

МЕТОДИКА ВИЗНАЧЕННЯ ВИМІРНОСТІ ТА ПОХИБКИ РІШЕННЯ СИСТЕМИ ЛІНІЙНИХ РІВНЯНЬ МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ ВИПАДКОВОГО СИГНАЛУ ЛІНІЇ ЗВ'ЯЗКУ СИСТЕМИ ОХОРОНИ ВІЙСЬКОВИХ ТА ІНШИХ ВАЖЛИВИХ ОБ'ЄКТІВ

Abstract: In article the technique of definition of dimension and an error of the decision of system of the linear equations of mathematical model of an additive mix useful and casual signals of system of protection military and other important objects providing correct definition of parametres of a useful signal is considered.

Key words: mathematical model, a signal, the casual signal, an additive mix, system of the linear equations.

Анотація: В статті розглянута методика визначення вимірності та похибки рішення системи лінійних рівнянь математичної моделі адитивної суміші корисного та завадового сигналів системи охорони військових об'єктів, при яких забезпечується коректне визначення параметрів корисного сигналу.

Ключові слова: математична модель, сигнал, завадовий сигнал, адитивна суміш, система лінійних рівнянь.

Аннотация: В статье рассмотрена методика определения размерности и ошибки решения системы линейных уравнений математической модели аддитивной смеси полезного и помехового сигналов системы охраны военных и других важных объектов, обеспечивающих корректное определение параметров полезного сигнала.

Ключевые слова: математическая модель, сигнал, помеховый сигнал, аддитивная смесь, система линейных уравнений.

1. Вступ

В умовах поширення тероризму, підвищення імовірності проведення диверсій та терористичних актів на військових об'єктах, активізації діяльності кримінальних елементів особливе значення набувають питання, пов'язані із забезпеченням живучості, охорони та захисту військових об'єктів підвищеної небезпеки Збройних сил України. У Збройних силах України до таких об'єктів відносяться арсенали, бази і склади зберігання озброєння, ракет, боєприпасів.

Важливими чинниками забезпечення безпеки військових об'єктів є виявлення несанкціонованого втручання у процеси діяльності військових об'єктів та захист їх від подібного втручання. Тому важливою актуальною задачею є забезпечення безпечного функціонування таких військових об'єктів, зокрема, за рахунок використання систем технічних засобів охорони (ТЗО), які є одним із ефективних заходів виявлення несанкціонованого втручання та введення в дію технічних засобів захисту, що сприяє підвищенню забезпечення безпеки військових об'єктів [1].

Застосування ТЗО потребує забезпечення їх належної завадостійкості [2, 3]. У вирішенні цієї проблеми важливе місце займає забезпечення завадостійкості шлейфів сигналізації систем охорони військових об'єктів, підвищення імовірності визначення тривоги та зниження імовірності хибної тривоги. Згідно з [2], шлейф охоронної сигналізації визначається як лінійне електричне коло, що містить вихідні ланцюги охоронних сповіщувачів, які підключені через з'єднувальні дроти до входів приладів приймально-контрольних (ППК), що формують тривожне сповіщення.

2. Постановка задачі

Узагальнена еквівалентна електрична схема шлейфа охоронної сигналізації як лінійного кола наведена на рис. 1,

де Z_{oc} – еквівалентний опір електричного ланцюга сповіщувача;

$Z_{\text{длз}}$ – еквівалентний опір двопровідної лінії зв'язку (ДЛЗ), тобто з'єднувальних дротів сигналізації системи охорони, довжина яких може сягати кількох кілометрів;

$Z_{\text{вим}}$ – еквівалентний опір електричного ланцюга вимірювача напруги, що входить до складу ППК;

$U_G(t)$ – вихідна напруга джерела (генератора) контрольного (випробувального) сигналу, детермінована функція часу;

$EPC_{\chi}(t)$ – еквівалентна електрорушійна сила зовнішньої по відношенню до шлейфа охоронної сигналізації джерела електричної завади, випадкова функція часу.

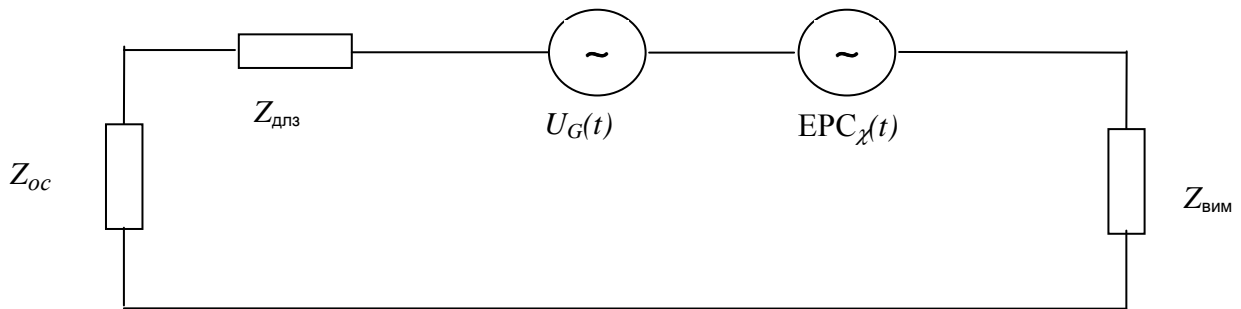


Рис. 1. Узагальнена еквівалентна електрична схема шлейфа охоронної сигналізації

Згідно з другим законом Кірхгофа, для замкнутого електричного контура алгебраїчна сума комплексних діючих значень EPC та напруг джерел дорівнює сумі комплексних значень падінь напруг на ділянках контура, що для нього (рис. 1) подається як

$$\begin{aligned} EPC_{\chi}(t) + U_G(t) &= U_{oc}(t) + U_{\text{длз}}(t) + U_{\text{вим}}(t) = \\ &= I(t) \times (Z_{oc} + Z_{\text{длз}} + Z_{\text{вим}}), \end{aligned} \quad (1)$$

де $U_{oc}(t)$, $U_{\text{длз}}(t)$, $U_{\text{вим}}(t)$ – відповідно напруги на опорах Z_{oc} , $Z_{\text{длз}}$, $Z_{\text{вим}}$;

$I(t)$ – струм контура.

Величини $Z_{\text{длз}}$ та $Z_{\text{вим}}$ є постійні величини, Z_{oc} приймає ряд допустимих значень Z_o , Z_1, \dots, Z_r , які відповідають можливим станам охоронної системи, що визначаються станом охоронного сповіщувача.

З виразу (1) маємо

$$U_{\text{вим}}(t) = \{U_G(t) - U_{oc}(t) - U_{\text{длз}}(t)\} + EPC_{\chi}(t), \quad (2)$$

де $U_G(t)$ – апріорі відома функція часу, що відповідає контрольному сигналу;

$U_{oc}(t)$ – функція, що може приймати ряд апріорно невідомих значень, які відповідають можливим станам охоронної системи, які визначаються вихідним опором охоронного сповіщувача, тобто можливими значеннями Z_o , Z_1, \dots, Z_r .

З урахуванням тієї обставини, що постійну відому величину $Z_{\text{длз}}$ можна адитивно ввести до складу можливих значень Z_o , Z_1, \dots, Z_r , позначимо $(U_G(t) - U_{oc}(t) - U_{\text{длз}}(t))$ як $U_s(t)$. Зазначимо,

що кожен елемент множини можливих значень $U_s(t)$ однозначно відповідає елементу Z_i множини можливих значень Z_0, Z_1, \dots, Z_r , де $i = 0, 1, \dots, r$. Таким чином, одержимо вираз (2) у формі

$$U_{BIM}(t) = U_s(t) + EPC_\chi(t). \quad (3)$$

Кожному значенню вимірювального сигналу $U_{BIM}(t)$ відповідає деяке можливе значення $U_s(t)$, що визначає стан охоронної системи, але маскується завадою $EPC_\chi(t)$.

Електричний сигнал на вході ППК у загальному випадку, оскільки коло лінійне, може бути представлений як адитивна суміш "корисного" $U_s(t)$ та заводового $EPC_\chi(t)$ сигналів кола. Корисний або контрольний сигнал $U_s(t)$ може бути представлений як

$$U_s(t) = U_{si} \times f(t, \{n\}), \quad (4)$$

де U_{si} – інформаційний параметр (амплітуда) сигналу $U_s(t)$, (U_{si} є квазівипадкова величина, що приймає ряд допустимих значень $U_{s0}, U_{s1}, \dots, U_{sr}$, які відповідають можливим станам охоронної системи);

$f(t, \{n\})$ – детермінована, апіорі відома функція часу t та сукупності параметрів $\{n\}$, що визначають форму та часове положення контрольного сигналу.

Контрольний сигнал (4) у частотній області має постійну складову та лінійний спектр з частотами $n\omega$, $n = 0, 1, 2, \dots, N$, $\omega = 2\pi/T$ (T – період повторення контрольного сигналу; N – номер найвищої гармонійної складової корисного сигналу, що визначається, зокрема, амплітудно-частотною характеристикою кола шлейфа сигналізації. При T порядку 1 ... 10 мс лінійний спектр сигналу займає смугу до 10 – 100 кГц).

Завада $\chi(t)$, що має електрорушійну силу $EPC_\chi(t)$ та наведена у шлейфі сигналізації, може бути представлена як випадкова функція часу. В часовій області це випадкові імпульсні коливання, тривалість яких дорівнює 0,1 – 10 мс, що мають нескінченний період. У частотній області ця функція має неперервний спектр від нульової частоти до 10^6 Гц. У випадку розміщення дротів шлейфа охоронної сигналізації в мережевих кабелях значення амплітуди наведених сигналів у вказаному частотному діапазоні складає величину порядку декілька вольт, що дорівнює чи перевищує значення амплітуди корисного сигналу. Зазначимо, що оскільки завада $\chi(t)$ має, в загальному випадку, невідоме походження, то відносити її до класу стаціонарних випадкових процесів немає підстав. У роботі [10], наприклад, відзначається, що для сигналу завади від систем зв'язку гаусівська модель заводового сигналу втрачає свою адекватність, яка вимагає пошуку інших видів розподілів імовірності, які б відповідали моделям заводових сигналів. Пропонується полігаусівська модель шумоподібного сигналу, яка є композицією великої кількості сигналів від різноманітних засобів зв'язку, що для завади охоронної системи $\chi(t)$ апіорі не виконується.

Спектр корисного сигналу міститься в середині спектра завади і виділити його будь-якою фільтрацією неможливо. Позначимо адитивну суміш корисного та заводового сигналів як випадкову нестационарну функцію часу $\xi(t)$ або нестационарний випадковий процес $\xi(t)$.

Вибрана реалізація випадкового процесу $\xi(t)$ на інтервалі часу $[0, T]$ з його нескінченним періодичним продовженням позначимо через $Y(t)$. Фізичний сигнал, що відповідає цьому процесу, обмежений у часі, має обмежену енергію. Подамо такий сигнал на інтервалі спостереження $[0, T]$ у вигляді дискретного ряду Фур'є:

$$Y(t) = \sum_{k=0}^{k=\infty} (A_k \cos k\omega t + B_k \sin k\omega t), \quad (5)$$

де A_k, B_k – коефіцієнти розкладення ряду Фур'є, що визначаються за методом Ейлера-Фур'є [10], $\omega = 2\pi / T$. Якщо $Y(t)$ – значення напруги випадкового процесу, то коефіцієнти розкладення ряду Фур'є A_k, B_k відповідають, відповідно, амплітудам косинусних та синусних гармонік.

Неперервність функції $Y(t)$ забезпечується у кожній точці інтервалу $[0, T]$ за рахунок інтегруючих властивостей електричного кола шлейфа як частотного фільтра. Але відомі приклади неперервних функцій з розбіжними рядами Фур'є. Тому в загальному випадку подання неперервної функції періоду 2π рядом (5) визначається теоремою [11] про наближене представлення функції тригонометричним поліномом, а саме: для довільного $\varepsilon > 0$ існує тригонометричний поліном

$$Y_n(t) = \sum_{k=0}^n (A_k \cos k\omega t + B_k \sin k\omega t), \quad (6)$$

для якого

$$|Y(t) - Y_n(t)| \leq \varepsilon \quad (7)$$

для довільного t .

Будемо розглядати вираз (6) як математичну модель, що фізично відповідає походженню сигналу $Y(t)$ як суперпозиції реально існуючих гармонійних складових контрольованого сигналу $s(t)$ та гармонійних складових нестационарної завади $\chi(t)$ або як суперпозиція контрольованого сигналу та гармонійних (спектральних) складових нестационарної завади. У загальному випадку, коли сигнал $Y(t)$ розглядається як суперпозиція сигналу $s(t) = A_{si} \times f(f, \{n\})$ та спектральних складових завади, де $s(t)$ – миттєве значення сигналу, A_{si} – амплітуда сигналу, $f(t, \{n\})$ – деяка детермінована апіорі відома функція часу t та сукупності параметрів $\{n\}$, вираз (6) може бути поданий у вигляді:

$$Y_n(t) = A_{si} \times f(t, \{n\}) + \sum_{k=0}^n (C_k \cos k\omega t + S_k \sin k\omega t), \quad (8)$$

де A_{si} – інформаційний параметр корисного сигналу, C_0 – амплітуда постійної складової завади, C_1, C_2, \dots, C_n – амплітуди косинусних гармонік завади, S_1, S_2, \dots, S_n – амплітуди синусних гармонік завади, n – номер гармонійної складової, у загальному випадку необмежено великий. Ці амплітуди

визначаються як коефіцієнти розкладення ряду за методом Ейлера-Фур'є [6]. Відоме [11] використання подання (6) у вигляді (8) для поліпшення збіжності ряду (6), коли функція $f(t, \{n\})$ підбирається так, що ряд, який визначається різницею $Y_n(t) - A_{si} \times f(t, \{n\})$, збігається швидше, ніж ряд (6). Прийmemo, що функція $f(t, \{n\})$ може бути підібрана таким чином, що характер збіжності вищезначених рядів однаковий.

Вираз (8) дає потенційну можливість визначити інформаційний параметр корисного сигналу A_{si} , що принципово вирішує задачу визначення сигналу на фоні завади. Дійсно, спостерігаючи протягом певного часу сигнал $Y(t)$, можна отримати $(2n + 2)$ часових відліків $Y_n(t_i)$, де індекс i змінюється від 0 до значення $(2n + 2)$. Таким чином, можна отримати систему $(2n + 2)$ лінійних рівнянь для $(2n + 2)$ невідомих, тобто для $A_{si}, C_o, C_1, C_2, \dots, C_n$ та $S_o, S_1, S_2, \dots, S_n$, позначивши їх відповідно як x_1, x_2, \dots, x_m . Значення функцій $f(t_i, \{n\})$, $\cos(k\omega t_i)$ та $\sin(k\omega t_i)$ в моменти часу t_i визначають матрицю системи $A = \|a_{ij}\|$, часові відліки $Y_n(t_i)$ визначають вільні члени b_1, b_2, \dots, b_m .

Рішення системи відносно невідомої x_1 (тобто відносно амплітуди A_{si}) визначає, в якому з можливих станів знаходиться шлейф, а, значить, і охоронна система. В нових позначеннях математична модель (8) зводиться до системи лінійних рівнянь стандартного вигляду, а саме [5]:

$$\begin{aligned} a_{11}x_1 + a_{12}x_2 + \dots + a_{1m}x_m &= b_1, \\ a_{21}x_1 + a_{22}x_2 + \dots + a_{2m}x_m &= b_2, \\ \dots & \dots \dots \dots \dots \\ a_{m1}x_1 + a_{m2}x_2 + \dots + a_{mm}x_m &= b_m, \end{aligned} \quad (9)$$

де x_1 – амплітуда контрольного (випробувального) сигналу, що визначається станом системи охорони;

x_2 – амплітуда постійної складової завади;

x_3, x_4, \dots, x_m – амплітуди дискретних гармонік завади $\chi(t)$, що наведена у шлейфі охоронної сигналізації.

Невідомі системи лінійних рівнянь (9) визначаються згідно з правилом Крамера [9] за формулою

$$x_j = (\det A)^{-1} \times (A_{1j}b_1 + A_{2j}b_2 + \dots + A_{mj}b_m),$$

де $\det A$ – детермінант матриці A системи лінійних рівнянь (9);

A_{ij} – алгебраїчне доповнення елемента a_{ij} матриці A . Зазначимо, що $(\det A)^{-1}$ та A_{ij} є константи. Тоді максимальна абсолютна похибка невідомої x_1 (інформаційного параметра) системи лінійних рівнянь (9) не перевищує

$$\Delta x_1 = |(\det A)^{-1}| \times (|A_{11}| + |A_{21}| + \dots + |A_{m1}|) \times |\Delta b|, \quad (10)$$

де $|\Delta b|$ – максимальна з абсолютних похибок $\Delta b_1, \Delta b_2, \dots, \Delta b_m$ – вільних членів рівняння. Мінімальні теоретичні похибки $\Delta b_1, \Delta b_2, \dots, \Delta b_m$ визначаються точністю апроксимації сигналу завади.

Кількість членів N_{\max} скінченного ряду Фур'є, тобто тригонометричного полінома (6), яким апроксимується завада, з одного боку, визначає точність подання сигналу завади, а, з іншого, визначає вимірність системи лінійних рівнянь (9). З точки зору точності подання сигналу завади, N_{\max} повинне бути якнайбільше, а з точки зору точності рішення, тобто якнайменшої абсолютної похибки системи лінійних рівнянь (9), повинно бути якнайменше.

Враховуючи вищезазначене, виникає потреба визначення вимірності системи рівнянь (9), при якій забезпечується необхідна точність подання сигналу.

Відповідно до існуючої теорії [6], точність подання довільної функції $f(x)$ за допомогою членів ряду Фур'є визначається шляхом оцінки залишку суми відкинутих членів ряду R_n .

Оцінка здійснюється в залежності від властивостей функції $f(x)$ та її похідних, а саме:

1. Для функції $f(x)$, яка має обмеження

$$|f(x)| \leq M, \quad (11)$$

оцінка залишку відкинутих членів ряду Фур'є, тобто $R_n = f(x) - s_n(x)$, визначається за допомогою співвідношення

$$|R_n| \leq M + AM \ln n, \quad (12)$$

де $n \geq 2$ – кількість членів ряду Фур'є, A – постійна величина.

2. Для функції $f(x)$, що має похідні до k -го порядку включно та при обмеженості k -ї похідної $f^{(k)}(x)$, так що

$$|f^{(k)}(x)| \leq M_k, \quad (13)$$

оцінка залишку відкинутих членів ряду задовольняє умові

$$|R_n| \leq AM_k \ln \frac{n}{n^k}, \quad (14)$$

($n \geq 2$). Якщо повна зміна k -ї похідної $f^{(k)}(x)$ в проміжку $[-\pi, \pi]$ обмежена, так що

$$\max f^{(k)}(x) - \min f^{(k)}(x) = V_k,$$

оцінка залишку задовольняє умові

$$|R_n| \leq V_k / n^k. \quad (15)$$

З наведеного випливає, що оцінка збіжності ряду Фур'є до певної функції $f(x)$ пов'язана з необхідністю визначення параметрів A , M , V_k , що можливо для функцій, які подані в аналітичному вигляді. У випадку, коли $f(x)$ розглядається як завада з невідомим аналітичним

виразом, застосування існуючих оцінок збіжності ряду Фур'є для визначення числа членів ряду, що забезпечують потрібну точність апроксимації завади, практично неможливо.

3. Наукова мета дослідження

Метою даної статті є розробка методики визначення вимірності системи лінійних рівнянь (9), що забезпечує потрібну точність подання рішення системи (9) для математичної моделі адитивної суміші корисного та завадового сигналів лінії зв'язку систем охорони об'єктів, поданих у вигляді суми функції з невідомим інформаційним параметром та скінченного ряду Фур'є.

Прийmemo до уваги ту обставину, що кількість членів тригонометричного полінома Фур'є (6), які забезпечують подання функції $Y(t)$ (5) з необхідною точністю $|\Delta b|$, визначається формулою (7), де $\varepsilon = |\Delta b|$. Визначаючи коефіцієнти розкладення ряду Фур'є A_k та B_k за формулами

$$A_0 = 1/T \int_0^T Y(t) dt, \quad A_k = 2/T \int_0^T Y(t) \cos k\omega t dt, \quad B_k = 2/T \int_0^T Y(t) \sin k\omega t dt, \quad (16)$$

де функція $Y(t)$ задається своїми табличними значеннями, отриманими в результаті вимірювань $Y(t)$ на інтервалі спостереження $(0, T)$, $k = 1, 2, \dots, n$, будемо мати у табличному вигляді функцію $Y_n(t)$. Перевіряючи виконання нерівності

$$|Y(t) - Y_n(t)| \leq |\Delta b| \quad (17)$$

для довільного значення змінної t методом послідовних наближень, визначаємо кількість членів N_{\max} тригонометричного полінома, що забезпечують виконання умови (17).

Беручи до уваги ту обставину, що функція $f(t, \{n\})$ підібрана таким чином, що характер збіжності рядів (6) та (8) однаковий, робимо висновок: одержане значення N_{\max} зберігає потрібну точність ε також для ряду (8), тобто визначає вимірність системи лінійних рівнянь (9), які будуються на підставі певної кількості часових відліків.

У найпростішому випадку вимірність m системи лінійних рівнянь (9) може бути $m = 4$ (невідомі x_1 – інформаційний параметр, що підлягає визначенню, x_2 – постійна складова завади, x_3 та x_4 – перші гармоніки ряду).

Для якісного дослідження залежності абсолютної похибки (10) від значень Δb при $m = 4$ прийmemo такий аналітичний вигляд функції $g(t, \{n\})$, допускаючи, що вона не змінює характер збіжності рядів:

$$g(t, \{n\}) = e^{-0,1 \times (t-5)^2}. \quad (18)$$

Контрольний (випробувальний) сигнал, що відповідає (18), спостерігається на інтервалі $[0, T]$, де період повторення $T = 0,01$ с. Відповідна лінійна частота $f = 100$ Гц. Чотири часові відліки зробимо у моменти часу 2,5 мс, 3,75 мс, 5,0 мс та 6,25 мс. Ці відліки відповідають фазі ωt

першої гармонійної складової відповідно 900, 1350, 1800 та 2250. Дані, необхідні для побудови системи рівнянь (1) при $m = 4$, зведемо у табл. 1.

Таблиця 1. Вихідні дані для побудови системи

tr (мс)	$e^{-0,1 \times (t-5)^2} \times x_1$	$1 \times x_2$	$\cos \omega t \times x_3$	$\sin \omega t \times x_4$	b(t)
t1=2,5 (90°)	$0,002 \times x_1$	$1 \times x_2$	$0 \times x_3$	$1 \times x_4$	b ₁
t2=3,75 (135°)	$0,210 \times x_1$	$1 \times x_2$	$-0,707 \times x_3$	$0,707 \times x_4$	b ₂
t3=5,0 (180°)	$1 \times x_1$	$1 \times x_2$	$-1 \times x_3$	$0 \times x_4$	b ₃
t4=6,25 (225°)	$0,210 \times x_1$	$1 \times x_2$	$-0,707 \times x_3$	$-0,707 \times x_4$	b ₄

Система рівнянь (9) при $m = 4$ має вигляд:

$$\begin{aligned}
 0,002 \times x_1 + 1 \times x_2 + 0 \times x_3 + 1 \times x_4 &= b_1, \\
 0,210 \times x_1 + 1 \times x_2 - 0,707 \times x_3 + 0,707 \times x_4 &= b_2, \\
 1 \times x_1 + 1 \times x_2 - 1 \times x_3 + 0 \times x_4 &= b_3, \\
 0,210 \times x_1 + 1 \times x_2 - 0,707 \times x_3 - 0,707 \times x_4 &= b_4.
 \end{aligned} \tag{19}$$

Відповідний розрахунок абсолютної похибки Δx_1 , згідно з (10), при $\det A = 0,704$ та $(|A_{11}| + |A_{21}| + |A_{31}| + |A_{41}|) = 2,83$ дає такий результат:

$$\Delta x_1 \approx 4 \times \Delta b. \tag{20}$$

Похибка Δb має дві основні складові. По-перше, складова, що визначається теоретичною точністю ε умови, $|Y(t) - Y_n(t)| \leq \varepsilon$. По-друге, це складова, що визначається точністю відрахунку моменту часу Δt при відліку значення $Y(t)$, тобто при визначенні одного з вільних членів.

Величину можливої похибки Δb , що обумовлена точністю відрахунку моменту часу Δt , можливо визначити, враховуючи швидкість зміни (тобто першої похідної) основного чинника – сигналу завади за певний час, а саме:

$$\Delta x_1 \approx f^{(1)}(t) \times \Delta t, \tag{21}$$

де Δt – похибка часового відліку.

Таким чином, у цьому випадку задача зводиться до оцінки максимального значення першої похідної адитивної суміші корисного та заводового сигналів $f(t)$. Для отримання такої оцінки розглянемо узагальнену функціональну схему периферійної частини системи охорони, що відповідає математичній моделі адитивної суміші корисного та заводового сигналів системи охорони [4], яка наведена на рис. 2,

де Z_k – кінцевий опір;

ЗВ – засіб виявлення загрози;

Рзв – блокуючий опір ЗВ;

ДЛЗ – двопровідна лінія зв'язку (шлейф сигналізації системи охорони);

ГВС – генератор контрольного (випробувального) сигналу;

АФ – аналоговий фільтр, смуга пропускання $\Delta f \approx 0 - 10^5$ Гц;

АЦП – аналого-цифровий перетворювач;
 ЦОС – блок цифрової обробки сигналу.

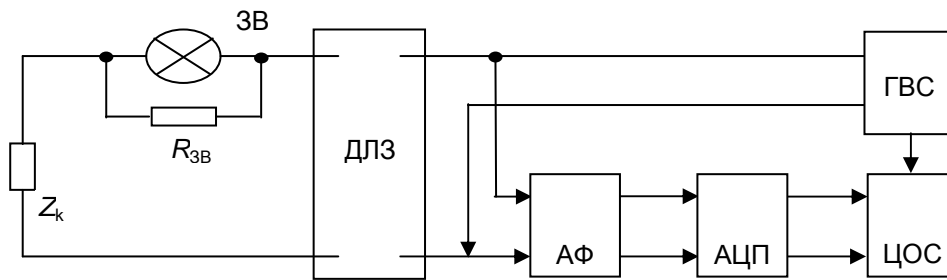


Рис. 2. Узагальнена функціональна схема периферійної частини системи охорони
 Прийmemo, що АФ є Г-подібним чотириполюсником, який містить послідовно поєднані елементи R , L , C [7], як зображено на рис. 3.

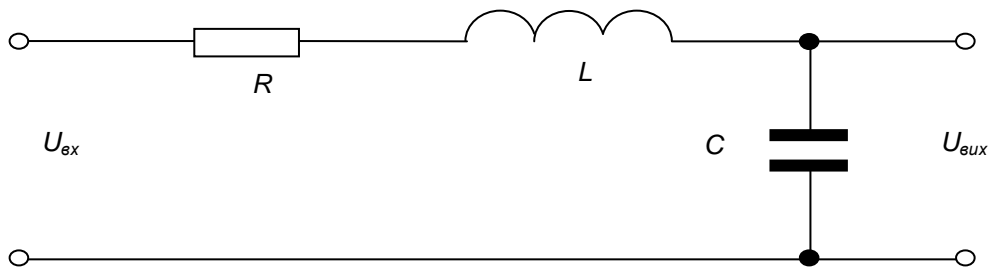


Рис. 3. Структурна схема Г-подібного смугового АФ

Частотний коефіцієнт передачі напруги такого смугового фільтра має вид

$$K(j\omega) = (1 / j\omega C) / [R + j\omega L + (1 / j\omega C)]. \quad (22)$$

При проходженні через цей фільтр сигналу, який має аналітичний вигляд [5]

$$U(t) = e^{-0,1 \times (t-5)^{\uparrow 2}}, \quad (23)$$

змінюється форма сигналу у відповідності з частотним коефіцієнтом передачі напруги (22), величина першої похідної сигналу має величину, що не перевищує значення порядку 10. При проходженні через фільтр сигналу завади, що являє собою у найгіршому випадку короточасний прямокутний сигнал великої амплітуди та малої протяжності (у граничному випадку дельта – імпульс), вихідний сигнал АФ $U_{вих}(t)$ буде його імпульсною характеристикою $h(t)$, яка має такий вигляд [7]:

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K(j\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad (24)$$

де $U_{вих}(t) = h(t)$ або в операторному зображенні

$$h(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \frac{e^{pt}}{p^2 LC + pRC + 1} dp. \quad (25)$$

Вираз (25) зводиться до типового операторного зображення підінтегральної функції [8]:

$$h(t) = \frac{1}{2\pi j} \frac{1}{q} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \frac{e^{pt}}{p^2 + 2\alpha p + \beta^2} dp, \quad (26)$$

де $\alpha = R/L$, $\beta^2 = 1/LC$, $q = LC = 1/\beta^2$.

Значення інтеграла (26) дорівнює

$$h(t) = U_{ВИХ}(t) = \frac{1}{\omega_c q} \times e^{-\alpha t} \times \sin \omega_c t, \quad (27)$$

де $\omega_c = (\beta^2 - \alpha^2)^{0,5}$.

Вихідний сигнал (27) являє собою коливання, амплітуда якого зменшується за експоненціальною залежністю до нескінченно малої величини, як зображено на рис. 4а, 4б (граничні випадки). Він являє собою одну з відомих імпульсних характеристик систем, що реалізуються [7].

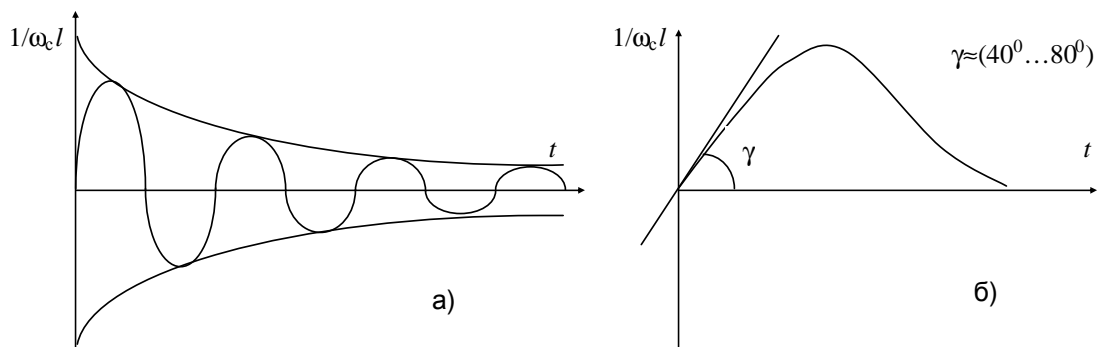


Рис. 4. Імпульсна характеристика чотирьохполюсника з коефіцієнтом передачі (11)

Вихідний сигнал у випадку завади типу дельта-імпульсу теж має обмежену величину першої похідної. Її максимальне абсолютне значення в момент часу $t = 0$ не перевищує значень від одиниць до тисяч одиниць. Тобто значення абсолютної похибки Δx_1 при такій досить приблизній оцінці (при імпульсній характеристиці, що наближена до зображеної на рис. 4б) дорівнює $\Delta x_1 = K[B/c] \times \Delta t[c]$, де $K < 100$. При значенні $\Delta t \approx 0,1$ мс значення $\Delta x_1 \approx 0,01$ В відповідає відносній похибці для $\delta x_1 \approx 0,1 - 1\%$.

4. Висновки

1. Математична модель, розроблена для спостережуваного сигналу аналогового провідного каналу зв'язку [4], дозволяє визначити невідомий інформаційний параметр, що характеризує стан охоронної системи об'єкта як рішення системи лінійних рівнянь з відомими постійними коефіцієнтами, які відповідають миттєвим значенням детермінованої функції й миттєвим значенням синуса й косинуса фази у фіксовані моменти виміру спостережуваного сигналу; при значеннях вільних членів системи рівнянь, що дорівнюють значенням спостережуваного сигналу у фіксовані моменти його виміру. Важливим питанням практичного застосування моделі є визначення вимірності відповідної системи лінійних рівнянь.

2. Запропонована в даній статті методика визначення вимірності системи лінійних рівнянь (9), що базується на визначенні інтегралів (24), методи обчислення яких добре розроблені, та методика

оцінки похибки рішення цієї системи лінійних рівнянь дозволяє в умовах обмеженого часу та присутності наведеної завади, амплітуда якої перевищує амплітуду корисного сигналу, забезпечити стійкість та точність рішення системи рівнянь, що дозволяє коректно визначити параметри корисного сигналу, які відповідають певному стану системи охорони об'єкта.

3. Вимірність системи рівнянь, за попередніми оцінками, складає величину порядку десятків, тому знаходження інформаційного параметра x_1 можливе за час порядку 10 ... 100 мкс, що дозволяє проводити внутріперіодну обробку сигналу, на відміну від відомих методів обробки сигналу, які ґрунтуються на операції інтегрування функцій, які описують сигнал, що спостерігається, та опірного коливання [4].

4. Подальшою задачею, що направлена на оптимізацію величини похибки Δb , є розрахунок фільтра з коефіцієнтом передачі (22) чи вибір іншого фільтра. Окремою подальшою науковою задачею є обґрунтування визначення форми вхідного контрольного (випробувального) сигналу, яка б забезпечила таку форму вихідного сигналу фільтра, що не змінює характер збіжності рядів (6) та (8).

5. Запропонований підхід може бути використаний фахівцями в галузі обчислювальної техніки при проектуванні ліній зв'язку систем охорони військових та інших важливих господарчих об'єктів, а також у широкому класі задач, пов'язаному з контролем нормованих амплітудно-частотних та фазово-частотних характеристик трактів передачі радіоелектронних засобів, наприклад, для контролю ліній телефонного аналогового зв'язку, трактів провідного зв'язку та мовлення, контролю якості передачі акустичних сигналів та ін.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Закон України № 638- IV від 20.03.03 р. «Про боротьбу з тероризмом». – С. 1.
2. Средства охранной, пожарной и охранно-пожарной сигнализации. Типы, основные параметры и размеры. – ГОСТ 26342-84. – М.: Государственный комитет СССР по стандартам. – 25 с.
3. Белявін В.Ф., Чигрін Р.М. Метод оцінювання параметрів корисного сигналу на фоні перешкод на основі застосування математичної моделі спостережуваного сигналу аналогового провідного каналу зв'язку // Системи управління навігації та зв'язку. – Київ: ЦНДІ, 2009. – Вип. №1 (9). – С. 183 – 187.
4. Белявін В.Ф., Чигрін Р.М., Миронович В.М. Математична модель випадкового сигналу аналогового провідного каналу сигналізації охоронних систем військових об'єктів на основі багатовимірної системи алгебраїчних лінійних рівнянь // Зб. наук. пр. Харківського університету повітряних сил. – Харків: ХУПС, 2009. – Вип. №1 (19). – С. 95 – 99.
5. Белявін В.Ф., Миронович В.М., Саричев Ю.О. Умови стійкості рішення багатовимірної системи лінійних рівнянь як математичної моделі випадкового сигналу лінії зв'язку систем охорони військових об'єктів // Зб. наук. пр. ННДЦ ОТ і ВБ України. – 2007. – Вип. 3 (37). – С. 70 – 75.
6. Фихтенгольц Г.М. Курс дифференциального и интегрального исчисления. – М., 1969. – Т. 3. – 656 с.
7. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб. пособие для вузов по спец. «Радиотехника». – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 1988. – 448 с.
8. Лосев А.К. Теория линейных электрических цепей. – М.: Высшая школа, 1987. – 512 с.
9. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся ВТУЗов. – М.: Наука, 1981. – 720 с.
10. Коротич В.В., Ніколаєнко В.Б., Кіреєв В.О. Математична модель заводового сигналу на основі полігаусівського розподілу імовірності // Зб. наук. пр. ННДЦ ОТ і ВБ України. – 2006. – Вип. 3 (32). – С. 126 – 132.
11. Толстов Г.П. Ряды Фурье. – М.: Наука, 1980. – 384 с.

Стаття надійшла до редакції 12.03.2009