного елемента) у напрямку приходу пакета OFDM сигналів від одиночного БПЛА.

Процедуру мінімізації L (5) слід замінити еквівалентною по суті операцією максимізації виразу:

$$L_M = a^c \sum_{y=1}^{Y} q_y\left(x\right)\sum_{r=1}^{R} U_{ry}^c \sum_{m=1}^{M} k_m \, f_r\left(p_m\omega\right) + a^s \sum_{y=1}^{Y} q_y\left(x\right)\sum_{r=1}^{R} U_{ry}^s \sum_{m=1}^{M} k_m \, f_r\left(p_m\omega\right) \Rightarrow \max. \quad (6)$$

Оцінки амплітуд, що входять у (6), можуть бути отримані із системи рівнянь правдоподібності, які сформовані у результаті диференціювання (5) по невідомих амплітудних складових: $\partial L / \partial a^c = 0$, $\partial L / \partial a^s = 0$. Підстановка аналітичних виразів для відповідних оцінок амплітуд у формулу (6) приводить до вирішального правила:

$$\tilde{L}_M = \left[\sum_{y=1}^{Y} q_y\left(x\right)\sum_{r=1}^{R} U_{ry}^c \sum_{m=1}^{M} k_m \, f_r\left(p_m\omega\right)\right]^2 + \left[\sum_{y=1}^{Y} q_y\left(x\right)\sum_{r=1}^{R} U_{ry}^s \sum_{m=1}^{M} k_m \, f_r\left(p_m\omega\right)\right]^2 \Rightarrow \max. \quad (7)$$

Оскільки одним з можливих способів бойового застосування БПЛА є виконання ними групових місій, актуальним завданням є одночасне оцінювання допплерівських зсувів частот сигналів, що приходять від декількох БПЛА-ретрансляторів, що утворюють угруповання, або виконуючих розвідувальні, ударні й інші місії. У цьому випадку завдання ускладнюється необхідністю врахування значень діаграм направленості прийомних каналів ЦАР, що відповідають різним кутовим напрямкам приходу сигналів.

Якщо позначити кількість БПЛА, що одночасно перебувають у зоні прийому наземної ЦАР, як G, то за умови однакових амплітуд і частот однойменних піднесучих для всіх БПЛА групи у виразах (5) – (6) необхідно додати підсумовування по кількості БПЛА, переписавши зазначені формули у вигляді:

$$L=\sum_{g=1}^{G}\sum_{y=1}^{Y}\sum_{r=1}^{R}\left[\left\{U_{gry}^{c}-a^{c}q_{y}\left(x_{g}\right)\sum_{m=1}^{M}k_{m}f_{r}\left(p_{m}\omega\right)\right\}^{2}+\left\{U_{gry}^{s}-a^{s}q_{y}\left(x_{g}\right)\sum_{m=1}^{M}k_{m}f_{r}\left(p_{m}\omega\right)\right\}^{2}\right]\Rightarrow\min, \quad (8)$$

де $q_y(x_g)$ – значення діаграми направленості y–го прийомного каналу ЦАР у напрямку приходу пакету OFDM сигналів від g-го БПЛА,

$$L_{M}=a^{c}\sum_{g=1}^{G}\sum_{y=1}^{Y}q_{y}\left(x_{g}\right)\sum_{r=1}^{R}U_{gry}^{c}\sum_{m=1}^{M}k_{m}\,f_{r}\left(p_{m}\omega\right)+a^{s}\sum_{g=1}^{G}\sum_{y=1}^{Y}q_{y}\left(x_{g}\right)\sum_{r=1}^{R}U_{gry}^{s}\sum_{m=1}^{M}k_{m}\,f_{r}\left(p_{m}\omega\right)\Rightarrow\max, \quad (9)$$

$$\tilde{L}_{M}=\left[\sum_{g=1}^{G}\sum_{y=1}^{Y}q_{y}\left(x_{g}\right)\sum_{r=1}^{R}U_{gry}^{c}\sum_{m=1}^{M}k_{m}\,f_{r}\left(p_{m}\omega\right)\right]^{2}+\left[\sum_{g=1}^{G}\sum_{y=1}^{Y}q_{y}\left(x_{g}\right)\sum_{r=1}^{R}U_{gry}^{s}\sum_{m=1}^{M}k_{m}\,f_{r}\left(p_{m}\omega\right)\right]^{2}\Rightarrow\max. \quad (10)$$

Природно, формули (8) – (10) є досить спрощеними, оскільки в них передбачається досить гіпотетична ситуація, коли сигнали усіх БПЛА мають однакові допплерівські зсуви частот. Це припущення може бути прийняте з певною часткою умовності, наприклад, у випадку польоту БПЛА в щільному строю (у складі рою). При великому просторовому рознесенні БПЛА, їх радіальні швидкості з високою ймовірністю будуть відрізнятися одна від одної, що змушує внести в (8) – (10) зміни, які враховують розбіжність допплерівських зсувів частот для сигналів різних БПЛА. Якщо при цьому домовитися, що пілот-сигнали усіх БПЛА мають однакові співвідношення частот піднесучих багаточастотних пілот-сигналів ($\omega_{mg}=p_{m}\omega_{g}$) і однакові коефіцієнти нормування k_m їх амплітуд до амплітуди реперного пілот-сигналу, то в результаті отримаємо модифіковані варіанти (8) – (10):

$$L=\sum_{g=1}^{G}\sum_{y=1}^{Y}\sum_{r=1}^{R}\left[\left\{U_{gry}^{c}-a^{c}q_{y}\left(x_{g}\right)\sum_{m=1}^{M}k_{m}f_{r}\left(p_{m}\omega_{g}\right)\right\}^{2}+\left\{U_{gry}^{s}-a^{s}q_{y}\left(x_{g}\right)\sum_{m=1}^{M}k_{m}f_{r}\left(p_{m}\omega_{g}\right)\right\}^{2}\right]\Rightarrow\min, \quad (11)$$

де $q_y(x_g)$ – значення діаграми направленості s-го прийомного каналу ЦАР у напрямку приходу пакета OFDM сигналів від g-го БПЛА,

$$L_{M}=a^{c}\sum_{g=1}^{G}\sum_{y=1}^{Y}q_{y}\left(x_{g}\right)\sum_{r=1}^{R}U_{gry}^{c}\sum_{m=1}^{M}k_{m}\,f_{r}\left(p_{m}\omega_{g}\right)+a^{s}\sum_{g=1}^{G}\sum_{y=1}^{Y}q_{y}\left(x_{g}\right)\sum_{r=1}^{R}U_{gry}^{s}\sum_{m=1}^{M}k_{m}\,f_{r}\left(p_{m}\omega_{g}\right)\Rightarrow\max., \quad (12)$$

$$\tilde{L}_{M}=\left[\sum_{g=1}^{G}\sum_{y=1}^{Y}q_{y}\left(x_{g}\right)\sum_{r=1}^{R}U_{gry}^{c}\sum_{m=1}^{M}k_{m}\,f_{r}\left(p_{m}\omega_{g}\right)\right]^{2}+$$

$$+\left[\sum_{g=1}^{G}\sum_{y=1}^{Y}q_{y}\left(x_{g}\right)\sum_{r=1}^{R}U_{gry}^{s}\sum_{m=1}^{M}k_{m}\,f_{r}\left(p_{m}\omega_{g}\right)\right]^{2}\Rightarrow\max. \quad (13)$$

При більш строгому підході слід врахувати, що потужності сигналів, які приходять від різних БПЛА, не будуть збігатися по величині. Це ускладнить завдання оцінювання допплерівських зсувів частот за рахунок необхідності розгляду амплітудних складових із залежним від номера БПЛА нижнім індексом (a_g^c, a_g^s). В результаті на заміну (11) – (13) прийдуть співвідношення:

$$L=\sum_{g=1}^{G}\sum_{y=1}^{Y}\sum_{r=1}^{R}\left[\left\{U_{gry}^{c}-a_{g}^{c}q_{y}\left(x_{g}\right)\sum_{m=1}^{M}k_{m}f_{r}\left(p_{m}\omega_{g}\right)\right\}^{2}+\left\{U_{gry}^{s}-a_{g}^{s}q_{y}\left(x_{g}\right)\sum_{m=1}^{M}k_{m}f_{r}\left(p_{m}\omega_{g}\right)\right\}^{2}\right]\Rightarrow\min, \quad (14)$$

$$L_{M}=\sum_{g=1}^{G}a_{g}^{c}\sum_{y=1}^{Y}q_{y}\left(x_{g}\right)\sum_{r=1}^{R}U_{gry}^{c}\sum_{m=1}^{M}k_{m}\,f_{r}\left(p_{m}\omega_{g}\right)+\sum_{g=1}^{G}a_{g}^{s}\sum_{y=1}^{Y}q_{y}\left(x_{g}\right)\sum_{r=1}^{R}U_{gry}^{s}\sum_{m=1}^{M}k_{m}\,f_{r}\left(p_{m}\omega_{g}\right)\Rightarrow\max., \quad (15)$$

$$\tilde{\mathrm{L}}_{\mathrm{M}} = \sum_{g=1}^{G}\left[\sum_{y=1}^{Y} q_y\left(x_g\right)\sum_{\mathrm{r}=1}^{\mathrm{R}} \mathrm{U}_{\mathrm{gry}}^{\mathrm{c}} \sum_{\mathrm{m}=1}^{\mathrm{M}} \mathrm{k}_{\mathrm{m}}\, \mathrm{f}_{\mathrm{r}}\left(p_m \omega_g\right)\right]^2 +$$

$$+\sum_{g=1}^{\mathrm{G}}\left[\sum_{y=1}^{Y} q_y\left(x_g\right)\sum_{\mathrm{r}=1}^{\mathrm{R}} \mathrm{U}_{\mathrm{gry}}^{\mathrm{s}} \sum_{\mathrm{m}=1}^{\mathrm{M}} \mathrm{k}_{\mathrm{m}}\, \mathrm{f}_{\mathrm{r}}\left(p_m \omega_g\right)\right]^2 \Rightarrow \max. \qquad (16)$$

Подальше ускладнення завдання оцінювання допплерівських зсувів частоти може йти шляхом внесення неідентичностей у коефіцієнти нормування комплексних амплітуд і частот піднесучих пілот-сигналів різних БПЛА, тобто за умови $\omega_{\mathrm{mg}} = \mathrm{p}_{\mathrm{mg}}\omega_g$ й $a_{\mathrm{mg}} = \mathrm{k}_{\mathrm{mg}} a_g$.

Таке узагальнення виразів (14) – (16) приводить до наступних результатів:

$$\mathrm{L} = \sum_{g=1}^{\mathrm{G}}\sum_{\mathrm{y}=1}^{\mathrm{Y}}\sum_{\mathrm{r}=1}^{\mathrm{R}}\left\{\mathrm{U}_{\mathrm{gry}}^{\mathrm{c}} - \mathrm{a}_{\mathrm{g}}^{\mathrm{c}} q_y\left(x_g\right)\sum_{\mathrm{m}=1}^{\mathrm{M}} \mathrm{k}_{\mathrm{mg}}\mathrm{f}_{\mathrm{r}}\left(\mathrm{p}_{\mathrm{mg}}\omega_g\right)\right\}^2 +$$

$$+\sum_{g=1}^{\mathrm{G}}\sum_{\mathrm{y}=1}^{\mathrm{Y}}\sum_{\mathrm{r}=1}^{\mathrm{R}}\left\{\mathrm{U}_{\mathrm{gry}}^{\mathrm{s}} - \mathrm{a}_{\mathrm{g}}^{\mathrm{s}} q_y\left(x_g\right)\sum_{\mathrm{m}=1}^{\mathrm{M}} \mathrm{k}_{\mathrm{mg}}\mathrm{f}_{\mathrm{r}}\left(\mathrm{p}_{\mathrm{mg}}\omega_g\right)\right\}^2 \Rightarrow \min, \qquad (17)$$

$$\mathrm{L}_{\mathrm{M}} = \sum_{g=1}^{\mathrm{G}} a_g^c \sum_{y=1}^{\mathrm{Y}} q_y\left(x_g\right)\sum_{\mathrm{r}=1}^{\mathrm{R}} \mathrm{U}_{\mathrm{gry}}^{\mathrm{c}} \sum_{\mathrm{m}=1}^{\mathrm{M}} \mathrm{k}_{\mathrm{mg}}\, \mathrm{f}_{\mathrm{r}}\left(p_{mg}\omega_g\right) +$$

$$+\sum_{g=1}^{G} a_g^s \sum_{y=1}^{Y} q_y\left(x_g\right)\sum_{\mathrm{r}=1}^{\mathrm{R}} \mathrm{U}_{\mathrm{gry}}^{\mathrm{s}} \sum_{\mathrm{m}=1}^{\mathrm{M}} \mathrm{k}_{\mathrm{mg}}\, \mathrm{f}_{\mathrm{r}}\left(p_{mg}\omega_g\right) \Rightarrow \max, \qquad (18)$$

$$\tilde{\mathrm{L}}_{\mathrm{M}} = \sum_{g=1}^{G}\left[\sum_{y=1}^{Y} q_y\left(x_g\right)\sum_{\mathrm{r}=1}^{\mathrm{R}} \mathrm{U}_{\mathrm{gry}}^{\mathrm{c}} \sum_{\mathrm{m}=1}^{\mathrm{M}} \mathrm{k}_{\mathrm{mg}}\, \mathrm{f}_{\mathrm{r}}\left(p_{mg}\omega_g\right)\right]^2 +$$

$$+\sum_{g=1}^{\mathrm{G}}\left[\sum_{y=1}^{Y} q_y\left(x_g\right)\sum_{\mathrm{r}=1}^{\mathrm{R}} \mathrm{U}_{\mathrm{gry}}^{\mathrm{s}} \sum_{\mathrm{m}=1}^{\mathrm{M}} \mathrm{k}_{\mathrm{mg}}\, \mathrm{f}_{\mathrm{r}}\left(p_{mg}\omega_g\right)\right]^2 \Rightarrow \max. \qquad (19)$$

При використанні плоскої ЦАР у співвідношеннях (5) – (19) потрібно додати підсумовування по кількості прийомних каналів у другій координатній площині, яку позначимо, наприклад, буквою P. Відповідні модифікації (5) – (16) випливають як окремий випадок із узагальненого стосовно плоскої ЦАР варіанта (17) – (19):

$$\mathrm{L} = \sum_{\mathrm{p}=1}^{\mathrm{P}}\sum_{g=1}^{\mathrm{G}}\sum_{\mathrm{y}=1}^{\mathrm{Y}}\sum_{\mathrm{r}=1}^{\mathrm{R}}\left\{\mathrm{U}_{\mathrm{pgry}}^{\mathrm{c}} - \mathrm{a}_{\mathrm{g}}^{\mathrm{c}} q_y\left(x_g\right) z_p\left(y_g\right)\sum_{\mathrm{m}=1}^{\mathrm{M}} \mathrm{k}_{\mathrm{mg}}\mathrm{f}_{\mathrm{r}}\left(\mathrm{p}_{\mathrm{mg}}\omega_g\right)\right\}^2 +$$

$$+\sum_{p=1}^{P}\sum_{g=1}^{\mathrm{G}}\sum_{\mathrm{y}=1}^{\mathrm{Y}}\sum_{\mathrm{r}=1}^{\mathrm{R}}\left\{\mathrm{U}_{\mathrm{pgry}}^{\mathrm{s}} - \mathrm{a}_{\mathrm{g}}^{\mathrm{s}} q_y\left(x_g\right) z_p\left(y_g\right)\sum_{\mathrm{m}=1}^{\mathrm{M}} \mathrm{k}_{\mathrm{mg}}\mathrm{f}_{\mathrm{r}}\left(\mathrm{p}_{\mathrm{mg}}\omega_g\right)\right\}^2 \Rightarrow \min,$$

$$\mathrm{L}_{\mathrm{M}} = \sum_{p=1}^{P}\sum_{g=1}^{\mathrm{G}} \mathrm{a}_{\mathrm{g}}^{\mathrm{c}} \sum_{y=1}^{\mathrm{Y}} q_y\left(x_g\right) z_p\left(y_g\right)\sum_{\mathrm{r}=1}^{\mathrm{R}} \mathrm{U}_{\mathrm{pgry}}^{\mathrm{c}} \sum_{\mathrm{m}=1}^{\mathrm{M}} \mathrm{k}_{\mathrm{mg}}\, \mathrm{f}_{\mathrm{r}}\left(p_{mg}\omega_g\right) + ,$$

$$+\sum_{p=1}^{\mathrm{P}}\sum_{g=1}^{\mathrm{G}} \mathrm{a}_{\mathrm{g}}^{\mathrm{s}} \sum_{y=1}^{\mathrm{Y}} q_y\left(x_g\right) z_p\left(y_g\right)\sum_{\mathrm{r}=1}^{\mathrm{R}} \mathrm{U}_{\mathrm{pgry}}^{\mathrm{s}} \sum_{\mathrm{m}=1}^{\mathrm{M}} \mathrm{k}_{\mathrm{mg}}\, \mathrm{f}_{\mathrm{r}}\left(p_{mg}\omega_g\right) \Rightarrow \max.,$$

$$\tilde{\mathrm{L}}_{\mathrm{M}} = \sum_{g=1}^{G}\left[\sum_{p=1}^{P}\sum_{y=1}^{Y} q_y\left(x_g\right) z_p\left(y_g\right)\sum_{\mathrm{r}=1}^{\mathrm{R}} \mathrm{U}_{\mathrm{pgry}}^{\mathrm{c}} \sum_{\mathrm{m}=1}^{\mathrm{M}} \mathrm{k}_{\mathrm{mg}}\, \mathrm{f}_{\mathrm{r}}\left(p_{mg}\omega_g\right)\right]^2 +$$

$$+\sum_{g=1}^{G}\left[\sum_{p=1}^{P}\sum_{y=1}^{Y}q_y\left(x_g\right)z_p\left(y_g\right)\sum_{r=1}^{R}U_{pgry}^{s}\sum_{m=1}^{M}k_{mg}\,f_r\left(p_{mg}\omega_g\right)\right]^2\Rightarrow\max.$$

Слід також зазначити, що поряд з ітераційним оцінюванням можливе визначення невідомої частоти реперного сигналу аналітичним шляхом, що передбачає зведення завдання оцінювання до розв'язання алгебраїчного рівняння.

Висновки. Для максимальної реалізації можливостей методів ортогональної та неортогональної частотної дискретної модуляції сигналів при забезпеченні зв'язку з високошвидкісними безпілотними літальними апаратами важливу роль відіграє врахування потенційно досяжної точності оцінювання величини допплерівських зсувів частот піднесучих. Це необхідно для правильного вибору порядку квадратурно-амплітудної модуляції, що використовується при передачі інформації, і адаптивної його зміни. Запропонований метод вимірювання допплерівського зсуву частоти на етапі входження у зв'язок по сумі гармонійних сигналів відрізняється зведенням завдання багатосигнального оцінювання до односигнального, що дозволяє підвищити точність вимірювання допплерівського зсуву частоти.

Напрямком подальших досліджень є проведення обчислювального експерименту для перевірки працездатності та меж застосування розробленого методу, а також для зниження вимог до продуктивності обчислювачів, планується розробити метод вимірювання допплерівського зсуву частоти на етапі входження у зв'язок по сумі гармонійних сигналів після додаткового стробування відліків аналого-цифрового перетворювача.

ЛІТЕРАТУРА

1. https://hromadske.ua/posts/v-rosiyi-na-ozbroyennya-nadijshla-nova-nadzvukova-raketa-cherez-uminnya-manevruvati-v-povitri-yiyi-vazhko-perehopiti

2. Михайлов Д.В.. Война будущего: возможный порядок нанесения удара средствами воздушного нападения США в многосферной операции на рубеже 2025 – 2030 годов. // «Воздушно-космические силы. Теория и практика» | № 12, декабрь 2019. С. 44-52. http://xn---7sbajajhyox3duj.xn--p1ai/images/docs/vks/12-2019/44-52.pdf

3. Олег Анцупов, Петр Ищук, Игорь Косяк. Гиперзвуковые летательные аппараты: реальна ли опасность. Воздушно-космическая сфера №2(87) сентябрь 2016. https://cyberleninka.ru/article/n/giperzvukovye-letatelnye-apparaty-realna-li-opasnost

4. Троцько О.О., Шаповал О.М., Задачі забезпечення зв'язку з гіперзвуковими БПЛА. //XI науково-практична конференція ВІТІ "Пріоритетні напрямки розвитку телекомунікаційних систем та мереж спеціального призначення. Застосування підрозділів, комплексів, засобів зв'язку та автоматизації в операції Об'єднаних сил". – 8-9 листопада 2018 року. – С. 217.

5. Патент України на корисну модель № 46668. МПК (2006) G01S 7/36, H03D 13/00. Спосіб випереджувальної компенсації ефекту Допплера при передачі OFDM сигналів. /Слюсар В.І., Троцько О.О. – Заявка на видачу патенту України на корисну модель № u200909212 від 07.09.2009. – Патент опубліковано 25.12.2009, бюл. № 24.

6. Слюсар В.І., Троцько О.О. Методи забезпечення гарантоздатного зв'язку з БПЛА з врахуванням ефекту Допплера. //Радіоелектронні і комп'ютерні системи. – Харків: Національний аерокосмічний університет ім. М.Є. Жуковського "ХАІ". – 2009, № 7 (41). – С. 280 – 282

7. Слюсар В.И. Измерение периода дискретизации АЦП по сумме гармонических воздействий// Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника.– 1999. – Том 42, № 9. – С. 19 – 25.

8. Слюсар В.И. Цифровые антенные решетки в мобильной спутниковой связи. // Первая миля. Last mile (Приложение к журналу "Электроника: наука, технология, бизнес"). – 2008. – № 4. - С. 10 – 15; № 5. – С. 16 – 20.