

УДК 621.396:669.788

К. С. КОЗЕЛКОВА, доктор техн. наук, професор;

Н. В. КОРШУН, канд. техн. наук, доцент,

Державний університет телекомунікацій, Київ

МЕТОД ФОРМУВАННЯ ТА ТЕХНІЧНОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ СКЛАДНИХ ДІАГРАМ НАПРЯМЛЕНОСТІ АНТЕННИХ ПРИСТРОЇВ

Досліджено особливості врахування нелінійних інерційних процесів, що виникають у виявлюючому пристрої системи виявлення сигналів і призводять до зниження якості проведення сеансу зв'язку з космічним апаратом. Визначено умови узгодження системи виявлення сигналів із поведінням вхідних впливів.

Ключові слова: система виявлення сигналів; ряд Вольтерра; динамічний діапазон; відношення сигнал-шум; завадостійкість.

Вступ

Головні вимоги на етапах проектування та експлуатації радіотехнічної системи (РТС) полягають у зменшенні впливу нелінійних інерційних процесів у системах виявлення сигналів.

Побудова траєкторних радіосистем зі складними діаграмами напрямленості здійснюється за допомогою просторово-часових перетворень полів корисних сигналів (і завад), що приводять до побудови траєкторних радіосистем із діаграмоутворюючими схемами, або шляхом просторово-часових перетворень сигналів у розкритті антенної решітки, що приводять до побудови траєкторних радіосистем без діаграмоутворюючих схем. Формування діаграм напрямленості в системах обробки здійснюється конструктивно різними структурами, вибір яких визначається конкретними умовами застосування вимірювальних радіосистем. Здобуті при цьому вирази для діаграм напрямленості та амплітудно-фазових розподілів у ряді випадків реалізуються новими схемними рішеннями, які характеризуються вищими якісними показниками, аніж відомі схеми. Так, при використанні діаграмоутворюючих схем із подальшою оптимальною фільтрацією сигналів у спільному каналі часової обробки застосовується, по суті, послідовний метод огляду. Проте кількісні значення його якісних характеристик близькі до відповідних значень для систем при застосуванні паралельного методу огляду простору. У разі використання систем обробки без діаграмоутворюючих схем приходимо до аналізу відомої системи формування багаточастотної багатопелюсткової діаграми напрямленості, але зі значно поліпшеними порівняно з відомою системою якісними характеристиками, що ставить цю систему на один щабель із системами паралельного огляду простору.

Основна частина

Порівняно з іншими існуючими методами найменшу кількість недоліків має функціональний метод. Він, як один із перспективних напрямків у теорії нелінійних РТС, спирається на подання вихідного сигналу нелінійного пристрою виявлення сигналів у вигляді функціонального ряду Вольтерра від вхідного впливу:

$$y(t) = \sum_{i=1}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \cdots \int_{-\infty}^{\infty} h'_n(\tau_1, \dots, \tau_n) \prod_{i=1}^n x(t - \tau_i) d\tau_i, \quad (1)$$

або в багатовимірній площині,

$$Y(S_1, S_2, \dots) = \sum_{n=1}^{\infty} H_n(S_1, \dots, S_n) \prod_{i=1}^n X(S_i) = Y(f_1, f_2, \dots) = \sum_{n=1}^{\infty} H_n(f_1, \dots, f_n) \prod_{i=1}^n x(f_i), \quad S_i = j2\pi f, \quad \forall i \in [1, 2, \dots], \quad (2)$$

де $x(\cdot)$, $y(\cdot)$, $X(\cdot)$, $Y(\cdot)$ — відповідно вхідний і вихідний сигнали та їхні перетворення Лапласа (Фур'є); $h'_n(\cdot)$, $H_n(\cdot)$ — ядро Вольтерра n -го порядку відповідно в часовій і в багатовимірній комплексній області; ядро Вольтерра радіопристрою в багатовимірній комплексній області називають зазвичай його **нелінійною передатною функцією (НПФ) n -го порядку**; $S_i(f_i)$ — аргумент багатовимірного перетворення Лапласа (Фур'є); $j = \sqrt{-1}$ — уявна одиниця; \forall — квантор загальності.

Функціональний метод є одним із найбільш зручних теоретичних методів для дослідження нелінійних процесів у перспективних системах виявлення сигналів (СВС) РТС. Для оцінювання завадостійкості виявлення НВЧ і ВВЧ радіосигналів РТС наземного автоматизованого комплексу управління космічними апаратами (НАКУ КА) необхідно враховувати вплив нелінійних процесів у пристрої виявлення на якість прийому інформаційних повідомлень. Для цього потрібно, передусім, провести аналіз нелінійних спотворень інформаційних сигналів у багатокаскадних СВС.

Розглянемо схему детектора та вимірювача відношення сигнал-шум багатокаскадної радіотехнічної системи НАКУ КА (рис. 1) із різними нелінійними прохідними характеристиками каскадів.

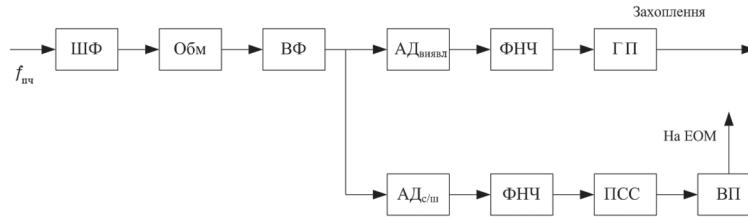


Рис. 1. Функціональна схема детектора і вимірювача відношення сигнал-шум РТС НАКУ КА:

ШФ — широкопasmовий фільтр; Обм — обмежувач; ВФ — вузькосmуговий фільтр; АД — амплітудний детектор; ФНЧ — фільтр низьких частот; ГП — граничний пристрій; ПСС — підсилювач сталого струму; ВП — вирішувачий пристрій

Для вузькосmугових (відносно носійної частоти) СВС, що працюють у малосигнальному режимі і характеризуються здебільшого нелінійними спотвореннями 3-го порядку, ряд Вольтерра (2) у багатовимірній комплексній області має такий вигляд:

$$Y(f_1, f_2, \dots, f_n) = \sum_{n=1}^{\infty} H_n(f_1, f_2, \dots, f_n) \prod_{i=1}^n X(f_i) \cong H(f_i)X(f_i) + H_3(f_1, f_2, -f_3)X(f_i)X(-f_3), \quad (3)$$

де $X(\cdot)$, $Y(\cdot)$ — перетворення Фур'є відповідно вхідного і вихідного сигналу; H_n — нелінійна передатна функція (ядро Вольтерра) n -го порядку; f_i — аргументи багатовимірного перетворення Фур'є.

Багатокаскадна СВС — це каскадне з'єднання m ($m = 2, 3, \dots$) пристроїв. При цьому динамічний діапазон каскадного з'єднання за інтермодуляційними спотвореннями набирає вигляду

$$D_1(f') = \frac{1}{[X_{\min}(f')]^{2/3}} \sqrt[3]{K_1 \frac{\prod_{e=1}^m H_{e1}(f')}{\sum_{j=1}^m \left[\prod_{g=m}^{j+1} H_{g1}(f_1 + f_2 - f_3) \right]} \frac{1}{H_{j3}(f_1, f_2 - f_3) \prod_{i=1}^3 \left[\prod_{K=1}^{j-1} H_{K1}(f_i) \right]}}, \quad (4)$$

де $H_{ji}(\cdot)$ — нелінійні передатні функції i -го ($i = 1, 3$) порядку j -го ($j = 1, 2, \dots, m$) каскаду, причому першими вважаються вхідні каскади СВС.

Динамічний діапазон каскадного з'єднання за перехресними спотвореннями описується формулою

$$D_2(f'') = \frac{1}{[X_{\min}(f'')]^{2/3}} \sqrt[3]{K_2 \frac{\prod_{e=1}^m H_{e1}(f'')}{\sum_{j=1}^m \left[\prod_{g=m}^{j+1} H_{g1}(f + f_1 - f_2) \right]} \frac{1}{H_{j3}(f, f_1 - f_2) \prod_{i=1}^3 \left[\prod_{K=1}^{j-1} H_{K1}(f_i) \right]}}. \quad (5)$$

У разі, коли динамічні діапазони всіх m каскадів рівні між собою і дорівнюють D_{i1} (D_{i2}), а також $\Delta f_{\text{вх}i} = \Delta f_{\text{вих}i}$, $\forall i = [1, \dots, m]$, тоді динамічний діапазон даної СВС визначається такими виразами:

$$D_1 = \frac{D_{i1}}{\sqrt[3]{m}}, \quad (6)$$

$$D_2 = \frac{D_{i2}}{\sqrt[3]{m}}. \quad (7)$$

У більш загальному випадку, коли динамічні діапазони каскадів радіоприймального тракту не рівні між собою і (або) не дорівнюють динамічному діапазону вхідних впливів, необхідний ступінь зменшення нелінійної передатної функції 3-го порядку i -го каскаду може бути знайдено з формули

$$\eta_i = r_i n_i, \quad (8)$$

де $r_{i1} = \left[\frac{D_{\text{вх}}}{D_{i1}} \right]^3$, $r_{i2} = \left[\frac{D_{\text{вх}}}{D_{i2}} \right]^2$, $r_i = r_{i1}, r_{i2}$.

Порівнюючи досліджувану СВС з ідеальною, нечутливою до завадових сигналів, поза смугою частот $\Delta f_{\text{ід}} \leq \Delta f_{\text{вих}}$, визначаємо вимоги до ширини динамічного діапазону реальної СВС:

$$d_1(f') = \sqrt[3]{\frac{Y_1(f')}{Y_{1\text{ід}}(f')}}}, \quad (9)$$

$$d_2(f'') = \sqrt[3]{\frac{Y_2(f'')}{Y_{2\text{ід}}(f'')}}}, \quad (10)$$

де d_1, d_2 — коефіцієнти, що визначають необхідний ступінь розширення динамічного діапазону СВС відповідно за інтермодуляційними та перехресними спотвореннями і залежать від параметрів його частотної вибірконості та характеристик вхідних впливів.

Звідси дістаємо вираз для визначення інтегральних вимог до ширини динамічного діапазону довільного i -го ($i = 1, 2, \dots, m$) каскаду СВС:

$$D_{i1\Sigma} = D_{i1} \sqrt[3]{n_{i1}} \sqrt[3]{\eta_{i1} d_{i1}}, \quad (11)$$

$$D_{i2\Sigma} = D_{i2} \sqrt[3]{n_{i1}} \sqrt[3]{\eta_{i1} d_{i2}}. \quad (12)$$

Тоді інтегральну вимогу щодо ступеня зміни НПФ 3-го порядку i -го каскаду СВС знаходимо з такої формули:

$$\{|H_{i3}(f_1, f_2, -f_3)\}'\} = \frac{H_{i3}(f_1, f_2, -f_3)}{n_i \eta_i (d_i)^3}, \quad (13)$$

де $\{|H_{i3}(\cdot)\}'\}, |H_{i3}(\cdot)|$ — відповідно необхідна і вихідна НПФ 3-го порядку i -го каскаду СВС;

$$n_i = n_{i1}, n_{i2}; \quad \eta_i = \eta_{i1}, \eta_{i2}; \quad d_i = d_{i1}, d_{i2}.$$

Розглянемо частинний випадок, коли вхідні впливи в смузі пропускання за входом СВС мають рівномірну спектральну густину, а НПФ $H_{i3}(\cdot)$ істотно не змінюється в межах того самого діапазону частот і дорівнює НПФ $H_{3_{i\alpha}}(\cdot)$.

Звідси дістаємо:

$$\frac{Y_1(f')}{Y_{1_{i\alpha}}(f')} \cong \left(\frac{\Delta f_{\text{ВХ}}}{\Delta f_{i\alpha}} \right)^3, \quad (14)$$

$$\frac{Y_2(f'')}{Y_{2_{i\alpha}}(f'')} \cong \frac{(\Delta f_{\text{ВХ}})^2 \Delta f_{\text{ВИХ}}}{(\Delta f_{i\alpha})^3}. \quad (15)$$

Оскільки вирази (14) і (15) отримано з огляду на найскладніші умови функціонування СВС, вони можуть бути основою при розробці вимог до ширини динамічного діапазону каскадів даного тракту. Тоді з урахуванням співвідношень (11), (12), (14) і (15) дістаємо [1; 2]:

$$D_{i1\text{max}} = 20 \lg D_{i1} + 20 \lg \sqrt[3]{m} + 20 \lg \left[\frac{D_{\text{ВХ}}}{D_{i1}} \right] + 20 \lg \left[\frac{\Delta f_{\text{ВХ}i}}{\Delta f_{i\alpha}} \right], \quad (16)$$

$$D_{i2\text{max}} = 20 \lg D_{i2} + 20 \lg \sqrt[3]{m} + 20 \lg \left[\frac{D_{\text{ВХ}}}{D_{i2}} \right] + 20 \lg \sqrt[3]{ \left[\frac{(\Delta f_{\text{ВХ}i})^2 \Delta f_{\text{ВИХ}}}{(\Delta f_{i\alpha})^3} \right] }, \quad (17)$$

де $D_{i1\text{max}}, D_{i2\text{max}}$ — ширина динамічного діапазону i -го каскаду СВС відповідно за інтермодуляційними і перехресними спотвореннями.

Здобуті аналітичні співвідношення дозволяють урахувувати нелінійні ефекти, що виникають у приймальних пристроях, а отже, досягати узгодження динамічних діапазонів вхідних і вихідних значень у багатокаскадних СВС.

Здійснимо оцінювання впливу обмеженості лінійного динамічного діапазону на прийом інформаційних сигналів у багатокаскадних радіоприймальних пристроях, зокрема на завадостійкість таких пристроїв.

При оцінюванні завадостійкості приймальних пристроїв широко застосовують відношення сигнал-шум на виході, зазвичай вважаючи його лінійним. Тому доцільно ввести поняття *ефективного відношення сигнал-шум* $h_{\text{еф}}(\cdot)$ на вході еквівалентного лінійного СВС. Тоді СВС вважаємо умовно лінійною з передатною функцією $H_1(\cdot)$, а складові нелінійних спотворень перераховуємо на її вхід. Вираз для $h_{\text{еф}}(\cdot)$ набирає такого вигляду [2; 3]:

$$h_{\text{еф}}(f) = \frac{|S(f)| |J(f)|}{|N_0(f) + M(f)| + R(f)/H_1(f)} = h(f) \gamma(f), \quad (18)$$

де $N_0(\cdot)$ — внутрішні шуми СВС, перераховані на її вхід;

$h(f) = [|S(f)| / |N_0(f) + M(f)|]$ — миттєве відношення сигнал-шум на вході СВС;

$\gamma(f) = \frac{|N_0(f) + M(f)| |J(f)|}{|N_0(f) + M(f)| + R(f)/|H_1(f)|}$ — коефіцієнт погіршення відношення сигнал-шум унаслідок нелінійності амплітудної характеристики СВС ($0 \leq \gamma(\cdot) \leq 1$) (рис. 2).

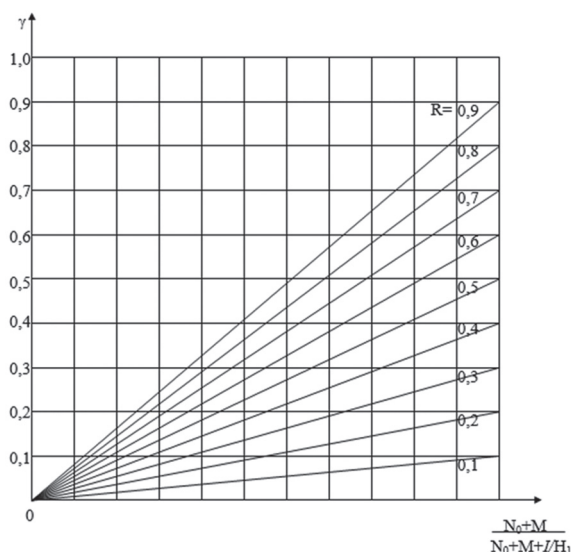


Рис. 2. Номограма залежності коефіцієнта γ від відносного зменшення коефіцієнта посилення I та рівня R «нелінійного шуму»

Розрахунки показують, що при фіксованій імовірності помилки $P_0 = 10^{-5}$ автокореляційний прийом за відсутності частотно-селективних завмирань «програє» 1,9 дБ когерентному прийому. Утім при частотно-селективних завмираннях стійкість когерентних СВС знижується на 3 дБ, зменшуючи ефективність використання методів підвищення якості виявлення СВС. Тому вважаємо за доцільне застосувати в каналах із частотно-селективними завмираннями механізм адаптації при прийомі радіохвиль НВЧ та КВЧ діапазонів. Аналіз проведених розрахунків показує: необхідно підвищити стійкість стосовно завад на 1 дБ для задоволення вимог, що висуваються до перспективних СВС РТС НАКУ КА [2].

Порівняльну характеристику залежності ймовірності помилки від відношення сигнал-шум для когерентного і автокореляційного режимів прийому радіосигналів НВЧ і ВВЧ діапазонів за наявності частотно-селективних завмирань на трасі поширення радіохвиль і за їх відсутності наведено на рис. 3.

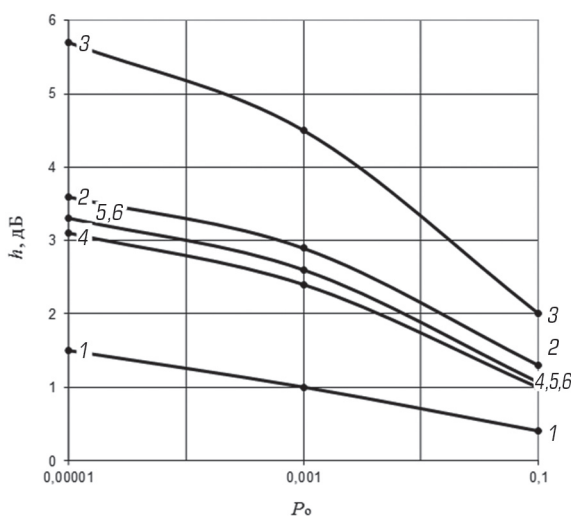


Рис. 3. Порівняльна характеристика залежності ймовірності помилки від відношення сигнал-шум:

1, 2, 3 — когерентний прийом при відповідно $\Delta\varphi = 0^\circ$, $\Delta\varphi = 60^\circ$, $\Delta\varphi = 80^\circ$;
4, 5, 6 — автокореляційний прийом при відповідно $\Delta\varphi = 0^\circ$, $\Delta\varphi = 60^\circ$, $\Delta\varphi = 80^\circ$

Таким чином, розглядаючи вплив нелінійних процесів у радіопристроях виявлення НВЧ і ВВЧ радіосигналів РТС НАКУ КА, доходимо висновку про можливість підвищення завадостійкості СВС.

Висновки

Аналіз результатів проведених досліджень показує, що в багатокаскадних радіоприймальних трактах відбуваються спотворення інформаційних сигналів унаслідок виникнення нелінійних процесів. При цьому згідно з викладеним доходимо висновку: для підвищення завадостійкості СВС необхідно досягти узгодження динамічного діапазону радіопристроїв із динамічним діапазоном вхідних впливів.

Здобуто аналітичні вирази, що забезпечують узгодження багатокаскадних радіопристроїв РТС НАКУ КА з вхідними впливами по ширині динамічного діапазону.

Список використаної літератури

1. Козелков С. В. Синтез алгоритма определения ядер Вольтерра // Информационно-управляющие системы на железнодорожном транспорте. 1999. №4(19). С. 84.
2. Иванов М. А. О динамическом диапазоне многокаскадного соединения радиоэлектронных устройств // Радиотехника. 1980. Вып. 55. С. 24–29.
3. Козелков С. В. Способ повышения помехоустойчивости сверхвысокочастотных и крайневысокочастотных радиотехнических систем // Информационно-управляющие системы на железнодорожном транспорте. 2000. №1(22). С. 43–44.
4. Финк Л. М. Сигналы, помехи, ошибки. Москва: Радио и связь, 1984. 216 с.

Рецензент: доктор техн. наук, доцент В. О. Шульга, Полтавський національний технічний університет імені Юрія Кондратюка.

Е. С. Козелкова, Н. В. Коршун

МЕТОД ФОРМИРОВАНИЯ И ТЕХНИЧЕСКОЙ РЕАЛИЗАЦИИ СЛОЖНЫХ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫХ УСТРОЙСТВ

Исследованы особенности учета нелинейных инерционных процессов, возникающих в обнаруживающем устройстве системы обнаружения сигналов и приводящих к снижению качества проведения сеанса связи с космическим аппаратом. Определены условия согласования системы обнаружения сигналов с поведением входных воздействий.

Ключевые слова: система обнаружения сигналов; ряд Вольтерра; динамический диапазон; отношение сигнал-шум; помехоустойчивость.

K. S. Kozelkova, N. V. Korshun

FORMULATION AND TECHNIQUE REALIZATION METHOD FOR COMPLEX ANTENNA PATTERN DEVICES

The peculiarities of the account of nonlinear inertial processes that arise in the detecting system of the signal detection system, which lead to a decrease in the quality of conducting a communication session with a spacecraft, are investigated. The conditions of coordination of the system of detecting signals with input influences are determined. The construction of trajectory radio systems with complex directional diagrams is realized either through spatial-temporal transformations of fields of useful signals (and obstacles) leading to the construction of trajectory radio systems with diagramming schemes, or by spatial-temporal transformations of signals in the opening of an antenna lattice, leading to the construction of trajectory radio systems without diagrammaking schemes. In this case, in some cases, the expressions for directional patterns and amplitude-phase distributions are realized by new circuit decisions, which are characterized by higher qualitative parameters compared with known schemes. In comparison with other existing methods, the least number of flaws has a functional method, which is one of the perspective directions in the theory of nonlinear radio engineering systems. In order to assess the impedance of detection of ultrahigh and ultrahigh-frequency radio signals of the radio engineering system of the ground-based automated control system of spacecrafts, it is necessary to take into account the influence of non-linear processes in the detecting device on the quality of reception of information messages. For this, first of all, it is necessary to analyze the nonlinear distortions of information signals in multi-stage signal detection systems.

Keywords: signal detection system; Volterra series; dynamic range; signal-to-noise ratio; noise immunity.