

УДК 621.316.1

DOI: 10.18664/iksz.v29i3.313625

АНАНЬЄВА О. М., д.т.н., професор,
БАБАЄВ М. М., д.т.н., професор,
ДАВИДЕНКО М. Г., к.т.н., доцент,
ПАНЧЕНКО В. В., к.т.н., доцент
(Український державний університет залізничного транспорту)

Синтез пристрою оцінювання параметрів синусоїдного сигналу, адитивно змішаного з одиночною імпульсною завадою

Величини електричних параметрів обмотки статора асинхронного трифазного електродвигуна суттєво визначають його технічний стан і тому можуть бути використані з метою його діагностики. Вказані електричні параметри можна неперервно контролювати шляхом введеного в обмотку малого тестового струму відомої частоти, вимірюючи його амплітуду та початкову фазу. Точність їх вимірювання може виявитися неприпустимо низькою з причини наявності коротких імпульсних завод у вимірювальній інформації. У роботі отримане імовірнісне математичне описання реалізації суми сигналу та імпульсної завади у вигляді функції правдоподібності цієї реалізації. Вираз для цієї функції дає змогу описати характерний випадок, в якому на інтервалі часу, вільному від імпульсної завади, відсутні будь-які завади взагалі. Для тестового струму, який є синусоїдним з відомою частотою, але невідомими амплітудою та початковою фазою, отримано математичні вирази для оцінок цих двох параметрів за результатами спостереження вказаного струму на фоні одиночної імпульсної завади. За цими математичними виразами, використовуючи функцію правдоподібності як цільову, побудовано структурну схему пристрою оцінювання амплітуди та початкової фази струму тестування обмотки статора трифазного асинхронного електродвигуна. Процедура оцінювання параметрів тестового сигналу сформовано у вигляді, який дає змогу застосувати широке коло доступних методів розрахунку кінцевих величин оцінок при максимізації функції правдоподібності за часовими параметрами імпульсної завади.

Ключові слова: електродвигун, обмотка статора, тестовий сигнал, імпульсна завада, спектральна густина, функція правдоподібності.

Вступ

Структурно детерміновані сигнали широко використовують при тестуванні технічного стану різноманітного обладнання. Відстежування величин параметрів таких сигналів дає змогу своєчасно фіксувати виникнення несправностей або настання передумов до них і у такий спосіб приймати оперативні рішення щодо технічного обслуговування тестового обладнання. Важливим класом такого обладнання є тягові електродвигуни локомотивів. Дотримання їхніх конструктивно встановлених характеристик критично залежить від технічного стану їхніх обмоток, який однозначно пов'язаний з електричними параметрами цих обмоток. Ці величини можна контролювати шляхом вимірювання параметрів спеціально введених тестових струмів. Точному визначенню параметрів перешкоджають заводів електричні коливання, які потрапляють до складу вимірювальної інформації. Це призводить до помилок у прийнятті рішень щодо технічного стану двигуна.

Із зростанням кількості електричного обладнання, яке утворює завади, зростає й імовірність таких помилок. Отже, завдання отримання якомога точніших оцінок параметрів тестових сигналів в умовах дії завод стає все більш актуальним.

Постановка проблеми і аналіз досліджень і публікацій

Додавання каліброваного тестового струму до функціонально основного струму обмотки з метою контролю її технічного стану доволі широко висвітлено в дослідницьких публікаціях [1–4]. Розглянуто технічні рішення щодо внесення тестового струму, методики пов'язування результатів спостережень із технічним станом двигунів та ступень впливу тестового струму на обертовий момент. Усі розглянуті аспекти тестування не містять урахування електричних завод. Цей бік вимірювань стосовно до обмоток статора трифазного асинхронного електродвигуна розглянуто в роботі [5].

© АНАНЬЄВА О. М., БАБАЄВ М. М., ДАВИДЕНКО М. Г., ПАНЧЕНКО В. В. 2024

В результаті аналізу спектральних характеристик наявних завад визначено межі частотного діапазону, практично вільного від спектральних складових майже усіх цих завад. Виключення складає лише одиночна імпульсна завада. Для оцінювання параметрів тестового сигналу, спостереженого на тлі цієї завади, запропоновано використати метод найменших квадратів. Гнучкість запропонованого підходу є обмеженою з причини неврахування часового розташування та протяжності завадового імпульсу. Відносно точок входу та виходу тестового струму обмотка є пасивним активно-реактивним двополосником, а відтак порядок її комплексного опору не перевищує двох. Такий опір має лише два параметри – абсолютну величину та аргумент. Тому при заданій електричній схемі для їхнього вимірювання достатньо використовувати двопараметричний струм. Такий струм має місце при живленні обмотки від тестового генератора синусоїдної напруги з відомими амплітудою, фазою та частотою. За цих умов абсолютна величина та аргумент комплексного опору обмотки однозначно визначені амплітудою та початковою фазою утвореного в ній тестового синусоїдного струму. Фундаментальний підхід до оцінювання цих двох параметрів описаний в роботі [6]. Але він охоплює тільки випадок спостереження сигналу на фоні безперервно діючої завади. Положення, розвинуті в указаній роботі, конкретизовані в статтях [7–9] для оцінювання амплітуди та початкової фази синусоїдного коливання за наявності адитивного гаусівського шуму та ефектів часової дискретизації вимірюваного сигналу. Представлені результати є справедливими лише для великих відношень «сигнал/завада», і це обмежує сферу їхнього застосування. Протилежна крайність – припущення про мале відношення «сигнал/завада» – зі свого боку, обмежує застосовність результатів роботи [10]. Для зменшення впливу потужних імпульсних завад широко використовують каскадне вмикання широкосмугового фільтра, амплітудного обмежувача та вузькосмугового фільтра [11]. Але це пристрій жорстко заданої структури, не адаптований відносно параметрів завадового імпульсу. Відомим способом боротьби з імпульсною завадою є її бланкування, при цьому моменти початку та кінця імпульсу запропоновано визначити за величиною миттєвої потужності суми сигналу та завади [12]. Швидкодія оброблення сигналу тут обмежена потребою виконання попереднього «навчання» алгоритму для визначення статистичних характеристик вхідних коливань. Повну компенсацію впливу імпульсної завади на вхідний сигнал розглянуто в статті [13]. Проте використаний в цьому методі окремий канал приймання завади наявний далеко не завжди. Вимірювання параметрів синусоїдного коливання з використанням бланкування імпульсної завади в одноканальному приймачі розглянуто в роботі [14]. Застосовано метод оцінювання параметрів за

критерієм максимуму функції правдоподібності. Отримані результати, втім, не можуть бути напряму поширені на випадок, коли протягом частини корисного сигналу повністю відсутня будь-яка завада. З аналогічної причини обмеженою є застосовність базованого на тому ж критерії методу оцінювання параметрів за подання завади у вигляді амплітудно-модульованого коливання з шумовою адитивною модуляцією [15]. Узагальнюючий підрахунок впливу бланкування на відношення «сигнал/шум» на виході приймача наведено в роботі [16]. Отримані результати охоплюють ідеальний випадок, в якому відомі час початку та протяжність імпульсу завади.

Наведене вище дає підстави дійти висновку, що на сьогодні існує широке розмаїття методів оцінювання параметрів синусоїдного сигналу, спостереженого на фоні як неперервних, так і імпульсних завад. Але не вдалося виявити публікацій, в яких був би описаний розв'язок задачі статистично обґрунтованого оцінювання амплітуди та початкової фази такого сигналу в умовах, коли на інтервалі спостереження діє виключно одиночна імпульсна завада з невідомими часом початку, протяжністю та енергією. Ці умови є характерними при формуванні струму, що спостерігається при тестуванні обмоток статора асинхронного тягового електродвигуна. Розв'язання цієї задачі дало б змогу підвищити ефективність діагностики таких двигунів.

Мета та задачі дослідження

Мета дослідження – синтез пристрою оцінювання амплітуди та початкової фази синусоїдного сигналу відомої частоти, що спостерігається на фоні одиночної імпульсної завади з невідомими часовими параметрами та енергією.

Для досягнення поставленої мети було розв'язано три задачі:

- 1) знаходження математичного виразу для функції правдоподібності суми структурно детермінованого сигналу та одиночної імпульсної завади;
- 2) знаходження виразів для максимально правдоподібних оцінок амплітуди та початкової фази синусоїдного сигналу відомої частоти, спостереженого за вказаних вище умов;
- 3) обудова структурної схеми пристрою, що формує вказані вище оцінки на базі спостереженої реалізації суми синусоїдного струму та одиночної імпульсної завади.

Основна частина

Знаходження функції правдоподібності суми сигналу та імпульсної завади

Розглянемо ситуацію, коли структурно-детермінований сигнал $s(t, \vec{\lambda})$ спостерігається в сумі з імпульсною завадою $n(t)$, протяжність τ_p якої не перевищує протяжності сигналу:

$$u(t) = s(t, \vec{\lambda}) + n(t),$$

де t – час;

$\vec{\lambda}$ – вектор інформаційних параметрів сигналу;

$n(t)$ – імпульсна завада у вигляді відрізка гаусівського стаціонарного випадкового процесу з прямокутною обвідною та спектральною густиною

потужності, рівномірною в смузі частот сигналу $[-F_p, F_p]$:

$$N_p(f) = \begin{cases} 0,5N_p & \text{при } f \in [-F_p, F_p]; \\ 0 & \text{при інших величинах } f. \end{cases} \quad (1)$$

Часові співвідношення між сигналом і завадою проілюстровані рис. 1.

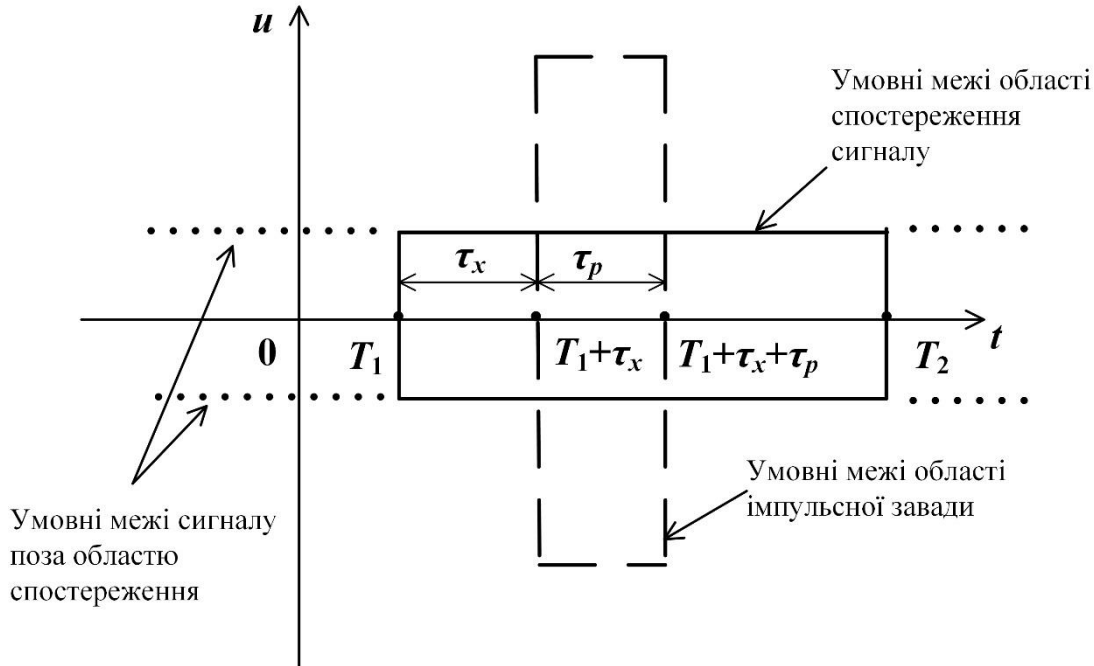


Рис. 1. Часові співвідношення між сигналом та імпульсною завадою:

T_1 і T_2 – відповідно початок та кінець інтервалу спостереження;

τ_x – зсув моменту виникнення завади відносно початку інтервалу спостереження; τ_p – тривалість імпульсу завади

Прийнемо до розгляду допоміжне коливання

$$v(t) = u(t) + n_0(t) = s(t, \vec{\lambda}) + n(t) + n_0(t),$$

де $n_0(t)$ – неперервний на інтервалі спостереження $[T_1, T_2]$ незалежний від $n(t)$ гаусівський стаціонарний випадковий процес із спектральною густиною потужності

$$N_p(f) = \begin{cases} 0,5N_p & \text{при } f \in [-F_p, F_p]; \\ 0 & \text{при інших величинах } f. \end{cases}$$

Нехай допоміжне коливання $v(t)$ продискретизоване за часом з інтервалом

$$\Delta t = \frac{1}{2F_p}.$$

Обробці підлягає реалізація коливання $v(t)$ у вигляді сукупності його відліків

$$v_k = s_k(\vec{\lambda}) + n_k + n_{0k} = u_k + n_{0k}. \quad (3)$$

де $v_k = v(k\Delta t)$, $s_k(\vec{\lambda}) = s(k\Delta t, \vec{\lambda})$, $n_k = n(k\Delta t)$, $n_{0k} = n_0(k\Delta t)$.

Тут k – номер відліку, що лежить в інтервалі $[k_1, k_2]$, $k_1 = \text{Int}[2F_p \cdot T_1] + 1$; $k_2 = \text{Int}[2F_p \cdot T_2]$.

Відліки гаусівського випадкового процесу, взяті з інтервалом, визначеним співвідношенням (5), незалежні. Математичне очікування допоміжного коливання

$$E\{v_k\} = s_k(\vec{\lambda}).$$

Кореляційна матриця відліків допоміжного коливання

$$\begin{aligned} E\{[v_k - s_k(\vec{\lambda})] \cdot [v_m - s_m(\vec{\lambda})]\} &= E\{[n_k + n_{0k}] \cdot [n_m + n_{0m}]\} = \\ &= N_p F_p \delta_{km} + N_0 F_p \delta_{km}, \end{aligned}$$

де δ_{km} – символ Кронекера.

Звідси дисперсія допоміжного коливання дорівнює

$$\sigma_0^2 = N_0 F_p$$

на інтервалі номерів відліків, на якому присутні сигнал та імпульсна завада, та

$$\sigma_{p0}^2 = (N_p + N_0) F_p$$

на інтервалі, де присутні обидві завади n_{0k} та n_k .

З огляду на зазначені вище незалежності відліків сумарної гаусівської завади можна записати спільну щільність імовірності реалізації $\mathbf{v} = \{v_{k1}, v_{k1+1}, \dots, v_{k2}\}$ як

$$p(\mathbf{v}|\vec{\lambda}) = \prod_{k=k_1}^{k_2} p(v_k|\vec{\lambda}),$$

де $p(v_k|\vec{\lambda})$ – умовна по $\vec{\lambda}$ щільність ймовірності k -го дискрету допоміжного коливання.

Введемо позначення

$$\begin{aligned} k_{x1} &= \text{Int}[2F_p(T_1 + \tau_x)] + 1, \\ k_{x2} &= \text{Int}[2F_p(T_1 + \tau_x + \tau_p)] \end{aligned}$$

для меж імпульсу та

$$k_{\tau p} = \text{Int}[2F_p \tau_p]$$

для протяжності імпульсу в дискретах часу.

Позначимо як Θ_p діапазон номерів дискретів, в якому знаходиться імпульсна завада. Позначимо як Θ_0 діапазон номерів дискретів, що лежать поза імпульсом:

$$\begin{aligned} \Theta_p &= (T_1 + \tau_x, T_1 + \tau_x + \tau_p), \\ \Theta_0 &= [T_1, T_1 + \tau_x] \cup [T_1 + \tau_x + \tau_p, T_2]. \end{aligned}$$

Відповідно до виразу (11) можна записати, що

$$p(\mathbf{v}|\vec{\lambda}) = \prod_{\Theta_0} p(v_k|\vec{\lambda}) \cdot \prod_{\Theta_p} p(v_k|\vec{\lambda}) = \quad (7)$$

$$\begin{aligned} &\prod_{\Theta_0} \left\{ \frac{1}{\sqrt{2\pi N_0 F_p}} \cdot e^{-\frac{|v_k - s_k(\vec{\lambda})|^2}{2N_0 F_p}} \right\} \times \\ &\times \prod_{\Theta_p} \left\{ \frac{1}{\sqrt{2\pi(N_0 + N_p) F_p}} \cdot e^{-\frac{|v_k - s_k(\vec{\lambda})|^2}{2(N_0 + N_p) F_p}} \right\}. \end{aligned} \quad (8)$$

При спрямуванні величини N_0 до нуля перший співмножник набуває вигляду $\prod_{\Theta_0} \delta[u_k - s_k(\vec{\lambda})]$,

оскільки при цьому $n_0=0$ та $v_k=u_k$; вираз $\delta[x]$ означає одновимірну дельта-функцію аргументу x . Як відомо, $\prod_{i=1}^N \delta(x_i) = \delta^N(x_1, x_2, \dots, x_N)$, причому

$\int_{x_1, \dots, x_N} \delta^N(x_1, \dots, x_N) d^N x = 1$, де $\delta^N(x_1, \dots, x_N) \in N$ -вимірною дельта-функцією. Тому

$$\begin{aligned} &\prod_{\Theta_0} \delta[u_k - s_k(\vec{\lambda})] = \\ &= \delta^{k_2 - k_1 + 1 - k_{\tau p}} [u_{k_1} - s_{k_1}(\vec{\lambda}), u_{k_1+1} - s_{k_1+1}(\vec{\lambda}), \dots, u_{k_2} - s_{k_2}(\vec{\lambda})] \end{aligned}$$

тобто δ -функція тут має стільки вимірів, скільки відліків знаходиться на ділянці, не перекритій імпульсом завади. Така δ -функція не дорівнює нулю,

коли для кожної k -ої координати виконана рівність $u_k - s_k = 0$. При спрямуванні до нуля відстані Δt між дискретами u_k коливання $u(t)$ права частина рівності (16) набуває фізичного сенсу функції

$\delta[u(t) - s(t, \vec{\lambda})]$, котра не дорівнює нулю, якщо в

кожен момент часу t діє рівність $u(t) - s(t, \vec{\lambda}) = 0$. Обсяг простору, охопленого цією функцією, дорівнює одиниці.

Другий співмножник виразу (15) з використанням теореми відліків можна, як показано в роботі [14], представити в неперервному часі:

$$\begin{aligned} p_p(\mathbf{v}|\vec{\lambda}, \tau_x, \tau_p) &= \\ &= \frac{1}{[2\pi(N_0 + N_p) F_p]^{F_p \tau_p}} e^{-\frac{1}{N_0 + N_p} \int_{T_1 + \tau_x}^{T_1 + \tau_x + \tau_p} [v(t) - s(t, \vec{\lambda})]^2 dt}. \end{aligned}$$

При спрямуванні величини N_0 до нуля отримаємо з останнього виразу, що

$$\begin{aligned} p_p(\mathbf{v}|\vec{\lambda}, \tau_x, \tau_p) &= p_p(u|\vec{\lambda}, \tau_x, \tau_p) = \\ &= \frac{1}{(2\pi N_p F_p)^{F_p \tau_p}} e^{-\frac{1}{N_p} \int_{T_1 + \tau_x}^{T_1 + \tau_x + \tau_p} [u(t) - s(t, \vec{\lambda})]^2 dt}. \end{aligned}$$

Отже, спрямування N_0 до нуля переводить умовну щільність імовірності (15) реалізації v допоміжного коливання в умовну щільність імовірності реалізації u реально спостереженого коливання

$$p(u|\vec{\lambda}, \tau_x, \tau_p) = \delta[u(t) - s(t, \vec{\lambda})]_{t \in \Theta_0} \times p_p(u|\vec{\lambda}),$$

де перший співмножник обчислюють по ділянці, вільній від імпульсу завади, а другий співмножник – по ділянці, на якій діє імпульс завади. Максимум функції (19) має місце при дотриманні умови

$$u(t) = s(t, \vec{\lambda}), t \in \Theta_0.$$

Однак ця умова малоконструктивна з точки зору синтезу пристрою оцінювання, оскільки попросту означає, що треба способом перебору підібрати $\vec{\lambda}$ та величини τ_x і τ_p (які визначають інтервал Θ_0 при відомому T_1) так, щоб рівність (20) була виконана. Крім того, неідеальність пристрою зберігання реалізації u та пристрою формування сигналу $s(t, \vec{\lambda})$ не забезпечать на практиці виконання рівності (20). Тому уявляється більш конструктивним кроком отримання неперервного по параметрах наближеного виразу для $p(u|\vec{\lambda}, \tau_x, \tau_p)$. Безпосередньо пов'язаним з виводом точного виразу (19) варіантом дій вбачається апроксимація цього виразу, отримана з виразу (15) при вельми малій, але все ж ненульовій величині N_0 . Використавши стосовно до (15) теорему відліків аналогічно тому, як це було зроблено при виводі виразу (17), отримаємо для довільно малих числових значень величини N_0 (при цьому $N_0 \ll N_p$), що

$$p(u|\vec{\lambda}, \tau_x, \tau_p) \approx p(v|\vec{\lambda}, \tau_x, \tau_p) = \frac{1}{(2\pi N_0 F_p)^{F_p(T_2-T_1-\tau_p)}} e^{-\frac{1}{N_0} \int_{\Theta_0} [u(t)-s(t, \vec{\lambda})]^2 dt} \times \frac{1}{(2\pi N_p F_p)^{F_p T_p}} e^{-\frac{1}{N_p} \int_{\Theta_p} [u(t)-s(t, \vec{\lambda})]^2 dt}.$$

Введемо функцію

$$\Phi(t, \tau_x, \tau_p) = \begin{cases} 1, & t \in \Theta_0; \\ \frac{N_p}{N_0}, & t \in \Theta_p. \end{cases}$$

Після нескладних перетворень отримаємо, що

$$p(u|\vec{\lambda}, \tau_x, \tau_p) \approx \frac{1}{(2\pi N_0 F_p)^{F_p(T_2-T_1)} \cdot \left(\frac{N_p}{N_0}\right)^{F_p T_p}} e^{-\frac{1}{N_0} \int_{T_1}^{T_2} \frac{[u(t)-s(t, \vec{\lambda})]^2}{\Phi(t, \tau_x, \tau_p)} dt}.$$

При відомих T_1 і T_2 і невідомих початку та протяжності завадового імпульсу оцінкою сукупності інформаційних параметрів $\vec{\lambda}$ сигналу та параметрів τ_x і τ_p завади буде вектор

$$\begin{pmatrix} \vec{\lambda} \\ \tau_x \\ \tau_p \end{pmatrix} = \underset{\vec{\lambda}, \tau_x, \tau_p}{\operatorname{argmax}} p(u|\vec{\lambda}, \tau_x, \tau_p). \quad (19)$$

Оцінювання параметрів тестового струму та побудова структурної схеми пристрою

Стосовно обмотки двигуна сигналом з оцінюваними параметрами є струм в ній. За синусоїдного струму це (20)

$$s(t, \vec{\lambda}) = I_{ms} \sin(\omega t + \varphi_s),$$

де кутова частота ω відома, а I_{ms} та φ_s – призначені для оцінювання величини амплітуди та початкової фази. За цієї обставини

$$p(i|\vec{\lambda}, \tau_x, \tau_p) \approx \frac{1}{(2\pi N_0 F_p)^{F_p(T_2-T_1)} \left(\frac{N_p}{N_0}\right)^{F_p T_p}} \times \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_{T_1}^{T_2} \frac{[i(t) - I_{ms} \sin(\omega t + \varphi_s)]^2}{\Phi(t, \tau_x, \tau_p)} dt \right\},$$

де $i(t)$ – сума сигналу та завад, яка безпосередньо спостерігається.

Звідси оцінки $\hat{\varphi}_s$ та \hat{I}_{ms} задовольняють умови відповідно $\frac{\partial p(i|_{\dots})}{\partial \varphi_s} = 0$ та $\frac{\partial p(i|_{\dots})}{\partial I_{ms}} = 0$, звідки

$$\hat{\varphi}_s = \operatorname{arctg} \frac{\int_{T_1}^{T_2} \frac{i(t) \cos \omega t}{\Phi(t, \tau_x, \tau_p)} dt}{\int_{T_1}^{T_2} \frac{i(t) \sin \omega t}{\Phi(t, \tau_x, \tau_p)} dt}, \quad \hat{I}_{ms} = \frac{2}{T_2 - T_1 - T_p} \cdot \int_{T_1}^{T_2} \frac{i(t) \sin(\omega t + \varphi_s)}{\Phi(t, \tau_x, \tau_p)} dt. \quad (21)$$

Підстановка виразів (27) і (28) в (26) перетворює останній (при фіксованій N_0) в функцію величин τ_x , τ_p і N_p . Звернемо увагу на те, що величина дробу $\frac{1}{\Phi(t, \tau_x, \tau_p)}$ при $N_p \gg N_0$ в обчислювальному сенсі призводить до виключення області Θ_p з діапазону інтегрування (тобто до бланкування вхідного коливання) незалежно від величини N_p , оскільки в цій області $\frac{1}{\Phi(t, \tau_x, \tau_p)} \approx 0$. А в знаменнику множника перед експонентою величина $\left(\frac{N_p}{N_0}\right)^{F_p T_p}$ при вказаному вище (23) довільному виборі $N_0 \ll N_p$ впливає на величину

максимуму функції $p(u|\hat{\lambda}, \tau_x, \tau_p)$, але не на його положення по координатах φ_s та I_{ms} . Тому величина дробу $\frac{N_p}{N_0}$ може бути довільною, але набагато більшою одиниці. Отже, після підстановки (27) та (28) в (26) залишається тільки знайти точку $(\hat{\tau}_x, \hat{\tau}_p)$ максимуму функції $p(u|\tau_x, \tau_p)$ по координатах τ_x і τ_p будь-яким з

відомих методів пошуку екстремуму. Після цього слід підставити отримані оцінки τ_x і τ_p до виразів (27) і (28) та обчислити оцінки амплітуди та початкової фази тестового струму обмотки. Структурна схема пристрою, який реалізує отриману процедуру оцінювання, наведена на рис. 2.

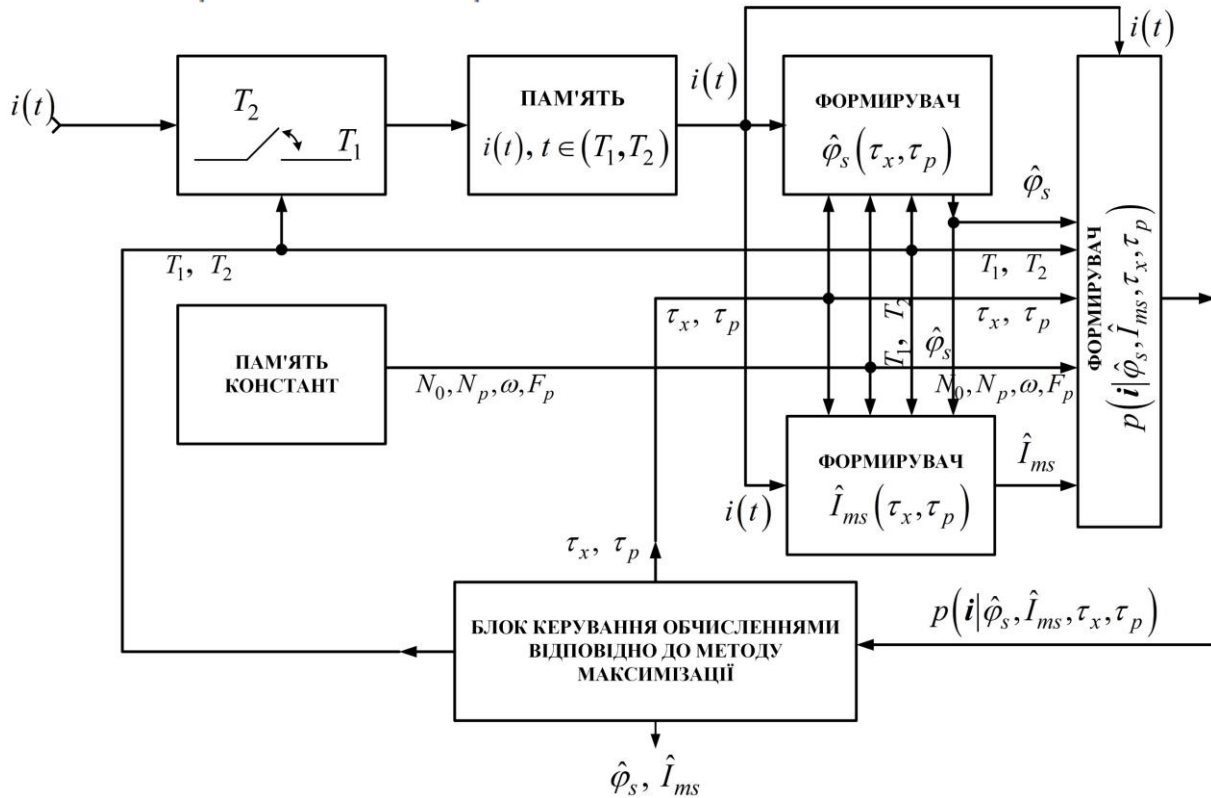


Рис. 2 Структура синтезованого пристрою та функціональне призначення його блоків допускають як апаратну, так і програмну реалізацію

Обговорення результатів синтезу пристрою оцінювання параметрів тестового сигналу

У роботі розглянуто розв'язування задач, які в широкому сенсі відносяться до загальної проблеми оцінювання параметрів структурно детермінованого сигналу на фоні завад. Досліджено досі позбутий уваги випадок, коли відсутня неперервна завада, яка діє протягом усього часового інтервалу спостереження, але присутня адитивна імпульсна завада з невідомими моментом початку та протяжністю. Така ситуація характерна для практичних вимірювань параметрів тестового струму, адитивно доданого до основного струму обмотки електродвигуна. Вдалося математично коректним способом урахувати відсутність неперервної завади і конструктивним (з точки зору синтезу пристрою) способом інтерпретувати отриману функцію правдоподібності спостереженої реалізації суміші сигналу та імпульсної завади. Це забезпечить отримання більш наближених до реальності оцінок параметрів тестового сигналу та пов'язаних з ними величин електричних параметрів обмотки, а відтак –

підвищить точність діагностування технічного стану двигуна.

Процедуру оцінювання параметрів тестового сигналу сформовано у вигляді, який дає змогу застосувати широке коло доступних методів розрахунку кінцевих величин оцінок при максимізації функції правдоподібності за часовими параметрами імпульсної завади. Дослідження шляхів розв'язання останньої задачі вбачається напрямом подальших робіт.

Висновки

1. На базі статистичного описання суми структурно детермінованого сигналу та імпульсної завади, поєднаного з розвиненням спостереженого коливання в базисі ортогональних функцій отримано функцію правдоподібності вказаного коливання.

2. Для випадку, коли сигнал є синусоїдним струмом з відомою частотою, але невідомими амплітудою та початковою фазою отримано математичні вирази для оцінок двох останніх параметрів за результатами спостереження вказаного струму на фоні одиночної імпульсної завади.
3. На базі функціональних співвідношень і функціональних зв'язків, що впливають з пп. 1 і 2, побудовано структурну схему пристрою оцінювання амплітуди та початкової фази сигналу.

Список використаних джерел

1. Magnetic Effects of DC Signal Injection on Induction Motors for Thermal Evaluation of Stator Windings / P. Zhang, Y. Du, T.G. Habetler, B. Iu. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 58(5): 1479-1489. DOI: 10.1109/TIE.2010.2089935.
2. Optimization of HF signal injection parameters for EV applications based on sensorless IPMSM drives / L. Idkhajine, E. Monmasson, Z. Makni, P.-A. Chauvenet, B. Condamine, A. Bruyere. *IET Electric Power Applications*. Vol. 12, Issue 3. P. 347-356. URL : <https://doi.org/10.1049/iet-epa.2017.0228>.
3. Signal injection method without torque ripple for stator winding temperature estimation of surface-mounted PMSM drive systems / J. Fang, S. Ding, Y. Sun, J. Hang. *Journal of Power Electronics*. November 2020. 20(6): 1504-1513. DOI:1007/s43236-020-00153-0.
4. A Study of Frequency Domain Reflectometry Technique for High-Voltage Rotating Machine Winding Condition Assessment / J. Cheng, Y. Zhang, H. Yun, L. Wang, N. Taylor. *Machines*. 2023. 11 (9), 883. URL : <https://doi.org/10.3390/machines11090883>.
5. Ананьєва О. М., Бабаєв М. М., Давиденко М. Г., Панченко В. В. Частотна локалізація та оцінювання параметрів сигналу тестування обмотки статора трифазного асинхронного двигуна. *Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті*. 2023. № 4. С. 28-37. URL: <https://doi.org/10.18664/iksz.v28i4.296413>.
6. Van Trees H. L. Detection, Estimation, and Modulation Theory, Part I: Detection, Estimation, and Linear Modulation Theory. Wiley & Sons, Inc. 2001. 686 p. DOI: 10.1002/0471221082.
7. Martino M., Losito R., Masi A. Analytical metrological characterization of the three-parameter sine fit algorithm. *ISA Transaction*. 2012. Vol. 51. Issue 2. Pp. 262-270. <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2011.10.003>.
8. Belega D., Petri D., Dallet D. Amplitude and Phase Estimation of Real-Valued Sine-wave Via Frequency-Domain Linear Least-Squares Algorithms. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. January 2018. DOI: 10.1109/TIM.2017.2785098.
9. Ye S., Sun J., Aboutanios E. On the Estimation of the Parameters of a Real Sinusoid in Noise. *IEEE Signal Processing Letters*. May 2017. Vol. 24. No 5. Pp. 638-642. DOI: 10.1109/LSP.2017.2684223.
10. Bastirde F., Akos D., Macabian C., Roturier B. Automatic gain control (AGC) as an interference assessment tool. *ION GPS/GNSS*, 2003, 16th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, Sep. 2003. Portland, United States. pp. 2042-2053. hal-01021721. <https://enac.hal.science/hal-01021721>.
11. Safeev A. Suppression of Pulse Interference. *American Journal of Electrical and Electronic Engineering*. 2020. 8(4). Pp. 125-130. DOI: 10.12691/ajeee-8-4-5.
12. Noppasin Niamsuwan, Johnson J. T. Examination of a simple pulse-blanking technique for radio frequency interference mitigation. *Radio Science*. 2005. Vol. 40. RS503. Doi: 10.1029/2004RS003155, 2005.
13. Development of a direct penetrating signal compensator in a distributed reception channel of a surveillance radar / H. Khudov, S. Yarosh, O. Droban et al. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2021. Vol. 2. № 9(110). Pp. 16-26. Doi: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2021.228133>.
14. Ананьєва О. М., Бабаєв М. М., Давиденко М. Г., Панченко В. В. Оцінювання параметрів неперервного зондуючого сигналу при тестуванні обмотки статора трифазного асинхронного двигуна. *Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті*. 2024. № 2. С. 52-60. URL: <https://doi.org/10.18664/iksz.v29i2.307682>.
15. Ren J, Dai X., Wang N., Li H. Parameters estimation of noise amplitude modulation signal. *IET Radar, Sonar & Navigation*. 2017. Vol. 11, Issue 1, pp. 161-170. URL: <https://doi.org/10.1049/iet-rsn.2016.0114>.
16. Suppression of Pulsed Interference through blanking / C. Hegarty, A. J. Van Dierendonck, D. Bohn et al. *Electronic resource*. January 2000. URL: <https://researchgate.net/publication/25235123>

[2 Suppression of](#)[Pulsed Interference through blanking.](#)**Ananieva O., Babaiev M., Davidenko M., Panchenko V. Synthesis of a device for estimating the parameters of a sinusoidal signal additively mixed with a single impulse interference**

Abstract. The magnitudes of the electrical parameters of the stator winding of an asynchronous three-phase electric motor significantly determine its technical condition and therefore can be used for the purpose of its diagnosis. The indicated electrical parameters can be continuously monitored by introducing a small test current of known frequency into the winding, measuring its amplitude and initial phase. The accuracy of their measurement may be unacceptably low due to the presence of short pulse disturbances in the measurement information. In the work, a probabilistic mathematical description of the implementation of the sum of the signal and the impulse interference in the form of a probability function of this implementation is obtained. The expression for this function makes it possible to describe the characteristic case in which there are no disturbances at all during the time interval free from impulse interference. For the test current, which is sinusoidal with a known frequency, but unknown amplitude and initial phase, mathematical expressions for estimates of these two parameters are obtained based on the results of observing the specified current against the background of a single impulse disturbance. According to these mathematical expressions, using the probability function as a target, a structural diagram of the device for evaluating the amplitude and the initial phase of the current for testing the stator winding of a three-phase asynchronous electric motor is built. The procedure for estimating the parameters of the test signal is formed in a form that makes it possible to apply a wide range of available methods for calculating the final values of the estimates when maximizing the likelihood function based on the time parameters of the impulse disturbance.

Key words: electric motor, stator winding, test signal, impulse interference, spectral density, likelihood function.

Ананьєва Ольга Михайлівна, д.т.н., професор, кафедра автоматизації та комп'ютерного телекерування рухом поїздів, Український державний університет залізничного транспорту, м. Харків, Україна. E-mail: romashka13052015@gmail.com. ID ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-6686-8249>.

Бабаєв Михайло Михайлович, д.т.н., професор, завідувач кафедри, кафедра електроенергетики, електротехніки та електромеханіки, Український державний університет залізничного транспорту, м. Харків, Україна. E-mail: mmbxiit@gmail.com. ID ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-3553-8786>.

Давиденко Михайло Георгійович, к.т.н., доцент, кафедра електроенергетики, електротехніки та електромеханіки, Український державний університет залізничного транспорту, м. Харків, Україна.

E-mail: davdenk@kart.edu.ua. ID ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-7255-3059>.

Панченко Владислав Вадимович, к.т.н., доцент, кафедра електроенергетики, електротехніки та електромеханіки, Український державний університет залізничного транспорту, м. Харків, Україна.

E-mail: vlad_panchenko@ukr.net. ID ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-4822-7151>.

Olha Ananieva, Doctor of Technical Sciences, Professor, Department of Automation and computer telecontrol of trains, Ukrainian State University of Railway Transport, Kharkiv, Ukraine. E-mail:

romashka13052015@gmail.com. ID ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-6686-8249>.

Mykhailo Babaiev, Doctor of Technical Sciences, Professor, Electric Power Industry, Electrical Engineering and Electromechanics, Ukrainian State University of Railway Transport, Kharkiv, Ukraine. E-mail: mmbxiit@gmail.com. ID ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-3553-8786>.

Mykhailo Davidenko, PhD, Associate Professor, Electric Power Industry, Electrical Engineering and Electromechanics, Ukrainian State University of Railway Transport, Kharkiv, Ukraine. E-mail:

davdenk@kart.edu.ua. ID ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-7255-3059>.

Vladyslav Panchenko, PhD, Associate Professor, Electric Power Industry, Electrical Engineering and Electromechanics, Ukrainian State University of Railway Transport, Kharkiv, Ukraine. E-mail:

vlad_panchenko@ukr.net. ID ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-4822-7151>.