

РОЗРІЗНЕННЯ СИГНАЛІВ ЗА ПАРАМЕТРОМ У ДИСКРЕТНИХ ФІЛЬТРАХ ОЦІНЮВАННЯ

У роботі запропоновано метод кількісного аналізу функціонування дискретних фільтрів автоматичного оцінювання параметрів радіосигналів у режимах роботи «розрізнення – захоплення» й «розрізнення – слідкуюче вимірювання» як катастрофічна (біфуркаційна) динаміка на площині дискретного нелінійного стохастичного слідкуючого вимірника.

Постановка проблеми. Сучасні дискретні фільтри оцінювання неенергетичних параметрів радіосигналів призначені для слідкуючого (автоматичного) вимірювання параметрів руху літальних апаратів й інших рухомих об'єктів. Вирішенню цього важливого завдання сучасними локаційними пристроями перешкоджають (спостереження таких цілей завжди проводяться на фоні суміші) паразитні луна-сигнали, які створюються за рахунок відбиття електромагнітних хвиль морською й земною поверхнями, різними предметами на місцевості, будівлями, спеціально розкиданими маскуючими відбивачами, а також генерованими активними імітуючими (відводчими) і перенацілюючими перешкодами.

Усі сигнали, що заважають, однотипні з корисними, тому виділити корисну інформацію, що міститься в останніх, можна лише з урахуванням розбіжностей їхніх параметрів (напрямку надходження, часу запізнення, доплерівського зсуву частоти та ін.). Якщо розбіжності між параметрами радіосигналів перевищують роздільну здатність локаційного пристрою, то ці сигнали сприймаються як окремі й обробка їх можлива. Але якщо корисний та паразитний сигнали належать до об'єму розрізнення локатора, то виділення, захоплення та супровід корисного сигналу є проблематичним.

Огляд останніх досліджень та публікацій. Порушена проблема досліджувалася автором для аналогових нелінійних слідкуючих вимірювачів, результати цих досліджень опубліковані в роботах [2, 3], у них розміщена більш повна бібліографія.

Метою запропонованої роботи є вирішення завдання оцінювання впливу пари радіосигналів та гауссівського білого шуму на роботу дискретного нелінійного слідкуючого вимірювача та визначення можливих наслідків такого впливу.

Виклад основного матеріалу. З необхідністю роздільного добування інформації з однотипних сигналів, що накладаються один на одного, зустрічаються в різних радіоелектронних системах. У радіонавігації та зв'язку доводиться розділяти багатопроменеві сигнали, що утворюються за рахунок багатомодового поширення радіохвиль на трасі передавач-приймач. У системах керування повітряним рухом приймач літака повинен «роздивитися» (виокремити) у потоці сигналів маяка-відповідача сигналу адресований йому на фоні однотипних відповідей іншим літакам і т.п.

При радіоелектронному подавленні радіолокаційних станцій (РЛС) керування зброєю доводиться шукати відмінності між корисними й дезінформуючими (перешкодовими) сигналами.

Таким чином, розрізнення сигналів за параметром (у загальному випадку векторним) X передбачає добування інформації з кожного серед одночасно спостережуваних однотипних сигналів із врахуванням відмінностей їхніх параметрів. При цьому процедура «добування інформації» передбачає виявлення сигналів, захоплення і слідкуюче вимірювання параметрів радіосигналів. Це обумовлює статистичне трактування завдання розрізнення, що, у свою чергу, визначається процедурою оброблення прийнятої суміші (спостереження). А статистична інтерпретація дозволяє переформулювати завдання розрізнення в термінах «виявлення», «розрізнення», «захоплення» й «слідкуюче вимірювання параметрів» сигналів. Така трансформація має на увазі розшифровку конкретної мети розрізнення та введення відповідних нових моделей сигналів і перешкод, адекватних вихідній постановці.

У даній роботі *формулюється й вирішується таке завдання*: на вході дискретного слідкуючого вимірника діє корисний $s(t, X) = \text{Re}[\dot{S}(t, X)\exp(j2\pi f_0 t)]$ радіосигнал з комплексною обвідною $\dot{S}(t, X)$, що має значення деяких неенергетичних параметрів, які дорівнюють X . При цьому відомо, що спостереження супроводжує перешкода у вигляді білого шуму $\eta(t)$ й заважаючий сигнал, що збігається з корисним. Під заважаючим сигналом слід розуміти подібність корисного сигналу $s(t, X_M) = \text{Re}[\dot{A}_M \dot{S}(t, X_M)\exp(j2\pi f_0 t)]$, у якого комплексна амплітуда записується як $\dot{A}_M = A_M \exp(j\phi_M)$, (A_M і ϕ_M – невідомі амплітуда й початкова фаза заважаючого сигналу), а його неенергетичний параметр дорівнює X_M .

Таким чином, на вході дискретного слідкуючого вимірника діє спостереження:

$$Y(t, X, X_M) = s(t, X) + s(t, X_M) + \eta(t), \quad (1)$$

де $X_M(t, t_M)$ – вектор змінних стану (фазових координат) стороннього (перешкоджаючого або заважаючого) «об'єкта» – джерела випромінювання заважаючого сигналу, що може з'явитися через деякий відрізок часу t_M після початку оцінювання вектора фазових координат заданого об'єкта X .

Обробка вхідних впливів (спостереження) у приймальному пристрої проводиться відповідно до виразів (2), де наведено формули когерентної й некогерентної обробки [1]:

$$\begin{cases} Y(t, X, X_M) = s(t, X) + s(t, X_M) + \eta(t); \\ S(t) = \int_{-\infty}^{\infty} k(t - \tau) u_r^*(\tau, \hat{X}) Y(\tau, X, X_M) d\tau; \\ Z = \sum_j |S_j|^2; S_j = \sum_l k[(j-l)T_s] Y_l. \end{cases} \quad (2)$$

Напряга сигналу помилки в оптимальному дискримінаторі відповідає співвідношенню [2]:

$$\begin{aligned} u_\rho(t, \varepsilon) &= \frac{\partial |[S(t) + S_M(t)][S^*(t) + S_M^*(t)]|^2}{\partial X} = \\ &= [S(t)S^*(t) + S_M(t)S^*(t) + S(t)S_M^*(t) + S_M(t)S^*(t)] = \\ &= 2 \text{Re} [S^*(t)S'(t)] + 2 \text{Re} [S'(t)S_M^*(t)] + 2 \text{Re} [S_M'(t)S^*(t)] + 2 \text{Re} [S_M'(t)S_M^*(t)], \end{aligned} \quad (3)$$

де $S'(t) = \frac{dS(t, X)}{dX} \Big|_{X=\hat{X}}$ – опорний сигнал, налаштований на оцінку вектора стану заданого об'єкта, що у даний момент супроводжується фільтром оцінювання;

$S^*(t, X)$ – комплексно-спряжене значення амплітуди вхідного корисного сигналу;

$S_M^* = (t, X_M)$ – комплексно-спряжене значення амплітуди заважаючого (перешкодового) вхідного сигналу.

До настання моменту розрізнення двох сигналів у слідкуючому вимірнику оцінка вектора стану буде визначатися в основному першими двома складовими виразу (3). Ці складові обумовлюють появу параметричної дискримінаційної характеристики вигляду [3]:

$$\varphi_\rho(\varepsilon_n, r) = \varepsilon_n \exp\left(-\frac{b\varepsilon_n^2}{2}\right) + q(\varepsilon_n - r) \exp\left[-\frac{b(\varepsilon_n - r)^2}{2}\right], \quad (4)$$

$$n \in \overline{0, (N-1)},$$

де $\varepsilon = \hat{X} - X$ – помилка оцінювання вектора стану заданого об'єкта;

$\varepsilon - r = \hat{X} - X_M = \hat{X} - (X + r)$ – відкорегована помилка оцінювання вектора стану заданого об'єкта з урахуванням впливу заважаючого сигналу, який відрізняється своїм параметром ($X_M - X = r$), що дорівнює $X_M = X + r$;

$q = \frac{M[A_M^2(t)]}{|S(t)|^2}$ – відношення потужностей перешкодового й корисного сигналів.

Математична модель дискретного фільтра оцінювання без врахування випадкових збурень становить собою рівняння в кінцевих різницях першого порядку:

$$\Delta\varepsilon_n = -\alpha\varphi_\rho(\varepsilon_{n-1}, r). \quad (5)$$

Рівняння (5) є одночасно рівнянням фазової площини слідкуючого вимірника. Як видно з (5), вигляд різницевої фазової площини визначається виглядом параметричної характеристики дискримінатора. Зокрема, положення точок рівноваги на різницевій фазовій площині цієї системи відповідають рівності

$$\varphi_\rho(\varepsilon, r) = 0. \quad (6)$$

З метою одержання уявлення про фазовий портрет фільтра оцінювання за формулою (4) виконаний розрахунок параметричної дискримінаційної характеристики для декількох значень q і r . Результати розрахунків наведені на рис. 1 (а, б)

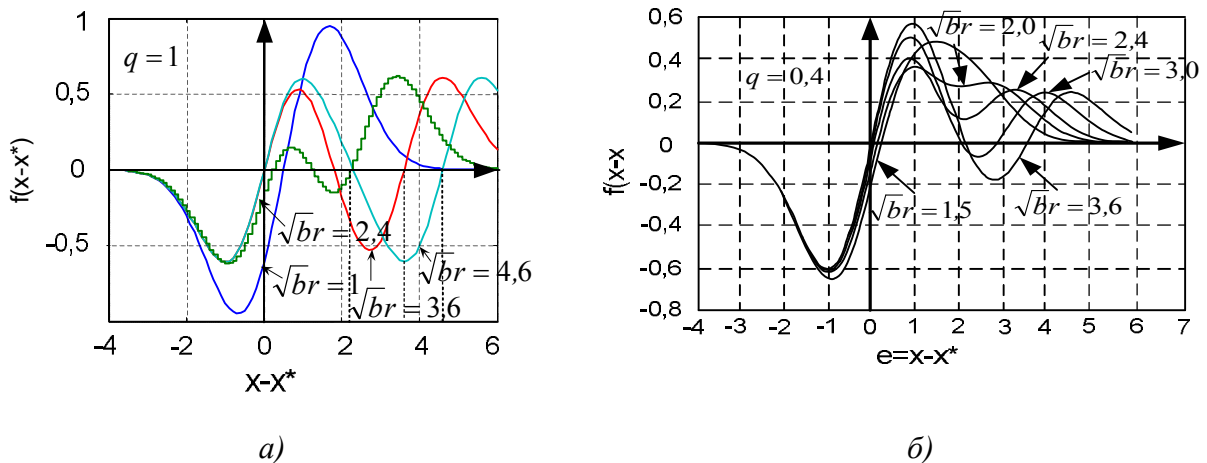


Рис. 1

На рис. 1 (а) наведені характеристики дискримінатора, розраховані для значень бази між вимірюваними параметрами радіосигналів ($\sqrt{br} = 1,0; 2,4; 3,6; 4,6$) і співвідношення потужностей сигналів ($q = 1,0$).

Як видно із графіків, при значеннях бази $2,4 \leq \sqrt{br} \leq 4,6$ й однакових значеннях амплітуд сигналів $q = 1,0$ у параметричній характеристиці дискримінатора з'являються додаткові точки рівноваги. При менших значеннях бази між параметрами сигналів (крива для $\sqrt{br} = 1$) таких додаткових точок немає, але другий сигнал спричиняє появу статичної помилки вимірювання параметра радіосигналу.

Серед точок нульових значень характеристики дискримінатора є такі, які відповідають як стійкому, так і нестійкому станам рівноваги системи. Так, наприклад, на рис. 1 (а) на графіках характеристик, побудованих для значень бази $\sqrt{br} = 2,4; 3,6; 4,6$, є по дві точки стійких станів рівноваги (крутість характеристик у цих точках позитивна, координати інших точок стійкої рівноваги показані штриховими лініями) і по одній точці нестійкого стану рівноваги (у них крутість характеристики негативна).

Як видно з рис. 1 (а), точка $\varepsilon_2 = (x - \hat{x})_2$ (характеристика дискримінатора, побудована для $\sqrt{br} = 2,4$, у точці $\varepsilon_2 = (x - \hat{x})_2$ має негативну крутість) розділяє області захоплення [4] для положень стійкої рівноваги ε_1 й ε_3 . У цьому випадку областями захоплення є два відрізки осі абсцис: перший для точки рівноваги $(\sqrt{b\varepsilon_1}, 0)$ – від $\sqrt{b\varepsilon} \approx -3,4$ і до $\sqrt{b\varepsilon_2} \approx +1,2$, другий для точки рівноваги $(\sqrt{b\varepsilon_3}, 0)$ – від $\sqrt{b\varepsilon_2} \approx +1,2$ і до $\sqrt{b\varepsilon} \approx +6,0$. Ці області розташовані на дійсній осі, яка і є одновимірним фазовим простором системи.

На рис. 1 (б) наведено характеристики дискримінатора для випадку, коли $q = 0,4$, й величин бази між вимірюваними параметрами вхідних радіосигналів, що мають значення $\sqrt{br} = 1,5; 2,0; 2,4; 3,0; 3,6$. З отриманих графіків видно, що зменшення потужності другого сигналу (заважаючого) приводить до збільшення розміру бази, при якому відбувається біфуркація точки стійкої рівноваги системи (якщо при $q = 1,0$ мали на рис. 1 (а) $\sqrt{br_p} \approx 2,4$, то при $q = 0,4$ на рис. 1 (б) маємо $\sqrt{br_p} \approx 2,8$).

Таким чином, необхідною умовою розрізнення двох сигналів у дискретному слідкуючому вимірнику є біфуркація (катастрофа – стрибкоподібне роздвоєння) точки стійкої рівноваги й поява в результаті цього двох нових точок (на рис. 1 (а): нестійкої – $\sqrt{b\varepsilon_2} \approx +1,2$ (графік для $\sqrt{br} = 2,4$) і стійкої $\sqrt{b\varepsilon_3} \approx +2,3$ (графік для $\sqrt{br} = 2,4$)).

У свою чергу, біфуркація відбувається при досягненні базовим розходженням між двома вимірюваними параметрами сигналів значення $r = r_p$, при якому й відбувається розрізнення сигналів.

Після біфуркації точки стану рівноваги поведження системної зображуючої точки визначається низкою додаткових умов і може бути таким: вона може опинитися в області тяжіння одного із двох щойно утворених станів стійкої рівноваги. При цьому відбувається

перезахоплення одного із двох сигналів, що, власне, і є процесом розрізнення при слідкуючому вимірюванні параметрів радіосигналів.

Якщо системна зображуюча точка опиняється поза областями тяжіння нових точок рівноваги, то припиняється слідкуюче вимірювання (автоматичний супровід), тобто відбувається зрив слідкуючого вимірювання параметра радіосигналу (вектора стану об'єкта супроводу).

При значеннях бази між двома вимірюваними параметрами сигналів більших, ніж r_p ($r > r_p$), точки стійкого й нестійкого станів рівноваги можуть зберігатися або може відбуватися їх подальша біфуркація.

Для з'ясування подальших змін властивостей фазового портрета зручно користуватися біфуркаційною діаграмою (діаграмою катастроф) [5, 6], під якою варто розуміти залежність $\varepsilon_n^i = f(r)$, де ε_n^i – те значення сигналу неузгодженості слідкуючого вимірника, при якому параметрична дискримінаційна характеристика перетворюється в нуль $\varphi_\theta(\varepsilon_n^i, r) = 0$.

Для прийнятої аналітичної апроксимації статичної характеристики дискримінатора біфуркаційна діаграма зображена на рис. 2.

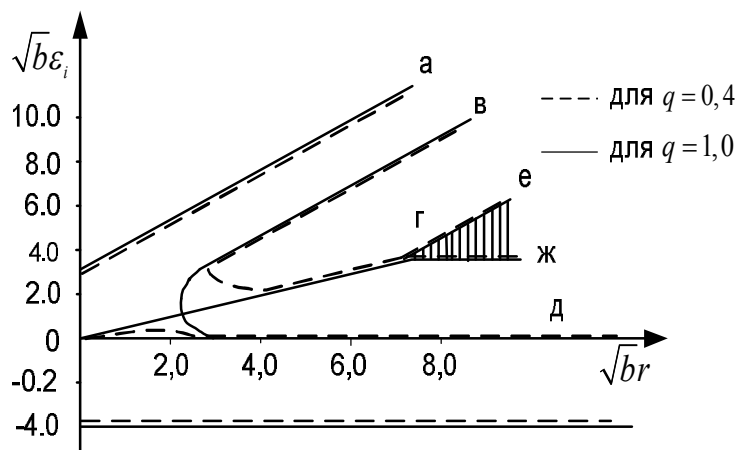


Рис. 2

Гілки (а) і (б) діаграми відповідають апертурі параметричної характеристики дискримінатора, що тут визначена за спаданням характеристики на краях до рівня 0,01 від максимумів. При зміні відношень потужностей двох сигналів, які оцінюються параметром q ($q_1 = 1,0; q_2 = 0,4$), ці гілки мало змінюються.

Гілки (д) і (в) відповідають «переміщенню» вздовж осі абсцис точок стійкої рівноваги системи, а гілка (г) – «переміщенню» точок нестійкої рівноваги.

На рис. 3 зображена та ж біфуркаційна діаграма в більшому масштабі для декількох значень параметра q . При цьому пунктирні лінії відповідають положенням тих точок нуля характеристики дискримінатора, які є нестійкими станами рівноваги системи, а суцільні лінії – положенням точок стійкої рівноваги.

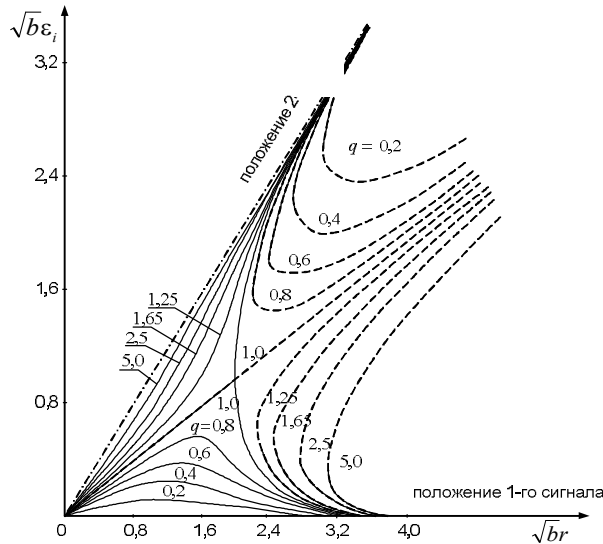


Рис. 3

З діаграми видно, що зменшення співвідношення потужностей двох сигналів приводить до того, що біфуркаційне значення відстані між ними збільшується.

Отже, чим більше q відрізняється від одиниці, тим вірогідніше при більших значеннях бази r_p може відбутися розрізнення двох сигналів у дискретному нелінійному слідкуючому вимірнику.

Гілки біфуркаційної діаграми, що відповідають положенням точок нестійкої рівноваги системи, є границями областей захоплення (тяжіння) стійких точок рівноваги.

Із цього зрозуміло, що біфуркаційна діаграма є повною характеристикою процесу розрізнення сигналів у дискретному нелінійному слідкуючому вимірнику першого порядку.

Крім того, за гілками, що відповідають точкам стійкої рівноваги, можна визначити величину динамічної похибки спостереження, яка виникає під впливом іншого сигналу. При цьому за початок відліку необхідно вибирати координатну вісь $\varepsilon_n^i = 0$ (вісь абсцис) і бісектрису координатного кута $\varepsilon_n^i = r$, які точно характеризують величини вимірюваних параметрів сигналів (кутове положення їх джерел).

Вплив випадкових дій на процеси розрізнення-вимірювання. Стохастичне скінченно-різницеve рівняння дискретного фільтра оцінювання першого порядку має вигляд:

$$\Delta \varepsilon_n = \Delta Y_n - \alpha \varphi_\theta(\varepsilon_{n-1}, r, q) - \alpha k_\Phi(\varepsilon_{n-1}, r, q) \xi_{n-1}, \quad (7)$$

де $\varphi_\theta(\varepsilon_n, r, q)$ й $k_\Phi(\varepsilon_n, r, q)$ – параметричні дискримінаційна й флуктуаційна характеристики системи.

Усереднені рівняння відносно моментних функцій у цьому випадку записуються в такий спосіб:

$$\begin{aligned} \Delta m_{\varepsilon, n} &= \Delta m_{Y, n} - \alpha k_0(m_{\varepsilon, (n-1)}, \theta_{\varepsilon, (n-1)}, r, q) m_{\varepsilon, (n-1)}; \\ \Delta \theta_{\varepsilon, n} &= \Delta^2 \theta_{Y, n} - \alpha \theta_{\varepsilon, (n-1)} k_1(m_{\varepsilon, (n-1)}, \theta_{\varepsilon, (n-1)}, r, q) \times \\ &\times \left[2 - \alpha k_1(m_{\varepsilon, (n-1)}, \theta_{\varepsilon, (n-1)}, r, q) \right] + (\alpha k_2)^2 \frac{\sigma_\varepsilon^2}{2}. \end{aligned} \quad (8)$$

У рівняннях (8) використані параметричні статистичні коефіцієнти лінеаризації дискримінаційної характеристики:

$$\begin{aligned}
 k_0(m_{\varepsilon,n}, \theta_{\varepsilon,n}, r, q) &= M[\varphi_{\partial}(\varepsilon_n, r, q)] = (1 + b\theta_{\varepsilon,n})^{-\frac{3}{2}} \times \\
 &\times \left\{ \exp\left[-\frac{bm_{\varepsilon,n}^2}{2(1+b\theta_{\varepsilon,n})}\right] + q \frac{m_{\varepsilon,n} - r}{m_{\varepsilon,n}} \exp\left[-\frac{b(m_{\varepsilon,n} - r)^2}{2(1+b\theta_{\varepsilon,n})}\right] \right\}; \\
 k_1(m_{\varepsilon,n}, \theta_{\varepsilon,n}, r, q) &= M[\varepsilon_n \varphi_{\partial}(\varepsilon_n, r, q)] = (1 + b\theta_{\varepsilon,n})^{-\frac{3}{2}} \times \\
 &\times \left\{ \left(1 - \frac{bm_{\varepsilon,n}^2}{1+b\theta_{\varepsilon,n}}\right) \exp\left[-\frac{bm_{\varepsilon,n}^2}{2(1+b\theta_{\varepsilon,n})}\right] + q \left(1 - \frac{b(m_{\varepsilon,n} - r)^2}{1+b\theta_{\varepsilon,n}}\right) \exp\left[-\frac{b(m_{\varepsilon,n} - r)^2}{2(1+b\theta_{\varepsilon,n})}\right] \right\}.
 \end{aligned} \tag{9}$$

З рівнянь (8) і (9) видно, що зі збільшенням дисперсії похибки оцінювання у слідкуючому вимірнику коефіцієнт перетворення системи зменшується в $(1 + b\theta_{\varepsilon,n})^{\frac{3}{2}}$ раз й апертура статистично лінеаризованого параметричного дискримінатора збільшується за рахунок наявності в знаменнику показника експоненціальних функцій члена $(1 + b\theta_{\varepsilon,n})$.

Координати точок рівноваги системи визначаються рівняннями:

$$\begin{aligned}
 F_1(m_{\varepsilon,n}, \theta_{\varepsilon,n}, r, q) &= k_0(m_{\varepsilon,n}, \theta_{\varepsilon,n}, r, q) \sqrt{b} m_{\varepsilon,n} = \frac{\sqrt{b}(\Delta m_{Y,n})}{\alpha} = \mu; \\
 F_2(m_{\varepsilon,n}, \theta_{\varepsilon,n}, r, q) &= k_1(m_{\varepsilon,n}, \theta_{\varepsilon,n}, r, q) b \theta_{\varepsilon,n} = \frac{b}{2} \alpha k_2^2 g_3^2 = \lambda.
 \end{aligned} \tag{10}$$

Кожне з рівнянь (10) може бути розв'язане, наприклад, графічним способом.

Якщо $\lambda = 0$ ($\theta_{\varepsilon,n} = 0$), то звертаємося до розглянутої раніше біфуркаційної діаграми. За наявності випадкових збурень вона стає залежною від дисперсії похибки оцінювання. Саме вона для декількох значень $b\theta_{\varepsilon,n}$ й $q = 0,6$ зображена на рис. 4.

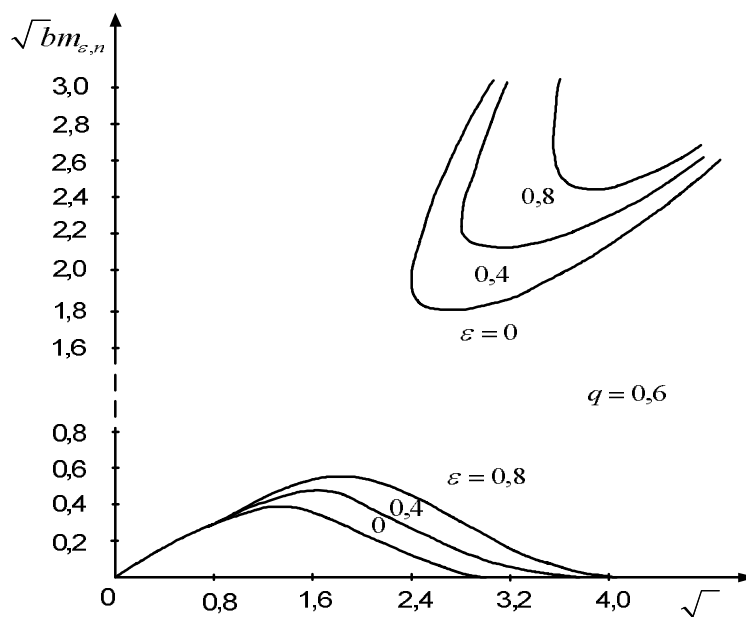


Рис. 4

Принципово діаграма в цьому випадку зберігає попередній вигляд. При малих базисах r між вимірюваними параметрами сигналів у дискретній системі існує один стійкий стан рівноваги, а, отже, ці сигнали не розрізняються. Зі збільшенням r відбувається бифуркація станів рівноваги й сигнали починають розрізняватися. Вплив випадкових збурень зводиться до того, що зі зростанням їх інтенсивності розрізнення відбувається при більших величинах бази r між параметрами сигналів.

Границі області захоплення слідкуючого вимірника при парному сигналі розраховуються шляхом розв'язання системи рівнянь (8), у якій необхідно попередньо обернути напрямок часу і як початкові умови вибрати координати станів нестійкої рівноваги (у найближчому оточенні цих точок).

Розглянемо приклад фазового портрета дискретного слідкуючого вимірника. Як приклад на рис. 5 зображена «фазова» площина щодо координат у вигляді моментних функцій $(m_{\varepsilon,n}, \theta_{\varepsilon,n})$ для значень $q = 0,6$ й $\sqrt{br} = 4,0$.

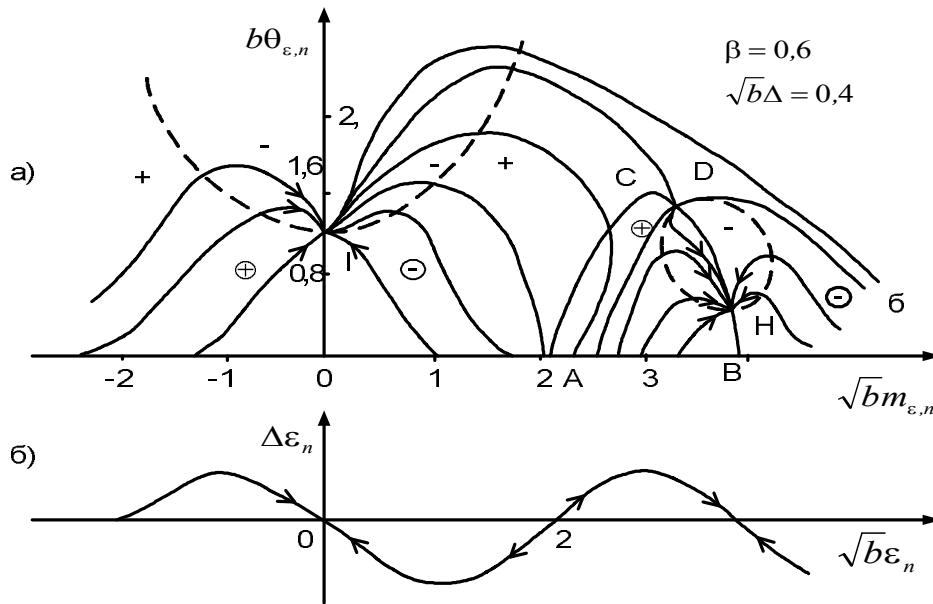


Рис. 5

На цьому рисунку також показана параметрична дискримінаційна характеристика системи. Лінії OI й BC відповідають тим гілкам бифуркаційної діаграми, які відображають зміни координат точок стійкої рівноваги. Лінія AC відповідає нестійкій гілці діаграми. У цьому можна переконатися, якщо розглянути розподіл знаків (полярності) кінцевих різниць (швидкостей) зміни $m_{\varepsilon,n}$ й $\theta_{\varepsilon,n}$, тобто знаки в кружечках – для $\Delta m_{\varepsilon,n}$, а знаки без кружечків – для $\Delta \theta_{\varepsilon,n}$. Рух точки, що зображує, на цій фазовій площині можна також легко встановити, якщо на графіку дискримінаційної характеристики, розташованому нижче фазової площини системи, нанести точки стійкого й нестійкого станів рівноваги. Оскільки всі фазові траєкторії системи перетинають криві, що відповідають рівнянню $\Delta m_{\varepsilon,n} = 0$, з дотичними, паралельними осі $\theta_{\varepsilon,n}$, то нахил лінії AC на фазовій площині (рис. 5) вказує на можливість переходу точки, що зображує, з

ділянки гілки BH на ділянці OI . Можливості таких переходів виключаються, якщо $q = 1,0$ й $\lambda = 0$, тому що крива AC при цьому перетворюється в пряму, паралельну $O\theta_{\varepsilon,n}$ (рис. 6).

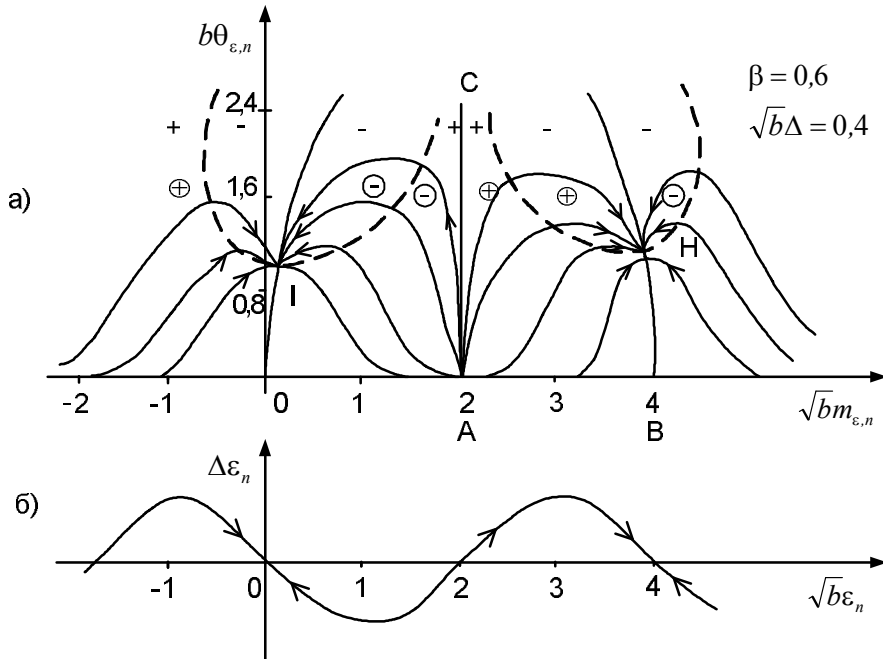


Рис. 6

На підставі аналізу фазового портрета, наведеного на рис. 5, можна якісно зобразити області захоплення для парного сигналу, як це показано на рис. 7.

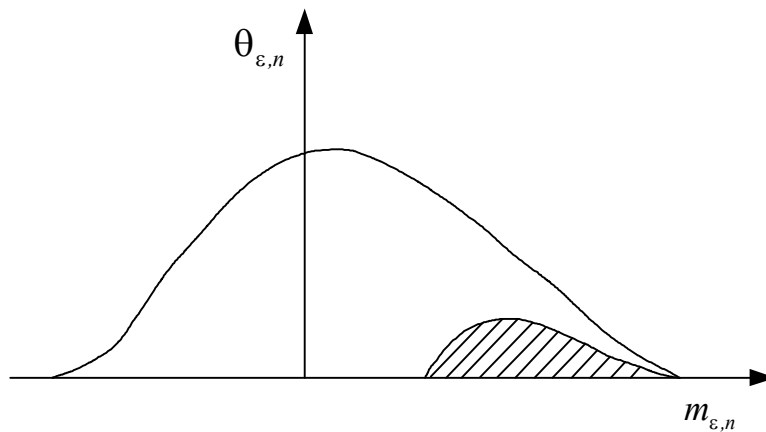


Рис. 7

Заштрихована область захоплення відповідає сигналу з меншою потужністю, а без штрихування – сигналу з більшою потужністю. Мала область захоплення зникає при $r = r_p$ й з'являється при $r > r_p$, тобто після біфуркації стійкої рівноваги.

Трансформація областей захоплення зі зростанням r проілюстрована на рис. 8, на якому ця зміна в часі $r(t)$ відповідає двом трубкам. Зі збільшенням r внутрішня трубка (її переріз становить собою область захоплення) розширюється й поступово виділяється в окрему трубку, що відповідає другому сигналу.

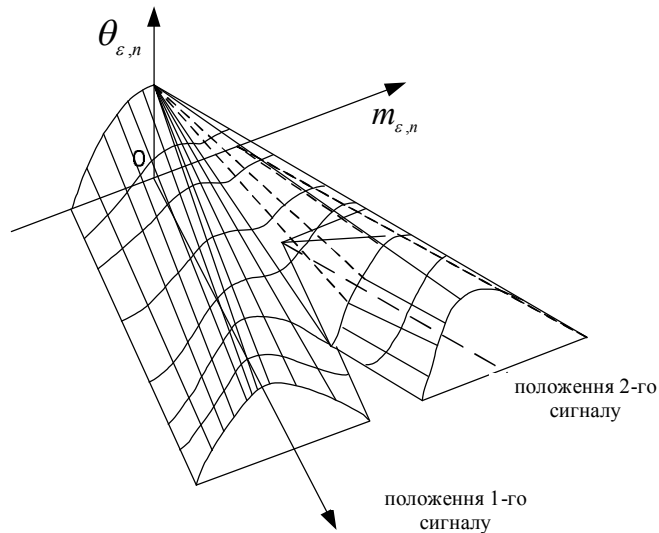


Рис. 8

Координати точок рівноваги знаходять із рівнянь (10), які можна розв'язати, наприклад, графічним методом.

У стохастичному випадку умови розрізнення істотно залежать від інтенсивності випадкових збурень λ .

Висновки. У роботі показано, що при одночасному попаданні пари сигналів разом з гауссівським білим шумом до об'єму розрізнення локатора й роботі дискретного фільтра оцінювання в режимі слідкуючого вимірювання, якість виділення корисної інформації залежить від співвідношення потужностей діючих сигналів, величини бази між параметрами сигналів та інтенсивності маскуючого білого шуму. Можливі наслідки впливу спостереження на стохастичну динаміку вимірювача визначаються біфуркаційною діаграмою та конфігурацією і границями областей захоплення, які обмежують точки стійкої рівноваги на різницевих фазових площинах, що будуються в координатах у вигляді моментних функцій відносно похибки оцінювання та її кінцевих різниць.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Радиотехнические системы: учеб. для вузов по спец. «Радиотехника» / [под ред. Ю. М. Казаринова]. – М. : Высшая школа, 1990. – 496 с.
2. Баранов О. А. Нелінійна стохастична динаміка фільтрів оцінювання: захоплення та розподіл сигналів / О. А. Баранов, І. П. Лісовий, С. О. Шматок. – К. : Радіоаматор, 2000. – 214 с.
3. Шматок С. А. ОАУ систем РЭС / С. А. Шматок. – Житомир : ЖВУРЭ, 1985. – 178 с.
4. Шматок С. О. Области захоплення дискретних стохастичних слідкуючих вимірювачів неенергетичних параметрів радіосигналів / С. О. Шматок, О. С. Шматок, А. Б. Петренко. – К. : Вісник НАУ, 2008. – С. 38–46.
5. Андронов А. Л. Теория колебаний / А. Л. Андронов, А. А. Витт, С. Э. Хайкин. – М. : Физматгиз, 1959. – 247 с.

6. Постон Т. Теория катастроф и ее приложения // Т. Постон, И. Стюарт ; перев. с англ. А. В. Чернавского. – М. : Мир, 1980.

Подано 19.05.08

С. А. Шматок, А. Б. Петренко

РАЗРЕШЕНИЕ СИГНАЛОВ ПО ПАРАМЕТРУ В ДИСКРЕТНЫХ ФИЛЬТРАХ ОЦЕНИВАНИЯ

В работе предложен метод количественного анализа функционирования дискретных фильтров автоматического оценивания параметров радиосигналов в режимах работы "разрешение – захват" и "разрешение – следящее измерение" как катастрофическая (бифуркационная) динамика дискретного нелинейного стохастического следящего измерителя на плоскости.

S. O. Shmatok, A. B. Petrenko

RESOLUTION OF SIGNALS ACCORDING TO PARAMETER IN DISCRETE FILTERS OF VALUATION

The article describes the method of quantity analysis of discrete filter functioning of automatical radiosignal parameter valuation in work regime "resolution-capture" and "resolution-watching measuremet" as catastrophical (bifurcational) dynamics on area of discrete lineless stochastical watching measuring instrument.