

О. А. ДАКІ

Державний університет інфраструктури та технологій, Київ, Україна

МЕТОДИ СИНТЕЗУ ВИМІРЮВАЛЬНИХ СИГНАЛІВ З НОРМОВАНИМ СПЕКТРОМ

Відомо, що вимоги до оперативності та якості проведення операцій з контролю технічного стану складних систем підвищуються у зв'язку з переведенням систем і об'єктів на експлуатацію за технічним станом. В статті розглянуто наявність у практиці контролю технічного стану складних систем протиріччя, а саме забезпечення заданої достовірності інформації про технічний стан радіонавігаційних комплексів управління рухом засобів водного транспорту потребує збільшення обсягу та точності вимірювань при оцінюванні їх характеристик з одного боку, з іншого – відсутність методів автоматизації процесів синтезу вимірювальних сигналів та обробки відгуків на них для цього. Традиційними вимірювальними сигналами для контролю технічного стану радіотехнічних систем є синусоїдні коливання. Проте такий підхід потребує значної працездатності контролю та призводить до зниження оперативності його проведення через необхідність введення інерційних блоків для підвищення перешкодозахисності. Уникнути даного недоліку можливо за рахунок використання багаточастотних сигналів з нормованим спектром – полігармонійних сигналів. Вони представляють собою суму певної кількості корисних гармонік, модульовані сигнали з нормованим спектром і різні форми бінарних сигналів. Тому актуальною науковою проблемою є розроблення методів синтезу полігармонійних вимірювальних сигналів і обробки відгуків на них для підвищення достовірності та оперативності автоматизованого контролю технічного стану радіотехнічних систем. За результатами аналізу вимірювальних сигналів та відомих методів синтезу вимірювальних сигналів запропоновано результати дослідження предметної області, які включають в собі дослідження методів синтезу вимірювальних сигналів з нормованим спектром з метою удосконалення процесу автоматизованого контролю технічного стану радіотехнічних систем. Крім того, наведено особливості проведення експериментальної перевірки отриманих теоретичних результатів і розроблення рекомендації щодо їх впровадження для автоматизованого контролю технічного стану радіонавігаційних комплексів управління рухом засобів водного транспорту.

Ключові слова: експлуатація; радіонавігаційні комплекси; управління рухом; засоби водного транспорту; методи; синтез; вимірювальні сигнали; автоматизація контролю; сигнали з нормованим спектром.

Постановка проблеми

Перспективним напрямком розвитку методів і приладів контролю та діагностування технічного стану радіонавігаційних комплексів управління рухом засобів водного транспорту є їх автоматизація та універсалізація [1–3].

При цьому виникає відоме у практиці контролю технічного стану складних систем *протиріччя*: забезпечення заданої достовірності інформації про технічний стан радіонавігаційних комплексів управління рухом засобів водного транспорту потребує збільшення обсягу та точності вимірювань при оцінюванні їх характеристик з одного боку, з іншого – відсутність методів автоматизації процесів синтезу вимірювальних сигналів та обробки відгуків на них для цього.

У рамках зазначеного протиріччя актуальними є дослідження, які пов'язані з аналізом вимірюваль-

них параметрів та подальшим розробленням оптимального методу синтезу вимірювальних сигналів з потрібним спектром [3].

Аналіз останніх досліджень

Провідними закордонними фахівцями в даній галузі, зокрема, Ван Схонвелд, Ван Оудер, А. Томпсон, І. Коллар, Т. Уїлсон, а також відомими вітчизняними вченими, такими як М. Я. Мінц, Д. В. Корольков, Ю. М. Парійський, Ю. Ф. Павленко, В. К. Волосюк, В. М. Чинков, П. А. Шпаньон, В. Г. Алексин, Л. А. Козырь, С. В. Симоненко, Л. Л. Вагущенко, Н. Н. Цымбал та ін. розроблено ряд робіт, які доказують можливість використання складних вимірювальних сигналів, окрім періодичних синусоїдних і прямокутних, для контролю технічного стану технічних систем [3–5].

Проте лише оглядово розглянуто методи синте-

зу вимірювальних сигналів складної форми для контролю технічного стану радіотехнічних систем (РТС) [6–8].

Формулювання цілей статті

У статті досліджуються методи синтезу вимірювальних сигналів з нормованим спектром з метою удосконалення автоматизованого контролю технічного стану радіотехнічних систем.

Основні матеріали дослідження

У цей час є загально визнаним, що одним з основних напрямків удосконалення системи експлуатації складних технічних об'єктів (у тому числі РТС) є розвиток системи їх обслуговування, яка полягає в проведенні операцій з вимірювання та контролю параметрів об'єктів з метою визначення ступеня їх придатності до подальшого використання за призначенням.

Вимоги до оперативності та якості проведення операцій з контролю технічного стану підвищуються у зв'язку з переведенням систем і об'єктів на експлуатацію за технічним станом [4, 5].

Традиційними вимірювальними сигналами для контролю технічного стану РТС є синусоїдні коливання [3]. Проте такий підхід потребує значної працездатності контролю та призводить до зниження оперативності його проведення через необхідність введення інерційних блоків для підвищення перешкодозахисності.

1. Використання полігармонійних сигналів

Уникнути даного недоліку можливо за рахунок використання багаточастотних сигналів з нормованим спектром – полігармонійних сигналів [6]. Вони представляють собою суму певної кількості корисних гармонік, модульовані сигнали з нормованим спектром і різні форми бінарних сигналів.

Тому актуальною науковою проблемою є розроблення методів синтезу полігармонійних вимірювальних сигналів і обробки відгуків на них для підвищення достовірності та оперативності автоматизованого контролю технічного стану РТС.

Теоретичні основи синтезу вхідних полігармонійних вимірювальних сигналів і обробки відгуку на такі сигнали дозволяють удосконалити процес автоматизованого контролю технічного стану РТС [7, 8].

Представимо парний мультисинус $f(\alpha)$, що має необхідний дискретний амплітудний спектр, з періодом T рядом Фур'є на інтервалі $(0; T/2)$

$$f(\alpha) = \sum_{n=1}^N \rho_n W_n c_n \cos n\alpha, \quad (1)$$

де $\alpha = \omega_0 t$ – фазовий кут ($0 \leq \alpha \leq \pi$); ω_0 – основна частота сигналу; c_n – амплітуда n -ї гармоніки; N – номер верхньої частоти контролю в спектрі сигналу; W_n – фазовий коефіцієнт, причому $W_n = 1$, якщо $\psi_n = 0$, та $W_n = -1$, якщо $\psi_n = \pi$, де ψ_n – фаза n -ї гармоніки; ρ_n – ваговий коефіцієнт, причому $\rho_n = 1$, якщо n -а гармоніка входить до сітки контрольних частот, і $\rho_n = 0$, якщо не входить.

Очевидно, синтез різноманітних парних сигналів з нормованим спектром (СНС) типу “мультисинус” з однаковими амплітудами c_n , але різними фазовими коефіцієнтами W_n буде приводити до різних значень коефіцієнта амплітуди, проте їх середньоквадратичне значення буде однаковим.

Виходячи з цього, можна сформулювати наступний критерій оптимальності синтезу парного СНС типу “мультисинус”

$$\min_{\{W_n\}_{\text{опт}}} \max_{\{\alpha\}} |f(\alpha)|. \quad (2)$$

Умова (2) показує, що оптимізацію СНС за змінними W_n необхідно проводити за два етапи. На першому етапі на інтервалі $0 \leq \alpha \leq \pi$ при певному наборі фазових коефіцієнтів $\{W_n\}_i$ знаходять максимальне за модулем значення сигналу $|f(\alpha)|_{\text{max}}$, а на другому етапі визначають такий вектор $\{W_n\}_{\text{опт}}$, для якого величина $|f(\alpha)|_{\text{max}}$ буде мінімальною.

Оптимізація парного СНС типу “мультисинус” за критерієм (2), у порівнянні з “мультисинусом” з довільними фазами, має декілька суттєвих переваг: по-перше, визначення величини $|f(\alpha)|_{\text{max}}$ проводиться на інтервалі $0 \leq \alpha \leq \pi$, і, по-друге, замість усього діапазону значень фаз ψ_n аналізується максимум 2^S комбінацій величин $\{W_n\}$, де S дорівнює кількості корисних гармонічних складових на інтервалі аналізу.

Перший етап розв'язання задачі (2) полягає в адаптивному пошуку модулів екстремальних значень для фіксованого набору коефіцієнтів $\{W_n\}_i$ на інтервалі $0 \leq \alpha \leq \pi$. У роботі [9, 10] знайдене аналітичне співвідношення, що зв'яже достатню кількість m миттєвих значень “мультисинуса” на половині періоду зі спектральним складом та максимальною відносною похибкою δ розрахунку екстремумів бажаного сигналу

$$m = \text{ceil} \left(\pi \cdot \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N \rho_n c_n n^2}{0,86\delta \sum_{n=1}^N \rho_n c_n}} \right),$$

де $\text{ceil}(\dots)$ – функція округлення до найближчого більшого цілого числа.

Знаходження оптимального набору коефіцієнтів $\{W_n\}_{\text{опт}}$, що відбувається на другому етапі, організовується за допомогою методу покоординатного спуску з використанням мултистартів.

Зміст покоординатного спуску полягає в наступному. Для конкретного вектора $\{W_n\}_i$ обчислюємо значення $|f(\alpha)|_{\text{max}}$. Потім, послідовно змінюючи знак у кожного коефіцієнта W_n , починаючи з першого W_1 , будемо залишати знак величини W_n тим самим, якщо його зміна не зменшує величини $|f(\alpha)|_{\text{max}}$, і змінювати його на протилежний, якщо його зміна привела до зменшення максимального за модулем значення СНС.

Таким чином, пройдемо весь набір коефіцієнтів $\{W_n\}$. На цьому закінчується перший цикл, після чого знову вертаємося до першого коефіцієнта W_1 й виконуємо аналогічно другий, третій і наступний цикли. У загальному випадку кількість циклів може виявитися різною. Даний алгоритм закінчується на тому циклі, в ході якого жодного разу не відбувається зменшення величини $|f(\alpha)|_{\text{max}}$ при змінах знаків у коефіцієнтів $\{W_n\}$ (у негативному випадку аналізу підлягають S^2 комбінацій величин $\{W_n\}$).

Проведення одного покоординатного спуску, як правило, не приводить до оптимального за коефіцієнтом амплітуди парного “мултисинуса”, тому вищезгадану процедуру виконують декілька разів, тобто з мултистартом (рестартом). Кожен покоординатний спуск здійснюється для нового набору фазових коефіцієнтів $\{W_n\}_i$, розподілених за довільним рівномірним законом. Серед усіх результатів мултистартів обирається такий набір коефіцієнтів $\{W_n\}$, який доставляє найменше значення величині $|f(\alpha)|_{\text{max}}$.

Практична реалізація СНС типу “мултисинус” пропонується за допомогою цифро-аналогового перетворювача (ЦАП), причому останній, як правило, відновлює сигнал із затримкою нульового порядку (zero-order hold), тобто синтезує не сам сигнал у чистому вигляді, а його кусково-східчасту апроксимацію з рівномірним кроком у часі. Кінцеві вирази для синфазної та квадратурної складових кусково-східчастого “мултисинуса” мають наступний вигляд

$$\begin{cases} \hat{a}_n = \frac{2}{L} \sin\left(\frac{n\pi}{L}\right) \times \\ \times \sum_{l=1}^L \rho_n W_n c_n \cos\left[\frac{2\pi n(l-1)}{L}\right] \cos\left[\frac{\pi n(2l-1)}{L}\right]; \\ \hat{b}_n = \frac{2}{L} \sin\left(\frac{n\pi}{L}\right) \times \\ \times \sum_{l=1}^L \rho_n W_n c_n \cos\left[\frac{2\pi n(l-1)}{L}\right] \sin\left[\frac{\pi n(2l-1)}{L}\right]. \end{cases} \quad (3)$$

де L – кількість рівнів апроксимації на інтервалі одного періоду, що зв’язана з періодом “мултисинуса” T та часом відновлення ЦАП T_0 виразом $L = \frac{T}{T_0}$;

$$\text{sinc}\left(\frac{\pi n}{L}\right) = \frac{\sin\left(\frac{\pi n}{L}\right)}{\left(\frac{\pi n}{L}\right)} \text{ – передатна функція (частотний}$$

коефіцієнт передачі) пристрою з нульовою затримкою ЦАП для n -ї гармонічної складової СНС.

Комп’ютерне моделювання формули (3) показує, що амплітуди гармонік СНС відтворюються з різним загасанням, причому, більшому номеру частоти відповідає менша амплітуда відповідної гармоніки у спектрі “мултисинуса”.

З метою попередньої компенсації даного впливу ЦАП на спектральні складові співвідношення (1) для синтезу СНС типу парний “мултисинус” необхідно доповнити множником, що є зворотною величиною до передатної функції ЦАП $\left[\text{sinc}\left(\frac{\pi n}{L}\right)\right]^{-1}$

$$f(\alpha) = \sum_{n=1}^N \left[\text{sinc}\left(\frac{\pi n}{L}\right)\right]^{-1} \rho_n W_n c_n \cos n\alpha. \quad (4)$$

Аналіз результатів розв’язання оптимізаційної задачі (3) для сигналів з різною кількістю корисних гармонік та різними амплітудами дозволяє зробити висновок про те, що найменше значення коефіцієнта амплітуди доцільно шукати не тільки для класу парних функцій, але й для непарних, тобто коли СНС (4) так само являє собою суму синусоїд. Отже, мултистарт з покоординатним спуском проводимо як для парного, так і для непарного “мултисинуса”.

Для прикладу моделювання методу синтезу “мултисинуса” було проведено для наступної задачі: треба отримати рівномірний спектр для 20-ти гармонічних складових з однаковими амплітудами 1 В.

Результати моделювання наведені на рис. 1. Оптимальний за фазами парний “мултисинус” та сигнал з одиничними фазовими коефіцієнтами W_n представлені на діаграмі рис. 1, а. У результаті оптимізації вда-

лося зменшити максимальне за модулем значення СНС у чотири рази та отримати коефіцієнт амплітуди $K_a = 1,57$, що відповідає збільшенню показника “відношення сигнал / шум” на 12,1 dB.

Графік на рис. 1, б відображає кусково-східчасту апроксимацію оптимального парного СНС за 22-ма точками відновлення на інтервалі половини періоду. Спектр кусково-східчастого “мульти-сінуса” без компенсації та з попередньою компенсацією передатної функції ЦАП представлені відповідно на рис. 1, в, г.

Використання парних СНС типу “мульти-сінус” дозволяє уникнути складних розрахунків, підвищити оперативність отримання потрібних параметрів сигналу та на підставі симетричності парних СНС удвічі скоротити об'єм пам'яті даних. Останній факт є дуже суттєвим у тих випадках, коли потрібно досягти мініатюризації калібраторів сигналів при одночасному підвищенні їх універсальності, тобто в одному запам'ятовуючому пристрої зберігати коди декількох СНС. Актуальність використання симетрії парних сигналів пов'язана так само з тим, що відтворення нормованого спектру з мінімальними похибками потребує збільшення точок відновлення СНС на інтервалі одного періоду та підвищення розрядності представлення кодів миттєвих значень.

2. Метод синтезу бінарних сигналів із заданим амплітудним спектром

Періодичні СНС бінарної форми, що мають нормовані параметри амплітудного спектра, знаходять широке застосування в метрологічній практиці [8,9]. Вибір таких сигналів як тестові впливи для ідентифікації різних ЛДС у частотній області дозволяє одержати високий показник “відношення сигнал/шум”, оскільки вони мають мінімальний серед усіх сигналів коефіцієнт амплітуди, що дорівнює одиниці. Так само однією з основних переваг бінарних СНС є достатньо проста апаратна реалізація калібраторів сигналів, що забезпечує їм економічну ефективність.

Найбільші функціональні можливості щодо управління спектральним складом мають бінарні ЧІМ СНС, коли формування необхідного спектра сигналу досягається за рахунок зміни моментів переключення його рівнів.

Розглянемо методи синтезу таких СНС та наведемо основні математичні вирази для оптимального набору їх параметрів за двома критеріями: за критерієм максимуму середнього значення корисних гармонік при обмеженні на корисну потужність СНС та за критерієм нерівномірності спектра.

Синтез бінарного СНС за критерієм максимуму середнього значення корисних гармонік при обмеженні на корисну потужність СНС.

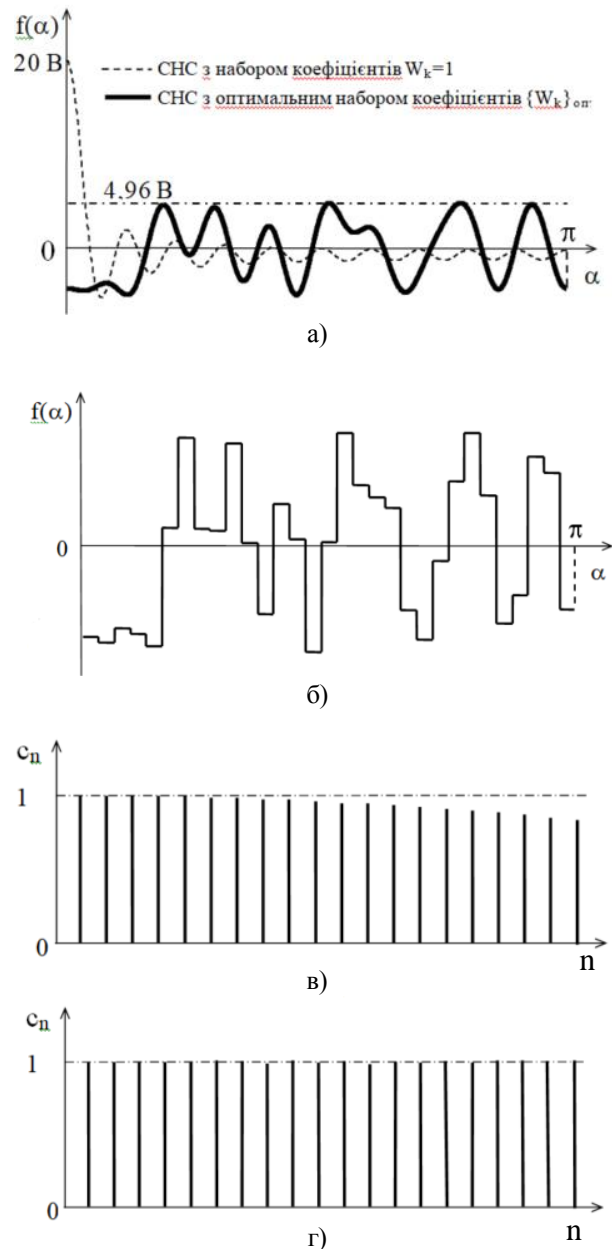


Рис. 1. Результати синтезу СНС типу “мульти-сінус”

Математична постановка задачі синтезу такого СНС полягає в пошуку найкращого середньоквадратичного наближення спектра бінарного сигналу $F(\alpha)$ до спектра бажаного сигналу $f(\alpha)$, що визначається виразом (1):

$$\sigma = \min \sum_{n=-\infty}^{\infty} (|d_n| - |\dot{D}_n|)^2, \quad (5)$$

$$\text{де } \dot{d}_n = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(\alpha) e^{-jn\alpha} d\alpha = \frac{1}{2} c_n e^{j\psi_n};$$

$$\dot{D}_n = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} F(\alpha) e^{-jn\alpha} d\alpha = \frac{1}{2} C_n e^{j\varphi_n} - \text{відповідно ком-}$$

плексні коефіцієнти Фур'є сигналів $f(\alpha)$ та $F(\alpha)$ при $n \neq 0$; C_n і φ_n – амплітуда й фаза n -ї гармоніки сигналу $F(\alpha)$.

Після певних перетворень критерій оптимізації (5) стає еквівалентним максимізації середнього значення амплітуд гармонік \bar{C} бінарного сигналу в корисному діапазоні частот

$$G_1 = \max \bar{C} = \max \frac{1}{S} \sum_{n=1}^N \rho_n C_n. \quad (6)$$

Формулювання функції обмежень на певні параметри СНС у даному випадку може виходити з тієї необхідності, що вхідний сигнал повинен давати можливість відстежити як завгодно малі зміни АЧХ ЛДС. Така постановка приводить до задачі про максимізацію корисної потужності $P_{\text{кор}}$, що виділяється у навантаженні

$$g_1 = \max P_{\text{кор}} = \max \frac{1}{2} \sum_{n=1}^N \rho_n C_n^2. \quad (7)$$

Формули (6) та (7) зв'язані між собою співвідношенням

$$D = \frac{2}{S} P_{\text{кор}} - \bar{C}^2, \quad (8)$$

де D – дисперсія амплітуд гармонік корисних частот.

Аналіз виразу (8) показує, що при фіксованому значенні корисної потужності $P_{\text{кор}} = P_{\text{зад}}$ зменшення дисперсії корисних гармонік може бути досягнуто за рахунок максимізації їх середнього значення \bar{C} .

Синтез бінарного СНС за критерієм нерівномірності спектра.

Для отримання рівномірного спектра бінарного СНС як критерій оптимізації доцільно обрати мінімум різниці між максимальною та мінімальною амплітудами гармонічних складових у корисному діапазоні частот

$$G_2 = \min(\max\{C_n\} - \min\{C_n\}). \quad (9)$$

У загальному випадку оптимізація СНС за критерієм (9) так само може відбуватися за наявності ряду обмежень, наприклад, щодо значення коефіцієнта

корисної дії калібратора, рівня найменшої корисної гармонічної складової в спектрі СНС тощо.

Для безпосередньої реалізації синтезу бінарних СНС за співвідношеннями (6), (7), (9) приведемо кінцевий вираз, що зв'яже амплітуди гармонік C_n СНС з вектором точок його переключення

$$C_n(\alpha) = \frac{2F_0}{\pi} \sqrt{a_n^2 + b_n^2}, \quad (10)$$

$$\text{де } a_n = \sum_{i=M_0}^{M-1} (-1)^i \cos(n\alpha_i);$$

$$b_n = \sum_{i=M_0}^{M-1} (-1)^i \sin(n\alpha_i),$$

F_0 – амплітуда бінарного сигналу; α – вектор фазових координат (точок) переключення.

Після підстановки формули (10) до відповідних цільових функцій та функцій обмежень отримуємо класичну задачу знаходження умовного екстремуму:

$$\begin{cases} \arg \min_{\alpha \in [0, 2\pi]} G(\alpha), \\ \text{при } g_j(\alpha) = 0, j \in \Theta = \{1, \dots, m_{NL}\} \\ g_j(\alpha) \leq 0, j \in \Omega = \{m_{NL} + 1, \dots, m_{NL} + m_L\} \end{cases}, \quad (11)$$

де Θ, m_{NL} – відповідно множина та кількість нелінійних обмежень;

Ω, m_L – множина та кількість лінійних обмежень.

Задача (11) є задачею нелінійного програмування, розв'язанням якої буде стаціонарна точка функції Лагранжа

$$L(\alpha, \lambda) = G(\alpha) + \sum_{j \in \Theta \cup \Omega} \lambda_j g_j(\alpha), \quad (12)$$

що задовольняє необхідним умовам першого порядку (Каруша – Куна – Такера) [9, 13].

Найбільш ефективним методом розв'язання задачі (11) є метод послідовного квадратичного програмування, що використовується в багатьох сучасних пакетах математичних програм для знаходження умовних екстремумів [10]. Цей метод оптимізації є ітераційним, тобто наближення до оптимального вектора точок переключення α^* здійснюється за формулою

$$\alpha_{k+1} = \alpha_k + s_k d_k,$$

де α_{k+1} та α_k – відповідні набори точок переключення α на $(k+1)$ -й та k -й ітераціях;

s_k, d_k – відповідно значення кроку та вектор напрямку на k -й ітерації.

Отже, метод послідовного квадратичного програмування містить в собі два етапи: перший етап – визначення напрямку спуску з поточного наближення α_k ; другий етап – розрахунок такого кроку уздовж цього напрямку, який би задовольняв певній функції виграшу.

Суть першого етапу полягає у заміні задачі оптимізації (11) стандартною задачею квадратичного програмування шляхом квадратичної апроксимації функції Лагранжа (12) та лінеаризації всіх нелінійних обмежень. Спрощена задача далі розв'язується з використанням квазіньютонівської схеми оновлення матриці других частинних похідних (матриці Гессе) лагранжіану (12) та стратегії активного набору при урахуванні обмежень [11]. Розрахунок величини кроку в багатьох алгоритмах оптимізації відбувається лінійним пошуком мінімуму абсолютної або квадратичної штрафної функції, наприклад, Хана та Пауела [12, 13].

Аналогічно СНС типу мультисинус проведемо моделювання бінарного ЧІМ сигналу для отримання спектра, що складається з 20-ти гармонік. На рис. 2, а, б, подано відповідно бінарний СНС та його спектр, оптимізований за критерієм максимуму середнього значення корисних гармонік при обмеженні на корисну потужність сигналу $P_{\text{кор}} \geq 0,95 \text{ В}^2$. Діаграми на рис. 2, в, г відповідають оптимальному сигналу та спектру при $P_{\text{кор}} \geq 0,85 \text{ В}^2$.

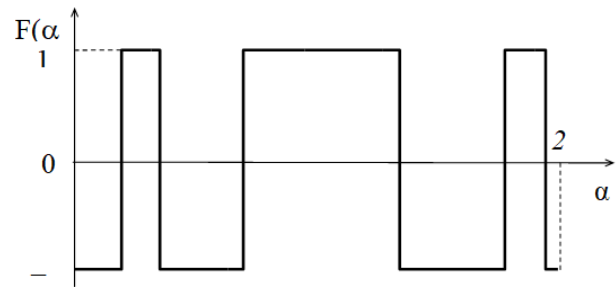
Результатом оптимізації будуть СНС, що мають відповідно значення $\bar{C} = 0,232 \text{ В}$, $P_{\text{кор}} = 0,947 \text{ В}^2$ та $\bar{C} = 0,29 \text{ В}$, $P_{\text{кор}} = 0,85 \text{ В}^2$.

Отже, запропонований метод дозволяє отримати СНС з наперед заданими параметрами спектра.

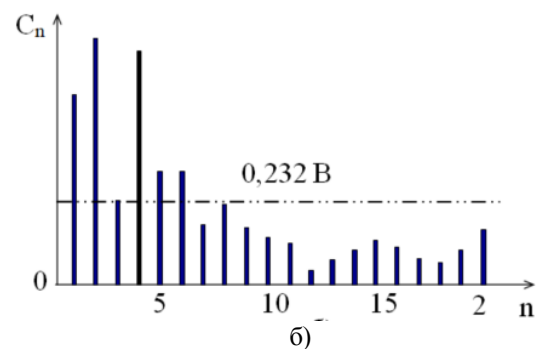
За початкове наближення вектору точок переключення в обох випадках обрано моменти переходу через нуль бажаного СНС типу “мультисинус” з довільними фазами. Як видно з рис. 2, при підвищених вимогах до корисної потужності СНС має значний розкид між амплітудами на частотах аналізу. У першому випадку розкид складає $0,703 \text{ В}$, а в другому – $0,17 \text{ В}$. Рівномірний спектр для бінарного ЧІМ сигналу можна отримати, якщо провести оптимізацію бінарного СНС за критерієм (9) [14].

Для прикладу розглянемо результати роботи методу послідовного квадратичного програмування для трьох початкових наборів фазових координат переключення (рис. 3), де відображені оптимальні бінарні СНС та відповідно їх спектри з 22-ма точками переключення (рис. 3, а, б), з 24-ма точками переключення (рис. 3, в, г) і з 26-ма точками переключення (рис. 3, д, ж). Аналіз даних діаграм дозволяє зробити

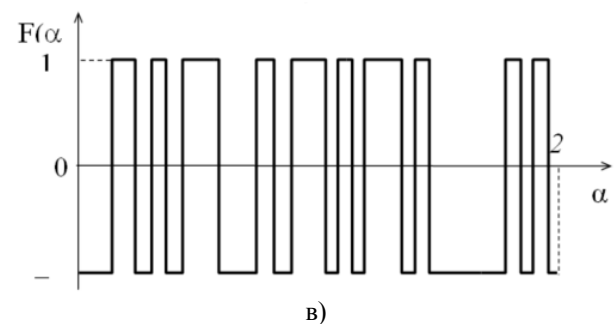
висновок: чим більша кількість точок переключення бінарного СНС, тим більше гармонік можна отримати з рівними амплітудами.



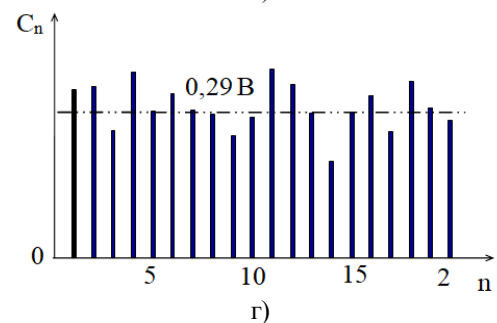
а)



б)



в)



г)

Рис. 2. Результати синтезу бінарного ЧІМ СНС за критерієм максимуму середнього значення

Зокрема для першого, другого та третього наборів відповідно перші 16, 18 та 20 гармонік будуть мати приблизно однакові амплітуди.

Значення відносної нерівномірності, під якою розуміється відношення різниці між максимальною та мінімальною гармонічними складовими у квазірівномірному спектрі до середнього значення квазірівномірних гармонік, для трьох розглянутих вище варіантів складають відповідно $0,004 \%$, $0,013 \%$ та $0,23 \%$.

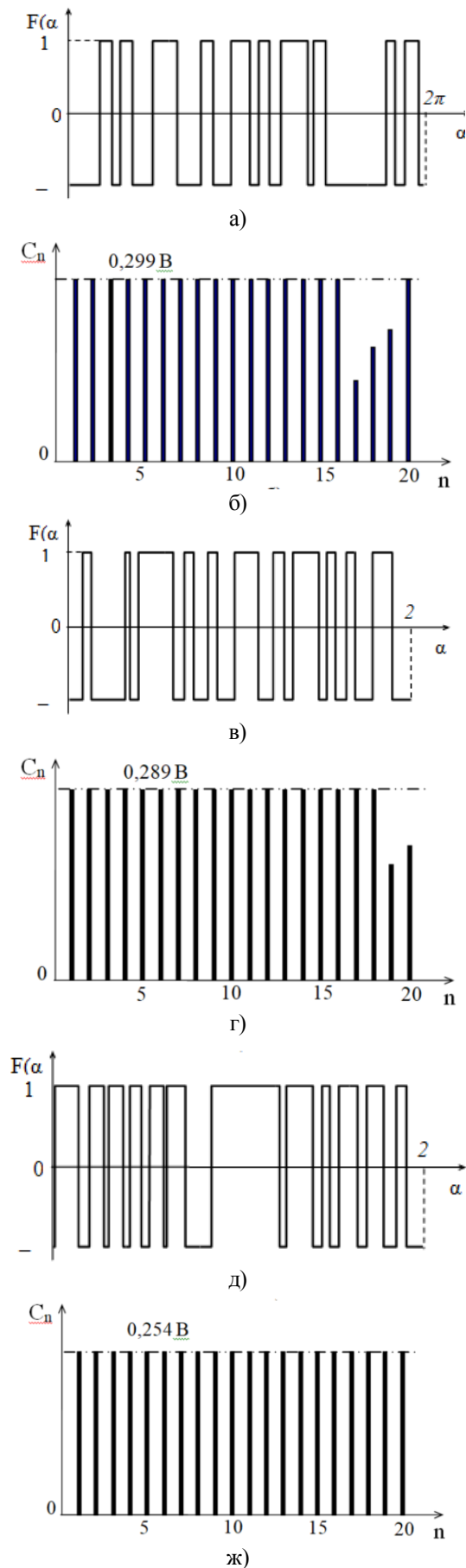


Рис. 3. Результати синтезу бінарного ЧІМ СНС

3. Метод синтезу СНС з амплітудно-часово-імпульсною модуляцією

Такий вид СНС є аналогом бінарного сигналу за винятком того, що амплітуди кожного імпульсу можуть приймати довільні значення.

За початкове наближення для такого СНС можна прийняти точки переключення, отримані за результатами оптимізації бінарних СНС із застосуванням одного з розглянутих вище методів.

Отже, синтез АЧІМ СНС полягає в пошуку таких амплітуд імпульсів, які б задовольняли обраним цільовим функціям та, за необхідності, певним обмеженням.

Застосування виразів (6) та (7) при оптимізації АЧІМ СНС недоцільно, навіть з уведенням обмежень на діапазон можливих амплітуд імпульсів, оскільки СНС у даному випадку залишається бінарним та приймає граничні значення діапазону.

Аналогічно виразу (10) запишемо співвідношення, що зв'яже амплітудний спектр АЧІМ СНС з точками переключення та амплітудами імпульсів

$$C_n(F_i, \alpha) = \frac{1}{n\pi} \sqrt{a_n^2 + b_n^2},$$

$$a_n = \sum_{i=M_0}^{M-1} F_i (\cos(n\alpha_{i+1}) - \cos(n\alpha_i)),$$

$$b_n = \sum_{i=M_0}^{M-1} F_i (\sin(n\alpha_{i+1}) - \sin(n\alpha_i)),$$

F_i – амплітуда i -го імпульсу.

З цією метою як один з варіантів доцільно запропонувати синтез АЧІМ СНС за критерієм мінімуму відносного розкиду значень амплітуд гармонік у корисному діапазоні частот при обмеженні на коефіцієнт амплітуди K_a сигналу

$$\begin{cases} \arg \min_{F_i \in [F_H, F_B]} (\max \{C_n\} - \min \{C_n\}), \\ \text{при } K_a \leq K_{\text{зад}}, \end{cases} \quad (13)$$

де F_H та F_B – відповідно нижня та верхня допустимі границі АЧІМ СНС (наприклад, динамічний діапазон ЦАП).

Розв'язання задачі (13) також відбувається методом послідовного квадратичного програмування. Після виконання ітераційного алгоритму отримуємо СНС (рис. 4, а) та його спектр (рис. 4, б).

За початковий набір оберемо точки переключення бінарного ЧІМ сигналу, наведеного на рис. 2, в. Результатом оптимізації буде зменшення розкиду амплітуд гармонічних складових у корисному діапазоні частот до величини 0,06 В та збільшення середнього значення гармонік до 0,317 В.

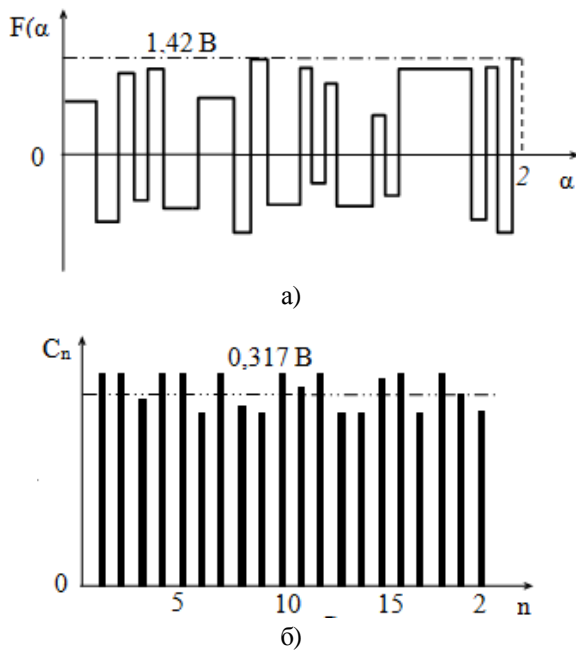


Рис. 4. Результати синтезу АЧІМ СНС за критерієм мінімуму відносного розкиду значень амплітуд гармонік у корисному діапазоні

При оптимізації було задано та досягнуто коефіцієнт амплітуди 1,3, що набагато нижче відповідного коефіцієнта амплітуди парного та непарного “мульти-синусів” для 20-ти гармонік.

Отже, за критерієм перешкодозахищеності найкращим є бінарний СНС. АЧІМ СНС поступається в цьому відношенні бінарному сигналу, проте, оскільки для АЧІМ сигналу можна отримати заданий коефіцієнт амплітуди, він має більший показник “відношення сигнал / шум” у порівнянні з “мульти-синусом”.

Висновки

У статті запропоновано та досліджено методи синтезу вимірювальних сигналів з нормованим спектром, що дозволяє більш гнучко керувати спектральним складом та отримувати вимірювальні сигнали з наперед заданими параметрами.

Поставлена та вирішена задача знаходження аналітичного апарату, що пов'язує амплітудний спектр полігармонійного сигналу, що має довільний закон модуляції тривалості імпульсів, з набором значень точок перемикання. Причому, амплітуди гармонік з номерами l і вище однозначно визначаються вектором точок перемикань $\{\alpha_i\}$ і значенням рівня сигналу F_0 , а обчислення постійної складової вимагає, крім цього, додаткового знання про знак сигналу на першому інтервалі аналізу (знаку першого імпульсу).

Застосування запропонованих теоретичних основ і практичних методів синтезу вимірювальних сигналів дозволяють створити якісно нові види при-

ладів контролю. Запропоновані у роботі методи синтезу вимірювальних сигналів можуть бути застосовані при створенні автоматизованих приладів для контролю технічного стану радіонавігаційних комплексів засобів водного транспорту. Це дозволяє скоротити витрати часу на проведення заходів з технічного обслуговування та підвищити його якість.

Література

1. Международная конвенция по охране человеческой жизни на море СОЛАС. – С-Пб. : ЦНИИИМФ, 2008. – 984 с.
2. Беляєвський, Л. С. Глобальні супутникові системи навігації та зв'язку на транспорті. Навчальний посібник для ВУЗів транспортно-профілью [Текст] / Л. С. Беляєвський, А. М. Ткаченко, П. Р. Левковець. – К. : В-во «Даж Бог», 2009. – 216 с.
3. Особливості системного підходу до вирішення наукових завдань експлуатації суднового обладнання [Текст] / В. І. Богомья, А. В. Горбань, М. А. Павленко, О. І. Тимочко, О. М. Тимощук ; За заг. ред. О. М. Тимощук. – Київ : ДУІТ, 2018. – 305 с.
4. Алексішин, В. Г. Обеспечение навигационной безопасности плавания: учебное пособие [Текст] / В. Г. Алексішин, Л. А. Козырь, С. В. Симоненко. – Одесса : Феникс, 2009. – 518 с.
5. Вагущенко, Л. Л. Системы автоматического управления движением судна [Текст] / Л. Л. Вагущенко, Н. Н. Цымбал. – Одесса : Феникс, 2007. – 367 с.
6. Баранов, Г. Л. Р-моделирование сложных динамических систем [Текст] / Г. Л. Баранов, М. М. Брайловський, А. А. Засядько. – К. : ДУИКТ, 2008. – 131 с.
7. Mozeson, E. Multicarrier radar signals with low peak-to-mean envelope power ratio [Text] / E. Mozeson, N. Levanon // IEE Proc.-Radar Sonar Navig. – 2003. – vol. 150, no. 2. – P. 71-77.
8. O'Neill, C. R. Time-domain training signals comparison for computational fluid dynamics based aerodynamic identification [Text] / C. R. O'Neill, A. S. Jr. Arena // Journal of Aircraft. – 2005. – vol. 42, no. 2. – P. 421-428.
9. Application of intelligent processing of data flows under conditions of river navigation [Text] / M. Alieinikov, V. Doronin, V. Panin, I. Tykhonov // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. – 2018. – vol. 3, no. 9 (93). – P. 6-18. DOI: 10.15587/1729-4061.2018.131599
10. Даки, О. А. Автоматичні прилади контролю параметрів систем управління та навігації засобів водного транспорту [Текст] / О. А. Даки // Новітні технології : збірник наукових праць. – 2019. – Вип. 1 (8). – С. 95-104. DOI: 10.31180/2524-0102/2019.1.08.12.
11. Даки, О. А. Розробка автомата контролю лінійних і нелінійних систем управління та навігації

засобів водного транспорту [Текст] / О. А. Даки, Ф. О. Кривошей, С. Л. Панов // *Наукоємні технології*. – 2018. – № 4(40). – С. 458-463. – DOI: 10.18372/2310-5461.40.13272.

12. Измерительные информационные системы: учебник [Текст] / под общей ред. Н. А. Рубичева. – М.: Дрофа, 2010. – 334 с.

13. Determining the dynamic loading on an open-top wagon with a two-pipe girder beam [Text] / O. Fomin, A. Lovska, O. Daki, V. Bohomia, O. Tymoshchuk, V. Tkachenko // *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. – 2019. – vol. 3, no. 7 (99). – P. 18–25. DOI: 10.15587/1729-4061.2019.166329.

14. Навігаційне забезпечення управління рухом суден : навч. посібник [Текст] / В. І. Богомья, В. С. Давидов, В. В. Доронін, Д. П. Пашков, І. В. Тихонов. – К.: ДВВП «Компас», 2012. – 336 с.

References

1. *Mezhdunarodnaya konvenciya po ohrane chelovecheskoj zhizni na more (SOLAS)* [International convention for the safety of life at sea]. St. Petersburg, CNIIMF Publ., 2008. 984 p.

2. Beliaievskiy, L.S. *Globalni suputnikovii sistemi navigatsiyi ta zvyazku na transporti* [Global satellite navigation and communication systems for transport]. Kyiv, «Dazh Bog», 2009. 216 p.

3. Bohomia, V. I., Horban, A. V., Pavlenko, M. A., Tymochko, O. I., Tymoshchuk, O. M. *Osoblyvosti systemnoho pidkhodu do vyrishennia naukovykh zavdan ekspluatatsii sudnovoho obladnannia* [Features of a systematic approach to solving scientific problems of the operation of marine equipment]. Kyiv, DUIT Publ., 2018. 305 p.

4. Aleksyshyn, V. H., Kozyr, L. A., Symonenko, S. V. *Obespechenye navyhatsyonnoi bezopasnosti plavaniya: uchebnoe posobie* [Providing navigational safety: a manual]. Odessa, Fenyks, 2009. 518 p.

5. Vahushchenko, L. L., Tsymbal, H. H. *Systemy avtomatycheskoho upravleniia dvyzheniem sudna* [Systems for automatic control of vessel movement]. Odessa, Fenyks, 2007. 367 p.

6. Baranov, H. L., Brailovskiy, M. M., Zasiadko, A. A. *P-modeliuvannia skladnykh dynamichnykh system*

[P-modeling of complex dynamic systems]. Kyiv, DUYKT Publ., 2008. 131 p.

7. Mozeson, E., Levanon, N. Multicarrier radar signals with low peak-to-mean envelope power ratio. *IEE Proc.-Radar Sonar Navig*, 2003, vol. 150, no. 2, pp. 71-77.

8. O'Neill, C. R., Arena, A. S. Jr. Time-domain training signals comparison for computational fluid dynamics based aerodynamic identification. *Journal of Aircraft*, 2005, vol. 42, no.2, pp. 421-428.

9. Alieinikov, M., Doronin, V., Panin, V., Tykhonov, I. Application of intelligent processing of data flows under conditions of river navigation. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 2018, vol. 3, no. 9 (93), pp. 6-18. DOI: 10.15587/1729-4061.2018.131599.

10. Daki, O. A. Avtomatychni prylady kontroliu parametriv system upravlinnia ta navihatsii zasobiv vodnoho transportu [Automatic devices for controlling the parameters of navigation and navigation systems for water transport]. *Novitni tekhnologii: zbirnyk naukovykh prats*, 2019, vol. 1 (8), pp. 95-104. DOI:10.31180/2524-0102/2019.1.08.12.

11. Daki, O. A., Kryvoshei, F. O., Panov, S. L. Rozrobka avtomata kontroliu liniinykh i neliniinykh system upravlinnia ta navihatsii zasobiv vodnoho transport [Development of automatic control device for linear and nonlinear control systems and navigation systems for water transport]. *Naukoiemni tekhnologii*, 2018, no. 4(40), pp. 458-463. DOI: 10.18372/2310-5461.40.13272.

12. *Yzmerytelnie informatsionnye systemy*. Pod obshchei red. N. A. Rubycheva [Measuring information systems]. Moscow, Drofa Publ., 2010. 334 p.

13. Fomin, O., Lovska, A., Daki, O., Bohomia, V., Tymoshchuk, O., Tkachenko, V. Determining the dynamic loading on an open-top wagon with a two-pipe girder beam. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 2019, vol. 3, no. 7 (99), pp. 18–25. DOI: 10.15587/1729-4061.2019.166329.

14. Bohomia, V. I., Davydov, V. S., Doronin, V. V., Pashkov, D. P., Tykhonov, I. V. *Navihatsiine zabezpechennia upravlinnia rukhom suden* [Navigation support for controlling the movement of ships]. Kyiv, DVVP «Komпас» Publ., 2012. 336 p.

Надійшла до редакції 15.05.2019, розглянута на редколегії 12.06.2019

МЕТОДЫ СИНТЕЗА ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ С НОРМИРОВАННЫМ СПЕКТРОМ

Е. А. Даки

Известно, что требования к оперативности и качеству проведения операций по контролю технического состояния сложных систем повышаются в связи с переводом систем и объектов на эксплуатацию по техническому состоянию. В статье рассмотрено имеющаяся в практике контроля технического состояния сложных систем противоречие, а именно обеспечение заданной достоверности информации о техническом состоянии радионавигационных комплексов управления движением средств водного транспорта требует увеличения объема и точности измерений при оценке их характеристик с одной стороны, с другой - отсутствие

методов автоматизации процессов синтеза измерительных сигналов и обработки отзввов на них для этого. Традиционными измерительными сигналами для контроля состояния радиотехнических систем является синусоидальные колебания. Однако такой подход требует значительной трудоемкости контроля и приводит к снижению оперативности его проведения из-за необходимости введения инерционных блоков для повышения помехозащищенности. Избежать данного недостатка возможно за счет использования многочастотных сигналов с нормированным спектром - полигармоническом сигналов. Они представляют собой сумму определенного количества полезных гармоник, модулированные сигналы с нормированным спектром и различные формы бинарных сигналов. Поэтому актуальной научной проблемой является разработка методов синтеза полигармоническом измерительных сигналов и обработки отзввов на них для повышения достоверности и оперативности автоматизированного контроля технического состояния радиотехнических систем. По результатам анализа измерительных сигналов и известных методов синтеза измерительных сигналов предложены результаты исследования предметной области, которые включают в себя исследование методов синтеза измерительных сигналов с нормированным спектром с целью усовершенствования процесса автоматизированного контроля технического состояния радиотехнических систем. Кроме того, приведены особенности проведения экспериментальной проверки полученных теоретических результатов и разработка рекомендации по их внедрению для автоматизированного контроля технического состояния радионавигационных комплексов управления движением средств водного транспорта.

Ключевые слова: эксплуатация; радионавигационные комплексы; управление движением; средства водного транспорта; методы; синтез; измерительные сигналы; автоматизация контроля; сигналы с нормированным спектром.

SYNTHESIS METHODS OF MEASURING SIGNALS WITH NORMAL SPECTRUM

O. A. Daki

It is known that the requirements for the efficiency and quality of carrying out operations for controlling the technical condition of complex systems are increasing due to the transfer of systems and objects to operation in a state of technical condition. In the article the presence in the practice of controlling the technical condition of complex systems of contradiction is considered, namely, the provision of the given reliability of information about the technical state of the radio navigation complexes of the traffic control of water transport means requires an increase in the volume and accuracy of measurements in evaluating their characteristics on the one hand, and on the other - the lack of methods for automating processes the synthesis of the measurement signals and processing feedback on them for this. Traditional measurement signals for monitoring the technical condition of radio systems are sinusoidal oscillations. However, this approach requires a considerable workload of control and leads to a reduction in the efficiency of its conduct due to the need to introduce inertial blocks to increase impedance protection. Avoid this disadvantage is possible due to the use of multi-frequency signals with a normalized spectrum - polyharmonic signals. They represent the sum of a certain number of useful harmonics, modulated signals with a normalized spectrum and different forms of binary signals. Therefore, the actual scientific problem is the development of methods of synthesis of polar harmonic measuring signals and processing of reviews on them to increase the reliability and efficiency of automated control of the technical condition of radio systems. According to the results of the analysis of measuring signals and known methods for the synthesis of measuring signals, the results of the study of the subject area, which include the study of the methods of synthesis of measuring signals with the normalized spectrum, are proposed in order to improve the process of automated control of the technical state of radio systems. In addition, features of the experimental verification of the obtained theoretical results and the development of recommendations for their implementation for the automated control of the technical state of the radio navigation complexes for controlling the movement of water transport vehicles are presented.

Keywords: operation, radio navigation complexes, traffic control, means of water transport, methods, synthesis, measuring signals, automation of control, signals with a normalized spectrum.

Дакі Олена Анатоліївна – канд. філол. наук, доцент, декан Дунайського факультету морського та річкового транспорту Державного університету інфраструктури та технологій, Ізмаїл, Україна.

Daki Olena – PhD (Philological), Associate Professor, Dean of the Danube Faculty of Marine and River Transport, State University of Infrastructure and Technology, Izmail, Ukraine, e-mail: olena_daki@ukr.net, ORCID Author ID: 0000-0003-3932-462X.