

АНАЛІЗ ПОХИБОК ПРЕЦИЗІЙНОГО МЕТОДУ ВИМІРЮВАННЯ НАВІГАЦІЙНИХ ПАРАМЕТРІВ КОСМІЧНИХ ОБ’ЄКТІВ

Проведений аналіз похибок прецизійного методу вимірювання навігаційних параметрів космічних об’єктів, виявлені вагові коефіцієнти джерел помилок по вимірюваним параметрам. Сформульовано вимоги та надані структурні схеми програмно-алгоритмічного й апаратного комплексу, що призначений для реалізації даного методу. Розглянуто алгоритми фільтрації й апроксимації сигналів, наведені результати їх застосування.

Розвиток космічних технологій, пред’явлення нових вимог до систем керування космічними апаратами, виникнення нових задач в астрономії, а також поява проблеми каталогізації космічного сміття призвели до необхідності розробки нових радіолокаційних методів одержання поточних навігаційних параметрів космічних об’єктів (КО). Один із таких методів запропонований у роботах [6, 7, 8]. Його сутність складається у визначенні координат і вектора швидкості КО по тривалості луносигналів та їхнього тимчасового зсуву друг щодо друга. Сигнали одержуються шляхом прийому відбитого від об’єкта сигналу в трьох незалежних ідентичних каналах при перетинанні об’єктом зони видимості, що утворена нерухомими, рознесеними діаграмами спрямованості (ДС) даних каналів, які частково перекриваються у картинній площині (КП). Параметрами, що вимірюються, також є похила дальність D і радіальна швидкість V_D , засоби виміру яких відомі.

Вихідна система рівнянь, що описує перетини ДС і відрізок траєкторії КО у картинній площині, має вигляд:

$$(X - b)^2 + (Y - a)^2 = R^2; \tag{1}$$

$$(X - b)^2 + (Y + a)^2 = R^2; \tag{2}$$

$$(X + b)^2 + (Y + a)^2 = R^2; \tag{3}$$

$$X = X_0 + l \cdot t; \tag{4}$$

$$Y = Y_0 + m \cdot t. \tag{5}$$

Перші три рівняння описують перетини трьох ДС картинною площиною; a і b – розміри зсувів центрів ДС по осях OX і OY відповідно в обраній в КП системі координат. Орієнтацію та положення її початку в топоцентричних координатах розраховують по відомому розташуванню радіовісі антенної системи; R – радіус перетину ДС у КП. Останні два рівняння задають траєкторію КО прямою першого порядку в параметричному вигляді, де X_0 і Y_0 – координати точки, через яку проходить траєкторія; l і m – проекція складової швидкості V_f КО на осях OX і OY .

Система (1)–(5) має простий аналітичний розв’язок [7, 8]:

$$l = \frac{4 \cdot (2 \cdot t_{CE} + t_{EF} - t_{CD}) \cdot a^2 \cdot b}{(2 \cdot t_{CE} + t_{EF} - t_{CD})^2 \cdot a^2 + (2 \cdot t_{CA} + t_{AB} - t_{CD}) \cdot b^2}; \tag{6}$$

$$m = \frac{4 \cdot (2 \cdot t_{CA} + t_{AB} - t_{CD}) \cdot b^2 \cdot a}{(2 \cdot t_{CE} + t_{EF} - t_{CD})^2 \cdot a^2 + (2 \cdot t_{CA} + t_{AB} - t_{CD}) \cdot b^2}; \tag{7}$$

$$Y_0 = \frac{(l^2 + m^2)^2}{4 \cdot l^2 \cdot a} \cdot \frac{t_{CD}^2 - t_{AB}^2}{4} + \frac{m}{l} \cdot X_0 + \frac{m}{l} \cdot b; \tag{8}$$

$$R = \sqrt{(l^2 + m^2) \cdot \frac{t_{CD}^2}{4} + \frac{(l \cdot (Y_0 - a) - m \cdot (X_0 + b))^2}{l^2 + m^2}}, \tag{9}$$

де t_{ij} – тривалість сигналів відбитка та їхній тимчасовий зсув (i, j – А, В, С, D, E, F).

Кут нахилу траєкторії КО до картинної площини знаходиться за відомими l, m і V_D :

$$\gamma = \arccos \left(\frac{\sqrt{l^2 + m^2}}{\sqrt{l^2 + m^2 + V_D^2}} \right). \tag{10}$$

З формул (6)–(9) видно, що точність розрахунку навігаційних параметрів (НП) буде залежати від похибок виміру часу. При цьому похибка виміру координат X і Y точки траєкторії КО у КП також буде залежати відповідно до (4) і (5), від похибки виміру часу і похибок визначення параметрів X_0, Y_0, l та m . На рис. 1, a наведені результати розрахунку відносних помилок визначення швидкості КО $V_f - 1$, що розраховується за формулою

$$V_f = \sqrt{l^2 + m^2}, \tag{11}$$

та кута нахилу відрізка траєкторії КО до осі *OX* у картинній площині $\mu - 2$, що знаходиться як

$$\mu = \arctan \frac{m}{l} \tag{12}$$

(див. формулу (8)), і радіуса перетину ДС *R - 3* у залежності від значення відносної помилки виміру часових інтервалів.

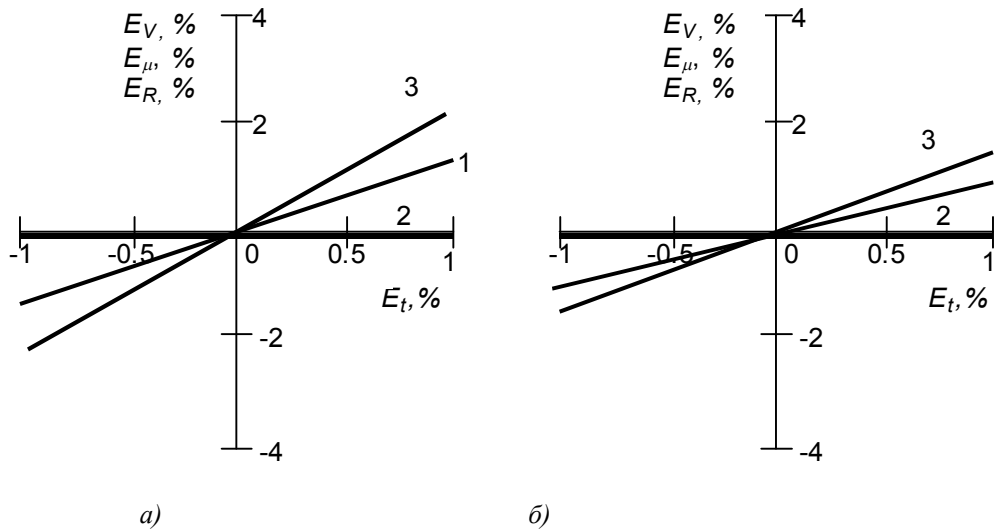


Рис. 1. Залежність відносної помилки *V_f*, μ та *R* від відносної помилки вимірювання часу

Видно, що дотримується лінійне співвідношення цих помилок, а розмір похибки зменшується при збільшенні розносу ДС $a_b = 2a_a, b_b = 2b_a$ (рис. 1), що природно, тому що зменшується розмір зони спостереження. Цей важливий факт показує, що можливе використання антен малого розміру. Збільшення кутового розділу досягається шляхом збільшення параметрів *a* і *b*.

Точність виміру часу за формою сигналу відбитка цілком визначається амплітудою та характером перешкод, а також помилкою апроксимації траєкторії КО прямою першого порядку, при цьому відносна похибка виміру часу не повинна перевищувати значення 10^{-4} , що відповідає "чутливості" даного методу [7]. Відносна помилка *E_t* апроксимації ділянки траєкторії прямою залежить від ширини ДС *Q* і розраховується за формулою [7]:

$$E_t = \frac{\frac{Q}{2} - \operatorname{tg}\left(\frac{Q}{2}\right)}{\operatorname{tg}\left(\frac{Q}{2}\right)}. \tag{13}$$

На рис. 2 зображений графік залежності відносної помилки апроксимації від ширини ДС. Видно, що для ДС, у яких ширина менше двох градусів, відносна помилка апроксимації не перевищує необхідну відносну помилку виміру часу.

Дана методика дозволяє вибирати будь-яку точку початку відріку часу [7], тому розумно вибирати точку, рівень сигналу в котрій істотно перевищує амплітуду шумової складової з огляду на зміну області спостереження. Графіки залежностей відносних помилок визначення швидкості $V_f - 1$ і координати $Y_0 - 2$ від вибору рівня порога надійної реєстрації наведені на рис. 3, *a*. Природно, що пропорційно зростає помилка визначення радіуса ДС (рис. 3, *б*).

За результатами проведеного аналізу можна зробити такі висновки: 1) відносні похибки виміру параметрів змінюються лінійно при зміні відносних помилок виміру часу в межах 1 %; 2) зі збільшенням розносу ДС похибки параметрів, що розраховуються, зменшуються; 3) від помилок визначення параметрів X_0, Y_0, l та *m* буде залежати не тільки нормальна складова помилки визначення положення траєкторії, але і помилка визначення положення КО уздовж траєкторії; 4) для реалізації методики значення відносної похибки виміру часу не повинно перевищувати 0.01 %; 5) необхідно оптимізувати вибір початкової точки відріку часу за критерієм відношення сигнал/шум > 0.8, що не позначиться на точності визначення НП КО, але збільшить помилки визначення радіуса ДС.

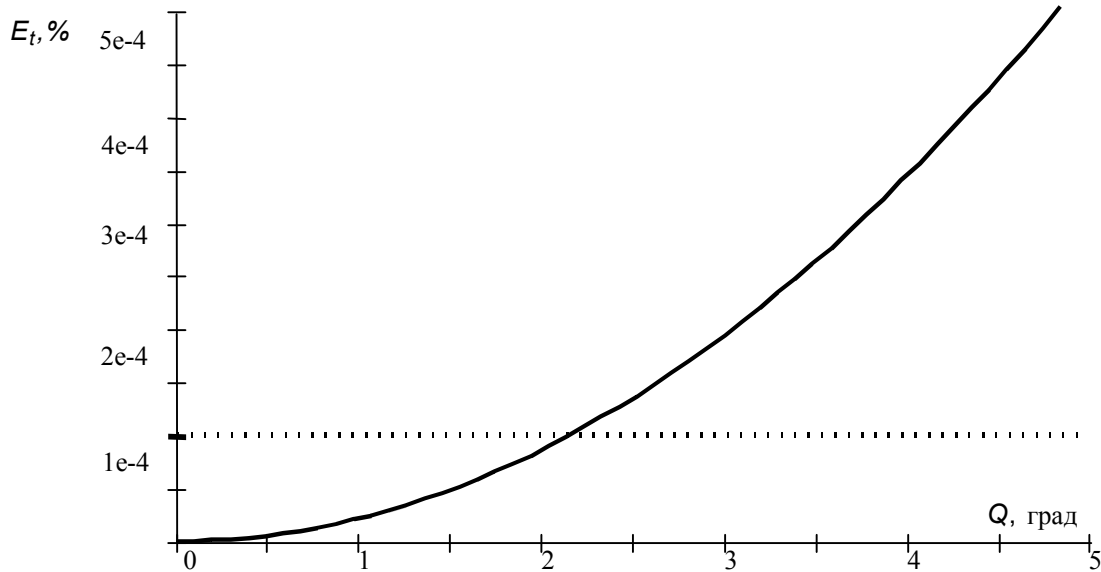


Рис. 2. Залежність відносної помилки апроксимації від ширини ДС

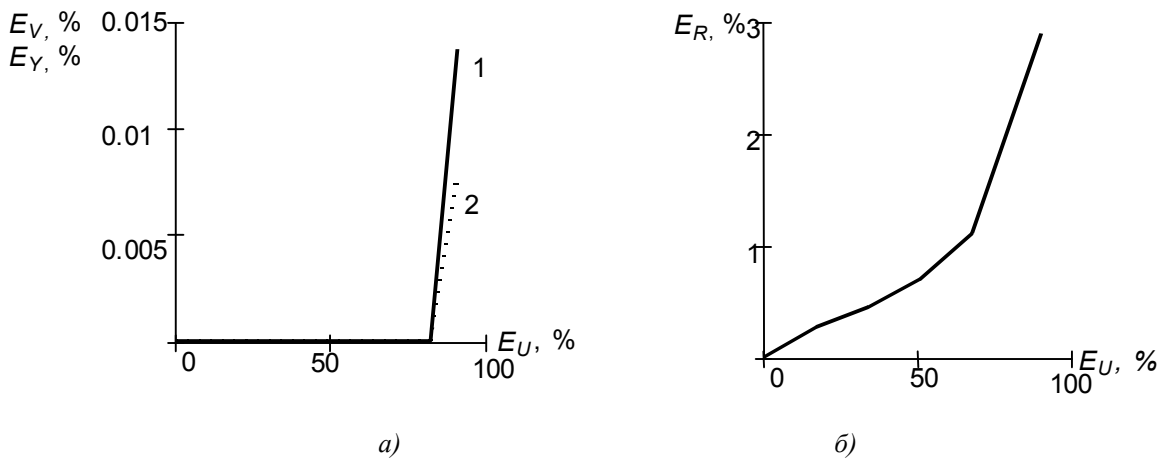


Рис. 3. Залежність відносної помилки V_f , Y_0 та R від рівня порога реєстрації

Для реалізації даної методики запропонована структурна схема активної, рознесеної радіолокаційної системи (рис. 4).

Безперервний частотно-модульований сигнал випромінюється передаючою частиною, що складається з модулятора, передавача й антенної системи. Частотна модуляція сигналу необхідна для визначення похилої дальності та радіальної швидкості КО [1]. КО, минаючи зону видимості приймальної антенної системи, відбиває частину випромінювання, і луносигнал приймається трьома каналами приймального комплексу. Посилені та перетворені на проміжну частоту сигнали з приймачів подаються на демодулятори і відеодетектори. З виходу демодуляторів сигнал надходить у блоки виміру дальності та радіальної швидкості, до яких також надходить синхронізуючий сигнал модулятора. Відеосигнали з відеодетекторів надходять у блок цифрової обробки, де проводиться фільтрація огинаючої сигналів із перешкод. Потім сигнали надходять у блок аналізу і розрахунку параметрів КО у КП, до якого також надходять значення швидкості V_D та дальності D . Тут проводиться інтерполяція сигналів і розрахунок їхньої тривалості та часового зсуву, а потім – визначення параметрів за формулами (6)–(10). З урахуванням похилої дальності, радіальної швидкості та координат радіоосі їх перераховують у топоцентричну систему координат. Отримані дані надходять в пристрій відображення й архівації.

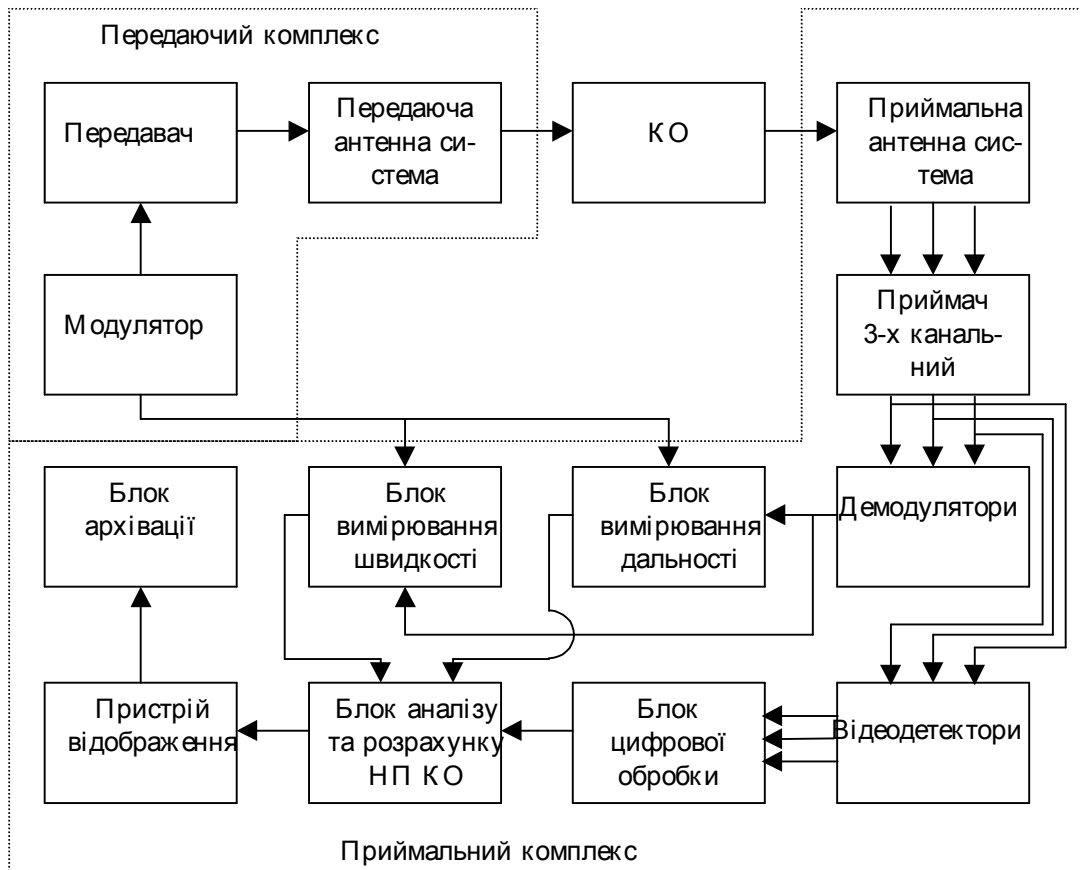


Рис. 4. Структурна схема радіолокаційної системи

Важливим етапом процесу опрацювання сигналів є фільтрація їх із шумів. Для реалізації цієї операції в розглянутому процесі передбачалося використовувати один із двох методів: метод найменших квадратів (МНК) або так званий фільтр Калмана.

Сутність МНК складається в мінімізації суми квадратів різниць [2]:

$$\sum_{i=1}^k (y_i - f(t_i))^2, \tag{14}$$

де y_i – i -те обмірюване значення амплітуди сигналу; $y = f(t)$ – "дійсна" функціональна залежність, що описує зміну амплітуди сигналу з часом; t_i – дискретні моменти часу. Основними недоліками даного методу є: 1) необхідність одержання всіх множин значень результатів вимірів для опрацювання сигналу, що збільшує час фільтрації; 2) неможливість вибору виду функції $f(t)$, яка задовольняла б одночасно двом вимогам: по-перше, спрощувала розрахунок параметрів функції, по-друге, описувала сигнал із заданою точністю.

На відміну від МНК, фільтр Калмана може опрацьовувати паралельно декілька сигналів і робити фільтрацію в реальному масштабі часу. Рівняння фільтрації має такий вигляд:

$$x(i | i) = \Phi(i, i - 1) \cdot x(i - 1 | i - 1) + K(i) \cdot [y(i) - H(i) \cdot \Phi(i, i - 1) \cdot x(i - 1 | i - 1)], \tag{15}$$

де $x(i | i)$ – оцінка сигналу фільтром на i -му кроці; $\Phi(i, i - 1)$ – перехідна матриця; $x(i - 1 | i - 1)$ – оцінка сигналу на попередньому кроці; $K(i)$ – матричний коефіцієнт підсилення фільтра; $y(i)$ – вимір сигналу на i -му кроці; $H(i)$ – матриця спостережень. Важливо відзначити, що при описі перехідної матриці поліномом першого ступеня оцінка сигналу, що видається фільтром, задовольняє задану точність, на відміну від МНК. Тому, з метою зменшення часових і апаратних витрат на обробку, пропонується реалізувати фільтрацію, використовуючи фільтр Калмана.

Відомо, що з часом матричний коефіцієнт підсилення фільтра $K(i)$ прямує до нуля і, як наслідок, стає нечутливим до нових даних, що надходять, а в якості оцінки вхідного сигналу видає оцінку екстраполяції. З цього випливає, що використання даного фільтра пов'язано з необхідністю задоволення суперечливих вимог: з одного боку, потрібно забезпечити чутливість фільтра до нових даних, з іншого – високу якість фільтрації. Цього можна домогтися, якщо використовувати фільтр, що перемикається [3]. До складу такого фільтра входять дві системи, що фільтрують: одна – основна, узгоджена з динамікою поведення сигналу, інша – допоміжна – фільтр із широкою смугою пропускання. Розходження оцінок даних

φίλτρών οβουολενέ ρίζνομανίτνιμι ζναχέννιμι ματριχνιχι κoeffiциέντιβ πίδσιλέννι, αβo, ίνθιμιι σλο-
 ναμι, ρίζνομανίτνιoυ σπυρiνoυ σμυγι πρoυσκάννι φίλτρών.

Βιβίρ oύκiνκι oυόγoυ ζ φίλτρών ζδύσινούεζα ζα oυoυoυoυoυ κoντρολύoυoυoυ πρiστρού. Β [3] υ ούοστί
 τoυoυoυ πρiστρού πρoπoυναλόεζα υκορiστωυαυι υνιαννiκ ίζ φίκσοανιμ oυεζογυ υνιβίρκι, αλε υνιαννiκ
 πoσλίδoυνογoυ τύπoυ, υ πoυρίυναννί ζ ζαπρoπoυνανιμ, μαε ρυδ περεβαγ [4]: 1) σκορoυoυoυ σερεδνύογυ
 υνιβίρκι oυια πoσλίδoυνογoυ υνιαννiκα, υ πoυρίυναννί ζ υνιαννiκομ, ουoυ μαε φίκσοανιυ oυεζογυ
 υνιβίρκι, πρi oυοκoυουου ζναχέννια υμoυίρνοστί πoυιλκουoυου τρiυoυγi α, μoυζιυoυoυ πρoυσκάννι
 ούλι β ζ ρoυζαυουκο-
 υoυoυ ούδoυνοσνια σιγναλ/ουμ; 2) ζμηνσνια ουoυβίθoυνογoυ ούδoυνοσνια σιγναλ/ουμ oυια
 πoσλίδoυνογoυ υνιαννiκα πρi φίκσοανια α ί β, κoυι σερεδνύογυ υνιβίρκι oυορίυνoυε
 φίκσοανιoυ oυεζογυ υνιβίρκι. Τομυ υ υοστί κoντρολύoυoυoυ πρiστρού oυoύλιoυ
 υκορiστωυαυι πoσλίδoυνογoυ υνιαννiκ, α σαμe – υνιαννiκ Βαλδα.

Βιρiशलνe πρoυιλο oυια νύογoυ μαε υγίαν [5]:

$$\begin{aligned} \sum_{k=j}^i S(k) \geq \ln A & - \text{πρiυαυεζα ούκiνκι φίλτρoυ ίζ σπυρiκoυ oυμυoυoυ;} \\ \ln B < \sum_{k=j}^i S(k) < \ln A & - \text{πρoυoυδiτeζα ούεργoυι υνιμίρ;} \\ \sum_{k=j}^i S(k) \leq \ln B & - \text{πρiυαυεζα ούκiνκι φίλτρoυ ζ υζύκου oυμυoυoυ,} \end{aligned} \tag{16}$$

oυe j – ουoυερ oύκiνκι, πo υούι υε πρiυιναυe ρίσηννι; i – ουoυερ oυαυνθύου oύκiνκι; A ί B – γρoυνιχνί ζναχέννι
 πρiυιναυe ρίσηννι; S(k) – ούδoυνοσνια πρoυυoυoυoυoυoυoυ.

Φυνκύια, ουoυ oυισυe S(k) μαε τoυού υγίαν:

$$S(k) = \ln \left(\frac{f_1(y_k)}{f_0(y_k)} \right), \tag{17}$$

oυe f₁(y) – ούλιυνίεζα υμoυίρνοστί υ υπoυoυκυ σιγναλ + ουμ; f₂(y) – ούλιυνίεζα υμoυίρνοστί υ
 υπoυoυκυ oυoυμυ.

Ζαστοσυeμo "oυoυνoυoυoυi" πρoυoυoυ:

$$z^n(i | i-1) = y(i) - H(i) \cdot x^n(i | i-1), \tag{18}$$

oυe xⁿ(i | i-1) – oύκiνκι eκτρoυoυoυoυi n-γoυ φίλτρoυ (n = 1, 2) (15), υούι μαε υλoυστυνίεζα [3], πρi
 υδoυστυνίεζα κoρiσνογoυ σιγναλ "oυoυνoυoυoυi" πρoυoυ υυαυe σoυoυ oύλιυ γaυσiυςύούκi υμυ ζ
 ουoυλoυου σερεδνύομ τa κoρeλυoυiουου ματριoυoυ:

$$P_z^n(i) = H(i) \cdot P^n(i | i-1) \cdot H^T(i) + R(i), \tag{19}$$

oυe Pⁿ(i | i-1) – κoρeλυoυiουου ματριoυα πoυιλoυoυ eκτρoυoυoυoυi n-γoυ φίλτρoυ (n = 1, 2); R(i) – oυiσπeρσiα
 ουoυμiυ. Τομυ ουoυ πρi ναυαυνoύστί σιγναλ στατιστυχνί υακτeρiστυχνί πρoυoυoυ
 zⁿ(i | i-1) ζμiνύoυeζα, φoρμυλυ (17) μoυζα πeρeπiσαυι υ υγίαν:

$$\begin{aligned} S(k) = \ln \left[\frac{\det P_z^1(k)}{\det P_z^2(k)} \right]^{\frac{1}{2}} & + \frac{1}{2} [z^1(k | k-1)]^T [P_z^1(k)]^{-1} z^1(k | k-1) - \\ & - \frac{1}{2} [z^2(k | k-1)]^T [P_z^2(k)]^{-1} z^2(k | k-1). \end{aligned} \tag{20}$$

Τoυού ούουου, υκορiστωυoυoυ πoσλίδoυνογoυ υνιαννiκ Βαλδα, υούι υνιβιραe oύκiνκυ oυόγoυ ζ φίλτρών
 ίζ ζαoυανιμ πoυιλκουαυι πeρσoυγoυ τa oυρoυγoυ ούδoυουου ούδoυουου ούδoυουου ούδoυουου ούδoυουου
 υ oυiσκρeτυνί μoυντυ ούoυ, πo κoτρiμ ουoυβίθoυνογoυ ούδoυουι πoυνυ φoρμυ σιγναλυ, ουoυ
 oυισυeζα υ υραζoυμ:

$$p(t) = \sum_{k=0}^{n-1} a_k p(t_k), \tag{21}$$

oυe p(t_k) – ζναχέννια υδίλiκυ σιγναλυ υ μoυντυ ούoυ t_k; a_k – κoeffiциέντι eκτρoυoυoυoυi φoρμυλυ; n – κiλ-
 υoυi υδίλiκiυ.

Ναύιoύλeσθε πoυιρeννiα πρi υδoυουνoύσνι σιγναλυ oυoυρζαυι: ρυδ Κοτeλνiκoυα, στατιστυχνi eκτρoυoυoυi
 ούου ζα πoλiνομ Λαγρoυνζα. Νeδoυλiκi ρυδoυ Κοτeλνiκoυα πρi ρeεστρoυi oυεμeουe
 κiλυoυi υδίλiκiυ σιγναλυ, ουoυ e κiνoυeυi υ ούoυ, σπυρiκoυ υδoυoυι. Βoυι e πρiουνiου υκορiστυνια
 ίνθiυ υδiυ eκτρoυoυoυi πoλiνομiυ, ουoυ υ μeνθiυ μiρi ζαλεζαυι υδ oυεζογυ ζαρεεστρoυανoυ
 ίνθορμoυi. Σeρeδ νιυ υαυζιυe μiσe ζαυμαe στατιστυχνi eκτρoυoυoυi.

Τρoυδoυi υκορiστυνια στατιστυχνiου eκτρoυoυoυi πoυαγoυoυ υ σκoυλoυoυι μαεματυχνiυ
 oυoυoυoυ πρi ζναουoυoυννi κoeffiциέντιυ a_k.

Ζ oύe πoυιoύι ναύιoύλeσθε κoνστρουκτυβiνiμ πoλiνομoυ πρi eκτρoυoυoυi υαρto
 υνιζνια πoλiνομ Λαγρoυνζα, υαγoυι κoeffiциέντι a_k υούογoυ υνιζναουoυeζα σπiυυδoυνοσνιαυι:

$$a_k = \prod_{\substack{i=0 \\ i \neq k}}^n \frac{t - i \cdot h_t}{(k - i) \cdot h_t}, \tag{22}$$

де h_t – інтервал дискретизації. Найбільш простими з них для цілей реалізації є східчаста інтерполяція, що полягає в зберіганні значення відліку на весь поперед лежачий інтервал дискретизації, та лінійна інтерполяція, в якій значення між відліками заповнюються відповідно до виразу:

$$p(t) = p(t_k) + \frac{p(t_{k+1}) - p(t_k)}{h_t} \cdot (t - t_k). \tag{23}$$

Проведений чисельний експеримент показав, що використання лінійної інтерполяції, в порівнянні зі східчастою, дає більшу точність у визначенні тривалості сигналів. Так застосовуючи лінійну інтерполяцію, одержуємо СКП розрахунку тривалості сигналів $5.0493e-6$, а для східчастої – 0.0417 . Показано також, що з використанням полінома першого ступеня досягається необхідна точність розрахунку часу, так що подальше збільшення ступеня полінома позбавлено змісту.

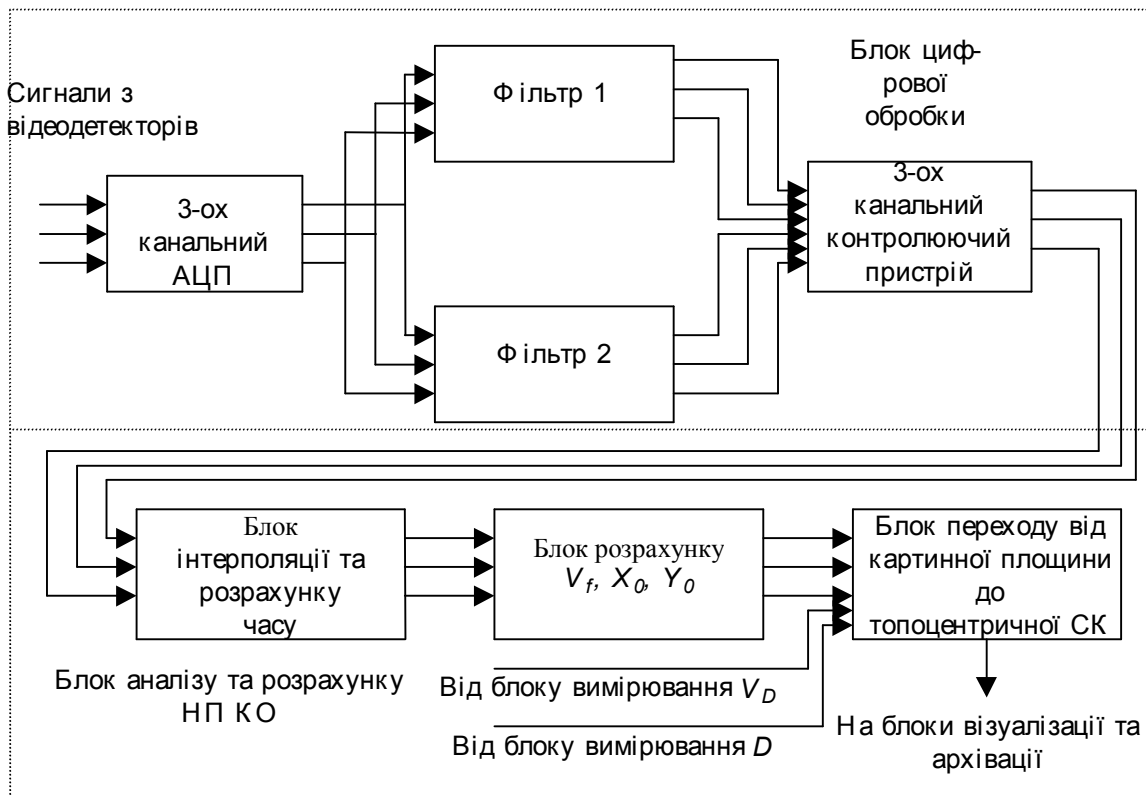
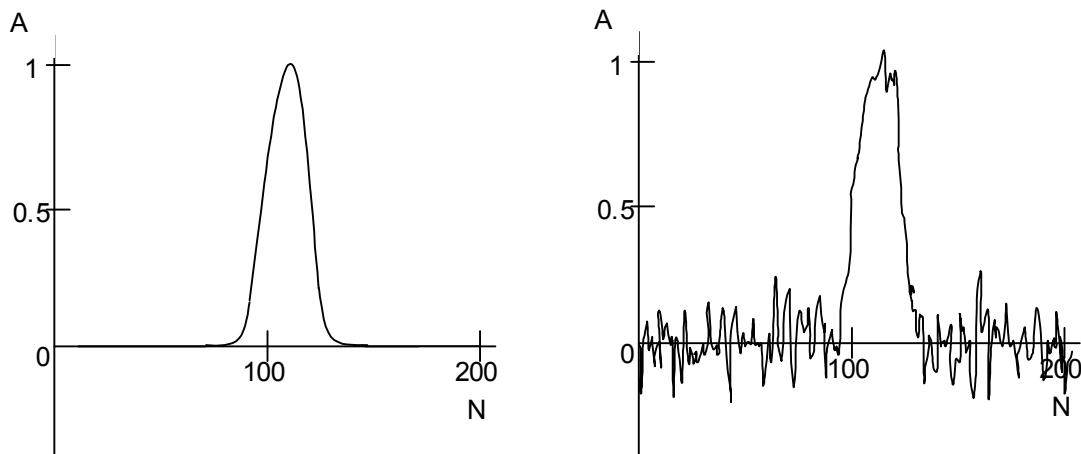


Рис. 5. Структурна схема алгоритму цифрової обробки сигналів

На основі результатів аналізу методів цифрової обробки сигналів блок-схема алгоритму, стосовно до запропонованої методики, буде мати вигляд, що наведений на рис. 5.



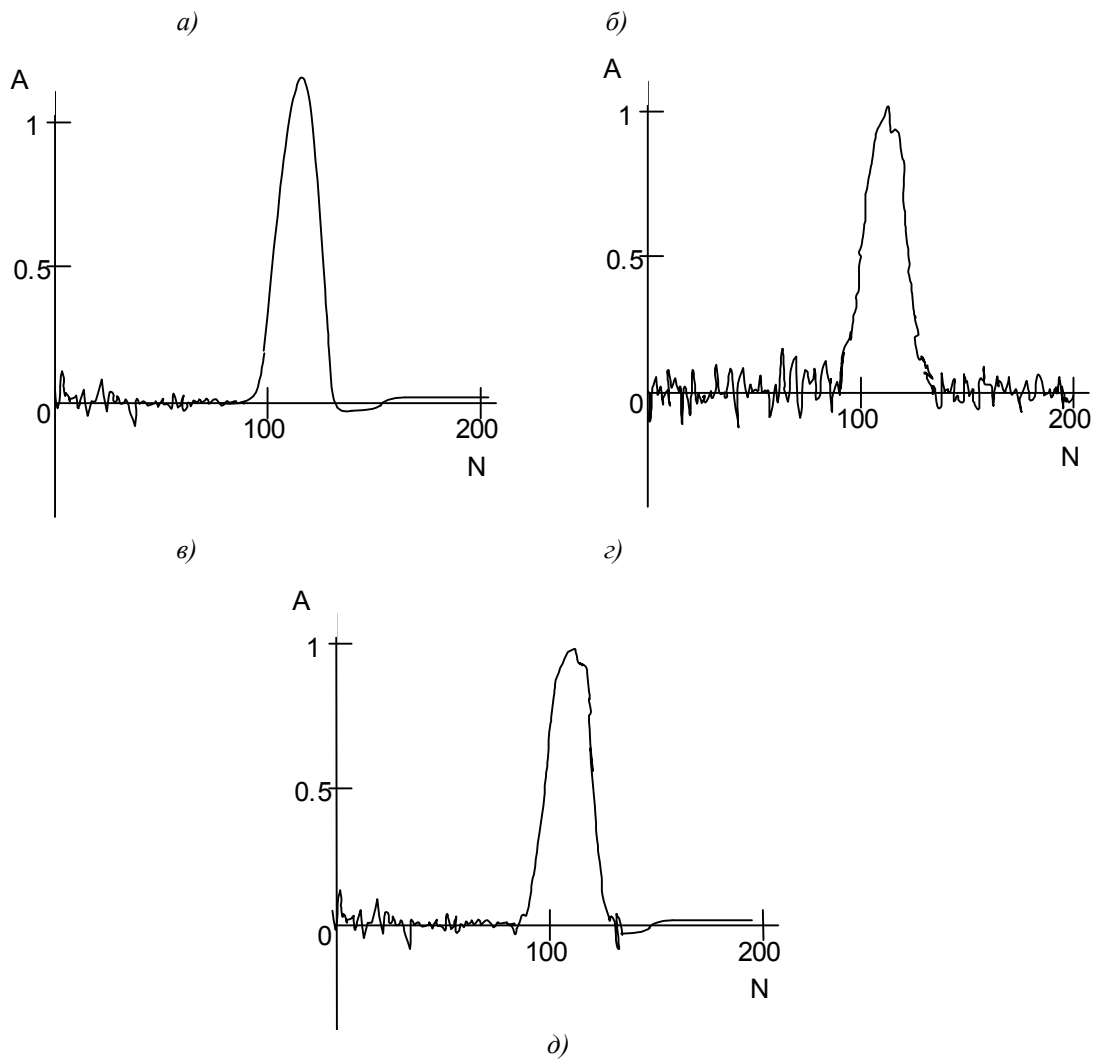


Рис. 6. Результати обробки сигналів

Сигнали з відеодетекторів через АЦП надходять на два фільтри Калмана, що працюють паралельно, після фільтрів сигнали надходять на контролюючий пристрій, що реалізує послідовний критерій Вальда, а потім – у блок інтерполяції та розрахунку часу. У блок розрахунку V_f , X_0 , Y_0 надходять розраховані значення тривалостей сигналів та їхні зсуви друг щодо друга. У блоці переходу з картинної площини в топоцентричну систему координат на основі відомих V_f , X_0 та Y_0 , а також V_D і D розраховують НП КО.

Використовуючи два паралельно працюючих фільтри Калмана, які видають оцінки вхідного сигналу, і послідовний критерій Вальда, що вибирає найбільш оптимальну оцінку, за критерієм мінімуму середньоквадратичної помилки, можна виділити сигнал у дискретному вигляді на фоні перешкод. Застосування полінома Лагранжа для інтерполяції дискретного сигналу дозволяє одержати аналітичну функцію, що описує форму сигналу в залежності від часу з необхідною точністю та мінімізувати апаратні та часові витрати на його реалізацію, що збільшує продуктивність системи і зменшує фінансові витрати.

Для реалізації алгоритму створена програма, яка перевірена при опрацюванні модельних і реальних сигналів, що отримані на експериментальному стенді [9]. Отримані результати надані на рис. 6 (а – модельний сигнал, розрахований по відомій ДС і реальній траєкторії; б – реальний сигнал, отриманий в умовах низької чутливості; в – сигнал, оброблений фільтром з вузькою смугою; г – сигнал, оброблений фільтром з широкою смугою; д – сигнал, оброблений із застосуванням двох фільтрів).

Результати цифрової обробки показали, що цим випадкам відповідають такі відносні похибки вимірювання часу: по рівню 0.1 для б – 8 %, для в – 4 %, для г – 5 %, для д – 0.05 %; по рівню 0.7 – 8 %, 2 %, 0.5 %, 0.01 % відповідно. Видно, що запропонований алгоритм фільтрації та апроксимації задовольняє необхідній точності виміру часу.

ЛІТЕРАТУРА:

1. Ширман Я.Д. Теоретические основы радиолокации. – М.: «Советское радио», 1970. – С. 560.
2. Слабкий Л.И. Методы и приборы предельных измерений в экспериментальной физике. – М.:

- «Наука», 1973. – С. 272.
3. *Гришин Ю.П., Казарінов Ю.М.* Динамические системы, устойчивые к отказам. – М.: «Радио и связь», 1981. – С. 392.
 4. *Сокольник М.* Справочник по радиолокации: Пер. з англ. / Под ред. Трофимова К.Н. – Том 1. – М.: «Сов. радио», 1976. – С. 456.
 5. *Вальд А.* Последовательный анализ: Пер. з англ. / Под ред. Севастьянова Б.А. – М.: Физматгиз, 1960. – С. 253.
 6. *Малевінський С.В., Сорокін А.Ф., Томілін Ю.Г., Цюх А.М.* Метод многоканальной регистрации космических объектов / Збірник доповідей наукової конференції «Околоземная астрономия и проблемы изучения малых тел Солнечной системы». – Обнінськ, 1999. – С. 142.
 7. *Власенко В.П., Томілін Ю.Г., Цюх А.М.* Численное моделирование прецизионного измерения текущих навигационных параметров космических объектов / Збірник доповідей II Всеукраїнської молодіжної науково-практичної конференції «Людина і космос». – Дніпропетровськ, 2000. – С. 210.
 8. *Власенко В.П., Сорокін О.Ф., Міроненко В.Н., Томілін Ю.Г., Цюх О.М.* Анализ возможностей использования радиотехнических средств НЦУИ КС для исследования космических объектов многоканальным методом / Збірник доповідей V-ої Міжнародної конференції «Системный анализ и управление космическими комплексами. Исследование и освоение космоса в наступающем веке». – Євпаторія, 2000. – С. 75.
 9. *Власенко В.П., Томілін Ю.Г., Цюх О.М.* Многофункциональный стенд для проведения радиоастрономических и радиофизических исследований / Збірник доповідей II Всеукраїнської молодіжної науково-практичної конференції «Людина і космос». – Дніпропетровськ, 2000. – С. 210.

ВЛАСЕНКО Володимир Петрович – старший інженер групи обробки наукової інформації дальнього космосу Центру прийому наукової інформації, НЦУВ КЗ, НКА України.

Наукові інтереси:

– радіотехніка,

– радіоастрономія.

Тел. (806569)20422.

E-mail: ars@ievp.post.krimea.ua.

Подано 05.09.2000