

В.А. ДРУЖИНІН

Київський національний університет імені Тараса Шевченка

Ю.М. БОЙКО, О.І. ЄРЬОМЕНКО

Хмельницький національний університет

В.І. КОРСУН

ДП «УДЦР»

## ДИНАМІЧНІ МОДЕЛІ ПРОСТОРОВО-ЧАСОВОЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ ВІД ДЖЕРЕЛ РАДІОВИПРОМІНЮВАННЯ В УМОВАХ РОЗНЕСЕНОГО ПРИЙОМУ ЛОКАЦІЙНОЇ ІНФОРМАЦІЇ

Описано алгоритми визначення координати джерел радіовипромінювання в пасивному режимі в умовах неспрямованого прийому в рамках визначення потенційних можливостей методів синтезу апертур пасивних систем радіомоніторингу. Дана оцінка співвідношення між параметрами руху антен радіоприймальних модулів і інтервалами когерентності сигналу під час радіомоніторингу. Отримано вираз для розрахунку похилої дальності до джерела радіовипромінювання. Синтезовано блок-схему алгоритму визначення пеленгів на джерела радіовипромінювання та його несучої частоти. Запропоновані методи реалізації необхідного положення точок прийому на інтервалі часу моніторингу для однозначного визначення пеленгів на джерела радіовипромінювання в пасивному режимі при русі радіоприймачів із апіорно визначеною просторовою конфігурацією. Отримано вираз динамічної помилки (промах) утримання ведених на потрібній траєкторії як у випадку чистого переслідування, так і у випадку переслідування зі зміщенням. Досліджено модель оцінювання точності визначення координат джерел радіовипромінювання з метою аналізу точності їх пеленгування.

**Ключові слова:** радіомоніторинг, апертура, просторово-часова обробка, радіоприймальний модуль, радіозавада.

V.A. DRUZHININ

Taras Shevchenko National University of Kyiv

J.M. BOIKO, O.I. EROMENKO

Khmelnitskyi National University

V.I. KORSUN

SE «UCRF»

## DYNAMIC MODELS OF SPACE-TIME SIGNAL PROCESSING FROM RADIO-FREQUENCY RADIATION SOURCES IN THE CONDITIONS OF SPACED RECEPTION OF LOCATION INFORMATION

Algorithms for determining the coordinates of radio-frequency radiation sources in passive mode in the conditions of non-directional reception are described in the framework of determining the potential of methods of synthesis of apertures of passive radio monitoring systems. The relation between the antenna motion parameters of radio receiving modules and signal coherence intervals during radio monitoring is estimated. An illustration of ambiguous determination of the direction of signal arrival from radio interference sources in the conditions of undirected reception is carried out. The geometrical ratio of angles at change of the direction of movement of the carrier of the radio receiving module is proved. The trajectories of radio receiving modules in parallel courses with certain distance and interval between carriers are synthesized. An expression for calculating the inclined distance to the source radio-frequency radiation is obtained. The block diagram of the algorithm for determining bearings for radio sources and its carrier frequency is synthesized. The graphic interpretation of kinematic relations at movement of the leading and conducted remotely piloted aircraft is resulted. Methods of realization of necessary position of reception points on an interval of time of monitoring for unambiguous definition of bearings on radio-frequency radiation sources in a passive mode at movement of radio receivers with a priori defined spatial configuration are offered. Projections of trajectories of movement of two carriers of radio receiving modules with the set interval and distance between them on a horizontal plane are constructed. It has been found that it is possible to hold the subjects at the appropriate distance by means of a radio beam (on the line of sight). The expression of dynamic error (mistake) of keeping the conducted on the necessary trajectory both in case of pure pursuit, and in case of pursuit with shift is received. The model of estimating the accuracy of determining the coordinates of radio-frequency radiation sources is investigated in order to analyze the accuracy of their direction finding. The bearing was found to be trigonometrically dependent on the coordinates of the radio-frequency radiation sources and the meter. The results of mathematical modeling of the change of the standard deviation of the accuracy of the coordinates of radio-frequency radiation sources from the time of signal accumulation (aperture synthesis) are presented.

**Keywords:** radio monitoring, aperture, space-time processing, radio receiver module, radio interference.

### Вступ. Постановка завдання

Проведення радіочастотного моніторингу (РЧМ) в умовах щільної зайнятості спектру системами зв'язку з множинним доступом абонентів, таких як системи рухомого стільникового зв'язку, є вкрай складним і об'ємним завданням. Тенденції і особливості технічної розбудови, притаманні сучасним і перспективним технологіям рухомого зв'язку, накладають додаткові обмеження на проведення РЧМ. Серед основних факторів, які обтяжують проведення РЧМ використання радіочастотного ресурсу (РЧР) слід виділити наступні:

- Використання широкосмугових і надширокосмугових каналів зв'язку у поєднанні зі зменшенням потужності випромінювання передавачів. Така тенденція розвитку технологій зв'язку є чи не головною особливістю розбудови сучасних і перспективних технологій. Це пов'язано з тим, що системи зв'язку перестають бути безпосередньо системами для надання послуг зв'язку між абонентами, а набувають

ознак елементів контролю і управління складними інфраструктурними об'єктами, такими, наприклад, як місто із власною дорожньою, комунальною, соціальною, та інфраструктурами інших сфер життєдіяльності населення і виробництва. У цьому випадку інфраструктура мережі зв'язку має відображати особливості інфраструктур, в оточенні яких вона знаходиться, і є органічним елементом загальної системи контролю і управління (так званої екосистеми). Широкосмугові канали зв'язку у такій системі є, певним чином, кровоносними судинами (шляхопроводами), які забезпечують передавання і приймання великих потоків даних по інформації, яка переміщується між елементами загальної інфраструктури. Вже зараз системи зв'язку 4-го покоління, які використовують технологію LTE-Advanced, мають ширину каналу 20 МГц, а системи зв'язку 5-го покоління будуть мати ширину каналу до 100 МГц і більше, в залежності від частотного діапазону. Поряд із цим, будуть продовжувати діяти вузькосмугові системи зв'язку, такі як системи 2-го покоління (технології GSM), канали яких також будуть застосовуватись для передачі даних у загальній топології перспективних мереж зв'язку [1–3].

- Використання широкосмугових каналів зв'язку стає можливим за наявності доступного радіочастотного ресурсу (РЧР) у діапазонах надвисоких частот (НВЧ), таких як 26 ГГц і вкрай високих частот (ВВЧ), таких як 40 і 70 ГГц (за даними досліджень СЕРТ). Перехід до цих діапазонів передбачає застосування, у тому числі, антен з вузько променевими діаграмами спрямованості антен (ДСА), що значно ускладнює проведення РЧМ.

- Впровадження адаптивних режимів роботи передавачів у частотна-часовому і просторовому уявленні сигналу випромінювання. Сучасні і перспективні системи рухомого зв'язку використовують метод множинного доступу на основі ортогонального частотного розділення каналів (OFDMA) у поєднанні з можливістю перерозподілу частотного ресурсу між секторами базових станцій і застосуванням технології багатоантенного/багатоканального просторового випромінювання (MIMO) для базового і абонентського обладнання. Адаптація до абонентських потреб і умов середовища досягається також за рахунок активних антенних систем (AAS) на основі фазованих антенних решіток (ФАР) [4–11], що дозволяє підсилювати сигнал випромінювання у необхідному напрямку для конкретного користувача. Такий змінний характер параметрів випромінювання вимагає більш ретельного і тривалого спостереження за параметрами передавачів засобами РЧМ.

- Впровадження так званої «технологічної нейтральності» (ТН) дозволяє операторам ефективно застосовувати ліцензований частотний ресурс на власний розсуд, у рухомому або фіксованому варіантах застосування, часовому або частотному дуплексному режимі із використанням різних технологій множинного доступу абонентів. Таким чином, контроль параметрів випромінювання має передбачати змінність параметрів випромінювання, а також необхідність перевірки дотримання оператором вимог щодо використання частот різними технологіями у сусідніх з іншим оператором смугах частот. Такі вимоги стосуються, зазвичай, обмежень на позасмугові випромінювання в каналах передавачів (перевірка ВЕМ – маски краю частотного блоку ліцензування), а також фільтрації (якщо застосовується) у сусідніх каналах приймачів.

Загальні зміни в електромагнітному середовищі на території або в місті, де проводиться РЧМ, пов'язані з мультистандартним використанням частот операторами через застосування перспективних станцій машинного типу зв'язку (МТС), які реалізують проекти «інтернету речей» (IoT) і міжмашинного зв'язку (M2M) через типові технологічні канали зв'язку сучасних систем рухомого зв'язку у всіх доступних діапазонах частот і канали перспективних (5G) технологій у діапазонах частот, доступних для 5G. Особливістю застосування станцій МТС є синхронізація і потужність в каналі випромінювання, які, на відміну від звичайного каналу зв'язку, визначаються за окремим розкладом відповідно до завдань елементу інфраструктури.

На фоні суттєвих змін в електромагнітному середовищі на перехідний період залишиться функціонувати велика кількість станцій технологічного зв'язку із типовими параметрами випромінювання, а також малопотужні передавачі систем широкосмугового доступу (ШСД), станцій радіорелейного і конвенційного зв'язку, повторювачі (репітери) в системах стільникового зв'язку тощо, які потребують окремої деталізації вимірювань з метою перевірки легальності функціонування передавачів і дотримання умов використання РЧР.

Означені вище умови електромагнітного середовища створюють певну невизначеність щодо параметрів випромінювання передавачів, яку, на відміну від умов середовища, яку утворювали або утворюють старі технології, можна охарактеризувати як нерегулярне використання спектру. При нерегулярному використанні спектру суттєво змінюються і завдання РЧМ, пов'язані з ідентифікацією передавачів щодо легального використання РЧР і радіоконтролем параметрів випромінювання. В умовах постійної змінності параметрів випромінювання і мультистандартного використання частот виникає певний ризик масового використання частот нелегальними передавачами мережі, параметри випромінювання яких також будуть змінними, але замаскованими загальним фоном випромінювань змінного характеру, притаманному для мережі в цілому. Частина або весь частотний ресурс передавача, який обслуговує певний сектор базової станції може бути використаний у іншому секторі, і, таким чином, через слабкий сигнал на час запланованого вимірювання, ідентифікація і вимірювання параметрів передавача стають неможливими. Подібно цьому частотний ресурс нелегального передавача (наприклад, репітеру) може бути схований під особливий розклад використання РЧР, який передбачає перерозподіл частотного ресурсу і його

мультистандартне використання. Детальний аналіз спектру сигналів усього ліцензованого ресурсу оператора в зоні обслуговування і у безпосередній близькості до базової станції дозволить отримати додаткову інформацію для ідентифікації передавачів. Таким чином, задача забезпечення ідентифікації передавачів в умовах впровадження і розвитку нових технологій зв'язку є актуальною, чи не найскладнішою, і має першочергове значення.

Не менш складною задачею в описаних умовах стає пошук завад. Джерело завад також маскується нерегулярним характером використання РЧР. Але джерелом завади можуть бути як легальні, так і нелегальні передавачі, які не дотримуються встановлених для технологій параметрів випромінювання і обмежень, що накладаються за результатами розрахунків сумісності з передавачами у сусідніх смугах частот іншого оператора. Ідентифікація передавачів за даними ідентифікаторів мережі і окремих базових станцій/секторів дозволить провести більш детальний аналіз спектру сигналів в оточуючій середовищі місця прояву завади і виявити сигнал завади від нелегального передавача (того ж репітера). Загалом, для пошуку джерела завади необхідно зменшити загальну невизначеність у параметрах випромінювання передавачів мережі за рахунок використання додаткової інформації щодо випромінювання джерела завади, отриманої від заявника і, також, шляхом попереднього вимірювання у місті прояву завади. У цьому випадку за рахунок підвищення потужності сигналу завади поряд із потужністю корисного сигналу у приймачі радіоконтролю виникає можливість прицільного, більш детального аналізу спектру сигналу завади і, таким чином, забезпечити більшу точність і надійність результатів аналізу спектра і вимірювань.

Таким чином, пошук джерела завади в умовах нерегулярного використання РЧР вимагає тривалої, кропіткої роботи і уявляється складним і актуальним завданням.

### Аналіз останніх досліджень і публікацій

Відомо [1, 3–7], що динамічні умови роботи систем радіомоніторингу істотно впливають на ефективність їх практичного використання. Особливо це стосується пасивних систем радіомоніторингу.

Припустимо, що дистанційно пілотований літальний апарат (ДПЛА) із радіоприймальним модулем (РПрМ) на борту рухається в фіксованому напрямку з постійною швидкістю  $\vec{V}_{РПрМ}$ .

У певний момент часу  $t_i$  сигнал, який випромінюється апріорно невідомим джерелом, надходить з невідомого раніше напрямку під кутом  $\alpha_1$  на вхід антенного пристрою РПрМ (рис. 1).

В даному випадку вираз для несучої частоти прийнятого сигналу має вигляд [1]:

$$f_{(n)np} = f_n \left( 1 + \frac{V_{РПрМ}}{c} \cos \alpha_1 \right) \quad (1)$$

де  $f_n$  – частота несучого коливання сигналу;  $c$  – швидкість світла;  $V_{РПрМ}$  – швидкість руху РПрМ ДПЛА.

Якщо частота несучого коливання сигналу  $f_n$  і швидкість руху РПрМ  $V$  апріорно відомі, то після вимірювання  $f_{(n)np}$  може бути визначений пеленг на джерело радіовипромінювання (кут  $\alpha$ ):

$$\alpha_1 = \arccos \left[ \frac{c}{L/T} \left( \frac{f_{(n)np}}{f_n} - 1 \right) \right] \quad (2)$$

Слід відзначити, що точність визначення пеленгу на джерело радіовипромінювання (ДРВ) залежить від величини відстані  $L$  (синтезованої апертури), яку проходить РПрМ за час моніторингу  $T$ .

Перевагою таких систем є те, що вони забезпечують високу точність вимірювання напрямку приходу сигналу при використанні антен з малою апертурою. Однак, визначення пеленга на ДРВ, в даному випадку, можливо лише при апріорно відомому спектрі радіовипромінювання.

Можливість роботи тільки в умовах, коли спектр сигналу ДРВ апріорно відомий, серйозно обмежує застосування систем моніторингу з синтезованою апертурою. Дана ситуацію може бути змінена у випадку, якщо швидкість РПрМ змінна в часі за модулем або за напрямком. Тоді доплерівська частота також буде змінюватися на інтервалі часу моніторингу  $T$ .

Якщо РПрМ переміщається в фіксованому напрямку зі змінною за величиною швидкістю  $V(t)$ , то одні гармонійна хвиля з частотою  $f_n$  реєструється на виході приймального елемента як частотно-

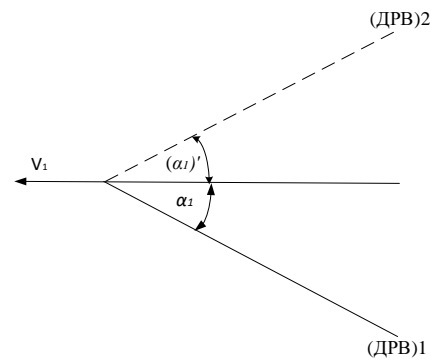


Рис. 1. Ілюстрація неоднозначного визначення напрямку приходу сигналу від ДРВ в умовах неспрямованого прийому

модульоване коливання. Його частота є функцією часу, яка описується наступним виразом [1]:

$$f_{np} = f_n \left( 1 + \frac{V(t)}{c} \cos \alpha \right) \quad (3)$$

Якщо швидкість руху приймального елемента  $V(t)$  змінюється за гармонійним законом з частотою  $f_c$ , то вираз (3) може бути представлено у вигляді [6–14]:

$$f_{np} = f_n \left( 1 + \frac{V_0}{c} \cos(2\pi f_c t) \cos \alpha \right) \quad (4)$$

де  $V_0$  – амплітуда швидкості руху РПрМ.

Амплітуда зміни доплерівської частоти реєстрованих коливань ( $F_D$ ) та середня частота цих коливань ( $f_{cep}$ ) визначаються наступним чином [1]:

$$\begin{cases} F_D = f_n \frac{V_0}{c} \cos \alpha \\ f_{cep} = f_n \end{cases} \quad (5)$$

Частота сигналу і кут його приходу можуть бути визначені в даному випадку на основі вимірів амплітуди зміни частоти і середньої частоти реєстрованих коливань.

Точність вимірювання кута приходу коливання залежить від амплітуди швидкості переміщення приймального елемента. Слід зазначити, що даний ефект буде мати місце і в випадках зміни швидкості руху РПрМ за законами, що відрізняються від гармонійного.

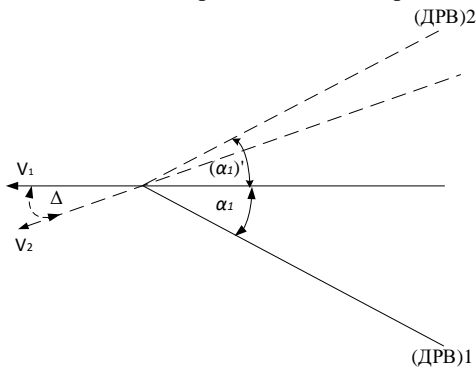


Рис. 2. Геометричне співвідношення кутів при зміні напрямку руху носія РПрМ

При русі РПрМ в першому напрямку реєстрована доплерівська частота описується виразом:

$$F_{D1} = f_n \frac{V_1}{c} \cos \alpha_1 \quad (6)$$

а при русі у зміненому напрямку (рис. 2):

$$F_{D2} = f_n \frac{V_2}{c} \cos(\alpha_1 + \Delta) \quad (7)$$

Якщо  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $\Delta$  апіорно визначаються просторовою конфігурацією системи радіомоніторингу, а  $F_{np1}$  і  $F_{np2}$  – величини, які вимірюються, то напрямок приходу сигналу від ДРВ та його частота можуть бути однозначно визначені на підставі наведених виразів. В даному випадку точність виміру параметрів сигналу від ДРВ залежить від величин швидкостей  $V_1$ ,  $V_2$  та кута  $\Delta$ .

На підставі розглянутого вище математичного апарату в роботі пропонується динамічна модель просторово-часової обробки сигналів від ДРВ в умовах їх рознесеного прийому рухомими РПрМ із апіорно відомими просторовими характеристиками на інтервалі часу моніторингу.

На цей час, мобільні засоби моніторингу спроможні функціонально доповнювати стаціонарні й забезпечують гнучку підтримку ефективного радіомоніторингу при проведенні вимірювань параметрів радіовипромінювань поза зоною доступу до них за рахунок використання потенційних можливостей методів синтезу апертур пасивних систем [8–15].

На рис. 3 наведена ілюстрація просторового положення точок прийому сигналу (А і В) відносно ДРВ. В даному випадку моніторинг ДРВ реалізується двома рухомими РПрМ, які пересуваються зі швидкостями  $V_1$ ,  $V_2$  та знаходяться на відстані (дистанції) один від одного. Точки прийому сигналу (А і В) з

напрямів  $\alpha_1, \alpha_2$  знаходяться в межах головної пелюстки діаграми спрямованості антени ДРВ в вертикальній та горизонтальній площинах.

Вхідні дані: 1. Координати точок знаходження РПрМ1 та РПрМ2 на інтервалі часу моніторингу ДРВ; 2. Час затримки ( $t_3$ ) приходу сигналу в точку  $B$  відносно часу приходу радіовипромінювання від ДРВ в точку  $A$ ; 3. Дистанція ( $d$ ) та інтервал ( $I$ ) – незмінні за час реалізації моніторингу ( $T$ ) ДРВ; 4.  $V_1 = V_2$ .

Наукове завдання: На підставі наведених вхідних даних визначити координати точки стояння ( $x_{ДРВ}; y_{ДРВ}$ ) ДРВ в пасивному режимі моніторингу при неспрямованому прийомі.

**Алгоритм визначення координат точки стояння ( $x_{ДРВ}; y_{ДРВ}$ ) ДРВ в пасивному режимі моніторингу**

Визначимо потужність джерела радіовипромінювання ( $P$ ) та кут між напрямками руху приймальних елементів ( $\Delta = \alpha_1 - \alpha_2$ ) в горизонтальній площині. На підставі використання рівняння передачі

Гарольда Фрііса отримаємо вираз для розрахунку похилої дальності  $r_{1н}$  до ДРВ, який має вигляд:

$$r_{1н} = \frac{ct_3 \left( \frac{P_1}{P_2} \right)^{1/2}}{1 - \left( \frac{P_1}{P_2} \right)^{1/2}} \tag{8}$$

де  $t_3$  – час затримки приходу сигналу до другого приймального елемента відносно першого;  $P_1, P_2$  – потужності сигналу від ДРВ, які отримані приймальними антенами РПрМ 1 та РПрМ2

Слід відзначити, що похилі дальності до першого та другого приймальних елементів зв'язані співвідношенням:

$$r_{2н} = r_{1н} + ct_3, \tag{9}$$

де  $r_{1н}$  – похила дальність до першого приймального елемента відносно точки знаходження джерела радіовипромінювання;  $r_{2н}$  – похила дальність до другого приймального елемента відносно точки знаходження джерела радіовипромінювання;  $c$  – швидкість світла.

Відповідно, математичні вирази для розрахунку кутів місця в точках прийому  $A$  і  $B$  (рис. 3) мають вигляд:

$$\varepsilon_1 = \arcsin \left( \frac{H}{r_{1н}} \right), \tag{10}$$

де  $H$  – висота знаходження радіоприймача в момент прийому сигналу від джерела радіовипромінювання (рис. 1).

$$\varepsilon_2 = \arcsin \left( \frac{H}{r_{2н}} \right) \tag{11}$$

Вирази для розрахунку значень проєкцій похилих дальностей від ДРВ до точок  $A$  і  $B$  на горизонтальну площину згідно рис. 3 мають вигляд [3]:

$$r_{1z} = \frac{H}{\text{tg}(\varepsilon_1)} = \frac{H}{\text{tg} \left( \arcsin \left( \frac{H}{r_{1н}} \right) \right)} = \frac{H \sqrt{1 - \left( \frac{H}{r_{1н}} \right)^2}}{\left( \frac{H}{r_{1н}} \right)} = \sqrt{r_{1н}^2 - H^2} \tag{12}$$

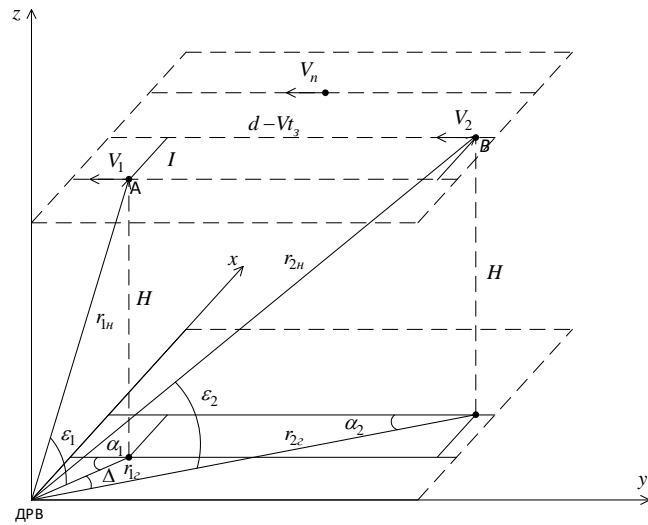


Рис. 3. Траєкторії руху РПрМ паралельними курсами із визначеними дистанцією ( $d$ ) та інтервалом ( $I$ ) між носіями

$$r_{2z} = \frac{H}{\operatorname{tg}(\varepsilon_2)} = \frac{H}{\operatorname{tg}\left(\arcsin\left(\frac{H}{r_{2H}}\right)\right)} = \frac{H\sqrt{1-\left(\frac{H}{r_{2H}}\right)^2}}{\left(\frac{H}{r_{2H}}\right)} = \sqrt{r_{2H}^2 - H^2} \quad (13)$$

З врахуванням виразів (12)-(13) розраховується кут між напрямками на точки прийому сигналів відносно точки розташування джерела радіовипромінювання в горизонтальній площині (рис. 1):

$$\Delta = (\alpha_1 - \alpha_2) = \arccos\left[\frac{r_{1z}^2 + r_{2z}^2 - (I^2 + (d - Vt_3)^2)}{2 \cdot r_{1z} \cdot r_{2z}}\right] \quad (14)$$

У даному випадку, коли параметри  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $(d, I)$  (дистанція та інтервал між носіями радіоприймачів в точках  $A$  і  $B$  на рис. 3) апріорно відомі, кут  $\Delta$  – визначається згідно з формулою (14), а  $f_{np1}$  і  $f_{np2}$  – вимірюються, то напрями приходу сигналів та його несуча частота однозначно визначаються виразами (16) - (17) на підставі вирішення системи наведених нижче рівнянь:

$$\begin{cases} f_{np1} = f_H \left[1 + \frac{V_1}{c} \cos \alpha_1\right] \\ f_{np2} = f_H \left[1 + \frac{V_2}{c} \cos(\alpha_1 + \Delta)\right] \end{cases} \quad (15)$$

$$\alpha_2 = \alpha_1 + \Delta; \quad V_1 = V_2 = V$$

$$\Delta = \arccos\left[\frac{r_{1z}^2 + r_{2z}^2 - (d - Vt_3)^2}{2 \cdot r_{1z} \cdot r_{2z}}\right] = \arccos A_\Delta; \quad \frac{f_{np1}}{f_{np2}} = \frac{\left[1 + \frac{V}{c} \cos \alpha_1\right]}{\left[1 + \frac{V}{c} \cos(\alpha_1 + \Delta)\right]};$$

$$f_{np1} A_\Delta \cos(\alpha_1) - f_{np1} \sqrt{1 - A_\Delta^2} \sin(\alpha_1) - f_{np2} \cos \alpha_1 = \frac{c(f_{np2} - f_{np1})}{V}$$

Позначимо:

$$f_{np1} A_\Delta = f_{np1} \left[\frac{r_{1z}^2 + r_{2z}^2 - (d - Vt_3)^2}{2 \cdot r_{1z} \cdot r_{2z}}\right] = A$$

$$f_{np1} \sqrt{1 - A_\Delta^2} = f_{np1} \sqrt{1 - \left[\frac{r_{1z}^2 + r_{2z}^2 - (d - Vt_3)^2}{2 \cdot r_{1z} \cdot r_{2z}}\right]^2} = B$$

$$f_{np2} = C$$

$$\frac{c(f_{np2} - f_{np1})}{V} = G$$

$$A \cos \alpha_1 - B \sqrt{1 - \cos^2 \alpha_1} - C \cos \alpha_1 = G; \quad \cos \alpha_1 = t;$$

$$(A^2 + C^2 + B^2)t^2 + (2CG - 2AC - 2AG)t + (G^2 - B^2) = 0$$

$$t_{1,2} = \frac{-(2CG - 2AC - 2AG) \pm \sqrt{(2CG - 2AC - 2AG)^2 - 4(A^2 + C^2 + B^2)(G^2 - B^2)}}{2(A^2 + C^2 + B^2)}$$

$$\begin{cases} -1 \leq t \leq 1 \\ 0 \leq \alpha_1 \leq \pi \end{cases}$$

Введемо обмеження:

Таким чином, вирази для обчислення кута пеленгу на ДРВ та несучої частоти мають вигляд:

$$\alpha_1 = \arccos t \quad (16)$$

$$f_H = \left[1 + \frac{V}{c} \cos \alpha_1\right] f_{np1} \quad (17)$$

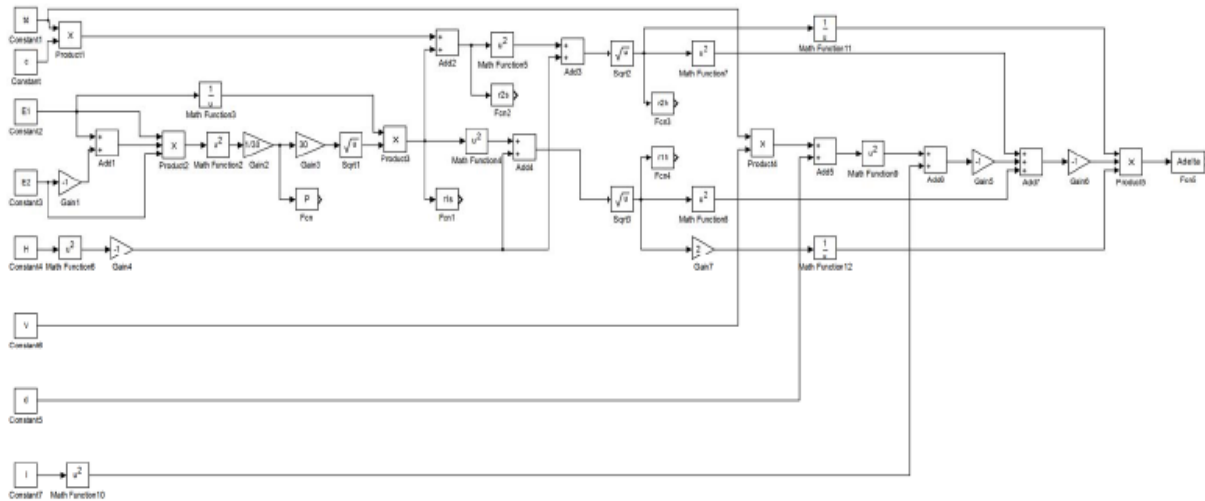


Рис. 4. Блок-схема алгоритму визначення пеленгів на ДРВ ( $\alpha_1, \alpha_2$ ) та його несучої частоти ( $f_n$ )

Реалізація просторового положення точок прийому сигналу (A і B) відносно ДРВ (рис. 4) може бути вирішена за рахунок відповідного радіокерування носіями РПРМ та зводиться до визначення і передачі команд керування (КК) на борт веденого носія РПРМ із фіксованим запізненням відносно КК ведучого об'єкта. Ця задача характеризується тим, що керування польотом здійснюється безперервно на всій траєкторії польоту групи носіїв РПРМ.

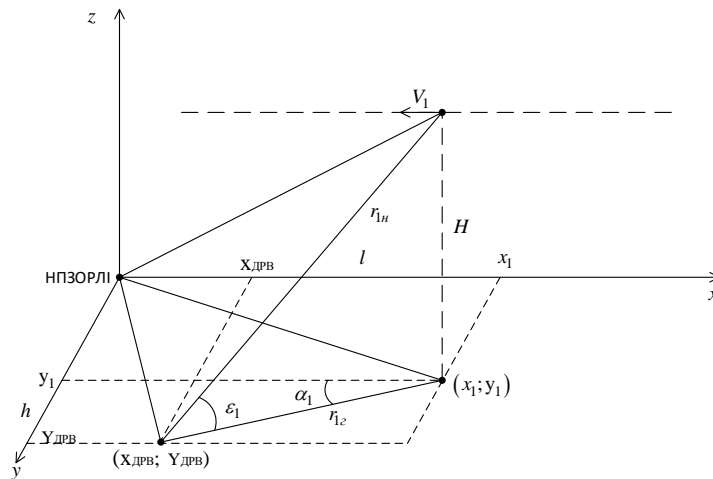


Рис. 5. Орієнтація руху РПРМ відносно вісі OX

За умови, що вісь OX системи прямокутних координат XOY, наведеної на рис. 5, орієнтована паралельно траєкторії руху приймальних елементів системи радіомоніторингу, в центрі якої розташований наземний пункт збору та обробки радіолокаційної інформації (НПЗОРЛІ), координати точки розташування джерела радіовипромінювання можуть бути розраховані таким чином:

$$\begin{cases} x_{ДРВ} = x_1 - \sqrt{r_{1n}^2 - H^2} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{c}{V_1}\right)^2 \left[\frac{f_{np1}}{f_n} - 1\right]^2} \\ y_{ДРВ} = y_1 + \sqrt{r_{1n}^2 - H^2} \cdot \frac{c}{V_1} \left[\frac{f_{np1}}{f_n} - 1\right] \end{cases} \quad (18)$$

Для спрощення сприйняття визначена задача розглядається в одній площині. Положення ведучого і веденого носія РПРМ визначиться у інерціальній системі координат з осями  $H, P, D(\vec{V})$ . Ведучий носій РПРМ (НРПРМ) рухається зі швидкістю  $\vec{V}_1$  на висоті  $H_1$ . Аналогічно швидкість веденого  $\vec{V}_2 = \vec{V}_1$ , а напрямок його руху співпадає з напрямком ведучого. З цього випливає, що кут нахилу траєкторії  $\theta$  дорівнює курсовому куту ведучого. Це справедливо у випадку, якщо кут атаки дорівнює нулю. Для цього випадку кінематичні співвідношення показані на рис. 6.

Кут лінії візування на рис. 5 позначений  $\beta$ , відстань між ведучим та веденим –  $d$ , проекції векторів швидкості ведучого та веденого на лінію візування –  $V_{\beta T}$ ,  $V_{\beta M}$ , а до нормалі до лінії візування –  $V_{\alpha T}$ ,  $V_{\alpha M}$ .

Призначення системи утримання (СУТ) веденого на потрібній траєкторії (наведення) полягає у формуванні таких КК (на автопілот), які будуть забезпечувати утримання веденого за ведучим навіть при маневруванні останнього.

Припустимо, що система утримання буде відпрацьовувати вхідний сигнал, що дорівнює (пропорційний) куту лінії візування  $\beta$  або швидкості візування  $\dot{\beta}$ . За такими вхідними сигналами можлива реалізація тільки одного закону керування, що може використовуватися для утримання веденого – це переслідування. У цьому випадку ведений НПрМ завжди знаходиться прямо за ведучим, тобто  $\theta = \beta$ . У випадку відсутності маневру це означає, що ведений рухається з постійною бічною швидкістю, а при сталій повздовжній швидкості буде забезпечуватися «ідеальна» дистанція між двома об'єктами по прямій лінії. У відповідності до рис. 5 кінематичні співвідношення мають вигляд:

$$\begin{aligned} V_{\beta T} - V_{\beta M} &= V_T \cos(\beta - \theta_T) - V_M \cos(\beta - \theta) = \dot{d} \\ d &= d_0 + \dot{d} \Delta t \end{aligned} \quad (19)$$

а кутові відхилення

$$\begin{aligned} \dot{\beta} &= -\frac{V_{\alpha T} - V_{\alpha M}}{d} = -\frac{V_T \sin(\beta - \theta_T) - V_M \sin(\beta - \theta)}{d} \\ \beta &= \beta_0 + \dot{\beta} \Delta t \end{aligned} \quad (20)$$

Метод «чистого» переслідування буде визначатися тим, що ані ведучий, ані ведений не маневрують. При цьому  $V_T = \text{const}$ , а  $\theta_T = 0$ ,  $\theta = \beta$ . У цьому випадку

$$\begin{aligned} \frac{d(d)}{dt} &= V_T \cos \beta - V_M = \dot{d}; \\ \dot{\beta} &= \frac{d\beta}{dt} = -\frac{V_T \sin \beta}{d} \end{aligned} \quad (21)$$

При цьому  $\dot{\beta}$  буде дорівнювати нулю тільки коли  $\beta = 0$  або  $\pi$ , тобто переслідування відбувається точно «в хвіст».

Рішення для  $\beta$  і кута нахилу траєкторії -  $\theta$ , як функції зміни дистанції  $d$  має вигляд:

$$\frac{d(d)}{d\beta} = \left( -\text{ctg} \beta + \frac{V_M}{V_T} \text{cosec} \beta \right) d \rightarrow \frac{d(d)}{dt} = (-\text{ctg} \beta + \gamma \text{cosec} \beta) d \dot{\beta}, \quad (22)$$

де  $\gamma = \frac{V_M}{V_T}$  – співвідношення швидкостей ведучого і веденого НПрМ.

Обернене перетворення виразу (22) має вигляд:

$$\ln d = -\ln |\sin \beta| + \gamma \ln \left| \text{tg} \frac{\beta}{2} \right| + \text{const} \quad (23)$$

Якщо припустити, що  $0 \leq \beta < \pi$ , то

$$\ln \frac{d \sin \beta}{\left( \text{tg} \left( \frac{\beta}{2} \right) \right)^\gamma} = \text{const} \quad (24)$$

або

$$\frac{d \sin \beta}{\left( \text{tg} \beta / 2 \right)^\gamma} = \frac{d_0 \sin \beta}{\left( \text{tg} \beta_0 / 2 \right)^\gamma} = k = \lambda \quad (25)$$

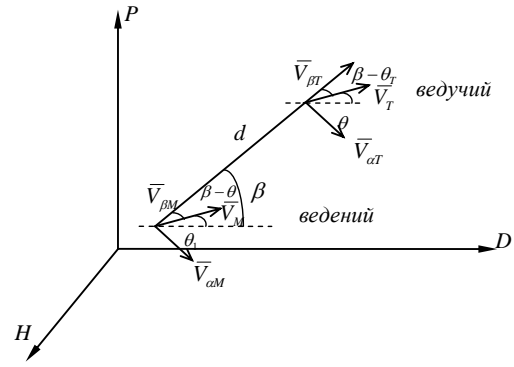


Рис. 6. Графічна інтерпретація кінематичних співвідношень при русі ведучого та веденого ДПЛА

де  $d_0$  і  $\beta_0$  – потрібні значення дистанції і кута візування веденого відносно ведучого НРПрМ.

Так як ведучий і ведений повинні бути на одній лінії, то  $\beta$  наближається до нуля, а  $k = \lambda$  повинні бути постійними. Точний вивід «у хвіст» ведучому НРПрМ відбудеться за умови:  $\beta = \theta = 0$ .

$$\dot{\beta} = -\frac{V_T}{\lambda} \frac{(\sin\beta)^2}{(\operatorname{tg}\beta/2)^\gamma}$$

При цьому кутова швидкість визначиться як:

$$\dot{\beta} = -\frac{V_T}{\lambda} \frac{(\sin\beta)^2}{(\operatorname{tg}\beta/2)^\gamma}$$

На ділянці траєкторії, де  $\beta \ll 1$ ,  $\sin\beta \approx \beta$ ,  $\operatorname{tg}\frac{\beta}{2} \approx \frac{\beta}{2}$ , вираз для кутової швидкості має вигляд:

$$\dot{\beta} \approx \frac{2^\gamma (V_T)}{\lambda} - \gamma$$

Реалізація руху носіїв РПрМ паралельними курсами із встановленим інтервалом ( $I$ ) та дистанцією ( $d$ ) між ними, на визначених інтервалах часу моніторингу, дозволяє значно підвищити їх заводозахисність за рахунок багатопозиційного прийому локаційної інформації від джерел радіовипромінювання.

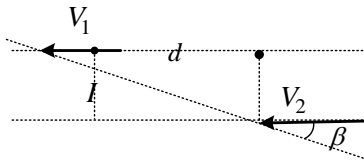


Рис. 7. Проекції траєкторій руху двох носіїв РПрМ із заданими інтервалом ( $I$ ) та дистанцією ( $d$ ) між ними на горизонтальну площину

При наведенні таким способом, для кожного веденого встановлюється фіксований кут  $\beta$  і величина  $I$ , тобто виникає постійний кут випередження (рис. 7).

На рис. 8 наведені можливі траєкторії руху НРПрМ у відповідності до значень  $\gamma$ .

У випадку, коли відомі НРПрМ рухаються з постійною швидкістю, вони будуть без маневру переслідувати паралельним курсом ведучий носій. Це забезпечить сталість траєкторії, тобто фіксований кут  $\beta_n$ . Таким чином, переслідування з фіксованим кутом також має сенс, як і випадку «чистого» переслідування, але за початкових умов, коли  $\beta \leq \frac{\pi}{2}$ . Для реалізації переслідування зі сталим кутом необхідна інформація стосовно співвідношення швидкостей ведучого і веденого та кута атаки. За умови сталості кута атаки, лінії візування також не будуть обертатися, тобто  $\dot{\beta} = 0$ . Це можливо в тому випадку, коли складова швидкості веденого  $V_{aT}$ , що розташована за нормаллю до лінії візування, урівнюється нормальною складовою швидкості ведучого  $V_{\beta T}$ . У цьому випадку не виникають кутові прискорення  $\dot{V}_{aT}$ ,  $\dot{V}_{\beta T}$  і не відбувається випередження ведених відносно ведучого.

Для реалізації такого керування, аналогічного методу паралельного зближення, КК визначаються таким чином [1, 7]:

$$\lambda = \frac{\dot{\theta}}{\dot{\beta}} \tag{26}$$

Але, за методом паралельного зближення КК існують постійно, а при методі наближення зі сталим кутом вони застосовуються за умови виникнення прискорень, тобто коли  $\dot{\theta} = 0$ ,  $\dot{\beta} = 0$ . Рівень КК буде визначатися із співвідношення:

$$\theta = \lambda\beta + \theta_0, \tag{27}$$

де  $\theta_0$  – початковий кут непогодження.

При цьому, рівень КК можливо визначити через  $\gamma$ :

$$\sin(\beta_0 - \theta_0) = \frac{V_T}{V_M} \sin(\beta_0 - \theta_T) \Rightarrow \sin(\beta_0 - \theta_0) = \gamma \sin(\beta_0 - \theta_T) \Rightarrow \lambda = f(\gamma) \tag{28}$$

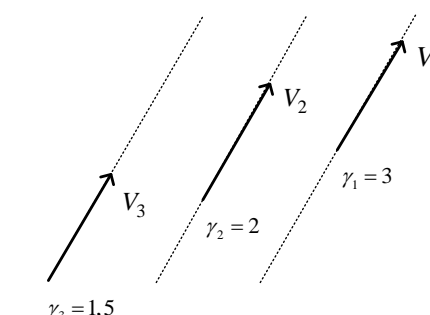


Рис. 8. Імовірні траєкторії НРПрМ відповідно до значень  $\gamma$

Траєкторії руху НРПРМ при  $\gamma = \frac{V_M}{V_T} = 2$  та відповідні

КК  $2\lambda, 4\lambda, 6\lambda$  наведені на рис. 9.

Реалізація наведених траєкторій можлива тільки в ідеальній системі керування за будь-яких початкових умов. Для визначення опорних траєкторій необхідно допустити, що рух ведених НРПРМ здійснюється на інтервалі часу  $t_n = 0 + \Delta t$  зі сталою швидкістю  $V_M$  і такими кутами нахилів траєкторій  $\theta$ , щоб вони були спрямованими повздовж траєкторії ведучого НРПРМ.

Якщо  $V_{\beta M}$  являє собою складову швидкості веденого НРПРМ, яка спрямована повздовж траєкторії ведучого, і бічна складова  $V_{\beta T} \approx 0$ , то вираз для швидкості зниження носія буде мати такий вигляд

$$\dot{d} = V_{\beta T} - V_{\beta M} = \text{const} \quad (29)$$

Звідси вираз для дистанції між веденими носіями такий

$$d = d_0 - |V_{\beta T} - V_{\beta M}| t, \quad (30)$$

де  $d_0$  – значення початкової дистанції, за якого швидкість зближення буде сталою або дорівнювати нулю.

Час запізнення видачі КК

$$t_i = \frac{d_0}{|V_{\beta T} - V_{\beta M}|} \quad (31)$$

Але наявність кутових швидкостей НРПРМ та запізнення видачі КК призводить до відмінності реальної траєкторії від опорної. Ця відмінність у деякий момент часу  $t$  визначиться поперечним зміщенням  $y_t$ . Аналогічно повздовжне положення веденого НРПРМ буде визначатися величиною зміщення  $y_m$ . Зміщення траєкторій НРПРМ в часі характеризуватимуться і швидкостями  $\dot{y}_m$ , які визначаються флуктуаціями кута  $\theta$ .

Якщо утримувати траєкторію НРПРМ в тілесному куті  $\theta \ll 1^\circ$ , то швидкість зміщення може бути визначена залежністю

$$\begin{aligned} \dot{y}_m &= V_M \theta \cos \theta = V_{\beta M} \theta; \\ y_t &= y_{0t} + \dot{y}_m \Delta t = y_{0t} + \dot{y}_m t_i. \end{aligned} \quad (32)$$

На практиці, реалізація погоні з кутовим зміщенням можлива на базі автопілоту (АП) з динамічною затримкою.

Якщо розглядати роботу АП як лінійного пристрою, то рівень КК з урахуванням помилок прийме вигляд:

$$\lambda = \frac{\theta}{y_m \beta} \quad (33)$$

а помилка дистанції:

$$\beta = \frac{y_t - y_m}{d}; \quad d \gg (y_t - y_m); \quad (34)$$

$$d = \frac{y_t - y_m}{\beta}$$

Помилка утримання в потрібному створі кута (ДС РПРМ):

$$\begin{aligned} \theta &= \frac{\dot{y}_m}{V_{\beta M}}; \\ \theta &\ll 1^\circ. \end{aligned} \quad (35)$$

Утримання ведених на відповідній дистанції можливе за допомогою радіопроміню (РПР) (тобто на лінії візування).

У цьому випадку ведені рухаються у межах ДСА ведучого носія.

Для виконання руху повздовж лінії візування швидкість веденого  $V_{\alpha M}$  повинна дорівнювати лінійній швидкості  $d_T \dot{\beta}$ , де  $d_T$  – відстань від ведучого до веденого. При цьому:

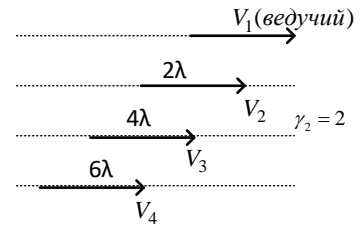


Рис. 9. Траєкторії НРПРМ при  $\gamma = 2$  та та відповідних КК ( $2\lambda, 4\lambda, 6\lambda$ )

$$V_{\alpha M} = d_T \dot{\beta} \Rightarrow \dot{\beta} = \frac{V_{\alpha T}}{d_T} \cdot \quad (36)$$

У випадку, коли ведений рухається вздовж заданої траєкторії (знаходиться в межах радіопроменю)  $d_T \approx const$ ,  $V_{\alpha M} = 0$ , тобто ситуація нагадує випадок чистого переслідування, але зі зміщенням. При сході веденого з потрібної траєкторії  $d_T \neq const$ ;  $V_{\alpha M} \neq V_{\alpha T}$ , що і буде параметром непогодження для системи керування польотом (СКП) веденого НРПрМ. Основною перевагою метода переслідування зі зміщенням є його простота. Принциповим недоліком такого методу є виникнення помилок при збільшенні дистанції відставання ведених НРПрМ.

Динамічна помилка (промах) утримання ведених на потрібній траєкторії як і у випадку чистого переслідування, так і у випадку переслідування зі зміщенням має вигляд:

$$M = y_i(t_i) - y_m(t_i) \quad (37)$$

де  $t_i$  – фактичний час запізнення КК на борт веденого НРПрМ.

Час запізнення КК не повинен перевищувати часу комплексної постійної часу контуру керування аеродинамічного об'єкта  $T_e$ , тобто  $t_i < T_e$ , а в ідеальному випадку  $t_i \ll T_e$ , оскільки в загальному випадку час обробки КК і вироблення керуючих рішень буде визначатися як  $t_i + T_e$ , тому при  $t_i$ , на порядок меншій за  $T_e$ , задовольнить потрібну якість функціонування СКП ведених НРПрМ.

**Результати оцінки точності визначення координат джерел радіовипромінювання**

Розглянемо результати математичного моделювання оцінки точності пеленгування ДРВ. Зазначимо, що результати синтезу описаних вище математичних моделей вказують на те, що пеленги тригонометрично залежать від координат ДРВ і відповідно вимірювача. На графіках аналізується, для спрощення, одна координата, наприклад  $Y$ .

Оцінювання точності проведемо шляхом побудови графіків залежностей середньоквадратичного відхилення (СКВ) визначення точності координат ДРВ від часу накопичення сигналу (синтезування апертури).

В таблиці 1 подано початкові вхідні дані на моделювання. На рис. 8 прийняті наступні позначення:  $\sigma_{Y0}$  – СКВ отримане шляхом вимірювання без накопичення сигнали на інтервалі синтезування;  $\sigma_Y$  – СКВ отримане з метою визначення точності вимірювання з накопиченням сигналу на інтервалі часу синтезування апертури;  $\sigma_{Y\Phi}$  – отримане з метою визначення точності вимірювання із застосуванням операції фільтрації координат ДРВ на відповідному інтервалі;  $\sigma_p$  – отримане з метою визначення точності вимірювання із застосуванням операції ретроспекції координат ДРВ на відповідному інтервалі.

Таблиця 1

**Вхідні дані на моделювання**

Вхідні умови	
$T_m, c$	15
$F, Гц, Гц$	375
$\vec{V}, м/с$	250
$\kappa$	4
$q_0$	20
$\beta$	$\pi/6$
$\epsilon$	$\pi/3$
$\sigma\epsilon$	0.00055
$\sigma\beta$	0.00055

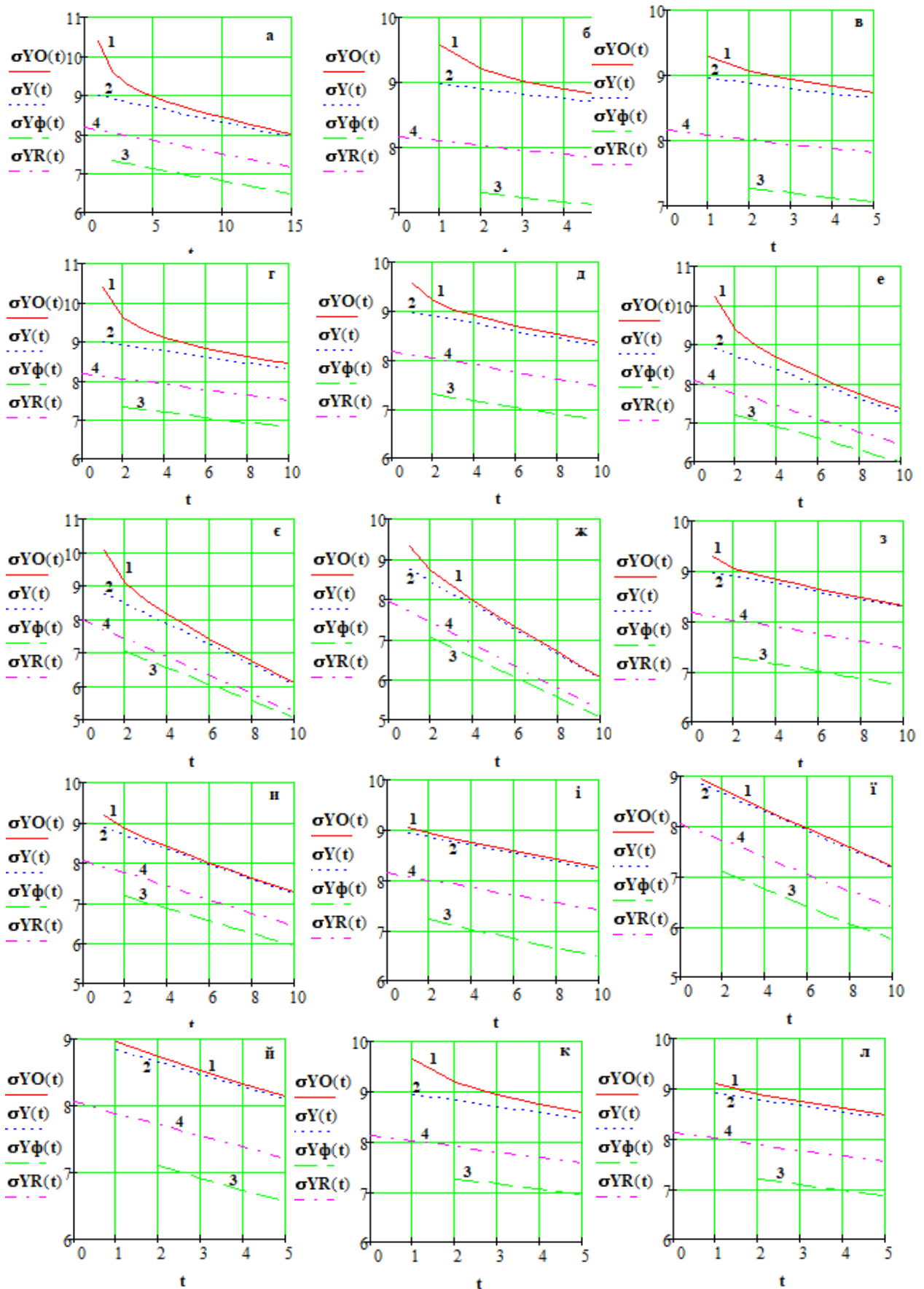


Рис. 10. Залежності СКВ визначення точності координат ДРВ від часу синтезування апертури:

а -  $q_0=20$ ; б -  $q_0=50$ ; в -  $q_0=100$ ; г -  $T_m=10$ ; д -  $q_0=50, T_m=10$ ; е -  $T_m=10, \vec{V}=600$ ; є -  $T_m=10, \vec{V}=1000$ ; ж -  $T_m=10, q_0=50$ ; з -  $T_m=10, F=750, q_0=50$ ; и -  $T_m=10, F=750, q_0=50, \vec{V}=600$ ; і -  $T_m=10, F=1500, q_0=100, \vec{V}=250$ ; ї -  $T_m=10, F=1500, q_0=100, \vec{V}=600$ ; й -  $T_m=5, F=1500, q_0=100, \vec{V}=600$ ; к -  $T_m=5, F=750, q_0=20, \vec{V}=400$ ; л -  $T_m=5, F=750, q_0=100, \vec{V}=400$

### Висновки

Метод пасивного синтезування апертури, як основний, що підвищує точність визначення координат, і такий, що може бути використаний у поєднанні з іншими методами задля підвищення ефективності систем радіомоніторингу.

На підставі вище наведеного науково-методичного апарату побудовано методику підвищення точності локації несанкціонованих джерел радіовипромінювання на основі теорії пасивного синтезування апертури.

Реалізація СА дозволяє суттєво знизити помилки пеленгів, а згладжування параметрів носія радіолокаційних засобів дає можливість додатково покращити точність визначення координат. Відносний вигравш коливається від 17 до 31.9 % залежно від вхідних параметрів.

Мобільні засоби моніторингу функціонально доповнюють стаціонарні і забезпечують гнучку підтримку ефективного радіомоніторингу при проведенні вимірювань параметрів радіовипромінювань поза зоною доступу до них. Використання мобільних систем радіомоніторингу на базі рухомих радіокерованих модулів для вирішення відповідних практичних завдань дозволяє більш успішно здійснювати контроль радіочастотного спектру і виявляти незареєстровані радіовипромінювання.

Завдання радіомоніторингу можуть бути вирішені і за допомогою використання пасивних радіолокаційних систем, до складу яких може входити не одне, а декілька рознесених в просторі радіокерованих приймальних модулів. Необхідною умовою для розв'язання задачі визначення координат ДРВ розглянутою системою є наявність не менше трьох рухомих радіоприймальних модулів на інтервалі часу моніторингу.

Розглянуті в роботі алгоритми дозволяють визначати координати джерел радіовипромінювання в пасивному режимі в умовах неспрямованого прийому. Реалізація наведених алгоритмів економічно більш доцільна в порівнянні з космічними системами радіомоніторингу, які вирішують аналогічні технічні завдання.

Ефективність застосування розглянутих в роботі динамічних моделей залежить не тільки від параметрів радіоприймальних модулів, але й параметрів сигналу джерела радіовипромінювання.

Значну роль при цьому відіграє співвідношення між параметрами руху антен радіоприймальних модулів і інтервалами когерентності сигналу. Якщо фазова структура сигналу не зруйнована на всьому просторово-часовому інтервалі моніторингу, то за рахунок використання апріорно відомої інформації про параметри руху радіолокаційних вимірювачів можна суттєво підвищити ефективність системи під час розв'язання розглянутої задачі.

### Література

1. Дружинін В. А. Проблеми формування та обробки радіолокаційної інформації в системах радіобачення : монографія / В. А. Дружинін. – Київ : Логос, 2013. – 230 с.
2. Методи та алгоритми обробки і захисту інформації в радіолокаційних системах із змінною просторовою конфігурацією : монографія / В. А. Дружинін, С.В. Толюпа, В.С. Наконечний, Н.В. Цьопа, С.В. Батрак. – Київ : Логос, 2014. – 251 с.
3. Методика визначення місцезнаходження джерел радіозавод в умовах пасивної локації / В. А. Дружинін, В. І. Корсун, К. А. Соколов [та ін.] // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2019. – № 3. – С. 82–91.
4. Горбань І.І. Обробка гідроакустичних сигналів у складних динамічних умовах : монографія / І.І. Горбань. – Київ : Науково-виробниче підприємство «Видавництво «Наукова думка» НАН України», 2008. – 270 с.
5. Караваев В.В. Статистическая теория пассивной локации / В.В. Караваев, В.В. Сазонов. – М. : Радио. 1987. – 240 с.
6. Hayes M.P., Gough P.T. Synthetic aperture sonar: a review of current status. IEEE J. Ocean. Eng. 2009. V. 34. № 3. P. 207–224.
7. Autrey S.W. Passive synthetic arrays. IEEE J. Ocean. Eng. 1988. V. 84. № 2. P. 592–598.
8. Stergiopoulos S. Optimum bearing resolution for a moving towed array and extension of its physical aperture. The Journal of the Acoustical Society of America. 1990. V. 87, № 5. P. 2128–2140.
9. Edelson G.S., Tufts D.W. On the ability to estimate narrow-band signal parameters using towed arrays. IEEE Journal of Oceanic Engineering. 1992. V. 17, № 1. P. 48–61.
10. Ivanenkov A.S., Korotin P.I., Orlov D. A., Rodionov A.A., Turchin V.I. Cramer–Rao lower bound for localization of a source with partial temporal coherence using passive synthetic aperture. Proc. of the 12th European Conference on Underwater Acoustics. 2012. Edinburgh, United Kingdom. P. 564–571.
11. Parhomey I.R., Boiko J.M. and Eromenko O.I. (2016, Aug.). Features of digital signal processing in the information control systems of multipositional radar. Journal of Achievements in Materials and Manufacturing Engineering. 2(77): 75–84.
12. Пархомей, І.Р. Особливості функціонування радіолокаційних систем локації об'єктів з низькою поверхнею віддзеркалення / І. Р. Пархомей, Ю. М. Бойко // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2015. – № 5. – С. 194–201.

13. Boiko J., et. al., (2020, Aug.). Evaluation of phase-frequency instability when processing complex radar signals. *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, Vol. 10, no 4: 4226–4236.
14. Науково-прикладні питання забезпечення роздільної здатності і ефективності обробки сигналів у радіотехнічних та телекомунікаційних системах за наявності завад : монографія / Ю. М. Бойко, О. М. Шинкарук, Л. В. Карпова, І. І. Чесановський. – Хмельницький : ХНУ, 2019. – 218 с.
15. Karpova L., Boiko J. and Eromenko O. Synthesis of Ambiguity Functions for Complex Radar Signal Processing, 2019 IEEE International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications, Science and Technology (PIC S&T), Kyiv, Ukraine, 2019, pp. 1–6.

#### References

1. Druzhynin V. A. Problemy formuvannya ta obrobky radiolokatsiinoi informatsii v systemakh radiobachennia : monografiia / V.A. Druzhynin. – Kyiv : Lohos, 2013. – 230 s.
2. Metody ta alhorytmy obrobky i zakhystu informatsii v radiolokatsiinykh systemakh iz zminnoiu prostoroivoiu konfihuratsiieiu : monografiia / V. A. Druzhynin, S.V. Toliupa, V.S. Nakonechnyi, N.V. Tsopa, Ye.V. Batrak. – Kyiv : Lohos, 2014. – 251 s.
3. Metodyka vyznachennia mistseznakhodzhenia dzherel radiozavad v umovakh passyvnoi lokatsii / V. A. Druzhynin, V. I. Korsun, K. A. Sokolov [ta in.] // Herald of Khmelnytskyi National University. – 2019. – № 3. – S. 82–91.
4. Horban I.I. Obrobka hidroakustychnykh syhnaliv u skladnykh dynamichnykh umovakh : monografiia / I.I. Horban. – Kyiv : Naukovo-vyrobnyche pidpriemstvo «Vydavnytstvo «Naukova dumka» NAN Ukrainy», 2008. – 270 s.
5. Karavaev V.V. Statystycheskaia teoriia passyvnoi lokatsii / V.V. Karavaev, V.V. Sazonov. – M. : Radyo. 1987. – 240 s.
6. Hayes M.P., Gough P.T. Synthetic aperture sonar: a review of current status. *IEEE J. Ocean. Eng.* 2009. V. 34. №. 3. P. 207–224.
7. Autrey S.W. Passive synthetic arrays. *IEEE J. Ocean. Eng.* 1988. V. 84. № 2. P. 592–598.
8. Stergiopoulos S. Optimum bearing resolution for a moving towed array and extension of its physical aperture. *The Journal of the Acoustical Society of America*. 1990. V. 87, № 5. P. 2128–2140.
9. Edelson G.S., Tufts D.W. On the ability to estimate narrow-band signal parameters using towed arrays. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*. 1992. V. 17, № 1. P. 48–61.
10. Ivanenkov A.S., Korotin P.I., Orlov D. A., Rodionov A.A., Turchin V.I. Cramer–Rao lower bound for localization of a source with partial temporal coherence using passive synthetic aperture. *Proc. of the 12th European Conference on Underwater Acoustics*. 2012. Edinburgh, United Kingdom. P. 564–571.
11. Parhomey I.R., Boiko J.M. and Eromenko O.I. (2016, Aug.). Features of digital signal processing in the information control systems of multipositional radar. *Journal of Achievements in Materials and Manufacturing Engineering*. 2(77): 75–84.
12. Parkhomei I.R. Osoblyvosti funktsionuvannya radiolokatsiinykh system lokatsii ob'ektiv z nyzkoiu poverkhnei viddzerkalennia / I. R. Parkhomei, J. M. Boiko // Herald of Khmelnytskyi National University. – 2015. – № 5. – S. 194–201.
13. Boiko J., et. al., (2020, Aug.). Evaluation of phase-frequency instability when processing complex radar signals. *International Journal of Electrical and Computer Engineering*. Vol. 10, no 4: 4226–4236.
14. Naukovo-prykladni pytannia zabezpechennia rozdilnoi zdutnosti i efektyvnosti obrobky syhnaliv u radiotekhnichnykh ta telekomunikatsiinykh systemakh za naiavnosti zavad : monografiia / J. M. Boiko, O. M. Shynkaruk, L. V. Karpova, I. I. Chesanovskiy. – Khmelnytskyi : KhNU, 2019. – 218 s.
15. Karpova L., Boiko J. and Eromenko O. Synthesis of Ambiguity Functions for Complex Radar Signal Processing, 2019 IEEE International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications, Science and Technology (PIC S&T), Kyiv, Ukraine, 2019, pp. 1–6.

Рецензія/Peer review : 17.5.2020 р.

Надрукована/Printed : 16.6.2020 р.

Стаття рецензована редакційною колегією