

Keywords: *service life, sheet structures, automation of analysis, maritime safety, probability wear model, automation method, service life, reliability, faultlessness, technical condition, water transport means, reliability, failure, technical condition, means of water transport.*

УДК 621.391.032.7

doi.org/10.33298/2226-8553.2023.2.38.02

Чередник В.М., Гаценко Л.В.

ДОСЛІДЖЕННЯ ІМІТАЦІЙНОЇ МОДЕЛІ ДИСКРЕТИЗАЦІЇ ВИМІРЮВАЛЬНИХ СИГНАЛІВ ЩОДО МІНІМУМУ ПОХИБКИ ВІДНОВЛЕННЯ ІНФОРМАЦІЇ

Обґрунтовано подальші шляхи удосконалення системи контролю та діагностування технічного стану радіоелектронних систем засобів водного транспорту під час його експлуатації. Доведено, що існуючі методи і технології, покладені в основу побудови і функціонування засобів технічного контролю та діагностування радіоелектронних систем, відрізняються недостатньою ефективністю. Причиною цього є надважкі умови функціонування засобів водного транспорту, постійно зростаюча складність радіоелектронних систем, які самі та обслуговуючі їх засоби технічного контролю та діагностування використовують аналогові, аналого-цифрові і цифрові сигнали, що не відповідає передовим підходам до побудови сучасних систем і комплексів. Можливими шляхами досягнення необхідних характеристик засобів технічного контролю та діагностування на водному транспорті є отримання та обробка діагностичної інформації від різноманітних аналогових і цифрових радіоелектронних систем, удосконалення принципів функціонування засобів технічного контролю радіоелектронних систем і забезпечення мінімальної похибки відновлення інформації при дискретизації вимірювальних сигналів. Метою роботи є дослідження імітаційної моделі дискретизації вимірювальних сигналів щодо мінімуму похибки відновлення інформації. У роботі проведено дослідження похибок відновлення інформації засобів технічного контролю та діагностування радіоелектронних систем засобів водного транспорту на етапі експлуатації. Доведено, що відмінність частоти дискретизації від оптимальної є причиною втрати інформації про вхідний сигнал. Досліджено частоти дискретизації менші і більші за оптимальну та проаналізовані похибки, причини і обсяги втрати інформації про вхідний сигнал, а також вплив завад у вихідному сигналі.

Ключові слова: дослідження, частота дискретизації, енергозабезпечення, завада, засоби водного транспорту, інформація про вхідний сигнал, похибка, радіоелектронні системи, відновлення інформації, технічний контроль та діагностування

Постановка проблеми. Радіоелектронні системи (РЕС) засобів водного транспорту (ЗВТ) являють собою комплекс складних підсистем, що мають різні призначення елементну базу, відрізняються принципами побудови і модулів і блоків, конструктивними особливостями їх виконання [1 – 3]. Особливу пікантність ситуації додає той факт, що для виконання цільових завдань за призначенням в апаратурі застосовуються як цифрові, так й аналогові сигнали, і відповідні методи обробки інформації. Складність самих РЕС, різнотипність сигналів, що в них обробляються, різні підходи до контролю та діагностування радіоелектронних систем ЗВТ і непрості умови, в яких вони експлуатуються, висувають дуже серйозні вимоги до технічного стану радіоелектронного обладнання ЗВТ. Однією з найважливіших вимог є забезпечення високого рівня надійності РЕС, яка залежить від багатьох чинників. При цьому не останню роль відіграє обґрунтування та забезпечення параметрів контролю та діагностування радіоелектронних

систем ЗВТ [4]. Варто відзначити, що при дискретизації вимірювальних сигналів необхідно домагатися мінімуму похибки відновлення інформації. Це безпосередньо відбивається на обґрунтуванні параметрів контролю та діагностування радіоелектронних систем ЗВТ на етапі експлуатації. Аналого-цифрове перетворення (обробка) сигналів (АЦОС) відіграють дуже значну роль у вимірювальній техніці. Не менше значення ці процеси мають при відновленні сигналів в інформаційно-вимірювальних системах [5]. Тому актуальним науково-технічним завданням є побудова і дослідження імітаційної моделі дискретизації вимірювальних сигналів щодо забезпечення мінімуму похибки відновлення інформації, які дозволять значно спростити конструкцію апаратури контролю й у той самий час забезпечити необхідні технічні показники.

Аналіз літератури. Серед низки заходів, що приймаються для підтримання заданого рівня надійності РЕС ЗВТ й їхнього відновлення при виході з ладу, важлива роль належить застосуванню засобів технічного контролю та діагностування [6 – 11]. За допомогою даних засобів фахівці послідовно виконують такі операції. Якщо у ході контролю технічного стану РЕС ЗВТ виявлена несправність, то її локалізують із точністю до окремого елемента апаратури, а далі відновлюють встановлений рівень надійності.

Але засоби технічного контролю та діагностування РЕС ЗВТ побудовані на різних принципах, і за діагностичну використовують аналогову і цифрову інформацію. Такий стан речей негативно відбивається не тільки на номенклатурі засобів контролю технічного стану окремих РЕС ЗВТ, але й ускладнює побудову самої системи контролю і підтримання потрібного технічного стану РЕС і взагалі значно збільшує вартість експлуатації ЗВТ.

Передові представники суднобудівних та експлуатуючих компаній вже визначили напрямки розвитку засобів технічного контролю та діагностування РЕС і реалізують їх у практичній діяльності [6, 8]. Фахівці вважають за необхідне продовжити удосконалювати існуючі та розробляти нові методи і засоби технічного контролю та діагностування РЕС на всіх етапах їх життєвого циклу. При цьому особливий акцент робиться на широкому впровадженні комп'ютерних технологій і штучного інтелекту. Крім того, підкреслюється, що досягнення інформаційної взаємодії діагностичного (тестового) обладнання різних виробників можливо тільки шляхом забезпечення уніфікації та стандартизації обладнання.

Якість контролю технічного стану багато у чому визначається характеристиками засобів технічного контролю та діагностування РЕС ЗВТ. Насамперед, застосування аналогових, аналогово-цифрових, цифрових сигналів у них є, на наш погляд, основною причиною широкої номенклатура цих систем [1, 6–8]. Відповідно, це відображається на наявності великої кількості різноманітних вимірювальних приладів для контролю діагностичних параметрів у численних контрольних точках радіоелектронної апаратури. Відсутність масового застосування у цих процесах сучасних інформаційних технологій негативно впливають на забезпечення необхідних точності, оперативності й достовірності діагностування. Отже, забезпечення мінімуму похибки відновлення інформації при дискретизації вимірювальних сигналів дозволить підвищити якість контролю та діагностування радіоелектронних систем ЗВТ на етапі експлуатації.

Таким чином, при синтезі засобів контролю технічного стану РЕС ЗВТ необхідно оцінювати похибки вимірювання характеристик електричних сигналів; вплив на них завод; обґрунтувати і дослідити моделі дискретизації вимірювальних сигналів щодо мінімуму похибки відновлення інформації.

Метою роботи є дослідження імітаційної моделі дискретизації вимірювальних сигналів щодо мінімуму похибки відновлення інформації.

Основна частина.

Для вибору частоти дискретизації аналогового сигналу на практиці застосовується теорема Шеннона-Котельникова [12]. Однак між класичною постановкою задачі та її розв'язанням у вимірювальній практиці є суттєві обмеження [13], [14]. Насамперед, це стосується безпосереднього застосування класичних і сучасних методів оптимізації частоти дискретизації аналогових сигналів із забезпеченням мінімуму похибки. Тому необхідно по іншому підходити до постановки задачі оптимізації інтервалу (частоти) дискретизації, що розглядається у цій роботі. Для цього розглянемо узагальнену структурну схему

вимірювального каналу (рис. 1).

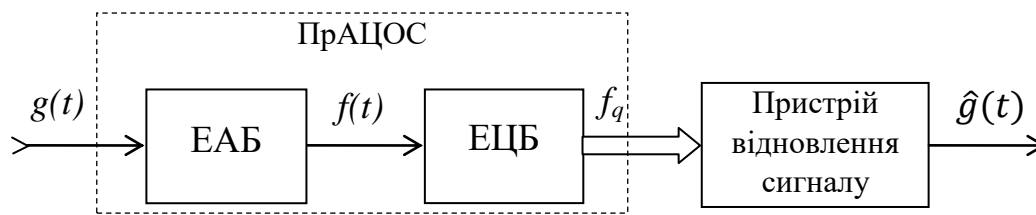


Рисунок 1 – Структурна схема вимірювального каналу
Джерело: розроблено авторами на основі [22], [23]

У пристрою аналого-цифрової обробки (або пристрої АЦОС – ПрАЦОС), згідно з його назвою, здійснюється аналого-цифрове перетворення вхідного сигналу $g(t)$. Структура ПрАЦОС доволі проста: до його складу входять еквівалентний аналоговий (ЕАБ) й еквівалентний цифровий блоки (ЕЦБ), що з'єднані послідовно і виділяються за видом виконуваної над вхідним сигналом операції. Ці виконувані аналогові чи цифрові операції визначають наявність у складі ЕАБ окремих аналогових функціональних блоків й аналогової частини аналого-цифрового перетворювача (АЦП). Водночас на вхід ЕЦБ надходить сигнал $f(t)$ для дискретизації та квантування з постійним строго заданим інтервалом дискретизації Δt , але цей сигнал може піддатися і цифровій обробці. Після обробки у ЕЦБ сигнали f_q у пристрою відновлення перетворюються на аналоговий сигнал $\hat{g}(t)$. Фактично мова йде про появу зображення вхідного сигналу $g(t)$ з певною похибкою відновлення.

Як відомо, згідно з теоремою Шеннона-Котельникова, високочастотні складові вихідного сигналу відновити неможливо. Тобто, якщо частота прагне до нескінченності, то частотні характеристики ЕАБ зменшуються до нуля. Але також відомо, за будь-якої кінцевої частоти дискретизації точне відновлення сигналу є неможливим. Саме це доведено у [14] для частот, більших за частоти зрізу, частотна характеристика яких строго дорівнює нулю.

Зазвичай для відновлення аналогового сигналу за дискретними точками спочатку відновлюють вихідний сигнал $f(t)$ ЕАБ за дискретним сигналом f_q на виході ЕЦБ, а потім відновлюють вхідний сигнал $g(t)$ ЕАБ за характеристиками його вихідного сигналу $f(t)$ [6]. Таке традиційне перетворення сигналів неминує веде до виникнення методичної похибки. Її причинами є особливості розв'язання обох задач: для першої – це інтерполяція, а для другої – регуляризація вихідного рівняння

$$\int_{-\infty}^t h(t - \tau) g(\tau) d\tau = f(t), \quad (1)$$

де $h(t - \tau)$ – імпульсна перехідна характеристика ЕАБ.

Рівняння (1) має нестійке рішення, де інтервал інтегрування визначається областю існування вхідного сигналу $g(\tau)$ і часу τ . Знаходження наближеного стійкого рішення виразу (1) можливе із застосуванням рівняння Фредгольма першого роду, що передбачає заміну точного оператора h наближеним (регуляризованим) оператором \hat{h} [15].

Пропонується у методі визначення оптимальної частоти дискретизації виключити обидві складові методичної похибки відновлення. Для цього замість рівняння (1) використовуємо інше рівняння, що не має, на відміну від виразу (1) нестійкості, але також зв'язує вхідний сигнал $g(\tau)$ ЕАБ із вихідним дискретним сигналом ЕЦБ:

$$\int_{-\infty}^{t_q} h(t_q - \tau) g(\tau) d\tau = f_q, \quad (2)$$

Де, $f_q \equiv f(t_q)$ – дискретні значення вихідного сигналу $f(t)$ ЕАБ, які отримуються за допомогою АЦП; t_q – моменти дискретизації сигналу $f(t)$.

Відсутність інтерполяції та регуляризації при розв'язанні рівняння (2) усуває причини виникнення методичної похибки і забезпечує спільне врахування властивостей завади у

вихідному сигналі f_q ЕЦБ і частотних властивостей перетворювального оператора. За рахунок цього мінімізується похибка відновлення вхідного сигналу $g(\tau)$ ЕАБ та вдається визначити оптимальну частоту дискретизації [16].

Рівняння (2) характеризується цікавими особливостями. По-перше, воно має стійке рішення навіть за точного задання h , а не наближеного (регуляризованого) оператора \hat{h} . По-друге, похибка відновлення вхідного сигналу пропорційна частоті дискретизації вхідного сигналу ЕАБ $f(t)$, і з її збільшенням (рівняння (2) наближається до (1)). По-третє, це зменшує стійкість щодо завад у сигналі $f(t)$, що викликає зростання похибки відновлення сигналу $g(\tau)$. Отже, частота дискретизації сигналу фактично є параметром регуляризації. Його значення безпосередньо визначає складову похибки відновлення, на яку впливає завадова складова похибки відновлення (завади дискретизованого сигналу f_q).

Інша складова похибки відновлення вхідного сигналу $g(\tau)$, також пов'язана з частотою його дискретизації, обумовлена тим, що збільшення інтервалу дискретизації Δt сигналу $f(t)$ зменшує кількість ступенів свободи у дискретному сигналі f_q . При відновленні сигналу $g(\tau)$ втрачається інформація про дрібні деталі. Зрозуміло, що ця складова похибки залежить від похибки дискретизації сигналу $g(\tau)$. У методах ступінчастої, лінійної та ін. видів апроксимації аналогового сигналу за його дискретними відліками вигляд апроксимуючої функції задається апріорно [17]. Запропонований метод відрізняється специфічним зв'язком апроксимуючої функції з імпульсною характеристикою ЕАБ. Так, додаткова апріорна інформація про $g(\tau)$ дозволяє зменшити складову цієї похибки. З цього випливає, що друга складова похибки відновлення повністю визначається видом вхідного сигналу $g(\tau)$, частотою дискретизації й імпульсною характеристикою ЕАБ.

Розробимо метод дискретизації сигналів мінімуму похибки відновлення інформації визначення оптимальної частоти дискретизації, який дозволяє виключити складові методичної похибки відновлення інформації.

Вплив частоти дискретизації сигналу $f(t)$ на похибку апроксимації та на завадову складову похибки відновлення сигналу $g(\tau)$ при синтезі ПрАЦОС є різноспрямованим: підвищення частоти дискретизації зменшує похибку апроксимації, і, навпаки, збільшує завадову складову похибки. Відомі передатна функція ЕАБ та статистичні характеристики завади у вихідному сигналі f_q АЦП дозволяють знайти оптимальну частоту дискретизації для кожного класу вхідних сигналів. Для цього застосовують різні критерії: мінімум сумарної похибки відновлення (присутні обидві складові похибки); мінімум однієї складової похибки відновлення при заданому рівні іншої складової похибки; максимум інформації в сигналі $g(\tau)$, яку можна отримати за дискретним сигналом f_q .

Однозначне збільшення похибки відновлення вхідного сигналу $g(\tau)$ викликається завищенням (заниженням) оптимальної частоти дискретизації. Тому визначення оптимальної частоти дискретизації шляхом отримання оцінок обох складових похибки відновлення незалежно від застосовуваного критерію і складає сутність запропонованого методу. Для цього за відомим дискретним сигналом f_q необхідно знайти вхідний сигнал $g(\tau)$, тобто знайти одне рішення рівняння (2) з множини.

Апроксимуючим (скелетним) сигналом називається рішення, що має найменшу норму і не містить апріорної інформації про вхідний сигнал $g(\tau)$.

Апроксимуючий сигнал, незалежно від того, проводиться чи ні відновлення вхідного сигналу $g(\tau)$ за дискретним сигналом f_q , визначає в останньому інформацію про сигнал $g(\tau)$ залежно від частоти дискретизації і дозволяє обґрунтовано визначити її.

Знайдемо регуляризоване рішення рівняння (2), що представляє апроксимуючий сигнал. Для цього позначимо $h(t_q - \tau) = h_q(\tau)$ і розглянемо систему функцій $\{h_q(\tau)\}$ як неортогональний базис у просторі функцій. Тоді величини f_q можна розглядати як проєкції вхідного сигналу $g(\tau)$ на підпростір L , "натягнутий" на систему функцій

$$\{h_q(\tau)\}: (g, h_q) = f_q, \quad (3)$$

де $(g, h_q) = \int_{-\infty}^{t_q} h_q(\tau)g(\tau) d\tau$ є скалярним добутком сигналу $g(\tau)$ і функції $h_q(\tau)$.

У загальному випадку система функцій $\{h_q(\tau)\}$ не є повною та у просторі вхідних сигналів $g(\tau)$ створює два підпростори: L та його ортогональне доповнення \bar{L} . Тоді

$$g(\tau) = g_L(\tau) + \bar{g}_L(\tau),$$

Де, функції $g_L(\tau)$ належать підпростору L , а функції $\bar{g}_L(\tau)$ – підпростору \bar{L} і ортогональній функції $g_L(\tau)$, тобто всім функціям $h_q(\tau)$:

$$(g_L, \bar{g}_L) = 0; (\bar{g}_L, h_q) = 0.$$

Однозначне визначення функції $g(\tau)$ за рівняннями (2) і (3) неможливі. Причому додавання до функції $g_L(\tau)$ будь-якої функції $\bar{g}_L(\tau)$ із ортогонального доповнення \bar{L} принципово не змінює рівняння.

Отже, рівняння (2) дозволяє визначити лише складову вхідного сигналу $g_L(\tau)$, адля визначення $\bar{g}_L(\tau)$ потрібне залучення апріорної інформації, що відсутня у виразі (2). Відновлення частини втраченої у процесі аналого-цифрового перетворення складової сигналу \bar{g}_L неминуче призведе до підвищення енергії чи потужності сигналу. Очевидно, що розв'язок $g_L(\tau) = g(\tau)$ при $\bar{g}_L(\tau) = 0$ з усіх можливих розв'язків рівнянь (2) або (3) має найменшу норму (енергії чи потужності):

$$\|g(\tau)\|^2 = \|g_L + \bar{g}_L\|^2 = \|g_L\|^2 + \|\bar{g}_L\|^2.$$

Якщо енергія сигналу $g_L(\tau)$ необмежена, під нормою розуміється його середня потужність. Отже, сигнал $g_L(\tau)$ не містить апріорної інформації про вхідний сигнал $g(\tau)$, має мінімальну норму і фактично є апроксимуючим (скелетним) сигналом. Нехай функції $h_q(\tau)$ є лінійно незалежними. Тоді запишемо

$$g_L(\tau) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g_n h_n(\tau), \quad (4)$$

де g_n – коефіцієнти, що не рівні нулю одночасно.

Функція $g_L(\tau)$ апроксимує вхідний сигнал $g(\tau)$. Імпульсні функції $h_n(\tau) = h(t_n - \tau)$ є базисними функціями, які при синтезі апроксимуючого сигналу $g_L(\tau)$, на відміну від відомих методів апроксимації, задаються не апріорно, а безпосередньо пов'язані з властивостями АЦП, які характеризуються його імпульсною характеристикою.

Підставляючи (4) у (3), отримаємо систему рівнянь для визначення коефіцієнтів g_n

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} k_{qn} g_n = f_q, \quad (5)$$

де

$$k_{qn} = \int_{-\infty}^{\infty} h_q(\tau) h_n(\tau) d\tau = (h_q, h_n). \quad (6)$$

Детермінант матриці $\text{Det}\|k_{qn}\|$ є визначник Грама системи функцій $h_q(\tau)$ і, якщо вони незалежні, немає нульових власних чисел. Тому розв'язок системи рівнянь (5) для величин g_n є єдиним [18].

Отримаємо його для необмеженого інтервалу часу та рівномірної дискретизації із інтервалом Δt . Матриця k_{qn} має нескінченну розмірність, яка залежить від різниці індексів:

$$k_{qn} = \int_{-\infty}^{\infty} h[(q-n)\Delta t + x] h(x) dx = k(q-n). \quad (7)$$

Тому коефіцієнти g_q й апроксимуючий сигнал $g_L(\tau)$ можуть бути знайдені в явній формі за допомогою перетворення Фур'є, в якому f_q – Фур'є-образи дискретного сигналу і g_q – системи коефіцієнтів:

$$\begin{cases} F(\omega) = \sum_{q=-\infty}^{\infty} f_q e^{-jq\omega\Delta t}; \\ G(\omega) = \sum_{q=-\infty}^{\infty} g_q e^{-jq\omega\Delta t}. \end{cases} \quad (8)$$

Періодичність функцій $F(\omega)$ і $G(\omega)$ (період $2\pi/\Delta t$) обмежує значення частоти ω інтервалом $-\pi/\Delta t \leq \omega \leq \pi/\Delta t$.

Зворотні перетворення Фур'є для функцій $F(\omega)$ і $G(\omega)$ у (8) мають вигляд

$$\begin{cases} f_q = \frac{\Delta t}{2\pi} \int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} F(\omega) e^{jq\omega\Delta t} d\omega; \\ g_q = \frac{\Delta t}{2\pi} \int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} G(\omega) e^{jq\omega\Delta t} d\omega. \end{cases} \quad (9)$$

Після перетворення Фур'є для рівнянь (5) маємо

$$G(\omega) = F(\omega)/\lambda(\omega).$$

де власні значення (спектр) оператора з матричними елементами $k_{qn} = k(q - n)$ дорівнюють

$$\lambda(\omega) = \sum_{q=-\infty}^{\infty} k(q)e^{-jq\omega\Delta t} = k(0) + 2 \sum_{q=1}^{\infty} k(q) \cos q \omega \Delta t. \quad (10)$$

Підставляючи рівність для g_q із (9) в (4), знаходимо рішення рівнянь (5):

$$g_L(\tau) = \frac{\Delta t}{2\pi} \int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} \frac{F(\omega) \psi(\omega, \tau)}{\lambda(\omega)} d\omega, \quad (11)$$

де

$$\psi(\omega, \tau) = \sum_{q=-\infty}^{\infty} h(q\Delta t - \tau) e^{jq\omega\Delta t}. \quad (12)$$

Система функцій $\psi(\omega, \tau)$ утворює ортогональний (але не нормований) базис у просторі L . Можна перетворити вираз (10) до вигляду

$$\lambda(\omega) = \Delta t \int_0^1 |H(\omega, \gamma)|^2 d\gamma. \quad (13)$$

Формула (13) має очевидний фізичний зміст: власні значення чи спектр оператора \hat{k} (матриці k_{qn}) виходить усередненням квадрата модуля частотної характеристики $H(\omega, \gamma)$ ЕАБ за початковою фазою дискретного сигналу f_q . Це означає, що навіть якщо $H(\omega, \gamma)$ має ізольовані нулі, то в спектрі $\lambda(\omega)$ ці нулі усуваються, тобто. скелетний розв'язок $g_L(\tau)$ і в такому разі залишається регулярним.

Отже, отримаємо остаточно формулу для регуляризованого розв'язку рівняння (2):

$$g_L(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} F(\omega) e^{jq\omega\Delta t} H^*(\omega, \gamma) d\omega \left[\int_0^1 |H(\omega, \gamma)|^2 d\gamma \right]^{-1}. \quad (14)$$

Зіставимо отриманий скелетний розв'язок $g_L(\tau)$ з відомими регуляризованими [5]:

$$g_L(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{F(\omega) e^{j\omega\tau} H^*(\omega)}{|H(\omega)|^2 + \alpha^2} d\omega,$$

де $H(\omega)$ – перетворення Фур'є передатної функції;

α – параметр регуляризації, що здійснює демпфування малих значень частотної характеристики $H(\omega, \gamma)$ у сфері високих частот. Для (14) за такий параметр виступає інтервал дискретизації Δt . Демпфування малих значень частотної характеристики ЕАБ у сфері високих частот досягається згортанням спектру в інтервалі періодичності $-\pi/\Delta t < \omega < \pi/\Delta t$, а усунення ізольованих нулів функції $H(\omega)$ – усередненням частотної характеристики $H(\omega, \gamma)$ з інтервалу дискретизації Δt .

При заміні інтеграла в (2) сумою за умови, що дискретизації зазнає не тільки вихідний сигнал ЕАБ, але також його вхідний сигнал $g(\tau)$ та передатна функція, розв'язання цієї системи рівнянь має вигляд

$$g(q\Delta t) = g_q = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} \frac{F(\omega) e^{jq\omega\Delta t}}{H(\omega)} d\omega, \quad (15)$$

де $H(\omega) = H(\omega, 0)$.

Для тих самих дискретних точок $\tau = q\Delta t$ скелетний розв'язок (14) дорівнює

$$g_L(q\Delta t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} F(\omega) e^{jq\omega\Delta t} H^*(\omega) d\omega \left[\int_0^1 |H(\omega, \gamma)|^2 d\gamma \right]^{-1}. \quad (16)$$

Із зіставлення виразів (15) і (16) витікає, що у розв'язку $g_L(q\Delta t)$ порівняно з $g(q\Delta t)$ усунуті ізольовані нулі частотної характеристики ЕАБ. Тому, якщо, у заваді є складові частоти, які потрапляють на ізольовані нулі функції $H(\omega)$, то рішення (15) буде нестійким, а рішення (16) залишається стійким, тобто різкого наростання завади у скелетному сигналі $g_L(q\Delta t)$ не відбувається. Крім того, усереднення за початковою фазою дискретизації $\gamma = \{\tau/\Delta t\}$ також призводить до зменшення похибки скелетного розв'язання.

Формула (14) дозволяє встановити вигляд рішення також й у проміжних точках залежно від вхідного сигналу $g(\tau)$. Для цього підставимо до неї рівність (8) для $F(\omega)$

$$g_L(\tau) = \int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} L(\tau, \tau') g(\tau) d\tau, \quad (17)$$

де

$$L(\tau, \tau') = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} H(\omega, \gamma) H^*(\omega, \gamma') e^{(q'-q)\omega\Delta t} d\omega \left[\int_0^1 |H(\omega, \gamma)|^2 d\gamma \right]^{-1}; \quad (18)$$

$$q = \left\lfloor \frac{\tau}{\Delta t} \right\rfloor; \quad q' = \left\lfloor \frac{\tau'}{\Delta t} \right\rfloor; \quad \gamma = \left\{ \frac{\tau}{\Delta t} \right\}; \quad \gamma' = \left\{ \frac{\tau'}{\Delta t} \right\}.$$

Оператор \hat{L} з матричними елементами $L(\tau, \tau')$ є оператором проектування із простору $L + \bar{L}$ на просторі L .

Отримаємо залежність скелетного сигналу $g_L(\tau)$ від вхідного сигналу $g(\tau)$ ЕАБ.

Для окремого випадку, коли імпульсна характеристика $h(\tau)$ ЕАБ мало змінюється в границях інтервалу дискретизації Δt , частотна характеристика $H(\omega, \gamma)$ ЕАБ практично не залежить від γ . Тому із виразу (18) отримаємо

$$L(\tau, \tau') = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} e^{(q'-q)\omega\Delta t} d\omega = \frac{1}{\Delta t} \delta_{q'q} = \frac{1}{\Delta t} \begin{cases} 1 & \text{at } q' = q; \\ 0 & \text{at } q' \neq q. \end{cases} \quad (19)$$

Тоді для скелетного розв'язку із виразу (17) на інтервалі $q\Delta t < \tau < (q+1)\Delta t$ маємо

$$g_L(\tau) = \frac{1}{\Delta t} \int_{q\Delta t}^{(q+1)\Delta t} g(\tau') d\tau'; \quad q\Delta t < \tau < (q+1)\Delta t. \quad (20)$$

Таким чином, для даного окремого випадку скелетний сигнал $g_L(\tau)$ представляє ступінчасту апроксимацію вхідного сигналу $g(\tau)$, причому значення функції $g_L(\tau)$ на кожному інтервалі дискретизації Δt є середнім значенням сигналу $g(\tau)$ на цьому інтервалі.

Розглянемо загальний випадок, коли імпульсна характеристика $h(\tau)$ ЕАБ може помітно змінюватися в границях інтервалу дискретизації Δt . Тоді значення скелетного сигналу $g_L(\tau)$ є виваженим середнім сигналу $g(\tau)$ не лише з цього, а й за сусідніми інтервалами дискретизації, а вигляд функції впливу визначається імпульсною характеристикою $h(\tau)$.

Отримані розв'язки для апроксимуючого (скелетного) сигналу $g_L(\tau)$ дозволяють знайти вираз для оцінки відносної похибки апроксимації ε_1 :

$$\varepsilon_1^2 = \frac{\|g - g_L\|^2}{\|g\|^2}. \quad (21)$$

При досить великій частоті дискретизації імпульсна характеристика $h(\tau)$ ЕАБ мало змінюється на інтервалі дискретизації Δt , а сигнал $g_L(\tau)$ визначається за формулою (20), і похибка апроксимації є похибкою ступінчастої апроксимації. Якщо у границях кожного інтервалу дискретизації Δt сигнал $g(\tau)$ змінюється плавно, за умови $g''(\tau) \ll g'(\tau)$, його можна, розкласти на інтервалах Δt у ряд Тейлора та обмежитися лінійним членом

$$g(\tau) = g(q\Delta t) + g'(q\Delta t)(\tau - q\Delta t); \quad q\Delta t < \tau < (q+1)\Delta t. \quad \dots\dots\dots (22)$$

Отже:

$$g_L(\tau) = g(q\Delta t) + g'(q\Delta t) \cdot \Delta t/2. \quad (23)$$

Співвідношення (22) і (23) дозволяють висловити відносну похибку апроксимації ε_1 у функції інтервалу дискретизації Δt : Для цього обчислимо

$$\varepsilon_1 \approx \Delta t/\theta, \quad (24)$$

де

$$\theta = \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} [g'(\tau)]^2 d\tau / \left[12 \int_{-\infty}^{\infty} g^2(\tau) d\tau \right] \right\}^{-1/2}. \quad (25)$$

Величина θ – характерний час, не залежить від інтервалу дискретизації Δt і характеризує часові властивості вхідного сигналу $g(\tau)$. Чим θ менше, тим швидше і різкіше змінюється сигнал $g(\tau)$.

Наявність у вихідному дискретному сигналі f_q ЕЦБ (або АЦП) завод унеможливорює точне відновлення навіть апроксимуючого сигналу $g_L(\tau)$. Частотні характеристики реальних вимірювальних перетворювачів в ЕАБ зменшуються за досить високих частот. Тоді при переході від дискретного f_q до початкового сигналу $g(\tau)$ відношення сигнал/завада зменшується і для нерегуляризованого рішення може дійти до нуля, навіть при ненульовому відношенні сигнал/завада в аналоговому сигналі $f(t)$. Його Дискретизація аналогового сигналу $f(t)$ регуляризує рішення, тому відношення сигнал/завада у відновленому сигналі $g_L(\tau)$ не дорівнює нулю.

Доведемо, що це відношення залежить від частоти дискретизації тим більше, чим ця частота є меншою. Знайдемо залежність відношення сигнал/завада у сигналі $g_L(\tau)$ від частоти (інтервалу)

дискретизації при заданому відношенні сигнал/завада в дискретному сигналі f_q . Нехай ξ_l – випадкова похибка (завада) у цьому сигналі. Тоді для випадкової похибки спектра сигналу f_q , відповідно до (8), для $F(\omega)$ маємо

$$\Delta F(\omega) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \xi_l e^{-jl\omega\Delta t}.$$

Похибка $\Delta g_L(\tau)$, відповідно до (11), в апроксимуючому сигналі $g_L(\tau)$ дорівнює:

$$\Delta g_L(\tau) = \frac{\Delta t}{2\pi} \int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} \frac{\Delta F(\omega) \cdot \psi(\omega, \tau)}{\lambda(\omega)} d\omega.$$

Отримаємо вираз відносної дисперсії випадкової похибки ε_2^2 , тобто для відношення потужності завади $\|\Delta g_L\|^2$ до потужності сигналу $\|g_L(\tau)\|^2$:

$$\varepsilon_2^2 = \frac{\|\Delta g_L(\tau)\|^2}{\|g_L(\tau)\|^2} = \int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} \frac{S(\omega)}{\lambda(\omega)} d\omega \left[\int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} \frac{S_0(\omega)}{\lambda(\omega)} d\omega \right]^{-1}, \quad (26)$$

де $S(\omega)$ – спектральна щільність потужності завади ξ_l у дискретній формі сигналу f_q ;

$S_0(\omega)$ – спектральна щільність потужності сигналу f_q .

У найбільш несприятливому випадку, коли спектр завад у сигналі f_q зосереджений поблизу меншого значення $\lambda(\omega)$, яке дорівнює λ_{min} , а спектр сигналу f_q – поблизу більшого значення $S(\omega)$, яке дорівнює λ_{max} , отримаємо

$$\varepsilon_2' = \sqrt{\lambda_{max}/\lambda_{min}} \sqrt{P/P_0}, \quad (27)$$

де $P = \int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} S(\omega) d\omega$ – потужність завади ξ_l в сигналі f_q ;

$P_0 = \int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} S_0(\omega) d\omega$ – потужність сигналу f_q .

Якщо завада ξ_l рівномірно розподілена за спектром дискретного сигналу f_q у границях $(-\pi/\Delta t, \pi/\Delta t)$, то виходить менше значення похибки

$$\varepsilon_2'' = [\lambda_{max} \left(\frac{1}{\lambda}\right)_m]^{1/2} \sqrt{P/P_0}, \quad (28)$$

де

$$\left(\frac{1}{\lambda}\right)_m = \frac{\Delta t}{2\pi} \int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} \frac{d\omega}{\lambda(\omega)}.$$

Величина P_0/P є відношення сигнал/завада на виході ЕЦП (або АЦП), а величини $(\varepsilon_2')^2$, $(\varepsilon_2'')^2$ – відношення сигнал/завада у відновленому скелетному сигналі $g_L(\tau)$. Тому коефіцієнт генерації шуму k_n , який дорівнює відношенню сигнал/завада скелетного сигналу $g_L(\tau)$, у більш негативному випадку визначається співвідношенням

$$k_n' = \lambda_{max}/\lambda_{min}, \quad (29)$$

а при рівномірному розподілі завади за спектром сигналу f_q , згідно співвідношенню (28):

$$k_n'' = \lambda(1/\lambda)_{mmax}. \quad (30)$$

Похибки ε_2' і ε_2'' пов'язані з коефіцієнтами генерації шуму k_n' і k_n'' співвідношеннями

$$\varepsilon_2' = \sqrt{k_n'} \cdot \eta; \quad \varepsilon_2'' = \sqrt{k_n''} \cdot \eta, \quad (31)$$

де $\eta^2 = P/P_0$ – відносна потужність завади у дискретному сигналі f_q , тобто відношення завада/сигнал на виході ЕЦП (або АЦП).

Для фіксованого вхідного сигналу $g(\tau)$ відносна похибка апроксимації ε_1 є систематичною, а величина ε_2^2 – відносною дисперсією випадкової похибки.

Співвідношення (29-31) визначають відносну похибку у відновленому вхідному сигналі $\hat{g}(\tau)$, обумовлену випадковою похибкою (завадою) у вихідному дискретному сигналі f_q ЕЦБ залежно від значення інтервалу дискретизації та вигляду імпульсної характеристики ЕАБ. Разом з формулами (21), (24) для відносної похибки апроксимації вони дозволяють обґрунтовано визначити оптимальний інтервал (частоту) дискретизації. Оскільки зі збільшенням інтервалу дискретизації відносна похибка зростає, такий оптимум існує. У простішому випадку оптимальне значення інтервалу дискретизації Δt можна знайти з умови $\varepsilon_1 = \varepsilon_2$ або з умови мінімуму сумарної похибки.

Проілюструємо запропонований метод визначення оптимального інтервалу (частоти) дискретизації на найпростішому прикладі, в якому розрахунки знайдені аналітично.

Нехай ЕАБ є простою аперіодичною ланкою із імпульсною характеристикою

$$h(\tau) = \begin{cases} \alpha e^{-\alpha\tau}, & \tau > 0; \\ 0, & \tau < 0, \end{cases} \quad (32)$$

де α^{-1} – постійна часу ланки.

Обчислимо частотну характеристику $H(\omega, \gamma)$ ЕАБ:

$$H(\omega, \gamma) = \alpha \sum_{i=1}^{\infty} e^{-\alpha[(i-\gamma)\Delta t] - j\omega\Delta t} = e^{\alpha\gamma\Delta t} H(\omega), \quad (33)$$

де

$$H(\omega) = \alpha \sum_{i=1}^{\infty} e^{-(\alpha+j\omega)i\Delta t} = \alpha [e^{(\alpha+j\omega)\Delta t} - 1]^{-1}.$$

Функція $H(\omega)$ не залежить від дрібної частини $\gamma = \{\tau/\Delta t\}$, тому

$$\int_0^1 |H(\omega, \gamma)|^2 d\gamma = b(\alpha) |H(\omega)|^2, \quad (34)$$

де $b(\alpha) = \int_0^1 e^{2\alpha\gamma\Delta t} d\gamma = \frac{1}{2\alpha\Delta t} (e^{2\alpha\Delta t} - 1)$ – числовий коефіцієнт.

Після підстановки виразів (33), (34) у формулу (14), знаходимо апроксимуючий (скелетний) сигнал

$$g_L(\tau) = \frac{e^{\alpha\gamma\Delta t}}{2\pi ab(\alpha)} \int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} F(\omega) e^{jq\omega\Delta t} [e^{(\alpha+j\omega)\Delta t} - 1] d\omega.$$

Після підстановки в цю формулу виразу (8) для $F(\omega)$ остаточно маємо

$$g_L(\tau) = \frac{2e^{\alpha\gamma\Delta t}}{e^{\alpha\Delta t} - 1} (e^{\alpha\Delta t} f_{q+1} - f_q).$$

Сигнал $g_L(\tau)$ є ступінчастою кривою, промодульованою множителем $\exp[\alpha\{\tau/\Delta t\}\Delta t]$. Якщо $\alpha\Delta t \ll 1$, то модуляція зникає та сигнал наближається до ступінчастої кривої $g_L(\alpha) = \frac{1}{2\alpha\Delta t} (f_{q+1} - f_q)$.

Із співвідношення (13) знаходимо

$$\lambda(\omega) = b(\alpha)\Delta t |H(\omega)|^2 = \alpha^2 \Delta t b(\alpha) (e^{2\alpha\Delta t} + 1 - 2e^{\alpha\Delta t} \cos \omega \Delta t)^{-1}.$$

Отже, отримаємо такі співвідношення:

$$\lambda_{2(e^{\alpha\Delta t} - 1)^{-2}}^{max}; \lambda_{2(e^{\alpha\Delta t} + 1)^{-2}}^{min}; (1/\lambda)_m = \frac{1}{\alpha^2 \Delta t b(\alpha)} (e^{2\alpha\Delta t} + 1).$$

Із виразів (29), (30) розраховано коефіцієнти генерації шуму:

$$k'_n = (e^{\alpha\Delta t} + 1)^2 (e^{\alpha\Delta t} - 1)^{-2}; \quad k''_n = (e^{2\alpha\Delta t} + 1) (e^{\alpha\Delta t} - 1)^{-2}.$$

Визначення оптимального інтервалу дискретизації Δt_0 для простої умови $\varepsilon_1 = \varepsilon_2$ і найбільш несприятливої, зосередженої завади призводить до рівняння

$$\frac{\Delta t_0}{\theta} = \frac{e^{\alpha\Delta t_0} + 1}{e^{\alpha\Delta t_0} - 1} \sigma,$$

де σ – відносне середнє значення завади.

Якщо $\zeta = \alpha\Delta t_0$ і $\beta = \alpha\theta\sigma$, то попередній вираз перетворимо до вигляду

$$\zeta = \beta \frac{e^{\zeta} + 1}{e^{\zeta} - 1}. \quad (35)$$

Аналогічно при рівномірному розподілі завади у вихідному сигналі f_q ЕЦБ за його спектром для оптимального інтервалу дискретизації Δt_0 отримаємо рівняння

$$\frac{\Delta t_0}{\theta} = \frac{\sqrt{e^{2\alpha\Delta t_0} + 1}}{e^{\alpha\Delta t_0} - 1} \sigma.$$

У тих же безрозмірних змінних – це рівняння набуває вигляду

$$\zeta = \beta \frac{\sqrt{e^{2\zeta} + 1}}{e^{\zeta} - 1}. \quad (36)$$

На рисунку 1 наведено графіки залежності розв'язку $\zeta = \alpha\Delta t_0$ від параметру $\beta = \alpha\theta\sigma$ за умови $\varepsilon_1 = \varepsilon_2$: крива 1 для рівняння (35) – зосереджена за частотою завада та крива 2 для рівняння (36) – рівномірно розподілена завада за спектром вихідного сигналу f_q ЕЦБ, а також залежності рішень $\zeta = \alpha\Delta t_0$ від параметру $\beta = \alpha\theta\sigma$, визначені найменше сумарної відносної

похибки відновлення $\varepsilon = \varepsilon_1 + \varepsilon_2$, для зосередженої завади (крива 3) та рівномірно розподіленої завади за спектром вихідного сигналу f_q ЕЦБ (крива 4).

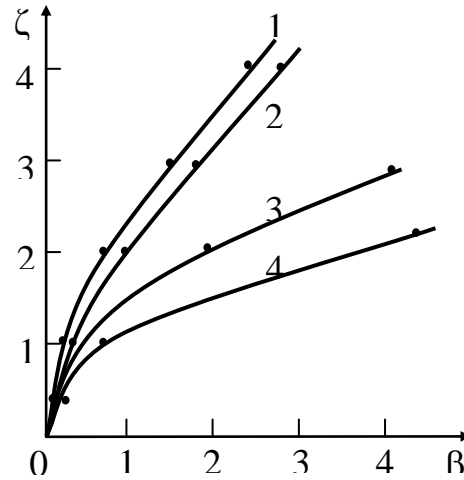


Рисунок 1 – Графіки залежностей безрозмірної змінної ζ від параметра β для різних видів завад
Джерело: розроблено авторами

На рисунку 2 наведено залежності нормованої похибки ε/σ від величини ζ , причому нумерація кривих відповідає тим самим чотирьом варіантам, за якими побудовані криві на рисунку 1 шляхом моделювання [19], [20].

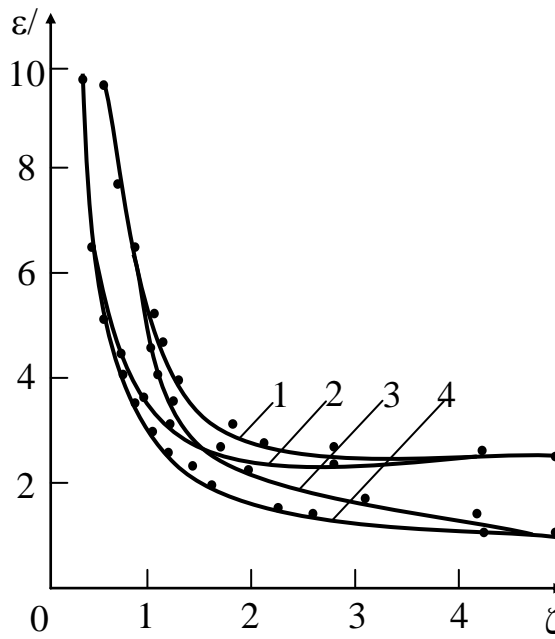


Рисунок 2 – Графіки залежності випадкової похибки дискретизації ε/σ від ζ для різних видів завад

Джерело: розроблено авторами на основі аналізу [19], [20]

Оскільки $\alpha\Delta t_0 \ll 1$, то при відновленні вхідного сигналу $g(\tau)$ відбувається посилення завади та відновлення виявляється можливим лише за досить малого рівня завади ξ у вихідному сигналі f_q ЕЦБ. При цьому відбувається відновлення деталей сигналу $g(\tau)$ на інтервалах

дискретизації Δt_0 , значно менших інтервалу усереднення α імпульсної властивості ЕАБ, тобто відбувається «максимальний роздільний ефект». При $\alpha \Delta t_0 \gg 1$ як із рівняння (35), так і із рівняння (36) маємо $\Delta t_0 \approx \sigma \theta$; $\sigma \theta \alpha \gg 1$.

У цьому випадку $\varepsilon_1 = \varepsilon'_2 = \varepsilon''_2 = \sigma$ не відбувається посилення завади при відновленні сигналу $g(\tau)$.

Для завад, зосереджених та рівномірно розподілених за спектром вихідного сигналу f_q ЕЦБ, з рівнянь (35) та (36) отримаємо залежності між завадовою складовою похибки та похибкою апроксимації:

$$\varepsilon'_2 = \sigma \frac{e^{\alpha \theta \varepsilon_1 + 1}}{e^{\alpha \theta \varepsilon_1} - 1}; \quad (37)$$

$$\varepsilon''_2 = \sigma \frac{\sqrt{e^{2\alpha \theta \varepsilon_1} + 1}}{e^{\alpha \theta \varepsilon_1} - 1}. \quad (38)$$

З формул (37), (38) видно, що прагнення зменшити одну зі складових похибки відновлення призводить до збільшення іншої її складової. Так, у галузі "роздільності сигналів" (при $\alpha \theta \varepsilon_1 \ll 1$) маємо:

$$\varepsilon'_2 \approx 2\sigma / (\alpha \theta \varepsilon_1); \quad \varepsilon''_2 \approx \sqrt{2}\sigma / (\alpha \theta \varepsilon_1).$$

Оптимальна частота (або інтервал) дискретизації при аналого-цифровій обробці сигналів безпосередньо пов'язана, по-перше, з часовою характеристикою θ вхідного сигналу $g(\tau)$ ЕАБ, що визначається співвідношенням (25). По-друге, з імпульсною чи частотною характеристиками ЕАБ. І, по-третє, із рівнем завади у вихідному сигналі ЕЦБ (чи АЦП), тобто з усіма параметрами та характеристиками власне вимірювального каналу (або ПрАЦОС).

Для визначення оптимального інтервалу дискретизації Δt_0 немає необхідності проводити фактичне відновлення вхідного сигналу $g(\tau)$, хоча воно може бути виконано з допомогою формули (14). За наявності апріорної інформації про вхідний сигнал $g(\tau)$ апроксимуючий сигнал $g_L(\tau)$ може бути доповнений ортогональним до нього сигналом $\tilde{g}_L(\tau)$, щоб врахувати таку інформацію. Необхідно лише мати на увазі, що при цьому потужність вхідного сигналу $g(\tau)$ збільшується. Практично для визначення Δt_0 достатньо знання характерного часу θ вхідного сигналу, відносної дисперсії завади σ^2 у вихідному сигналі АЦП та частотного спектру $\lambda(\omega)$, що визначається згідно (13), або в найбільш несприятливому випадку зосередженої за частотою завади знання відношення $\lambda_{min_{max}}$. Це дозволяє визначити обидві складові похибки, що впливають на вибір частоти дискретизації, – похибку апроксимації ε_1 та завадову складову похибки ε_2 у функції інтервалу дискретизації Δt . Потім, використовуючи один із критеріїв оптимальності, знаходять оптимальний інтервал (або частоту) дискретизації Δt_0 . У розглянутому прикладі критерій рівності складових похибки та критерій мінімуму сумарної похибки призводять до близьких значень оптимального інтервалу дискретизації. Очевидно, це має місце й у загальному випадку.

Висновки. Доведено, що на технічний стан радіоелектронних систем засобів водного транспорту впливає частота дискретизації оброблюваних аналогових сигналів. Проведено дослідження похибок вимірювання характеристик електричних сигналів радіоелектронних систем засобів водного транспорту.

Таким чином, відмінність частоти дискретизації від оптимальної є причиною проблем при технічній реалізації пристрою. Якщо частота дискретизації менша за оптимальну, то збільшується похибка і втрачається частина інформації про вхідний сигнал ПрАЦОС. Якщо частота дискретизації більша за оптимальну, то у загальному випадку це не збільшує інформації про вхідний сигнал, а й за необхідності його відновлення – зменшує її через більш сильний вплив завад у вихідному сигналі.

Запропонований у роботі метод дискретизації сигналів за мінімумом похибки відновлення інформації для визначення оптимальної частоти дискретизації дозволяє вирішити зазначену суперечність.

ЛІТЕРАТУРА

1. Gini F. Grand Challenges in Radar Signal Processing // *Front. Sig. Proc.* 1:664232. – 2021. – <https://doi.org/10.3389/frsip.2021.664232>.
2. Zhu X., Mou L., Zhang L. et al. Deep learning in remote sensing: a comprehensive review and list of resources // *IEEE Geosci, Remote Sens. Mag.* – 2017. – № 5 (4). – Pp. 8-36. – <https://doi.org/10.1109/mgrs.2017.2762307>.
3. Герасимов С.В., Гаценко Л.В. Метод повышения надежности радиоэлектронной аппаратуры средств водного транспорта при эксплуатации по техническому состоянию // *Azərbaycan Dövlət Dəniz Akademiyasının Elmi Əsərləri (Proceedings of Azerbaijan State Marine Academy)*. – № 1. – 2021. – С. 118-126.
4. Герасимов С.В., Куценко В.В., Борисенко М.В. Синтез вимірювального сигналу для оцінки технічного стану радіотехнічних систем // *The X-th International scientific and practical conference «Modern approaches to the introduction of science into practice»*. – San Francisco, USA. – 2020. – С. 237-241.
5. Laptiev O., Yevseiev S., Hatsenko L., Daki O., Ivanenko V., Fedunov V., Hohoniants S. The method of discretization signals to minimize the fallibility of information recovery // *International Journal of Communication Networks and Information Security (IJCNIS)*. – Vol. 13. – No 3 (2021). – Pp. 340-348. <https://doi.org/10.54039/ijcnis.v13i3.5070>.
6. Герасимов С.В., Гаценко Л.В. Моделювання генерації сигналів спеціальної форми для контролю технічного стану радіоелектронного обладнання // *Комплексне забезпечення якості технологічних процесів та систем (КЗЯТПС – 2022)*. – Чернігів: НУ «Чернігівська політехніка», 2022. – Т. 2. – С. 176.
7. Artikula A., Britov D., Dzhus V. et al. Measurement errors affecting the characteristics of multi-position systems and ways to reduce them // *InterConf.* – 2021. – Pp. 333-346. – <https://doi.org/10.51582/interconf.7-8.06.2021.035>.
8. Herasymov S., Soroka V., Milevskiy S. et al. Development of a Method for Digital Synthesis of Electrical Signals with a Normalized Harmonic Coefficient // *5th International Congress on Human-Computer Interaction, Optimization and Robotic Applications (HORA)*. – 2023. – Pp. 1-5. – <https://doi.org/10.1109/HORA58378.2023.10156678>.
9. Hatsenko L., Kyrychenko D., Yakovlev M. Investigation of the Influence of Random Interferences on the Error with Frequency Conversion Electrical Signals Information Systems Power Supply // *IEEE Proceedings of 16th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*. – 2022. – Pp. 573-577.
10. Hatsenko L., Herasimov S., Pohasii S. Investigation of the Effect of Harmonic Interference on the Error with Frequency Conversion of Energy Supply Systems on Water Transport Vehicles // *CPITS-II-2021: Cybersecurity Providing in Information and Telecommunication Systems*. – 2021. – Pp. 237-243.
11. Hatsenko L., Lutsenko A., Skopintsev O., Pohasii S. Investigation of Measurement Errors of Electrical Signals Characteristics of Energy Supply Systems // *ISIT Short Paper Proceedings of the 2nd International Conference on Intellectual Systems and Information Technologies*. – 2021. – Pp. 184-191.
12. Пухов Г.Е. Дифференциальные преобразования функций и уравнений / Пухов Г.Е. – К.: Наукова думка, 1980. – 419 с.
13. Пухов Г.Е. Приближенные методы математического моделирования, основанные на применении дифференциальных Т-преобразований / Г.Е. Пухов. – К.: Наукова думка, 1988. – 216 с.
14. IMO, SN/Circ. 213. – Guidance on Chart Datum and Accuracy of Positions on Charts. – 31 May, 2000.
15. Пухов Г.Е. Дифференциальные спектры и модели / Г.Е. Пухов. – К.: Наукова думка, 1990. – 184 с.
16. Герасимов С.В., Гаценко Л.В., Кукобко С.В. Обґрунтування вимог до системи

контролю технічного стану радіоелектронних систем // XXI науково-технічна конференція «Створення та модернізація озброєння і військової техніки в сучасних умовах». – Чернігів: ДНДІ ВіС ОБТ. – 2021. – С. 61.

17. Чинков В.М. Дослідження та обґрунтування критеріїв оптимізації вимірювальних сигналів для контролю технічного стану систем автоматичного управління / В.М. Чинков, С.В. Герасимов // Український метрологічний журнал. – 2013. – № 4. С. 43-47.

18. Величко О.М. Основи метрології та метрологічна діяльність / Величко О.М., Коцюба А.М., Новиков В.М. – К: Техніка, 2000. – 228 с.

19. Чарльз Калверт. Delphi 5. Енциклопедія користувача / Чарльз Калверт. – Київ: Изд. ДіаСофт Лтд. – 1996. – 736 с.

20. The Math Works – MATLAB and Simulink for Technical Computing // [електронний ресурс] – Режим доступу: <http://www.mathworks.com>.

REFERENCES

1. Gini F. (2021) Grand Challenges in Radar Signal Processing. *Front. Sig. Proc.* 1:664232. <https://doi.org/10.3389/frsip.2021.664232>.

2. Zhu X., Mou L., Zhang L. et al. (2017) Deep learning in remote sensing: a comprehensive review and list of resources. *IEEE Geosci, Remote Sens. Mag.* № 5 (4). Pp. 8-36. <https://doi.org/10.1109/mgrs.2017.2762307>.

3. Herasimov S., Hatsenko L. (2021) Method for increasing the reliability of radio-electronic equipment of water transport means during operation according to technical condition. *Proceedings of Azerbaijan State Marine Academy.* № 1. Pp. 118-126.

4. Herasimov S., Kutsenko V., Borysenko M. (2020) Synthesis of the measuring signal for assessing the technical condition of radio engineering systems. *The X-th International scientific and practical conference «Modern approaches to the introduction of science into practice».* San Francisco, USA. Pp. 237-241.

5. Laptiev O., Yevseiev S., Hatsenko L., Daki O., Ivanenko V., Fedunov V., Hohoniants S. The method of discretization signals to minimize the fallibility of information recovery // *International Journal of Communication Networks and Information Security (IJCNIS)*. – Vol. 13. – No 3 (2021). – Pp. 340-348. <https://doi.org/10.54039/ijcnis.v13i3.5070>.

6. Herasimov S., Hatsenko L. (2022) Modeling of the generation of signals of a special form for monitoring the technical condition of radio-electronic equipment. *Comprehensive quality assurance of technological processes and systems (KZYATPS - 2022)*. Vol. 2. P. 176.

7. Artikula A., Britov D., Dzhus V. et al. (2021) Measurement errors affecting the characteristics of multi-position systems and ways to reduce them. *InterConf.* Pp. 333-346. <https://doi.org/10.51582/interconf.7-8.06.2021.035>.

8. Herasymov S., Soroka V., Milevskyi S. et al. (2023) Development of a Method for Digital Synthesis of Electrical Signals with a Normalized Harmonic Coefficient. *5th International Congress on Human-Computer Interaction, Optimization and Robotic Applications (HORA)*. Pp. 1-5. <https://doi.org/10.1109/HORA58378.2023.10156678>.

9. Hatsenko L., Kyrychenko D., Yakovlev M. (2022) Investigation of the Influence of Random Interferences on the Error with Frequency Conversion Electrical Signals Information Systems Power Supply. *IEEE Proceedings of 16th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*. Pp. 573-577.

10. Hatsenko L., Herasimov S., Pohasii S. (2021) Investigation of the Effect of Harmonic Interference on the Error with Frequency Conversion of Energy Supply Systems on Water Transport Vehicles. *CPITS-II-2021: Cybersecurity Providing in Information and Telecommunication Systems*. Pp. 237-243.

11. Hatsenko L., Lutsenko A., Skopintsev O., Pohasii S. (2021) Investigation of Measurement Errors of Electrical Signals Characteristics of Energy Supply Systems. *ISIT Short Paper Proceedings*

of the 2nd International Conference on Intellectual Systems and Information Technologies. Pp. 184-191.

12. Pukhov G.E. Differential transformations of functions and equations / Pukhov G.E. – K.: Naukova Dumka, 1980. – 419 p.

13. Pukhov, G.E. Approximate methods of mathematical modelling based on the application of differential T-transformations / G.E. Pukhov. – K.: Naukova Dumka, 1988. – 216 p.

14. IMO, SN/Circ. 213. – Guidance on Chart Datum and Accuracy of Positions on Charts. – 31 May, 2000.

15. 24. Pukhov G.E. Differential spectra and models / G.E. Pukhov. – K.: Naukova Dumka, 1990. – 184 p.

16. Gerasymov S.V., Gatsenko L.V., Kukobko S.V. Substantiation of requirements for the system of control of the technical condition of radio electronic systems // *XXI Scientific and Technical Conference "Creation and Modernisation of Weapons and Military Equipment in Modern Conditions."* – Chernihiv: SRI VIS OVT. – 2021. – P. 61.

17. Chinkov V.M. Research and substantiation of criteria for optimizing measurement signals for monitoring the technical condition of automatic control systems / V.M. Chinkov, S.V. Gerasimov // *Ukrainian Metrological Journal*. 2013. – No. 4. P. 43-47.

18. Velychko O.M. Fundamentals of metrology and metrological activity / Velychko O.M., Kotsiuba A.M., Novikov V.M. – K.:Technika, 2000. – 228 p.

19. Charles Calvert. Delphi 5. User's encyclopedia / Charles Calvert – Kyiv: DiaSoft Ltd. DiaSoft Ltd. – 1996. – 736 p.

20. The Math Works – MATLAB and Simulink for Technical Computing // [electronic resource] – Access mode: <http://www.mathworks.com>.

Cherednuk V.M., Hatsenko L V.

INVESTIGATION OF THE SIMULATION MODEL OF MEASUREMENT SIGNALS SAMPLING WITH RESPECT TO THE MINIMUM ERROR OF INFORMATION RECOVERY

Further ways of improving the system of control and diagnostics of the technical condition of radio electronic systems of water transport means during its operation are substantiated. It is proved that the existing methods and technologies underlying the construction and operation of technical control and diagnostics of radio electronic systems are not very effective. The reason for this is the extremely difficult conditions of functioning of water transport means, the ever-increasing complexity of radio electronic systems, which themselves and the technical control and diagnostic means serving them use analogue, analogue-digital and digital signals, which does not correspond to advanced approaches to the construction of modern systems and complexes. Possible ways to achieve the required characteristics of technical control and diagnostic means in water transport are to obtain and process diagnostic information from various analogue and digital radio electronic systems, improve the principles of functioning of technical control means of radio electronic systems and ensure minimal error in information recovery when sampling measurement signals. The aim of the work is to study the simulation model of measurement signal sampling with respect to the minimum information recovery error. The paper investigates the errors of information recovery of technical control and diagnostics of radio electronic systems of water transport means at the stage of operation. It is proved that the difference in the sampling rate from the optimal one causes the loss of information about the input signal. The sampling rates less and more than the optimal one is investigated and the errors, causes and volumes of loss of information about the input signal, as well as the influence of interference in the output signal are analysed.

Keywords: *research, sampling rate, power supply, interference, water transport means, information about the input signal, error, radio electronic systems, information recovery, technical control and diagnostics*