

ОСОБЛИВОСТІ ДІАГНОСТУВАННЯ СТАНУ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ТА СИЛОВИХ ТРАНСФОРМАТОРІВ В ЕЛЕКТРОМЕРЕЖАХ

© Свірцов В.О., Походило Є.В., Курдидик Р.В., 2008

Розглянуто особливості діагностування структур, що містять нелінійні елементи, призначені для використання на сигналах збудження великої потужності.

In this paper recommendations according diagnostic of devices with nonlinear elements for application under excitation power are given.

1. Вступ. Відомі ідеї, методи та варіанти реалізації прямого перетворення імітансів на напругу [1] переважно ґрунтуються на припущенні лінійності вимірюваних двополюсників та використанні синусоїдальних напруг збудження. Навіть коли досліджуються нелінійні двополюсники (які містять, наприклад, варікапи або котушки індуктивності із магнітним осердям) такі припущення справедливі, якщо змінна складова напруги збудження достатньо мала, щоби можна було трактувати вимірюваний імітанс як диференційний параметр ($Z = dU/dI$ або $G = dI/dU$) як функцію постійної напруги (або струму) зміщення.

На практиці виникає потреба аналізувати структури, що містять нелінійні елементи (зокрема елементи із залишковими явищами типу гістерезису матеріалів котушок індуктивності та електретності конденсаторів), призначені для використання на сигналах збудження великої потужності. Для таких випадків користування диференційними імітансами для складання моделі структури, придатної для прогнозування її поведінки як реакції на збудження, вже не є достатнім. Потрібні якісь "інтегральні" еквіваленти імітансів, що є залежними не тільки від частоти синусоїдального сигналу, як у разі лінійних імітансів, а також і від рівня сигналу збудження довільної форми.

2. Визначення узагальнених імітансів двополюсників. Розглянемо систему "джерело збудження – двополюсник". Сигнал збудження $x(t)$ та реакцію двополюсника $y(t)$ можна розглядати як вектори у функціональному гільбертовому просторі $L^2(T)$:

$$x(t) = \dot{X}(T), \quad y(t) = \dot{Y}(T) \quad (1)$$

із нормами відповідно

$$\|X\| = \left[\int_0^T x^2(t) dt \right]^{1/2} \quad \|Y\| = \left[\int_0^T y^2(t) dt \right]^{1/2} \quad (2)$$

скалярним добутком

$$(\dot{X}(T), \dot{Y}(T)) = \int_0^T x(t) y(t) dt, \quad (3)$$

та кутом між векторами

$$[\dot{X}, \dot{Y}] = \varphi = \arccos \frac{(\dot{X}(T), \dot{Y}(T))}{\|X\| \cdot \|Y\|} \quad (4)$$

Домноживши вектор $\dot{Y}(T)$ на комплексний розмірний скаляр $K = M + jN$, переведемо його у підпростір із розмірністю вектора $\dot{X}(T)$, що дає змогу виконувати операції додавання та

віднімання векторів за загальними правилами і, зокрема, скласти символічне рівняння системи “джерело збудження – двополюсник”:

$$\dot{\mathbf{Y}} = \mathbf{K}\dot{\mathbf{X}}, \quad (5)$$

де $\mathbf{K} = \mathbf{M} + j\mathbf{N}$, $\mathbf{N}/\mathbf{M} = \operatorname{tg}\varphi$,

та рівняння енергетичного балансу системи:

$$\|\mathbf{X}\| \cdot \|\mathbf{Y}\| = \mathbf{M}\|\mathbf{Y}\|^2 + j\mathbf{N}\|\mathbf{Y}\|^2. \quad (6)$$

Ліва частина (6) асоціюється із повною (уявною) енергією системи на інтервалі часу $[0, T]$, перша складова правої частини асоціюється із активною енергією, що розсіюється двополюсником на такому самому інтервалі, а друга складова – із реактивною енергією, що повертається до джерела збудження.

Вираз (6) є ключовим для вимірювання складових імітансу \mathbf{K} , оскільки $\mathbf{M}\|\mathbf{Y}\|^2 = \int_0^T x(t) y(t) dt$.

Тобто через активну складову енергії та співвідношення $\mathbf{N}/\mathbf{M} = \operatorname{tg}\varphi$ можна однозначно визначити складові імітансу \mathbf{K} та його модуль $|\mathbf{K}| = \sqrt{\mathbf{M}^2 + \mathbf{N}^2}$.

Для періодичних (без постійної складової) сигналів збудження інтервал інтегрування T доцільно вибирати таким, що дорівнює періоду T . Тоді, поділивши $\|\mathbf{X}\|$ та $\|\mathbf{Y}\|$ на \sqrt{T} , переходимо до ефективних (середньоквадратичних) значень сигналів збудження та реакцій двополюсників, а також до середніх потужностей в рівнянні енергетичного балансу.

Залежно від застосування імітанс \mathbf{K} має розмірність або імпедансу, тобто $\mathbf{K} \rightarrow \mathbf{Z} = \mathbf{R} + j\mathbf{X}$, або адмітансу $\mathbf{Y} = \mathbf{G} + j\mathbf{B}$.

Визначені вище узагальнені імітанси нелінійних двополюсників мають той самий фізичний зміст, що й імітанси лінійних двополюсників. Істотна відмінність полягає у залежності (у загальному випадку – нелінійній) цих параметрів від енергетичних параметрів сигналів збудження. Тому для практичного використання необхідно знати цю залежність, що може бути подана у вигляді таблиць, графіків, апроксимуючих функцій (функціональних рядів) тощо.

Важливою особливістю наведеного вище визначення узагальнених імітансів з погляду їхнього вимірювання є той факт, що вони є інваріантними щодо добутку $T \cdot P$ (T , P – період та потужність сигналу збудження), тобто вимірювання на низьких частотах із малою потужністю джерела збудження еквівалентні до вимірювань на високих частотах із великою потужністю. Ця обставина відіграє істотну роль у розв’язанні задач діагностики обладнання у системах великої потужності.

3. Постановка проблеми. Важливу роль у вирішенні проблем контролю якості електроенергії відіграють вимірювальні трансформатори струму (ВТС) та напруги (ВТН), а також трансформатори струму релейного захисту (ТСРЗ), що є елементами систем контролю, захисту та автоматичного регулювання в електромережах. Вимоги до метрологічних та експлуатаційних характеристик (МХ) таких трансформаторів регламентуються відповідними стандартами України (ДСТУ (ГОСТ) 7746-2003 та ДСТУ (ГОСТ) 1983-2003). Контроль цих характеристик на всіх стадіях експлуатації є важливою частиною метрологічного забезпечення енергосистем.

Головними МХ вимірювальних ТС є струмові та кутові похибки залежно від струму та навантаження вторинної обмотки, під’єднаної до інформаційно-вимірювальної системи енергомережі.

Традиційні методи перевірки ТС ґрунтуються на збудженні по первинній обмотці синусоїдальними струмами від мінімального до максимального для цього типу ТС рівня із частотою мережі (50, 60 або 400 Гц відповідно до місця експлуатації) з подальшим або вимірюванням значень струмів первинної та вторинної (навантаженої на регламентований імпеданс) обмоток та фазового зсуву між ними, або порівнянням вторинних струмів ТС та еталонного трансформатора струму при однакових струмах їхніх первинних обмоток.

Оскільки первинні струми можуть сягати десятків тисяч ампер, а потужність навантаження може доходити до сотень та навіть (для ТСПЗ) тисяч ватт, легко собі уявити, яке громіздке та енергоємне обладнання потрібне для здійснення перевірок метрологічних та експлуатаційних характеристик ТС на місці експлуатації. Такі самі проблеми виникають і з перевіркою ВТН, робочі напруги яких можуть сягати сотень кіловольт. Очевидно, що таке обладнання є малоприматним для розв'язання задач експрес-моніторингу стану трансформаторів, і створення діагностичних засобів із прийнятнішими з експлуатаційного погляду характеристиками є актуальною проблемою.

4. Вимірювання параметрів трансформаторів струму. Розглянемо схему заміщення (модель) трансформатора струму [2] (рис. 1).

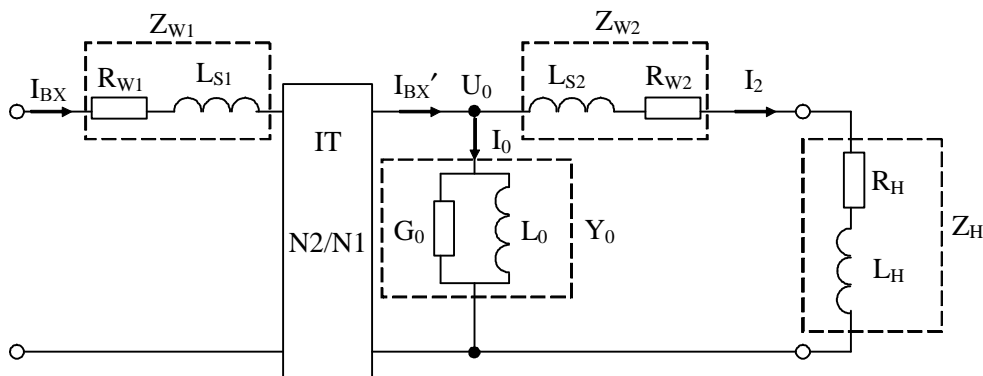


Рис. 1. Схема заміщення трансформатора струму

У цій схемі заміщення імітанси Z_{W1} та Z_{W2} характеризують активні опори та індуктивності розсіяння відповідно первинної та вторинної обмоток трансформатора, а імітанс Y_0 – еквівалентну активну провідність та індуктивність намагнічення осердя. Складові імітансів Z_{W1} та Z_{W2} лінійні, а Y_0 – нелінійні, залежні від напруги U_0 . ІТ – “ідеальний” трансформатор з коефіцієнтом трансформації, що дорівнює відношенню кількості витків вторинної та первинної обмоток.

Перелічені параметри трансформатора є достатніми для прогнозування його поведінки як передавача струму від джерела збудження до навантаження, принаймні в області низьких та середніх частот, де ще немає впливу паразитних ємнісних зв'язків. Тому вимірювання цих параметрів є основою діагностики стану трансформатора та його придатності для використання за призначенням [3]. Насамперед це стосується імітансу Y_0 , оскільки він є головною причиною “неідеальності” трансформаторів струму.

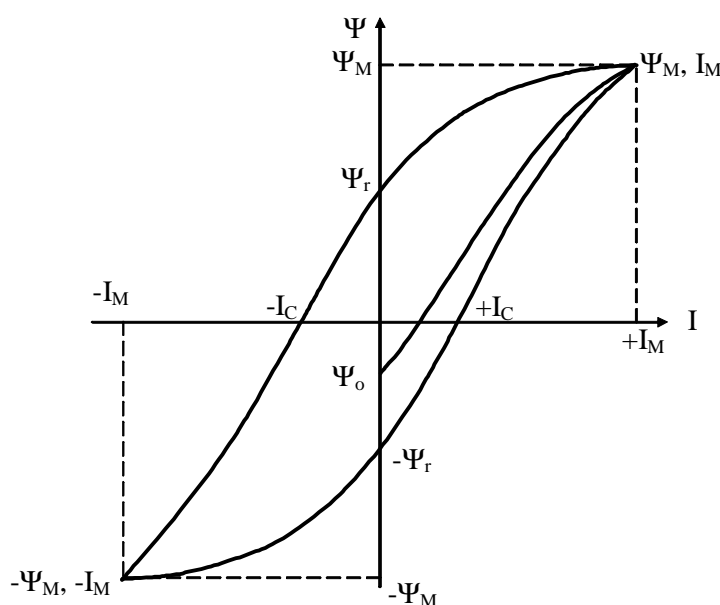


Рис. 2. Крива намагнічення осердя

Перемагнічення магнітного осердя трансформатора під дією струму обмотки описує пара рівнянь, які у параметричній формі відображають петлю гістерезису (криву намагнічення) осердя у координатах магнітний потік – струм обмотки (рис. 2)

$$\Psi(I) \Rightarrow \begin{cases} \Psi(t) = \Psi_0 + \int_{t_0}^t U_0(t) dt ; \\ I(t) \end{cases} \quad (7)$$

де Ψ – магнітний потік, вольт-секунди (вебери); Ψ_0 – початкове намагнічення осердя у момент часу t_0 ; U_0 – напруга збудження або ЕРС самоіндукції обмотки.

Форма петлі гістерезису не залежить від форми, амплітуди та частоти періодичного (без постійної складової) сигналу збудження, якщо тільки на періоді досягаються ті самі граничні значення струму $\pm I_m$. Оскільки відповідні вказаним струмам $\pm I_m$ магнітні потоки $\pm \Psi_m$ є інтегральними від напруги збудження, можна (теоретично) знімати петлі гістерезису за допомогою скільки завгодно малопотужного джерела збудження за рахунок зменшення частоти. Параметри петлі гістерезису можуть бути перераховані у значення складових імітансу Y_0 , які надалі можуть бути використані для прогнозування поведінки системи при інших частотах та рівнях збудження.

Розглянемо праву половину петлі гістерезису. На інтервалі перемагнічення від $-\Psi_r$ до Ψ_m струм іде від джерела збудження до обмотки трансформатора, а на інтервалі від Ψ_m до Ψ_r – до джерела, віддаючи накопичену у першій фазі енергію.

Енергія, одержана від джерела у першій фазі, дорівнює:

$$E_1 = \int_0^{T_1} U_0(t) \cdot I(t) dt, \quad I(T_1) = I_m \quad (8)$$

Енергія реактивна, повернута до джерела у другій фазі (напруга збудження змінює знак), дорівнює:

$$E_2 = - \int_{T_1}^{T_2} U_0(t) \cdot I(t) dt, \quad I(T_2) = 0 \quad (9)$$

Різниця $E_A = E_1 - E_2$ – активна енергія, розсіяна в осерді за половину циклу гістерезису.

Повна енергія за половину циклу:

$$E_n = \sqrt{E_2^2 + (E_1 - E_2)^2} = \sqrt{\int_0^{T_2} U_0^2(t) dt \cdot \int_0^{T_2} I^2(t) dt}, \quad (10)$$

Коефіцієнт втрат становитиме: $\cos \varphi = E_A / E_n = \left[\int_0^{T_1} U_0(t) \cdot I(t) dt + \right.$

$$\left. + \int_{T_1}^{T_2} U_0(t) \cdot I(t) dt \right] / \left[\int_0^{T_2} U_0^2(t) dt \cdot \int_0^{T_2} I^2(t) dt \right]^{1/2} \quad (11)$$

Отже, за миттєвими значеннями напруг та струмів можна згідно з (3) та (4) розрахувати параметри імітансу, що відображає перемагнічення в осерді трансформатора. У такому разі це буде адмітанс $Y = G + jB$ (напруга U_0 – збудження, струм – реакція двополюсника).

Знімаючи петлі гістерезису для різних значень граничних струмів I_m , можна відобразити у вигляді таблиці або графіка залежність імітансу від енергетики системи. Універсальним параметром сигналу збудження, від якого залежить імітанс такого двополюсника, є вольт-секунди (Вс)

збудження, тобто $\int_0^T U_0(t) dt$. Цей параметр є інваріантним до форми, амплітуди та частоти

періодичних сигналів, оскільки він однозначно визначає максимальний струм I_m на циклі перемагнічення, а відтак – всі енергетичні параметри петлі гістерезису. Якщо цей двополюсник призна-

чений для використання у системах із синусоїдальними напругами збудження, доцільно перерахувати цей параметр на ефективне значення напруги, поділене на частоту (або помножене на період). Перерахунок здійснюється через коефіцієнт форми сигналу K_f (відношення ефективного значення до середнього за модулем). Цей коефіцієнт для синусоїдальних сигналів дорівнює 1,11, тобто:

$$U_{\text{ef}}/f = 1,11 \cdot Vc \quad (12)$$

Така заміна корисна тим, що, знаючи залежність імітансу від цього параметра та частоту і рівень напруги збудження у конкретному випадку його використання, можна визначити частотно-фазові властивості системи, до якої він входить поряд з іншими імітансами, вважаючи його лінійним. Для прикладу розглянемо процедуру визначення струмової та фазової похибок ТС. На першому етапі визначаються параметри імітансу $Y_0(Vc)$ шляхом збудження низькочастотною напругою по вторинній обмотці із розімкненою первинною та від'єднаним навантаженням (див. рис. 1). При цьому напруга U_0 обчислюється як напруга збудження на клеммах обмотки U_{II} мінус падіння напруги на R_{w2} , тобто мінус $I_{II} \cdot R_{w2}$ (на низькій частоті індуктивністю розсіяння L_{sw2} можна нехтувати, тим більше, що вона завжди набагато менша від індуктивності намагнічення, а в вимірювальних трансформаторах – тим більше).

На другому етапі розраховується вектор напруги U_0 для різних значень струмів та навантажень як добуток струму $I'_{\text{вих}}$ (тобто $I_{\text{вх}} \cdot N_2/N_1$) на суму імітансів Z_{w2} та Z_H (див. векторну діаграму на рисунку 3) на частоті мережі.

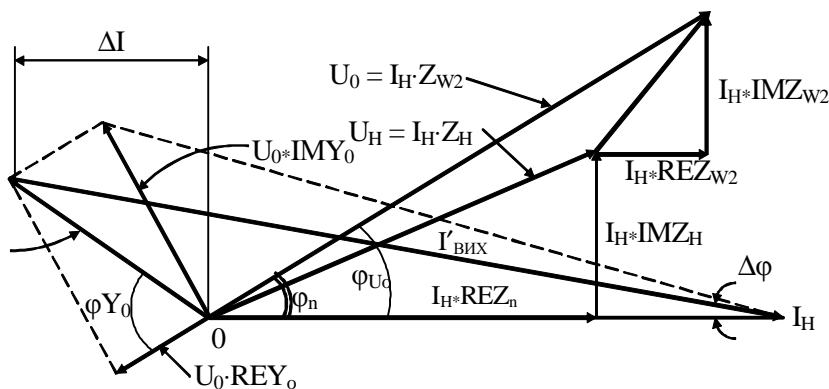


Рис. 3. Векторна діаграма

5. Висновки. За значеннями $U_0 = F(I_{\text{вх}}, Z_H)$ визначаються: параметр (12), складові імітансу Y_0 за графіком залежності від цього параметра та складові струму намагнічення $U_0 \cdot Y_0$. Похибки ВТС (струмова ΔI та кутова $\Delta \phi$) визначаються розв'язанням простої тригонометричної задачі, що впливає з конфігурації діаграми рис. 3.

Зауважимо, що в трансформаторах струму імітанс вхідної обмотки Z_{w1} не відіграє ніякої ролі і не враховується при підрахунках.

Для вимірювальних трансформаторів напруги процедура вимірювання похибок така сама, тільки первинна і вторинна обмотки на рис. 1 міняються місцями, і на холостому ході (при розімкненій тепер вже вторинній обмотці) визначається напруга U_0 як наслідок проходження напруги збудження U_1 через дільник Z_1, Y_0 , який для цієї напруги збудження можна вважати лінійним, і параметри імітансу Y_0 визначаються з графіка залежності Y_0 від напруги U_0 згідно (12). Зсув фази та зменшення напруги U_0 відносно U_1 є похибками трансформатора залежно від напруги збудження. Якщо потрібно знайти залежність похибки ще й від навантаження трансформатора, задача ускладнюється, оскільки потрібно враховувати додатковий подільник напруги $Z_2 - Z_H$, із перерахунком останніх до первинної обмотки через $(N_2/N_1)^2$. Але принцип розрахунків лишається тим самим.

1. Походило Є.В. *Розвиток теорії та принципи побудови засобів вимірювання імітансу об'єктів кваліметрії. Автореферат дис. докт. техн. наук.* – Львів, НУ “Львівська політехніка”, 2004. 2. Цыпкин Г.С. *Трансформаторы низкой частоты. Связьиздат. 1950 г.* 3. *United States Patent, 20040130329, A1, July 8, 2004. Method for testing a transformer and corresponding test device. Suss Franz, Kruger Michael, Kaufmann Friedrich. Sep 11, 2002, EP, 02020424.1.*