

УДК 621.316.1

АНАНЬЄВА О. М., д.т.н., професор, (Український державний університет залізничного транспорту)

БАБАЄВ М. М., д.т.н., професор, (Український державний університет залізничного транспорту)

ДАВИДЕНКО М. Г., к.т.н., доцент, (Український державний університет залізничного транспорту)

ПАНЧЕНКО В. В., к.т.н., доцент (Український державний університет залізничного транспорту)

Частотна локалізація та оцінювання параметрів сигналу тестування обмотки статора трифазного асинхронного двигуна

Ефективна експлуатація електричного рухомого складу залізниць можлива тільки за умови підтримання достатньо доброго технічного стану тягових електродвигунів, зокрема трифазних асинхронних.

Важлива складова відповідних заходів – вимірювання електричних параметрів обмоток статора шляхом подання тестового сигналу. Точність вимірювань погіршують завадові струми в цій обмотці. Для її підвищення, а відтак – більш точного визначення технічного стану двигуна, необхідно науково обґрунтувати умови, сприятливі для проведення вказаних вимірювань. У роботі визначено діапазон частот тягового струму, вільний від завад, які мають місце в стаціонарному робочому режимі тягового трифазного асинхронного двигуна. Запропоновано обирати вид і параметри сигналу так, щоб його спектр розташовувався в цьому діапазоні. Розроблено математичну процедуру оцінювання параметрів тестового сигналу з урахуванням залишкових завад, розташованих у визначеному діапазоні частот. Використано методи спектрального аналізу завадових сигналів, а також метод оцінювання параметрів за критерієм найменших середніх квадратів. Шляхом комп'ютерного моделювання прикладу використання синусоїдного тестового сигналу з відомою частотою визначено точнісні характеристики такого оцінювання в широкому діапазоні амплітуд імпульсної завади і ступеня перекриття сигналу та завади в часі.

Ключові слова: трифазний асинхронний двигун, тестовий сигнал, завада, спектр, найменший середній квадрат.

Вступ

Контроль електронних процесів і параметрів обмоток електродвигунів є основою технічно й економічно ефективної експлуатації електричного рухомого складу залізниць. Роботі контролюючих пристроїв заважають електромагнітні впливи зовнішніх і внутрішніх відносно двигуна чинників, які суттєво спотворюють електричні коливання, що несуть контрольну інформацію. Це створює передумови для похибок у прийнятті рішень щодо стану обмоток. Зростає насиченість електрорухомого складу новими електронними пристроями – джерелами завад, а також урізноманітнюються використані в них електромагнітні коливання. Тому зростає й кількість завад роботі контролюючих пристроїв. Через це зростає актуальність вирішення завдання локалізації контрольного сигналу в завадовому оточенні та оцінювання інформаційних параметрів цього сигналу з урахуванням дії завад.

Постановка проблеми і аналіз досліджень і публікацій

Електронні пристрої діагностики тягових асинхронних двигунів працюють в умовах складної електромагнітної обстановки, не орієнтованої на

знаходження в ній пристроїв, не пов'язаних із сильнострумівими процесами.

Однак потенційні вигоди від оперативного отримання інформації про технічний стан двигуна шляхом непрямого спостереження параметрів його електричних вузлів стимулюють роботи в напрямі дослідження впливу величин цих параметрів на параметри допоміжних слабкострумівих коливань, адитивно доданих до складу тягового струму. Маючи структуру та (або) параметри, що відрізняються від аналогічних показників тягового струму, ці внесені коливання забезпечують отримання додаткової інформації про технічний стан асинхронного двигуна. У роботі [1] розглянуто контроль міжвиткової ізоляції шляхом аналізу електричних процесів, які виникли при збудженні електричних дуг у місцях міжвиткових пробіів. Такий спосіб потребує застосування високовольтного тестового сигналу і не може бути застосований на двигуні, який знаходиться в робочому режимі. Підхід, близький до описаного, застосовано в роботі [2], але там запропоновано контролювати параметри обмотки шляхом контролю резонансної частоти контуру, побудованого на базі цієї обмотки. Практичні обмеження – ті самі, що й для результатів попередньої роботи.

© АНАНЬЄВА О. М., БАБАЄВ М. М., ДАВИДЕНКО М. Г., ПАНЧЕНКО В. В., 2023

Авторами статті [3] розглянуто можливість внесення в обмотку статора невеликого постійного струму для отримання ефектів, які несуть інформацію про активний опір і температуру цієї обмотки. Такий метод придатний для контролю працюючого двигуна, але його реалізація призводить до магнітного дисбалансу двигуна; власне, проблемам магнітного насичення статора ця стаття насамперед і присвячена. Викладений у роботі [4] метод базується на введенні в контрольовану обмотку низковольтного білого шуму. Кінцевим результатом вимірювань є передатна функція двообмоткового трансформатора, яку важко інтерпретувати в сенсі конкретних числових значень електричних параметрів обмотки. У роботі [5] розглянуто введення високочастотного тестового сигналу в обмотку статора вентильного електродвигуна. Дослідження зосереджене на проблемах, пов'язаних з обертальним моментом двигуна і не містить завдання тестування обмотки. Контроль температури обмотки статора двигунів останнього зазначеного типу розглянуто в роботі [6]. Основні зусилля зосереджені на інтерпретації результатів вимірювання та недопущенні впливу тестового сигналу на обертальний момент. Можливі електромагнітні завади вимірюванням не розглянуто, що залишає відкритим питання про раціональний вибір діапазону частот сигналу відносно діапазонів, перекритих такими завадами, тобто про раціональну частотну локалізацію тестового сигналу. Результати теоретичних і практичних досліджень застосування рефлектометрії для визначення місця розташування неоднорідностей обмотки трифазних електричних машин розглянуто в роботі [7]. Однак запропонована методика потребує попереднього препарування машини і тому непридатна для застосування на працюючій машині. Також зазначимо, що в усіх розглянутих роботах діє неявне припущення, що спостереження тестових сигналів відбувається за відсутності їхнього спотворення заводовими компонентами тієї самої фізичної природи. Ці спотворення призводять до відхилень результатів спостереження від таких, що описують реальний стан обмотки та двигуна в цілому. Раніше це було проблемою, притаманною радше галузям зв'язку та автоматики, у яких було створено багато напрацювань, що забезпечували її вирішення з прийнятними результатами (див., наприклад, огляд у роботі [8]). Але поширення цих напрацювань на спостереження тестових сигналів в електродвигунах потребує дуже суттєвих зусиль.

Отже, розроблені на сьогодні методи і засоби контролю обмоток з використанням тестових сигналів забезпечують моніторинг їхніх основних параметрів. Але не вдалося виявити опублікованих розробок, у яких було б обґрунтовано вибір частотного діапазону для розташування тестового сигналу з урахуванням заводового електромагнітного середовища працюючого трифазного асинхронного двигуна та одночасно розглянуто питання вимірювання параметрів цього сигналу з урахуванням завод. Вирішення такого завдання забезпечило б підвищення

точності та оперативності діагностування обмоток двигунів вказаного типу.

Мета та задачі дослідження

Мета дослідження – науково обґрунтоване визначення сприятливих умов вимірювання параметрів тестового сигналу, адитивно доданого до складу тягового струму трифазного асинхронного двигуна з метою непрямого контролю параметрів його електричних вузлів у процесі штатної роботи цього двигуна. Для досягнення поставленої мети було вирішено два завдання:

1) визначення діапазону частот тягового струму, вільного від спектральних складових цього струму, притаманних трифазному асинхронному двигуну в робочому режимі (частотна локалізація тестового сигналу);

2) розроблення математичної процедури оцінювання параметрів тестового сигналу з урахуванням залишкових завод, розташованих у визначеному діапазоні частот.

Основна частина

Визначення складу комплексу завод і частотна локалізація тестового сигналу

Нехай у якійсь з фаз обмотки статора трифазного асинхронного двигуна присутній штучно введений туди тестовий сигнал у вигляді струму з постійними параметрами. Потужність цього сигналу вважатимемо настільки малою, що він(вона) не впливає на обертальний момент двигуна. Інтервал спостереження $[T_1, T_2]$ струмових процесів в обмотці вважатимемо достатньо малим, щоб протягом нього параметри тягового струму теж були постійними. Сам цей тяговий струм утворений шляхом широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) імпульсів постійної амплітуди.

За цих умов струм фази є сумою кількох складових:

1. Постійна складова I_0 . Її може й не бути при живленні двигуна двополярною ШІМ-напругою.

2. Власне живильна синусоїдна складова $i_{sp}(t)$.

3. Псевдопилкоподібна різниця $i_{ges}(t)$ між результатом інтегруючого перетворення ШІМ-напруги в струм $i_{out}(t)$ фазної обмотки і струмом $i_{sp}(t)$.

4. Складова $i_{tr}(t)$, викликана зубцевими гармоніками.

5. Імпульсна завада $i_p(t)$, викликана короткочасними процесами в живильній мережі (втрата контакту пантографа, наведення від грозових розрядів).

У підсумку струм однієї фази можна записати як

$$i(t) = s(t) + I_0 + i_{sp}(t) + i_{ges}(t) + i_{tr}(t) + i_p(t). \quad (1)$$

Кожне з коливань, що міститься в лівій частині виразу (1), характеризується не тільки виглядом часової залежності, але й індивідуальною сукупністю параметрів, об'єднаною у вектор $\vec{\lambda}$. У подальшому будемо вважати, що постійну складову I_0 відфільтровано, або вона була відсутня з самого

початку (як при двополярній ШІМ). З урахуванням зазначеного вираз (1) набуває вигляду

$$i(t) = s(t, \vec{\lambda}_s) + i_{sp}(t, \vec{\lambda}_{sp}) + i_{ges}(t, \vec{\lambda}_{ges}) + i_{tr}(t, \vec{\lambda}_{tr}) + i_p(t, \vec{\lambda}_p). \quad (2)$$

Індекси при векторах параметрів повторюють індекси параметризованих струмів.

Живильний струм $i_{sp}(t, \vec{\lambda}_{sp})$ є синусоїдою з частотою f_{sp} , яка на практиці лежить у межах 2...60 Гц. Протяжність відрізка цієї синусоїди, який надходить під час спостереження, дорівнює $(T_2 - T_1)$ секунд. Відомо, що 95 % потужності такого відрізка (прямокутного імпульсу з синусоїдним заповненням)

лежить у межах від $\left(f_{sp} - \frac{2}{T_2 - T_1}\right)$ до

$\left(f_{sp} + \frac{2}{T_2 - T_1}\right)$ Герц [9, 10]. Якщо $T_2 - T_1 = 1$ с, то

нижньою межею ефективного спектра сигналу буде 0

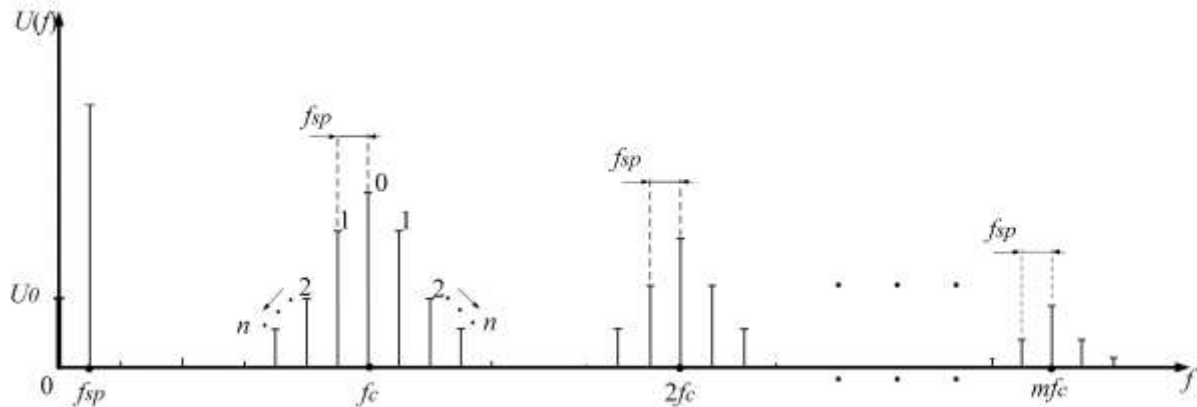


Рис. 1. Спектр ШІМ-напруги

Амплітуди гармонік змінюються за законом $\frac{1}{m} \cdot J_n(0,5\pi m M)$ [11], де $J_n(x)$ –

функція Бесселя n -го порядку; M – індекс модуляції ШІМ; m – номер пелюстки спектра. Вважатимемо, що $f_c = 20$ кГц, $M = 0,9$ (типове практичне сполучення в електроприводі) і зробимо розрахунок гармонік для $m = 1$ (тобто першої пелюстки спектра). При цих початкових даних $x = 0,5\pi m M \approx 1,41$

отримуємо, що $J_0(x) \approx 0,567$;

$J_1(x) \approx 0,544$; $J_2(x) \approx 0,210$;

$J_3(x) \approx 0,052$; $J_4(x) \approx 0,009$;

$J_5(x) \approx 0,001$. Із зростанням n величини

$J_n(x)$ зменшуються все більше. Зупинимося на

врахуванні перших п'ятьох бічних ліній спектра: урахуємо афілійовані з першою бічною пелюсткою гармоніки з $n = 0, \dots, 5$. Виходячи з цього перша бічна

при $f_{sp} = 2$ Гц, а верхньою межею буде 62 Гц при $f_{sp} = 60$ Гц.

Струм $i_{ges}(t, \vec{\lambda}_{ges})$ псевдопилкоподібної

компоненти – це результат інтегрування живильної ШІМ-напруги індуктивно-резистивною фазною обмоткою. Оскільки інтегрування фізично відповідає низькочастотній фільтрації, то ширина смуги частот струму є меншою за ширину смуги частот напруги, що викликає цей струм. Отже, розрахунок ширини смуги частот напруги є розрахунком «на найгірший випадок». Ескіз спектра ШІМ-напруги подано на рис. 1. На ньому як f_c позначена частота несучого пилкоподібного коливання ШІМ.

пелюстка лежить у межах $[f_c - 5f_{sp}; f_c + 5f_{sp}]$ або [19640; 20360] Гц. Відстань між першою та другою пелюстками складає $f_s = 20$ кГц. На цій відстані афілійовані з пелюстками гармоніки згасають до нехтувано малих величин. Крім того, через наявність

множника $\frac{1}{m}$ амплітуди афілійованих з другою

пелюсткою гармонік ще у два рази менші. Бокові пелюстки з номерами більше 2 ще менш впливові. Отже, можна обґрунтовано вважати, що складова

$i_{ges}(t, \vec{\lambda}_{ges})$ займає діапазон частот від 19640 до 20360 Гц.

Тепер проаналізуємо наступний доданок формули (1)

– струм $i_{tr}(t, \vec{\lambda}_{tr})$, викликаний зубцевими гармоніками. Його частота складає [13]

$$f_{tr} = \frac{f_{sp} \cdot z_2 (1-s)}{p} \pm l f_{sp}, \quad (3)$$

де f_{sp} – частота живильної напруги; z_2 – кількість зубців ротора; s – ковзання; p – кількість пар полюсів; l – ціле непарне число – номер гармоніки зубцевого струму. Прийнемо типові для тягових двигунів числові значення $f_{sp} = [20...60]$ Гц; $z_2 = 40$; $p = 3$; $s = 0,05$. При таких даних маємо $f_{sp} = (25,4...762) \pm (2...60) \cdot l$, $l = 1, 3, 5, 7, \dots$ Ураховуючи гармоніки включно по 17-ту,

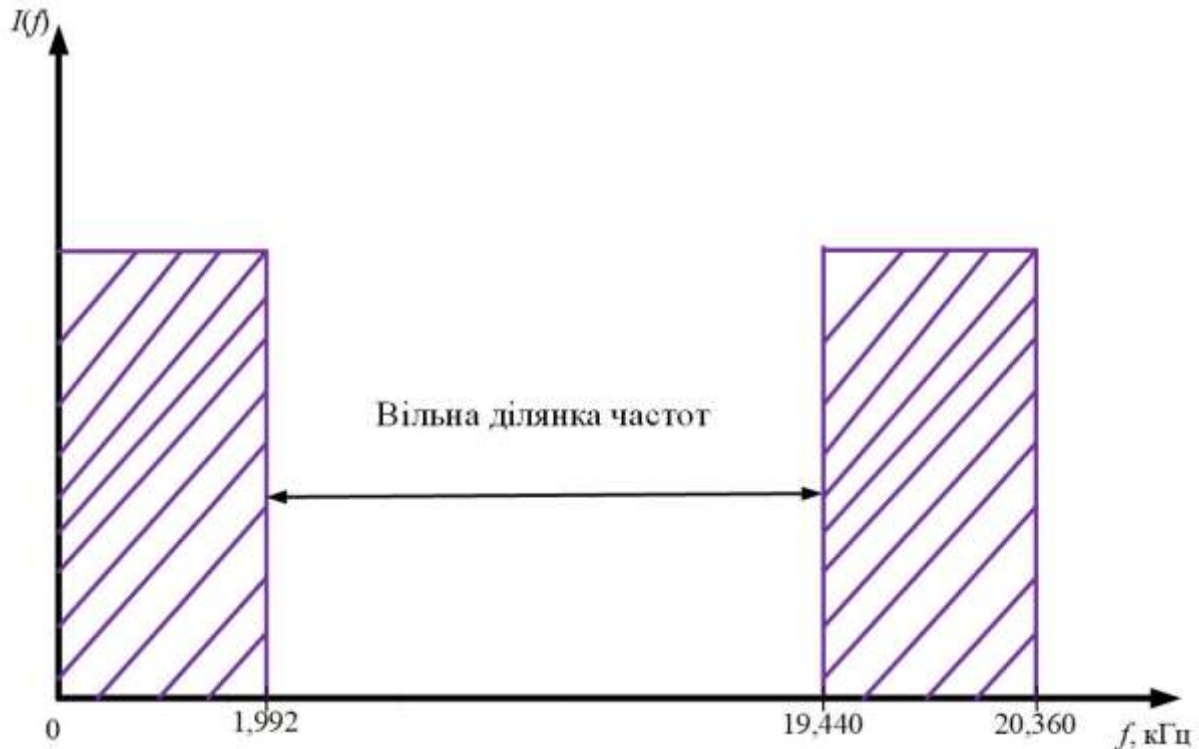


Рис. 2. Зайнятість частотної області завдовжки струмами

Тобто можна вважати вільною від дії цих двох компонентів ділянку частот від 2 до 19 кГц.

Імпульсна завада $i_p(t, \vec{\lambda}_p)$ утворена процесами, які можуть бути дуже короткочасними. Однак через інерційність індуктивно-резистивного кола фазної обмотки протяжність цієї завади не може бути менше сталої часу цього кола. Наприклад, для тягового двигуна АД-914У параметри цього кола складають [14] $R = 0,0226$ Ом, $L = 0,68 \cdot 10^{-3}$ Гн. Відповідна величина сталої часу $\tau = L/R \approx 0,03$ с. Спектр імпульсу, протяжність якого обмежена знизу цією величиною, лежить у межах від 0 до $1/\tau \approx 33$ Гц. Однак при виникненні несправностей величина L може багатократно зменшуватися, а R – багатократно збільшуватися. Тому можливу верхню частоту спектра імпульсної завади слід вважати дуже великою – у сотні разів більше ніж 33 Гц.

Підсумок аналізу зайнятості частотної області завдовжки струмами такий. Струми I_0 , $i_{sp}(t, \vec{\lambda}_{sp})$,

отримано, що частоти зубцевих гармонік лежать від 0 (при $l = 12$) до 1992 Гц.

Отже, узагальнення цих компонентів $i_{ges}(t, \vec{\lambda}_{ges})$ і $i_{tr}(t, \vec{\lambda}_{tr})$ призводить до діаграми зайнятості частотної області, поданої на рис. 2.

$i_{ges}(t, \vec{\lambda}_{ges})$, $i_p(t, \vec{\lambda}_p)$ займають обмежені діапазони частот $0...2$ кГц і $19,64...20,36$ кГц. Великий проміжок між цими діапазонами дає змогу повністю відфільтрувати ці завади при первинній обробці струму $i(t)$, шляхом виконання перетворення Фур'є та обнулення частотних відліків у вказаних діапазонах зосередження завад. Діапазон від 2 до 19 кГц вільний від усіх завад, окрім імпульсної. У ньому доцільно розмістити (локалізувати) тестовий сигнал (можна і вище 20,36 кГц, але зі зростанням частоти збільшується й опір індуктивно-ємнісного кола фази, і для отримання прийнятної величини сигналу $s(t, \vec{\lambda}_s)$ знадобиться й більша потужність генератора цього сигналу).

Оцінювання параметрів тестового сигналу

Отже, після частотної локалізації сигналу та видалення всіх компонент струму, що знаходяться поза діапазоном локалізації, вираз (2) для струму, що надходить до вимірювального пристрою, набуває вигляду

$$i(t) = s(t, \vec{\lambda}_s) + i_p(t, \vec{\lambda}_p). \quad (4)$$

Але при вимірюванні доступна лише величина $i(t)$ лівої частини цієї рівності. Щоб визначити величини параметрів правої частини за такою інформацією, необхідно ввести до розгляду модель $\hat{i}(t)$ струму $i(t)$:

$$\hat{i}(t) = s(t, \vec{\lambda}_s) + i_p(t, \vec{\lambda}_p) = \hat{s}(t) + \hat{i}_p(t),$$

де $\vec{\lambda}_s$ та $\vec{\lambda}_p$ – вектори оцінок параметрів реального струму, підбором яких досягається найкраща за певним критерієм схожість часових залежностей $i(t)$ та $\hat{i}(t)$. Як такої критерій використано найменший середній квадрат відхилення струмів $i(t)$ та $\hat{i}(t)$ один від одного. На цьому критерії базується відомий метод оцінювання – метод найменших квадратів [15], за яким у розглянутому випадку оцінки $\vec{\lambda}_s$ та $\vec{\lambda}_p$ є такими, що мінімізують середню потужність струму похибки в резисторі опором 1 Ом:

$$\varepsilon_n = \frac{1}{T_2 - T_1} \cdot \int_{T_1}^{T_2} [i(t) - \hat{i}(t)]^2 dt.$$

Вважатимемо, що спостереження здійснюється в дискретні моменти часу $t_k = (k-1) \cdot \Delta t$, де $k = 1, \dots, K$. Ці моменти розташовані з однаковим інтервалом Δt . За таких умов вираз (6) набуває вигляду

$$\varepsilon_K = \frac{1}{K-1} \cdot \sum_{k=1}^K (i_k - \hat{i}_k)^2,$$

де i_k та \hat{i}_k – відліки відповідно струму $i(t)$ та $\hat{i}(t)$. Помноживши обидві частини на $(K-1)$, виникає необхідність мінімізації величини

$$\varepsilon^2 = \sum_{k=1}^K (i_k - \hat{i}_k)^2.$$

Після піднесення до квадрата маємо

$$\varepsilon^2 = \sum_{k=1}^K (i_k^2 - 2i_k \hat{i}_k + \hat{i}_k^2) = \sum_{k=1}^K i_k^2 - 2 \sum_{k=1}^K i_k \cdot \hat{i}_k + \sum_{k=1}^K \hat{i}_k^2.$$

Урахувавши вираз (5), отримаємо

$$\varepsilon^2 = \sum_{k=1}^K i_k^2 - 2 \sum_{k=1}^K i_k \cdot \hat{s}_k - 2 \sum_{k=1}^K i_k \hat{i}_{pk} + \sum_{k=1}^K \hat{s}_k^2 + \sum_{k=1}^K \hat{i}_{pk}^2 + 2 \sum_{k=1}^K \hat{s}_k \cdot \hat{i}_{pk}$$

Перший доданок цього виразу є постійною величиною для конкретної вибірки спостережень, тому не впливає на процес мінімізації. З урахуванням цього виникає необхідність мінімізації величини

$$\delta = \sum_{k=1}^K \hat{s}_k^2 - 2 \sum_{k=1}^K i_k \cdot \hat{s}_k + \sum_{k=1}^K \hat{i}_{pk}^2 - 2 \sum_{k=1}^K i_k \cdot \hat{i}_{pk} + 2 \sum_{k=1}^K \hat{s}_k \cdot \hat{i}_{pk}$$

Позначення ε^2 замінене на δ , оскільки видалення першого доданка виразу (8) може призвести до від'ємних значень його правої частини, яка вже не є квадратом похибки. Але δ має мінімум у тій самій точці простору параметрів. Вираз (9) надає дві можливості для подальшої величини δ (цільової функції). Вони залежать від підходу до подання імпульсної завади. Перший підхід полягає в уявленні цієї завади як широкосмугового випадкового процесу з нульовою середньою величиною. Цей процес не містить параметрів, які підлягають оцінюванню, і не є корельованим із сигналом. За цих умов останні три доданки виразу (9) не впливають на положення мінімуму цільової функції в просторі параметрів і можуть бути видалені з виразу для цільової функції, яка в цьому випадку набуває вигляду

$$\delta = \sum_{k=1}^K \hat{s}_k^2 - 2 \sum_{k=1}^K i_k \cdot \hat{s}_k.$$

Другий підхід полягає в уявленні завади як структурно-детермінованої функції часу, яка залежить від деякої сукупності параметрів, згрупованих у вектор параметрів $\vec{\lambda}_p$. Величини цих параметрів визначають часову залежність миттєвої величини завади в конкретній спостережній реалізації. За такого підходу задача оцінювання параметрів сигналу перетворюється на задачу сумісного оцінювання параметрів сигналу та завод. Точність отриманих оцінок суттєво залежатиме від того, наскільки детально прийнята структурно-детермінована модель завади здатна описувати будь-яку її реалізацію. При цьому підлягає мінімізації цільова функція в повній формі (9).

Розглянемо застосування першого з описаних підходів на прикладі тестового сигналу у вигляді

синусоїди з відомою частотою ω та невідомими амплітудою I_{ms} та початковою фазою φ_s :

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

де вектором невідомих параметрів є $\vec{\lambda}_s = \begin{pmatrix} I_{ms} \\ \varphi_s \end{pmatrix}$.

Після дискретизації такого сигналу за часом маємо

$$s_k(\vec{\lambda}_s) = I_{ms} \cdot \sin[\omega \cdot (k-1)\Delta t + \varphi_s].$$

Після підстановки останнього виразу до формули (10) отримаємо

$$\begin{aligned} \delta(I_{ms}, \varphi_s) &= I_{ms}^2 \cdot \sum_{k=1}^K \sin^2[\omega \cdot (k-1)\Delta t + \varphi_s] - \\ &- 2I_{ms} \cdot \sum_{k=1}^K i_k \sin[\omega \cdot (k-1)\Delta t + \varphi_s]. \end{aligned}$$

Це квадратична функція параметра I_{ms} , а оскільки коефіцієнт при I_{ms}^2 додатний, то точка рівності нулю першої похідної за I_{ms} – це точка мінімуму цільової функції за параметром I_{ms} :

$$I_{ms \min}(\varphi_s) = \frac{\sum_{k=1}^K i_k \cdot \sin[\omega(k-1)\Delta t + \varphi_s]}{\sum_{k=1}^K \sin^2[\omega(k-1)\Delta t + \varphi_s]}.$$

Підстановка цього виразу до цільової функції (12) зводить задачу мінімізації функції $\delta(I_{ms}, \varphi_s)$ двох змінних до задачі мінімізації функції однієї змінної

$$\delta(\varphi_s) = I_{ms \min}^2(\varphi_s) \cdot \sum_{k=1}^K \sin^2[\omega(k-1)\Delta t + \varphi_s] -$$

$$- 2I_{ms \min}(\varphi_s) \cdot \sum_{k=1}^K i_k \cdot \sin[\omega(k-1)\Delta t + \varphi_s]$$

$$= - \frac{\left\{ \sum_{k=1}^K i_k \cdot \sin[\omega(k-1)\Delta t + \varphi_s] \right\}^2}{\sum_{k=1}^K \sin^2[\omega(k-1)\Delta t + \varphi_s]}.$$

Оскільки $\sin^2 \alpha = 0,5(1 - \cos 2\alpha)$, то знаменник виразу (14) можна записати у вигляді

$$\sum_{k=1}^K 0,5 - \sum_{k=1}^K 0,5 \cdot \cos[2\omega(k-1)\Delta t + 2\varphi_s].$$

Часовий інтервал спостереження ($T_2 - T_1$) містить багато періодів косинусного коливання, тому друга сума набагато менша за першу, і з високою точністю вираз (14) можна записати як

$$\delta(\varphi_s) = - \frac{2}{K} \cdot \left\{ \sum_{k=1}^K i_k \cdot \sin[\omega(k-1)\Delta t + \varphi_s] \right\}^2 \quad (12)$$

Оцінкою початкової фази є

$$\hat{\varphi}_s = \arg \max \left\{ \sqrt{\frac{2}{K}} \cdot \sum_{k=1}^K i_k \cdot \sin[\omega(k-1)\Delta t + \varphi_s] \right\}$$

Щоб отримати кінцевий вираз для обчислення величини $\hat{\varphi}_s$, візьмемо похідну від змісту фігурних дужок формули (15) і прирівняємо її до нуля. Отримаємо таке співвідношення:

$$-\sin \hat{\varphi}_s \sum_{k=1}^K i_k \cdot \sin[\omega(k-1)\Delta t] + \cos \hat{\varphi}_s \sum_{k=1}^K i_k \cdot \cos[\omega(k-1)\Delta t] = 0 \quad (13)$$

звідки

$$\hat{\varphi}_s = \arctg \frac{\sum_{k=1}^K i_k \cdot \cos[\omega(k-1)\Delta t]}{\sum_{k=1}^K i_k \cdot \sin[\omega(k-1)\Delta t]}.$$

Для визначення точніших характеристик оцінювання параметрів тестового сигналу за співвідношеннями (13), (16), (17) і робочих меж співвідношення амплітуд тестового сигналу та імпульсу було виконане комп'ютерне моделювання сигналу, імпульсу та обробки їхньої адитивної суміші за вказаними співвідношеннями. Параметри сигналу:

$I_{ms} = 0,1$ А, $f_s = 2500$ Гц, $\varphi_s = 75^\circ$, інтервал спостереження $(T_2 - T_1) = 0,01$ с, інтервал дискретизації за часом $\Delta t = 5 \cdot 10^{-5}$ с. Імпульсну заваду змодельовано як послідовність статистично незалежних відліків гаусівської випадкової величини з середнім квадратом відхилення $0,005$ А і нульовим середнім значенням, промодульовану за амплітудою обвідною кривою $A \cdot t \cdot e^{-\gamma t}$, підтвердженою експериментальними дослідженнями [16]. Параметри A та γ цієї кривої при кожному моделюванні були підібрані так, щоб забезпечити задану амплітуду I_p і протяжність τ_p імпульсу завади. Змодельовані три варіанти протяжності цього імпульсу $\tau_p = T_2 - T_1$, $\tau_p = 0,5(T_2 - T_1)$ і $\tau_p = 0,125(T_2 - T_1)$. Обчислено середньоквадратичні похибки σ_I оцінки амплітуди сигналу та σ_φ оцінки початкової фази сигналу. Результати моделювання зведено до табл. 1-3.

Таблиця 1
Похибки оцінок при $\tau_p = T_2 - T_1$

$I_p, \text{А}$	0,01	0,10	0,20	0,40	0,60	0,80	1,00	2,00	10
$\sigma_I, \text{А}$	$4,01 \cdot 10^{-4}$	$4,01 \cdot 10^{-3}$	$7,9 \cdot 10^{-3}$	0,016	0,023	0,031	0,038	0,067	0,459
$\sigma_\varphi, \text{°}$	0,21	2,1	4,01	8,1	11,7	15,8	19,1	31	72,9

Таблиця 2
Похибки оцінок при $\tau_p = 0,5(T_2 - T_1)$

$I_p, \text{А}$	0,01	0,10	0,20	0,40	0,60	0,80	1,00	2,00	10
$\sigma_I, \text{А}$	$2,1 \cdot 10^{-4}$	$2,1 \cdot 10^{-3}$	$4,39 \cdot 10^{-3}$	$8,82 \cdot 10^{-3}$	0,013	0,018	0,022	0,046	0,245
$\sigma_\varphi, \text{°}$	0,078	0,776	1,603	3,14	4,53	6,10	7,49	14,68	56,04

Таблиця 3
Похибки оцінок при $\tau_p = 0,125(T_2 - T_1)$

$I_p, \text{А}$	0,01	0,10	0,20	0,40	0,60	0,80	1,00	2,00	10
$\sigma_I, \text{А}$	$5,6 \cdot 10^{-5}$	$5,84 \cdot 10^{-4}$	$1,15 \cdot 10^{-3}$	$2,29 \cdot 10^{-3}$	$3,51 \cdot 10^{-3}$	$4,8 \cdot 10^{-3}$	$6,18 \cdot 10^{-3}$	0,013	0,078
$\sigma_\varphi, \text{°}$	0,067	0,689	1,351	2,64	3,99	5,36	6,75	12,93	60,2

На рис. 3 і 4 зображено графіки залежностей $\sigma_I(I_p)$ і $\sigma_\varphi(I_p)$, відповідні результатам розрахунку, наведених у табл. 1-3.

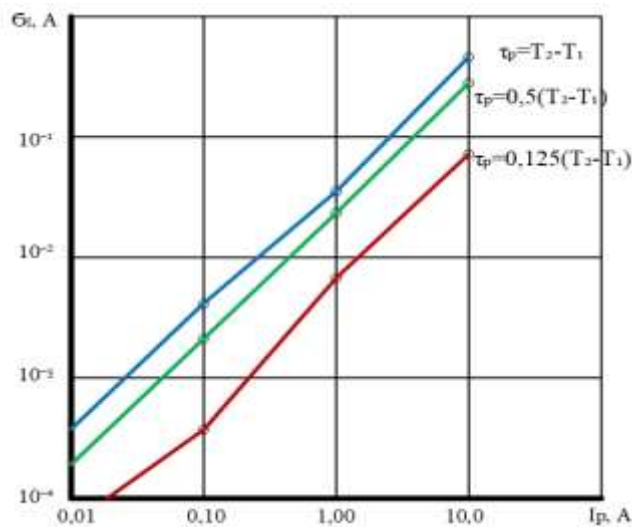


Рис. 3. Середньоквадратична похибка оцінки амплітуди сигналу

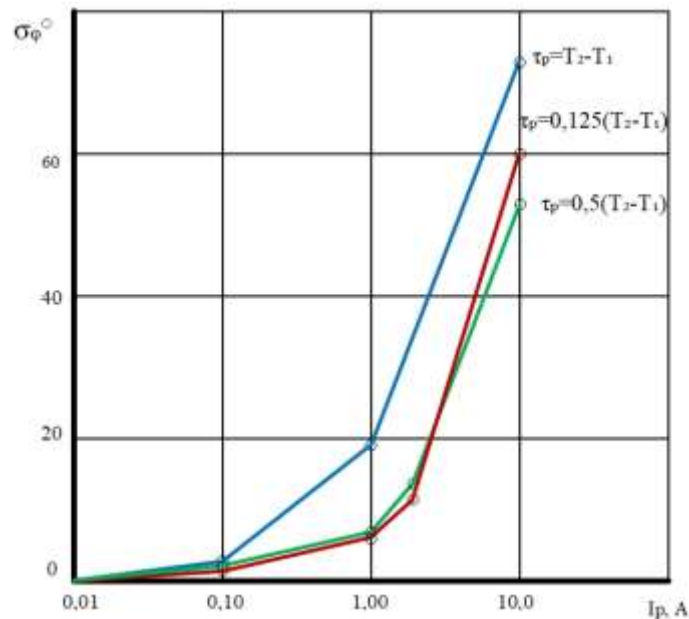


Рис. 4. Середньоквадратична похибка оцінки початкової фази сигналу

Як показали результати моделювання, розроблена математична процедура оцінювання параметрів тестового сигналу забезпечує високу точність цього оцінювання в широких діапазонах інтенсивності імпульсної завади та перекриття сигналу і завади в часі.

Обговорення результатів частотної локалізації та оцінки параметрів тестового сигналу

Розглянуті питання стосуються відомої методології контролю електронних параметрів обмоток асинхронних електродвигунів шляхом введення в контрольоване коло спеціальних тестових сигналів. Однак результати цього дослідження надають обґрунтування вибору виду та параметрів тестових сигналів, чого не було розглянуто в попередніх роботах. Крім того, визначено процедуру обробки тестового сигналу, яка мінімізує вплив електромагнітних завад на оцінки параметрів цього сигналу. Це питання також не було розглянуто в попередніх роботах. Отже, результати цієї роботи визначають комплекс заходів з підвищення точності вимірювання електричних параметрів обмотки, а через це – підвищення точності діагностування технічного стану трифазного асинхронного електродвигуна. Розглянуто режим роботи двигуна з постійною частотою обертання ротора. Хоча такі умови і відповідають реальному режиму роботи двигуна на коротких інтервалах часу, але вони все ж таки не всеосяжні. Це є чинником, який обмежує застосовність отриманих результатів у різко нестационарних режимах роботи двигуна. Поширення проведеного обґрунтування на такі режими – напрям подальших досліджень.

Висновки

1. На базі аналізу електромагнітного оточення визначено склад комплексу завад, які створюють електричний фон для спостереження

тестового струму в обмотці трифазного асинхронного двигуна. Шляхом аналізу спектрального складу цих завад визначено діапазон частот, у якому їхня спектральна щільність найменша.

2. З урахуванням можливих варіантів часових залежностей залишкових завад розроблено математичну процедуру оцінювання параметрів тестового сигналу. Шляхом комп'ютерного моделювання випадку застосування синусоїдного тестового сигналу визначено точнісні характеристики цієї процедури в широкому діапазоні інтенсивності завади і ступеня перекриття сигналу і завади за часом.

Список використаних джерел

1. Prony Method Estimation as a New Approach for Surge Comparison Testing in Turn Insulation Diagnostics for Three Phase Stator Windings / L. A. T. Guajardo, L. H. R. Alfaro, J. R. Maldonado, M. A. G. Vazques, F. S. Salinas, M. Y. Shin. *Machines*. 2023. 11 (2), 241. URL : <https://doi.org/10.3390/machines11020241>.
2. A New Testing Method for the Diagnose of Winding Faults in Transformer / Z. Wu, L. Zhou, T. Lin, X. Zhou. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. PP(99): 1-1. June 2020. DOI: 10.1109/TIM.2020.2998877.
3. 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.
4. Investigations on using white noise as a test signal for performing frequency response

- measurements on transformer / S. Arumugam. *Electric Power Systems Research*. Vol. 202, January 2022, 107586. URL : <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2021.107586>.
5. Optimisation of HF signal injection parameters for EV applications based on sensorless IPMSM drives / L. Idkhajine, E. Monmasson, Z. Makni, P.-A. Chauvenet, B. Condamin, A. Bruyere. *IET Electric Power Applications*. Vol. 12, Issue 3. P. 347-356. URL : <https://doi.org/10.1049/iet-epa.2017.0228>.
 6. 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.
 7. 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>.
 8. Synthesis of a device for anti-jamming reception of signals of tonal rail circuits on the background of additive five-component interference / S. Panchenko, O. Ananieva, M. Babaiev, M. Davidenko, V. Panchenko. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. Vol. 3. № 9(111). 2021. Doi:10.15587/1729-4061.2021.235835.
 9. Куц С. М., Прогонов Д. О., Смирнов В. П. Теорія сигналів. Ч. III. Спектральний аналіз неперіодичних сигналів. Практикум. Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2019. 31 с. URL : <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/27150>.
 10. Кобяков О. М., Бражник І. Є. Теорія електричних кіл та сигналів. Теорія сигналів. Суми: Сумський державний університет, 2017. 125 с. URL : https://essuir.sumdu.edu.ua/bitstream/123456789/55877/1/Kobiakov_theoria.pdf.
 11. Ainslie-Malik G. R. Mathematical Analysis of PWM Process. Thesis submitted to The University of Nottingham for the degree of Doctor of Philosophy, July 2013. URL : https://eprints.nottingham.ac.uk/handle/13021/1/Mathematical_Analysis_of_PWM_Process.pdf.
 12. Функції Бесселя: таблиця значень. URL : https://mat.net.ua/jk/Tab_of_listing17_NEW.htm.
 13. Heller B., Namata V. Harmonic field effects in induction machines. Prague: Academia, 1977. 330 p.
 14. Гетьман Г. К. Теорія електричної тяги: у 2-х т. Дніпропетровськ: Акцент ПП, 2015. Т. 2. 492 с.
 15. Карташов М. В. Імовірність, процеси, статистика: посібник. Київ: Видавничо-поліграфічний центр «Київський університет», 2008. 494 с. URL : https://probability.knu.ua/userfiles/kmv/VPS_Pv.pdf.
 16. Бабаєв М. М., Блиндюк В. С., Давиденко М. Г. Оцінювання ступеня іскріння на колекторі тягових двигунів локомотивів. *Збірник наук. праць*. Харків: УкрДАЗТ, 2005. Вип. 68. С. 266-276.
- Ananieva O., Babaiev M., Davidenko M., Panchenko V. Frequency localization and parameter estimation of the stator winding testing signal of a three-phase asynchronous motor**
- Abstract.** Effective operation of electric railway rolling stock is possible only by maintaining a sufficiently good technical condition of traction electric motors, in particular three-phase asynchronous ones. An important component of the appropriate measures is the measurement of the electrical parameters of the stator windings by applying a test signal. The measurement accuracy is enhanced by interference currents in this winding. To increase it and more accurately determine the technical condition of the engine, it is necessary to scientifically substantiate the conditions favorable for carrying out these measurements. The work determines the frequency range of the traction current, free from interference that occurs in the stationary operating mode of a three-phase asynchronous traction motor. It is proposed to select the type and parameters of the signal so that its spectrum is located in this range. A mathematical procedure has been developed for estimating the parameters of the test signal, taking into account residual interference located in a certain frequency range. Methods of spectral analysis of interference signals were used, as well as a method for estimating parameters using the least mean squares criterion. By computer simulating an example of using a sinusoidal test signal with a known frequency, the exact characteristics of such an estimate are determined over a wide range of pulse interference amplitudes and the degree of signal overlap and interference over time.
- Keywords:** three-phase asynchronous motor, test signal, interference, spectrum, smallest average square.
- Ананьєва Ольга Михайлівна, д.т.н., професор, кафедра автоматики 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: tmbxiiit@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 train traffic, 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, Department of electroenergy, electrical equipment 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, Department of electroenergy, electrical equipment 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, Department of electroenergy, electrical equipment 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>.