

УДК 621.391

# Математична модель процесу вимірювання миттєвої частоти джерел радіовипромінювання фазометричними пристроями інтерференційного типу

Войтко В. В.<sup>1</sup>, Ільницький А. І.<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Центральний науково-дослідний інститут Міністерства оборони України

<sup>2</sup>Національний технічний університет України “Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського”

E-mail: vitalik\_v\_ua@i.ua

У статті наведено аналітичний підхід, який є математичною формалізацією фізичних процесів, що відбуваються при визначенні оцінок несучої частоти джерел радіовипромінювання під час ведення радіомоніторингу. Розроблено математичну модель процесу вимірювання миттєвої частоти джерел радіовипромінювання фазометричними пристроями інтерференційного типу та вирішено завдання визначення структури відповідного пристрою. Отримані аналітичні вирази можуть бути використані для розробки нових і удосконалення існуючих методів миттєвого визначення несучої частоти джерел радіовипромінювання з подальшим розробленням пристроїв їх реалізації.

*Ключові слова:* математична модель; миттєва частота; джерело радіовипромінювання; сигнал; пристрій; детектор

## 1 Постановка проблеми у загальному вигляді

Радіомоніторинг (РМ), як технічний вид спостереження і аналізу стану моніторингової обстановки, здійснює добування інформаційних даних від джерел радіовипромінювань (ДРВП) за допомогою радіоелектронних засобів (РЕЗ) шляхом вимірювання параметрів і характеристик, контролю та перехоплення випромінювань цих джерел в середовищі їх функціонування, незалежно від метеорологічних умов, пори року та часу доби, відображає стан та діяльність об'єктів моніторингу з високою точністю, достовірністю і у масштабі часу, близького до реального, тобто з максимальною швидкістю [1].

Одним з найважливіших завдань РМ є викриття, розпізнавання і класифікація джерел та об'єктів моніторингу, визначення їх оперативного (фазового) стану та місцезнаходження [2]. Такими джерелами є засоби радіолокації, радіозв'язку, радіотехнічного забезпечення та інша радіоелектронна апаратура різного призначення, випромінювання якої містить прямі або непрямі відомості й ознаки про склад, діяльність, технічні характеристики і призначення об'єктів моніторингу. Головною особливістю процесу РМ є те, що він здійснюється в умовах складної моніторингової обстановки при частковій або повній невизначеності вихідних даних. При цьому

найважливішими інформативними ознаками є кількісні характеристики параметрів та вид аналогових і цифрових сигналів ДРВП у великому частотному діапазоні (до 40 ГГц): прості і складні, вузькосмугові та широкосмугові, з використанням різних видів модуляції (маніпуляції), зі змінами частоти за лінійним, нелінійним та псевдовипадковим законами, з внутрішньоімпульсним перестроюванням і перестроюванням частоти від імпульсу до імпульсу тощо. Миттєва частота є однією з найважливіших характеристик сигналу у разі класифікації і розпізнавання ДРВП. Більш того, у процесі визначення місцезнаходження ДРВП (моноімпульсного пеленгування) обов'язковою умовою є знання значення частоти сигналу, яке слід вимірювати з високою точністю і швидкістю [3]. Тому питання визначення миттєвого значення несучої частоти сигналів ДРВП в умовах високої апріорної невизначеності параметрів сигналів і обмеженого ресурсного потенціалу сил та засобів РМ є актуальним науковим і практичним завданням.

## 2 Аналіз останніх досліджень і публікацій

На сьогодні завдання визначення несучої частоти сигналів ДРВП вирішується застосуванням відомих методів, які мають деякі переваги і суттєві

недоліки [4]. Для підвищення їх точності розроблені і комбіновані методи, але вони не є універсальними та працездатні лише у специфічних умовах прийому сигналів та стану моніторингової обстановки, і можуть застосовуватись лише як додаткові. У зв'язку з цим використання традиційних алгоритмів, наприклад швидкого перетворення Фур'є, не завжди виправдано, тому що основним недоліком цих алгоритмів є порівняно низька роздільна здатність за частотою [5].

Останнім часом активно розробляються нетрадиційні методи спектрального аналізу, сутність яких полягає у використанні апріорної інформації про параметри сигналів, що обробляються. При цьому застосовуються моделі, які апроксимують сигнал, в результаті чого оцінюванню підлягає обмежена кількість параметрів [4]. Наприклад, у [5, 6] для визначення списку робочих частот сигналу при повній апріорній невизначеності і вирішенні завдання розпізнавання в умовах часткової невизначеності використовується його узгоджене розкладення в ряд на інтервалі модуляції за гармоніками та розв'язання систем лінійних алгебраїчних рівнянь. Іноді висувуються вимоги до тривалості сигналів, що аналізуються. Від їх тривалості залежить успішність рішення і, як наслідок, достовірність визначення списку робочих частот та вирішення завдань розпізнавання. Однак, на практиці ці вимоги не завжди можна задовольнити, тому в таких умовах виникає завдання розробки нових та удосконалення існуючих ефективних методів, алгоритмів і процедур, яке можна вирішити на основі математичної формалізації процесу вимірювання миттєвої частоти сигналів.

Проведений аналіз існуючих математичних моделей, що описують процеси визначення несучої частоти ДРВП засобами РМ, показав, що вони враховують тільки лінійні результати вимірювань. Це призводить до втрати таких властивостей отриманих оцінок, як ефективність, незміщеність, оптимальність, достовірність і однозначність, що, у свою чергу, призводить до погіршення точності та достовірності результатів вимірювання.

Саме тому у сучасних умовах особливої актуальності набуває завдання створення нового покоління інформаційно-вимірювальних технологій, методів, алгоритмів і процедур, за допомогою яких можна з високою роздільною здатністю, достовірністю і точністю здійснювати спостереження за складними видами радіовипромінювань. Ядром таких технологій повинне бути сучасні та ефективні методи й алгоритми визначення параметрів сигналів.

На підставі наведеного метою й основним змістом статті є висвітлення результатів розробки математичної моделі процесу вимірювання миттєвої частоти сигналів ДРВП фазометричними пристроями інтерференційного типу.

### 3 Виклад основного матеріалу

Слід звернути увагу, що під час ведення РМ отримуються не значення параметрів ДРВП, а їх оцінки, які повинні бути ефективними, незміщеними, оптимальними і однозначними [7]. Виконання цих вимог можна забезпечити застосуванням методу максимальної правдоподібності, який у більшості практичних випадків дає змогу отримати оцінки параметрів, близьких до ефективних. Однак при цьому необхідно знати щільності розподілу спостережень хоча б з точністю до кінцевої кількості параметрів і вид моделей завадових сигналів.

Для математичної формалізації процесу та розробки загальної процедури визначення миттєвого значення несучої частоти ДРВП доцільно скористатися саме методом максимальної правдоподібності, описаним в [7], як таким, що забезпечує отримання оцінок з відомою мінімальною дисперсією, яка, у свою чергу, дає змогу оцінити точність вимірювання через середньоквадратичну похибку і визначити довірчий інтервал похибок вимірювання. Для цього достатньо отримати рішення рівняння правдоподібності і знайти функцію від цього рішення, яка буде ефективною та незміщеною оцінкою несучої частоти сигналу.

Суть методу максимальної правдоподібності [8] полягає у тому, що для вибірки незалежних випадкових значень  $X_1, X_2, \dots, X_N$  з однаковою щільністю ймовірності  $f(X; A)$ , сумісна щільність ймовірностей усіх значень вибірки при фіксованих значеннях  $X_1, X_2, \dots, X_N$  є функцією правдоподібності

$$L(A) = \prod_{i=1}^N f(X_i; A).$$

Принцип максимуму правдоподібності полягає у виборі в якості шуканої оцінки параметрів сигналів такого її значення, при якому забезпечується найбільше значення функції правдоподібності.

У [7] наведено вираз для визначення функціоналу правдоподібності при обробці двох гармонічних сигналів  $x_1(t)$  і  $x_2(t)$  з невідомими амплітудою  $S$ , несучою частотою  $\omega_s$ , початковою фазою  $\varphi$  і напрямком надходження  $\beta$  (пеленгом).

Застосовуючи функціонал правдоподібності, можна отримати алгоритми оцінювання частоти сигналів ДРВП, але загальні рішення виявляються неоднозначними щодо очікуваних оцінок параметрів та складними для практичної реалізації. Як наведено у [7], параметр  $\omega_s$  входить до аргументу тригонометричних і показових функцій. Це значно ускладнює процедуру визначення і обумовлює необхідність пошуку більш простих для практичної реалізації методів і алгоритмів оцінювання параметрів сигналів ДРВП.

Як відомо [8], найпростішими і більш-менш ефективними є фазові методи визначення несучої частоти. Тому надалі доцільно розглянути часткові

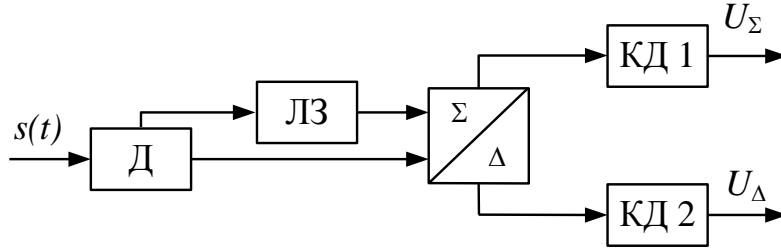


Рис. 1. Структурна схема для пояснення роботи частотоміра інтерференційного типу в дводетекторному виконанні

випадки їх застосування, визначити умови отримання ними однозначних оцінок параметрів і способи спільного застосування цих методів.

Особливості побудови вимірювачів частоти сигналів на основі фазометрів інтерференційного типу та його схемні рішення добре відомі [2]. Усі вони у своєму складі мають чотири детекторні секції, що суттєво впливає на масогабаритні показники пристроїв, їх вартість і надійність тощо. Тому розглянемо найпростішу структурну схему реалізації вимірювача частоти сигналів у дводетекторному виконанні і основні фізичні процеси у неї (рис. 1, де позначено: Д — дільник вхідного сигналу; ЛЗ — лінія затримки;  $\Sigma/\Delta$  - сумарно-різницевий каскад; КД — квадратичний детектор).

Припустимо, що на вхід схеми надходить простий гармонічний сигнал такого вигляду:

$$s(t) = S_0 \cos[\omega_0(t)t + \varphi(t)], \quad -\infty < t < \infty \quad (1)$$

де  $S_0$ ,  $\omega_0(t)$ ,  $\varphi(t)$  — амплітуда, частота і початкова фаза сигналу, відповідно.

Будемо вважати, що час інтегрування квадратичного детектора  $\tau_{\text{кд}}$  значно більший періоду частоти сигналу  $T_0 = 1/f_0$ , лінія затримки забезпечує затримку сигналу на час  $\tau_0$ , а значення  $S_0$ ,  $\omega_0(t)$ ,  $\varphi(t)$  є невідомими.

Сигнали на виходах квадратичних детекторів можна подати у такому вигляді:

$$U_\Sigma = \frac{1}{\tau_{\text{кд}}} \int_0^{\tau_{\text{кд}}} [s(t) + s(t - \tau_0)]^2 dt \approx 2S_0^2 \cos^2 \left( \frac{1}{2} \omega_0 \tau_0 \right)$$

$$U_\Delta = \frac{1}{\tau_{\text{кд}}} \int_0^{\tau_{\text{кд}}} [s(t) - s(t - \tau_0)]^2 dt \approx 2S_0^2 \sin^2 \left( \frac{1}{2} \omega_0 \tau_0 \right) \quad (2)$$

Для позбавлення залежності і впливу невідомого значення амплітуди сигналу введемо такі допоміжні нормовані величини:

$$\alpha_1 = \sqrt{\frac{U_\Sigma}{U_\Delta}} = \left| \operatorname{tg} \frac{1}{2} \varphi_0 \right|, \quad (3)$$

$$\alpha_2 = \sqrt{\frac{U_\Delta}{U_\Sigma}} = \left| \operatorname{ctg} \frac{1}{2} \varphi_0 \right|,$$

де  $\varphi_0 = 2\pi f_0 \tau_0$  — набіг фаз за рахунок різної затримки сигналу в каналах.

Графічні залежності цих значень, як функцій  $\varphi_0$  (це фактично амплітудно-фазова дискримінаційна характеристика вимірювача частоти), наведені на рис. 2, з якого видно, що  $\alpha_1$  і  $\alpha_2$  пов'язані з  $\varphi_0$  взаємодозвужною залежністю на таких інтервалах:

$$k \frac{\pi}{2} < \varphi_0 < (k+1) \frac{\pi}{2}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, n. \quad (4)$$

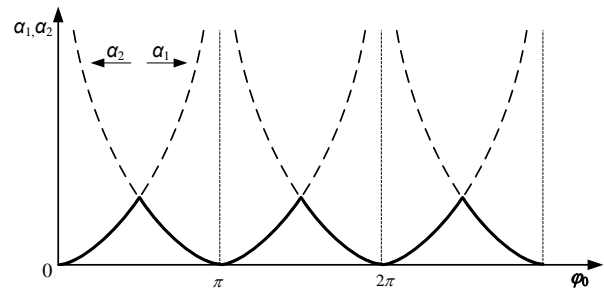


Рис. 2. Залежність значень  $\alpha_1$  і  $\alpha_2$  від значення набігу фази

Позначимо через  $f_{\min}$  та  $f_{\max}$  граничні значення для оцінюваних частот сигналів;  $\Delta F = f_{\max} - f_{\min}$  — діапазон вимірювання частот,  $f_{sr} = 0,5(f_{\max} + f_{\min})$  — їх середнє значення,  $\Delta F_0$  — частотна смуга вимірювача. З урахуванням наведеного, умову (4) можна записати:

$$k \frac{\pi}{2} = 2\pi f_{\min} \tau_0; \quad (k+1) \frac{\pi}{2} = 2\pi f_{\max} \tau_0 \quad (5)$$

$$\tau_0 = 1/(4\Delta F_0); \quad k = \frac{f_{\max}}{\Delta F_0} - 1.$$

У більшості випадків при веденні РМ значення  $\Delta F_0$  обирають рівною 500 МГц. Якщо, наприклад,  $f_{sr} = 1750$  МГц, то у цьому випадку згідно з (5)  $k = 6$  при затримці  $\tau_0 = 0.5$  нс. Таку затримку просто забезпечити за допомогою відрізка височастотного кабелю довжиною  $L \approx 12$  см.

Таким чином, якщо виміряти значення  $\alpha_1$  (або  $\alpha_2$ ), то за її значенням можна знайти фазу  $\varphi_0$ , яка пропорційна частоті:  $\varphi_0 = 2\pi f_0 \tau_0$ . Тобто залежність, що наведена на рис. 2, забезпечує отримання величин  $U_\Sigma$  і  $U_\Delta$ , за якими можна обчислити невідоме значення миттєвої частоти сигналу.

Все наведене викладено для умов, коли вимірювач обробляє корисні сигнали при відсутності завад. У реальних умовах на вході частотоміра присутня суміш корисного сигналу і шумової завади  $x(t) = s(t) + \xi(t)$ .

Розглянемо випадок, коли завада є білим гауссівським шумом з щільністю потужності  $N_0$  і оцінимо точність вимірювання частоти, вважаючи відношення сигнал/шум  $q$  достатньо великим.

За такими умовами вирази (2) набирають вигляду:

$$\begin{aligned} U_{\Sigma} &\approx 2S_0^2 \cos^2 \frac{1}{2} \varphi_0 + \delta_{\Sigma}; \\ U_{\Delta} &\approx 2S_0^2 \sin^2 \frac{1}{2} \varphi_0 + \delta_{\Delta}. \end{aligned} \quad (6)$$

$$\delta_{\Sigma} = \frac{2}{\tau_{\text{кд}}} \int_0^{\tau_{\text{кд}}} [s(t) + s(t - \tau_0) + \xi(t) + \xi(t - \tau_0)]^2 dt$$

$$\delta_{\Delta} = \frac{2}{\tau_{\text{кд}}} \int_0^{\tau_{\text{кд}}} [s(t) - s(t - \tau_0) + \xi(t) - \xi(t - \tau_0)]^2 dt, \quad (7)$$

де  $\tau_{\text{кд}}$  — час інтегрування квадратичного детектора.

При цьому маємо, що оцінки (3) будуть визначатися за такими співвідношеннями:

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= \sqrt{\frac{2S_0^2 \sin^2 \omega_0 \tau_0 + \delta_{\Delta}}{2S_0^2 \cos^2 \omega_0 \tau_0 + \delta_{\Sigma}}}; \\ \alpha_2 &= \sqrt{\frac{2S_0^2 \cos^2 \omega_0 \tau_0 + \delta_{\Sigma}}{2S_0^2 \sin^2 \omega_0 \tau_0 + \delta_{\Delta}}}. \end{aligned} \quad (8)$$

Якщо величини  $|\delta_{\Sigma}|$ ,  $|\delta_{\Delta}|$  значно менші їх складових в (3), то:

$$\alpha_1 = \left| \operatorname{tg} \frac{1}{2} \omega_0 \tau_0 \right| \cdot \left( 1 + \frac{1}{2S_0^2 \sin^2 \frac{1}{2} \omega_0 \tau_0} \delta_{\Delta} - \frac{1}{2S_0^2 \cos^2 \frac{1}{2} \omega_0 \tau_0} \delta_{\Sigma} \right); \quad (9)$$

$$\alpha_2 = \left| \operatorname{ctg} \frac{1}{2} \omega_0 \tau_0 \right| \cdot \left( 1 + \frac{1}{2S_0^2 \cos^2 \frac{1}{2} \omega_0 \tau_0} \delta_{\Sigma} - \frac{1}{2S_0^2 \sin^2 \frac{1}{2} \omega_0 \tau_0} \delta_{\Delta} \right).$$

Математичні очікування цих значень дорівнюють [7]:

$$E(\alpha_1) = \left| \operatorname{tg} \frac{1}{2} \omega_0 \tau_0 \right|; \quad E(\alpha_2) = \left| \operatorname{ctg} \frac{1}{2} \omega_0 \tau_0 \right|.$$

Дисперсія дорівнює такому значенню:

$$D(\alpha_1) = \frac{2}{q^2 \cos^4 \frac{1}{2} \omega_0 \tau_0}. \quad (10)$$

де  $q^2 = S_0^2 \tau_{\text{кд}} / N_0$  — відношення сигнал/шум за потужністю.

Аналогічно для  $\alpha_2$  отримаємо:

$$D(\alpha_2) = \frac{2}{q^2 \sin^4 \frac{1}{2} \omega_0 \tau_0}. \quad (11)$$

З отриманих виразів (10) і (11) видно, що дисперсія першого значення мала на інтервалі  $\varphi_0 \in (0, \pi/2)$ , а другого значення — на  $\varphi_0 \in (\pi/2, \pi)$ . Тоді для обчислення частоти на основі статистик  $\alpha_1$  і  $\alpha_2$  потрібно розв'язати рівняння відносно  $f_0$ :

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= \operatorname{tg} \frac{1}{2} \omega_0 \tau_0 \quad \text{при} \quad \alpha_1 \leq \alpha_2; \\ \alpha_2 &= \operatorname{ctg} \frac{1}{2} \omega_0 \tau_0 \quad \text{при} \quad \alpha_2 \geq \alpha_1. \end{aligned}$$

Тобто

$$f_0 = \begin{cases} f_{01} = \left\{ \frac{1}{\pi \tau_0} \operatorname{arctg} \alpha_1, \quad \text{при} \quad \alpha_1 \leq \alpha_2; \right. \\ \left. f_{02} = \left\{ \frac{1}{\pi \tau_0} \operatorname{arcctg} \alpha_2, \quad \text{при} \quad \alpha_1 > \alpha_2. \right. \end{cases} \quad (12)$$

Таким чином, наведені аналітичні залежності достатньо повно описують фізичні процеси вимірювання миттєвої частоти ДРВП на основі фазометричних пристроїв інтерференційного типу і у сукупності є шуканою математичною моделлю. Це забезпечить вирішення завдання розробки нових і удосконалення існуючих фазометричних методів вимірювання миттєвої частоти, а також отримання, на основі вибраного критерію, алгоритмів виявлення-вимірювання параметрів сигналів та синтезу структури відповідного пристрою обробки.

З урахуванням (8), (9) і (12) структурна схема частотоміру інтерференційного типу в дводетекторному виконанні буде мати вигляд, наведений на рис. 3, де  $(:)$  — пристрій ділення сигналів; СО — спецобчислювач.

Аналіз отриманих оцінок (12) свідчить, що при  $q^2 \gg 1$  статистики  $\alpha_1$  і  $\alpha_2$  мають однакові математичні очікування  $E = f_0$  та дисперсії:

$$\sigma_f^2 = \frac{2}{\pi^2 \tau_0^2 q^2} = \frac{2(\Delta F_0)}{\pi^2 q^2} \quad (13)$$

Таким чином, відповідно (13) середньоквадратична похибка вимірювання частоти дорівнюватиме такому значенню:

$$\sigma_f = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \Delta F_0 \frac{1}{S_0} \sqrt{\frac{N_0}{\tau_{\text{кд}}}}, \quad (14)$$

де враховано, що  $q^2 = \frac{S_0^2 \tau_{\text{кд}}}{N_0}$ .

Що стосується мінімально досяжної похибки вимірювання цього параметра, то вона відповідно (13) дорівнює такому значенню:

$$\sigma_{\min f} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} \Delta F_0 \frac{1}{S_0} \sqrt{\frac{N_0}{T_0}}, \quad (15)$$

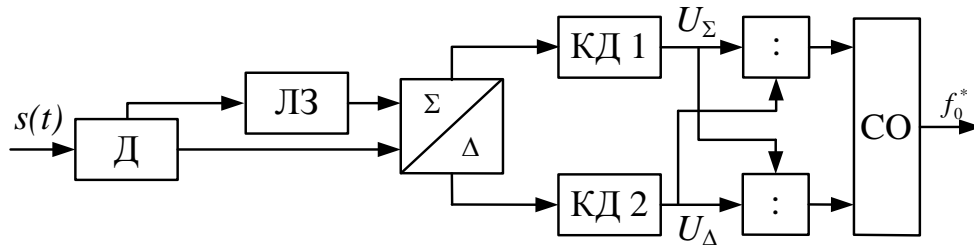


Рис. 3. Структурна схема частотомера інтерференційного типу в дводетекторному виконанні

де вираз (13) розділено на  $(2\pi)^2$ , з урахуванням того, що  $\omega_0 = 2\pi f_0$ ,  $q^2 = \frac{S_0^2 T_0}{N_0}$ ,  $\Delta F_0 = \frac{1}{T_0}$ .

Якщо порівняти вирази (14) і (15), то видно, що коефіцієнт завжди більш  $\sqrt{3} \approx 1,7$ . Значення  $\Delta F \gg \Delta F_0$ , тому що у широкосмуговому вимірювачі частоти смуга паралельного аналізу повинна бути значно більше ширини спектра вхідних сигналів (у засобах РМ, як правило,  $\Delta F_0 = 500$  МГц, а ширина спектра імпульсів дорівнює одиницям мегагерців). Крім того, стала часу квадратичного детектора  $\tau_{\text{кд}}$ , як правило, розраховується за умови прийому найкоротших імпульсів і становить десятки наносекунд, а тривалість вхідних сигналів  $T$  може сягати десятків мікросекунд. Тобто завжди виконується умова, що  $\tau_{\text{кд}} \ll T$ .

Аналіз наведених співвідношень (14) і (15) свідчить, що при вимірюванні частоти завжди  $\sigma_f \gg \sigma_{\text{min } f}$ . Це обумовлено тим, що вимірювання частоти ведеться в умовах значної апріорної невизначеності параметрів вхідних сигналів, що не дає змоги здійснювати їх узгоджену обробку.

Слід звернути увагу, що для підвищення точності вимірювання частоти у виразі (14) жодний з параметрів  $\Delta F_0$  та  $\tau_{\text{кд}}$  змінювати не можна. Зменшення  $\Delta F_0$  знизить можливості паралельного аналізу вимірювача за частотним діапазоном, а збільшення  $\tau_{\text{кд}}$  призведе до пропуску імпульсів малої тривалості.

## Висновки

Наведений у статті аналітичний підхід є математичною формалізацією фізичних процесів, що відбуваються при визначенні оцінок несучої частоти сигналів джерел радіовипромінювання під час ведення радіомоніторингу. Його використання дало змогу розробити математичну модель процесу вимірювання миттєвої частоти сигналів джерел радіовипромінювання фазометричними пристроями інтерференційного типу, а також надалі вирішити завдання синтезу частотомірів, що полягає в отриманні на основі вибраного критерію алгоритмів виявлення-вимірювання параметрів сигналів та визначення структури відповідного пристрою обробки.

Застосування функціонала максимуму правдоподібності дало змогу отримати ефективні і незміщені оцінки та алгоритми вимірювання миттєвої частоти сигналів, але загальні рішення виявляються неоднозначними щодо очікуваних оцінок параметрів та складними для практичної реалізації. Причиною цього є нелінійна ступенева та тригонометрична взаємозалежність параметрів, що обумовлює необхідність пошуку більш простих для практичної реалізації алгоритмів оцінювання частоти з використанням, наприклад, відомих процедур редукції.

Отримані аналітичні вирази для оцінок несучої частоти, які достатньо коректно і повно описують математичну модель процесу вимірювання параметрів сигналу фазовим частотоміром інтерференційного типу в дводетекторному виконанні, можуть бути використані для розробки нових і удосконалення існуючих методів миттєвого визначення несучої частоти джерел радіовипромінювання з подальшим синтезом пристроїв їх реалізації.

## 4 Перспективи подальшого розвитку дослідження

Одним з напрямів подальших досліджень можна вважати вирішення завдання отримання нових аналітичних залежностей в ході моделювання процесів, які відбуваються в пристроях, що проводять моноімпульсне пеленгування джерел радіовипромінювань джерел та об'єктів моніторингу.

## Перелік посилань

1. Ільяшов О.А. Оцінка інформативності моніторингових ознак і сигнатур та міри їх невизначеності при розпізнаванні джерел та об'єктів моніторингу в інформаційному середовищі телекомунікаційних систем / О.А. Ільяшов // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. — 2016. — № 67. — с. 77-83.
2. Рембовский А.М. Радиомониторинг. Задачи, методы, средства / А. М. Рембовский, А. В. Ашихмин, В. А. Козьмин ; под ред. А. М. Рембовского. — М. : Горячая линия-Телеком, 2010. — 624 с.
3. Ципоренко В.В. Дослідження безпошукового цифрового методу спектрального кореляційно-

інтерферометричного радіопеленгування з подвійним кореляційним обробленням / В. В. Ципоренко // Всеукраїнський міжвідомчий науково-технічний збірник «Радіотехніка». — № 170. — 2012. — С. 172-179.

4. Радзиевский В.Г. Обработка сверхширокополосных сигналов и помех. / В.Г. Радзиевский, П.А.Трифонов. — М.: Радиотехника, 2009. — 288 с.
5. Логачев С.В. Дослідження методів ідентифікації радіотехнічних вимірів при супроводі близько розташованих об'єктів / С.В. Логачев, Г.В. Худов, Р.В. Дзюбчук / Збірник наукових праць Житомирського військового інституту імені С.П. Корольова. — 2013. — №8. — С. 47-53.
6. Слободянюк П. В. Довідник з радіомоніторингу / П. В. Слободянюк, В. Г. Благодарний, В. С. Ступак; під. заг. ред. П. В. Слободянюка. — Ніжин : ТОВ «Видавництво «Аспект-Поліграф», 2008. — 588 с.
7. Светозаров В.В. Основы статистической обработки результатов измерений / В.В. Светозаров.- М.: МИФИ, 2005. — 400 с.
8. Ткалич В.Л., Лобковская Р.Я. Обработка результатов технических измерений / В.Л. Ткалич, Р.Я.Лобковская. — СПб.: СПбГУ ИТМО, 2011. — 72 с.

## References

- [1] Iliashov, O. A. (2016) The evaluation of monitoring informative features, signatures and the measures of their ambiguity during recognition objects and sources of monitoring in the information environment of telecommunication systems. *Visn. NTUU KPI, Ser. Radiotekh. radioaparaturbuduv.*, no. 67, pp. 77-83. (in Ukrainian).
- [2] Rembovskii A. M. ed., Ashikhmin A. V. and Koz'min V. A. (2010) *Radiomonitoring. Zadachi, metody, sredstva* [Radiomonitoring - tasks, methods, tools], Moscow, Goryachaya liniya-Telekom, 624 p.
- [3] Tsyropenko V. V. (2011) Bezposhukovyi tsyfrovyyi metod spektralnogo koreliatsiino-interferometrychnoho radiopelenhuvannia z podviinym koreliatsiinym obroblienniam. *Radiotekhnika KhNURE*, No 167, pp. 73-77.
- [4] Radzievskii V.G. and Trifonov P.A. (2009) *Obrobotka sverkhshirokopolosnykh signalov i pomekh* [Processing of ultra-wideband signals and interference]. Moscow, Radiotekhnika, 288 p.
- [5] Logachov S. V., Hudov G. V. and Dz'ubchuk R. V. (2013) The research of the methods for identification of radiotechnical measurements accompanied by closely located space objects. *Problemy stvorennia, vyprobuvannia, zastosuvannia ta ekspluatatsii skladnykh informatsiinykh system*, No 8, pp. 47-53. (in Ukrainian)
- [6] Slobodianiuk P. V. ed., Blahodarnyi V. H. and Stupak V. S. (2008) *Dovidnyk z radiomonitorynhu* [Radiomonitoring Handbook], Nizhyn, Aspekt-Polihrad, 588 p.
- [7] Svetozarov V.V. (2005) *Osnovy statisticheskoi obrabotki rezul'tatov izmerenii* [Basics of statistical processing of measurement results], Moscow, MIFI, 400 p.
- [8] Tkalich V.L. and Lobkovskaya R.Ya. (2011) *Obrobotka rezul'tatov tekhnicheskikh izmerenii* [Processing of technical measurement results], SPb., SPbGU ITMO, 72 p.

## Математическая модель процесса измерения мгновенной частоты источников радиоизлучений фазометрическими устройствами интерференционного типа

Войтко В. В., Ільницький А. І.

В статье приведен аналитический подход, который является математической формализацией физических процессов, которые происходят при определении оценок несущей частоты источников радиоизлучения во время ведения радиомониторинга. Разработана математическая модель процесса измерения мгновенной частоты источников радиоизлучения фазометрическими устройствами интерференционного типа и решено задание определения структуры соответствующего устройства. Полученные аналитические выражения могут быть использованы для разработки новых и усовершенствования существующих методов мгновенного определения несущей частоты источников радиоизлучения с дальнейшей разработкой устройств их реализации.

*Ключевые слова:* математическая модель; мгновенная частота; источник радиоизлучения; сигнал; устройство; детектор

## Mathematical model of instantaneous frequency measuring process of radioemission phasemeasuring sources by interference type devices

Voitko, V. V., Ilnytskyi, A. I.

**Formulation of the problem.** The question of determination of the instantaneous significance of the radio emission sources' carrier frequency in the conditions of high aprior uncertainty of signal parameters and the limited resource potential of radiomonitoring forces and means is an actual scientific and practical task. Analysis of recent researches and publications. An analysis of existing mathematical models describing the processes of determining the carrier frequency of radio emission sources has shown that they take into account only linear results of measurements. In modern conditions, the task of creating a new generation of informational-measuring technologies, methods, algorithms and procedures becomes a special urgency.

**Main material.** For the mathematical formalization of the process and the development of a general procedure for determination of the instantaneous significance of the radio emission sources' carrier frequency, it is advisable to use the method of maximum likelihood.

**Conclusion.** The analytical approach, that is a mathematical formalization of physical processes which take place at determination of estimations of bearing frequency of radioemission sources during the radiomonitoring, is shown in the article. The got analytical expressions can be used for development of new and improvement of existent methods of instantaneous determination of bearing frequency of radioemission sources with further development of devices of their realization.

*Key words:* mathematical model; instantaneous frequency; sources of radioemission; signal; device; detector