



Politechnika Łódzka

ZESZYTY NAUKOWE Nr 1164

WIESŁAW JAŁMUŻNY

ANALIZA WŁAŚCIWOŚCI PRZEKŁADNIKÓW NAPIĘCIOWYCH
WYSOKIEGO NAPIĘCIA W NIETYPOWYCH WARUNKACH
EKSPLOATACYJNYCH ZE SZCZEGÓLNYM UWZGLĘDNIENIEM
OSCYLACJI FERROREZONANSOWYCH

ŁÓDŹ 2013

POLITECHNIKA ŁÓDZKA

ZESZYTY NAUKOWE Nr 1164

ROZPRAWY NAUKOWE, Z. 454

WIESŁAW JAŁMUŻNY

ANALIZA WŁAŚCIWOŚCI PRZEKŁADNIKÓW NAPIĘCIOWYCH
WYSOKIEGO NAPIĘCIA W NIETYPOWYCH WARUNKACH
EKSPLOATACYJNYCH ZE SZCZEGÓLNYM UWZGLĘDNIENIEM
OSCYLACJI FERROREZONANSOWYCH

ŁÓDŹ 2013

ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŁÓDZKIEJ
SCIENTIFIC BULLETIN
OF THE LODZ UNIVERSITY OF TECHNOLOGY
BULLETIN SCIENTIFIQUE
DE L'UNIVERSITÉ POLYTECHNIQUE DE LODZ
НАУЧНЫЕ ЗАПИСКИ
ЛОДЗИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА
WISSENSCHAFTLICHE HEFTE
DER TECHNISCHEN UNIVERSITÄT IN LODZ

Redaktor Naukowy Wydziału: **prof. dr hab. inż. Piotr Ostalczyk**

Recenzenci: **prof. dr hab. inż. Andrzej Koszmider**
prof. dr hab. inż. Michał Szyper

© Copyright by Politechnika Łódzka 2013

Adres Redakcji – Адрес Редакции – Editor's Office
Adresse de Redaction – Schriftleitungsadresse:

WYDAWNICTWO POLITECHNIKI ŁÓDZKIEJ
90-924 Łódź, ul. Wólczańska 223
tel./fax 42-684-07-93
e-mail: zamowienia@info.p.lodz.pl
www.wydawnictwa.p.lodz.pl

ISSN 0137-4834

Nakład 140 egz. Ark. druk. 12. Papier offset. 80 g, 70 x 100
Druk ukończono w czerwcu 2013 r.
Wykonano w Drukarni Quick-Druk, 90-562 Łódź, ul. Łąkowa 11

SPIS TREŚCI

Streszczenie	5
Wykaz ważniejszych oznaczeń	6
1. Wstęp	9
2. Stan zagadnienia	15
2.1. Problematyka nietypowych warunków pracy przekładników napięciowych w literaturze	15
2.2. Cel i zakres pracy	18
3. Najczęściej występujące warunki wywołujące różne od znamionowych stany pracy	21
3.1. Nietypowe obciążenie strony wtórnej	21
3.2. Nieprawidłowe uziemienie strony wtórnej	22
3.3. Stany awaryjne w sieciach SN i WN	22
3.4. Procesy łączeniowe w sieciach SN i WN	23
4. Metodyka badania przekładników napięciowych w nietypowych stanach pracy	24
4.1. Charakterystyka modeli fizycznych	25
4.1.1. Niskonapięciowe modele równoważne	25
4.1.2. Model przekładnika kaskadowego	28
4.1.3. Modele przekładników sieciowych SN i WN	29
4.2. Modelowanie matematyczne	29
4.3. Metoda klasycznych procedur obliczeniowych	35
4.4. Metody symulacyjne	36
4.5. Metody eksperymentalne	36
5. Właściwości eksploatacyjne przekładników w nietypowych warunkach pracy ..	38
5.1. Właściwości metrologiczne przy nietypowych parametrach obwodu wtórnego	38
5.1.1. Modele matematyczne	39
5.1.1.1. Przekładniki jednostopniowe	39
5.1.1.2. Przekładniki kaskadowe	42
5.1.2. Charakterystyka badań symulacyjnych	44
5.1.3. Wyniki badań	47
5.1.4. Wnioski i uwagi	50
5.2. Właściwości przekładników napięciowych w stanie przepięcia ustalonego przy częstotliwości sieciowej	51
5.2.1. Błąd całkowity	52
5.2.2. Analiza matematyczna	55
5.2.2.1. Obliczenia – etap I	56
5.2.2.2. Obliczenia – etap II	67
5.2.2.3. Charakterystyka metrologiczna	67
5.2.2.4. Energia rozpraszana w uzwojeniu pierwotnym	69
5.2.3. Badania eksperymentalne	70
5.2.3.1. Pomiar prądu pierwotnego przy przepięciu ustalonym	70
5.2.3.2. Pomiar błędu całkowitego przy przepięciu ustalonym	72
5.3. Właściwości eksploatacyjne w stanach przejściowych	77
5.3.1. Obniżenie wartości napięcia pierwotnego	78

5.3.1.1. Analiza matematyczna	78
5.3.1.2. Badania symulacyjne	80
5.3.2. Odłączenie nieobciążonej linii z przekładnikami napięciowymi	83
5.3.2.1. Analiza matematyczna	83
5.3.2.2. Badania symulacyjne	89
5.3.3. Badania eksperymentalne	91
5.4. Narażenia elektryczne w przypadku niewłaściwego uziemienia strony wtórnej	94
5.5. Narażenia cieplne w nietypowych stanach pracy	97
5.5.1. Stany pracy sprzyjające nadmiernym przyrostom temperatury	97
5.5.1.1. Przepięcia ustalone i stany przejściowe	98
5.5.1.2. Obciążenie przekładnika mocą graniczną	99
5.5.1.3. Zwarcie w obwodzie wtórnym	99
5.5.2. Badania symulacyjne	99
5.5.3. Wnioski i uwagi	103
6. Oscylacje ferorezonansowe w sieciach SN i WN z przekładnikami napięciowymi	104
6.1. Podstawy teoretyczne	105
6.1.1. Swobodne oscylacje ferorezonansowe	105
6.1.2. Wymuszone oscylacje ferorezonansowe	108
6.1.2.1. Układ liniowy	109
6.1.2.2. Układ nieliniowy	114
6.2. Wybrane układy sprzyjające powstawaniu oscylacji ferorezonansowych	118
6.3. Energetyczny aspekt wzbudzenia oscylacji ferorezonansowych	121
6.4. Wpływ przekładników napięciowych na wzbudzenie drgań ferorezonansowych	125
6.5. Badania symulacyjne	126
6.5.1. Przekładnik napięciowy WN w obwodzie wyłącznika dwuprzermowego	126
6.5.1.1. Układ liniowy	128
6.5.1.2. Układ nieliniowy	135
6.6. Wyniki badań eksperymentalnych dla równoważnych modeli fizycznych niskiego napięcia	137
7. Ochrona przed skutkami nietypowych warunków eksploatacyjnych	140
7.1. Bezpieczniki topikowe do ochrony przed gwałtownym uszkodzeniem żywicznych przekładników napięciowych instalowanych w sieciach SN	140
7.2. Rezystancyjne dociążenie obwodów uzwojeń wtórnych	146
7.3. Środki konstrukcyjne	150
8. Podsumowanie i wnioski	153
Załączniki A-F	157
Literatura	170
Summary	183
Charakterystyka zawodowa autora	185

STRESZCZENIE

W pracy przedstawiono istotne problemy z punktu widzenia aktualnych tendencji dotyczących wyposażania stacji elektroenergetycznych wysokiego napięcia i rozdzielnic średniego napięcia w indukcyjne przekładniki napięciowe. Tematyka ta jest związana z ich pracą w nietypowych warunkach eksploatacyjnych. Szczególne znaczenie przypisano oscylacjom ferorezonansowym wzbudzonym przy czynnym udziale przekładników napięciowych lub na przekładniki oddziałującym.

Opisano przyjętą metodykę badania właściwości przekładników napięciowych pracujących w nietypowych warunkach, opartą na wykorzystaniu modeli fizycznych w postaci niskonapięciowych modeli równoważnych. Scharakteryzowano zastosowane w pracy modele matematyczne, wykorzystane do zastosowania metod obliczeniowych i symulacyjnych. Opracowane modele wykorzystano do badania przekładników napięciowych jednostopniowych i kaskadowych.

Poddano analizie właściwości metrologiczne przekładników pracujących przy obciążeniu innym niż przewidzianym przez normy (obciążonych rezystancyjnie), przy uwzględnieniu rezystancji przewodów łączących w obwodzie wtórnym, w stanie przepięcia ustalonego i w stanach przejściowych. Zaproponowano wprowadzenie błędu całkowitego do określania granicznych wartości błędu napięciowego i kąтового w warunkach uniemożliwiających wykorzystywanie do tego celu komparatorów.

Zbadano i przedyskutowano przypadki przekładników napięciowych pracujących w sieciach elektroenergetycznych średniego i wysokiego napięcia podczas oscylacji ferorezonansowych. Zdefiniowano dwa kryteria wzbudzenia drgań nieliniowych. Pierwsze, oparte na analizie układu podatnego na tego rodzaju oscylacje (przy założeniu w pierwszym kroku pracy obwodu magnetycznego przekładnika na liniowej części charakterystyki magnesowania) oraz drugie – wykorzystujące tzw. metodę energetyczną. Wyniki badań symulacyjnych i eksperymentalnych, wykonanych dla niskonapięciowych modeli równoważnych, pozwalają na ustalenie potencjalnej możliwości występowania swobodnych lub wymuszonych oscylacji ferorezonansowych.

Przeanalizowano narażenia elektryczne i cieplne spowodowane nietypowymi warunkami pracy przekładników napięciowych. Zaprezentowano symulacyjną metodę wyznaczania maksymalnych miejscowych przyrostów temperatury opartą na zastępczym schemacie cieplnym. Omówiono środki ochrony przed nietypowymi warunkami eksploatacyjnymi.

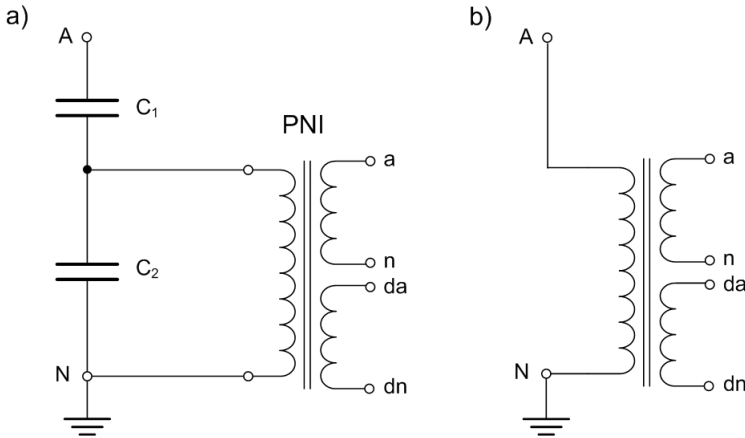
WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ

- $B, B_{mn}, B_{max}, B_{sat}$ – indukcja magnetyczna, amplituda indukcji znamionowej, szczytowa wartość indukcji, indukcja nasycenia
 c – ciepło właściwe (J/kg/K), stosunek pojemności C/C_g
 C_g – pojemność kondensatora sterującego wyłącznika
 c_L – współczynnik ostrości przejścia charakterystyki magnesowania do nasycenia
 C_{th} – pojemność cieplna (J/K)
 F_s – współczynnik głębokości nasycania rdzenia (stopień nasycania)
 i_{fe}, i_{μ} – wartość chwilowa składowa czynnej, biernej prądu jałowego
 I_{fe}, I_{μ} – wartość skuteczna składowej czynnej, biernej prądu jałowego
 i_p, i_s, i_o – wartość chwilowa prądu pierwotnego, wtórnego, jałowego
 I_{pav} – wartość średnia z modułu prądu pierwotnego
 I_{sat} – prąd nasycenia
 k – współczynnik kształtu przebiegu okresowego
 K_n – przekładnia znamionowa przekładnika
 k_U – współczynnik napięciowy
 k_w – współczynnik korekcji zwojowej, względna poprawka zwojowa (-)
 L_b – indukcyjność obciążenia przekładnika
 l_{fe} – średnia długość drogi strumienia w rdzeniu
 L_n – indukcyjność magnesowania rdzenia nienasyconego
 L_p, L_s – indukcyjność rozproszenia uzwojenia pierwotnego, wtórnego
 L_s – indukcyjność magnesowania rdzenia nasyconego
 m_p – masa uzwojenia pierwotnego
 N – przekładnia zwojowa przekładnika napięciowego indukcyjnego
 R_b – rezystancja obciążenia przekładnika
 R_L – rezystancja przewodów łączących w obwodzie wtórnym przekładnika
 R_p, R_s – rezystancja uzwojenia pierwotnego, wtórnego
 R_{th} – opór cieplny (K/W)
 s – współczynnik szczytu przebiegu okresowego
 S_{fe} – pole przekroju poprzecznego (netto) rdzenia przekładnika
 T_p – stała czasowa zanikania składowej nieokresowej napięcia pierwotnego
 u_{ϵ} – wartość chwilowa napięcia błędu
 U_{ϵ} – wartość skuteczna napięcia błędu
 $U_{\epsilon rms}$ – definicyjna wartość skuteczna (*rms*) napięcia błędu
 u_p, u_s – wartość chwilowa napięcia pierwotnego, wtórnego
 U_p, U_s – wartość skuteczna napięcia pierwotnego, wtórnego
 U_{pFs} – wartość skuteczna sinusoidalnego napięcia pierwotnego powodująca stan nasycenia obwodu magnetycznego przekładnika
 U_{prms}, U_{srms} – definicyjna wartość skuteczna (*rms*) napięcia pierwotnego, wtórnego

$W_C, \Delta W_C$ – energia pola elektrycznego, przyrost energii
 w_c, w_e – liczba zwojów uzwojenia sprzęgającego, wyrównawczego
 $W_L, \Delta W_L$ – energia pola magnetycznego, przyrost energii
 $w_p, w_s,$ – liczba zwojów uzwojenia pierwotnego, wtórnego
 α_1 – kąt przejścia do stanu nasycenia rdzenia
 β – kąt fazowy (argument impedancji) obciążenia przekładnika
 δu – błąd kątowy przekładnika (min)
 Δu – błąd napięciowy przekładnika (%)
 ΔP_p – moc czynna rozpraszana w uzwojeniu pierwotnym
 ε_c – błąd całkowity przekładnika (%)
 $\vartheta, \Delta \vartheta$ – temperatura (K), przyrost temperatury
 Ψ – strumień skojarzony z uzwojeniem pierwotnym lub wtórnym przekładnika
 Ψ_{sat} – strumień skojarzony nasycenia
 ω – pulsacja wielkości sinusoidalnie zmiennej (rad/s)

1. WSTĘP

Przekładniki napięciowe, będące obok przekładników prądowych ważnym ogniwiem w procesie pomiaru energii elektrycznej, mają także znaczący wpływ na ocenę stanu pracy systemu elektroenergetycznego, a w przypadku awarii – na poprawność działania zabezpieczeń. Zastosowane w niniejszej pracy określenie „przekładniki wysokiego napięcia” odnosi się do przekładników o napięciu znamionowym pierwotnym powyżej 1 kV, lecz ze względów praktycznych zastosowano, zależnie od rodzaju sieci elektroenergetycznej, rozróżnienie na przekładniki średniego napięcia (SN) i wysokiego napięcia (WN). Kryterium klasyfikującym jest napięcie liniowe sieci: poniżej 60 kV – SN, od 60 kV – WN. W sieciach wysokiego napięcia instalowane są przekładniki napięciowe dwóch typów: indukcyjne (elektromagnetyczne) oraz pojemnościowe. Im wyższe napięcie sieci, tym większy, bo sięgający ponad 90%, udział przekładników pojemnościowych w ogólnej liczbie eksploatowanych przekładników napięciowych. Sporo miejsca w literaturze fachowej poświęcono zagadnieniu właściwości eksploatacyjnych przekładników pojemnościowych. Wynika to z ich specyficznej budowy opartej na połączeniu dzielnika pojemnościowego z dołączonym do jego wyjścia przekładnikiem napięciowym indukcyjnym (rys. 1.1a). Tego typu konstrukcja wymaga zastosowania specjalnych zabiegów technicznych umożliwiających ukształtowanie charakterystyk błędów zgodne z wymaganiami odnośnej normy [184] oraz wyeliminowanie możliwości wzbudzenia się oscylacji ferrezonansowych.



Rys. 1.1. Układy dwóch podstawowych typów jednofazowych przekładników napięciowych WN: a) przekładnik pojemnościowy, b) przekładnik indukcyjny

Wprawdzie przekładniki napięciowe indukcyjne (rys. 1.1b) stanowią mniejszą procentowo grupę wśród eksploatowanych przekładników napięciowych wysokiego napięcia, a także reprezentują mniej złożony, bo nie zawierający dzielnika pojemnościowego układ konstrukcyjny, to jednak problemy ich dotyczące są z technicznego punktu widzenia nie mniej ważne i w równym stopniu aktualne. W przypadku przekładników indukcyjnych uzwojenie pierwotne jest bezpośrednio dołączone do linii WN, w związku z tym szczególna uwaga powinna być zwrócona na:

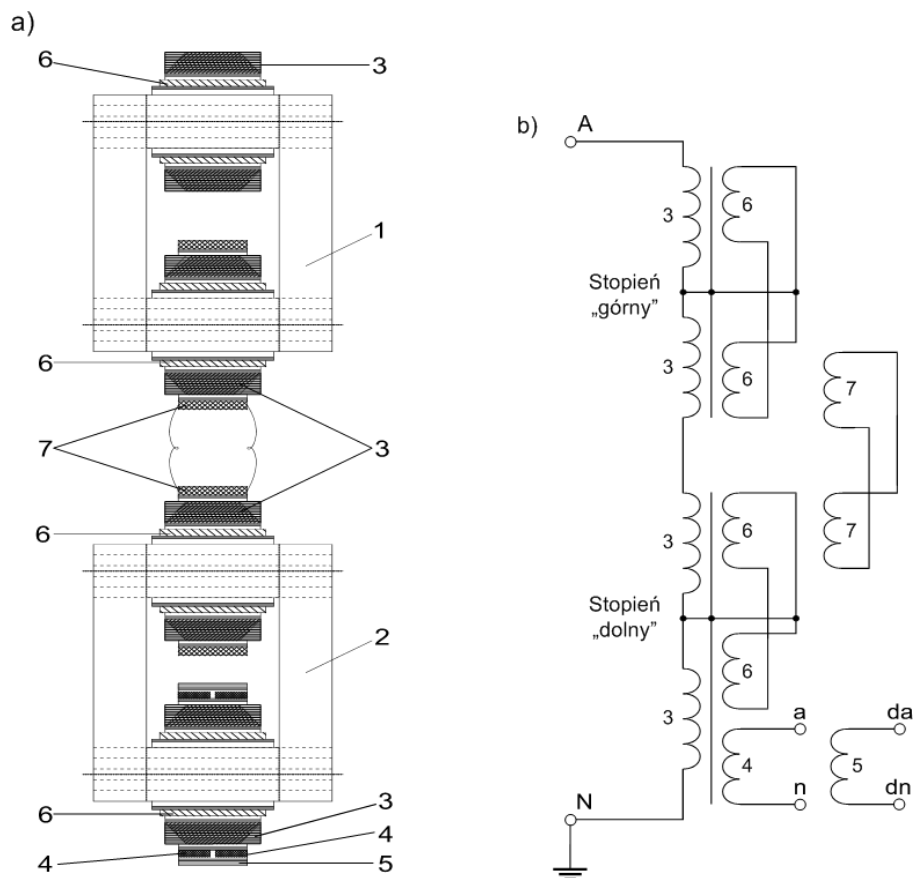
- warunki pracy w układach stacji elektroenergetycznych z dwuprzerwowymi wyłącznikami zawierającymi pojemności sterujące rozkładem napięcia, ze względu na zagrożenie ferorezonansem,
- efekt rozładowania pojemności linii przez przekładniki (narażenia termiczne),
- trudność uzyskania wyższych klas dokładności (0,2 lub 0,1) z uwagi na znaczne rozproszenie magnetyczne uzwojenia pierwotnego wynikające z dużej liczby zwojów, a więc i znacznej średnicy cewki tego uzwojenia.

Dla obu typów przekładników istotny wpływ na dokładność transformowania napięcia pierwotnego wywiera impedancja (rezystancja) przewodów łączących w ich obwodach wtórnych [89]. Zmiana właściwości metrologicznych po wtrąceniu dodatkowej, nieujętej przepisami normalizacyjnymi [183, 184] rezystancji przewodów, powoduje niekiedy znaczące, pozostające poza kontrolą użytkowników zmniejszenie dokładności pomiaru energii elektrycznej i pogorszenie poprawności działania zabezpieczeń.

W przekładnikach średniego napięcia rozwiązania z dzielnikiem pojemnościowym zasadniczo nie występują, chociaż możliwe jest podjęcie prób wykorzystania jako kondensatora pierwszego („górnego”) stopnia dzielnika pojemnościowego układu izolacyjnego przekładników prądowych SN lub specjalnego dzielnika pojemnościowego. Takie rozwiązanie wymaga jednak zastosowania wzmacniacza zapewniającego odpowiednią moc znamionową przekładnika. W przeważającej liczbie przypadków konstrukcje przekładników napięciowych SN oparte są na żywicznym układzie izolacyjnym, w którym szczególnego znaczenia nabierają takie czynniki jak: wymuszona ograniczeniami gabarytowymi zawartość konstrukcji, czynności łączeniowe w stacjach, często niedoceniane, pozornie nieistotne „błędy” instalacyjne (np. uziemienie tylko jednego z dwóch uzwojeń wtórnych) oraz nietypowe obciążenie czy stany awaryjne sieci.

Przekładniki napięciowe indukcyjne są aparatami elektrycznymi, które pomimo oczywistego podobieństwa do transformatorów energetycznych różnią się od nich nie tylko przeznaczeniem, lecz także budową. Szczególne różnice występują w przypadku kilkustopniowych konstrukcji kaskadowych [50, 68, 141], w których stosowane są rozwiązania o kilku rdzeniach i uzwojeniu pierwotnym podzielonym na podwojoną w stosunku do liczby rdzeni, liczbę cewek połączonych szeregowo. Tego typu konstrukcje występują w rozwią-

zaniach na napięcie znamionowe 220 kV i wyższe, chociaż w celu uzyskania wyższych klas dokładności mogą być stosowane także w przekładnikach na napięcie 110 kV.



Rys. 1.2. Przekładnik napięciowy kaskadowy dwurdzeniowy czterostopniowy:
 a) schematyczna ilustracja rdzeni i uzwojeń; b) schemat połączeń
 (1 – rdzeń górnego stopnia kaskady, 2 – rdzeń dolnego stopnia kaskady,
 3 – cewki uzwojenia pierwotnego (WN), 4 – uzwojenie wtórne, 5 – uzwojenie dodatkowe,
 6 – uzwojenia wyrównawcze, 7 – uzwojenia sprzęgające)

Na rys. 1.2 pokazano przykładowo układ rdzeni i uzwojeń przekładnika kaskadowego czterostopniowego dwurdzeniowego¹. Przekładniki o takiej budowie są

¹ Ogólnie przyjmuje się, że na jeden stopień układu kaskadowego powinno przypadać napięcie znamionowe nie wyższe niż $110/\sqrt{3}$ kV.

obecnie wprowadzane w stacjach elektroenergetycznych 220 kV lub 400 kV jako zamienniki zainstalowanych przekładników napięciowych pojemnościowych, których właściwości w zakresie wzbudzania oscylacji ferorezonansowych i w stanach przejściowych oraz przy wzrastającej zawartości harmonicznych w napięciu pierwotnym nie spełniają często stawianych aktualnie wymagań normalizacyjnych [184].

Zagadnienia eksploatacyjne dotyczące wprowadzanych od wielu lat różnych rozwiązań konstrukcyjnych przekładników napięciowych znalazły swoje miejsce w klasycznej już literaturze monograficznej [112, 157] i ostatniej z opublikowanych w tej dziedzinie monografii [141]. Poświęcono w nich sporo uwagi zagadnieniom właściwości konstrukcyjnych, charakterystyki technicznej, układów aplikacyjnych i charakterystyk metrologicznych przekładników. Mimo szerokiego ujęcia tej problematyki w znaczących publikacjach, wiele istotnych aspektów dziedziny przekładników napięciowych indukcyjnych pozostaje nie w pełni omówionych i wyjaśnionych. Autor opiera to przekonanie na wynikach własnych badań dotyczących m.in. analizy stanów awaryjnych z udziałem tego typu przekładników i doświadczeniu zdobytym przy opracowywaniu ich konstrukcji

Szczególne znaczenie dla rozwoju dziedziny przekładników napięciowych ma poprawna ocena ich właściwości technicznych i metrologicznych w warunkach eksploatacyjnych innych niż znamionowe, czyli różnych od takich, na jakie są one budowane i oznaczane. W porównaniu z sieciowymi przekładnikami prądowymi wysokiego napięcia, przekładniki napięciowe powinny być traktowane jako elementy systemu elektroenergetycznego, które w większym stopniu podlegają krytycznym zagrożeniom. Na taką ocenę mają wpływ następujące czynniki:

- wyższa wrażliwość na skutki awaryjnych stanów (przebiecia i przetężenia) konstrukcji cewki (cewek) uzwojenia pierwotnego,
- praktycznie ciągła praca przy napięciu pierwotnym znamionowym, a w przypadku stanów awaryjnych – znacząco wyższym od znamionowego.

Ponadto, jak wynika z przytoczonych w materiałach CIGRE z 1987 roku danych dla przekładników WN na napięcie 72,5 kV i wyższe, pozyskanych w okresie 17 lat z 10 krajów (Francja, Niemcy, Wielka Brytania, Szwecja, Szwajcaria, Hiszpania, Holandia Australia, Nowa Zelandia i Japonia), oraz na podstawie statystyki uszkodzeń prowadzonej przez RWE w okresie 1979-1990 dla przekładników na napięcie 123-420kV², procentowa liczba gwałtownych i niegwałtownych awarii przekładników napięciowych indukcyjnych przekracza średnio o 50-90% wskaźnik uszkodzeń przekładników prądowych. Jako najczęstsze, ustalone przyczyny uszkodzeń wymieniane są: wyładowania

² Na podstawie danych zawartych w materiałach Międzynarodowej Konferencji Naukowo-Technicznej „Przekładnik'96”, Inowrocław, 1996.

atmosferyczne, przeciążenia termiczne powodowane ferrezonansem oraz nieodpowiednie wykonanie i dobór materiałów. Znaczący procent uszkodzeń (ok. 10 %) stanowią uszkodzenia bez rozpoznanych przyczyn.

W odniesieniu do przekładników napięciowych SN dane dotyczące statystyki uszkodzeń nie są publikowane. Na podstawie niepublikowanych danych autor ustalił, że liczba awarii tego typu przekładników jest na tyle istotna, że stanowi dla ich producentów poważny problem. Przypadki uszkodzeń dotyczą powszechnie wytwarzanych obecnie konstrukcji z izolacją żywiczną. Trudne warunki pracy tego typu przekładników napięciowych wynikają z konieczności przystosowania konstrukcji do zainstalowania w ograniczonej przestrzeni celek rozdzielnic SN (zmniejszanie wymiarów) i jednoczesnego spełnienia rosnących wymagań użytkowników, m.in. w zakresie poprawy parametrów metrologicznych. Ponadto nie zawsze warunki eksploatacyjne zarówno środowiskowe, jak i techniczne sprzyjają dotrzymaniu zakładanego okresu ich eksploatacji.

W pracy poddano analizie wyłącznie przekładniki napięciowe indukcyjne, które stanowią również nieodłączną część przekładników pojemnościowych. Ze względu na nieliniowość obwodu magnetycznego są one trudnym do uwzględnienia w badaniach analitycznych, symulacyjnych i laboratoryjnych, elementem systemu elektroenergetycznego, szczególnie przypadku nietypowych warunków eksploatacyjnych. Pod pojęciem „typowych warunków eksploatacyjnych” należy rozumieć, kierując się wymaganiami normy [183], ciągłą pracę przekładników w stanie ustalonym, w zakresie do 120% napięcia znamionowego o częstotliwości 50 Hz, przy obciążeniu strony wtórnej impedancją o współczynniku mocy $\cos\beta = 0,8$ i przy pominięciu rezystancji przewodów łączących zaciski wtórne z urządzeniami pomiarowymi lub przełącznikami. Praca w czasie trwającego 8 godzin 190-procentowego przebiegu ustalonego czy silne przebiegi ustalone podczas 1-minutowej próby typu przy badaniu izolacji napięciem sinusoidalnym o częstotliwości sieciowej, mimo że odpowiadają przepisom normy [183], są w sensie niniejszej pracy stanami pracy nietypowej. Zaliczono do nich także stany przejściowe wywołane procesami awaryjnymi lub łączeniowymi, jak również oscylacje nieliniowe nimi wywołane.

Praca składa się z ośmiu rozdziałów. Sformułowany w drugim rozdziale cel i zakres pracy określa podjęte na tle dotychczasowych światowych osiągnięć badawczych zamierzenia autora, przy jednoczesnym zwróceniu uwagi na oryginalność przedstawionych metod rozwiązywania problemów dotyczących przedmiotu pracy.

W rozdziale trzecim przedstawiono krótką charakterystykę stanów pracy systemu sieci elektroenergetycznej i samych przekładników napięciowych indukcyjnych, uważanych formalnie (zgodnie z przepisami normalizacyjnymi [183]) i nieformalnie (poza wymaganiami normy [183]) za nietypowe.

Rozdział czwarty poświęcono przyjętej w pracy metodyce badań, opartej na opracowanych przez autora procedurach i środkach. W badaniach przekładników napięciowych wysokiego napięcia wykorzystane zostały opracowane przez autora równoważne pod względem elektromagnetycznym niskonapięciowe modele fizyczne. Zbudowane i wykorzystane do analizy matematycznej i symulacji modele matematyczne przekładników napięciowych kaskadowych umożliwiają przeprowadzenie poprawnych z metrologicznego punktu widzenia badań. Zaproponowano dwuodcinkową aproksymację charakterystyki magnesowania o przebiegu zależnym od stopnia głębokości nasycania obwodu magnetycznego.

Rozdział piąty poświęcono analizie właściwości przekładników napięciowych dla nieznormalizowanych parametrów obwodu wtórnego i przy napięciu ustalonym. Rozważania tego rozdziału dotyczą również badania właściwości eksploatacyjnych w stanie przejściowym oraz w warunkach intencjonalnego i niezamierzonego narażenia elektrycznego i cieplnego przekładników. Problemy dotyczące cieplnego stanu ustalonego i przejściowego w przekładnikach napięciowych, odniesione do zagrożenia uszkodzeniem konstrukcji, rozpatrzono przy wykorzystaniu podjętych wcześniej przez autora badań w tym zakresie.

Duże znaczenie nadano, omówionemu w rozdziale szóstym, zagadnieniu drgań ferreazonansowych w sieciach SN i WN, przy uwzględnieniu przekładników napięciowych w charakterze przyczyny ich powstawania oraz elementów padających ich ofiarą. Stopień oryginalności poznawczego wkładu autora w tym zakresie wyznaczają: analiza układu liniowego jako punktu wyjścia do określenia możliwości przekroczenia progu nasycenia obwodu magnetycznego przekładnika, zastosowanie energetycznego kryterium warunków wzbudzenia oscylacji ferreazonansowych oraz wykorzystanie niskonapięciowych modeli równoważnych do badania podatności ferreazonansowej wybranych układów z przekładnikami napięciowymi.

Treść rozdziału siódmego dotyczy aplikacyjnego znaczenia badań, których wyniki mogą być wykorzystane przez praktyków do oceny środków ochrony przekładników przed skutkami nietypowych warunków eksploatacyjnych.

W rozdziale ósmym, zawierającym podsumowanie wyników pracy, podkreślono znaczenie omówionych w niej badań w odniesieniu do skutków nietypowych warunków eksploatacyjnych dla opracowywania konstrukcji przekładników napięciowych w mniejszym stopniu nimi zagrożonych, doboru środków zabezpieczających, a także metod sprawdzania właściwości metrologicznych w tych warunkach.

2. STAN ZAGADNIENIA

2.1. Problematyka nietypowych warunków pracy przekładników napięciowych w literaturze

Przekładniki napięciowe są trwale połączonymi elementami systemu elektroenergetycznego i jako takie podlegają wszelkim zjawiskom fizycznym towarzyszącym jego eksploatacji. Przedmiotem zainteresowania badaczy i konstruktorów są – obok zasadniczych wymagań dotyczących układu izolacyjnego pracującego przy przepięciu ustalonym i udarowym – właściwości metrologiczne przekładników. Mają one bowiem decydujące znaczenie dla zachowywania metrologicznej poprawności przy pomiarze energii elektrycznej [34, 89] oraz działania automatyki zabezpieczeniowej [75, 76, 171, 173].

W sieciach najwyższych napięć od lat są z powodzeniem stosowane przekładniki napięciowe pojemnościowe. Klasyczne podejście do przekładników tego typu można odnaleźć w monografiach [50, 141, 157, 173]. Szczególne właściwości budowy przekładników pojemnościowych (pojemność elektryczna kondensatorów dzielnika i dodatkowo – część indukcyjna z nieliniowym obwodem magnetycznym) sprzyjają wzbudzeniu oscylacji, w tym również nieliniowych [76, 172]. Opracowane modele matematyczne [76, 181] umożliwiają analizę ich pracy w stanie ustalonym i przejściowym. Pomimo zalet (względnie niska cena, łatwość wykonania izolacji dzielnika, obniżenie stromości fal przepięciowych) są one dzisiaj – ze względu na zmianę właściwości dzielnika podczas eksploatacji, możliwość powstawania oscylacji ferrorezonansowych i niedokładne transformowanie napięcia w stanach przejściowych – zastępowane przekładnikami napięciowymi indukcyjnymi.

Rozwój konstrukcji przekładników napięciowych indukcyjnych nastąpił m.in. wskutek pojawienia się na rynku materiałów na rdzenie o lepszych właściwościach magnetycznych, a także pojawiających się zagrożeń dla przekładników sieciowych średniego i wysokiego napięcia. Potrzeba spełnienia wymagań zwiększenia wytrzymałości elektrycznej w odniesieniu do przekładników napięciowych indukcyjnych najwyższych napięć zaowocowała opracowaniem i wdrożeniem w 1960 roku przez firmę Brown Boveri [68] konstrukcji dwustopniowego przekładnika kaskadowego na napięcie 345 kV. Każdy z dwóch rdzeni ferromagnetycznych przekładnika był rdzeniem otwartym, tzw. kolumnowym. Ze względu na praktycznie liniową charakterystykę magnesowania przekładnik tego typu jest odporny na wzbudzanie nieliniowych drgań ferrorezonansowych.

Omawiane w literaturze nietypowe warunki pracy przekładników napięciowych indukcyjnych obejmują dwie grupy zagadnień. Pierwsza odpowiada działaniu, które z założenia nie powinno zagrażać trwałości konstrukcji. Autorzy

dokonyją w tym zakresie analizy pracy przekładnika przy zwarciach w sieci [120], w stanach przejściowych [23, 104, 108, 173, 174], w warunkach podwyższonej częstotliwości [45, 147], w obecności wyższych harmonicznych w napięciu pierwotnym [106, 147, 154], w warunkach transferu zaburzeń w.cz. [41, 140, 174] i przy zwarcu strony wtórnej [119]. Ogólną charakterystykę powyższych problemów można odnaleźć w monografiach [50, 141, 157, 173].

Druga grupa tematów dotyczy warunków pracy sieci elektroenergetycznej wywołującej narażenia cieplne i elektryczne przekładników napięciowych indukcyjnych i analizy działania samych przekładników. Najgroźniejszym z punktu widzenia bezpieczeństwa przekładników występującym w praktyce przypadkiem są oscylacje ferorozonansowe. Pierwsze opublikowane omówienie zjawiska drgań nieliniowych w obwodach elektrycznych przypada na początek XX wieku. W 1907 roku francuski inżynier Joseph Bethenod opisuje efekt drgań tego rodzaju w pracy [22], a termin „ferorozonans” pojawia się po raz pierwszy w 1920 roku w pracy, której autorem jest Paul Boucherot [25]. Oscylacje ferorozonansowe są badane pod kątem analizy matematycznej elementarnego obwodu RLC [160], przepięć w sieci rozdzielczej SN [38] oraz ich wpływu na przekładniki napięciowe [109].

Podstawowe badania dotyczące zjawiska ferorozonansu obejmują zarówno analizę lub symulację klasycznych obwodów RLC w obecności drgań nieliniowych [33, 34, 54, 63, 101, 102], jak i rozważania dotyczące obwodów rezonansowych w systemach elektroenergetycznych [27, 28, 55, 56, 57].

Szerokie spektrum omówionych w publikacjach problemów, powiązanych z badaniem drgań nieliniowych uwzględniających transformatory mocy (czynności łączeniowe) i sieciowe przekładniki napięciowe indukcyjne, obejmuje:

- pracę sieci SN pod kątem oscylacji ferorozonansowych [12, 14, 18, 19, 21, 32, 46, 48, 57, 58, 64, 65, 70, 71, 74, 107, 121, 125, 142, 156, 158, 159, 167, 169, 182],
- pracę sieci WN pod kątem oscylacji ferorozonansowych [8, 9, 13, 16, 26, 30, 31, 32, 35, 37, 48, 57, 60, 61, 62, 64, 73, 78, 79, 99, 107, 143, 150],
- pracę wiejskich sieci rozdzielczych SN [38, 57, 125],
- pracę sieci elektroenergetycznej w warunkach ferorozonansu spowodowanego czynnościami łączeniowymi w obwodach z transformatorami mocy [10, 16, 28, 29, 30, 31, 32, 40, 44, 70, 71, 79, 98, 134, 135, 156, 163, 167, 169, 179],
- charakterystykę przypadków występowania oscylacji ferorozonansowych w rzeczywistych warunkach eksploatacyjnych [14, 49, 73, 77, 80, 99, 125].

Istotne znaczenie dla pełnego rozpoznania i możliwości badania przypadków działania przekładników napięciowych indukcyjnych w obecności oscylacji ferorozonansowych mają wykorzystywane metody obliczeniowe i symulacyjne oraz badania eksperymentalne. Opublikowane na ten temat prace dotyczą:

- symulacji pracy układów z przekładnikami napięciowymi indukcyjnymi [11, 18, 107, 108],
- symulacji pracy transformatorów mocy [10, 16],
- analizy pracy sieci SN z uwzględnieniem przekładników napięciowych [20, 58, 146, 152, 179],
- analizy pracy sieci WN z uwzględnieniem przekładników napięciowych [8, 11, 13, 35, 51, 52, 53, 55, 56, 62, 109, 165] oraz
- laboratoryjnych lub sieciowych badań przeprowadzonych pod kątem oscylacji ferorezonansowych [12, 19, 59, 62, 67, 74, 133, 152, 153, 165, 166, 167, 176].

Opisane przypadki uszkodzeń przekładników napięciowych spotykane są tylko w piśmiennictwie rosyjskojęzycznym [12, 14, 182]. Charakterystyka przypadków narażenia przekładników przepięciami lub wynikającymi z nich nadmiernymi wartościami prądu [7, 8, 38, 60, 64, 72, 100, 123, 129, 136, 149, 156, 163, 166, 168, 169] wytycza drogę do poszukiwania środków zaradczych. Sposoby zapobiegania oscylacjom ferorezonansowym omówiono w pracach [7, 12, 18, 27, 35, 37, 46, 47, 55, 56, 57, 69, 103, 107, 136, 144, 145, 146, 150, 177, 179] natomiast metody tłumienia już wzbudzonych oscylacji przedstawiono w publikacjach [36, 100, 153, 161, 180].

Podstawowe informacje na temat ferorezonansu w systemach elektroenergetycznych i danych dotyczących parametrów linii i kabli można zaczerpnąć z opracowanego w sposób zwięzły przez Ferracci'ego zeszytu technicznym Grupy Schneider [57].

Z przedstawionego przeglądu literatury wynika, że liczba publikacji zajmujących się bliżej zagadnieniami dotyczącymi samych przekładników napięciowych nie stanowi znaczącej części zawartego w pracy wykazu bibliograficznego. Obok monografii [50, 112, 141, 173] obejmuje on nieliczne pozycje omawiające szczególne zjawiska, istotne dla pracy przekładników napięciowych. Znajdujemy w nich odniesienie do właściwości przekładników: w stanach przejściowych [23, 75, 104], przy innej niż znamionowa częstotliwości [45, 147], w obecności wyższych harmonicznych w napięciu pierwotnym [106, 130, 147, 154], przy zwarciu zacisków pierwotnych [119] oraz w warunkach nadmiernego obciążenia [47].

Uwaga autorów publikacji zajmujących się problemami rozładowania linii WN, czynnościami łączeniowymi, przepięciami czy w ogóle stanami nietypowymi jest skupiona na układach elektroenergetycznych, w których te stany pracy występują, a nie na przekładnikach. Pomimo że liczne pozycje poświęcono oscylacjom ferorezonansowym, nie odnajdujemy w nich omówienia wpływu tych drgań na przekładniki napięciowe.

Na tle analizy wyszczególnionych w pracy pozycji bibliograficznych, tematycznie powiązanych z problematyką rozprawy, przy uwzględnieniu:

- wyników wieloletniej współpracy z praktykami zajmującymi się tematyką przekładnikową,
 - doświadczenia w zakresie projektowania i opracowywania konstrukcji przekładników, w tym napięciowych, zdobytego w toku realizacji prac na zamówienie jednostek przemysłowych i naukowo-badawczych,
 - wyników ekspertyz wykonywanych na rzecz biur projektowych energetyki i producentów przekładników napięciowych SN i WN,
 - dobrej znajomości aparatury i urządzeń do sprawdzania dokładności przekładników, produkowanej w Europie i na świecie,
 - sygnalizowanej ze strony producentów i użytkowników przekładników napięciowych potrzeby usystematyzowania tematyki objętej rozprawą,
- autor uznał za uzasadnione podjęcie badań, których wyniki powinny wypełnić odczuwalną lukę w piśmiennictwie technicznym powiązanym z tematyką przekładnikową.

2.2. Cel i zakres pracy

Liczba instalowanych dzisiaj w rozdzielnicach SN i polach stacji elektroenergetycznych WN przekładników napięciowych indukcyjnych wrasta, bądź w wyniku rozbudowy sieci, bądź wprowadzania nowych wymagań. Pomimo tego, że w wielu publikacjach omówiono wiele związanych z tematyką niniejszej pracy zagadnień, autor uznał za celowe wykorzystanie swojego wieloletniego doświadczenia we współpracy z producentami przekładników i ich użytkownikami oraz opracowanych zagadnień i uzyskanych rozwiązań, do rozszerzenia i uzupełnienia zakresu uprawianej specjalności naukowej. Wyniki pracy mogą być wykorzystane przez żywotnie nimi zainteresowane kręgi konstruktorów, metrologów, a także specjalistów eksploatacji i ruchu.

Przepisy normalizacyjne [183, 184] przewidują w ramach badań typu i wyrobu sprawdzanie zarówno wytrzymałości izolacji przekładników napięciowych, jak i ich dokładności w warunkach znamionowych. W badaniach tych niezbędne jest wymuszenie napięcia probierczego za pomocą transformatorów wysokiego napięcia znacznej mocy. Wskazane jest zatem rozważenie takiej metodyki badania, która z jednej strony pozwalałaby na sprawdzenie właściwości przekładników na etapie opracowywania konstrukcji, a z drugiej – umożliwiała przeprowadzenie praktycznej weryfikacji przyjętych założeń projektowych, bez konieczności budowania kosztownych i złożonych modeli fizycznych WN. Przedstawiona w pracy analiza oraz metoda badania taką drogę wskazują.

Autor nadał szczególne znaczenie opracowaniu modeli symulacyjnych układów z przekładnikami napięciowymi indukcyjnymi pracującymi w nietypowych warunkach eksploatacyjnych oraz badaniom eksperymentalnym przeprowadzonym dla wykonanych fabrycznie według jego projektu modeli fizycznych

niskiego napięcia, równoważnych pod względem elektromagnetycznym rzeczywistym konstrukcjom produkowanych seryjnie przekładników SN i WN. Taki sposób podejścia umożliwia określenie warunków sprzyjających wzbudzeniu oscylacji ferreazonansowych i ich wpływu na właściwości przekładników napięciowych.

Większość publikowanych wyników badań nad nietypowymi warunkami pracy sieci SN i WN, w których pracują indukcyjne przekładniki napięciowe, szczególnie w warunkach oscylacji ferreazonansowych, sugeruje, że podstawowymi – obok pojemności systemu – elementami obwodów rezonansowych są nieliniowe obwody magnetyczne przekładników napięciowych. Taka sytuacja ma, zdaniem autora, miejsce przede wszystkim w przypadku drgań ferreazonansowych wzbudzanych w obwodach WN, z wyłącznikami zawierającymi pojemności wyrównujące rozkład napięcia na otwartych stykach. Przekładniki SN o mniejszej masie – z uwagi na mniejsze magnetowody magazynujące w polu magnetycznym mniej energii – są, zdaniem autora, raczej „ofiara”, a nie przyczyną szkodliwych oscylacji ferreazonansowych. Wobec tego, dla przekładników tego rzędu napięć, zagadnienie techniczno-eksploatacyjnych zagrożeń powodowanych oscylacjami ferreazonansowymi powinno uwzględniać zarówno ich bierne, jak i czynne współdziałanie z innymi elementami systemu elektroenergetycznego.

Pełna ocena wpływu nietypowych warunków eksploatacyjnych przekładników napięciowych indukcyjnych na zagrożenia elektryczne, cieplne i zmianę (pogorszenie) właściwości metrologicznych, wymaga uwzględnienia roli, jaką spełniają one w określonych warunkach współpracy z elementami systemu elektroenergetycznego.

Dysponując wieloma danymi dotyczącymi produkowanych seryjnie przekładników napięciowych SN i WN, a także wynikami ich badań laboratoryjnych, a także biorąc pod uwagę wymagania normy [183], autor uznał za celowe dokonanie analizy najbardziej istotnych przypadków pracy przekładników w warunkach zagrażających zmniejszeniem ich oczekiwanej trwałości, pogorszeniem jakości metrologicznej lub wręcz zniszczeniem przekładnika.

W związku z tym autor,

- wykorzystując swoje wieloletnie doświadczenie w zakresie uprawianej dyscypliny naukowej, w szczególności w ramach specjalności obejmującej przekładniki, poparte wynikami intensywnej współpracy z producentami i użytkownikami przekładników,
- będąc przekonanym o potrzebie uzupełnienia aktualnego stanu wiedzy w zakresie wiedzy stanowiącej przedmiot dysertacji oraz uważając za ważne jej usystematyzowanie dla podwyższenia wartości praktycznej (aplikacyjnej) rozprawy,

- opierając się w głównej mierze na zastosowaniu oryginalnego sposobu podejścia i wykorzystaniu wyników badań własnych i opracowanych metod badawczych,

objął zakresem niniejszego opracowania następujące problemy:

1. Opracowanie metodyki oceny właściwości metrologicznych przekładników w stanie przepięcia ustalonego i w stanie przejściowym.
2. Badanie właściwości przekładników napięciowych SN i WN przy wykorzystaniu niskonapięciowych modeli równoważnych.
3. Analiza narażeń elektrycznych i cieplnych przekładników w nietypowych warunkach eksploatacyjnych.
4. Analiza oscylacji ferrozonansowych w układach SN i WN z czynnym i biernym udziałem przekładników.
5. Analiza stosowania środków ochrony przed skutkami nietypowych warunków eksploatacyjnych.

3. NAJCZĘŚCIEJ WYSTĘPUJĄCE WARUNKI WYWOŁUJĄCE RÓŻNE OD ZNAMIONOWYCH STANY PRACY

Szczególne właściwości eksploatacyjne przekładników napięciowych indukcyjnych lub stawiane im w normie [183] wymagania probiercze sprawiają, że ich praca w tych warunkach zagraża niedopuszczalnym pogorszeniem właściwości metrologicznych lub degradacją, czy nawet zniszczeniem konstrukcji. Właściwe rozpoznanie i charakterystyka okoliczności sprzyjających tym warunkom mają decydujące znaczenie dla właściwej oceny założeń i wyboru metod analizy poszczególnych przypadków.

W niniejszym rozdziale omówiono ogólnie okoliczności występowania nietypowych stanów pracy przekładników napięciowych. Podano przyczyny ich występowania oraz ewentualne skutki. Szczegółowe opracowanie poszczególnych zagadnień z tym związanych przedstawiono w dalszych częściach pracy, odnosząc je każdorazowo do przedstawionej poniżej charakterystyki ogólnej.

3.1. Nietypowe obciążenie strony wtórnej

Określone przepisami normalizacyjnymi [183] obciążenie przekładnika napięciowego indukcyjnego, przy jakim jest on sprawdzany na zgodność z wymaganą dla danej klasy dokładności charakterystyką metrologiczną, stanowi impedancję o współczynniku mocy 0,8 indukcyjnym. Współczesne urządzenia pomiarowe oraz przekaźniki zabezpieczeniowe podłączone do zacisków wtórnych przekładników napięciowych, wnoszą najczęściej obciążenie o charakterze rezystancyjnym, niewielkie w porównaniu z ich mocą znamionową. W wyniku takiej niezgodności – oraz przy niewłaściwym doborze przekroju przewodów łączących – pojawia się możliwość utraty potwierdzonej badaniami wyrobu klasy dokładności. Zagadnienie to zostało szczegółowo przedstawione przez autora w publikacji [89].

Innym przypadkiem krytycznego obciążenia przekładnika napięciowego jest – wywołane stanem awaryjnym elementów włączonych po stronie wtórnej lub samego przekładnika – zwarcie w jego obwodzie wtórnym. Zgodnie z odpowiednim wymaganiem normy [183], podczas badań przekładnika w próbie typu należy przeprowadzić sprawdzenie odporności badanego przekładnika na zwarcie zacisków wtórnych w czasie 1 sekundy przy załączeniu na uzwojenie pierwotne napięcia znamionowego. Zadaniem konstruktora jest zapewnić wymaganą wytrzymałość przekładnika, bądź poprzez możliwą zmianę parametrów uzwojeń, bądź w wyniku zastosowania odpowiednich środków ochrony, np. w postaci bezpieczników.

Obok podstawowego wykorzystania przekładników napięciowych, bywają one niekiedy eksploatowane jako elementy przeznaczone do zapewnienia zasilania napięciem 230 V układów zdalnego sterowania urządzeń automatyki w wiejskich stacjach SN oraz do doładowywania akumulatorów zasilania rezerwowego. Tego rodzaju obciążenie, powodując przepływ w uzwojeniach przekładnika impulsowego prądu ładowania akumulatora, wywołuje niekorzystne pod względem cieplnym warunki pracy, szczególnie cewki jego uzwojenia pierwotnego. Prowadzi to często do uszkodzenia izolacji drutu nawojowego, a w konsekwencji gwałtownego uszkodzenia przekładnika.

3.2. Nieprawidłowe uziemienie strony wtórnej

Przekładniki napięciowe przeznaczone do współpracy z aparaturą pomiarową i przekaźnikami zabezpieczającymi są dobierane przede wszystkim z punktu widzenia zgodności ich danych znamionowych z parametrami eksploatacyjnymi sieci. Niezbędnym warunkiem bezpiecznej, długotrwałej pracy układu izolacyjnego jest – obok poprawnego pod względem technicznym jego wykonania – połączenie z ziemią uzwojenia pierwotnego przekładników (jeżeli takie jest przewidywane) oraz wszystkich uzwojeń wtórnych. W przypadku przekładników o dwóch uzwojeniach pomiarowych i jednym dodatkowym każde z nich powinno być uziemione. Pominięcie w schematach układów połączeń obwodów wtórnych przekładników napięciowych uziemienia chociażby jednego z uzwojeń wtórnych może doprowadzić do narażenia przebiciem elektrycznym ich izolacji (1-minutowe napięcie probiercze – 3 kV), a w konsekwencji uszkodzenia izolacji głównej.

3.3. Stany awaryjne w sieciach SN i WN

Nietypowe zachowanie się przekładników napięciowych jest często powodowane zdarzeniami prowadzącymi do awarii w sieciach, w których pozostają one włączone. Do najczęściej występujących przypadków awaryjnych zakłóceń pracy sieci powodujących zmianę warunków pracy przekładników należą: zwarcia doziemne i międzyfazowe oraz wyładowania atmosferyczne. Szczególne zagrożenie dla trwałości konstrukcji przekładników napięciowych indukcyjnych stwarza zwarcie doziemne w sieci SN z izolowanym punktem neutralnym, zwłaszcza przy zwarciach łukowych. Towarzyszące zwarceniu przepięcia mogą wywołać ustalone oscylacje ferrozonansowe w obwodach z transformatorami i pojemnościami linii. Nie bez znaczenia są też jednofazowe zwarcia z ziemią w sieciach skompensowanych, sprzyjające niestabilnym przepięciom rezonansowym.

Na poprawną z metrologicznego punktu widzenia współpracę przekładników napięciowych indukcyjnych z zabezpieczeniami wywierają wpływ stany przejściowe spowodowane zwarciami w systemie lub zwarciami zacisków pierwotnych przekładnika [141, 173].

3.4. Procesy łączeniowe w sieciach SN i WN

Dokonywane w sieciach operacje łączeniowe, rutynowe i następujące w wyniku zadziałania zabezpieczeń, są nieraz przyczyną tworzenia się konfiguracji układowych niekorzystnych z punktu widzenia pracy przekładników napięciowych indukcyjnych. Wywołane czynnościami łączeniowymi stany nieustalone mogą doprowadzić do przejściowego wzrostu prądu magnesującego przekładnika, a zmiana struktury układu elektrycznego systemu może spowodować zagrażające zachowaniu trwałości konstrukcji zjawiska elektromagnetyczne, do których jako najgroźniejsze zaliczane są oscylacje ferorezonansowe [57] i towarzyszące im przepięcia. Podstawowym warunkiem występowania tych oscylacji jest jednoczesna obecność pojemności systemu i nieliniowych indukcyjności transformatorów energetycznych lub przekładników napięciowych. Wzbudzenie drgań ferorezonansowych może nastąpić w wyniku [57, 141]:

- zasilania w sieci SN słabo obciążonego transformatora energetycznego tylko jedną lub dwiema liniami – przypadek taki może mieć miejsce przy nierównoczesnym załączeniu trzech faz linii trójfazowej (wyłączniki jednobiegunowe) lub przepalenia się bezpiecznika w jednej lub dwóch fazach;
- operacji łączeniowych w sieci SN wykonywanych w związku z kompensacją mocy biernej za pomocą baterii kondensatorowej oraz załączeniem nieobciążonych linii;
- wtrącenia pojemności sterujących wyłącznika dwuprzzerwowego w obwód ze słabo obciążonym przekładnikiem napięciowym indukcyjnym, po otwarciu wyłącznika sprzęgłowego lub wyłącznika szyn zbiorczych rozdzielni WN;
- wyłączenia zwarcia na szynach zbiorczych rozdzielni WN.

4. METODYKA BADANIA PRZEKŁADNIKÓW NAPIĘCIOWYCH W NIETYPOWYCH STANACH PRACY

Sposób badania elektromagnetycznych, metrologicznych i technicznych właściwości przekładników napięciowych, przeznaczonych do zainstalowania w sieciach SN i WN jest uwarunkowany zastosowanymi narzędziami obliczeniowymi, dostępnym oprogramowaniem oraz możliwościami technicznymi do przeprowadzenia badań modeli fizycznych. Szczególna trudność występuje w przypadku badań, przeprowadzanych w laboratoriach lub na zainstalowanych obiektach energetycznych dla nietypowych warunków eksploatacyjnych, wynikających np. z określonej konfiguracji połączeń w sieci. Są one kosztowne i wymagają specjalnie do tego celu przystosowanych laboratoriów lub odpowiedniego przygotowania pomiarów sieciowych. Mimo tych problemów, w publikacjach omawiane są badania zjawisk ferorezonansowych wykonywane dla sieci w warunkach rzeczywistych (*in situ*) [12, 74, 153, 165, 166, 167] i laboratoryjnych [19, 67, 74, 133, 152], a także dla transformatorów mocy [59, 176] i przekładników napięciowych [62]. Zwracając uwagę wyniki badania laboratoryjnego transformatorów SN/nn w warunkach oscylacji nieliniowych przedstawiono na internetowej stronie konsorcjum DSTAR (**D**istribution **S**ystems **T**esting, **A**pplication and **R**esearch) – *DSTAR Ferroresonance Gallery*. W odróżnieniu od przekładników prądowych, specjalne próby powiązane z tematyką niniejszej pracy muszą być wykonywane przy zasilaniu z wykorzystaniem transformatorów probierczych WN o wystarczająco dużej mocy. Stwarza to m.in. określone trudności przy rejestrowaniu przebiegów napięć czy prądów. Dla wyeliminowania tych utrudnień i przeszkód, w niniejszej pracy zaproponowano i zastosowano koncepcję przeprowadzenia badań analitycznych, symulacyjnych i laboratoryjnych, dla zaprojektowanych przez autora i wykonanych fabrycznie *niskonapięciowych modeli równoważnych*. Wprowadzone określenie oddaje istotę zasady budowy modeli fizycznych przekładników napięciowych o identycznych jak rzeczywiste sieciowe konstrukcje napięciach wtórnych znamionowych i identycznych obwodach magnetycznych, z tą jednak różnicą, że uzwojenia pierwotne zbudowane są na napięcia pierwotne znamionowe identyczne z napięciem uzwojenia wtórnego.

W odniesieniu do poszczególnych rozpatrywanych stanów pracy przekładników napięciowych zastosowano różne, omówione dalej metody badania właściwości przekładników, od opartych na klasycznych metodach obliczeniowych, poprzez badania symulacyjne, po pomiary wykonane w warunkach laboratoryjnych. W większości przypadków jako rozwiązania modelowe posłużyły *niskonapięciowe modele równoważne*. Wyniki ich sprawdzenia dają podstawy do zaproponowania wykorzystania podobnych metod w odniesieniu do produkowanych fabrycznie przekładników sieciowych SN i WN.

4.1. Charakterystyka modeli fizycznych

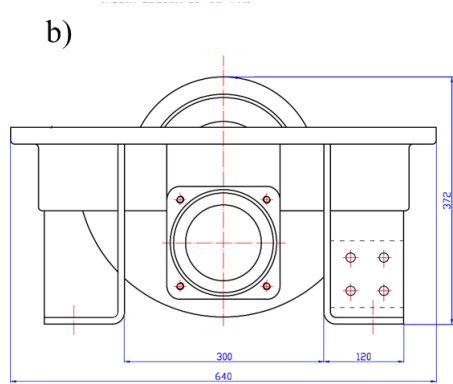
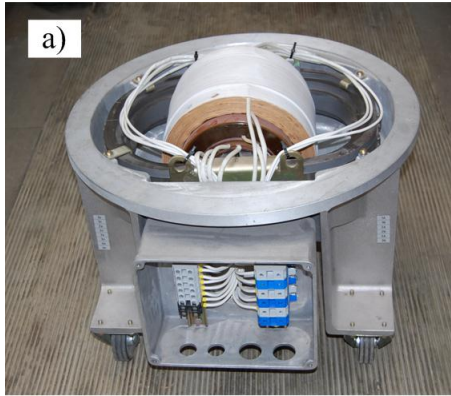
Zbadanie zjawisk decydujących o właściwościach przekładników można było osiągnąć tylko przy szerokim programie badań przekładników napięciowych średniego i wysokiego napięcia dla nieodpowiadających znamionowym warunków pracy. Zastosowane metody badawcze powiązano z przygotowaniem odpowiednich modeli fizycznych umożliwiających eksperymentalną weryfikację wyników rozważań teoretycznych.

Do badań wykorzystano trzy rodzaje modeli fizycznych:

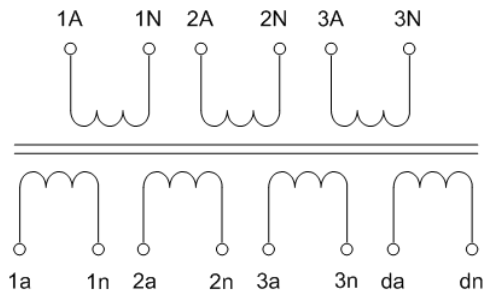
- niskonapięciowe modele równoważne odwzorowujące rzeczywiste sieciowe konstrukcje przekładników SN i WN,
- model czterostopniowego, dwurdzeniowego przekładnika kaskadowego,
- model w postaci typowej katalogowej (fabrycznej) konstrukcji przekładnika SN.

4.1.1. Niskonapięciowe modele równoważne

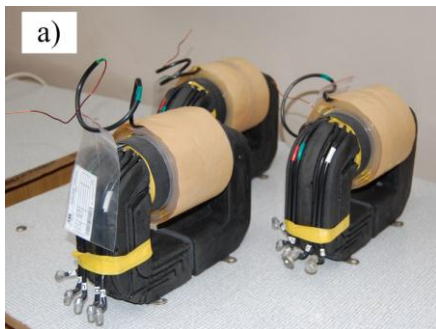
Przewidziane do badań niskonapięciowe modele fizyczne przekładników napięciowych indukcyjnych, zostały opracowane i zaprojektowane przez autora tak, aby w najwyższym możliwym stopniu odwzorowywały rzeczywiste sieciowe rozwiązanie konstrukcyjne. Na podstawie sporządzonej dokumentacji wykonano je u producenta przekładników. Równoważność modeli *nn* i WN dotyczy identycznych pod względem kształtu i wymiarów: obwodów magnetycznych o tych samych charakterystykach magnesowania i stratności oraz uzwojeń wtórnych. Ponadto – w przypadku modelu odwzorowującego konstrukcję przekładnika WN – umieszczono go w takiej samej jak fabryczna obudowie (rys. 4.1a). Uzwojenia pierwotne, o identycznej jak wtórne liczbie zwojów dobrano tak, aby ich rezystancja odpowiadała przeliczonej na stronę wtórną rezystancji przekładnika rzeczywistego. W przypadku modelu równoważnego dla rzeczywistej konstrukcji przekładnika 110 kV zastosowano trzy cewki uzwojeń o takiej samej liczbie zwojów (rys. 4.2). Daje to większe możliwości dopasowania napięć znamionowych modelu do możliwości technicznych wyposażenia laboratorium badawczego oraz elementów układu pomiarowego niezbędnego do przeprowadzenia badań.



Rys. 4.1. Niskonapięciowy model równoważny przekładnika napięciowego WN
 (Przekładnik fabryczny: $U_{pn} = 110/\sqrt{3} \text{ kV}$; $U_{sn} = 100/\sqrt{3} \text{ V}$ i $100/3 \text{ V}$):
 a) zdjęcie konstrukcji modelu, b) podstawowe wymiary zewnętrzne



Rys. 4.2. Schemat uzwojeń niskonapięciowego modelu przekładnika WN



Rys. 4.3. Niskonapięciowe modele przekładnika napięciowego SN
 (Przekładnik fabryczny: $U_{pn} = 22/\sqrt{3} \text{ kV}$; $U_{sn} = 110/\sqrt{3} \text{ V}$ i $110/3 \text{ V}$)

Podstawowe parametry wykorzystanych w pracy *niskonapięciowych modeli równoważnych* zestawiono w tabelach 4.1 i 4.2.

Tabela 4.1. Podstawowe parametry modelu *nn* odpowiadającego rzeczywistej konstrukcji produkowanego seryjnie przekładnika WN o danych znamionowych:

$$U_{pn} = 110/\sqrt{3} \text{ kV}; U_{sn} = 100/\sqrt{3} \text{ V i } 100/3 \text{ V}$$

Przekładnia znamionowa K_n	$\frac{100}{\sqrt{3}}/\frac{100}{\sqrt{3}}/\frac{100}{3} \text{ V/V/V}$
	$\frac{200}{\sqrt{3}}/\frac{200}{\sqrt{3}}/\frac{200}{3} \text{ V/V/V}$
	$\frac{300}{\sqrt{3}}/\frac{300}{\sqrt{3}}/\frac{100}{3} \text{ V/V/V}$
Pole przekroju poprzecznego rdzenia (netto) S_{fe}	67,2 cm ²
Średnia droga strumienia w rdzeniu l_{fe}	0,84 m
Masa rdzenia m_{fe}	43 kg
Liczba zwojów uzwojenia pierwotnego w_p	43/86/129
Liczba zwojów uzwojenia wtórnego w_s	43/86/129
Liczba zwojów uzwojenia dodatkowego w_d	25
Rezystancja cewek uzwojenia pierwotnego (Odpowiednio: 1A-1N/2A-2N/3A/3N)	44/89/135 mΩ
Rezystancja uzwojenia wtórnego (Odpowiednio: 1a-1n/2a-2n/3a-3n)	34/36/38 mΩ
Rezystancja uzwojenia dodatkowego (da-dn)	35 mΩ

Tabela 4.2. Podstawowe parametry modelu *nn* odpowiadającego rzeczywistej konstrukcji produkowanego seryjnie przekładnika SN o danych znamionowych:

$$U_{pn} = 22/\sqrt{3} \text{ kV}; U_{sn} = 110/\sqrt{3} \text{ V i } 110/3 \text{ V}$$

Przekładnia znamionowa K_n	$\frac{110}{\sqrt{3}}/\frac{110}{\sqrt{3}}/\frac{110}{3} \text{ V/V/V}$
Pole przekroju poprzecznego rdzenia (netto) S_{fe}	25 cm ²
Średnia droga strumienia w rdzeniu l_{fe}	0,60 m
Masa rdzenia m_{fe}	11,5 kg
Liczba zwojów uzwojenia pierwotnego w_p	152
Liczba zwojów uzwojenia wtórnego w_s	152
Liczba zwojów uzwojenia dodatkowego w_d	88
Rezystancja cewki uzwojenia pierwotnego (1A-1N)	0,57 Ω
Rezystancja cewki uzwojenia wtórnego (1a-1n)	0,35 Ω
Rezystancja uzwojenia dodatkowego (da-dn)	0,15 Ω

4.1.2. Model przekładnika kaskadowego

Złożoność konstrukcji przekładnika napięciowego kaskadowego powoduje, że głównym celem zastosowania jego modelu fizycznego (rys. 4.4) jest weryfikacja poprawności wyboru i doboru specjalnych uzwojeń dodatkowych zwanych uzwojeniami wyrównującymi i sprzęgającymi (rys. 1.2), mających istotne znaczenie dla kształtowania charakterystyki metrologicznej przekładnika. Do badań wykorzystano, zaprojektowany za pomocą autorskiego programu komputerowego [5, 6, 92], model fizyczny dwurdzeniowego czterostopniowego przekładnika napięciowego kaskadowego o znamionowym napięciu pierwotnym 1000 V (rys. 4.4). Opracowany pod względem konstrukcyjnym model przekładnika kaskadowego został wykonany według dokumentacji sporządzonej przez autora. Obwody magnetyczne każdego z dwóch rdzeni zbudowano z wykorzystaniem typowych rdzeni przekładników napięciowych SN wykonywanych w postaci zwijanych, przeciętych rdzeni ramkowych. Napięcie pierwotne jest w tym przypadku równomiernie rozdzielone na cztery identyczne, połączone szeregowo cewki uzwojenia pierwotnego. Uzwojenie pierwotne podzielono na cztery identyczne cewki umieszczone na kolumnach rdzeni. Uzwojenie wtórne usytuowano na jednej z kolumn rdzenia „dolnego” stopnia układu kaskadowego. Dane znamionowe i ważniejsze parametry elektromagnetyczne przekładnika zestawiono w tabeli 4.3.



Rys. 4.4. Model fizyczny przekładnika kaskadowego dwurdzeniowego ($U_{pn} = 1 \text{ kV}$)

Tabela 4.3. Podstawowe parametry modelu fizycznego przekładnika kaskadowego

Przekładnia znamionowa K_n	1000V/100V
Moc znamionowa	10 VA
Pole przekroju poprzecznego rdzenia (netto) S_{fe}	25,7 cm ²
Średnia droga strumienia w rdzeniu l_{fe}	0,84 m
Masa rdzenia m_{fe}	16,5 kg
Liczba zwojów uzwojenia pierwotnego w_p	1880
Liczba zwojów uzwojenia wtórnego w_s	188
Liczba zwojów uzwojenia dodatkowego w_d	109
Liczba zwojów uzwojenia wyrównawczego w_e	100
Liczba zwojów uzwojenia sprzęgającego w_c	61
Rezystancja uzwojenia pierwotnego (4 cewki)	3,5 Ω
Reaktancja uzwojenia pierwotnego (4 cewki)	28,5 Ω
Rezystancja uzwojenia wtórnego	2,2 Ω
Reaktancja uzwojenia wtórnego	0,26 Ω
Rezystancja uzwojenia wyrównawczego	0,39 Ω
Reaktancja uzwojenia wyrównawczego	0,05 Ω
Rezystancja uzwojenia sprzęgającego	0,14 Ω
Reaktancja uzwojenia sprzęgającego	0,02 Ω

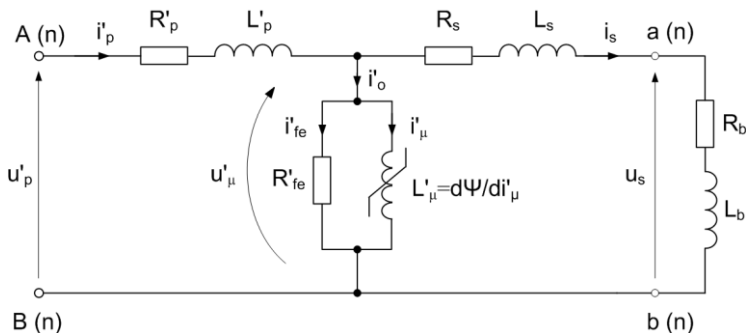
4.1.3. Modele przekładników sieciowych SN i WN

Niektóre przypadki anomalnych stanów pracy, szczególnie te odnoszące się do zagrożeń elektrycznych i cieplnych przekładników, powinny być badane dla rzeczywistych rozwiązań konstrukcyjnych SN i WN. W związku z tym dane techniczne przekładników tego typu wykorzystano do przeprowadzenia wybranych badań symulacyjnych, a model fizyczny SN – również badań laboratoryjnych. Zestawiono je w tabelach zamieszczonych w Załączniku A.

4.2. Modelowanie matematyczne

Analiza właściwości przekładników napięciowych średniego i wysokiego napięcia powinna być przeprowadzana na każdym etapie opracowywania konstrukcji przy uwzględnieniu przewidywanego obszaru zastosowań w systemie elektroenergetycznym, szczególnie w odniesieniu do nietypowych stanów pracy. Wymaga to zastosowania odpowiednich metod i narzędzi obliczeniowych, które uwzględniają najważniejsze czynniki wpływające na ostateczną zgodność właściwości przekładnika z przyjętymi założeniami.

Dla zbadania właściwości metrologicznych przekładnika napięciowego, jako podstawowy, przyjęto opis matematyczny jednostopniowego przekładnika napięciowego indukcyjnego, zrealizowany na podstawie klasycznego schematu zastępczego pokazanego na rys. 4.5.



Rys. 4.5. Schemat zastępczy przekładnika napięciowego indukcyjnego

Dla sprowadzonych do strony wtórnej wielkości, relacje opisujące model matematyczny przekładnika przybierają w ogólnym przypadku postać układu następujących zależności:

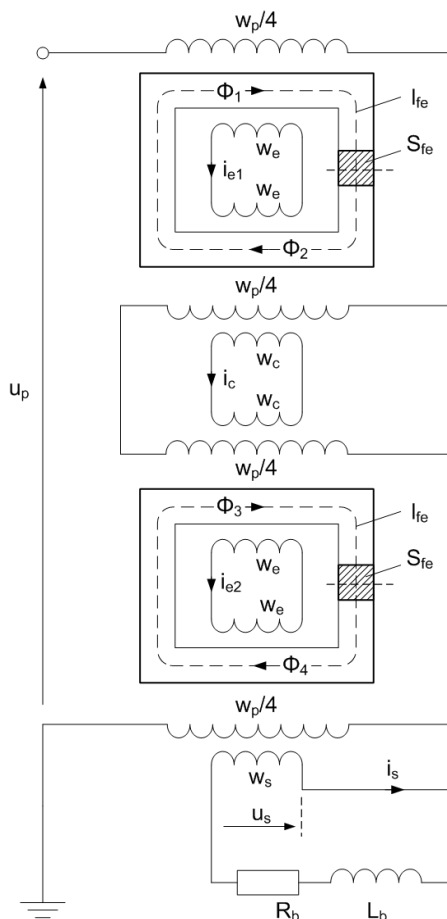
$$\left\{ \begin{array}{l} u'_p = R'_p i'_p + L'_p \frac{di'_p}{dt} + R_s i_s + L_s \frac{di_s}{dt} + \underbrace{R_b i_s + L_b \frac{di_s}{dt}}_{u_s} \\ i'_p = i_s + \frac{1}{R'_{fe}} u'_\mu + i'_\mu \\ u'_\mu = \frac{d\Psi}{dt} \quad \wedge \quad i'_\mu = f(\Psi) \end{array} \right. \quad (4.1)$$

w którym Ψ – strumień skojarzony z uzwojeniem wtórnym przekładnika opisany jest wzorem

$$\Psi = w_s B S_{fe} \quad (4.2)$$

przy czym: w_s – liczba zwojów uzwojenia wtórnego, B – indukcja magnetyczna w rdzeniu przekładnika przy założeniu jednorodności rozkładu pola magnetycznego, S_{fe} – pole przekroju poprzecznego rdzenia (netto); oznaczenia prądów i napięć zgodne z przyjętymi na schemacie układu na rys. 4.5.

Bardziej złożone zagadnienie modelowania matematycznego kaskadowego (wielostopniowego) przekładnika napięciowego indukcyjnego wymaga w ogólnym przypadku określenia zależności między wielkościami wspólnymi dla całego przekładnika i tymi, które charakteryzują pod względem elektromagnetycznym poszczególne stopnie kaskady. Relacje te – dla układu przekładnika dwurdzeniowego czterostopniowego pokazanego schematycznie na rys. 1.2 – przy uwzględnieniu oznaczeń podanych na rys. 4.6, opisano układami równań (4.3) i (4.4).



Rys. 4.6. Schemat układu rdzeni i uzwojeń przekładnika napięciowego kaskadowego, dwurdzeniowego czterostopniowego

Oznaczenia: w_p – liczba zwojów uzwojenia pierwotnego; w_e – liczba zwojów uzwojenia wyrównawczego; w_c – liczba zwojów uzwojenia sprzęgającego; u_p – napięcie pierwotne; u_s – napięcie wtórne; R_b, L_b – rezystancja i indukcyjność obciążenia przekładnika.

$$\left\{ \begin{array}{l}
\frac{w_p}{4} S_{fe} \left(\frac{dB_1}{dt} + \frac{dB_2}{dt} + \frac{dB_3}{dt} + \frac{dB_4}{dt} \right) + R_p i_p + L_p \frac{di_p}{dt} = u_p \\
\frac{w_p}{4} S_{fe} \frac{dB_4}{dt} = u_s + R_s i_s + L_s \frac{di_s}{dt} \\
u_s = R_b i_s + L_b \frac{di_s}{dt} \\
w_e S_{fe} \left(\frac{dB_1}{dt} - \frac{dB_2}{dt} \right) = 2R_e i_{e1} + 2L_e \frac{di_{e1}}{dt} \\
w_c S_{fe} \left(\frac{dB_2}{dt} - \frac{dB_3}{dt} \right) = 2R_c i_c + 2L_c \frac{di_c}{dt} \\
w_e S_{fe} \left(\frac{dB_3}{dt} - \frac{dB_4}{dt} \right) = 2R_e i_{e2} + 2L_e \frac{di_{e2}}{dt}
\end{array} \right. \quad (4.3)$$

$$\left\{ \begin{array}{l}
\frac{w_p}{4} i_p - w_e i_{e1} = \frac{w_p}{4} (i_{\mu 1} + i_{fe1}) \\
\frac{w_p}{4} i_p + w_e i_{e1} - w_c i_c = \frac{w_p}{4} (i_{\mu 2} + i_{fe2}) \\
\frac{w_p}{4} i_p - w_e i_{e1} + w_c i_c = \frac{w_p}{4} (i_{\mu 3} + i_{fe3}) \\
\frac{w_p}{4} i_p + w_e i_{e2} - w_s i_s = \frac{w_p}{4} (i_{\mu 4} + i_{fe4})
\end{array} \right. \quad (4.4)$$

Występujące w powyższych równaniach wielkości R i L odniesione do poszczególnych cewek uzwojeń: pierwotnego, wyrównawczych i sprzęgających oznaczają ich rezystancje i indukcyjności rozproszenia. Prądy i_{μ} oraz i_{fe} odpowiadają prądom charakteryzującym właściwości magnetyczne poszczególnych części rdzeni kaskady.

Opisany równaniami (4.3) i (4.4) model matematyczny można zastosować do przeprowadzenia badań symulacyjnych przekładnika kaskadowego w stanie ustalonym i przejściowym, dla pracy z rdzeniem nienasycającym się jak i osiągniętym stan nasycania.

Podstawowe znaczenie dla oceny poprawności rezultatów badań analitycznych i symulacyjnych ma znajomość charakterystyk magnesowania i strątności właściwego materiału zastosowanego do budowy obwodu magnetycznego przekładnika. W odróżnieniu od rdzeni ferromagnetycznych przekładników prądowych, wykonywanych zależnie od potrzeb z różnych materiałów ferromagnetycznych (stal ET, stopy niklowo-żelazowe czy materiały nanokrystaliczne), rdzenie przekładników napięciowych wykonywane są najczęściej z taśmy stali

elektrotechnicznej. Dla potrzeb niniejszej pracy wyznaczono charakterystykę magnesowania i stratności materiału magnetycznego najczęściej stosowanego do budowy obwodów magnetycznych przekładników napięciowych. W tym celu wykorzystano zarówno dane pozyskane od producentów rdzeni, jak i wyniki własnych badań, w tym otrzymane opracowaną przez autora metodą wyznaczania charakterystyki magnesowania i stratności [82, 84]. W tabeli 4.4 podano wartości tych charakterystyk.

Tabela 4.4 Charakterystyka magnesowania $H_m = f(B_m)$ i stratności $\Delta p_{fe} = f(B_m)$ stali elektrotechnicznej stosowanej do wykonywania rdzeni przekładników

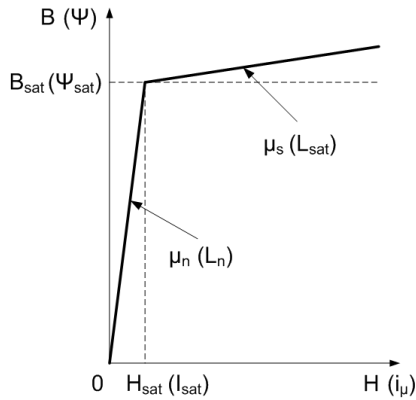
B_m	T	1,0	1,5	1,75	1,83	1,88	1,95
H_m	A/m	20,1	33,2	137	400	900	2580
Δp_{fe}	W/kg	0,39	0,86	1,30	1,64	1,92	2,30

B_m	T	2,0	2,1	2,2	2,3	2,4	3,0
H_m	A/m	11000	50800	93000	137000	184000	544000
Δp_{fe}	W/kg	2,87	3,56	4,43	5,53	6,92	27,9

Dla niektórych zastosowań, dotyczących np. projektowania przekładników napięciowych do pomiarów klasy 0,2 i dokładniejszych [2, 3, 6, 83, 85, 86, 92, 95] lub przekładników do zabezpieczeń, dla których konieczne jest wyznaczenie błędów przy 2% lub 1% napięcia znamionowego, krzywe te powinny być wyznaczone przy większej liczbie punktów (załącznik B).

Z kolei w wybranych przypadkach, szczególnie tych dotyczących nasycenia obwodu magnetycznego przy przepięciach ustalonych lub przejściowych, wystarczające jest dwuodcinkowe przybliżenie rzeczywistej charakterystyki magnesowania. Taki sposób określenia przebiegu charakterystyki zastępczej jest przydatny, gdy istotnym wyznacznikiem pracy obwodu magnetycznego przekładnika jest ustalenie punktu załamania charakterystyki magnesowania stanowiącego granicę, której przekroczenie odpowiada wejściu w zakres nasycenia. Poglądowy przebieg charakterystyki $B = f(H)$ aproksymowanej dwoma odcinkami pokazano na rys. 4.7. Bardziej dogodną do wykorzystania w opisie modelu matematycznego przekładnika jest jednak charakterystyka $\Psi = f(i_\mu)$, dla której strumień Ψ jest strumieniem skojarzonym z uzwojeniem wtórnym (wzór (4.2)), a sprowadzony do strony wtórnej prąd magnesujący wyznaczamy ze wzoru

$$i_\mu = \frac{H l_{fe}}{w_s} \quad (4.5)$$



Rys. 4.7. Dwuodcinkowo aproksymowana charakterystyka magnesowania obwodu magnetycznego przekładnika napięciowego

Na podstawie właściwości magnetycznych materiału wykorzystanego do budowy rdzenia, możliwe i celowe jest – zależnie od przewidywanego stopnia przekroczenia indukcji magnetycznej odpowiadającej kolanu charakterystyki magnesowania – przyjęcie różnych wartości współrzędnych punktu załamania. Opierając się na doświadczeniach z przekładnikami prądowymi pracującymi przy przetężeniach, dla których w pracy [113] wprowadzono pojęcie tzw. liczby nasyceniowej, zaproponowano wyodrębnienie trzech obszarów pracy obwodu magnetycznego przekładnika w warunkach jego nasycenia. Odpowiadają one niskiemu, średniemu i wysokiemu stopniowi nasycenia. Równanie półprostej odpowiadającej zakresowi nasycenia wyznaczono wykorzystując metodę regresji liniowej. Współrzędne punktu załamania dwuodcinkowo aproksymowanej charakterystyki magnesowania oraz punktu wyznaczającego jej nachylenie w zakresie nasycenia dla powszechnie stosowanego do budowy przekładników materiału w postaci taśmy ze stali elektrotechnicznej podano w tabeli 4.5.

Tabela 4.5. Współrzędne punktu załamania i punktu określającego nachylenie w zakresie nasycenia charakterystyki $B = f(H)$ dla różnych stopni nasycenia rdzenia (materiał ET41) – aproksymacja dwuodcinkowa

		Stopień nasycenia		
		niski	średni	wysoki
B_{sat}	T	1,67	1,87	2,05
H_{sat}	A/m	37	0	0
B	T	1,87	2,05	2,35
H	A/m	800	35000	139000

Przyjęty w pracy sposób budowy modelu matematycznego przekładnika może – po uwzględnieniu pewnych szczególnych właściwości eksploatacyjnych – podlegać scharakteryzowanym w dalszych częściach pracy uproszczeniom, które znacząco ułatwiają lub nawet umożliwiają zastosowanie niektórych procedur obliczeniowych.

Modele matematyczne eksploatacyjnych układów z przekładnikami napięciowymi sprzyjających powstawaniu nietypowych warunków opisano w dalszych częściach pracy.

4.3. Metoda klasycznych procedur obliczeniowych

Niektóre przypadki nietypowych warunków pracy przekładników napięciowych (rozd. 3) można rozpatrywać wykorzystując metody obliczeniowe niewymagające zastosowania specjalistycznego oprogramowania. Wspomaganie komputerowe ma w tym przypadku na celu przede wszystkim przyspieszenie i usprawnienie działań realizowanych w ramach ustalonych procedur kalkulacyjnych. Śledzenie i wprowadzanie zmian w toku obliczeń staje się wówczas bardziej czytelne i „przyjazne”. Taki sposób realizacji funkcji celu, w postaci złożonych obliczeń wykonywanych w ramach np. projektowania nowych rozwiązań konstrukcyjnych przekładników napięciowych do 400 kV, wykorzystano przy tworzeniu programów komputerowych do projektowania przekładników napięciowych indukcyjnych jednostopniowych i kaskadowych wielostopniowych [2, 3, 6, 85, 91, 92].

Własności przekładników napięciowych indukcyjnych w rozwiązaniu klasycznym jednostopniowym, pracujące w warunkach nieznormalizowanych nie powodujących nasycenia rdzenia, są oceniane pod względem metrologicznym na podstawie schematu zastępczego pokazanego na rys. 4.5. Obliczenia są przy tym wykonywane przy założeniu warunkowej linearyzacji obwodu magnetycznego, co umożliwia rozwiązywanie układu metodą symboliczną dla podstawowej harmonicznej napięcia³. Wprowadzona linearyzacja warunkowa charakterystyki magnesowania polega na wyznaczeniu, na podstawie znajomości amplitudy B_m sinusoidalnej indukcji magnetycznej przy zadanym napięciu sinusoidalnym: amplitudy natężenia pola magnetycznego H_m i stratności Δp_{fe} . Na tej podstawie można wyznaczyć przenikalność statyczną $\mu = B_m/H_m$ oraz stratę mocy czynnej w rdzeniu P_{fe} , a w konsekwencji rezystancję i reaktancję poprzecznych gałęzi schematu zastępczego przekładnika. Ten sposób postępowania zastosowano do analizy właściwości przekładników, przy napięciu

³ Błędy znormalizowane są zdefiniowane dla harmonicznej podstawowej, w związku z czym mostki (komparatory) przeznaczone do pomiaru błędów przekładników napięciowych realizują procedurę pomiarową tylko dla harmonicznej podstawowej przebiegów napięć.

pierwotnym sinusoidalnym, obciążonych nietypowo (np. aparaturą pomiarową o różnym od 0,8 ind współczynnika mocy) oraz przy uwzględnieniu wpływu przewodów łączących [89, 141, 157].

Podobną procedurę obliczeniową można zastosować dla przekładników o kaskadowym układzie rdzeni i cewek uzwojenia pierwotnego. W tym przypadku opisany w rozdz. 4.2 model matematyczny można – podobnie jak dla przekładnika jednostopniowego – sprowadzić do liniowego schematu zastępczego złożonego z impedancji poszczególnych cewek uzwojeń.

4.4. Metody symulacyjne

Wspomagane komputerem metody obliczeniowe rozwiązywania zagadnień dotyczących analizy właściwości metrologicznych, przekładników napięciowych indukcyjnych [1, 83, 92, 94, 95, 96, 141, 157] są ograniczone do niektórych stanów ich pracy (rozdz. 4.3). Szersze zastosowanie znajdują metody wykorzystujące komputerową symulację matematyczną, umożliwiającą one bowiem realizację procedur matematycznych dla przebiegów chwilowych odpowiednich wielkości, w tym szczególnie indukcji magnetycznej i prądu magnesującego.

Do przeprowadzenia badań symulacyjnych wykorzystano w pracy pakiet oprogramowania *Matlab-Simulink* wraz z jego rozszerzeniem *SimPowerSystems*. Zbudowano modele matematyczne umożliwiające analizę pracy indukcyjnych przekładników napięciowych w nietypowych stanach, takich jak: nieznormalizowane obciążenie, przepięcia ustalone o częstotliwości sieciowej, stany przejściowe, niewłaściwe uziemienie strony wtórnej oraz oscylacje ferrozonansowe.

4.5. Metody eksperymentalne

Istotą badań eksperymentalnych jest możliwość przeprowadzenia pomiarów modelu fizycznego przekładnika przygotowanego według specjalnych wymagań lub wyprodukowanego fabrycznie. Badania tego rodzaju mają podstawowe znaczenie dla potwierdzenia w próbach typu lub wyrobu zgodności konstrukcji przekładnika z założonymi danymi znamionowymi. Możliwość sprawdzenia zgodności z wymaganiami normy [183] gotowych, wyprodukowanych fabrycznie przekładników napięciowych SN lub WN zapewniają odpowiednio wyposażone laboratoria. Nie wszystkie jednak przypadki sieciowych stanów pracy mogą zostać w nich odtworzone. Wpływ na to ma złożoność zjawisk występujących w rzeczywistych warunkach eksploatacyjnych, szczególnie tych, powodujących nietypowe przebiegi napięcia pierwotnego przekładników napięciowych lub zmianę parametrów obwodu wtórnego oraz inne zjawiska wtórne, jak np. nagrzewanie.

Niektóre firmy, w celu sprawdzenia właściwości przekładników napięciowych w nietypowych stanach pracy, wykonują badania w wyspecjalizowanych laboratoriach badawczych wyposażonych w aparaturę umożliwiającą wykonanie odpowiednich pomiarów. Jak podano w rozdziale 2, dotyczą one symulacji pracy układów z przekładnikami napięciowymi indukcyjnymi, analizy pracy sieci SN i WN z uwzględnieniem przekładników napięciowych także pod kątem wzbudzania oscylacji ferorezonansowych.

Wadą nietypowych badań eksperymentalnych jest konieczność ich przeprowadzenia w jednostkach dysponujących wyposażeniem mogącym odwzorować ustalone, zbliżone do rzeczywistych warunki eksploatacyjne. Z tym związane są stosunkowo wysokie koszty. Ponadto, w przypadku konieczności wprowadzenia zmian konstrukcyjnych, badania muszą zostać ponownie wykonane.

Przedstawiona w pracy koncepcja wykorzystania do badań tzw. *niskonapięciowych modeli równoważnych* (rozd. 4.1) pozwala na znaczące ograniczenie wymagań co do transformatorów probierczych (mniejsze napięcie probiercze), a także aparatury laboratoryjnej, niezbędnych do wykonania odpowiednich prób i pomiarów. Do badań i prób laboratoryjnych przewidzianych dla tych modeli zastosowano:

- transformatory probiercze o mocy 10 kVA lub 52,5 kVA,
- komparator do pomiaru błędów przekładników typu CA507,
- kondensatory 100 μ F, 600 Vac,
- załącznik fazowy,
- analizator harmoniczných typu HA-2000 (Amprobe).

Celem przeprowadzonych badań laboratoryjnych jest nie tylko potrzeba potwierdzenia wyników obliczeń i badań symulacyjnych, lecz również sprawdzenie możliwości badania wybranych właściwości przekładników napięciowych w warunkach laboratorium przygotowanego do przeprowadzania prób tego rodzaju.

5. WŁAŚCIWOŚCI EKSPLOATACYJNE PRZEKŁADNIKÓW W NIETYPOWYCH WARUNKACH PRACY

Odbiegające od znormalizowanych warunki eksploatacyjne przekładników napięciowych instalowanych w sieciach SN i WN są poddawane ocenie w dwóch aspektach. Pierwszy z nich dotyczy dokładności transformowania na stronę wtórną napięcia pierwotnego w warunkach:

- nieprawidłowego doboru przewodów lub błędnej oceny straty napięcia w obwodzie wtórnym oraz charakteru i wartości obciążenia;
- przepięć ustalonych przekładnika napięciowego;
- przebiegów przejściowych przy zmianach napięcia pierwotnego [23, 104, 108, 173].

Druga grupa zagadnień obejmuje zagrożenia cieplne i elektryczne spowodowane m.in. przepięciami, stanami nieustalonymi i oscylacjami ferorezonansowymi.

Wybór omówionych w rozdziale 4 metod możliwych do zastosowania w odniesieniu do poszczególnych spośród rozpatrywanych przypadków nietypowych warunków eksploatacyjnych przekładników zależy od stopnia złożoności modelu matematycznego, możliwości oprogramowania oraz weryfikacji na drodze pomiarowej wyników obliczeń i badań symulacyjnych. Stąd w toku analizy poszczególnych zagadnień poruszonych w niniejszym rozdziale nie w każdym przypadku został wykorzystany kompletny zestaw metod badawczych.

5.1. Właściwości metrologiczne przy nietypowych parametrach obwodu wtórnego

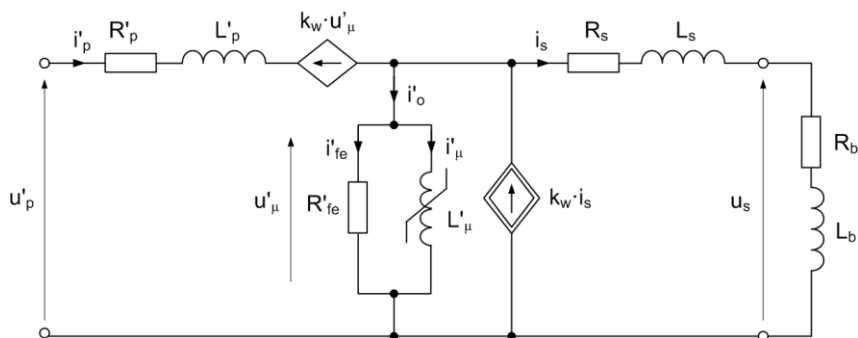
Zagadnienie dotyczy pracy przekładników napięciowych indukcyjnych w warunkach technicznych odbiegających od znormalizowanych. Wymagania normy [183] nakazują wyznaczenie charakterystyki metrologicznej (błędów przekładników) przy znamionowym obciążeniu. Nie jest przy tym uwzględniana rezystancja przewodów łączących zaciski wtórne z obciążeniem. Jednak w rzeczywistych warunkach pracy przekładników w polu stacji elektroenergetycznej, długość przewodów łączących w obwodzie wtórnym (np. $l > 150$ m) nie pozostaje bez wpływu na ich błędy. Charakterystykę metrologiczną dla przebiegów sinusoidalnych przekładników napięciowych w warunkach obciążenia znamionowego i nieznormalizowanego, a także przy uwzględnieniu wpływu przewodów łączących, można wyznaczyć na podstawie poprawnie zbudowanego schematu zastępczego. Obliczenia przeprowadzane są za pomocą metody symbolicznej (rozdz. 4.3) analizy obwodów prądu przemiennego.

W przypadku przekładników jednostopniowych wykorzystywany jest klasyczny schemat zastępczy pokazany na rys. 4.5, w którym nie została jednak uwzględniona tzw. *korekcja zwojowa*, wprowadzana praktycznie w każdym przekładniku napięciowym SN lub WN. Korekcja zwojowa polega na niewielkim, rzędu dziesiątych części procentu, zmniejszeniu liczby zwojów uzwojenia pierwotnego [50, 141, 157]. W jej wyniku maleje bezwzględna wartość błędu napięciowego, który – dla przekładników nieskorygowanych, obciążonych rezystancyjno-indukcyjnie ($\cos\beta = 0,8 \text{ ind}$) – przyjmuje wartości ujemne. W pracy wprowadzono zmiany w klasycznym schemacie zastępczym, uwzględniające wpływ zmiany liczby zwojów nie tylko na zmianę napięcia, lecz także na prąd pierwotny przekładnika (rys. 5.2). Może to mieć znaczenie w przypadku oceny właściwości metrologicznych przekładników w anomalnych stanach pracy wywołujących m.in. przepływ prądu pierwotnego o znacznej wartości, np. przy przebiegach.

5.1.1. Modele matematyczne

5.1.1.1. Przekładniki jednostopniowe

Model matematyczny przekładnika o typowym układzie rdzenia ferromagnetycznego i uzwojeń (przekładnik jednostopniowy) powinien w ogólnym przypadku uwzględniać także *korekcję (poprawkę) zwojową*, która jest wynikiem zastosowania zabiegu konstrukcyjnego mającego na celu skompensowanie spadku napięcia w przekładniku.



Rys. 5.1. Schemat zastępczy przekładnika napięciowego indukcyjnego z uwzględnieniem korekcji zwojowej (wszystkie wielkości prowadzono do strony wtórnej)

Jako podstawę analizy przyjęto schemat zastępczy pokazany na rys. 4.5, którego zmodyfikowaną postać, uwzględniającą zastosowaną zwojową korekcję błędów, pokazano na rys. 5.1 (uzasadnienie przedstawiono w Załączniku C).

Wprowadzony na rys. 5.1 współczynnik k_w wyraża względną zmianę liczby zwojów uzwojenia pierwotnego. Nazwano go *współczynnikiem korekcji zwojowej* lub *względną poprawką zwojową*. Opisuje go wzór

$$k_w = \frac{\Delta w_p}{w_p} \quad (5.1)$$

przy czym: Δw_p – liczba zwojów, o jaką zmieniono liczbę zwojów uzwojenia pierwotnego; w_p – znamionowa liczba zwojów uzwojenia pierwotnego.

Właściwości metrologiczne przekładnika napięciowego określone są, zgodnie z normą [183], błędami: napięciowym Δu [%] oraz kątowym δu [min], wyznaczonymi dla podstawowej harmoniczej napięcia przemiennego pierwotnego. Wyznaczają je poniższe, przytoczone dla porządku zależności.

$$\Delta u = \frac{U_s - U'_p}{U'_p} \cdot 100\%; \quad \delta u = [\arg(\underline{U}_s) - \arg(\underline{U}'_p)] \cdot \frac{10800}{\pi} \text{ min} \quad (5.2)$$

Błąd napięciowy Δu przekładnika napięciowego, po dokonaniu korekcji zwojowej wyrażonej współczynnikiem k_w , będzie równy błędowi skorygowanemu Δu_k , który jest opisany zależnością (5.3) (wyprowadzenie w Załączniku C)

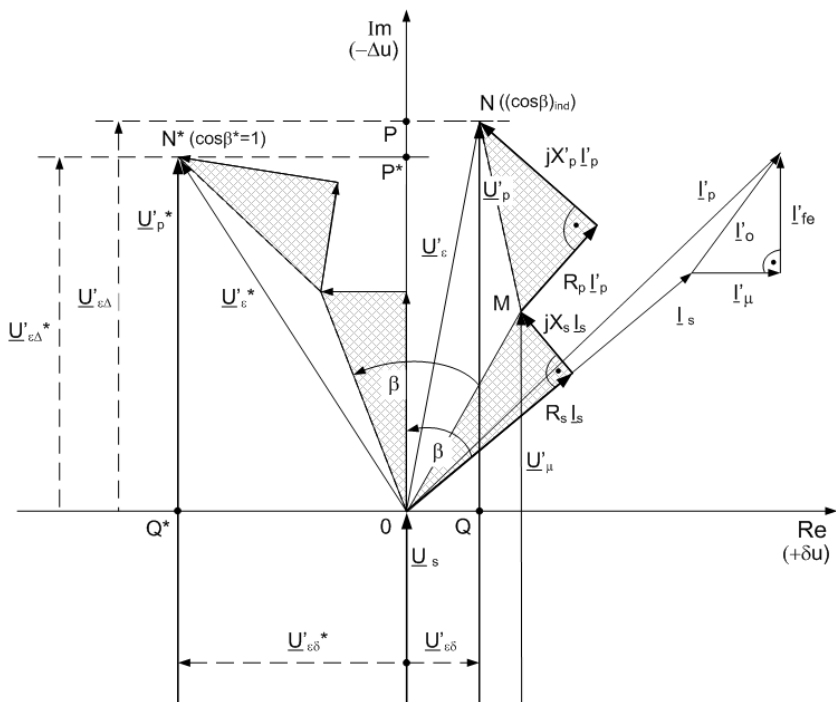
$$\Delta u_k = \Delta u - k_w \times 100\% \quad (5.3)$$

Ze wzoru (5.3) wynika, że zmniejszenie liczby zwojów uzwojenia pierwotnego ($k_w < 0$) powoduje wzrost wartości ujemnego błędu napięciowego o ($-k_w \times 100\%$), który może w wyniku korekcji zwojowej przyjmować nawet wartości dodatnie. Należy dodać, że korekcja zwojowa w znikomym stopniu wpływa na błąd kątowy przekładnika.

Występujące w schemacie układu na rys. 5.1 sterowane źródła: prądowe i napięciowe odwzorowują wpływ poprawki zwojowej na zmianę napięcia wtórnego u_{sk} i prądu w uzwojeniu pierwotnym i'_{pk} przekładnika, czyli

$$u_{sk} \approx u_s - k_w u'_\mu \quad \text{oraz} \quad i'_{pk} \approx i_p - k_w i_s \quad (5.4)$$

W celu uzyskania większej przejrzystości układu wektorów napięć i prądów, rozpatrzono przekładnik, w którym nie wprowadzono korekcji zwojowej ($k_w = 0$) oraz pominięto rezystancję R_L przewodów w obwodzie wtórnym przekładnika. Wykres wektorowy napięć i prądów dla tego przypadku pokazano na rys. (5.2).



Rys. 5.2. Wykres wektorowy napięć i prądów w układzie schematu zastępczego pokazanego na rys. 5.2 ($R_L = 0$)

Na przedstawionym na rys. 5.2 wykresie wektorowym błędy związane z transformowaniem napięcia pierwotnego odwzorowane są poprzez składową urojoną ($U'_{\varepsilon\Delta}$) i rzeczywistą ($U'_{\varepsilon\delta}$) wektora będącego różnicą wektorową napięć: pierwotnego sprowadzonego do strony wtórnej i wtórnego. Przy tym wyrażenia opisujące błędy przekładnika są dane wzorami

$$\Delta u = -\frac{U'_{\varepsilon\Delta}}{U'_p} \cdot 100\% \quad \delta u = \pm \frac{U'_{\varepsilon\delta}}{U'_p} \cdot \frac{10800}{\pi} \text{ min} \quad (5.5)$$

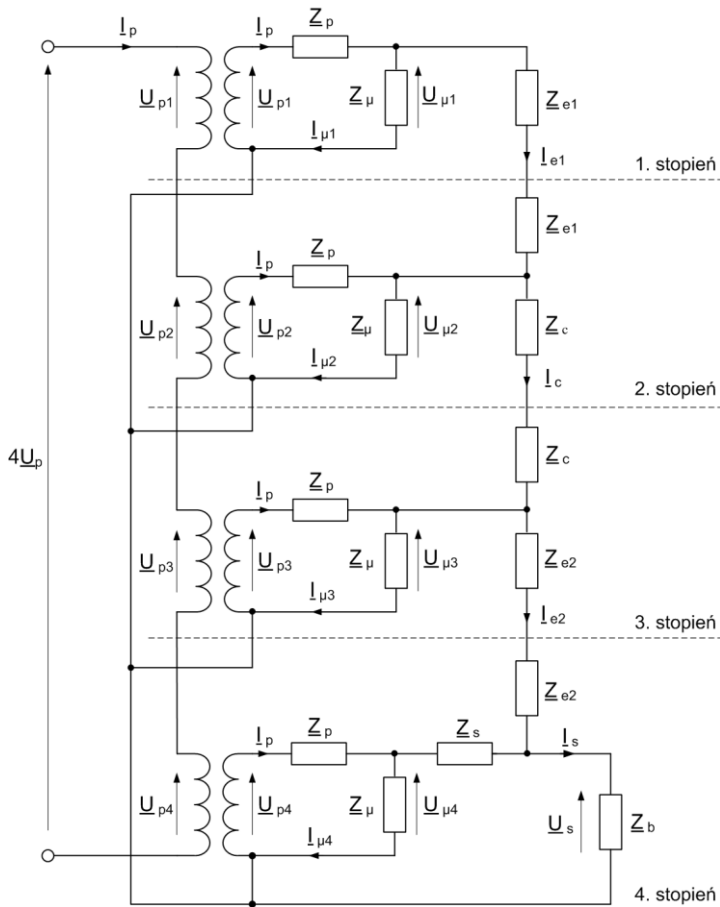
Wobec tego osiom: urojonych i rzeczywistych można przypisać, odpowiednio skale błędów: napięciowych ($-\Delta u$) oraz kątowych ($+\delta u$). Taki sposób prezentacji błędów przekładnika napięciowego zaproponowali już w 1912 roku Möllinger i Gewecke. Zależności analityczne umożliwiające wyznaczenie błędów: napięciowego i kątowego omówiono w literaturze [141, 157, 173]. Istotne znaczenie ma przy tym prawidłowa ocena wpływu parametrów obwodu wtórnego na zmianę charakterystyki metrologicznej. Trzeba brać pod uwagę zarówno charakter obciążenia strony wtórnej (R lub RL), jak i rezystancji R_L przewodów łączących obciążenie z przekładnikiem. Zagadnienie to ma ważne znaczenie ze względu na możliwy wzrost błędów pomiaru energii czynnej i biernej [89], szczególnie w przypadku zmiany znaku błędu kątowego na ujemny po zmianie charakteru obciążenia przekładnika na rezystancyjny.

5.1.1.2. Przekładniki kaskadowe

Do analizy stanowiącej przedmiot rozważań niniejszego rozdziału rozpatrzono model matematyczny przekładnika kaskadowego (wielostopniowego) zbudowany na podstawie schematu impedancyjnego przedstawionego na rys. 5.3.

Jako przykładowy rozpatrzono czterostopniowy przekładnik kaskadowy, dla którego schematyczny obraz układu elektromagnetycznego pokazano na rys. 1.2. Wobec spełnienia warunku nienasycania rdzenia ferromagnetycznego, dla modelu opisanego w rozdz. 4.2 zbudowano pokazany na rys. 5.3 schemat zastępczy przekładnika kaskadowego czterostopniowego [4, 5, 6, 96, 141] dla przebiegów sinusoidalnych. Rozwiązując za pomocą metody symbolicznej rozpatrywany układ schematu zastępczego, wyznaczono zdefiniowane przez normę błędy przekładnika.

Zależności między sprowadzonymi do strony wtórnej wielkościami wprowadzonymi w schemacie zastępczym przedstawionym na rys. 5.4 zestawiono w układzie równań (5.6). Impedancje poszczególnych cewek uzwojeń: pierwotnego (\underline{Z}_p), wtórnego (wtórnych) (\underline{Z}_s), wyrównawczych (\underline{Z}_e) i sprzęgających (\underline{Z}_s) są wyznaczone metodą obliczeniową lub pomiarową. Dla danego obciążenia o impedancji $\underline{Z}_b = R_b + jX_b$ i wartości napięcia wtórnego U_s wyznaczamy parametry R_{fe} i X_μ określające impedancję zespoloną \underline{Z}_μ gałęzi magnesowania każdego stopnia kaskady.



Rys. 5.3. Schemat zastępczy kaskadowego przekładnika napięciowego indukcyjnego o czterostopniowym, dwurzeniowym rozwiązaniu konstrukcyjnym (wszystkie wielkości sprowadzono do strony wtórnej)

Rozwiązanie układu równań (5.6) polega na przyjęciu zadanej wartości symbolicznej napięcia wtórnego $\underline{U}_s = U_s$, i dojściu – w wyniku realizacji kolejnych kroków obliczeniowych – do sprowadzonej do strony wtórnej wartości symbolicznej napięcia pierwotnego \underline{U}_p . Za pomocą zależności (5.2) wyznaczamy wyrażony w procentach błąd napięciowy Δu i wyrażony w minutach błąd kątowy δu badanego modelu przekładnika.

$$\left\{ \begin{array}{l} \underline{Z}_\mu (\underline{I}_{\mu 1} + \underline{I}_{\mu 2} + \underline{I}_{\mu 3} + \underline{I}_{\mu 4}) + 4 \underline{Z}_p \underline{I}_p = 4 \underline{U}_p \\ \underline{Z}_\mu \underline{I}_{\mu 4} = \underline{U}_s \left(1 + \frac{\underline{Z}_s}{\underline{Z}_b} \right) \\ \underline{Z}_\mu (\underline{I}_{\mu 1} - \underline{I}_{\mu 2}) = 2 \underline{Z}_e \underline{I}_{e1} \\ \underline{Z}_\mu (\underline{I}_{\mu 2} - \underline{I}_{\mu 3}) = 2 \underline{Z}_c \underline{I}_c \\ \underline{Z}_\mu (\underline{I}_{\mu 3} - \underline{I}_{\mu 4}) = 2 \underline{Z}_e \underline{I}_{e2} \\ \underline{I}_p - \underline{I}_{e1} = \underline{I}_{\mu 1} \\ \underline{I}_p + \underline{I}_{e1} - \underline{I}_c = \underline{I}_{\mu 2} \\ \underline{I}_p - \underline{I}_{e2} + \underline{I}_c = \underline{I}_{\mu 3} \\ \underline{I}_p + \underline{I}_{e2} - \frac{\underline{U}}{\underline{Z}_b} = \underline{I}_{\mu 4} \end{array} \right. \quad (5.6)$$

Ten sposób postępowania jest przydatny w skomplikowanym i trudnym, w porównaniu z konstrukcją jednostopniową, procesie projektowania przekładnika. Pełny obraz właściwości metrologicznych przekładnika wielostopniowego można otrzymać analizując jego pracę na podstawie modelu matematycznego opisanego w rozdz. 4.2 równaniami (4.3) i (4.4).

5.1.2. Charakterystyka badań symulacyjnych

W pracy omówiono dwa, opracowane przez zespół kierowany przez autora i wdrożone do praktyki konstruktorskiej i badań przez znaczących na rynku producentów przekładników, sposoby analizy symulacyjnej przekładników napięciowych jedno i wielostopniowych. Na podstawie schematów zastępczych, takich jak pokazany na rys. 5.3 schemat zastępczy przekładnika czterostopniowego, zbudowano program „PRZEKŁADNIKI NAPIĘCIOWE – projektowanie” [2, 3, 6], który umożliwia obliczenie konstrukcji przekładnika napięciowego o zadanej liczbie rdzeni kaskady. W wyniku obliczeń realizowanych w poszczególnych krokach otrzymuje się wykaz błędów: napięciowego i kąтового projektowanego przekładnika. Program napisano w języku DELPHI, przy wykorzystaniu dodatkowych autorskich komponentów. Na rys. 5.5 przedstawiono widok jego ekranu powitalnego z zaznaczonym wyborem opcji „przekładniki kaskadowe”, a na rys. 5.6 – ekran z zamieszczonymi na nim danymi znamionowymi obliczanego przekładnika. Opcje dodatkowe umożliwiają wybór materiału rdzenia, jego kształtu i wprowadzenie długości technologicznej szczeliny powietrznej.



Rys. 5.4. Ekran powitalny programu

Przekładniki napięciowe kaskadowe

Dane znamionowe

Typ przekładnika: MISSP_09 Liczba rdzeni: N = 2,00

Napięcie pierwotne	U1n	1,00 kV	Współczynnik przekroju rdzenia	krdz	2,20	-
Napięcie wtórne	U2n	100,00 V	Głębokość blachy rdzenia	grb	0,28	mm
Napięcie wtórne dodatkowe	Udh	57,74 V	Liczba schodków przekroju krzyżowego rdzenia	ksch	2,00	-
Napięcie pobiercze przemiennie	Upp	3,00 kV	Odstęp izolacji między uzw. a rdzeniem	x	20,00	mm
Moc znamionowa uzwojenia pom. I	Sn I	10,00 VA	Odstęp izolacji między uzw. pierw. a dodatkowym	y	20,00	mm
Moc znamionowa uzwojenia pom. II	Sn II	0,00 VA	Wsp. podziału pola nawijania uzw. wtórnego	wssp	0,00	-
Moc znamionowa uzwojenia dodatkowego	Snd	1,00 VA	Odstęp między cewkami uzw. wtórnych	odst	0,10	mm
Współczynnik mocy uzw. pom. I	cos fil	0,80	Długość 1-wszej warstwy uzw. pierwotnego	l1	130,00	mm
Współczynnik mocy uzw. pom. II	cos fil II	0,00	Długość 1-wszej warstwy uzw. wyrównawczego	l3	140,00	mm
Klasa dokładności uzw. pom. I	kl p I	0,50	Masa właściwa materiału rdzenia	p Fe	7650,00	kg/m ³
Klasa dokładności uzw. pom. II	kl p II	0,00	Masa właściwa materiału przewodowego	p Cu	8930,00	kg/m ³
Klasa dokładności uzw. dodatkowego	kl pd	1,00				
Częstotliwość	f	50,00 Hz	Rodzaj rdzenia	<input type="radio"/> ramkowy <input checked="" type="radio"/> taśmowy		
Gęstość prądu	i	1,50 A/mm ²	Dobór szczeliny	<input type="radio"/> automatyczny <input checked="" type="radio"/> przez projektanta		
Indukcja znamionowa	Bmn	0,86 T				

Rodzaj blachy rdzenia: transformatorowa prądnicowa inne

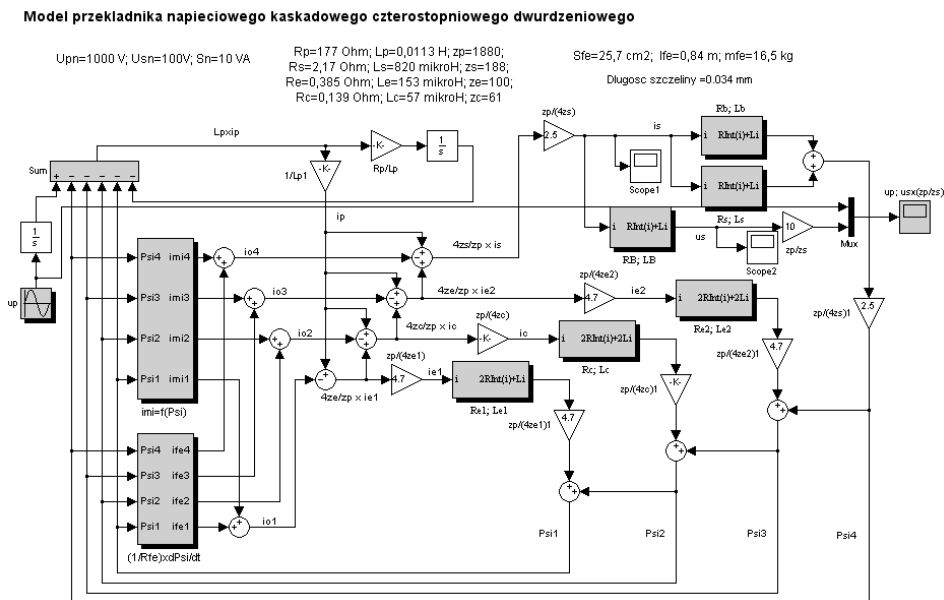
< Wstecz Dalej > Anuluj

Rys. 5.5. Ekran wprowadzania danych znamionowych

Model matematyczny opisanym równaniami (4.3) i (4.4) może być wykorzystany do wyznaczania błędów wielostopniowych, kilkurdzeniowych przekładników kaskadowych metodą symulacji komputerowej. W powiązaniu z programem komputerowego wspomaganie procesu projektowania [1, 2, 3, 6,

92, 95, 96] tworzy ona kompletny pakiet programowania, którego poprawność została potwierdzona przez producenta przekładników tego typu.

Na rys. 5.6 przedstawiono schemat blokowy, zbudowanego w pakiecie Matlab-Simulink, modelu symulacyjnego czterostopniowego, dwurdzeniowego przekładnika napięciowego wraz z danymi znamionowymi i parametrami uzwojeń i rdzeni.



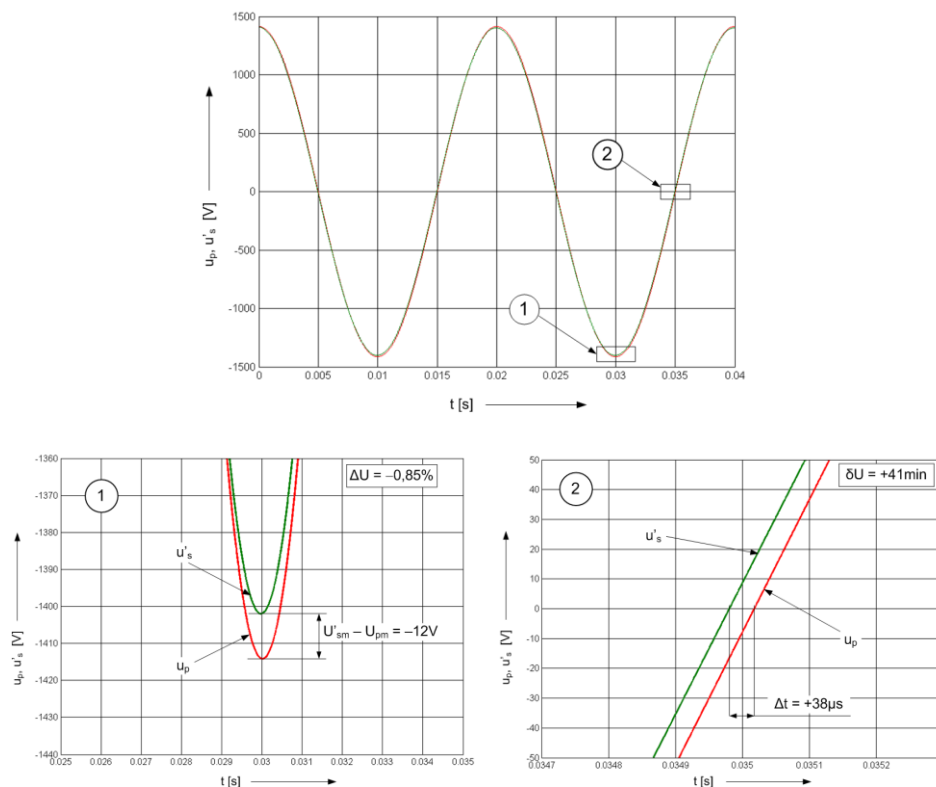
Rys. 5.6. Schemat blokowy modelu symulacyjnego przekładnika napięciowego kaskadowego czterostopniowego dwurdzeniowego w pakiecie Matlab-Simulink

Błąd napięciowy i kątowy są wyznaczone na podstawie przebiegów chwilowych napięcia pierwotnego i sprowadzonego do strony pierwotnej napięcia wtórnego, przy wykorzystaniu zależności

$$\Delta u [\%] = \frac{W_p U_{sm} - U_{pm}}{U_{pm}} \times 100\% \quad \delta u [\text{min}] = 1,08 \times \Delta t \quad (5.7)$$

gdzie: U_{pm} , U_{sm} – odpowiednio amplituda napięcia pierwotnego i wtórnego; Δt – czas między chwilami przejścia przez wartość zerową napięć $u_p(t)$ oraz $u_s(t)$, wyrażony w mikrosekundach.

Przykładowe przebiegi napięć: pierwotnego i wtórnego sprowadzonego do strony pierwotnej, dla modelowego, czterostopniowego przekładnika napięciowego kaskadowego, oraz sposób wyznaczania błędów pokazano na rys. 5.7.



Rys. 5.7. Przebiegi czasowe napięć otrzymane metodą symulacji komputerowej w trybie zwykłym oraz w trybach: „Zoom1” i „Zoom2”

5.1.3. Wyniki badań

Z punktu widzenia stopnia złożoności obwodu magnetycznego i uzwojeń przekładnika napięciowego indukcyjnego największe znaczenie przypisano badaniom przekładnika kaskadowego. Wspomagana komputerem metoda projektowania została zweryfikowana praktycznie [93]. Wyniki badań symulacyjnych opisaną w rozdziale 5.1.2 metodą z wykorzystaniem pakietu Matlab, metodą analityczną opartą na układzie równań (5.6) opracowaną w środowisku

DELPHI oraz wyniki pomiaru błędów⁴ modelu fizycznego przekładnika opisanego w rozdz. 4.1.2, zestawiono w tabelach 5.1 i 5.2.

Tabela 5.1. Błędy przekładnika czterostopniowego napięciowego kaskadowego dla obciążenia $S = S_n = 10 \text{ VA}$, $\cos\beta = 0,8 \text{ ind}$

k_U	Błąd napięciowy	Symulacja I (MATLAB)		Symulacja II (DELPHI)		Wyniki pomiarów	
	Błąd kątowy	S_n	$0,25S_n$	S_n	$0,25S_n$	S_n	$0,25S_n$
0,8	Δu [%]	-0,72	-0,32	-0,76	-0,37	-0,82	-0,43
	δu [min]	+51,3	+38,3	+50,9	+42,5	+48,5	+42,9
1,0	Δu [%]	-0,72	-0,32	-0,77	-0,36	-0,81	-0,41
	δu [min]	+47,5	+37,2	+49,7	+41,3	+48,4	+42,5
1,2	Δu [%]	-0,72	-0,32	-0,76	-0,36	-0,80	-0,40
	δu [min]	+49,4	+38,7	+48,7	+40,3	+48,5	+42,8

Tabela 5.2. Błędy przekładnika czterostopniowego napięciowego kaskadowego dla obciążenia $S = S_n = 10 \text{ VA}$, $\cos\beta = 1$

k_U	Błąd napięciowy	Symulacja I (MATLAB)		Symulacja II (DELPHI)		Wyniki pomiarów	
	Błąd kątowy	S_n	$0,25S_n$	S_n	$0,25S_n$	S_n	$0,25S_n$
0,8	Δu [%]	-1,00	-0,31	-0,96	-0,28	-1,08	-0,38
	δu [min]	+21,2	+23,6	+24,0	+25,5	+18,5	+22,5
1,0	Δu [%]	-1,00	-0,30	-0,96	-0,27	-1,07	-0,37
	δu [min]	+21,1	+20,8	+23,2	+24,7	+18,0	+21,3
1,2	Δu [%]	-1,00	-0,30	-0,96	-0,27	-1,08	-0,35
	δu [min]	+21,9	+23,6	+22,6	+24,1	+18,8	+22,7

Dla zilustrowania wpływu zmiany parametrów obwodu wtórnego przekładnika napięciowego SN na jego charakterystykę metrologiczną, pomierzono błędy przekładnika sieciowego SN (22 kV) o danych zamieszczonych w tabeli A.1 Załącznika A. Pomiar wykonano dla obciążenia typu RL ($\cos\beta = 0,8$) i R o identycznym module impedancji. Wyniki zestawiono w tabeli 5.3.

⁴ Pomiar błędów wykonano za pomocą automatycznego komparatora typu CA507 produkcji ukraińskiej.

Tabela 5.3. Otrzymane metodą pomiarową błędy przekładnika SN klasy 0,5 (model fizyczny według danych zgodnych z tabelą A.1 Załącznika A) – wpływ zmiany współczynnika mocy obciążenia

k_U	Błąd napięciowy	$S_n = 50 \text{ VA}$ $\cos\beta = 0,8 \text{ ind}$		$S_n = 50 \text{ VA}$ $\cos\beta = 1$	
	Błąd kątowy	$S=S_n$	$S=0,25S_n$	S_n	$0,25S_n$
0,8	Δu [%]	-0,37	+0,38	-0,16	+0,43
	δu [min]	+0,5	+1,1	-19,3	-3,3
1,0	Δu [%]	-0,37	+0,38	-0,16	+0,43
	δu [min]	+0,6	+1,4	-19,1	-3,6
1,2	Δu [%]	-0,38	+0,38	-0,16	+0,43
	δu [min]	+0,7	+1,6	-18,8	-3,9

W celu sprawdzenia wpływu rezystancji R_L przewodów łączących w obwodzie wtórnym przekładnika badanego na właściwości metrologiczne układu przekładnik-przewody, wykonano pomiar błędów: napięciowego i kątowego dla trzech przypadków: 1) $R_L = 0$, 2) $R_L = 0,14 \Omega$ (rezystancja przewodu miedzianego o przekroju $2,5 \text{ mm}^2$ i długości 20 m), 3) $R_L = 0,28 \Omega$ (jak w p. 2, lecz dla długości przewodu 40 m). Pomiar wykonano przy obciążeniu znamionowym przekładnika. Wyniki przedstawiono w tabeli 5.4.

Tabela 5.4. Otrzymane metodą pomiarową błędy przekładnika SN klasy 0,5 (model fizyczny według danych zgodnych z tabelą 4.4) – wpływ przewodów łączących w obwodzie wtórnym

k_U	Błąd napięciowy	$S = S_n = 50 \text{ VA}$ $\cos\beta = 0,8 \text{ ind}$ $R_L = 0$		$S = S_n = 50 \text{ VA}$ $\cos\beta = 0,8 \text{ ind}$ $R_L = 0,14 \Omega$		$S = S_n = 50 \text{ VA}$ $\cos\beta = 0,8 \text{ ind}$ $R_L = 0,28 \Omega$	
	Błąd kątowy	S_n	$0,25S_n$	S_n	$0,25S_n$	S_n	$0,25S_n$
0,8	Δu [%]	-0,37	+0,38	-0,55	+0,33	-0,73	+0,29
	δu [min]	+0,5	+1,1	+5,2	+2,3	+10,4	+3,5
1,0	Δu [%]	-0,37	+0,38	-0,55	+0,33	-0,73	+0,29
	δu [min]	+0,6	+1,4	+5,3	+2,6	+10,1	+3,7
1,2	Δu [%]	-0,38	+0,38	-0,56	+0,32	-0,73	+0,29
	δu [min]	+0,7	+1,6	+5,4	+2,8	+10,2	+4,0

5.1.4. Wnioski i uwagi

Na podstawie przeprowadzonych badań analitycznych, symulacyjnych i eksperymentalnych można sformułować, dotyczące opracowanych przez autora modeli matematycznych, oparte na wynikach symulacji i pomiarów, następujące wnioski:

1. Zadowolająca z technicznego punktu widzenia, kilkunastoprocentowa rozbieżność między wynikami symulacji i pomiarów (tabele 5.1 i 5.2) dla niezwykle trudnej do projektowania konstrukcji dwurdzeniowego czterostopniowego przekładnika kaskadowego (rozdz. 4.1), potwierdza słuszność przyjętych do budowy modeli symulacyjnych założeń. Tym samym można uznać wyniki badania właściwości metrologicznych opisanymi metodami symulacyjnymi za wystarczające do oceny przekładników napięciowych dla nietypowych parametrów impedancyjnych ich obwodów wtórnych.

2. Zmiana charakteru obciążenia przekładnika napięciowego na rezystancyjny prowadzi do „przesunięcia” błędu kąтового w stronę wartości ujemnych (tabela 5.3) o ponad 20 minut przy obciążeniu mocą znamionową i prawie 5 minut przy obciążeniu mocą równą 25% mocy znamionowej (tabela 5.3). Wyniki pomiaru potwierdzają tę tendencję zmian zilustrowaną na rys. 5.2 przesunięciem, po zmianie obciążenia na rezystancyjne, punktu N w położenie N^* . Zmiana ta wywiera znaczący wpływ na niedokładność pomiaru energii (mocy) elektrycznej w układach i sieciach WN [89], bowiem ujemne wartości błędu kąтового mogą wywołać niedopuszczalne – nadmierne w odniesieniu do klasy dokładności zainstalowanych przekładników – wyrażone w procentach błędy pomiaru energii czynnej $\delta E_{p\%}$ i biernej $\delta E_{q\%}$, opisane wzorami (5.8) (wyprowadzenie – w pracy [89]).

$$\begin{cases} \delta E_{p\%} = \Delta i + \Delta u + \frac{\pi}{108} (\delta i - \delta u) \operatorname{tg} \varphi \\ \delta E_{q\%} = \Delta i + \Delta u + \frac{\pi}{108} (\delta u - \delta i) \operatorname{ct} \varphi \end{cases} \quad (5.8)$$

przy czym: Δu , Δi – odpowiednio błąd napięciowy przekładnika napięciowego i błąd prądowy przekładnika prądowego wyrażone w procentach; δu , δi – odpowiednio błąd kątowy przekładnika napięciowego i przekładnika prądowego wyrażone w minutach; φ – kąt fazowy odbiorników energetycznych.

Błąd systematyczny wynikający z różnej od zera różnicy błędów kątowych użytych przekładników może osiągnąć procentową wartość dodatnią wyraźnie przekraczającą sumę $|\Delta u| + |\Delta i|$. Przyjmując, że zainstalowano przekładniki klasy 0,2 (dopuszczalny graniczny błąd kątowy nie przekracza ± 10 min), można – dla typowej wartości $\cos \varphi = 0,93$ ($\operatorname{tg} \varphi \approx 0,4$) – oczekiwać dodat-

kowego, wynikającego tylko z niezgodności błędów kątowych przekładników prądowych i napięciowych, błędu pomiaru osiągniętego:

- w przypadku energii czynnej około +0,23%, czyli przekraczającego przypisaną założonej klasie dokładności przekładników wartość błędu prądowego i napięciowego ($\pm 0,2\%$) oraz
- w przypadku energii biernej około -1,47%, czyli ponad siedmiokrotnie przekraczającego przypisaną założonej klasie dokładności przekładników wartość graniczną błędu prądowego i napięciowego ($\pm 0,2\%$).

3. Wpływ przewodów łączących w obwodzie wtórnym przekładnika nie zawsze można pominąć. Wniosek ten potwierdzają wyniki pomiaru zamieszczone w tabeli 5.4. Dodatkowa rezystancja szeregową w obwodzie wtórnym przekładnika napięciowego powoduje niedopuszczalne dla dotrzymywania wymagań klasy dokładności przesunięcie charakterystyki błędu napięciowego w stronę wartości ujemnych, przekraczających dla badanego modelu fizycznego granicę klasy dokładności 0,5.

5.2. Właściwości metrologiczne w stanie przepięcia ustalonego przy częstotliwości sieciowej

Przepięcie podczas pracy przekładnika napięciowego odpowiada sytuacji, w której na jego zaciskach pierwotnych pojawia się napięcie o wartości skutecznej przekraczającej 100% napięcia znamionowego. Pierwszy rodzaj przepięć odnosi się do przypadku, w którym przekładnik powinien wytrzymać pod względem technicznym przepięcie w określonym czasie, zachowując jednocześnie określone właściwości metrologiczne. Norma [183] definiuje dla tych warunków pracy tzw. *współczynnik napięciowy* k_U , równy stosunkowi wartości skutecznej najwyższego napięcia pracy do znamionowego napięcia pierwotnego, czyli $k_U = U_p / U_{pn}$. Przepisy normalizują trzy typowe wartości znamionowego współczynnika napięciowego (1,2, 1,5 oraz 1,9) wraz z odpowiadającymi im dopuszczalnymi czasami trwania najwyższego napięcia znamionowego zwanymi czasami znamionowymi. Dla $k_U = 1,2$ czas znamionowy nie jest ograniczony. Dla pozostałych wartości k_U dopuszczane są czasy znamionowe odpowiednio 30 s lub 8 h. Przekładnik do pomiarów, który powinien zachowywać odpowiednie właściwości metrologiczne w zakresie do 120% napięcia znamionowego, może w warunkach przepięcia ustalonego przewyższającego tę wartość mieć błędy transformowania od kilku- do nawet kilkudziesięciokrotnie większe od wartości odpowiadających danej klasie dokładności.

Drugi przypadek przepięcia dotyczy 1-minutowej próby izolacji uzwojenia pierwotnego napięciem o częstotliwości sieciowej. Przepięciu ustalonemu powinno w tym przypadku odpowiadać napięcie pierwotne równe ponad

3,5-krotnej wartości napięcia znamionowego, przy czym żadne wymagania metrologiczne nie są formułowane.

Dla całościowego ujęcia problematyki przebiegiowej w zakresie treści niniejszego rozdziału niezbędne jest przeprowadzenie badań w szerokim zakresie przebiegów, przy zastosowaniu zarówno metod kalkulacyjnych, jak i symulacyjnych i pomiarowych.

5.2.1. Błąd całkowity

Programy komputerowe do projektowania przekładników dokonują w ostatnich krokach algorytmu analitycznego wyznaczenia błędów przekładników napięciowych. Zostały one opracowane przez kierowany przez autora pracy zespół i zbudowane przy założeniu, że przebiegi chwilowe prądów i napięć [2, 6, 85, 92, 95] są przebiegami sinusoidalnymi o częstotliwości sieciowej. Taki sposób podejścia umożliwia wykorzystanie do obliczeń metody symbolicznej. Jednak w wielu przypadkach przebiegi ustalone powodują wzrost indukcji maksymalnej powyżej kolana charakterystyki magnesowania, co oznacza, że przebiegi prądu magnesującego i napięć zostają odkształcone. Posługiwanie się w tym przypadku definicjami błędów określonych wzorami (5.2) nie jest uprawnione. Z tego powodu uzasadnione jest – analogicznie jak w odniesieniu do prądów dla przekładników prądowych pracujących w warunkach przetężeniowych – wprowadzenie pojęcia „chwilowego napięcia błędu” $u'_\varepsilon(t)$, którego sprowadzona do strony wtórnej postać określona jest zależnością

$$u'_\varepsilon(t) = \frac{W_s}{W_p} \frac{[u_p(t) - K_n u_s(t)]}{u_\varepsilon(t)} = u'_p(t) - u_s(t) \quad (5.9)$$

Zależność (5.9) została wyprowadzona przy założeniu, że w przekładniku nie zastosowano korekcji zwojowej, tzn. przekładnia znamionowa przekładnika spełnia warunek $K_n = w_p/w_s$.

Dla odkształconego wyższymi harmonicznymi przebiegu czasowego napięcia $u'_\varepsilon(t)$, błędy powstałe w procesie transformowania sinusoidalnego napięcia pierwotnego można zdefiniować jedną z dwóch metod:

- 1° zgodnie z zależnościami (5.2) jako błąd napięciowy i kątowy wyznaczony dla harmonicznej podstawowej;
- 2° na podstawie wyznaczonego zgodnie ze wzorem (5.9) chwilowego napięcia błędu, określanego zgodnie z nomenklaturą przyjętą przez IEC⁵

⁵ International Electrotechnical Commission.

jako tzw. *błąd całkowity* ε_c (ang. „*composite error*”). Błąd ten, podobnie jak dla przekładników prądowych, można opisać zależnością

$$\varepsilon_c = \frac{100}{U_p} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (u_p - K_n u_s)^2 dt} \cong \frac{100}{U_p} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (u_\varepsilon)^2 dt} = \frac{U'_{\varepsilon rms}}{U'_p} \cdot 100\% \quad (5.10)$$

gdzie: K_n – przekładnia znamionowa; u_p – wartość chwilowa napięcia pierwotnego; u_s – wartość chwilowa napięcia wtórnego; U_p – wartość skuteczna napięcia pierwotnego (U'_p – sprowadzona do strony wtórnej); $U'_{\varepsilon rms}$ – „prawdziwa” (definitywna) wartość skuteczna napięcia błędu sprowadzona do strony wtórnej; T – czas trwania jednego okresu.

Napięcie błędu, a więc i błąd całkowity mają istotne znaczenie dla oceny właściwości metrologicznych przekładnika napięciowego, szczególnie w odniesieniu do przepięć⁶, przy których pomiar błędów: napięciowego i kąтового jest trudny lub wręcz niemożliwy do przeprowadzenia (dla większości komparatorów $k_{Umax} < 1,4$). W tym przypadku wyznaczenie metodą pomiarową napięcia błędu nie wymaga użycia specjalistycznej aparatury pomiarowej (komparatora) i jest względnie proste do zrealizowania (rozdz. 5.2.3.2). Wobec tego w odniesieniu do przekładników napięciowych, w których nie zastosowano korekcji zwojowej ($K_n = w_p/w_s$), zaproponowano przyjęcie dwóch sposobów podejścia do rozwiązywania omawianego zagadnienia.

- W przypadku pracy w stanie przepięć ustalonych niewywołujących znaczącego odkształcenia napięcia wtórnego, czyli przy nieznacznym przekroczeniu indukcji punktu kolanowego charakterystyki magnesowania (dla stali ET – ok. 1,75 T), co odpowiada najczęściej 150% lub 190% napięcia znamionowego, zastosowano następującą procedurę. Po dokonaniu pomiaru błędu całkowitego ε_c określonego wzorem (5.9) oraz ustaleniu możliwych położenia wektora napięcia błędu $\underline{U}'_\varepsilon$ na wykresie wektorowym pokazanym na rys. 5.3, wyznaczono graniczne wartości błędu napięciowego i kąтового przekładnika. Zaznaczono je na diagramie Möllingera-Gewecke pokazanym na rys. 5.8, wywodzącym się z wykresu pokazanego na rys. 5.3. W przypadku obciążenia przekładnika impedancją o współczynniku mocy $\cos\beta = 0,8$ ind, krańcowe położenia końca N odcinka odpowiadającego błędowi całkowitemu ε_c wyznaczają punkty N_1 i N_2 , a dla obciążenia czynnego (punkt N^*) – punkty N_1^* i N_2^* . Po uwzględnieniu, że:

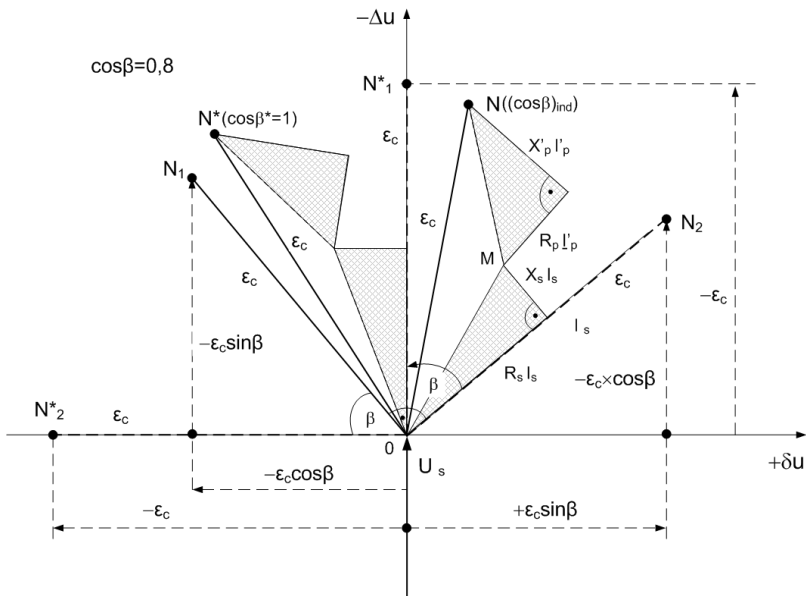
⁶ W rozdz. 4.2 wprowadzono trzy, uwarunkowane głębokością nasycenia rdzenia ferromagnetycznego, stopnie przepięć ustalonych: niski, średni i wysoki.

$$1\% = 0,01 \text{ rad} = 0,01 \times (180/\pi)^\circ = 1,8/\pi \times 60 \text{ min} = (108/\pi) \text{ min}$$

wartości graniczne błędów: napięciowego i kąтового przybierają wartości zamieszczone w tabeli 5.5.

Tabela 5.5. Granice błędów napięciowego i kąтового przekładnika bez korekcji zwojowej otrzymane na podstawie błędu całkowitego ε_c [%]

$\cos\beta = 0,8 \text{ ind}$		$\cos\beta = 1$	
Δu	δu	Δu	δu
%	min	%	min
$(-\varepsilon_c, -0,8\varepsilon_c)$	$\left(-0,8 \times \frac{108}{\pi} \varepsilon_c, +0,6 \times \frac{108}{\pi} \varepsilon_c\right)$	$(-\varepsilon_c, 0)$	$\left(-\frac{108}{\pi} \varepsilon_c, 0\right)$



Rys. 5.8. Diagram Möllingera-Gewecke ilustrujący graniczne położenia odcinka odpowiadającego procentowej wartości błędowi całkowitemu ε_c (patrz rys. 5.3)

- Silne przepięcia ustalone ($B > 1,8 \text{ T}$) wywołują znaczne odkształcenie przebiegów chwilowych: prądu magnesującego, strat napięcia na uzwojeniach przekładnika i napięcia wtórnego. Ocena metrologiczna przekładnika powinna być w tym przypadku oparta na analizie czasowego przebiegu napięcia błęd $u_s(t)$. Wyznaczenie zawartości poszczególnych wyższych harmonicznych tego napięcia umożliwia określenie ich wpływu na błędy transformowania napięcia pierwotnego.

Wyrażony w procentach stosunek wartości skutecznej napięcia błędu U_{rms} do napięcia pierwotnego U_p wyznacza, zgodnie z zależnością (5.9), procentową wartość błędu całkowitego ε_c . Przez analogię do *granicznego współczynnika dokładności ALF* definiowanego dla przekładników prądowych do zabezpieczeń, autor proponuje wprowadzenie dla przekładników napięciowych indukcyjnych *napięciowego granicznego współczynnika dokładności VALF* (Voltage Accuracy Limit Factor) z uwzględnieniem odmienności jego znaczenia. Współczynnikowi *VALF* powinien być bowiem przypisany sens parametru określającego graniczną wartość współczynnika napięciowego k_U rozdzielającą przebiegi słabe od silnych. Dla każdego z nich obowiązywałaby odpowiednia metoda badania. I tak, dla $k_U < \text{VALF}$ analiza stanu przebiegu ustalonego powinna być przeprowadzona według pierwszej, a dla $k_U > \text{VALF}$ – według drugiej z wymienionych wyżej metod. Współczynnik *VALF* powinien być wyznaczony dla danego typu przekładnika, przy uwzględnieniu jego rzeczywistych parametrów obwodu wtórnego, czyli obciążenia i rezystancji przewodów łączących. Znajomość współczynnika *VALF* wyznacza w rzeczywistych warunkach pracy przebiegu graniczne wartości błędów transformowania napięcia pierwotnego, ważne szczególnie w odniesieniu do przesunięcia fazowego.

5.2.2. Analiza matematyczna

Jak wspomniano we wstępie rozdz. 5.2, w sytuacjach awaryjnych sieci elektroenergetycznych, przekładniki napięciowe mogą znaleźć się w różnych od typowych warunkach pracy. Może to być trwające kilka godzin przebiegi sięgające 190% napięcia znamionowego lub ponad 3,5-krotne przebiegi podczas 1-minutowej próby izolacji uzwojenia pierwotnego napięciem o częstotliwości sieciowej. Pomimo że dla opracowywanych konstrukcji przekładników napięciowych dokonuje się świadomego wyboru względnie niskiego poziomu amplitudy indukcji znamionowej ($0,8 \div 1T$), punkt pracy obwodu magnetycznego może w warunkach przebiegu osiągnąć położenie znacznie powyżej kolanowego punktu charakterystyki magnesowania.

Dla uproszczenia rozważań analitycznych, rozpatrywane warunki pracy obwodu magnetycznego poddano analizie przy założeniu dwuodcinkowej aproksymacji charakterystyki magnesowania (rys. 4.7).

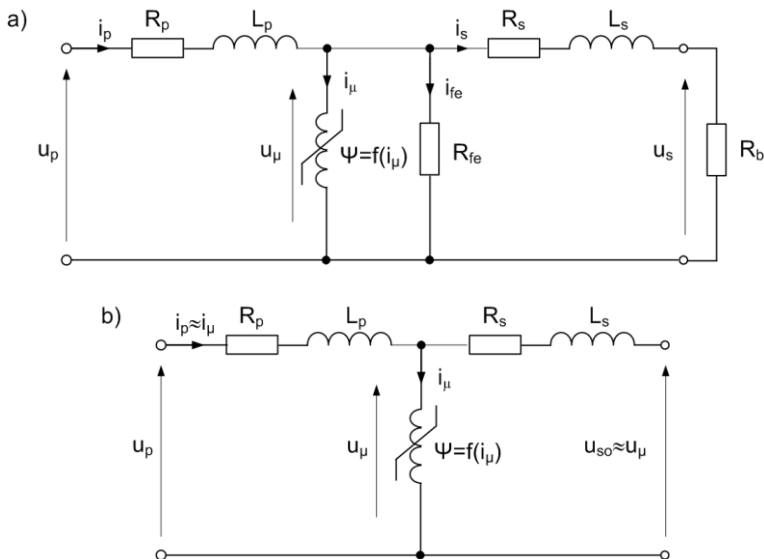
Celem obliczeń jest analiza przebiegu prądu w uzwojeniu pierwotnym pod kątem jego wpływu na błędy i zagrożenie cieplne przekładnika. W tym przypadku konieczne jest wprowadzenie dwuetapowej procedury. Pierwszy krok polega na wyznaczeniu w stanie pracy z nasycaniem w różnym stopniu obwodem magnetycznym: przebiegu chwilowego prądu pierwotnego, jego składowych harmonicznych, wartości skutecznej i średniej półokresowej, a na tej podstawie – współczynnika szczytu i kształtu. Drugi etap algorytmu obliczeń wykorzystuje wyniki pierwszego etapu do wyznaczenia napięcia błędu oraz mocy rozpraszanej w uzwojeniu pierwotnym.

5.2.2.1. Obliczenia – etap I

W ramach tego kroku przyjęto pewne uproszczenia w schemacie zastępczym przekładnika pokazanym na rys. 4.5. Wynikają one ze specyficznych warunków pracy (silne przebieżenie ustalone) i parametrów rzeczywistych konstrukcji sieciowych przekładników napięciowych SN i WN.

Założenia upraszczające przyjęte w rozważaniach analitycznych przebieżenia ustalonego

1. W stanie silnego przebieżenia ustalonego punkt pracy obwodu magnetycznego przekładnika zasilanego napięciem przemiennym pracuje w stanie okresowego nasycenia. Wobec tego, w schemacie zastępczym przekładnika pokazanym na rys. 4.5 uzasadnione jest pominięcie rezystancji R_{fe} odwzorowującej straty mocy czynnej w rdzeniu. Słuszność tego uproszczenia potwierdza kilkadziesiąt razy mniejsza w tych warunkach wartość skuteczna składowej czynnej prądu jałowego w porównaniu z jego składową bierną⁷.



Rys. 5.9. Pełny (a) i uproszczony dla stanu przebieżenia ustalonego (b) schemat zastępczy przekładnika napięciowego indukcyjnego
(wszystkie wielkości sprowadzono do strony pierwotnej)

⁷ W przypadku rzeczywistego modelu fizycznego sieciowego przekładnika napięciowego WN (tabela A.2 w Załączniku A), przykładowe parametry są następujące: $R_{fe} = 100\text{M}\Omega$, $L_\mu = 1\text{ MH}$ (do nasycenia) ($X_\mu = 314\text{ M}\Omega$ dla $f = 50\text{ Hz}$), $L_{\mu s} = 3\text{ kH}$ (w nasyceniu) ($X_{\mu s} = 940\text{ k}\Omega$ dla $f = 50\text{ Hz}$).

2. Przy uwzględnieniu nieznacznego obciążenia strony wtórnej przekładnika (w warunkach znamionowych ok. 10 VA), można przyjąć, że $R_b \gg R_p$ oraz $L_{bs} \gg L_p$ ⁸. Uproszczony schemat zastępczy przybiera zatem postać pokazaną na rys. 5.9b.
3. Do wyznaczenia przebiegu czasowego prądu można, ze stosunkowo niewielkim błędem, nie przekraczającym kilku procent, pominąć także rezystancję i indukcyjność rozproszenia uzwojenia pierwotnego⁹.

Przy przyjętych założeniach upraszczających obciążenie źródła napięcia probierczego jest praktycznie indukcyjne. Z tego powodu, dla wymuszenia przebiegu prądu pierwotnego przekładnika niezawierającego składowej nieokresowej, napięcie pierwotne powinno być dane równaniem

$$u_p(t) = U_m \cos \omega t \quad (5.11)$$

W tych warunkach można przyjąć, że $u_\mu(t) \cong u_p(t)$, wobec tego strumień skojarzony z obwodem magnetycznym rozpatrywanego przekładnika można wyznaczyć wykorzystując zależność (5.12), czyli

$$\Psi(t) = \int_0^t u_\mu(t) dt = \frac{U_{pm}}{\omega} \sin \omega t = \Psi_m \sin \omega t \quad (5.12)$$

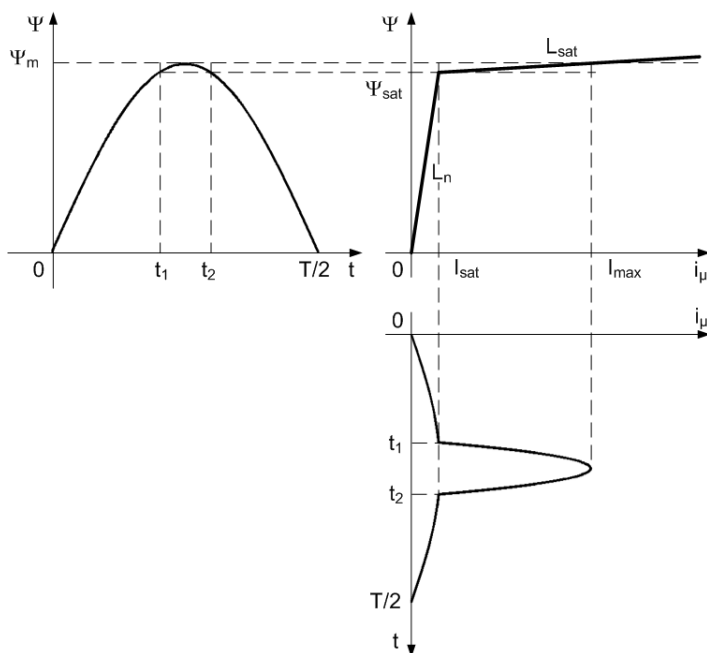
Nasylenie obwodu magnetycznego jest możliwe, gdy jest spełniona relacja

$$\Psi_m > \Psi_{sat} \quad (5.13)$$

Przebiegi półfali strumienia skojarzonego i prądu magnesującego (tu: także pierwotnego) pokazano na rys. 5.10.

⁸ W przypadku rzeczywistego modelu fizycznego sieciowego przekładnika napięciowego WN (tabela A.2 w Załączniku A), przy $S = 10$ VA sprowadzone do strony pierwotnej parametry wynoszą: $R_b = 320$ M Ω , $R_s = 42$ k Ω , $R_p = 30$ k Ω , $L_p = 60$ H, $L_b = 760$ kH, $L_s = 65$ H

⁹ Patrz przypisy 7 i 8.



Rys. 5.10. Przebiegi czasowe strumienia skojarzonego i prądu magnesującego w warunkach przełączenia ustalonego na tle charakterystyki magnesowania

Prąd pierwotny (równy prądowi magnesującemu) przekładnika o postaci pokazanej na rys. 5.10 odpowiada słabemu nasyceniu obwodu magnetycznego przekładnika (niski stopień nasycenia – tabela 4.7). Jego przebieg chwilowy można zapisać za pomocą formuły

$$i_p(t) \cong i_\mu(t) = \begin{cases} \frac{\Psi_m}{L_n} \sin \omega t & \text{dla } t \in \langle 0, t_1 \rangle \cup \langle t_2, \frac{T}{2} \rangle \\ \frac{\Psi_m}{L_{sat}} \sin \omega t - \frac{\Psi_{sat}}{L_{sat}} + \frac{\Psi_{sat}}{L_n} & \text{dla } t \in \langle t_1, t_2 \rangle \end{cases} \quad (5.14)$$

gdzie:

$$t_1 = \frac{1}{\omega} \arcsin \frac{\Psi_{sat}}{\Psi_m} \quad \text{oraz} \quad t_2 = \frac{T}{2} - t_1 \quad (5.15)$$

lub z wykorzystaniem dogodnej do dalszych rozważań postaci funkcji kątowej

$$i_p(\alpha) = I_{\text{sat}} \begin{cases} F_s \sin \alpha & \text{dla } \alpha \in \langle 0, \alpha_1 \rangle \cup \langle \pi - \alpha_1, \pi \rangle \\ F_s c_L \sin \alpha - (c_L - 1) & \text{dla } \alpha \in \langle \alpha_1, \pi - \alpha_1 \rangle \end{cases} \quad (5.16)$$

Wprowadzone we wzorze (5.16) oznaczenia są zdefiniowane następująco:

- $\alpha = \omega t$;
- I_{sat} – prąd nasycenia charakterystyki magnesowania $\Psi = f(i_\mu)$;
- F_s – współczynnik głębokości nasycania rdzenia (stopień nasycenia) – w literaturze [113] użyto dla przekładników prądowych określenia „liczba nasyceniowa”;
- α_1 – kąt przejścia do stanu nasycenia;
- c_L – współczynnik ostrości przejścia charakterystyki magnesowania do nasycenia.

Opisane są one zależnościami

$$F_s = \frac{\Psi_m}{\Psi_{\text{sat}}}; \quad \alpha_1 = \arcsin \frac{1}{F_s}; \quad c_L = \frac{L_n}{L_{\text{sat}}}; \quad I_{\text{sat}} = \frac{\Psi_{\text{sat}}}{L_n} = \frac{\Psi_m}{L_{\text{sat}}} \frac{1}{F_s c_L} \quad (5.17)$$

Na podstawie zależności kątowej opisującej przebieg prądu pierwotnego (5.16), wyznaczono jego wielkości charakterystyczne: wartość maksymalną $I_{p\text{max}}$, wartość skuteczną „true rms” $I_{p\text{rms}}$ oraz wartość średnią z modułu $I_{p\text{pav}}$. Otrzymane rezultaty obliczeń opisują wzory (5.18)-(5.20).

$$I_{p\text{max}} = I_{\text{sat}} [c_L (F_s - 1) + 1] \quad (5.18)$$

$$I_{p\text{rms}} = \frac{I_{\text{sat}}}{\sqrt{\pi}} \left\{ \pi \left[\left(\frac{1}{2} F_s^2 + 1 \right) c_L^2 - 2 c_L + 1 \right] - \sqrt{F_s^2 - 1} (3 c_L^2 - 4 c_L + 1) + \right. \\ \left. - \left[(F_s^2 + 2) c_L^2 - 4 c_L - (F_s^2 - 2) \right] \arcsin \frac{1}{F_s} \right\}^{1/2} \quad (5.19)$$

$$I_{p\text{pav}} = \frac{I_{\text{sat}}}{\pi} \left\{ 2 (c_L - 1) \left[\sqrt{F_s^2 - 1} + \arcsin \left(\frac{1}{F_s} \right) \right] + 2 F_s - \pi (c_L - 1) \right\} \quad (5.20)$$

W przypadku średniego lub wysokiego stopnia nasycenia (tabela 4.7) należy przyjąć, że $L_n \rightarrow \infty$ ($c_L \rightarrow \infty$), a w konsekwencji $I_{\text{sat}} \rightarrow 0$, zatem analityczny zapis prądu pierwotnego w funkcji kąta α przybiera postać

$$i_p(\alpha) = I_{\text{sat}}^* \begin{cases} 0 & \text{dla } \alpha \in \langle 0, \alpha_1 \rangle \cup \langle \pi - \alpha_1, \pi \rangle \\ F_s \sin \alpha - 1 & \text{dla } \alpha \in \langle \alpha_1, \pi - \alpha_1 \rangle \end{cases} \quad (5.21)$$

gdzie: $I_{\text{sat}}^* = \frac{\Psi_{\text{sat}}}{L_{\text{sat}}}$ oznacza umowną wartość prądu nasycenia.

Odpowiednie wielkości charakterystyczne są opisane wzorami (5.22-5.24).

$$I_{\text{pmax}} = I_{\text{sat}}^* (F_s - 1) \quad (5.22)$$

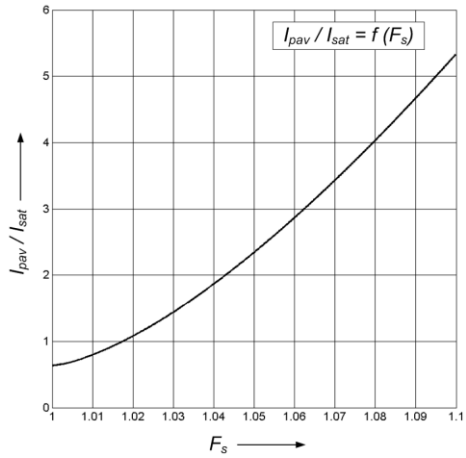
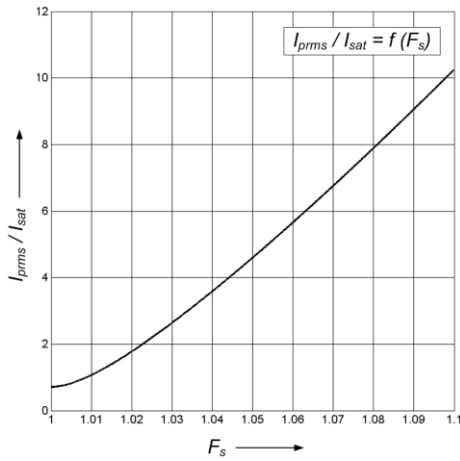
$$I_{\text{prms}} = \frac{I_{\text{sat}}^*}{\sqrt{\pi}} \left[\pi \left(\frac{1}{2} F_s^2 + 1 \right) - (F_s^2 + 2) \arcsin \frac{1}{F_s} - 3 \sqrt{F_s^2 - 1} \right]^{1/2} \quad (5.23)$$

$$I_{\text{pav}} = \frac{2}{\pi} I_{\text{sat}}^* \left(\sqrt{F_s^2 - 1} + \arcsin \frac{1}{F_s} - \frac{\pi}{2} \right) \quad (5.24)$$

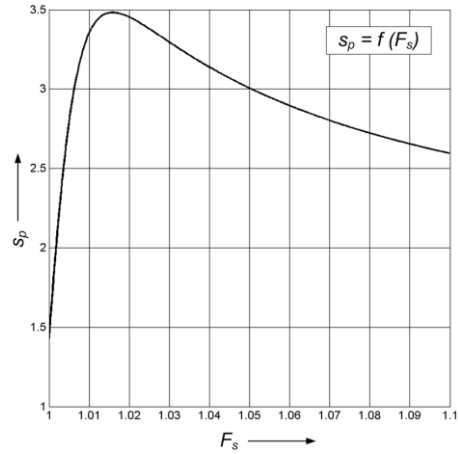
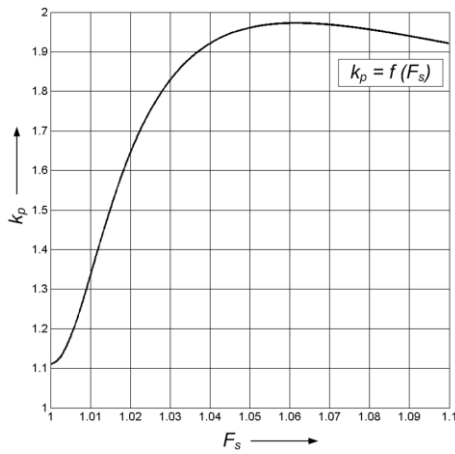
Na podstawie otrzymanych zależności można wyznaczyć współczynnik kształtu k_p i szczytu s_p odkształconego przebiegu chwilowego prądu pierwotnego przekładnika, spowodowanego nasycaniem obwodu magnetycznego. Opisują je wzory (5.25)

$$k_p = \frac{I_{\text{prms}}}{I_{\text{pav}}} \quad \text{oraz} \quad s_p = \frac{I_{\text{pmax}}}{I_{\text{prms}}} \quad (5.25)$$

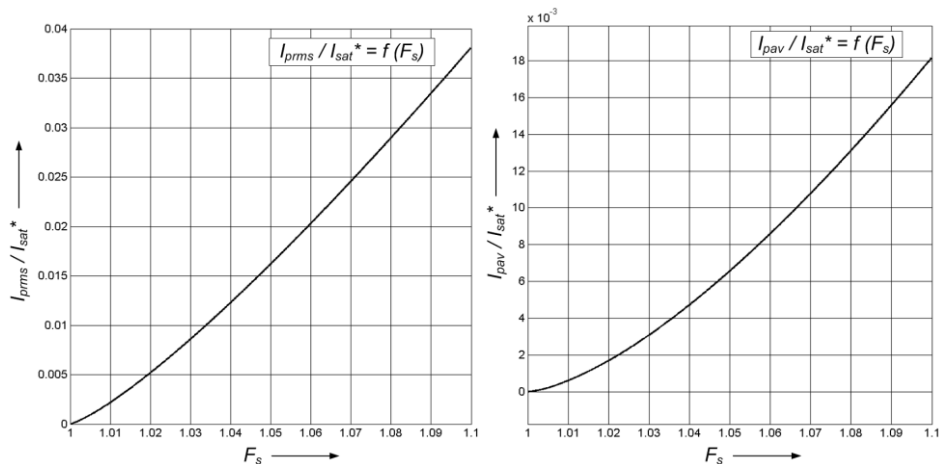
Znajomość wartości k_p oraz s umożliwia określenie stopnia odkształcenia straty napięcia na uzwojeniu pierwotnym, a więc i napięcia wtórnego przekładnika. Przebieg funkcji $k_p(F_s)$ oraz $s_p(F_s)$ dla prądu pierwotnego przekładnika w stanie nasycania jego obwodu magnetycznego przekładnika pokazano na rysunkach 5.11-5.14. Przyjęto dwie wartości współczynnika ostrości c_L , jedną o skończonej, przyjętej dla niskiego stopnia nasycania stali elektrotechnicznej $FeSi$ wartości ($c_L = 256$) oraz drugą – dla średniego i wysokiego stopnia nasycania (tabela 4.7) ($c_L \rightarrow \infty$).



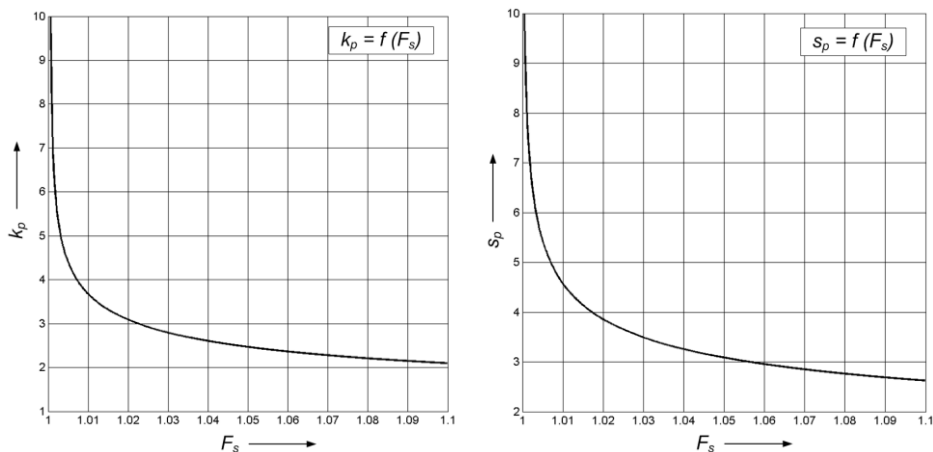
Rys. 5.11. Odniesiona do prądu granicznego nasycenia I_{sat} wartość skuteczna I_{prms} i średnia z modułu I_{pav} prądu pierwotnego w funkcji współczynnika F_s ($c_L = 256$)
(przebiegi otrzymane metodą analityczną)



Rys. 5.12. Współczynnik kształtu k_p i szczytu s_p prądu pierwotnego w funkcji współczynnika F_s ($c_L = 256$)
(przebiegi otrzymane metodą analityczną)



Rys. 5.13. Odniesiona do umownego prądu nasycenia I_{sat}^* wartość skuteczna I_{prms} i średnia z modułu I_{pav} prądu pierwotnego w funkcji współczynnika F_s ($L_n \rightarrow \infty \Rightarrow c_L \rightarrow \infty$) (przebiegi otrzymane metodą analityczną)



Rys. 5.14. Współczynnik kształtu k_p i szczytu s_p prądu pierwotnego w funkcji współczynnika F_s ($L_n \rightarrow \infty \Rightarrow c_L \rightarrow \infty$) (przebiegi otrzymane metodą analityczną)

Strata napięcia na uzwojeniu pierwotnym przekładnika $\Delta u_p(t)$ może być wyznaczona metodą analityczną pod warunkiem, że znany jest rozkład prądu pierwotnego na składowe harmoniczne. Biorąc pod uwagę, że pokazany na rys. 5.10

przebieg prądu jest nieparzystą funkcją czasu o odwrotnej zgodności półokresów, do wyznaczenia amplitudy składowych harmonicznych wystarczy obliczenie współczynników b_k ($k = 1, 3, 5, \dots$) składowych sinusowych szeregu Fouriera. Korzystając ze wzoru opisującego współczynniki b_k szeregu Fouriera

$$b_k = \frac{8}{T} \int_0^{T/4} i_p(t) \sin(k\omega t) dt = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} i_p(\alpha) \sin(k\alpha) d\alpha, \quad k = 1, 3, 5, \dots \quad (5.26)$$

oraz uwzględniając równanie (5.16) opisujące prąd $i_p(\alpha)$, otrzymano zależności określające wartość skuteczną poszczególnych harmonicznych. W przypadku charakterystyki magnesowania $\Psi = f(i_\mu)$ aproksymowanej dwoma odcinkami, dla której indukcyjność w części do nasycenia przybiera wartość ustaloną L_n , a w stanie nasycenia $L_{sat} = const \neq 0$, ($c_L = const$), współczynniki b_k opisane są wzorami (5.27) i (5.28).

- Dla $k = 1$

$$b_1 = \frac{4}{\pi} I_{sat} \left[\frac{\pi}{4} F_s c_L - \frac{1}{2} (c_L - 1) \left(\frac{\sqrt{F_s^2 - 1}}{F_s} + F_s \arcsin \frac{1}{F_s} \right) \right] \quad (5.27)$$

- Dla $k = 3, 5, 7, \dots$

$$b_k = \frac{4}{\pi} I_{sat} \frac{c_L - 1}{k(k^2 - 1)} \left[\cos \left(k \cdot \arcsin \frac{1}{F_s} \right) - k \sqrt{F_s^2 - 1} \sin \left(k \cdot \arcsin \frac{1}{F_s} \right) \right] \quad (5.28)$$

W przypadku nasycenia średniego lub silnego, zgodnie z przyjętymi założeniami (tabela 4.7), obowiązują relacje

$$L_n \rightarrow \infty \Rightarrow I_{sat} \rightarrow 0 \Rightarrow c_L \rightarrow \infty \quad (5.29)$$

Wobec tego, po uwzględnieniu, że

$$\lim_{\substack{I_s \rightarrow 0 \\ c_L \rightarrow \infty}} [I_{sat} (c_L - 1)] = \lim_{\substack{I_s \rightarrow 0 \\ c_L \rightarrow \infty}} (I_{sat} c_L) = \lim_{L_n \rightarrow \infty} \left(\frac{\Psi_{sat}}{L_n} \frac{L_n}{L_{sat}} \right) = I_{sat}^* \quad (5.30)$$

współczynniki B_k (5.27) i (5.28) przybierają postać wzorów (5.31) i (5.32).

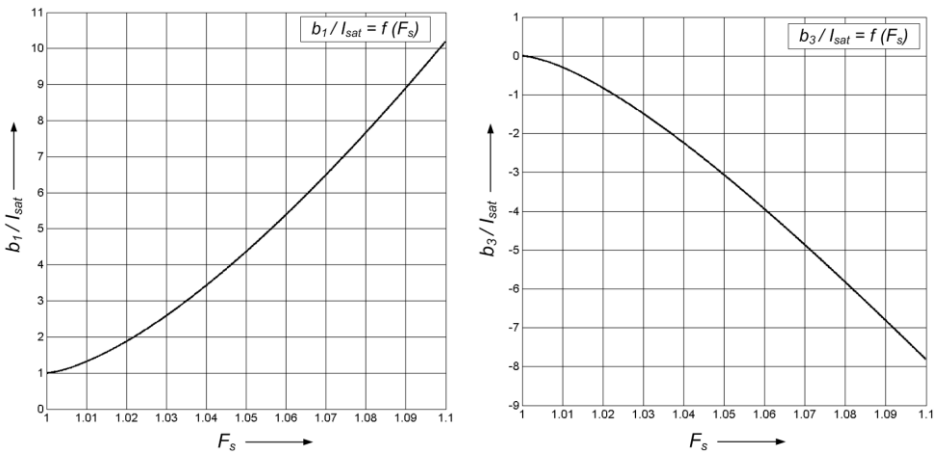
- Dla $k = 1$

$$b_1 = \frac{2}{\pi} I_{\text{sat}}^* \left[\frac{\pi}{2} F_s - \frac{\sqrt{F_s^2 - 1}}{F_s} - \arcsin \frac{1}{F_s} \right] \quad (5.31)$$

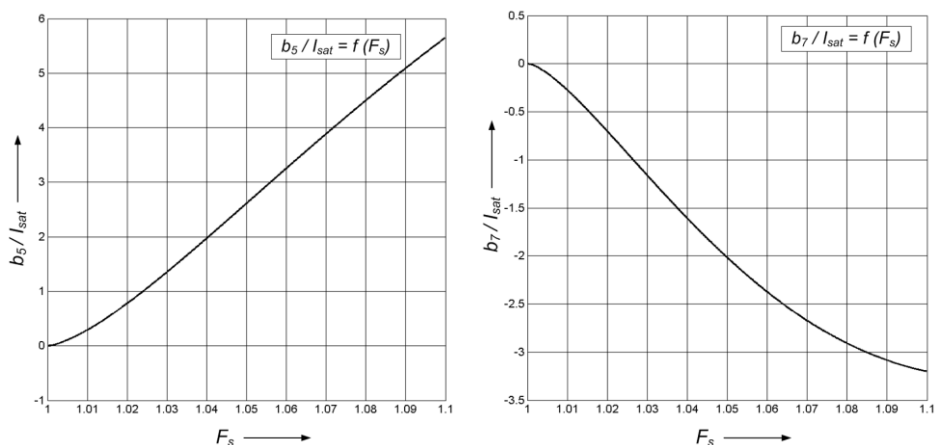
- Dla $k = 3, 5, 7, \dots$

$$b_k = \frac{4}{\pi} \frac{I_{\text{sat}}^*}{k(k^2 - 1)} \left[\cos \left(k \cdot \arcsin \frac{1}{F_s} \right) - k \sqrt{F_s^2 - 1} \sin \left(k \cdot \arcsin \frac{1}{F_s} \right) \right] \quad (5.32)$$

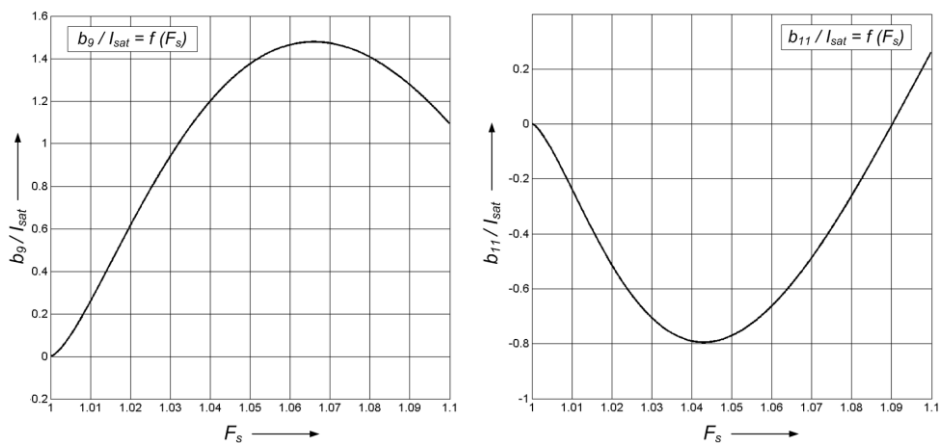
Wykresy współczynników b_k dla $k = 2n - 1$, przy czym $n \in N$ i $n \in \langle 1; 8 \rangle$ w funkcji współczynnika głębokości nasycenia rdzenia F_s , dla współczynnika ostrości $c_L = 256$ przedstawiono na rysunkach 5.15-5.18.



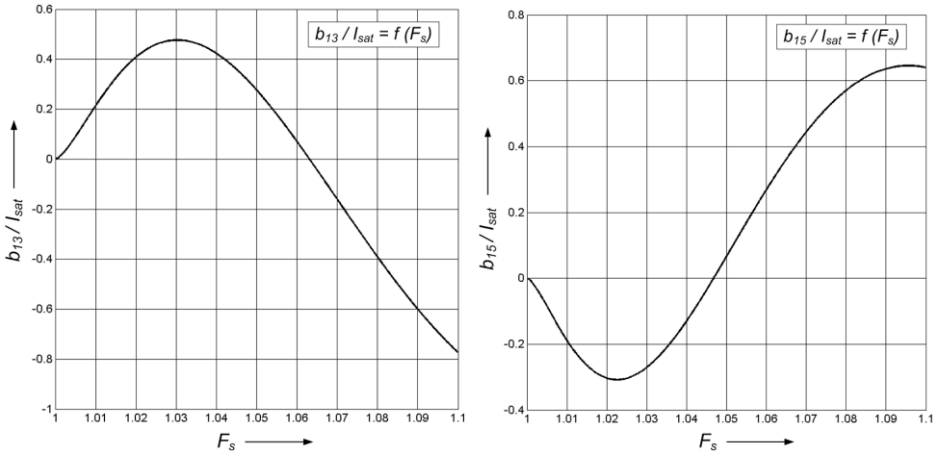
Rys. 5.15. Współczynniki b_1 i b_3 rozwinięcia w szereg Fouriera funkcji opisującej przebieg prądu pierwotnego dla napięcia ustalonego wywołującego słabe nasycenie obwodu magnetycznego, odniesione do prądu granicznego nasycenia I_{sat} , w funkcji współczynnika F_s ($c_L = 256$)
(przebiegi otrzymane metodą analityczną)



Rys. 5.16. Współczynniki b_5 i b_7 rozwinięcia w szereg Fouriera funkcji opisującej przebieg prądu pierwotnego dla napięcia ustalonego wywołującego słabe nasycenie obwodu magnetycznego, odniesione do prądu granicznego nasycenia I_{sat} , w funkcji współczynnika F_s ($c_L=256$)
(przebiegi otrzymane metodą analityczną)



Rys. 5.17. Współczynniki b_9 i b_{11} rozwinięcia w szereg Fouriera funkcji opisującej przebieg prądu pierwotnego dla napięcia ustalonego wywołującego słabe nasycenie obwodu magnetycznego, odniesione do prądu granicznego nasycenia I_{sat} , w funkcji współczynnika F_s ($c_L=256$)
(przebiegi otrzymane metodą analityczną)



Rys. 5.18. Współczynniki b_{13} i b_{15} rozwinięcia w szereg Fouriera funkcji opisującej przebieg prądu pierwotnego dla przebiegu ustalonego wywołującego słaby stan nasycenia obwodu magnetycznego, odniesione do prądu granicznego nasycenia I_{sat} , w funkcji współczynnika F_s ($c_L = 256$)
(przebiegi otrzymane metodą analityczną)

Wartość chwilowa prądu pierwotnego w stanie jałowym, przy przebiegu ustalonym, jest więc dla słabego stanu nasycenia opisana równaniem

$$i_p(t) = I_{sat} \sum_{k=1}^{2n-1} \left(\frac{b_k}{I_{sat}} \right) \sin k\omega t \quad (5.33)$$

przy czym: $n \in \mathbb{N}$ i $n \in \langle 1; 8 \rangle$; b_k / I_{sat} – współczynniki zaczerpnięte z wykresów funkcji pokazanych na rys. (5.15)-(5.18).

Sposób wyznaczenia przybliżonej ze względu na przyjęte założenia upraszczające wartości skutecznej napięcia sinusoidalnego (przebiegu ustalone), niezbędnej do wymuszenia określonego stopnia nasycenia obwodu magnetycznego badanego przekładnika, oparty jest na następującej procedurze obliczeniowej. Dla zadanej wartości współczynnika głębokości nasycania rdzenia F_s , zdefiniowanego wzorem (5.17), wyznaczamy amplitudę strumienia skojarzonego $\Psi_m = F_s \Psi_{sat}$. Na tej podstawie określamy zależną od współczynnika F_s , niezbędną do wymuszenia wymaganego stanu nasycania wartość skuteczną napięcia sinusoidalnego U_{pF_s} . W tym celu, na podstawie zapisu (5.12) uwzględniamy zależność amplitudy strumienia Ψ_m od amplitudy U_{pm} napięcia. Wynika z niej następująca zależność

$$U_{pFs} = \frac{U_{pm}}{\sqrt{2}} = \frac{\omega \Psi_m}{\sqrt{2}} = \sqrt{2} \pi f F_s \Psi_{sat} \quad (5.34)$$

5.2.2.2. Obliczenia – etap II

Wyznaczone w rozdz. 5.2.2.1 charakterystyczne dla prądu pierwotnego $i_p(t)$ wielkości oraz amplitudy składowych harmonicznymi mogą być zastosowane do obliczenia straty napięcia (napięcia błędu) na uzwojeniu pierwotnym i straty mocy czynnej w tym uzwojeniu. Dla badanego modelu przekładnika można zatem określić:

- charakterystykę metrologiczną (błędy) w warunkach pracy z nasycanym rdzeniem ferromagnetycznym, czyli przy prądzie magnesującym (pierwotnym) o znacznej – w porównaniu ze stanem pracy normalnej – wartości i przebiegiem wyraźnie odkształconym wyższymi harmonicznymi rzędu nieparzystego;
- stratę mocy czynnej w uzwojeniu pierwotnym oraz spowodowany przez nią przyrost temperatury, a więc stopień zagrożenia cieplnego przekładnika; strata mocy czynnej w uzwojeniu wtórnym przekładnika napięciowego jest pomijalna w porównaniu ze stratą mocy w uzwojeniu pierwotnym, gdyż w rozpatrywanych warunkach sprowadzony do strony pierwotnej prąd wtórny I_s jest dużo mniejszy od prądu pierwotnego (patrz przypis 8 w rozdziale 5.2.2.1).

5.2.2.3. Charakterystyka metrologiczna

W celu wyznaczenia na drodze analitycznej błędów: napięciowego i kąto-owego przekładnika napięciowego posłużono się zależnością definiującą zaproponowany w rozdz. 5.2.1 niniejszej pracy, opisany wzorem (5.10), *błąd całkowity przekładnika napięciowego*. Wobec przyjętych, dopuszczalnych dla przypadku przecięć ustalonych uproszczeń, wartość skuteczną napięcia błędu wyznaczono wykorzystując znajomość rezystancji (R_p) i indukcyjności rozproszenia (L_p) uzwojenia pierwotnego oraz składowych harmonicznymi przebiegu prądu pierwotnego. Dla scharakteryzowanych w rozdz. 4.1.1 niskonapięciowych modeli fizycznych przekładników napięciowych, odwzorowujących rzeczywiste konstrukcje sieciowe SN i WN, wykorzystując rozważania zawarte w rozdz. 5.2.2.1, wyznaczono współczynniki b_k szeregu Fouriera do 13-go rzędu włącznie. Wyniki zestawiono w tabelach 5.6 i 5.7.

Tabela 5.6. Współczynniki b_k/I_{sat} dla warunków przepięcia wywołującego słabe nasycenie rdzenia ferromagnetycznego – wzory (5.27) i (5.28)

Model	F_s	b_1	b_3	b_5	b_7	b_9	b_{11}	b_{13}
		$\times(1/I_{sat})$						
	–	–	–	–	–	–	–	–
nn(SN)	$I_{sat} = 0,12 \text{ A } c_L = 256$							
nn(WN)	$I_{sat} = 0,59 \text{ A } c_L = 256$							
nn(SN) nn(WN)	1,05	+4,37	-3,07	+2,61	-2,02	+1,38	-0,77	+0,28
	1,075	+7,08	-5,35	+4,20	-2,80	+1,45	-0,38	-0,28
	1,10	+10,2	-7,82	+5,65	-3,20	+1,09	+0,26	-0,78

Tabela 5.7. Współczynniki $10^3 \times b_k/I_{sat}^*$ dla warunków przepięcia wywołującego średnie lub silne nasycenie rdzenia ferromagnetycznego – wzory (5.31) i (5.32)

Model	F_s	b_1	b_3	b_5	b_7	b_9	b_{11}	b_{13}
		$\times 10^3(1/I_{sat}^*)$						
	–	–	–	–	–	–	–	–
nn(SN)	Średni stopień nasycenia: $I_{sat}^* = 1250\text{A}; c_L \rightarrow \infty$							
	Wysoki stopień nasycenia: $I_{sat}^* = 3260\text{A}; c_L \rightarrow \infty$							
nn(WN)	Średni stopień nasycenia: $I_{sat}^* = 6380\text{A}; c_L \rightarrow \infty$							
	Wysoki stopień nasycenia: $I_{sat}^* = 16640\text{A}; c_L \rightarrow \infty$							
nn(SN) nn(WN)	1,05	+53,1	-12,0	+10,2	-7,9	+5,4	-3,0	+1,1
	1,075	+80,6	-21,0	+16,5	-11,0	+5,7	-1,5	-1,1
	1,10	+108,3	-30,7	+22,2	-12,6	+4,3	+1,0	-3,0

Na podstawie podanych w tabelach 5.6 i 5.7 wyników obliczeń można wyznaczyć napięcie błędu $u_d(t)$, równe praktycznie stracie napięcia $u_p(t)$ na uzwojeniu pierwotnym przekładnika. Jego wartość skuteczną opisuje dla

współczynników z tabeli 5.6 (nasytanie słabe) równanie (5.34), a w przypadku tabeli 5.7 (średni lub wysoki stopień nasycenia) – równanie (5.35).

$$U_{\varepsilon rms} = \frac{I_{sat}}{\sqrt{2}} \sqrt{R_p^2 \sum_{k=1}^{2n-1} \left(\frac{b_k}{I_{sat}} \right)^2 + \omega^2 L_p^2 \sum_{k=1}^{2n-1} k^2 \left(\frac{b_k}{I_{sat}} \right)^2} \quad (5.35)$$

$$U_{\varepsilon rms} = 10^{-3} \frac{I_{sat}^*}{\sqrt{2}} \sqrt{R_p^2 \sum_{k=1}^{2n-1} \left(\frac{b_k}{I_{sat}^*} \right)^2 + \omega^2 L_p^2 \sum_{k=1}^{2n-1} k^2 \left(\frac{b_k}{I_{sat}^*} \right)^2} \quad (5.36)$$

Wykorzystując opracowany algorytm, wykonano obliczenia dla modeli równoważnych nn(SN) i nn(WN). Uzyskane za pomocą zależności (5.34), (5.35) i (5.36) wyniki obliczeń zestawiono w tabeli 5.8.

Tabela 5.8 Wartość skuteczna napięcia błędu $U_{\varepsilon rms}$ i napięcia U_{pFs} dla modeli fizycznych nn (wyniki otrzymane metodą analityczną)

	F_s	Model nn(WN)		Model nn(SN)	
		$U_{pn} = U_{sn} = \frac{100}{\sqrt{3}} \text{ V}$		$U_{pn} = U_{sn} = \frac{110}{\sqrt{3}} \text{ V}$	
		$U_{\varepsilon rms}$	$U_{pFs}^{1)}$	$U_{\varepsilon rms}$	$U_{pFs}^{1)}$
–	V	V	V	V	
Przebiecia słabe	1,05	0,28	112	0,75	148
	1,075	0,39	115	1,1	151
	1,10	0,52	118	1,4	155
Przebiecia średnie lub silne	1,05	17	126	35	166
	1,075	25	129	52	170
	1,10	33	132	69	174

¹⁾ Otrzymano za pomocą wzoru (5.34)

5.2.2.4. Energia rozpraszana w uzwojeniu pierwotnym

Wyniki obliczeń analitycznych etapu I umożliwiają wyznaczenie mocy czynnej ΔP_p traconej w uzwojeniu pierwotnym przekładnika w stanie przebiecia ustalonego o częstotliwości sieciowej. Na podstawie obliczonej, przy wykorzy-

staniu zależności (5.18) lub (5.22), wartości skutecznej prądu I_{prms} , można wyznaczyć dla rozpatrywanych warunków pracy stratę mocy czynnej w uzwojeniu pierwotnym. Określona jest ona zależnością (5.37).

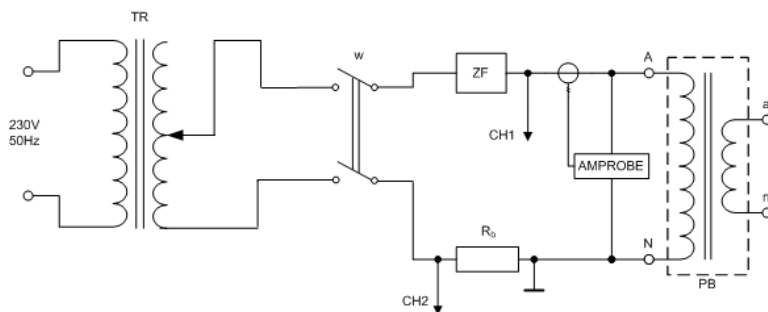
$$\Delta P_p = R_p I_{prms}^2 \quad (5.37)$$

Wygenerowana w uzwojeniu pierwotnym moc cieplna (moc tracona w uzwojeniu wtórnym jest pomijalna – rozdz. 5.2.2.1) tworząc tzw. *strumień cieplny* (dQ/dt), przenikając strukturę przekładnika powoduje wzrost temperatury jego elementów. Przyrost temperatury może być przy tym wyznaczony metodą analizy cieplnego schematu zastępczego (rozdz. 5.5.2), metodą elementów skończonych dla stanu cieplnego ustalonego lub przejściowego (np. program OPERA firmy Vector Field z pakietem Thermal Analysis) [126] lub z wykorzystaniem aplikacji PDE (Partial Differential Equation Toolbox) pakietu Matlab.

5.2.3. Badania eksperymentalne

5.2.3.1. Pomiar prądu pierwotnego przy napięciu ustalonym

Badania laboratoryjne niskonapięciowego równoważnego modelu przekładnika WN wykonano w układzie pomiarowym pokazanym na rys. 5.19. Umożliwia on pomiar i rejestrację przebiegów napięcia i prądu pierwotnego przekładnika.



Rys. 5.19. Schemat układu pomiarowego do badania niskonapięciowego równoważnego modelu przekładnika WN w stanie jałowym

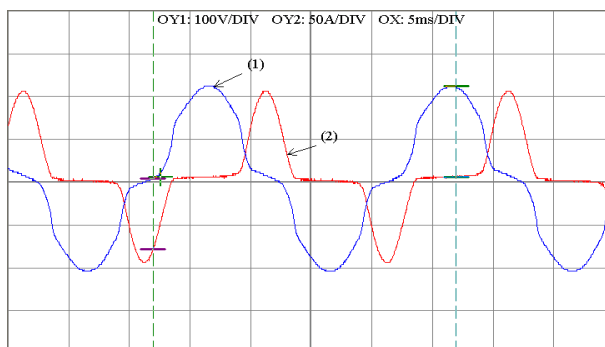
Oznaczenia: TR – transformator regulacyjny 10 kVA (5-minutowa moc dorywcza), 230/(0-240V); ZF – załącznik fazowy; R_b – bocznik 0,01 Ω , 10W; PB – przekładnik badany; CH1, CH2 – wyprowadzenia do kanałów wejściowych oscyloskopu

Wykonanie pomiarów w warunkach przebiecia ustalonego dla niskona-
pięciowych modeli przekładników napięciowych WN wymaga zastosowania
źródła prądu probierczego o mocy znamionowej wystarczającej do wymuszenia
wymaganego przebiecia ustalonego. W badaniach laboratoryjnych wykorzystano
transformator regulacyjny *TR* o mocy znamionowej 6 kVA. Pomiar wykonano
dla modelu równoważnego *nn*, którego dane wyszczególniono w tabeli 4.1.
Wykorzystano jego uzwojenia zapewniające przekładnię znamionową
równą $100/\sqrt{3} : 100/\sqrt{3}$ V/V. Rejestrowano przebiegi czasowe napięcia i prądu
pierwotnego oraz napięcia wtórnego w stanie jałowym przekładnika. Pomiar
zawartości harmonicznych prądu zrealizowano za pomocą przyrządu HA-2000
firmy Amprobe.

Wyniki pomiaru

Oscylogramy zarejestrowanych przebiegów dla dwóch pokazano na rysunku
5.20. Na podstawie otrzymanego przebiegu prądu wyznaczono jego amplitudę
równą $I_{max} \approx 100A$. Ponadto pomierzono:

- wartość skuteczną napięcia pierwotnego $U_p = 140V$;
- wartość skuteczną *rms* prądu $I_{prms} = 36,8A$ (napięcie mierzone na boczniku
woltomierzem *true rms*);
- wartość średnią z modułu prądu $I_{pav} = 28A$ (napięcie mierzone na boczniku
woltomierzem wartości skutecznej przebiegów sinusoidalnych);
- współczynnik zawartości harmonicznych prądu $THD = 70\%$.



Rys. 5.20. Oscylogramy przebiegu napięcia pierwotnego (1) i prądu pierwotnego (2)
otrzymane na podstawie pomiaru w układzie jak na rys. 5.19
($U_p = 2,42U_{pn}$; $B_{max} \approx 2,18T$)

Otrzymane wyniki pomiaru pozwalają na wyznaczenie w danych warunkach
współczynnika kształtu i szczytu prądu pierwotnego:

$$k_p = \frac{36,8A}{28A} = 1,31 \quad s_p = \frac{100A}{36,8A} = 2,7$$

Uwagi i wnioski do rozdz. 5.2.3.1

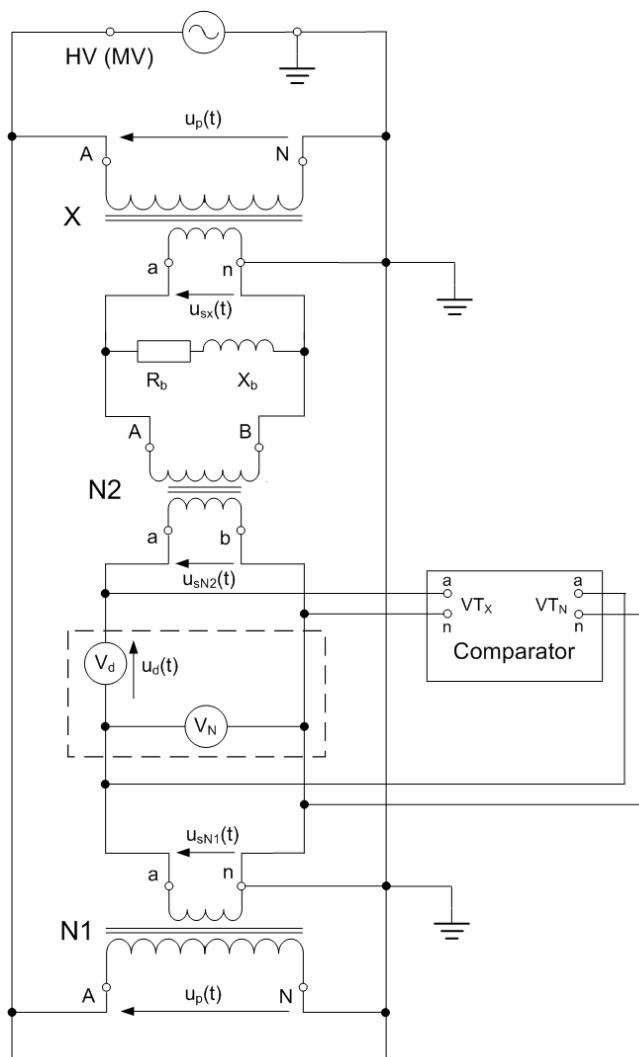
Wyniki badania laboratoryjnego modelu równoważnego *nn* przekładnika napięciowego WN w zakresie przepięcia ustalonego o częstotliwości sieciowej umożliwiają sformułowanie następujących uwag i wniosków:

1. Sprawdzanie przy przepięciach właściwości przekładnika równoważnego o znacznie obniżonym napięciu znamionowym pozwala uniknąć problemów związanych z zastosowaniem transformatorów probierczych wysokiego napięcia i pomiarem (rejestrowaniem przebiegu) prądu pierwotnego. Wymagana moc znamionowa transformatora probierczego niskiego napięcia jest, biorąc pod uwagę moc niezbędną do uzyskania przepięcia dla średniego stopnia nasycenia rdzenia przekładnika o znacznych wymiarach, niewielka.
2. Na podstawie pomierzonej dla danego modelu przekładnika napięciowego amplitudy prądu pierwotnego, który w warunkach nasycanego obwodu magnetycznego jest praktycznie równy prądowi magnesującemu (patrz: ***Założenia upraszczające...*** w rozdziale 5.2.2.1), można określić maksymalną wartość indukcji magnetycznej odpowiadającą danej wartości skutecznej napięcia pierwotnego. W związku z tym praktyczne ustalenie stopnia nasycenia rdzenia (tabela 4.5) w danych warunkach jest stosunkowo proste i daje odpowiedź na pytanie, w jakim stopniu przyjęty do badań analitycznych czy symulacyjnych stopień nasycenia jest poprawny z punktu widzenia zbieżności uzyskiwanych wyników z wynikami badań laboratoryjnych. Uzyskanemu w pracy wynikowi badania laboratoryjnego dla napięcia pierwotnego o wartości skutecznej 140V, odpowiada wartość indukcji magnetycznej $B_{max} = 2,18T$, co oznacza, że mamy do czynienia ze średnim stopniem nasycenia (tabela 4.5). Wniosek ten jest zgodny z wynikami obliczeń analitycznych zamieszczonych w tabeli 5.8.
3. Dla rzeczywistych, fabrycznie produkowanych sieciowych przekładników WN można wykonać badanie przepięcia ustalonego w odniesieniu do prądu magnesującego metodą zastępczą, poprzez zasilanie uzwojenia wtórnego sprawdzanego w tym zakresie danego typu przekładnika.

5.2.3.2. Pomiar błędu całkowitego przy przepięciu ustalonym

W przypadku przekładników napięciowych wysokiego napięcia, wyznaczenie przy przepięciu ustalonym błędu całkowitego ε_c polega na pomiarze

wartości skutecznej napięcia błędu U_{rms} . Można go wykonać w układzie pokazanym na rys. 5.21.



Rys. 5.21. Schemat układu do pomiaru błędów przekładnika napięciowego w stanie przepięcia ustalonego przy częstotliwości sieciowej (X – przekładnik badany; $N1, N2$ – przekładniki wzorcowe, R_b, X_b – obciążenie przekładnika; V_d – woltmierz wartości skutecznej rms; V_N – woltmierz ac)

Wartość skuteczna napięcia błędu, będącego różnicą wartości chwilowych napięć określoną wzorem (5.9) odpowiada w układzie na rys. 5.21 wskazaniu woltomierza V_d , przy spełnieniu dwóch zasadniczych warunków.

1) Przekładnik wzorcowy $N1$ o pomijanie małych błędach jest dobrany tak, aby przy przepięciu ustalonym przekładnika badanego X pracował w zakresie znamionowym. Oznacza to, że jego napięcie pierwotne znamionowe U_{pnN1} powinno spełniać nierówność

$$1,2U_{pnN1} \geq k_U U_{pnX} \quad (5.38)$$

gdzie: U_{pnX} – napięcie pierwotne znamionowe przekładnika badanego.

2) Przekładnia znamionowa K_{nN2} przekładnika wzorcowego $N2$, zastosowanego do zniwelowania różnicy między przekładnikami znamionowymi przekładnika badanego X (K_{nX}) i przekładnika wzorcowego $N1$ (K_{nN1}), powinna spełnić równość

$$K_{nX} K_{nN2} = K_{nN1} \quad (5.39)$$

lub inaczej

$$\frac{U_{pnX}}{U_{snX}} \frac{U_{pnN2}}{U_{snN2}} = \frac{U_{pnN1}}{U_{snN1}} \quad (5.40)$$

przy czym: $U_{snN1} = U_{snN2}$.

Sprowadzoną do strony wtórnej przekładnika badanego wartość skuteczną napięcia błędu wyznaczamy korzystając ze wzoru

$$U'_\varepsilon = K_{nN2} U_{Vd} \quad (5.41)$$

Błąd całkowity ε_c , przy pominięciu błędów przekładnika wzorcowego, określony ilorazem wskazań woltomierzy V_d i V_N , czyli

$$\varepsilon_c = \frac{U_{Vd}}{U_{VN}} \cdot 100\% \quad (5.42)$$

Uzasadnienie

Błąd całkowity, zdefiniowany wzorem (5.10) jako procentowa wartość ilorazu wartości skutecznych napięcia błędu i napięcia pierwotnego, może być zapisany w postaci

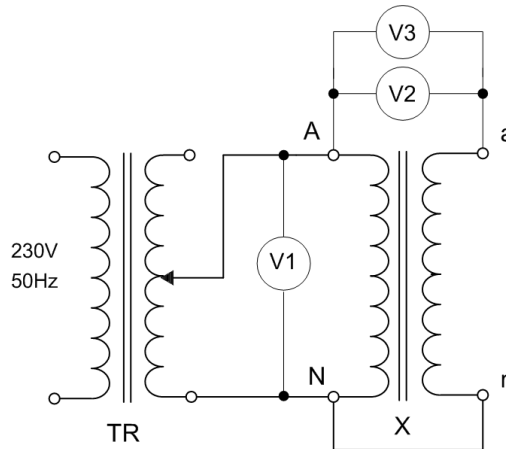
$$\varepsilon_c = \frac{U_\varepsilon}{U_{pX}} \cdot 100\% = \frac{U_\varepsilon / K_{nX}}{U_{pX} / K_{nX}} \cdot 100\% = \frac{U'_\varepsilon}{U'_{pX}} \cdot 100\% \quad (5.43)$$

W rozpatrywanym układzie spełniony jest warunek (5.39) i wzór (5.41), zatem prawdziwa jest zależność

$$\frac{U'_\varepsilon}{U'_{pX}} = \frac{K_{nN2} U_{Vd}}{U_p} = \frac{U_{Vd}}{U_p} \cdot \frac{U_{Vd}}{U_p} = \frac{U_{Vd}}{U_{VN}} \quad (5.44)$$

Uwzględniając zależność (5.44) we wzorze (5.43), otrzymujemy potwierdzenie słuszności relacji (5.42).

W ramach badań eksperymentalnych wykonano pomiary dla niskonapięciowych modeli równoważnych nn(WN) i nn(SN). Ze względu na identyczność napięć znamionowych: pierwotnego i wtórnego badanych modeli wykorzystano przedstawiony na rys. 5.22, uproszczony schemat układu pomiarowego.



Rys. 5.22. Uproszczony schemat układu z rys. 5.41 do pomiaru napięcia błędu całkowitego przekładnika nn(WN) lub nn(SN) w stanie przepięcia ustalonego (*X* – przekładnik badany; *TR* – transformator regulacyjny; *V1*, *V2* – woltmierz *ac*; *V3* – woltmierz wartości skutecznej *rms*)

Wyniki pomiarów zestawiono w tabelach 5.9 i 5.10. Wartość skuteczną sinusoidalnego napięcia pierwotnego wybrano tak, aby wybrane punkty pomiarowe odpowiadały wyszczególnionym w tabeli 5.8, wyznaczonym analitycznie wartościom napięcia U_{pFs} (wyniki pomiaru dla tych napięć zostały w tabelach 5.9 i 5.10 wyszarzone).

Tabela 5.9. Wyniki pomiarów napięcia błędu U_ε , błędu całkowitego ε_c , współczynnika kształtu k i szczytu s dla niskonapięciowego modelu nn(WN)

U_p	$U_{\text{rms}}=U_{V1}$	$U_{\text{eav}}=U_{V2}/1,11$	$\varepsilon_c = \frac{U_{\text{rms}}}{U_p} \times 100\%$	$U_{\text{emax}}^{1)}$	k	s
V	V	V	%	V	–	–
100	0,12	0,07	0,12	0,17	1,71	1,42
112	0,21	0,13	0,19	0,42	1,62	2,00
115	0,32	0,21	0,28	0,68	1,52	2,13
118	0,61	0,41	0,52	1,20	1,49	1,97
120	0,92	0,64	0,77	1,75	1,44	1,90

¹⁾ Odczytano na podstawie oscylogramu przebiegu

Tabela 5.10. Wyniki pomiarów napięcia błędu U_ε , błędu całkowitego ε_c , współczynnika kształtu k i szczytu s dla niskonapięciowego modelu nn(SN)

U_p	$U_{\text{rms}}=U_{V1}$	$U_{\text{eav}}=U_{V2}/1,11$	$\varepsilon_c = \frac{U_{\text{rms}}}{U_p} \times 100\%$	$U_{\text{emax}}^{1)}$	k	s
V	V	V	%	V	–	–
110	0,19	0,12	0,17	0,26	1,58	1,37
120	0,21	0,14	0,18	0,34	1,50	1,62
130	0,24	0,17	0,185	0,40	1,41	1,67
140	0,37	0,26	0,26	0,80	1,42	2,16
148	0,61	0,42	0,41	1,4	1,45	2,38
151	1,07	0,69	0,71	2,7	1,55	2,52
155	1,62	1,02	1,05	4,0	1,59	2,47

¹⁾ Odczytano na podstawie oscylogramu przebiegu

Wniosek do rozdz. 5.2.3.2

Na podstawie pomiarów, wykonanych w warunkach przepięcia ustalonego dla niskonapięciowych modeli równoważnych stwierdzono, że zaproponowana w pracy metoda analityczna badania stanu przepięcia ustalonego wykazuje zadowalającą poprawność oceny stopnia nasycania rdzenia ferromagnetycznego przekładnika. Potwierdzają to wartości napięcia błędu U_{rms} (wyszarzone wiersze w tabelach 5.9 i 5.10), otrzymane dla napięcia pierwotnego o wybranych spośród zamieszczonych w tabeli 5.8 wartościach granicznego dla nasycania napięcia U_{pFs} , zbliżone w zadowalającym z punktu widzenia badań technicznych stopniu z wynikami obliczeń (tabela 5.8). Można zatem omówioną w rozdz. 5.2.2 metodę obliczeniową uznać za przydatną do oceny, poddawanego okresowemu nasycaniu, nieliniowego obwodu magnetycznego pod kątem stopnia głębokości jego nasycania. Tym samym możliwe jest ustalenie, optymalnej pod względem właściwości magnetycznych, dwuodcinkowej aproksymacji jego charakterystyki magnesowania.

5.3. Właściwości eksploatacyjne w stanach przejściowych

W odróżnieniu od przekładników prądowych, przekładniki napięciowe nie podlegają w stanach przejściowych oddziaływaniu wielkości pierwotnej w tak szerokim zakresie. Jak wynika z danych literaturowych [23, 104, 108, 173, 174], nie w każdym przypadku wystąpienia przebiegu nieustalonego napięcia pierwotnego, nawet z maksymalnym udziałem składowej nieokresowej, dochodzi do pogorszenia jakości procesu transformowania napięcia pierwotnego. Najgroźniejsze przypadki wynikają z warunków pracy, które powodują nasycenie rdzenia ferromagnetycznego, a w jego wyniku chociażby krótkotrwały wzrost prądów w uzwojeniach przekładnika.

Sprawdzeniu powinny więc podlegać zarówno błędy transformacji w stanach przejściowych, jak i potencjalne zagrożenia wynikające ze straty energii czynnej w uzwojeniu pierwotnym.

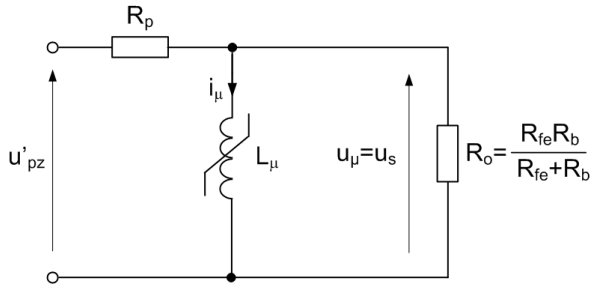
Przebieg nieustalony napięcia pierwotnego przekładnika może być wywołany następującymi warunkami eksploatacyjnymi [173]:

- zwarcie w linii (zmniejszenie napięcia pierwotnego),
- odłączenie nieobciążonej linii z przekładnikami napięciowymi,
- załączenie linii (włączenie przekładników pod napięcie),
- praca przekładników napięciowych w czasie realizacji automatyki SPZ.

Przedstawione w pracy wyniki stanowią istotne uzupełnienie oraz rozszerzenie informacji zawartych w monografii [173] o zagadnienia powiązane z właściwościami przekładników napięciowych mających wpływ na współpracę z urządzeniami pomiarowymi i zabezpieczeniowymi. W badaniach wykorzystano zarówno metodę analizy matematycznej, jak i symulacji komputerowej.

W celu zbudowania modelu matematycznego do realizacji wykorzystywanych metod badawczych przyjmuje się określone założenia upraszczające [173]. Ogólnie biorąc, opis matematyczny modelu przekładnika napięciowego indukcyjnego dla stanów przejściowych jest formułowany na podstawie schematu zastępczego pokazanego na rys. 5.23, przy czym:

- Podczas zwarć w systemie obwód magnetyczny przekładnika może być traktowany jako liniowy ($L_\mu = \text{const}$) o indukcyjności odpowiadającej części nienasyconej charakterystyki. Celem rozważań jest w tym przypadku sprawdzenie, czy w czasie trwania stanu nieustalonego obwód magnetyczny osiąga pokazany na rys. 4.7 punkt załamania krzywej magnesowania (I_{sat}, Ψ_{sat}).
- W warunkach wyłączania lub załączania linii z przekładnikami napięciowymi, w tym podczas realizacji cyklu SPZ, niezbędne jest uwzględnienie nasycenia obwodu magnetycznego przekładnika. Wystarczająca jest przy tym dwuodcinkowa aproksymacja krzywej $\Psi = f(i_\mu)$, taka jak przedstawiona na rys. 4.7.



Rys. 5.23. Schemat zastępczy przekładnika do analizy pracy w stanie przejściowym (wszystkie wielkości sprowadzono do strony wtórnej)
 R_o – wypadkowa rezystancji obciążenia R_b i rezystancji R_{fe} odwzorowującej strat mocy czynnej w rdzeniu ferromagnetycznym; $R_s \approx 0$ ($R_s \ll R_o$)

5.3.1. Obniżenie wartości napięcia pierwotnego

5.3.1.1. Analiza matematyczna

Ten stan pracy przekładnika napięciowego indukcyjnego dotyczy przypadku, gdy napięcie na jego zaciskach pierwotnych ulega istotnemu zmniejszeniu w wyniku zwarcia w systemie elektroenergetycznym. Wprawdzie uzwojenia wtórne do zabezpieczeń (klasa 3P lub 6P) powinny zgodnie z normą [183] zachowywać określone właściwości metrologiczne do 5%, a nawet 2% napięcia pierwotnego, jednak wymagania te odnoszą się do pracy w stanie ustalonym. Natomiast w najbardziej niekorzystnym przypadku przy zwarciach, sprowadzone do strony wtórnej napięcie pierwotne przekładnika charakteryzuje maksymalny udział składowej nieokresowej, czyli może ono być opisane równaniem [183]

$$u'_p(t) = \sqrt{2} U'_{pz} \left(e^{-\frac{t}{T_p}} - \cos \omega t \right) \quad (5.45)$$

gdzie: U'_{pz} – sprowadzona do strony wtórnej wartość skuteczna napięcia na rezystancji przejścia w miejscu zwarcia; T_p – stała czasowa zanikania składowej nieokresowej napięcia pierwotnego.

Na podstawie schematu zastępczego pokazanego na rys. 5.23, przy założeniu liniowości obwodu magnetycznego i uwzględnieniu, że $R_p \ll R_o$, można wyznaczyć przebieg czasowy skojarzonego z uzwojeniem wtórnym przekładnika strumienia $\Psi(t)$ ¹⁰ (wyprowadzenie w załączniku D).

$$\Psi(t) \cong \frac{\sqrt{2}U'_{pz}}{\omega} \left[\omega T_p \left(e^{-\frac{t}{T_\mu}} - e^{-\frac{t}{T_p}} \right) - \sin \omega t \right] + L_\mu i_\mu(0) e^{-\frac{t}{T_\mu}} \quad (5.46)$$

gdzie T_μ – stała czasowa przekładnika dana wzorem (5.47), w którym należy uwzględnić, że $R_p \ll R_o$.

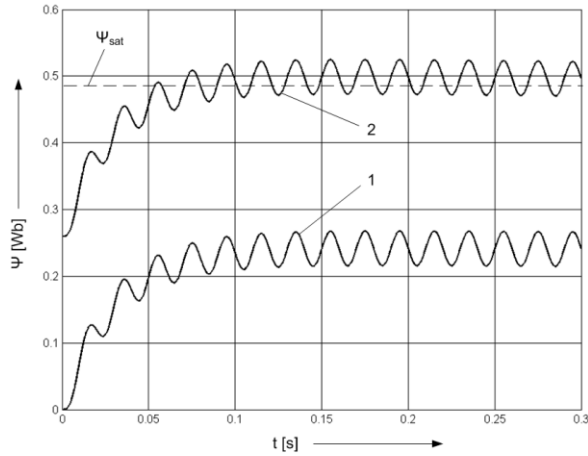
$$T_\mu = \frac{L_\mu}{\frac{R_p R_o}{R_p + R_o}} \cong \frac{L_\mu}{R_p} \quad (5.47)$$

Na podstawie zależności (5.46) można określić możliwość osiągnięcia przez obwód magnetyczny przekładnika nasycenia w czasie trwania stanu przejściowego. Kryterium oceny polega na sprawdzeniu, czy maksymalna wartość strumienia spełnia relację $\Psi_{max} > \Psi_{sat}$. Uwzględniając, że największe wartości napięcia U_{pz} osiągają 10% znamionowego napięcia pierwotnego przekładnika [173], dla *niskonapięciowego modelu równoważnego* przekładnika WN (tabela 4.1 i tabela 4.4 dla niskiego stopnia nasycenia) wyznaczono, pokazany na rys. 5.24, przebieg strumienia dla dwóch krańcowych przypadków: $i_\mu(0) = 0$ oraz $i_\mu(0) = I_{\mu max}$. Maksymalna początkowa wartość prądu magnesującego dana jest wzorem (5.48) wynikającym z zależności (D3) załącznika D dla kąta $\gamma = \pi$.

$$I_{\mu max} = \frac{\sqrt{2} U'_{pn}}{\omega L_\mu} = \frac{\sqrt{2} U_{sn}}{\omega L_\mu} \quad (5.48)$$

gdzie: U'_{pn} – sprowadzona do strony wtórnej wartość skuteczna znamionowego napięcia pierwotnego przekładnika; U_{sn} – wartość skuteczna znamionowego napięcia wtórnego.

¹⁰ $\Psi(t) = w_s B(t) S_{fe}$



Rys. 5.24. Przebieg strumienia skojarzonego z obwodem wtórnym równoważnego modelu niskonapięciowego przekładnika WN:
 $1 - i_{\mu}(0) = 0; 2 - i_{\mu}(0) = I_{\mu max}$
 $(U'_{pz} = 0,1U'_{pn} = 0,1U_{sn}; T_p = 30 \text{ ms}; T_{\mu} = 16\text{s}; \Psi_s = 0,485 \text{ Wb})$

Przebiegi przedstawione na rys. 5.24 pokazują, że wejście przekładnika w stan nasycenia jest w omawianym stanie przejściowym bardzo prawdopodobne. Stanowi to realne zagrożenie dla utrzymania jego założonej charakterystyki metrologicznej.

5.3.1.2. Badania symulacyjne

Symulacyjna metoda badania nabiera szczególnego znaczenia w przypadku bardziej złożonych modeli matematycznych. W rozdz. 5.3.1.1 wykorzystano model matematyczny zbudowany przy założeniu liniowości charakterystyki magnesowania. Zastosowanie symulacji komputerowej umożliwia przeprowadzenie badań z uwzględnieniem nieliniowej charakterystyki obwodu magnetycznego, jak również wyznaczenie przebiegów chwilowych strumienia skojarzonego z uzwojeniem wtórnym i napięcia wtórnego, także ustalenie wpływu obciążenia przekładnika na jego właściwości metrologiczne w stanie przejściowym.

Model matematyczny, na podstawie którego wykonano symulację komputerową oparto na schemacie zastępczym przedstawionym na rys. 5.23. Jest on opisany równaniem (5.49)

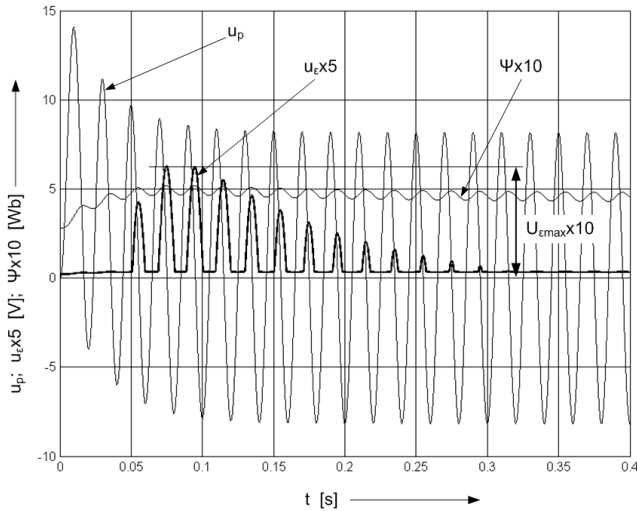
$$u_p = R_p i_{\mu} + \left(1 + \frac{R_p}{R_o}\right) \frac{d\Psi}{dt} \quad (5.49)$$

przy „najgorszym”, z punktu widzenia możliwości nasycania rdzenia, warunku początkowym $i_{\mu}(0) = I_{\mu max}$ (wzór (5.48)).

Występujące we wzorze wielkości: Ψ – strumienia skojarzonego z uzwojeniem wtórnym, a także u_p , i_{μ} – są wielkościami przeliczonymi na stronę wtórną przekładnika.

Założono, że napięcie pierwotne przekładnika jest opisane równaniem (5.45), z którego wynika, że zanikająca ze stałą czasową T_p składowa nieokresowa przyjmuje w chwili $t = 0$ ekstremalną wartość. Na rys. 5.25 pokazano otrzymane w wyniku symulacji komputerowej przebiegi chwilowe napięcia pierwotnego, strumienia skojarzonego i napięcia błędu.

Analiza przebiegu napięcia błędu, proporcjonalnego do prądu magnesyjnego przekładnika (strata napięcia na rezystancji uzwojenia pierwotnego R_p) pozwala na ustalenie czasu, w którym rozpoczyna się stan nasycenia obwodu magnetycznego oraz czas wyjścia z tego stanu. W przytoczonym przypadku czas pozostawania w stanie nasycenia przekładnika zawiera się w przedziale (0,05 s; 0,30 s).



Rys. 5.25. Przebiegi napięcia pierwotnego, strumienia skojarzonego z obwodem wtórnym i napięcia błędu otrzymane metodą symulacji komputerowej dla równoważnego niskonapięciowego modelu przekładnika WN (rozdz. 4.1.1) ($T_p = 30$ ms; $T_{\mu} = 16$ s; $\Psi_s = 0,485$ Wb; $i_{\mu}(0) = I_{\mu max}$)

Na podstawie zaproponowanej w pracy metody oceny charakterystyki metrologicznej z wykorzystaniem tzw. błędów całkowitych ε_c (rozdz. 5.2.1) oraz

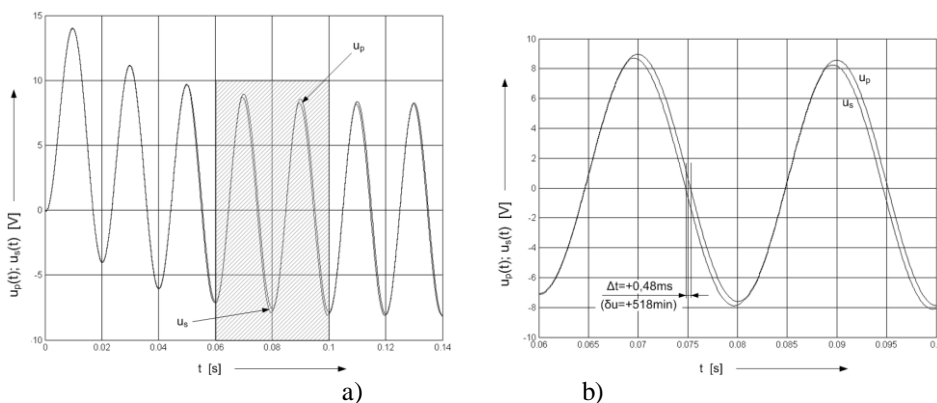
odczytanej szczytowej wartości chwilowego napięcia błędu $U_{\varepsilon max}$ (rys. 5.25), wyznaczono szczytową chwilową wartość tego błędu. Dana jest ona równaniem

$$\hat{\varepsilon}_c = \frac{U_{\varepsilon max}}{\sqrt{2}U_{pz}} \cdot 100\% \quad (5.50)$$

gdzie: U_{pz} – wartość skuteczna napięcia na rezystancji przejścia w miejscu zwarcia ($U_{pz} = 0,1U_{sn}$).

Dla rozpatrywanego przykładu stanu przejściowego, po spowodowanym przez zwarcie w systemie 10-krotnym zmniejszeniu napięcia pierwotnego, otrzymana wartość szczytowa chwilowa błędu całkowitego wynosi 15,4%.

Na podstawie pokazanych na rys. 5.26 przebiegów napięcia pierwotnego i wtórnego, uzyskanych dla takich samych jak wyżej warunków, można potwierdzić fakt osiągania przez błędy: napięciowy i kątowy ekstremalnych wartości w przedziale (0,06 s; 0,10 s), czyli w stanie najgłębszego nasycenia obwodu magnetycznego przekładnika. I tak, maksymalny błąd kątowy (rys. 5.50b) wynosi ok. 518 min, co odpowiada jego wyrażonej w procentach wartości równej 15,1% (1 minucie odpowiada $(\pi/108)^\circ$). Biorąc pod uwagę, że błąd całkowity jest sumą geometryczną błędu napięciowego i kąтового, praktycznie cała wartość błędu całkowitego zostaje w rozpatrywanym przypadku „przekształcona” w błąd kątowy.



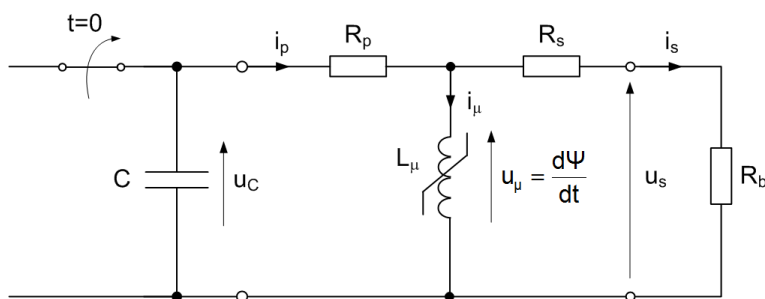
Rys. 5.26. Przebiegi napięcia pierwotnego i wtórnego, otrzymane metodą symulacji komputerowej dla równoważnego niskonapięciowego modelu przekładnika WN (rozdz. 4.1.1) – $T_p = 30$ ms; $\Psi_s = 0,485$ Wb; $i_{\mu}(0) = I_{\mu max}$

5.3.2. Odłączenie nieobciążonej linii z przekładnikami napięciowymi

5.3.2.1. Analiza matematyczna

W tym przypadku warunki eksploatacyjne obejmują odłączenie linii elektro-energetycznej bez zainstalowanych dławików kompensacji poprzecznej, a ładunek zgromadzony w pojemnościach linii sływa do ziemi praktycznie przez uzwojenia pierwotne przekładników napięciowych do niej podłączonych. Analiza przebiegów, jakie mogą wystąpić w stanie przejściowym w procesie rozładowywania linii, została przedstawiona w literaturze [173]. Wymaga ona jednak rozszerzenia o zagadnienia powiązane z samymi przekładnikami napięciowymi, wśród których najistotniejsze są te dotyczące potencjalnego narażenia energią rozpraszaną przez uzwojenie pierwotne, wpływu stopnia uproszczenia charakterystyki magnesowania oraz obciążenia przekładnika na charakter i wielkości charakterystyczne przebiegów.

Rozważania przeprowadzono na podstawie uproszczonego schematu zastępczego pokazanego na rys. 5.27 [173], uwzględniającego pominięcie rezytancji odwzorowującej straty mocy czynnej w rdzeniu i reaktancji rozproszenia uzwojeń przekładnika napięciowego. Najgroźniejszy dla oczekiwanego skutku elektromagnetycznego jest oczywiście przypadek, w którym, w chwili początkowej stanu przejściowego ($t = 0$), napięcie na pojemności C jest równe amplitudzie znamionowego napięcia pierwotnego przekładnika.

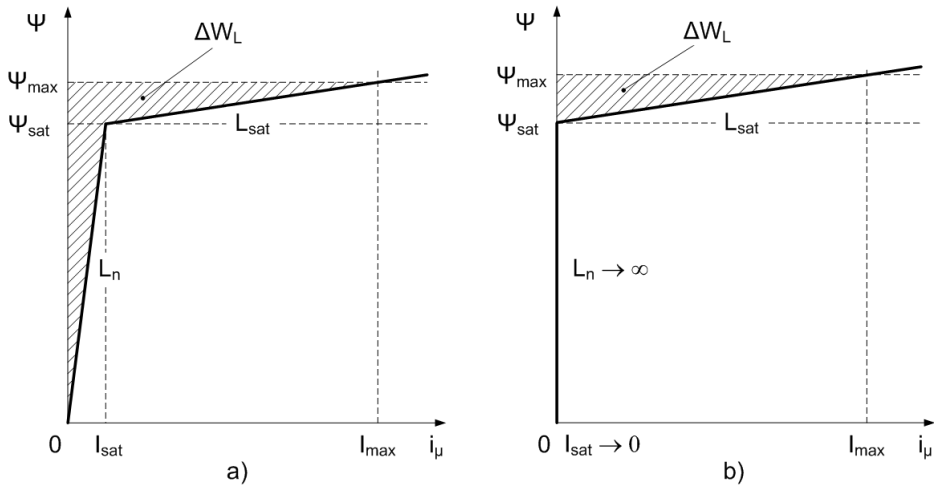


Rys. 5.27. Schemat układu przekładnika napięciowego z pojemnością systemu elektroenergetycznego
(wszystkie wielkości sprowadzono do strony pierwotnej)

W pierwszym kroku przyjęto założenie, że przekładnik jest słabo obciążony, co oznacza, że $R_b \gg R_s$ oraz $R_b \gg R_p$. W wyniku tego uproszczenia można przyjąć, że prąd pierwotny przekładnika jest praktycznie równy jego prądowi magnesującemu, tzn. że $i_p = i_\mu$. Dla $t \geq 0$ relacje między wielkościami występującymi na rys. 5.24 ujmuje układ równań (5.49).

$$\begin{cases} u_C = R_p i_p + \frac{d\Psi}{dt} \\ i_p = -C \frac{du_C}{dt} \\ u_C(0) = u_C(0^-) = U_{Cm} \end{cases}, \quad t \geq 0 \quad (5.51)$$

Analizę rozpatrywanego przypadku nietypowego stanu pracy przekładnika napięciowego oparto na dwuodcinkowej charakterystyce magnesowania. Jej przebieg dla niskiego stopnia nasycenia obwodu magnetycznego (rozd. 4.2) pokazano na rys. 5.28a. W toku badań symulacyjnych porównano otrzymane wyniki z przebiegami występującymi przy maksymalnie uproszczonej charakterystyce magnesowania ($I_s \rightarrow 0$) pokazanej na rys. 5.28b.



Rys. 5.28. Charakterystyka magnesowania rdzenia ferromagnetycznego przekładnika napięciowego: a) dla prądu nasycenia $I_{sat} \neq 0$, b) dla prądu nasycenia $I_{sat} \rightarrow 0$

Zasadnicze znaczenie z punktu widzenia oddziaływania omawianego zjawiska elektromagnetycznego na przekładnik napięciowy, przede wszystkim na jego właściwości metrologiczne [173] i wytrzymałość cieplną, mają przebiegi chwilowe napięcia na pojemności układu (równego w przybliżeniu napięciu pierwotnemu) i prądu pierwotnego. Istotne znaczenie ma również zazwyczaj względnie długi czas zanikania stanu przejściowego. Dla określenia maksymalnej wartości, zanikającego oscylacyjnie lub aperiodycznie po wyłączeniu napięcia prądu magnesującego, wykorzystano tzw. metodę energetyczną. Zmiana energii pola magnetycznego ΔW_L obwodu magnetycznego przekładnika

od chwili, w której $I_\mu = 0$, do osiągnięcia wartości maksymalnej prądu magnesyjnego I_{max} , jest w przypadku charakterystyki pokazanej na rys. 5.28a opisana zależnością

$$\Delta W_L = \frac{1}{2} L_n I_{sat}^2 + \frac{1}{2} L_{sat} (I_{max}^2 - I_{sat}^2) \quad (5.52)$$

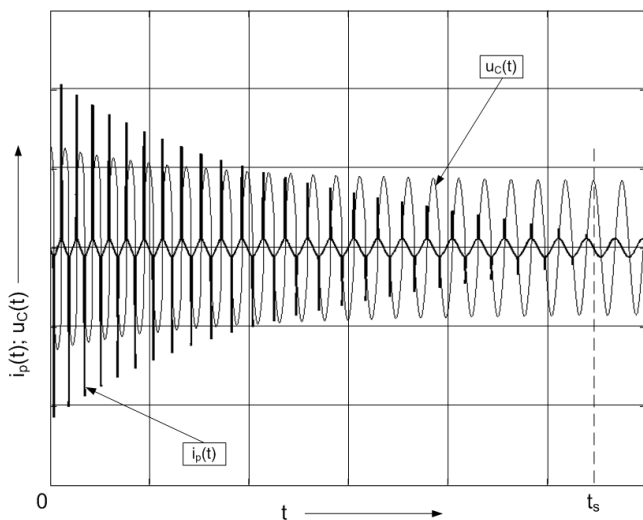
a dla charakterystyki o dążącej do zera wartości prądu nasycenia I_{sat} – wzór

$$\Delta W_{L0} = \frac{1}{2} L_{sat} I_{max}^2 \quad (5.53)$$

Oscylacyjne zanikanie napięcia i prądu ma miejsce, gdy spełniona jest przybliżona relacja [173]

$$R_p < 2 \sqrt{\frac{L_{sat}}{C}} \quad (5.54)$$

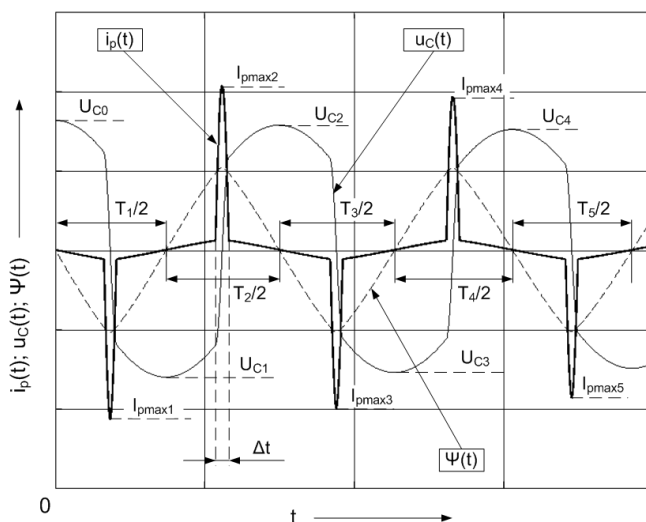
Przebiegi prądu pierwotnego $i_p(t)$ oraz napięcia na pojemności $u_c(t)$ mają w tym przypadku postać jak na rys. 5.29.



Rys. 5.29. Oscylacyjne przebiegi napięcia na pojemności i prądu pierwotnego podczas rozładowania pojemności przez przekładnik napięciowy indukcyjny (t_s – czas wyjścia rdzenia ferromagnetycznego ze stanu nasycenia)

Cechą charakterystyczną obserwowanych przebiegów oscylacyjnych jest ich ferrezonansowy charakter, który objawia się wpływem wartości początkowej napięcia $u_C(0)$ układu na oscylacyjny stan obwodu oraz zależnością okresu drgań tłumionych od czasu.

W celu ustalenia algorytmu właściwego dla obliczenia najważniejszych wielkości charakterystycznych prądu i napięcia, a także czasu trwania stanu przejściowego przyjęto szereg oznaczeń oznaczonych na przykładowych przebiegach dla początkowych chwil po odłączeniu sieci z przyłączonym do niej przekładnikiem napięciowym. Pokazano je na rys. 5.30.



Rys. 5.30. Przebiegi napięcia, prądu pierwotnego i strumienia skojarzonego z obwodem wtórnym podczas oscylacyjnego rozładowania pojemności przez przekładnik napięciowy indukcyjny – początkowa faza drgań zanikających

Od chwili $t = 0$, w której napięcie na pojemności osiąga wartość największą, równą amplitudzie napięcia znamionowego przekładnika, jego obwód magnetyczny pracuje na części charakterystyki odpowiadającej pracy przy stałej wartości indukcyjności równej L_n . Przebieg prądu do chwili osiągnięcia stanu nasycenia ma dla pierwszego półokresu drgań nietłumionych postać

$$i_{p1}(t) = \frac{U_{C0}}{\omega_n L_n} \sin \omega_n t \quad (5.55)$$

gdzie:

$$U_{C0} = u_C(0) \quad \text{oraz} \quad \omega_n = \frac{1}{\sqrt{L_n C}} \quad (5.56)$$

Czas t_1 , po upływie którego zostaje osiągnięty początek stanu nasycenia, czyli prąd przekładnika osiąga wartość I_{sat} , może być obliczony za pomocą zależności

$$t_1 = \frac{1}{\omega_n} \arcsin \frac{\omega_n L_n I_{sat}}{U_{C0}} = \frac{1}{\omega_n} \arcsin \frac{U_{sat}}{\sqrt{2} U_{pn}} \quad (5.57)$$

Warunkiem zachowania matematycznego sensu wyrażenia (5.55) jest spełnienie warunku nasycenia obwodu magnetycznego przekładnika, czyli relacji

$$U_{C0} > U_{sat} = \omega_n L_n I_{sat} = \sqrt{\frac{L_n}{C}} I_{sat} \quad (5.58)$$

Czas pozostawania przekładnika w stanie nasycenia wynosi

$$\Delta t = \pi \sqrt{L_{sat} C} \quad (5.59)$$

Wobec tego półokres pierwszego cyklu oscylacji tłumionych może być obliczony przy wykorzystaniu relacji

$$\frac{T_1}{2} = 2t_1 + \Delta t \quad (5.60)$$

Wartość maksymalną prądu pierwotnego w pierwszym cyklu oscylacji I_{pmax1} wyznaczamy na podstawie zależności energetycznej

$$\frac{1}{2} C U_{C0}^2 = \Delta W_L = \frac{1}{2} L_n I_{sat}^2 + \frac{1}{2} L_{sat} (I_{pmax1}^2 - I_{sat}^2) \quad (5.61)$$

Stąd, po przekształceniach, dostajemy wzór

$$I_{pmax1} = - \sqrt{\frac{C}{L_{sat}} U_{C0}^2 - \left(\frac{L_n}{L_{sat}} - 1 \right) I_{sat}^2} \quad (5.62)$$

którego sens liczbowy jest zapewniony dotrzymaniem warunku (5.58).

Drugi krok procedury obliczania półokresu w drugim cyklu oscylacji obejmuje:

1. **Wyznaczenie amplitudy** napięcia na kondensatorze po „przeładowaniu” energii pola magnetycznego przekładnika w energię pola elektrycznego pojemności doziemnej linii i uwzględnieniu energii rozproszonej. Korzystamy przy tym z następującej zależności energetycznej

$$\frac{1}{2} C U_{C1}^2 = \frac{1}{2} C U_{C0}^2 - R_p \frac{I_{pmax1}^2}{2} \Delta t \quad (5.63)$$

Stąd, po przekształceniach, otrzymujemy wyrażenie opisujące amplitudę napięcia U_{C1} .

$$U_{C1} = -\sqrt{U_{C0}^2 - \frac{R_p I_{pmax1}^2}{C} \Delta t} \quad (5.64)$$

gdzie: Δt oraz I_{pmax1} opisane są równaniami, odpowiednio (5.59) i (5.62).

2. **Wyznaczenie czasu t_2** do osiągnięcia nasycenia w drugim cyklu oscylacji – wzór (5.65) oraz półokresu w drugim cyklu drgań tłumionych. Należy przy tym zauważyć, że czas pozostawania przekładnika w stanie nasycenia Δt obliczony według wzoru (5.57) pozostaje niezmienny dla wszystkich cykli.

$$t_2 = \frac{1}{\omega_n} \arcsin \frac{U_s}{U_{C1}} \Rightarrow \frac{T_2}{2} = 2t_2 + \Delta t \quad (5.65)$$

3. **Obliczenie wartości maksymalnej prądu pierwotnego** w drugim cyklu oscylacji I_{pmax2} . Wyznaczamy ją na podstawie zależności energetycznej analogicznej do ujętej wzorem (5.61). Otrzymujemy przy tym związek podobny jak zależność (5.62), w której zamiast napięcia U_{C0} należy uwzględnić napięcie U_{C1} .

$$I_{pmax2} = \sqrt{\frac{C}{L_{sat}} U_{C1}^2 - \left(\frac{L_n}{L_s} - 1 \right) I_{sat}^2} \quad (5.66)$$

Zrealizowanie kolejnych kroków powyższego algorytmu według punktów 1÷3 jego drugiego etapu, umożliwi wyznaczenie wartości U_{ck} , $T_k/2$ oraz I_{pmaxk} , dla $k = 2, 3, 4, \dots$ w kolejnych krokach opracowanej procedury obliczeniowej.

5.3.2.2. Badania symulacyjne

Kolejne badania stanu przejściowego z wykorzystaniem symulacji komputerowej wykonano w celu uzupełnienia omówionej w rozdz. 5.3.2.1 metody analitycznej, której celem jest wyznaczenie amplitudy napięcia i prądu w poszczególnych cyklach przebiegów stanu przejściowego towarzyszącego rozładowaniu pojemności linii elektroenergetycznej przez przekładnik napięciowy. Są one przydatne także przy braniu pod uwagę wpływu różnych czynników na charakter i parametry otrzymanych przebiegów. Narzędziem zastosowanym do przeprowadzenia symulacji, podobnie jak w przypadku obniżenia wartości napięcia pierwotnego (rozdz. 5.3.1.1), jest pakiet numeryczny Matlab-Simulink. Model matematyczny zbudowano na podstawie schematu zastępczego pokazanego na rys. 5.27, przy uwzględnieniu nieliniowości obwodu magnetycznego. Uwzględniono w nim skończoną wartość rezystancji R_b obciążenia przekładnika. Relacje między wielkościami oznaczonymi na tym schemacie można dla $t > 0$ zestawić w postaci równań

$$u_C = R_p i_p + \frac{d\Psi}{dt}; \quad i_p = -C \frac{du_C}{dt}; \quad i_p = i_\mu + \frac{1}{R_o} \frac{d\Psi}{dt} \quad (5.67)$$

gdzie: $R_o = R_b + R_s$ (rys. 5.27).

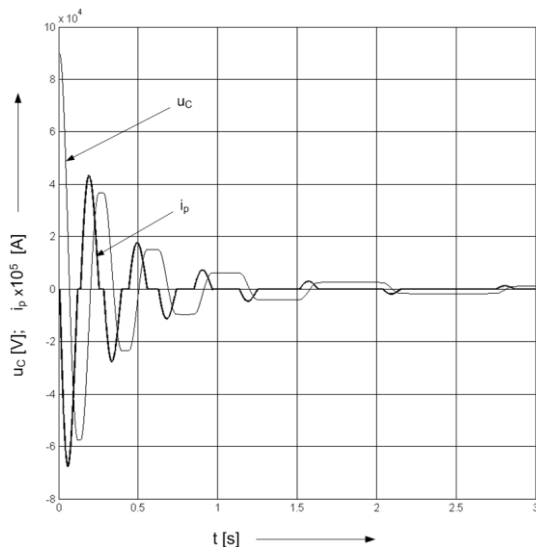
UWAGA: Wielkości napięcia prądów i strumienia zostały sprowadzone do strony pierwotnej z uwagi na pojemność C . Można bowiem przyjąć, że pojemność doziemna napowietrznej linii WN (110 kV) wynosi około 5 nF/km. W przypadku linii o długości 20 km pojemność doziemna jednej fazy linii wynosi 100 nF. Przeliczenie tej pojemności na stronę wtórną przekładnika napięciowego o przekładni znamionowej 110 kV/0,1 kV: $\sqrt{3}$ daje w wyniku ogromną wartość pojemności sprowadzonej wynoszącą ok. 120 mF. Wykorzystanie w tym przypadku do pełnego zakresu badań niskonapięciowego modelu równoważnego staje się więc praktycznie niemożliwe.

Na podstawie równań (5.67) można określić formułę (5.68) umożliwiającą zbudowanie modelu symulacyjnego, a na jego podstawie wyznaczenie przebiegu prądu magnesującego $i_\mu(t)$, a więc także przebiegów $u_C(t)$, $u_s(t)$ oraz $i_s(t)$.

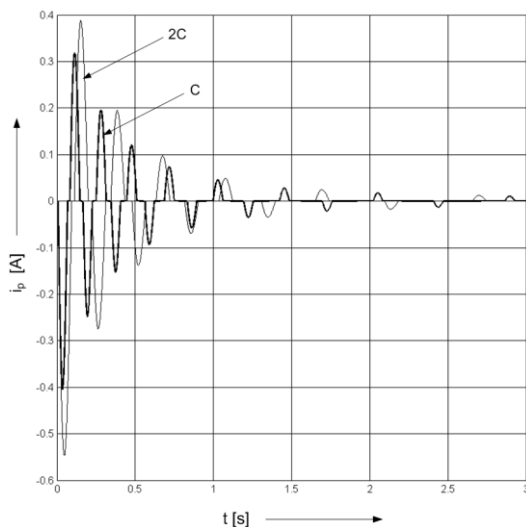
$$\frac{d\Psi}{dt} = \frac{R_o}{R_p + R_o} \left(-R_p i_\mu - \frac{1}{C} \int i_\mu dt \right) \quad (5.68)$$

W modelu zastosowano nieliniową charakterystykę $i_\mu = f(\Psi)$. Zrealizowane obliczenia numeryczne prowadzą do wyznaczenia przebiegu $i_\mu(t)$ a więc także

przebiegów: $i_p(t)$ oraz $u_C(t)$. Zależności czasowe tych wielkości dla rzeczywistego modelu przekładnika WN ($U_{pn} = 110/\sqrt{3}$ kV) pokazano na rysunkach 5.31 i 5.32.



Rys. 5.31. Przebiegi napięcia i prądu pierwotnego przekładnika WN otrzymane metodą symulacji komputerowej dla rzeczywistego przekładnika sieciowego WN



Rys. 5.32 Przebiegi prądu pierwotnego przekładnika WN otrzymane metodą symulacji komputerowej dla rzeczywistego przekładnika sieciowego WN dla dwóch różnych wartości pojemności C

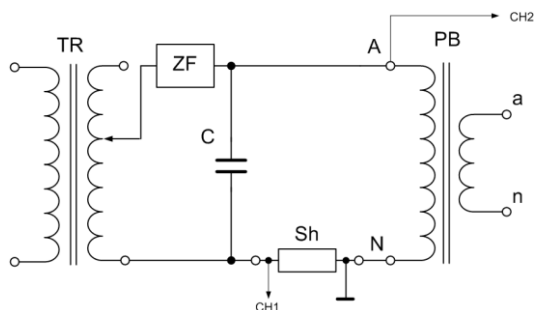
Wniosek do rozdz. 5.3.2

Wyniki przeprowadzonej analizy matematycznej i symulacji potwierdzają przedstawione w literaturze [173] wnioski dotyczące pogorszenia jakości transformacji napięcia spowodowanej nasycaniem obwodu magnetycznego. Ponadto, jak wynika z przebiegów pokazanych na rys. 5.32 dla przekładnika sieciowego WN, nie można pominąć wpływu stanu przejściowego tego rodzaju na nagrzewanie przekładnika. Uwzględniając bowiem ekstremalne wartości prądu pierwotnego przekładnika sięgające ponad 0,4 A i rezystancję uzwojenia pierwotnego równą 30,5 k Ω , wywołana kilkusekundowym przepływem prądu impulsowego o malejącej amplitudzie znaczna strata mocy może spowodować wzrost temperatury uzwojenia przekładnika. Ponowne załączenie napięcia może ten stan spotęgować.

5.3.3. Badania eksperymentalne

Badania laboratoryjne modeli fizycznych sieciowych przekładników napięciowych indukcyjnych w stanach przejściowych, nawet w sytuacji dobrze wyposażonej jednostki badawczej, stawiają przed wykonawcami prób tego rodzaju skomplikowane zadanie. Szczególne trudności rodzą próby w stanach przejściowym omówionym w rozdz. 5.3.1, bowiem wymuszenie w obwodzie WN napięcia o składowej nieokresowej zanikającej przy stałej czasowej T_p z nałożoną na nią składową przemienną wymaga zastosowania wysoko-specjalizowanych zestawów probierczych.

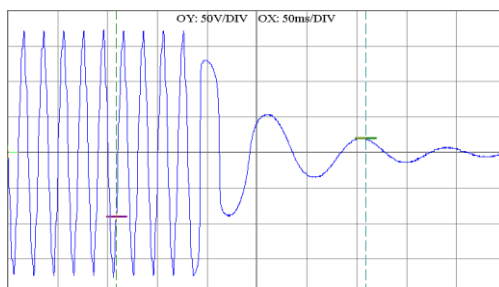
Także w przypadku badania zjawiska rozładowania pojemności elektrycznej (rozdz. 5.3.2) metodami eksperymentalnymi, szczególnie w odniesieniu do odwzorowania pojemności systemu elektroenergetycznego, występują problemy wynikające m.in. z konieczności zastosowania kondensatorów wysokiego napięcia o znacznej pojemności elektrycznej oraz specjalnych układów sterowania procesem pomiarowym. Wykonanie takich badań w obniżonej skali napięcia zaproponowano w niniejszej pracy. Wykorzystano do tego celu *niskonapięciowy model równoważny* nn(WN) odpowiadający rzeczywistej sieciowej konstrukcji przekładnika 110 kV (Załącznik A). Pojemności elektryczne niezbędne do pełnego odtworzenia rzeczywistych są znacznie większe od pojemności, jakie były w dyspozycji autora (5 \times 100 μ F/600 Vac). Wykonane pomiary mają zatem charakter jakościowy, a także umożliwiają porównanie z wynikami symulacji. Ich celem jest wskazanie i sprawdzenie możliwości przeprowadzania tego typu badań. Schemat układu pomiarowego w pierwszym jego rozwiązaniu pokazano na rys. 5.33.



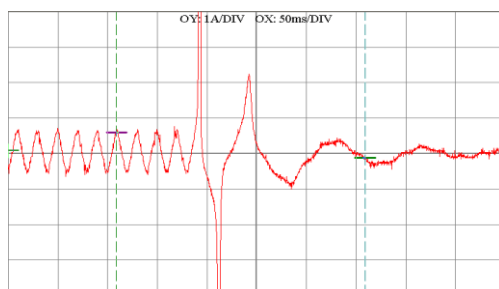
Rys. 5.33. Schemat układu pomiarowego do badania modelu nn(WN) przekładnika przy rozładowaniu kondensatora (I wersja)

Oznaczenia: TR – transformator regulacyjny 10 kVA (5 – minutowa moc dorywcza), 230/(0-240V); ZF – załącznik fazowy, Sh – bocznik 0,01Ω, C – kondensator; PB – przekładnik badany; CH1, CH2 – wyprowadzenia do kanałów wejściowych oscyloskopu

Otwarcie załącznika fazowego w chwili osiągnięcia amplitudy napięcia sinusoidalnego na kondensatorze powoduje, że proces jego rozładowania rozpoczyna się od ekstremalnej wartości napięcia. Przykładowe przebiegi pokazano na rysunkach 5.34 i 5.35.

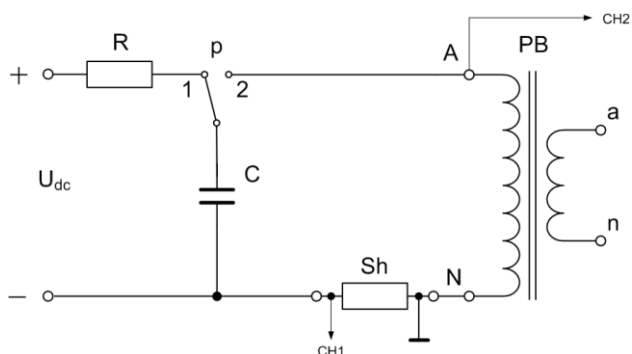


Rys. 5.34. Oscylogram napięcia pierwotnego przekładnika w stanie przejściowym rozładowania pojemności C w układzie na rys. 5.33



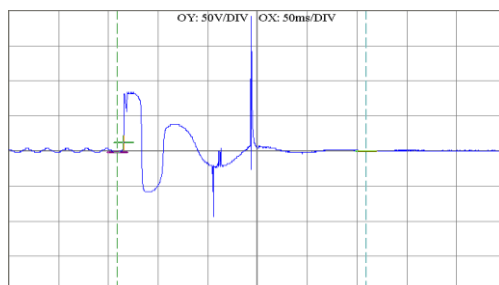
Rys. 5.35. Oscylogram prądu pierwotnego przekładnika w stanie przejściowym rozładowania pojemności C w układzie na rys. 5.33

W celu sprawdzenia innych możliwości, zestawiono układ pomiarowy w innej konfiguracji. Przedstawiono go na rys. 5.36. W tym przypadku, do naładowania kondensatora wykorzystane zostało źródło napięcia stałego w postaci trójfazowego układu prostowniczego. Po przestawieniu przełącznika p w pozycję „2” inicjowany jest proces rozładowania kondensatora przez badany przekładnik. Również w tym przypadku zarejestrowano przebiegi napięcia i prądu pierwotnego przekładnika potwierdzające oscylacyjny charakter zjawiska. Przykładowe oscylogramy pokazano na rysunkach 5.37 i 5.38.

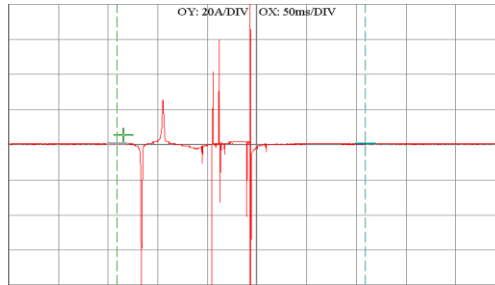


Rys. 5.36. Schemat układu pomiarowego do badania modelu nn(WN) przekładnika przy rozładowaniu kondensatora (II wersja)

Oznaczenia: U_{dc} – napięcie źródła prądu stałego (0-250V); p – przełącznik; Sh – bocznik ($0,01\Omega$), C – kondensator, PB – przekładnik badany, $CH1$, $CH2$ – wyprowadzenia do kanałów wejściowych oscyloskopu



Rys. 5.37. Oscylogram przebiegu napięcia pierwotnego przekładnika w stanie przejściowym rozładowania pojemności C w układzie na rys. 5.36



Rys. 5.38. Oscylogram przebiegu prądu pierwotnego przekładnika w stanie przejściowym rozładowania pojemności C w układzie na rys. 5.36

Przeprowadzone badania eksperymentalne z wykorzystaniem zaproponowanych przez autora metod, potwierdzając jakościowy charakter otrzymanych przebiegów, są punktem wyjścia do ilościowej oceny wyników pomiaru w odniesieniu do rzeczywistej konstrukcji przekładnika napięciowego WN. W przypadku niskonapięciowego modelu równoważnego ocena taka nie była możliwa ze względu na wymaganą wartość pojemności użytego do badań kondensatora, wynoszącą dla napięcia znamionowego modelu fizycznego równego $300/\sqrt{3} \text{ V}$ około $3700 \mu\text{F}$. Przedstawiona w pracy laboratoryjna metoda badania rozładowania pojemności przez przekładnik napięciowy wymaga określenia warunków jej stosowalności i udoskonalenia.

5.4. Narazenia elektryczne w przypadku niewłaściwego uziemienia strony wtórnej

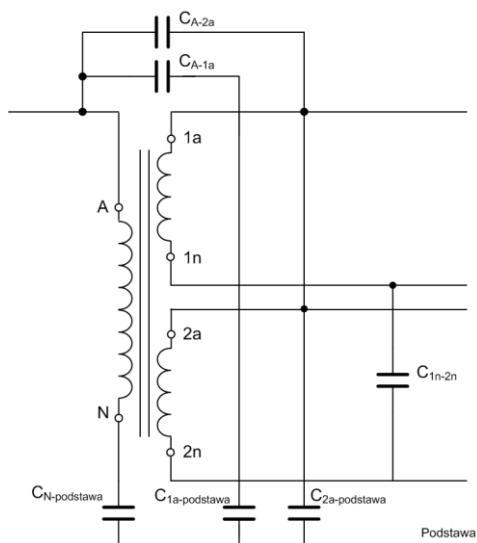
Rozważania niniejszej części pracy poświęcono występującemu niekiedy w praktyce eksploatacyjnej przypadkowi niewłaściwego pojmowania roli uziemienia uzwojeń wtórnych przekładników. Poddany analizie przypadek dotyczy izolowanych żywicą przekładników napięciowych SN z dwoma wtórnymi uzwojeniami pomiarowymi. Założono przy tym, że zainstalowane przekładniki mają po dwa uzwojenia wtórne każdy, które wraz z odpowiednimi uzwojeniami pozostałych faz są skojarzone w dwa układy gwiazdowe. Punkt neutralny jednego z połączeń (np. $1a-1n$) jest uziemiony, a drugiego ($2a-2n$) – nie. Ze względu na sprzężenia pojemnościowe, nawet w znamionowych warunkach roboczych może dochodzić do wzrostu napięcia między obydwoma uzwojeniami każdego z przekładników.

Dla sprawdzenia, w jakim stopniu brak uziemienia obwodu jednego z uzwojeń pomiarowych niekorzystnie oddziałuje na naprężenia elektryczne w układzie izolacyjnym przekładnika, szczególnie między jego uzwojeniami wtórnymi, przeprowadzono komputerową symulację tego stanu pracy. Rozpatrzono przypadek jedno- i trójfazowego włączenia sieciowego przekładnika napięciowego SN.

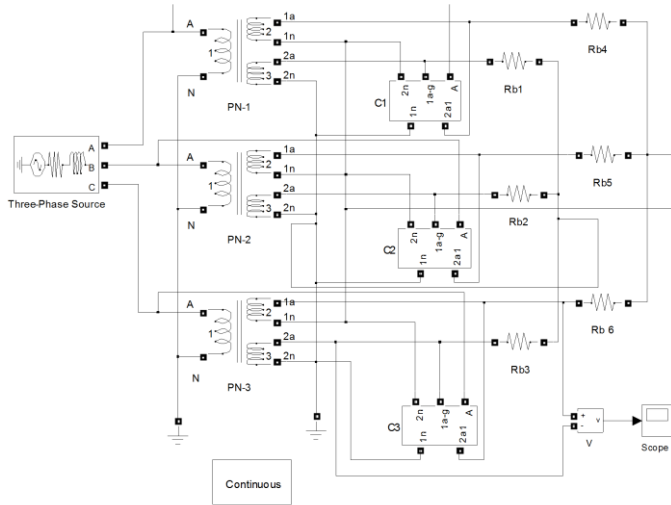
Niezbędne do budowy modelu symulacyjnego pojemności, wynikające ze sprzężeń elektrycznych między elementami przekładnika SN, pokazano na rys. 5.39.

Badania symulacyjne przeprowadzono z wykorzystaniem aplikacji SimPowerSystems pakietu numerycznego Matlab-Simulink. Schemat blokowy bardziej złożonego, odpowiadającego rzeczywistemu układowi z trzema przekładnikami napięciowymi jednofazowymi SN, z pełną izolacją jednego zacisku pierwotnego, pokazano na rys. 5.40.

Zarówno w odniesieniu do jednego przekładnika w układzie jednofazowym, jak i trzech przekładników w układzie trójfazowym rozpatrzono przypadek, w którym obydwa uzwojenia wtórne przekładników są obciążone mocą znamionową, przy czym tylko w jednym z uzwojeń zacisk „n” uziemiono.



Rys. 5.39. Schemat układu przekładnika napięciowego SN z dwoma pomiarowymi uzwojeniami wtórnymi i zaznaczonymi pojemnościami sprzężeń



Rys. 5.40. Schemat trójfazowego układu z przekładnikami napięciowymi z uwzględnieniem sprzężeń pojemnościowych (aplikacja SimPowerSystems pakietu Matlab-Simulink)

Wyznaczona dla napięcia znamionowego pierwotnego równego $15,75/\sqrt{3}$ kV wartość skuteczna U_{1a-2a} napięcia między uziemionym a nieziemionym uzwojeniem wtórnym wynosi:

- w przypadku pojedynczego przekładnika jednofazowego – 1300 V,
- w przypadku przekładnika jednofazowego w zestawie trzech przekładników jednofazowych – 500 V.

Wytrzymałość izolacji między uzwojeniami wtórnymi przekładnika napięciowego – zgodnie z przepisami normy [183] w tym zakresie – jest sprawdzana w badaniu wyrobu przy napięciu probierczym o częstotliwości sieciowej i wartości skutecznej 3 kV w czasie 60 s. Otrzymane wartości napięcia są wprawdzie niższe od napięcia probierczego, jednak istotne znaczenie ma nieprzerwany czas jego oddziaływania, a także wpływ innych czynników, które nie występują podczas próby wyrobu. Do takich czynników zaliczyć trzeba stosunkowo wysoką temperaturę panującą wewnątrz niektórych rozdzielnic SN. Znane są przypadki, gdy pomierzona bezstykowo metodą pirometryczną temperatura na powierzchni ścianki celki z zainstalowanymi sieciowymi przekładnikami napięciowymi SN jest równa ok. 50°C.

Biorąc pod uwagę sformułowaną wyżej uwagę jako jedną z przyczyn uszkodzeń przekładników SN, należy rozpatrywać właśnie ten z pozoru nieistotny, ale potencjalnie groźny dla zainstalowanych przekładników błąd w układzie połączeń uzwojeń wtórnych.

5.5. Narazenia cieplne w nietypowych stanach pracy

Najczęstszą przyczyną awarii przekładników napięciowych indukcyjnych SN i WN jest nadmierny wzrost temperatury ich uzwojeń. Może on być wywołany eksploatacyjnymi warunkami pracy znacząco odbiegającymi od znamionowych. Wtórny skutkiem efektu cieplnego stają się przebicia elektryczne układu izolacyjnego spowodowane np. uszkodzeniem izolacji przewodów nawojowych, pęknięciem izolacji żywicznej w przekładnikach SN lub izolatora w przekładnikach WN. Potencjalne zagrożenie cieplne dla przekładnika stwarzają przede wszystkim te stany pracy, których wynikiem jest wzrost straty mocy czynnej w cewce (cewkach) uzwojenia pierwotnego. Uzwojenie pierwotne jest bowiem wykonane drutem nawojowym o niewielkiej średnicy (np. DNE $\Phi 0,15$) i składa się ze znacznej liczby zwojów. Wobec tego jego rezystancja w wielu przypadkach może osiągać kilkadziesiąt kiloomów, co oznacza, że prąd rzędu (200-300) mA wywołuje stratę mocy czynnej o wartości kilku kilowatów.

Wobec powyższego, ważnym zagadnieniem jest wyznaczenie także na drodze rozważań teoretycznych maksymalnych miejscowych przyrostów temperatury elementów strukturalnych przekładnika. Ma to zasadnicze znaczenie zarówno przy opracowywaniu nowych rozwiązań konstrukcyjnych, jak i badaniu właściwości cieplnych sieciowych przekładników napięciowych SN i WN już zainstalowanych. Ważnym czynnikiem jest przy tym zastosowanie odpowiednich metod modelowania matematycznego. Zależnie od stopnia skomplikowania układu konstrukcyjnego i wymaganej dokładności wyznaczenia przyrostów temperatury można zastosować albo metodę cieplnego schematu zastępczego, albo odpowiedni do wyznaczania rozkładu temperatury w stanie cieplnie ustalonym lub przejściowym pakiet oprogramowania. Doświadczenia autora zdobyte przy badaniu właściwości cieplnych przekładników prądowych [81, 137] oraz napięciowych SN izolowanych żywicą [87, 88] umożliwiły opracowanie wybranych zagadnień cieplnych objętych zakresem niniejszej pracy.

Badania symulacyjne i laboratoryjne dotyczące nagrzewania przekładników napięciowych przeprowadzono wyłącznie w odniesieniu do konstrukcji sieciowych SN. Wykorzystanie do badań rzeczywistych modeli sieciowych przekładników WN przekracza możliwości techniczne i finansowe podjęcia takich badań przez jednostkę uczelni wyższej.

5.5.1. Stany pracy sprzyjające nadmiernym przyrostom temperatury

Rozpoznanie nietypowych warunków eksploatacyjnych i właściwa ocena stopnia zagrożenia cieplnego spowodowanego tymi warunkami dają podstawę opracowania konstrukcji zdolnych do wytrzymywania anomalnych stanów pracy. Poniżej przedstawiono omówienie najważniejszych – obok omówionych w rozdz. 6 oscylacji ferreazonansowych – warunków pracy sprzyjających nie-

korzystnemu efektowi cieplnemu w przekładnikach napięciowych. Należą do nich: przepięcia ustalone i stany przejściowe przy rozładowywaniu pojemności systemu elektroenergetycznego przez przekładnik, obciążenie mocą graniczną i zwarcie w obwodzie wtórnym.

5.5.1.1. Przepięcia ustalone i stany przejściowe

Jak wynika z analizy przeprowadzonej w rozdz. 5.2, w przypadku pracy przekładnika w stanie ustalonym przy napięciu pierwotnym przekraczającym napięcie znamionowe, prąd pierwotny jest silnie odkształcony wyższymi harmonicznymi prądu pierwotnego. Jego wartość skuteczna może osiągnąć poziom, przy którym strata mocy czynnej w uzwojeniu pierwotnym wywołuje znaczący, niekiedy nadmierny przyrost temperatury przekładnika.

Potencjalne zagrożenie cieplne przekładników napięciowych towarzyszy także stanom przejściowym wywołanym rozładowaniem pojemności systemu elektroenergetycznego lub udanym cyklem SPZ [171].

W pierwszym przypadku, przy oscylacyjnym zanikaniu prądu rozładowania – ze względu na znaczne wartości szczytowe prądu, szczególnie w kilku pierwszych cyklach przebiegu prądu – może dojść do wzrostu temperatury uzwojenia pierwotnego. Dla sprawdzenia, czy nie występuje dla przekładnika zagrożenie cieplne tym zjawiskiem, wzięto pod uwagę, że maksymalna energia W_{Cmax} pola elektrycznego pojemności jednej fazy w chwili wyłączania linii wynosi kilkaset dżuli, a czas trwania stanu przejściowego – jak wynika z rysunków 5.31 i 5.32 – (1÷2) s. Można przyjąć, że z uwagi na adiabatyczny w tym czasie przebieg procesu nagrzewania, cała energia zostaje zamieniona w energię cieplną praktycznie tylko w uzwojeniu pierwotnym. Wobec tego przyrost temperatury uzwojenia pierwotnego wykonanego drutem nawojowym miedzianym ($c = 380 \text{ J/kg}\cdot\text{K}$) o masie m_p , wyznaczony wzorem

$$\Delta\vartheta = \frac{W_{Cmax}}{m_p c} \quad (5.69)$$

osiąga nieznaczną wartość, mimo że w początkowej fazie przebiegu moc „w impulsie” może mieć wartość kilku kilowatów.

Drugi z rozpatrywanych przypadków cieplnego oddziaływania stanu przejściowego dotyczy cyklu SPZ, w którym w wyniku zwarcia przemijającego następuje wyłączenie linii, a po czasie przerwy bezprądowej – ponowne jej załączenie [171, 173]. Zależnie od stanu magnetycznego rdzenia przekładnika pod koniec przerwy bezprądowej, a dokładniej – od strumienia szczytkowego Ψ_r , prąd załączenia przekładnika, którego przebieg ma charakter typowego prądu załączania transformatora, może osiągnąć znaczne wartości. Także praca przekładnika napięciowego indukcyjnego w tych okolicznościach wymaga oszacowania skutku cieplnego.

5.5.1.2. Obciążenie przekładnika mocą graniczną

Przekładniki napięciowe indukcyjne transferują do obciążenia w typowych warunkach eksploatacyjnych moc nieprzekraczającą 100 VA. Konieczność spełnienia określonych wymagań dotyczących charakterystyki metrologicznej powoduje jednak, że obwody magnetyczne i uzwojenia, szczególnie do zabezpieczeń, są „przewymiarowane” pod względem cieplnym. Stąd wynika potencjalna możliwość przenoszenia mocy znacznie większej od znamionowej. Tę moc, przy której przekładnik może pracować w sposób ciągły, bez osiągnięcia niedopuszczalnych przyrostów temperatury, nazywamy *cieplną mocą graniczną*. Jeżeli przekładnik ma kilka uzwojeń wtórnych, jest ona podawana dla każdego z nich oddzielnie, przy czym niedopuszczalne jest jednoczesne obciążanie mocą graniczną więcej niż jednego z uzwojeń.

5.5.1.3. Zwarcie w obwodzie wtórnym

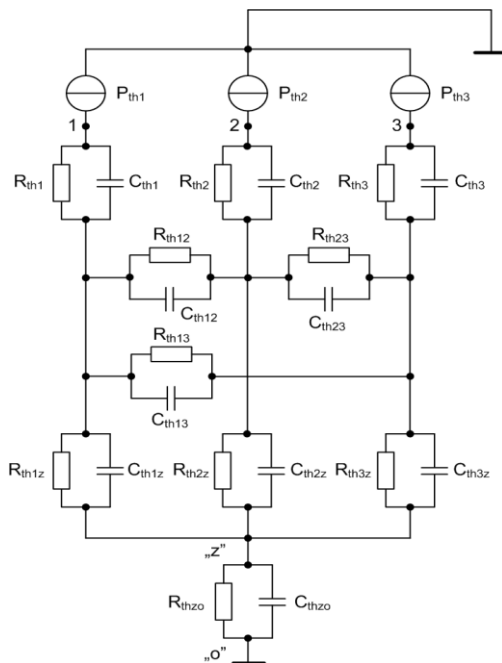
Jedną z prób w ramach badań typu przewidzianych przepisami normy [183] jest próba odporności na zwarcie w obwodzie wtórnym. Przewidziano w niej doprowadzenie w czasie jednej sekundy do zacisków uzwojenia pierwotnego, przy zwartych zaciskach wtórnych, napięcia o wartości skutecznej nie mniejszej od napięcia znamionowego. Na podstawie danych uzyskanych od producenta, pomierzona wartość skuteczna prądu w zwartym uzwojeniu wtórnym przekładnika napięciowego 110 kV przy zasilaniu jego strony pierwotnej napięciem znamionowym wynosi ok. 2 kA.

Dla przekładników indukcyjnych dopuszcza się wykonanie tej próby, przy zamienionych rolach stron, tzn. poprzez podanie napięcia od strony wtórnej i zwarcie zacisków pierwotnych. Uwaga ta ma istotne znaczenie dla badań, których celem jest pomiar przyrostów temperatury uzwojeń przy jednoczesnym zwiększeniu bezpieczeństwa personelu.

5.5.2. Badania symulacyjne

Symulacyjne odtworzenie procesu nagrzewania przekładników napięciowych SN i WN powinno prowadzić do ustalenia, w jakim stopniu nietypowe stany pracy wpływają na zagrożenie cieplne konstrukcji oraz w jaki sposób można tym negatywnym skutkom zapobiegać (rozd. 7). Wprowadzenie uproszczonych metod sprawdzania pozwala zastosować przybliżone procedury obliczeniowe lub przeprowadzić symulację na podstawie uproszczonych modeli matematycznych. Wobec tego postawiony w omawianym zakresie cel można osiągnąć bez wspomaganie wyspecjalizowanymi narzędziami symulacji komputerowej. Jako podstawową metodę można uznać klasyczną metodę cieplnego schematu zastępczego, którego układ dla przekładnika napięciowego pokazano

na rys. 5.41. W schemacie uwzględniono zasadnicze elementy konstrukcji przekładnika: uzwojenie pierwotne (1), uzwojenie wtórne (2), rdzeń ferromagnetyczny (3), żywicę (z) i metalową podstawę wraz z otoczeniem (o).



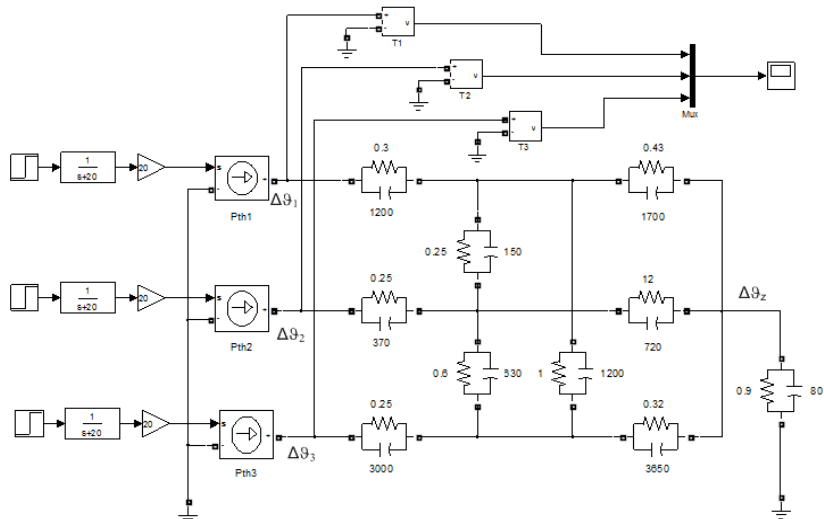
Rys. 5.41. Ciepły schemat zastępczy przekładnika SN izolowanego żywicą (P_{thi} – moc cieplna i -tego elementu; R_{thi} , C_{thi} – opór i pojemność cieplna własna i -tego elementu przekładnika; R_{thij} , C_{thij} – opór i pojemność cieplna wzajemna i -tego oraz j -tego elementu przekładnika; R_{thio} , C_{thio} – opór i pojemność cieplna między i -tym elementem a powierzchnią zewnętrzną izolacji żywicznej; $i = 1, 2, 3$; 1 – uzwojenie pierwotne; 2 – uzwojenie wtórne; 3 – rdzeń ferromagnetyczny)

Dla rzeczywistej, sieciowej konstrukcji przekładnika napięciowego SN izolowanego żywicą wyznaczono parametry jego cieplnego schematu zastępczego. Opory cieplne zostały wyznaczone metodą obliczeniową przy uwzględnieniu wszystkich trzech zjawisk wymiany ciepła: przez przewodzenie, konwekcję i promieniowanie, a pojemności cieplne na podstawie wzoru

$$C_{th} = m c \quad (5.70)$$

gdzie: m – masa elementu przekładnika (odpowiedniej jego części np. żywicy, rdzenia, uzwojenia), c [J/(kg·K)] – ciepło właściwe materiału tego elementu.

Schemat modelu symulacyjnego z zaznaczonymi wartościami parametrów, odpowiadających rzeczywistej konstrukcji przekładnika napięciowego SN ($10/\sqrt{3}/0,1/\sqrt{3}$ kV), pokazano na rys. 5.42.



Rys. 5.42. Model symulacyjny przekładnika SN izolowanego żywicą (Opory cieplne wyrażone w K/W, a pojemności cieplne w J/K)

Na podstawie przedstawionego schematu modelu przeprowadzono symulację komputerową przy zastosowaniu aplikacji SimPowerSystems programu Matlab-Simulink. Obliczenia numeryczne wykonano dla przypadku pracy ciągłej do osiągnięcia cieplnego stanu ustalonego (obciążenie przekładnika *mocą graniczną*) oraz pracy krótkotrwałej (1-sekundowej) odpowiadającej przeciążeniu uzwojeń wydzielaną w nich mocą cieplną. Przyjęte do przykładowej symulacji wartości mocy cieplnych uzwojenia pierwotnego, wtórnego i rdzenia dla obydwu rozpatrywanych stanów pracy zestawiono w tabeli 5.11.

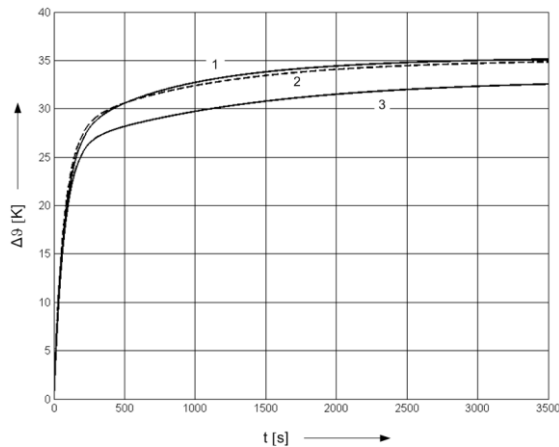
Tabela 5.11. Moce źródeł ciepła w modelu symulacyjnym dla pracy długokrótkotrwałej

Nagrzewanie 1-godzinne			Nagrzewanie 1-sekundowe		
P_{th1} [W]	P_{th2} [W]	P_{th3} [W]	P_{th1} [W]	P_{th2} [W]	P_{th3} [W]
10	13,5	5,4	2600	3200	0

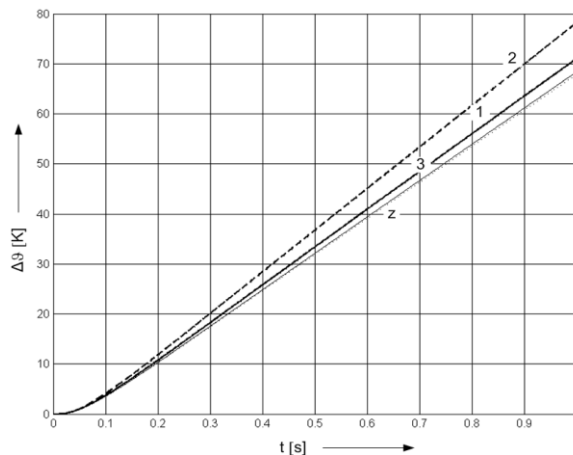
Wyniki symulacji komputerowej zostały zweryfikowane praktycznie poprzez porównanie otrzymanych za jej pomocą wyników z przyrostami tempe-

ratury przekładnika w stanie cieplnie ustalonym, wyznaczonymi dla uzwojenia pierwotnego i wtórnego metodą pomiaru przyrostu rezystancji. Można uznać, iż uzyskana dla przyrostów temperatury uzwojeń maksymalna 10-procentowa rozbieżność wyników obu metod jest dla celów dalszych rozważań zadowalająca.

Przebiegi przyrostów temperatury dla obydwu przypadków pracy przekładnika z punktu widzenia cieplnego stanu przekładnika napięciowego pokazano na rys. 5.43 i rys. 5.44.



Rys. 5.43. Przebiegi przyrostów temperatury $\Delta\theta$ dla pracy ciągłej (1 – uzwojenie pierwotne, 2 – uzwojenie wtórne, 3 – rdzeń)



Rys. 5.44. Przebiegi przyrostów temperatury $\Delta\theta$ dla pracy krótkotrwałej (1,2,3 – jak na rys. 5.43; z – powierzchnia zewnętrzna izolacji żywiczej)

5.5.3. Wnioski i uwagi

Na podstawie przeprowadzonych rozważań można stwierdzić, że:

- Zastępczy schemat cieplny przekładnika napięciowego izolowanego żywicą może zostać wykorzystany wyłącznie do orientacyjnego wyznaczenia przyrostów temperatury przekładników napięciowych w cieplnym stanie ustalonym i przejściowym. Jego zbudowanie jest czasochłonne, wymaga bowiem wyznaczenia oporów cieplnych wynikających ze zjawisk przewodnictwa, konwekcji i promieniowania przy uwzględnieniu złożonych kształtów geometrycznych oraz pojemności cieplnych przekładnika. Najbardziej istotnymi parametrami dla wyników badania 1-sekundowego cieplnego stanu przejściowego są: opór cieplny R_{thzo} oraz pojemność cieplna C_{thzo} . Ich wartości otrzymane metodą analityczną zostały skorygowane przy wykorzystaniu wyników pomiaru w stanie cieplnie ustalonym (*następna uwaga*).
- Weryfikacja wyników symulacji procesów cieplnych z wykorzystaniem cieplnego schematu zastępczego wymaga ich porównania z wynikami uzyskanymi np. dla stanu cieplnie ustalonego. Taki sposób postępowania został przyjęty przez autora na podstawie danych uzyskanych od producenta dla wszystkich typów przekładników napięciowych izolowanych żywicą. Dane te obejmowały wyniki pomiaru ustalonego przyrostu temperatury uzwojeń przy obciążeniu mocą znamionową i mocą graniczną.
- Obliczenia symulacyjne przeprowadzone metodą schematu zastępczego są najbardziej przydatne do analizy cieplnego stanu przejściowego. Wyniki uzyskane tą drogą mogą być wykorzystane przy doborze topikowych wkładek bezpiecznikowych (rozdz. 7). Pozwalają one zrezygnować z kosztownego, o ile w ogóle możliwego do wykonania w warunkach laboratoryjnych, właściwego sprawdzenia modeli fizycznych przekładników różnych typów.

6. OSCYLACJE FERROREZONANSOWE W SIECIACH SN I WN Z PRZEKŁADNIKAMI NAPIĘCIOWYMI

Zjawisko ferreozonansu, właściwe układom zawierającym pojemności i nieliniowe indukcyjności, może występować także w układach z sieciowymi przekładnikami napięciowymi. W odniesieniu do przekładników pojemnościowych stan taki jest „naturalny”, bowiem w tym przypadku występują obydwa nieodzowne do wzbudzenia oscylacji ferreozonansowych elementy. Obok dzielnika pojemnościowego znajduje się także część indukcyjna z nieliniowym obwodem magnetycznym. W przypadku przekładników indukcyjnych (bez dzielnika pojemnościowego) okazuje się, że po uwzględnieniu wpływu pojemności systemu otrzymuje się także układy o konfiguracjach sprzyjających powstawaniu oscylacji ferreozonansowych. Szczególne znaczenie ma przy tym fakt, iż obecnie, w wyniku rozwoju technologii wytwarzania materiałów magnetycznych, rdzenie przekładników mogą być wykonywane z materiałów o znacznej przenikalności magnetycznej i względnie małej stratności. Okoliczności te sprzyjają wprawdzie możliwości konstruowania – zgodnie z rosnącymi wymaganiami eksploatatorów – przekładników o wyższych klasach dokładności (0,2 lub nawet 0,1), są jednak niekorzystne z punktu widzenia wzbudzenia, czy tłumienia już występujących oscylacji ferreozonansowych.

Oscylacjom ferreozonansowym w sieciach elektroenergetycznych poświęcono w dorobku piśmienniczym wiele uwagi, czego wyrazem są liczne pozycje zamieszczone w wykazie literatury i przywołane w rozdziale 2. W centrum zainteresowania autorów publikacji są, przekładniki napięciowe indukcyjne przedstawiane przede wszystkim jako źródło drgań ferreozonansowych, będąc jednocześnie ofiarą tych drgań. Taka ocena jest poprawna w odniesieniu do przekładników WN wchodzących w oddziaływanie elektryczne z pojemnościami sterującymi wyłączników. Jednak w przypadku przekładników instalowanych w sieciach SN, głównymi elementami systemu uczestniczącymi w wymianie energetycznej niezbędnej do wywołania oscylacji ferreozonansowych są transformatory mocy, a nie przekładniki. Wniosek ten oparto na badaniu uszkodzeń przekładników w sieciach SN przeprowadzonych przez autora w Polsce i za granicą.

Przedstawione w niniejszej części pracy rozważania obejmują również aspekt energetyczny, istotny z punktu widzenia oceny wpływu indukcyjnych przekładników napięciowych na wywoływanie oscylacji ferreozonansowych. Wybrane badania symulacyjne różnych przypadków ferreozonansu w układach z przekładnikami napięciowymi zweryfikowano wykonując pomiary laboratoryjne układów z niskonapięciowymi modelami równoważnymi przekładników napięciowych.

6.1. Podstawy teoretyczne

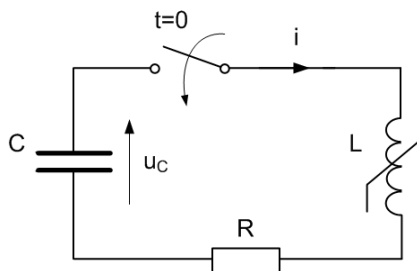
Zagadnieniu analitycznego rozwiązania problematyki oscylacji ferre-
zonansowych poświęcono w literaturze wiele miejsca. Obejmuje ona liczne
pozycje publikowane od połowy XX wieku do chwili obecnej. Złożoność
zjawisk związanych z drganiami ferrezonansowymi, zwłaszcza w odniesieniu
do przekładników napięciowych, wymaga ich usystematyzowania, zarówno
w aspekcie czynników sprzyjających ich wzbudzeniu, jak i wymiany ener-
getycznej im towarzyszącej.

Rozważania teoretyczne dotyczące pracy przekładników w układach
potencjalnie zagrożonych oscylacjami ferrezonansowymi ujęto w dwóch
grupach zagadnień, omówionych kolejno w dalszej części rozdziału. Obejmują
one rozważania poświęcone swobodnym oraz wymuszonym oscylacjom ferro-
rezonansowym występującym w elementarnym, szeregowym układzie zawie-
rającym elementy R , C i L z nieliniowym obwodem magnetycznym.

Taki sposób podejścia stwarza dogodne warunki wyjściowe do analizy
układów, w których odwzorowano typowe przypadki wzbudzania drgań
w obwodach z przekładnikami napięciowymi.

6.1.1. Swobodne oscylacje ferrezonansowe

Zagadnienie swobodnych oscylacji ferrezonansowych [37, 42, 55, 109,
110, 160] w układzie wykazującym potencjalną podatność na tego typu
przebiegi rozpatrzono na podstawie układu rozładowania pojemności w obwo-
dzie z cewką o nieliniowym obwodzie magnetycznym (rys. 6.1). Przebieg
przyjętej do rozważań charakterystyki magnesowania pokazano na rys. 4.7
i rys. 5.28a. Naładowany do napięcia U_o kondensator o pojemności C jest od
chwili $t = 0$ rozładowywany w obwodzie szeregowym o rezystancji R , zawie-
rającym cewkę indukcyjną L o nieliniowym obwodzie magnetycznym, którego
charakterystykę magnesowania pokazano na rys. 6.1.



Rys. 6.1. Schemat podstawowego, szeregowego obwodu ferrezonansowego

Do chwili osiągnięcia progu nasycenia obwodu magnetycznego cewki (punkt (I_{sat}, Ψ_{sat}) charakterystyki magnesowania), przy dopuszczalnym w przypadku przekładników napięciowych WN założeniu, że stała tłumienia obwodu $\alpha = R/(2L_n)$ jest nieznaczną, czyli dużo mniejszą od pulsacji drgań swobodnych $\omega_0 = 1/(L_n C)^{0,5}$, przebieg prądu $i(t)$ dla $t \geq 0$ ma charakter oscylacyjny, a jego przebieg o częstotliwości f_0 dany jest w przybliżeniu równaniem

$$i(t) = \sqrt{\frac{C}{L_n}} U_0 \sin(2\pi f_0 t) \quad (6.1)$$

przy czym

$$U_0 = u_c(0^-) \quad \text{oraz} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_n C}}$$

Warunkiem wejścia obwodu magnetycznego w zakres nasycenia charakterystyki magnesowania cewki jest spełnienie relacji

$$\frac{1}{2} C U_0^2 > \frac{1}{2} L_n I_{sat}^2 \quad (6.2)$$

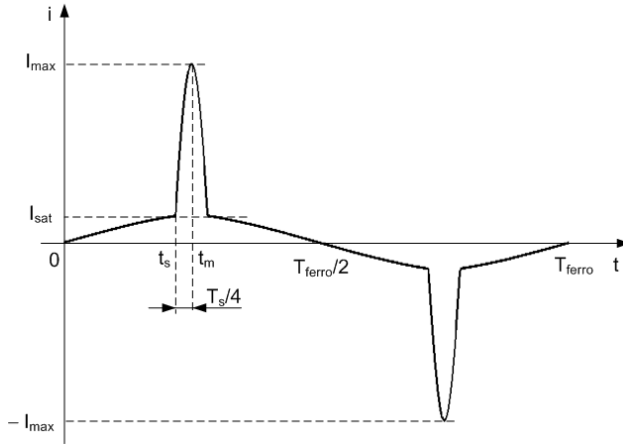
Wyznaczony na podstawie równania (6.1) czas, po którym prąd osiąga wartość równą prądowi nasycenia I_{sat} wynosi

$$t_s = \sqrt{L_n C} \arcsin\left(\frac{I_{sat}}{U_0} \sqrt{\frac{L_n}{C}}\right) \quad (6.3)$$

Wartość maksymalna prądu w stanie nasycanego obwodu magnetycznego cewki, czyli przy spełnieniu warunku (6.2) może zostać wyznaczona na podstawie wzoru (patrz rozdz. 5.3.2)

$$I_{max} = \sqrt{\frac{C}{L_{sat}} U_0^2 - \left(\frac{L_n}{L_{sat}} - 1\right) I_{sat}^2} \quad (6.4)$$

Przebieg prądu w omawianych warunkach pracy obwodu magnetycznego, z zaznaczonymi wielkościami charakterystycznymi, pokazano na rys. 6.2.



Rys. 6.2. Przebieg prądu w obwodzie jak na rys. 6.1 przy nasycanym obwodzie magnetycznym ($R \rightarrow 0$)

Czas pozostawania w stanie nasycenia odpowiada połowie okresu T_s przebiegu oscylacyjnego prądu dla przypadku, w którym obwód magnetyczny elementu indukcyjnego pozostawałby w stanie nasycenia, czyli jego indukcyjność byłaby równa L_{sat} . Wobec tego czas t_m do osiągnięcia maksymalnej wartości prądu (rys. 6.2) może być wyznaczony za pomocą wzoru

$$t_m \cong t_s + \frac{1}{4}T_s = t_s + \frac{\pi}{2}\sqrt{L_{sat}C} \quad (6.5)$$

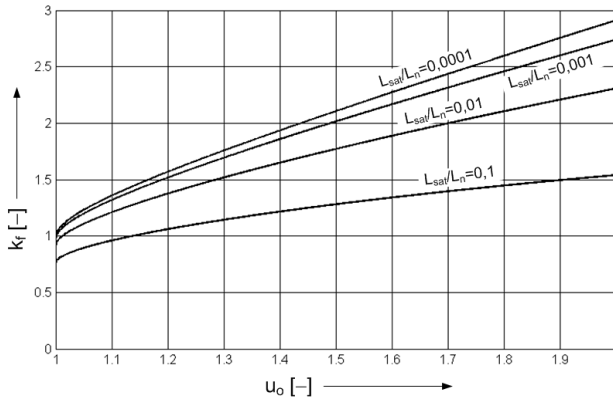
Wykorzystując znajomość czasu t_m przy uwzględnieniu związku (6.3), można wyznaczyć częstotliwość f_{ferro} przebiegu chwilowego prądu w warunkach oscylacji ferrezonansowych

$$f_{ferro} = \frac{1}{4t_m} = \frac{f_o}{\frac{2}{\pi} \arcsin\left(\frac{1}{u_o}\right) + \sqrt{\frac{L_{sat}}{L_n}}} = k_f f_o; \quad u_o > 1 \quad (6.6)$$

gdzie: k_f – współczynnik zmiany częstotliwości oscylacji ferrezonansowych; u_o – względna wartość napięcia początkowego określona wzorem $u_o = U_o/U_{sat}$, przy czym napięcie U_{sat} odpowiada punktowi załamania charakterystyki magnesowania (przejścia do stanu nasycenia), czyli amplitudzie prądu opisanego równaniem (6.1) dla $U_o = U_{sat}$. Zatem słuszna jest następująca relacja

$$U_{\text{sat}} = I_{\text{sat}} \sqrt{\frac{L_n}{C}} \quad (6.7)$$

Rodzinę krzywych współczynnika zmiany częstotliwości $k_f = F(u_o)$ dla różnych wartości parametru $L_{\text{sat}}/L_n = \text{const}$ pokazano na rys. 6.3.



Rys. 6.3. Współczynnik zmiany częstotliwości $k_f = f_{\text{ferro}}/f_o$ (wzór (6.6)) w funkcji wartości względnej napięcia początkowego u_o

Uwzględnienie tłumienia obwodu ($R \neq 0 \Rightarrow \alpha \neq 0$) powoduje, że przebiegi przejściowe wykazują malejącą w czasie amplitudę i wzrastający ich umowny okres (rozd. 5.3.2).

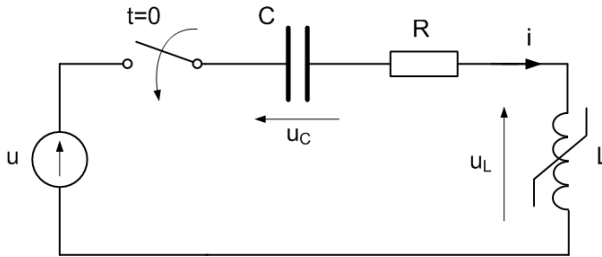
Powyższe rozważania potwierdzają znane z klasycznych badań szczególne cechy zjawiska ferorezonansu. Przeprowadzona analiza uwydatnia szczególne właściwości oscylacji ferorezonansowych w porównaniu z drganiami w obwodzie liniowym. Można je sformułować w postaci następujących uwag i wniosków:

- Warunkiem występowania w układzie z nieliniową indukcyjnością nie tłumionych drgań swobodnych jest przekroczenie punktu załamania charakterystyki magnesowania. Mają one charakter okresowych oscylacji niesinusoidalnych o częstotliwości zależnej od głębokości nasycenia obwodu magnetycznego cewki.
- Częstotliwość oscylacji w obwodzie z cewką indukcyjną o nasycanym obwodzie magnetycznym jest – w odróżnieniu od obwodu liniowego – zależna nie tylko od parametrów obwodu, lecz także od warunków początkowych (wzór (6.6) i rys. 6.3).

6.1.2. Wymuszone oscylacje ferorezonansowe

Koniecznym warunkiem zainicjowania i podtrzymania oscylacji ferorezonansowych w elementarnym obwodzie szeregowym RLC z nieliniową cewką

indukcyjną, przy zerowych dla zmiennych stanu warunkach początkowych, jest zasilanie ze źródła energii elektrycznej (rys. 6.4). Wyznaczenie przebiegu prądu w tym układzie zostało przeprowadzone przy przyjęciu aproksymowanej dwuodcinkowo charakterystyki magnesowania obwodu magnetycznego cewki indukcyjnej (rys. 4.7 i rys. 5.28a).



Rys. 6.4. Schemat podstawowego układu szeregowego z nieliniowym elementem indukcyjnym L pobudzonego w chwili $t = 0$ do oscylacji ferre rezonansowych w wyniku dołączenia napięciowego źródła energii elektrycznej

6.1.2.1. Układ liniowy

W pierwszym kroku rozważań uwzględniono stan nieustalony w obwodzie liniowym, czyli spełniającym w odniesieniu do elementu indukcyjnego warunek nienasycania jego obwodu magnetycznego ($|\Psi| \leq \Psi_{sat}$ – rys. 4.7). Analizując stan przejściowy obwodu, można:

- określić ewentualność przekroczenia w danych warunkach progu nasycenia obwodu magnetycznego elementu L , mogącego doprowadzić do wzbudzenia oscylacji ferre rezonansowych, oraz
- wyznaczyć chwilę zainicjowania tego rodzaju oscylacji.

Przy założeniu liniowości elementu L i przyjęciu sinusoidalnego przebiegu napięcia źródła, po zamknięciu wyłącznika napięcie na pojemności może być wyznaczone na podstawie równania (6.8)

$$\frac{d^2 u_C}{dt^2} + 2\alpha \frac{du_C}{dt} + \omega_0^2 u_C = \omega_0^2 U_m \sin(\omega t + \varphi_u) \quad (6.8)$$

w którym współczynnik tłumienia $\alpha = R/(2L_n)$, a pulsacja drgań swobodnych (nietłumionych) $\omega_0 = 1/(L_n C)^{0.5}$.

Rzeczywiste warunki pracy układów z sieciowymi przekładnikami napięciowymi wymagają wprowadzenia uproszczeń niewywierających niedopuszczalnego uszczerbku dla poprawności rozwiązania problemu. W tym celu, w odniesieniu do rozpatrywanego obwodu, należy wziąć pod uwagę wyszczególnione poniżej relacje.

- Wartość współczynnika tłumienia α jest dużo mniejsza niż pulsacja oscylacji swobodnych ω_0 , czyli

$$\alpha \ll \omega_0 \Rightarrow \frac{R}{2L_n} \ll \frac{1}{\sqrt{L_n C}} \Rightarrow R \ll 2k_\omega \omega L_n \quad (6.9)$$

gdzie: k_ω – parametr wyrażający stosunek pulsacji drgań swobodnych do pulsacji napięcia zasilania ($k_\omega = \omega_0 / \omega$).

- W przypadku, gdy elementem indukcyjnym jest przekładnik napięciowy WN, spełnione są nierówności: $R^2 \ll (\omega L_n)^2$ i $\omega L_n > (1/\omega C)$. Moduł impedancji obwodu jest więc w przybliżeniu równy

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(\omega L_n - \frac{1}{\omega C}\right)^2} \cong \omega L_n - \frac{1}{\omega C} = (1 - k_\omega^2) \omega L_n \quad (6.10)$$

Z nierówności (6.9) wynika, że rozwiązanie równania (6.8) zawiera oscylacyjną, tłumioną składową przejściową, której pulsacja drgań tłumionych ω_d jest równa w przybliżeniu pulsacji drgań nietłumionych ω_0 ¹¹. Zmiennym stanu można przypisać następujące warunki początkowe: $u_C(0) = U_0$ oraz $i(0) = 0$. Przebieg napięcia $u_C(t)$ dla granicznych wartości fazy początkowej napięcia opisują równania (6.11) i (6.13):

- $\varphi_u = 0$

$$u_C(t) = U_{Cm} [A e^{-\alpha t} \sin(k_\omega \omega t + \xi) - \sin \omega t] \quad (6.11)$$

gdzie:

¹¹ $\omega_d = (\omega_0^2 - \alpha^2)^{1/2}$. Przy spełnieniu relacji (6.9) otrzymujemy, że $\omega_d \approx \omega_0$.

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{Cm} = \frac{k_{\omega}^2}{1 - k_{\omega}^2} U_m \\ A = \frac{1 - k_{\omega}^2}{k_{\omega}^2} \frac{U_o}{U_m} \sqrt{1 + \left(\eta + \frac{k_{\omega}}{1 - k_{\omega}^2} \frac{U_m}{U_o} \right)^2} \\ \xi = \arctg \left(\eta + \frac{k_{\omega}}{1 - k_{\omega}^2} \frac{U_m}{U_o} \right)^{-1} \\ k_{\omega} = \frac{\omega_o}{\omega}; \quad U_o = u_C(0) \end{array} \right. \quad (6.12)$$

- $\varphi_u = \pi/2$

$$u_C(t) = U_{Cm} [B e^{-\alpha t} \cos(k_{\omega} \omega t) - \cos \omega t] \quad (6.13)$$

gdzie:

$$U_{Cm} = \frac{k_{\omega}^2}{1 - k_{\omega}^2} U_m \quad \text{oraz} \quad B = 1 + \frac{1 - k_{\omega}^2}{k_{\omega}^2} \frac{U_o}{U_m} \quad (6.14)$$

W rzeczywistych konfiguracjach układów *RLC*, w których występują sieciowe przekładniki napięciowe *WN*, największe znaczenie dla oceny wyniku rozważań mają ekstremalne wartości strumienia skojarzonego $\Psi(t)$ elementu *L* w początkowej fazie stanu przejściowego, odpowiadającej kilku pierwszym okresom napięcia sieci. Przekroczenie progu nasycenia obwodu magnetycznego elementu *L* (tu: przekładnika napięciowego) prowadzi bowiem do takiej zmiany właściwości obwodu, której rezultatem mogą być oscylacje ferrezonansowe.

Strumień skojarzony $\Psi(t)$ elementu *L* wyznaczony jest zależnością

$$\Psi(t) = L_n i(t) = L_n C \frac{du_C}{dt} = \frac{1}{\omega_o^2} \frac{du_C}{dt} = \frac{1}{k_{\omega}^2 \omega^2} \frac{du_C}{dt} \quad (6.15)$$

Po uwzględnieniu formuł (6.11) i (6.13) dostajemy następujące, odpowiadające dwóm granicznym wartościom fazy początkowej φ_u napięcia zasilania, zapisy wartości chwilowej strumienia:

- dla $\varphi_u = 0$

$$\Psi(t) = \Psi_m [k_{\omega} A e^{-\alpha t} \cos(k_{\omega} \omega t + \xi + \eta) - \cos \omega t] \quad (6.16)$$

gdzie:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Psi_m = \frac{1}{1-k_\omega^2} \frac{U_m}{\omega} \\ A = \frac{1-k_\omega^2}{k_\omega^2} \frac{U_o}{U_m} \sqrt{1 + \left(\eta + \frac{k_\omega}{1-k_\omega^2} \frac{U_m}{U_o} \right)^2} \\ \xi = \arctg \left(\eta + \frac{k_\omega}{1-k_\omega^2} \frac{U_m}{U_o} \right)^{-1} ; \quad \eta = \arctg \left(\frac{\alpha}{k_\omega \omega} \right) \cong \frac{\alpha}{k_\omega \omega} \end{array} \right. \quad (6.17)$$

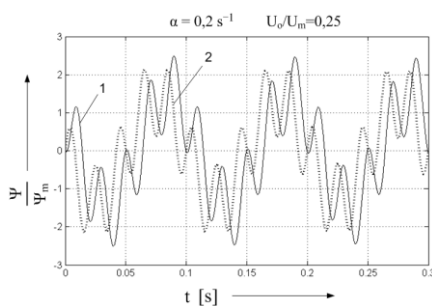
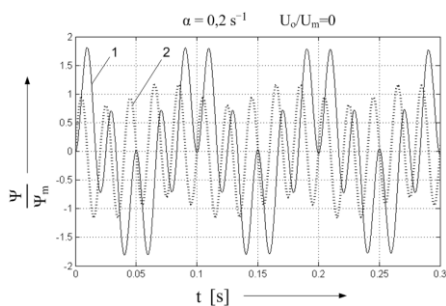
- dla $\varphi_u = \pi/2$

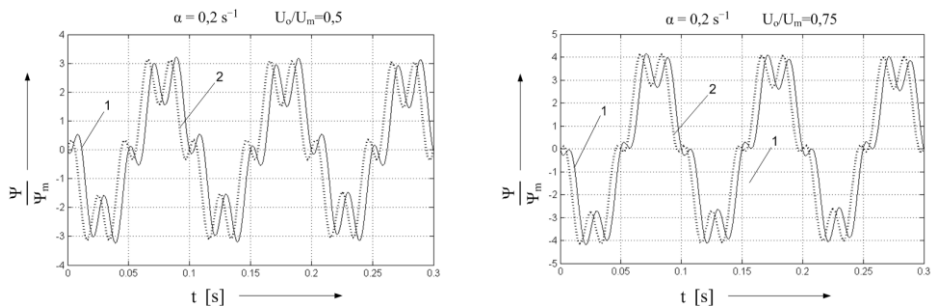
$$\Psi(t) = \Psi_m [-k_\omega B e^{-\alpha t} \sin k_\omega \omega t + \sin \omega t] \quad (6.18)$$

gdzie:

$$\Psi_m = \frac{1}{1-k_\omega^2} \frac{U_m}{\omega} \quad \text{oraz} \quad B = 1 + \frac{1-k_\omega^2}{k_\omega^2} \frac{U_o}{U_m} \quad (6.19)$$

Przykładowe przebiegi strumienia $\Psi(t)$ odniesionego do amplitudy Ψ_m w stanie ustalonym przy nienasycanym obwodzie magnetycznym, opisane równaniami (6.16) i (6.18), pokazano na rys. 6.5. Wyznaczono je dla $k_\omega = 0,2$, $\alpha = 0,2s^{-1}$ oraz czterech wybranych względnych wartości napięcia początkowego na pojemności C ($U_o/U_m = 0 - 0,25 - 0,5 - 0,75$).





Rys. 6.5. Przebiegi względnej wartości strumienia cewki indukcyjnej w układzie szeregowego połączenia RLC (element L -liniowy), wzbudzonego ze źródła napięcia sinusoidalnego dla różnych wartości napięcia początkowego na pojemności C ($k_\omega = 0,2$; 1- $\varphi_u = 0$; 2- $\varphi_u = \pi/2$)

Istotne znaczenie dla ewentualnego nasycania się obwodu magnetycznego cewki L ma ustalenie, czy kres dolny Ψ_{inf} lub górny Ψ_{sup} zbioru ekstremów lokalnych strumienia $\Psi(t)$ przekracza granice przedziału $\langle -\Psi_{sat}, \Psi_{sat} \rangle$. Bardziej niekorzystny z tego punktu widzenia przypadek – jak wynika z zależności (6.16) i (6.18) oraz ich obrazu graficznego pokazanego na rys. 6.5 – odpowiada chwili załączenia układu, w której napięcie zasilania przyjmuje wartość zerową ($\varphi_u = 0$). Różnica między wartościami ekstremalnymi strumienia w odniesieniu do przypadku, w którym $\varphi_u = \pi/2$ wzrasta z malejącym napięciem początkowym U_o na pojemności C . Z tego powodu, pod uwagę powinny być brane ekstrema lokalne strumienia wyznaczone na podstawie wzoru (6.16). Ich kolejne wartości odpowiadają wielokrotności półokresu napięcia zasilania, czyli mogą być wyznaczone z wykorzystaniem zależności (6.20)

$$\Psi_{exti} = \left(k_\omega A e^{-\alpha \frac{\pi_i}{\omega}} \cos(k_\omega \pi i + \xi + \eta) - \cos \pi i \right) \Psi_m \quad (6.20)$$

gdzie: $i = 1, 2, 3, \dots$; Ψ_m, A, ξ, η – opisane są wzorami (6.17).

Uwagi i wnioski dotyczące rozdz. 6.1.2.1

- a) Ocena możliwości wzbudzenia oscylacji ferorezonansowych w elementarnym układzie szeregowym *RLC* zawierającym nieliniowy element indukcyjny o charakterystyce pokazanej na rys. 4.7, wymaga przeprowadzenia wstępnej analizy pracy układu liniowego.
- b) Wyznaczenie na podstawie zależności (6.20) ekstremów lokalnych strumienia w czasie pierwszego okresu ($t \leq 0$; $T = 2\pi/\omega$) przebiegu oscylacji tłumionych, czyli przy spełnionym dla wskaźnika iteracji *i* warunku

$$0 \leq k\omega\pi \leq 2\pi \quad \Rightarrow \quad 0 \leq i \leq \frac{2}{k_\omega} \quad (6.21)$$

umożliwia wyznaczenie kresu dolnego Ψ_{inf} i górnego Ψ_{sup} wartości strumienia magnetycznego. W przypadku przekroczenia granic przedziału $< -\Psi_s, \Psi_s >$ stwierdzamy, że został spełniony warunek konieczny wzbudzenia oscylacji ferorezonansowych.

- c) Potencjalne zagrożenie ustalonymi drganiami ferorezonansowymi występuje nawet w przypadku, gdy amplituda składowej wymuszonej (ustalonej) strumienia spełnia relację $\Psi_m < \Psi_s$. Przekroczenie granicy nasycenia w stanie przejściowym prowadzi do zmniejszenia indukcyjności zastępczej elementu indukcyjnego układu, a w jej wyniku – wywołania nieliniowych oscylacji ustalonych. Zagadnienie to omówiono w rozdz. 6.1.2.2.

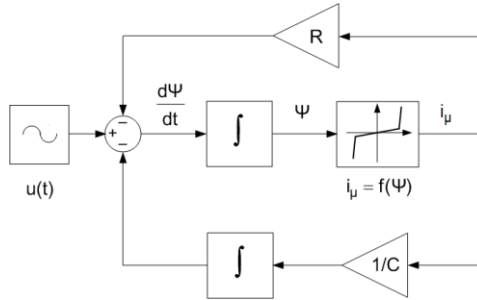
6.1.2.2. Układ nieliniowy

Strumień skojarzony $\Psi(t)$ nieliniowego elementu *L* może być wyznaczony na podstawie równania różniczkowo-całkowego opisującego relację między wielkościami oznaczonymi na rys. 6.4. Przybiera ono postać

$$u_L = \frac{d\Psi}{dt} = u - Ri - \frac{1}{C} \int i dt \quad (6.22)$$

W powyższym równaniu należy przyjąć, że $u = U_m \sin(\omega t + \varphi_u)$. Nieliniową charakterystykę magnesowania $i = f(\Psi)$ charakteryzującą obwód magnetyczny elementu *L*, aproksymowano dwuodcinkową krzywą łamaną (rys. 4.7).

Nieliniowe równanie (6.22) można rozwiązać za pomocą metod symulacji komputerowej. W pracy wykorzystano w tym celu pakiet numeryczny Matlab-Simulink. Zbudowany w tym pakiecie graficzny obraz opisanego równaniem (6.22) modelu matematycznego przedstawiono na rys. 6.6.



Rys. 6.6. Zdefiniowany graficznie model równania różniczkowego (6.22)

Opisany równaniem (6.22) model matematyczny zastosowano do zbadania układu szeregowego RLC o następujących parametrach¹²:

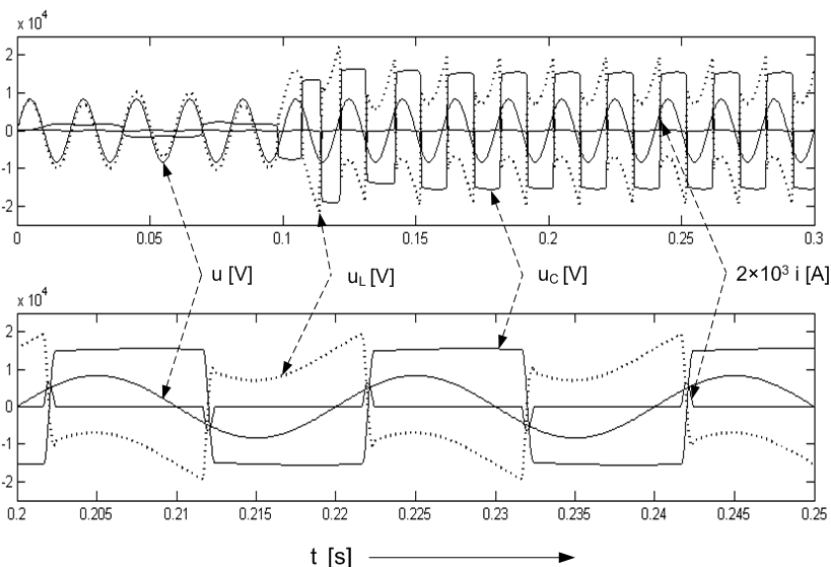
$$R = 2 \text{ k}\Omega; \quad C = 50 \text{ nF}; \quad L: (I_s, \Psi_s) = (0,01 \text{ A}; 50 \text{ Wb}); \quad L_n = 5 \text{ kH}; \quad L_s = 1 \text{ H}$$

W zakresie liniowej części charakterystyki obwodu magnetycznego elementu indukcyjnego ($L = L_n = 5 \text{ kH}$), jego wielkościom charakterystycznym można przypisać następujące wartości:

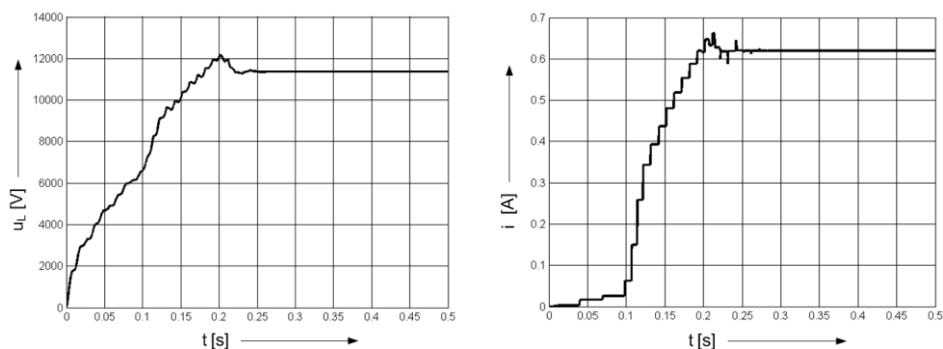
- stała tłumienia $\alpha = R/(2L_n) = \dots\dots = 0,2 \text{ s}^{-1}$
- pulsacja drgań nietłumionych $\omega_0 = 1/(L_n C)^{1/2} = \dots\dots = 63,2 \text{ s}^{-1}$

Za pomocą opisanej w rozdziale 6.1.2.1 analitycznej metody wyznaczania w stanie przejściowym strumienia $\Psi(t)$ w zakresie pracy elementu L na liniowej części charakterystyki jego obwodu magnetycznego, przy uwzględnieniu sinusoidalnego przebiegu napięcia (pulsacja $\omega = 100\pi \text{ s}^{-1}$, faza początkowa $\varphi_u = 0$) ustalono, że strumień nasycenia $\Psi_s = 50 \text{ Wb}$ zostaje osiągnięty przy amplitudzie napięcia zasilania równej $U_m \cong 8300 \text{ V}$. W toku analizy symulacyjnej zweryfikowano ten wynik, określając jako minimalną wartość graniczną amplitudy równą 8330 V . Otrzymane dla tego przypadku przebiegi napięcia na elementach C i L oraz prądu i pokazano na rys. 6.7.

¹² Przyjęte parametry odpowiadają przekładnikowi sieciowemu WN (Załącznik A, tabela A2) o zredukowanym, dla wygody interpretacyjnej, napięciu znamionowym.



Rys. 6.7. Przebiegi napięcia zasilania u , napięcia u_C na pojemności C , u_L nieliniowego elementu L oraz prądu i w układzie jak na rys. 6.4 w przypadku wzbudzenia ustalonych oscylacji ferre rezonansowych ($u = 8300 \sin \omega t$ V)



Rys. 6.8. Ewaluacja czasowa wartości skutecznej *rms* napięcia u_L na elemencie indukcyjnym oraz prądu i w elementarnym obwodzie szeregowym jak na rys. 6.4 w warunkach wymuszonych w chwili $t = 0,2$ s, ustalonych oscylacji ferre rezonansowych ($u = 8330 \sin \omega t$ V)

Otrzymane przebiegi odpowiadają charakterystycznej dla stanu ferre rezonansu postaci wartości chwilowych napięcia na pojemności i elemencie indukcyjnym. Wyraźnie widoczny efekt przepięcia ustalonego dotyczy obydwu elementów biernych. Powoduje on przepływ prądu impulsowego o współczynniku szczytu wyraźnie przekraczającym jego wartość dla przebiegu sinusoidalnego (1,41). Wykorzystując możliwości pakietu Matlab-Simulink, wyzna-

czono wartość skuteczną *rms* napięcia na elemencie L oraz prądu i . Czas uśredniania przy wyznaczaniu definicyjnej wartości skutecznej przyjęto równy okresowi oscylacji swobodnych układu T_o , przy czym $T_o = 2\pi/\omega_o \cong 0,1$ s. Na rys. 6.8 przedstawiono rozwinięcie w czasie definicyjnej wartości skutecznej napięcia u_L oraz prądu i .

Uwagi i wnioski dotyczące rozdziału 6.1.2.2

- a) Przejście nieliniowego elementu indukcyjnego obwodu szeregowego RLC do stanu nasycenia może być spowodowane stanem przejściowym (rozdz. 6.1.2.1), w wyniku którego ekstremalna wartość strumienia skojarzonego $\Psi(t)_{\text{ext}}$ spełnia relację $|\Psi(t)_{\text{ext}}| \geq \Psi_{\text{sat}}$. Ekstremalna wartość strumienia zależy w tym przypadku m.in. od amplitudy napięcia zasilania U_m . Jak wynika z przeprowadzonych rozważań, ustalone oscylacje ferre rezonansowe mogą być przy przyjętych danych liczbowych wymuszone w najmniej korzystnych warunkach stanu przejściowego ($\varphi_u = 0$) już przy amplitudzie napięcia zasilania równej 8300 V (rys. 6.7).
- b) Przy powolnym (ok. 1kV/s) zwiększaniu amplitudy napięcia zasilania, jej wartość U_{ms} , przy której amplituda Ψ_m strumienia osiąga graniczną dla nasycenia wartość Ψ_s , wyznaczoną za pomocą zależności (6.17) lub (6.19) wynosi

$$U_{ms} = (1 - k_{\omega}^2) \omega \Psi_s \quad (6.23)$$

Po uwzględnieniu założonych w niniejszym rozdziale danych liczbowych jest ona równa

$$U_{ms} = (1 - 0,2^2) \cdot 100\pi \cdot 50 = 15080\text{V}$$

UWAGA: Otrzymana wartość jest o ponad 81% większa od tej, przy której w stanie przejściowym dochodzi do wzbudzenia oscylacji ferre rezonansowych.

- c) Wzrost wartości skutecznej napięcia na elemencie indukcyjnym i towarzyszący mu wzrost wartości skutecznej prądu może spowodować niedopuszczalnie dużą stratę mocy w elemencie rezystancyjnym obwodu. W podanym przykładzie strata ta jest w przybliżeniu równa

$$\Delta P = R I_{\text{rms}}^2 = 2000 \cdot 0,61^2 \cong 744 \text{ W}$$

Przyjmując, że element R w układzie pokazanym na rys. 6.4 odwzorowuje rezystancję uzwojenia pierwotnego przekładnika napięciowego, można uznać towarzyszący oscylacjom ferre rezonansowym wzrost temperatury uzwojenia pierwotnego jako zagrażający cieplnie trwałości jego konstrukcji.

6.2. Wybrane układy sprzyjające powstawaniu oscylacji ferrorezonansowych

Z punktu widzenia potencjalnych możliwości wzbudzenia oscylacji ferrorezonansowych w sieciach elektroenergetycznych, trzeba brać pod uwagę również:

- nieliniowe obwody magnetyczne transformatorów mocy, przekładników napięciowych indukcyjnych i dławików oraz
- pojemności elektryczne kabli, linii napowietrznych, przekładników napięciowych pojemnościowych, a także kondensatorów bocznikujących zestyki wyłączników oraz baterii kondensatorów.

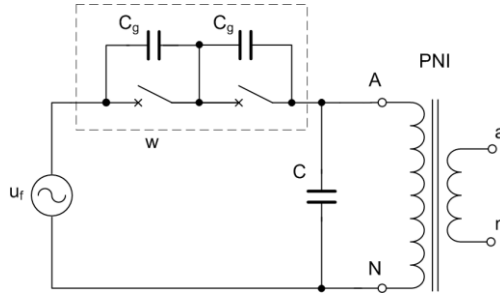
Wymienione elementy, zależnie od konfiguracji połączenia, mogą przyczyniać się do wzbudzenia drgań elektrycznych charakterystycznych dla ferrorezonansu napięć (połączenie szeregowo) lub ferrorezonansu prądów (połączenie równoległe).

Ocena roli, jaką w procesie wymiany energetycznej charakterystycznej dla zjawiska oscylacji ferrorezonansowych spełniają przekładniki napięciowe indukcyjne, może być przeprowadzona na tle przeglądu układów, w których możliwe jest wzbudzenie tego rodzaju oscylacji.

Spośród bardzo wielu konfiguracji układów, którym można przypisać ryzyko wzbudzenia oscylacji ferrorezonansowych, wybrano i pokazano te, które mogą wywierać niekorzystny wpływ na właściwości eksploatacyjne przekładników napięciowych indukcyjnych, w tym wносить ewentualne zagrożenie degradacją ich struktury.

A. Przekładnik napięciowy WN w układzie otwartego wyłącznika dwuprzzerwowego z pojemnościami sterującymi rozkładem napięcia

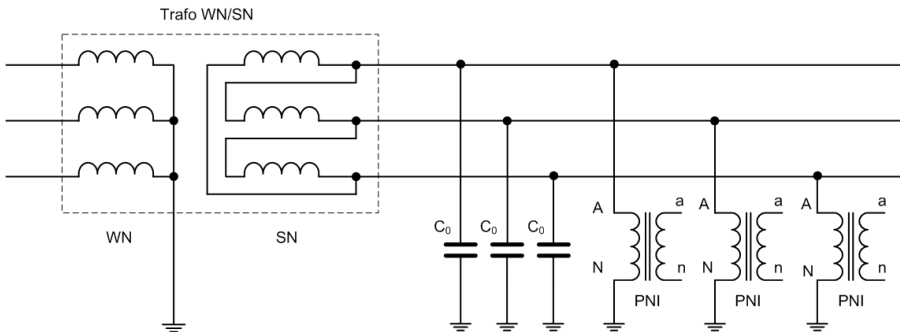
Typowym układem wnoszącym ryzyko wzbudzenia oscylacji ferrorezonansowych w sieciach WN i najwyższych napięć jest jego jednofazowy schemat pokazany na rys. 6.9. Przypadek ten ilustruje udział przekładników napięciowych WN we wzbudzaniu drgań ferrorezonansowych. Po otwarciu wyłącznika następuje wtrącenie w obwód pojemności sterującej (rozkładem napięcia) C_g (ang. *grading capacitance*), która wraz z nieliniową indukcyjnością magnesowania przekładnika tworzy szeregowy układ ferrorezonansowy, pobudzany energią systemu.



Rys. 6.9. Schemat układu jednej fazy wyłącznika (w) z pojemnościami sterującymi (C_g) włączonymi szeregowo z przekładnikiem napięciowym indukcyjnym (PNI)
 C – pojemność wypadkowa jednej fazy między systemem szyn a ziemią

B. Przekładniki napięciowe w sieci SN z izolowanym punktem neutralnym

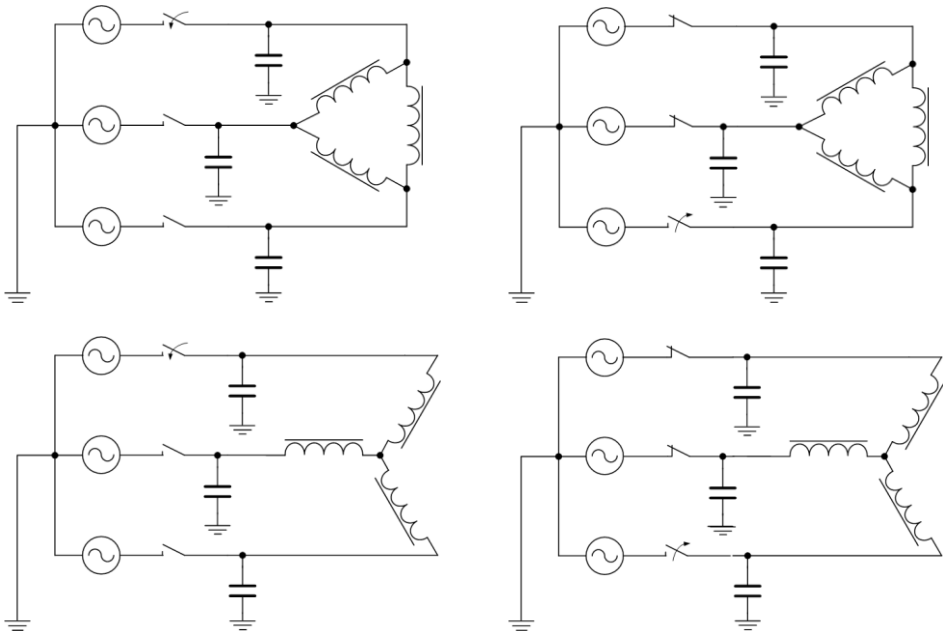
Szczególne warunki pracy przekładników napięciowych w sieci średniego napięcia z izolowanym punktem neutralnym (rys. 6.10) są spowodowane czynnościami łączeniowymi w systemie lub zwarciami doziemnymi. Częstokroć przyjmuje się, że powstające w ich wyniku przepięcia powodują nasycenie obwodów magnetycznych przekładników napięciowych, co prowadzi do wzbudzenia oscylacji ferorezonansowych. Podtrzymywana przy tym ze źródła zasilania linii wymiana energetyczna odbywa się między pojemnościami doziemnymi systemu a przekładnikami napięciowymi. Zdaniem autora rola przekładników napięciowych jako źródła „ferorezonansów” może być brana pod uwagę tylko w niektórych przypadkach. W większości zdarzeń omawianego typu, jak wynika z przeprowadzonej analizy i pomiarów, przekładniki napięciowe są „ofiarami” anomalnych przebiegów w sieciach SN. Zagadnienie to zostanie omówione w dalszych częściach pracy.

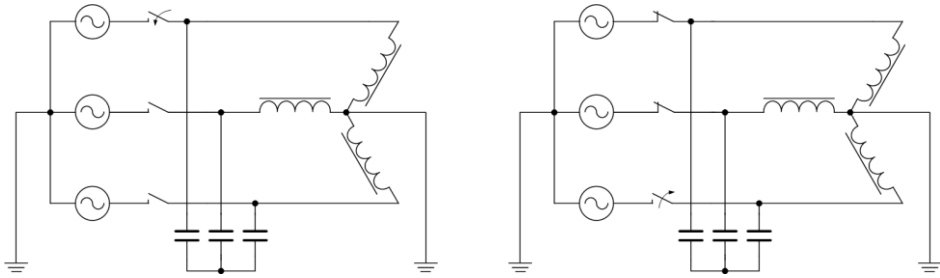


Rys. 6.10. Schemat sieci SN z izolowanym punktem neutralnym
 C_0 – pojemności doziemne linii dla składowej zerowej

C. Nieobciążony transformator mocy zasilany z asymetrycznego źródła trójfazowego

Drgania ferrezonansowe w sieci średniego napięcia mogą być wynikiem wymiany energetycznej między pojemnościami systemu i słabo obciążonymi transformatorami energetycznymi, wspomaganymi ze źródła zasilania. Przykłady układów sprzyjających takiemu ryzyku przytoczono w pracy [57]. Pokazane na rys. 6.11 [57] schematy układów sieci średniego napięcia ilustrują różne konfiguracje uzwojeń transformatora oraz pojemności doziemnych i międzyfazowych. Podczas przypadkowego załączenia tylko jednej linii (zasilanie jednofazowe) lub przepalenia się bezpiecznika w jednej fazie lub przerwania przewodu linii (brak zasilania w jednej z faz), może dojść do utworzenia obwodów z szeregowo włączonymi pojemnościami i nieliniowymi indukcyjnościami. Na uzwojenia pierwotne przekładników napięciowych (niepokazanych na rys. 6.11) jest w przytoczonych przypadkach podawane napięcie znacznie wyższe od napięcia znamionowego, w wyniku czego przekładniki stają się „ofiarami” oddziaływania różnych od znamionowych warunków eksploatacyjnych sieci elektroenergetycznej.

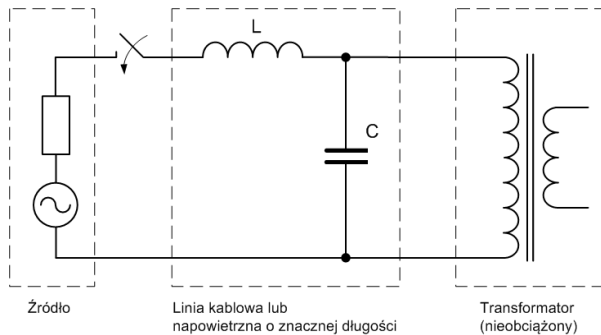




Rys. 6.11. Przykładowe układy SN sprzyjające oscylacjom ferorezonansom [57]
(zaznaczono pojemności systemu i uzwojenia GN transformatora SN/nn)

D. Nieobciążony transformator w systemie elektroenergetycznym SN o małej mocy zwarciowej

Włączenie słabo obciążonego transformatora mocy za pośrednictwem linii kablowej lub linii napowietrznej znacznej długości [57] powoduje, iż powstają warunki sprzyjające wzbudzeniu wymuszonych oscylacji ferorezonansowych. Obwód ferorezonansowy utworzony jest przez indukcyjność i pojemność linii oraz indukcyjność magnesowania transformatora. Uproszczony schemat dla jednej fazy takiego obwodu pokazano na rys. 6.12.



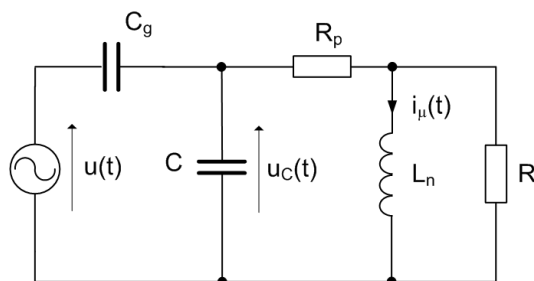
Rys. 6.12. Schematyczna ilustracja układu jednej fazy nieobciążonego transformatora mocy zasilanego za pośrednictwem linii o znacznej pojemności (C)
(L – skupiony parametr odwzorowujący indukcyjność linii)

6.3. Energetyczny aspekt wzbudzenia oscylacji ferorezonansowych

Oscylacjom ferorezonansowym w układach nieliniowych – podobnie jak w układach liniowych – odpowiada bardziej złożona, lecz także zrównoważona

wymiana energetyczna między elementami pojemnościowymi i indukcyjnymi nieliniowymi. Stan skompensowania energii pola elektrycznego i magnetycznego obwodu prowadzi do ekstremalnych przebiegów lub przetężeń. Określenie warunków sprzyjających relacjom energetycznym charakterystycznym dla zjawisk ferorezonansowych ma zatem istotne znaczenie np. dla oceny wpływu przekładników na wzbudzenie drgań ferorezonansowych. Wśród licznych pozycji literaturowych wyszczególnionych w zamieszczonym w pracy wykazie można odnaleźć tylko jedną [15], której autorzy rozpatrzyli pracę przekładnika w warunkach oscylacji ferorezonansowych metodą energetyczną. Jako kryterium wzbudzenia drgań nieliniowych podstawowych (o częstotliwości sieci) w układzie przekładnika WN z wyłącznikiem (rys. 6.9) przyjęto w [15] wyznaczoną analitycznie formułę określającą relację energii systemu do energii oscylacji ferorezonansowych.

W pracy zaproponowano inny sposób podejścia, wykorzystujący także energetyczny punkt widzenia. Polega on na porównaniu energii pola elektrycznego pojemności i pola magnetycznego ferromagnetycznego rdzenia przekładnika. Opracowany sposób oceny zilustrowano takim jak w pracy [15] przykładem układu pokazanego na rys. 6.9. Jego schemat zastępczy, odpowiadający stanowi ustalonemu po otwarciu wyłącznika, zilustrowano na rys. 6.13. Przyjęto, że obwód magnetyczny przekładnika pracuje w liniowym zakresie charakterystyki magnesowania.



Rys. 6.13. Schemat układu z rys. 6.9 w stanie ustalonym po otwarciu wyłącznika (rdzeń przekładnika napięciowego z nieprzekroczonym progiem nasycenia)

Użyte na rys. 6.13 wielkości oznaczają:

- $u(t)$ – napięcie systemu dane równaniem $u(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi_u)$;
- C_g – pojemność kondensatora sterującego wyłącznika;
- C – łączna pojemność systemu;
- R_p – rezystancja uzwojenia pierwotnego przekładnika;
- L_n – indukcyjność magnesowania w części liniowej charakterystyki obwodu magnetycznego przekładnika;
- R – wypadkowa równoległego połączenia rezystancji R_{fe} i rezystancji obciążenia R_b przekładnika.

Pojemności C_g i C tworzą w omawianym stanie słabo obciążony dzielnik pojemnościowy¹³ o współczynniku podziału napięcia równym w przybliżeniu

$$k_{\text{div}} \cong \frac{C_g}{C_g + C} = \frac{1}{1+c}, \quad \text{przy czym: } c = \frac{C}{C_g} \quad (6.24)$$

Wobec tego maksymalna energia $W_{C_{\text{max}}}$ zgromadzona w obu pojemnościach wynosi

$$W_{C_{\text{max}}} = \frac{1}{2} \frac{C_g C}{C_g + C} U_m^2 = \frac{1}{2} \frac{c}{1+c} C_g U_m^2 \quad (6.25)$$

Z punktu widzenia wymiany energetycznej między pojemnościami i przekładnikiem, warunkiem koniecznym wzbudzenia oscylacji ferorezonansowych jest zdolność przekroczenia przez $W_{C_{\text{max}}}$ „zapasu” energii ΔW_s pola magnetycznego rdzenia przekładnika do nasycenia, czyli spełnienia relacji (6.26)

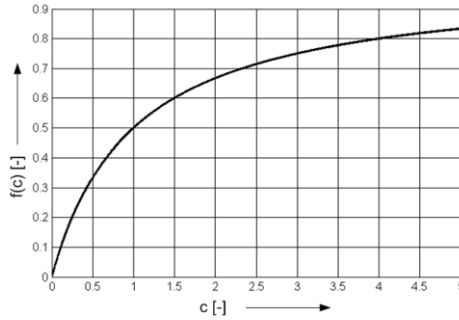
$$W_{C_{\text{max}}} > \Delta W_s \quad (6.26)$$

Dla ułatwienia rozważań wprowadzono funkcję $f(c)$, która uwzględnia pojemność systemu C poprzez określenie stopnia zmniejszenia maksymalnej energii obu elementów pojemnościowych układu na rys. 6.13 w stosunku do umownej, symbolicznej wartości energii samego elementu C_g wyłącznika. Na podstawie zależności (6.25) można zatem ustalić, że przybiera ona postać

$$f(c) = \frac{W_{C_{\text{max}}}}{\frac{1}{2} C_g U_m^2} = \frac{c}{1+c} \quad (6.27)$$

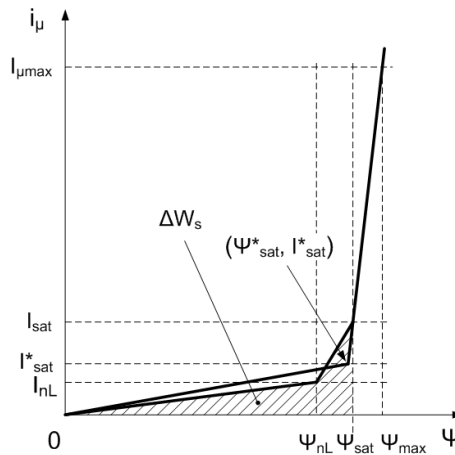
Wykres funkcji $f(c)$ przedstawiono na rys. (6.14).

¹³ Dla częstotliwości 50 Hz w przypadku przekładnika sieciowego 110 kV (rozdz.4.1.3, tabela 4.3) w zakresie liniowym charakterystyki magnesowania rdzenia $X_\mu \approx 240 \text{ M}\Omega$ wobec reaktancji pojemnościowych X_{cg} i X_C rzędu kilku megaomów. Ponadto rezystancja R jest w przybliżeniu, zależnie od obciążenia przekładnika równa 100 $\text{M}\Omega$.



Rys. 6.14. Wykres funkcji $f(c)$ danej wzorem (6.27)

W poprzednich rozdziałach pracy przyjęto w badaniach symulacyjnych lub analitycznych charakterystykę magnesowania aproksymowaną dwoma odcinkami. Wybór punktu załamania krzywej magnesowania jest umowny, przybliżony (tabela 4.7). W związku z tym, dla opracowanego kryterium energetycznego wprowadzono procedurę ustalenia granicznego wobec nasycenia charakterystyki punktu. Metodę doboru punktu załamania równoważnej, aproksymowanej dwuodcinkowo charakterystyki, wyjaśnia rys. 6.15.



Rys. 6.15. Charakterystyka magnesowania rdzenia ferromagnetycznego przekładnika (aproxymacja trójodcinkowa i równoważna energetycznie aproxymacja dwuodcinkowa)

Dla aproksymowanej trzema odcinkami charakterystyki $i_\mu = f(\Psi)$ wyznaczamy energię do nasycenia, czyli do punktu (I_{sat}, Ψ_{sat}) . Odpowiada ona zakreskowanemu polu powierzchni na rys. 6.14. Następnie dobieramy współrzędne punktu $(I^*_{sat}, \Psi^*_{sat})$ tak, aby pole powierzchni trójkąta o wierzchołkach: $(0, 0)$, $(0, I^*_{sat})$ i $(\Psi^*_{sat}, 0)$ było identyczne jak pole zakreskowane.

W odróżnieniu od wyżej rozpatrywanego przypadku, dla sieci SN, w których obok przekładników napięciowych występują także transformatory, kryterium energetyczne nabiera innego znaczenia. W celu sprawdzenia, czy elementami indukcyjnymi mogącymi ewentualnie wywołać oscylacje ferorezonansowe są przekładniki napięciowe, należy:

1. wyznaczyć zmianę energii pola magnetycznego przekładników w największym, wytrzymywanym cieplnie zakresie nasycenia ich obwodów magnetycznych;
2. oszacować maksymalną wartość energii pola elektrycznego linii (pojemności pasożytnicze) w zakresie przewidywanych lub stwierdzonych przebiegów ferorezonansowych;
3. sprawdzić, czy wyniki obliczeń otrzymane w p. 1 i p. 2 są zbliżone, jeżeli tak – przekładniki można uznać za elementy spełniające czynną rolę we wzbudzaniu drgań nieliniowych.

UWAGA: Obliczona dla przekładnika SN o parametrach podanych w tabeli A.1 Załącznika A, zmiana energii pola magnetycznego jego rdzenia przy oscylacjach powodujących w czasie $1/4$ okresu wzrost indukcji magnetycznej do ok. 1,87 T w przybliżeniu równa 0,8 J, podczas gdy maksymalna energia pola elektrycznego pojemności pasożytniczych jednej fazy w linii napowietrznej SN o długości 20 km ($C_o = 100$ nF [57]) osiąga poziom rzędu 13 J. Tak duża różnica pozwala na stwierdzenie, że przekładniki napięciowe SN nie są w stanie wzбудzić we współdziałaniu z pojemnościami linii oscylacji ferorezonansowych. Wniosek ten potwierdzają zbadane przez autora przypadki uszkodzeń przekładników napięciowych SN w sieciach węgierskich, rumuńskich i norweskich.

6.4. Wpływ przekładników napięciowych na wzbudzenie drgań ferorezonansowych

Przekładniki napięciowe instalowane w sieciach wysokiego napięcia są elementami obwodów, w których mogą występować oscylacje ferorezonansowe. Znaczenie indukcyjnych przekładników napięciowych, których obwody magnetyczne są nieliniowe, dla stworzenia warunków sprzyjających wzbudzeniu drgań tego typu, może być ustalone w toku złożonych badań. Pełna analiza przypadków dotyczących oscylacji ferorezonansowych wymaga uwzględnienia także transformatorów energetycznych i innych elementów (kondensatory do kompensacji energii biernej [64]). Konieczne w tym przypadku jest zastosowanie metod symulacyjnych, wykorzystujących poprawnie zbudowane modele matematyczne już zainstalowanych lub przewidywanych do zainstalowania sieciowych przekładników napięciowych.

6.5. Badania symulacyjne

Badanie zjawiska oscylacji ferorezonansowych w układach systemu elektroenergetycznego można w niektórych przypadkach zrealizować w rzeczywistych warunkach eksploatacyjnych [12, 67, 59, 62, 153, 166]. Pomiaru z tym związane wykonywano również w wyspecjalizowanych laboratoriach badawczych [67, 133, 152]. Ze względu na czasochłonność i wysoki koszt tego rodzaju pomiarów są rzadko spotykane w praktyce badania przekładników napięciowych indukcyjnych w zakresie odporności na drgania ferorezonansowe i pracy w obecności tych drgań. Przybliżone odtworzenie za pomocą modelowania matematycznego efektu oscylacji ferorezonansowych oraz określenie stopnia ich wpływu na właściwości eksploatacyjne przekładników napięciowych może być – w porównaniu z badaniami modelu fizycznego – zrealizowane mniejszym nakładem środków. Ponadto zastosowanie metody symulacyjnej umożliwia określenie wpływu różnorodnych czynników na właściwości oscylacyjne rozpatrywanego obwodu. Zastosowanie wspomagania komputerowego znacząco przyspiesza proces rozwiązywania złożonych problemów związanych m.in. z omawianym w niniejszej części pracy zagadnieniem.

Do zbadania zjawisk związanych z oscylacjami ferorezonansowymi w wybranych układach z przekładnikami napięciowymi wykorzystano opracowane przez autora modele matematyczne. Niezbędne wspomaganie komputerowe zastosowano zarówno przy analitycznym wyznaczaniu rozwiązań, jak i w metodzie symulacyjnej. Wykorzystano przy tym pakiet programowy *MATLAB* wraz z rozszerzeniami *Simulink* i *SimPowerSystems*. Jego interfejs graficzny oraz bogata biblioteka bloków są szczególnie przydatne do przeprowadzenia analizy obwodów elektrycznych, także nieliniowych.

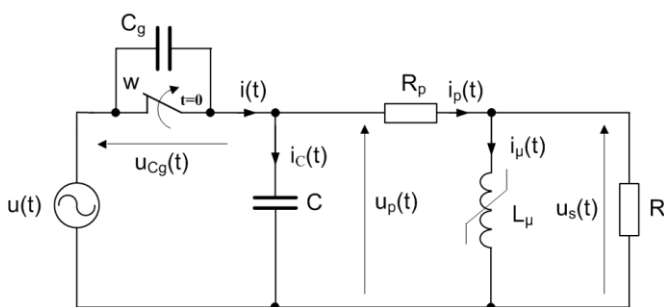
Liczba możliwych układów systemu elektroenergetycznego z przekładnikami napięciowymi indukcyjnymi jako czynnymi lub biernymi elementami obwodów ferorezonansowych jest na tyle duża, że scharakteryzowanie badań symulacyjnych większości z nich wykraczałoby swoją objętością daleko poza zakres pracy. Dlatego jako celowe uznano omówienie badań symulacyjnych w odniesieniu do wybranej konfiguracji, którą można uznać za reprezentatywną dla rozpatrywanego zagadnienia. Należy do niej układ z przekładnikiem napięciowym WN włączonym szeregowo z pojemnościami wyłącznika dwuprzerwowego.

6.5.1. Przekładnik napięciowy WN w obwodzie wyłącznika dwuprzerwowego

Przypadek, w którym w wyniku otwarcia wyłącznika w układzie na rys. 6.9 przekładnik napięciowy WN zostaje włączony w obwód zasilania sieciowego za pośrednictwem wtrąconych w obwód pojemności bocznikujących styki

wyłącznika, odpowiada omówionemu w rozdziale 6.1.2 zagadnieniu wymuszonych oscylacji ferrezonansowych. W porównaniu z tym przedmiotem rozważań uwzględniono takie elementy układu, jak pojemności pasożytnicze aparatury stacyjnej czy obciążenie i straty mocy czynnej przekładnika napięciowego.

Model matematyczny zbudowano na podstawie schematu układu pokazanego na rys. 6.16, w którym: C_g – wypadkowa pojemności sterujących wyłącznika, C – pojemność doziemna systemu szyn, R_p – rezystancja uzwojenia pierwotnego przekładnika, R – wypadkowa rezystancji odwzorowującej straty mocy czynnej w rdzeniu R_{fe} i rezystancji obciążenia R_b . Charakterystykę magnesowania $\Psi = f(i_\mu)$ aproksymowano dwoma odcinkami krzywej łamanej, przyjmując oznaczenia podane na rys. 4.7.



Rys. 6.16. Schemat jednej fazy obwodu z wyłącznikiem i obciążonym przekładnikiem napięciowym (wszystkie wielkości sprowadzono do strony pierwotnej)
 (C_g , C – jak na rys. 6.9; R_p – rezystancja uzwojenia pierwotnego przekładnika;
 R – rezystancja wypadkowa równoległego połączenia R_{fe} oraz R_b)

Rozważania odniesiono do rzeczywistego układu z sieciowym przekładnikiem napięciowym WN o danych wyszczególnionych w tabeli A2 (Załącznik A). Aproksymowana dwoma odcinkami krzywa magnesowania (rys. 4.7) jest w tym przypadku opisana współrzędnymi $(I_s, \Psi_s) \equiv (940 \mu\text{A}, 556 \text{ Wb})$, a w stanie nasycenia parametrem $L_s = 125 \text{ H}$. Pozostałym elementom rozpatrywanego obwodu są przypisane następujące wielkości liczbowe: wypadkowa pojemność sterująca wyłącznika $C_g = 500 \text{ pF}$ lub 250 pF , rezystancja uzwojenia pierwotnego przekładnika $R_p = 30500 \Omega$, rezystancja $R = 100 \text{ M}\Omega$.

Zależność analityczna opisująca rozpatrywany model matematyczny w odniesieniu do istotnej z punktu widzenia oceny stanu obwodu magnetycznego przekładnika wielkości, czyli strumienia skojarzonego $\Psi(t)$ elementu indukcyjnego, przyjmuje dla $t \geq 0$ postać opisaną równaniem (wyprowadzenie w Załączniku E).

$$\left(1 + \frac{R_p}{R}\right) \frac{d^2\Psi}{dt^2} + \frac{1}{R(C_g + C)} \frac{d\Psi}{dt} + R_p \frac{di_\mu}{dt} + \frac{1}{C_g + C} i_\mu = \frac{C_g}{C_g + C} \frac{du}{dt} \quad (6.28)$$

Warunki początkowe dla zmiennych stanu $u_{Cg}(t)$ oraz $\Psi(t)$ obwodu wyznaczono przy przyjęciu następujących założeń:

- napięcie sieci dane jest równaniem: $u(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi_u)$,
- przed otwarciem wyłącznika układ znajduje się w stanie ustalonym, przy czym obwód magnetyczny o charakterystyce magnesowania $\Psi = f(i_\mu)$, jak na rys. 4.7, pracuje w całym zakresie zmiany strumienia na jej części liniowej ($L_\mu = L_n$),
- $R_p \ll R$ oraz $R_p \ll \omega L_n$.

Przy uwzględnieniu powyższych założeń wartości początkowe $u_{Cg}(t)$ oraz $\Psi(t)$ są równe: $u_{Cg}(0^-) = 0$ oraz $\Psi(0^-) = -U_m/\omega \cos \varphi_u$.

Badania symulacyjne z wykorzystaniem przedstawionego modelu matematycznego przeprowadzono w trzech etapach. Pierwszy z nich obejmuje analizę stanu przejściowego układu dla czasu $t \geq 0$ przy założeniu, że obwód magnetyczny przekładnika pracuje bez nasycania ($L_\mu = L_n$), drugi – ustalenie kryteriów oceny zagrożenia oscylacjami ferorezonansowymi a trzeci – rozwiązanie metodą symulacyjną równania (6.28) dla przypadku nasycania obwodu magnetycznego prowadzącego do wzbudzenia nieliniowych oscylacji ferorezonansowych.

6.5.1.1. Układ liniowy

Celem rozważań jest analiza pracy przekładnika napięciowego w stanie przejściowym spowodowanym otwarciem wyłącznika. Założono przy tym, że dla czasu $t < 0$ występuje stan ustalony odpowiadający warunkom znamionowym. Wobec tego obwód magnetyczny przekładnika ma dostatecznie duży „zapas” do nasycenia ($B_{mn} = 0,7 \div 1T$; $B_s \cong 1,9T$), a zatem przebieg strumienia $\Psi(t)$ w stanie przejściowym jest wynikiem pracy obwodu magnetycznego przekładnika w zakresie liniowym charakterystyki magnesowania ($L_\mu = L_n$). Ten etap rozważań jest, podobnie jak w rozdziale 6.1.2.1, niezbędny z punktu widzenia stwierdzenia, w jakim stopniu możliwe jest osiągnięcie progu nasycenia obwodu magnetycznego przekładnika. Przekroczenie tego progu stanowi bowiem warunek konieczny wywołania w rozpatrywanym obwodzie skutków towarzyszących przejściu punktu pracy na charakterystyce magnesowania do części o znacznie mniejszej wartości indukcyjności ($L_s \ll L_n$). Ich efektem końcowym są oscylacje ferorezonansowe.

Przy przyjęciu założeń upraszczających wyszczególnionych we wstępie rozdz. 6.5.1, po uwzględnieniu, że prawdziwa jest relacja $R_p \ll [\omega(C_g + C)]^{-1}$, oraz że dla liniowego zakresu pracy obwodu magnetycznego obowiązuje relacja $i_\mu = \Psi/L_n$, można równanie (6.28) zapisać w postaci

$$\frac{d^2\Psi}{dt^2} + 2(\alpha^* + \alpha^{**}) \frac{d\Psi}{dt} + \omega_0^2 \Psi = \frac{1}{1+c} \omega U_m \cos(\omega t + \varphi_u) \quad (6.29)$$

Występujące w równaniu (6.29) oznaczenia wyrażają:

- α^* – pojemnościową składową stałą tłumienia, $\alpha^* = [2RC_g(1+c)]^{-1}$;
- α^{**} – indukcyjnościową składową stałą tłumienia, $\alpha^{**} = R_p/(2L_n)$;
- ω_0 – pulsację drgań nietłumionych, $\omega_0 = [L_n C_g(1+c)]^{1/2}$;
- c – względną, odniesioną do pojemności sterującej wyłącznika C_g , pojemność systemu, $c = C/C_g$.

Praktycznie w każdym przypadku pracy przekładników napięciowych WN w pokazanym na rys. 6.13 układzie spełniona jest nierówność $\omega_0 > \alpha$ ($L_n < 4R^2 C_g(1+c)$)¹⁴. Oznacza to, że rozwiązanie równania różniczkowego (6.29) ma charakter przebiegu oscylacyjnego, czyli jego całka ogólna przybiera postać

$$\Psi(t) = Ae^{-\alpha t} \sin(\omega_d t + \eta) + \Psi_{wm} \sin(\omega t + \varphi_\Psi) \quad (6.30)$$

gdzie: A , η – stałe całkowania; $\alpha = \alpha^* + \alpha^{**}$ – wypadkowa stała tłumienia; ω_d – pulsacja drgań tłumionych ($\omega_d = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$); Ψ_{wm} , φ_Ψ – odpowiednio amplituda i faza początkowa składowej wymuszonej strumienia, opisane równaniami (wyprowadzenie i szczegółowe objaśnienia w Załączniku F)

$$\left\{ \begin{array}{l} \Psi_{wm} \cong \frac{1}{1+c} \frac{U_m}{\omega} \\ \varphi_\Psi \cong \varphi_u - \left(\frac{\pi}{2} - \Delta\varphi_\Psi \right), \quad \Delta\varphi_\Psi - \text{"kąt stratności"} \\ \Delta\varphi_\Psi = \frac{2\alpha\omega}{\omega^2 - \omega_0^2} \end{array} \right. \quad (6.31)$$

¹⁴ Przykładowo, dla wartości odpowiadających modelowi sieciowego przekładnika WN opisanego w rozdz. 4.1.3 (tabela A2 Załącznika A), $L_n < 1$ MH, natomiast $4R^2 C_g(1+c) \cong 20 \cdot 10^6(1+c)$.

Stałe całkowania A oraz η dla granicznych wartości fazy początkowej napięcia zasilającego φ_u , przy uwzględnieniu umożliwiającego wprowadzenie uproszczeń zakresu wartości „kąta stratności” $\Delta\varphi_\psi \in (0; 0,17 \text{ rad})$, można wyznaczyć na podstawie zależności (wyprowadzenie w Załączniku F):

- Dla $\varphi_u = 0$

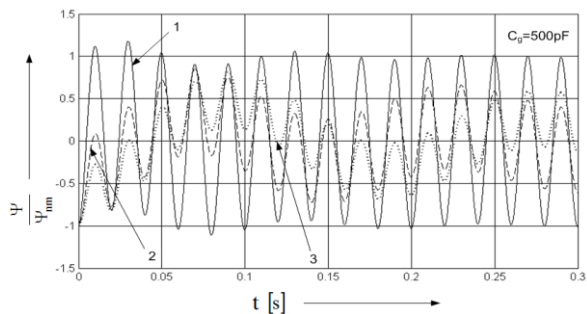
$$\begin{cases} A = \pm \frac{c}{1+c} \frac{U_m}{\omega} \sqrt{1 + \left(\frac{\alpha}{\omega_d}\right)^2 \left(\frac{2}{c} - 1\right)^2} \\ \eta = \arctg \frac{1}{\frac{\alpha}{\omega_d} \left(1 - \frac{2}{c}\right)} \end{cases} \quad (6.32)$$

Znak „+” w wyrażeniu opisującym stałą A odpowiada przypadkowi, gdy $0 < c < 2$, a znak „-”, gdy $c > 2$.

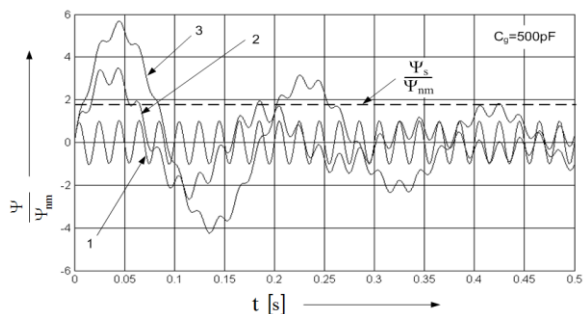
- Dla $\varphi_u = \pi/2$

$$\begin{cases} A \cong \frac{c}{1+c} \frac{\omega}{\omega_d} \frac{U_m}{\omega} \wedge \eta \cong -\arctg \frac{2\alpha\omega_d}{c\omega^2} \cong 0, & \text{gdy } c > 0,1 \\ A \cong \frac{U_m}{\omega} \frac{2\alpha}{\omega} \wedge \eta \cong -\frac{\pi}{2}, & \text{gdy } c \rightarrow 0 \end{cases} \quad (6.33)$$

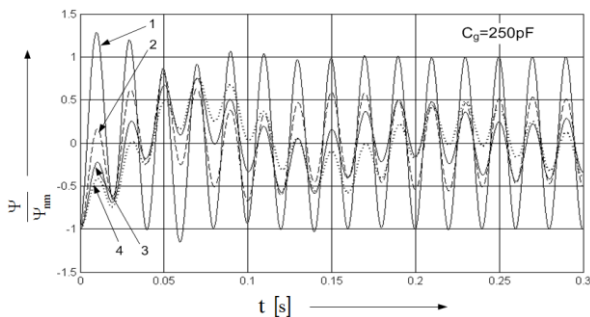
Opisane wzorami (6.31)÷(6.33) stałe całkowania, po ich uwzględnieniu we wzorze (6.30), prowadzą do uzyskania całki szczególnej równania (6.29), czyli opisu matematycznego przebiegu chwilowego strumienia Ψ . Ma to istotne znaczenie dla ustalenia ewentualnego zagrożenia wynikającego z przejścia przekładnika napięciowego do stanu pracy z nasycaniem obwodu magnetycznego. Towarzyszące temu efektowi nagłe zmniejszanie indukcyjności równoważnej przekładnika (rozdz. 6.5.1.2) powoduje zmianę właściwości obwodu sprzyjającą wzbudzeniu oscylacji ferorezonansowych. Omówione zagadnienie stanu przejściowego zilustrowano przykładem liczbowym z wykorzystaniem danych podanych we wstępie rozdz. 6.5.1. Przebiegi czasowe względnej wartości strumienia, odniesionej do amplitudy strumienia znamionowego $\Psi_{nm} = U_{nm}/\omega$ ($\Psi_{nm} = 286 \text{ Wb}$), dla różnych wartości parametru c i dwóch założonych pojemności wyłącznika C_g przedstawiono na rys. 6.17-6.20.



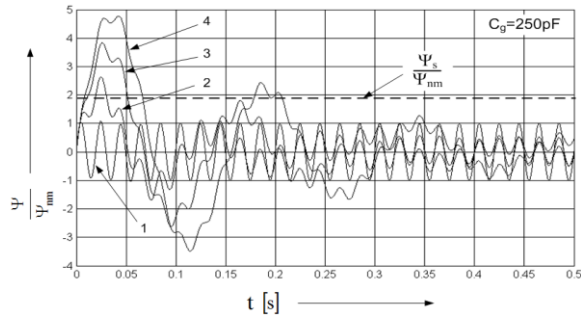
Rys. 6.17. Względna wartość chwilowa strumienia skojarzonego (odniesiona do amplitudy strumienia przy napięciu $U_p = U_{pn}$); $\varphi_u = 0$; $C_g = 500 \text{ pF}$ ($1 \rightarrow c = 0$; $2 \rightarrow c = 1$; $3 \rightarrow c = 2$)



Rys. 6.18. Względna wartość chwilowa strumienia skojarzonego (odniesiona do amplitudy strumienia przy napięciu $U_p = U_{pn}$); $\varphi_u = \pi/2$; $C_g = 500 \text{ pF}$ ($1 \rightarrow c = 0$; $2 \rightarrow c = 1$; $3 \rightarrow c = 2$)



Rys. 6.19. Względna wartość chwilowa strumienia skojarzonego (odniesiona do amplitudy strumienia przy napięciu $U_p = U_{pn}$); $\varphi_u = 0$; $C_g = 250 \text{ pF}$ ($1 \rightarrow c = 0$; $2 \rightarrow c = 1$; $3 \rightarrow c = 2$; $4 \rightarrow c = 3$)



Rys. 6.20. Względna wartość chwilowa strumienia skojarzonego (odniesiona do amplitudy strumienia przy napięciu $U_p = U_{pn}$); $\varphi_u = \pi/2$; $C_g = 250 \text{ pF}$ ($1 \rightarrow c = 0$; $2 \rightarrow c = 1$; $3 \rightarrow c = 2$; $4 \rightarrow c = 3$)

Wnioski i uwagi dotyczące rozdz. 6.5.1.1

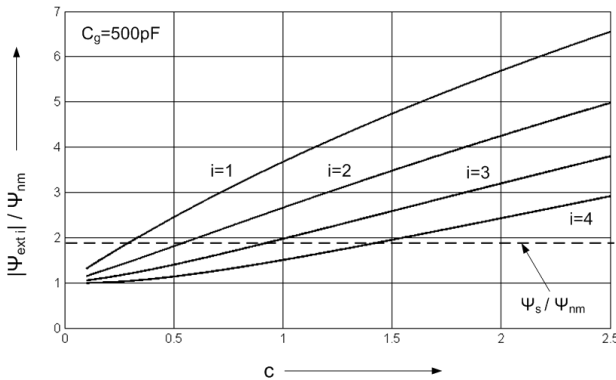
- a) W odróżnieniu od typowego, reprezentatywnego układu *RLC* pokazanego na rys. 6.4 (rozdz. 6.1.2), otrzymane wyniki analizy stanu przejściowego pokazują, że najgorsze z punktu widzenia osiąganych ekstremalnych wartości strumienia skojarzonego obwodu magnetycznego elementu *L* występują, gdy faza początkowa napięcia sieci jest równa $\pm\pi/2$ (rys. 6.18 i 6.20 $\rightarrow c = 3$).
- b) Przekroczenie granicy nasycenia ($\Psi/\Psi_{nm} > 1,9$) jest uzależnione od kilku czynników, spośród których decydujące znaczenie ma faza napięcia w chwili otwierania wyłącznika. Względnie mały wpływ na osiągnięcie efektu nasycania ma wartość skuteczna napięcia sieci, bowiem nawet w przypadku stanów awaryjnych może ona przekroczyć wartość znamionową co najwyżej o kilkadziesiąt procent.

Ocena stopnia zagrożenia oscylacjami ferrezonansowymi

Na podstawie otrzymanego w rozdz. 6.5.1.1 przebiegu chwilowego strumienia $\Psi(t)$ można sformułować warunek konieczny wzbudzenia w omawianym układzie oscylacji ferrezonansowych. Polega on na określeniu możliwości osiągnięcia przez liniowy obwód magnetyczny w stanie przejściowym przekładnika wartości progowej nasycenia ($\Psi = \Psi_s$). Najbardziej sprzyja spełnieniu tego kryterium otwarcie wyłącznika w chwili, gdy napięcie sieci osiąga ekstremalną wartość ($\varphi_u = \pm\pi/2$). W tym przypadku, na podstawie równania (6.30) opisującego strumień $\Psi(t)$, po uwzględnieniu wynikających z relacji (6.31) i (6.33) przybliżonych wartości $\eta \cong 0$ oraz $\varphi_\psi = \Delta\varphi_\psi \cong 0$, z wystarczająco dobrym przybliżeniem można wyznaczyć kolejne ekstrema lokalne strumienia Ψ_{exti} .

$$\Psi_{\text{ext } i} \cong (-1)^{i+1} \left[A e^{-\alpha(2i-1)\frac{\pi}{2\omega_d} + \Psi_{\text{wm}}} \right]; \quad i \in \mathbb{N} \quad (6.34)$$

Występujące we wzorze (6.30), wyrażone wzorami (6.21) i (6.23) parametry: α , ω_d i Ψ_{wm} oraz opisana zależnością (6.33) stała całkowania A są funkcjami parametru $c = C/C_g$. Wobec tego ekstremalne wartości strumienia $\Psi_{\text{ext } i}$ są również funkcją parametru c . Wykorzystując opis analityczny (6.34) rodziny funkcji $\Psi_{\text{ext } i} / \Psi_{\text{nm}} = f(c)$, $i \in \mathbb{N}$, odniesionych do amplitudy strumienia znamionowego Ψ_{nm} wyznaczonej dla rzeczywistej konstrukcji przekładnika napięciowego WN, można ocenić zagrożenie oscylacjami ferrezonansowymi. Przebieg kilku pierwszych ekstremalnych wartości strumienia w stanie przejściowym ($i = 1, 2, 3, 4$) zilustrowano graficznie w postaci rodziny krzywych pokazanych na rys. 6.21.



Rys. 6.21. Zależność czterech pierwszych, odniesionych do amplitudy strumienia w warunkach znamionowych ($U_p = U_{pn}$) ekstremów lokalnych przebiegu strumienia w funkcji stosunku pojemności $c = C/C_g$ (według wzoru (6.34))

Dla rozpatrywanego przekładnika sieciowego (tabela A2 Załącznika A), przy uwzględnieniu podanych części wstępnej rozdz. 6.5.1 parametrów, wyznaczono „zapas do nasycenia” odniesiony do amplitudy strumienia przy napięciu znamionowym U_{pn} jako równy w przybliżeniu $\Psi_s / \Psi_{\text{nm}} = 1,9$. Tak więc, na podstawie przebiegu krzywych ekstremów lokalnych strumienia pokazanych na rys. 6.21, można zauważyć, że w danych warunkach (określona charakterystyka magnesowania rdzenia i obciążenie przekładnika oraz pojemność sterująca wyłącznika $C_g = 500 \text{ pF}$), dla $c \leq 0,25$ nie występuje praktycznie możliwość nasycenia obwodu magnetycznego przekładnika.

Wniosek ten jest konsekwencją nieprzekraczania progu nasycenia przez pierwszą, a więc i następne kolejne lokalne wartości ekstremalne. Z kolei dla współczynnika $c = 0,5$ pierwsze ekstremum lokalne przekracza próg nasycenia ($\Psi_{ext 1} > \Psi_s$), a kolejne następne – tego progu nie osiągają ($|\Psi_{ext 2,3,4}| < \Psi_s$). Spostrzeżenia te nie mogą jednak stanowić podstawy do sformułowania wniosku o spełnieniu warunku wzbudzenia drgań ferorezonansowych. Bez dodatkowej weryfikacji byłby on nieuprawniony, gdyż przekroczenie progu nasycenia tylko przez pierwszą wartość ekstremalną może okazać się niewystarczające do wywołania ustalonych oscylacji omawianego rodzaju. W takim przypadku wymagane jest uzupełnienie badań np. metodą energetyczną (rozdz. 6.3).

Na podstawie przedstawionych dla układu liniowego rozważań, opartych na metodzie analitycznego wyznaczenia przebiegów czasowych strumienia skojarzonego pokazanych na rysunkach 6.17÷6.20 oraz zależności jego ekstremów lokalnych w funkcji parametru c , można sformułować następujące uwagi i wnioski:

1. Przekroczenie granicy nasycenia obwodu magnetycznego przekładnika przy założonych parametrach układu jest zależne od chwili otwarcia wyłącznika, przy czym zagrożenie to jest najmniejsze dla $\varphi_u = 0$, gdyż w tym przypadku $\Psi_{max} < 1,2\Psi_{nm}$ (rys. 6.17 i rys. 6.19). Dla rozpatrywanego modelu przekładnika sieciowego próg nasycenia odpowiada wartości strumienia równej około $1,9\Psi_{nm}$. Jak pokazują wyniki obliczeń, nawet w przypadku, gdy napięcie w stanie ustalonym przed otwarciem wyłącznika jest równe 150% napięcia znamionowego ($k_U = 1,5$), strumień chwilowy nie osiąga granicznej dla nasycenia wartości Ψ_s .

2. W najgorszym z punktu widzenia możliwości wzbudzenia oscylacji ferorezonansowych przypadku, tzn. gdy $\varphi_u = \pm\pi/2$, nasycenie obwodu magnetycznego może rozpocząć się już w czasie kilku pierwszych okresów przebiegu napięcia zasilającego (rys. 6.18 i rys. 6.20).

3. Powyższe wnioski świadczą o przypadkowości skutków stanu przejściowego po otwarciu wyłącznika. Wobec tego w rozważaniach nad możliwością wzbudzenia oscylacji ferorezonansowych w układzie z przekładnikami napięciowymi WN i pojemnościami wyłącznika należy przyjmować najbardziej niekorzystny przypadek otwarcia wyłącznika w chwili, gdy $u(0) = \pm U_m$ ($\varphi_u = \pm\pi/2$).

4. Możliwe jest określenie stosunkowo prostej metody pozwalającej na ocenę potencjalnej możliwości wystąpienia oscylacji ferorezonansowych w układzie przekładnika napięciowego i wyłącznika dwuprzerwowego z pojemnościami sterującymi rozkładem napięcia. W tym celu należy dysponować danymi dotyczącymi samego przekładnika napięciowego, pojemności sterujących wyłącznika i pojemności systemu.

6.5.1.2. Układ nieliniowy

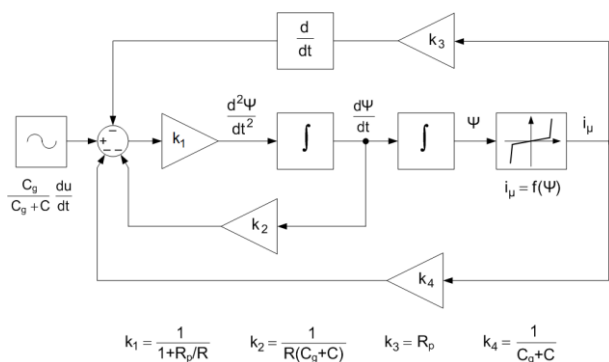
Wyznaczenie przebiegów czasowych strumienia i prądu magnesującego przekładnika napięciowego pracującego w układzie pokazanym na rys. 6.13, w warunkach nasycanego rdzenia ferromagnetycznego, wymaga rozwiązania nieliniowego równania różniczkowego w postaci (6.28). Jak wykazano w rozdz. 6.5.1.1, strumień skojarzony przekładnika w stanie przejściowym może w określonych warunkach wykazywać znaczący wzrost ponad próg nasycenia ($|\Psi| > \Psi_s$). W jego efekcie, w wyniku nasycania obwodu magnetycznego, staje się niezbędne uwzględnienie zmiany nachylenia charakterystyki $\Psi = f(i_\mu)$. Drogą prowadzącą do celu jest więc odwzorowanie charakterystyki magnesowania np. za pomocą przybliżenia jej przebiegu w postaci wieloodcinkowej krzywej łamanej. W tym jednak przypadku niezbędne jest wykorzystanie metod symulacji komputerowej.

Komputerową analizę symulacyjną przeprowadzono na podstawie modelu matematycznego opisanego równaniem (6.29), którego przekształconą postać wykorzystano do zbudowania modelu symulacyjnego

$$\left(1 + \frac{R_p}{R}\right) \frac{d^2\Psi}{dt^2} = \frac{C_g}{C_g + C} \frac{du}{dt} - \frac{1}{R(C_g + C)} \frac{d\Psi}{dt} - R_p \frac{di_\mu}{dt} - \frac{1}{C_g + C} i_\mu \quad (6.35)$$

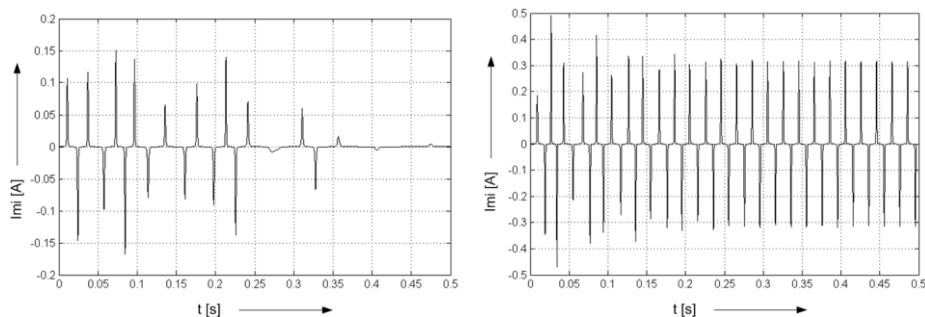
Parametry występujące w równaniu (6.35) są identyczne z oznaczeniami wykorzystanymi na rys. 6.13. W zbudowanym modelu symulacyjnym odwzorowano przebieg nieliniowej charakterystyki magnesowania $i_\mu = f(\Psi)$ większą liczbą odcinków łamanej. Do badań wykorzystano 12-odcinkową krzywą łamaną $B = f(H)$ (tabela 4.6), która z dobrym przybliżeniem oddaje kształt tej charakterystyki, szczególnie w zakresie kolana krzywej magnesowania.

Schemat blokowy modelu zbudowanego na podstawie równania (6.35) pokazano na rys. 6.22.

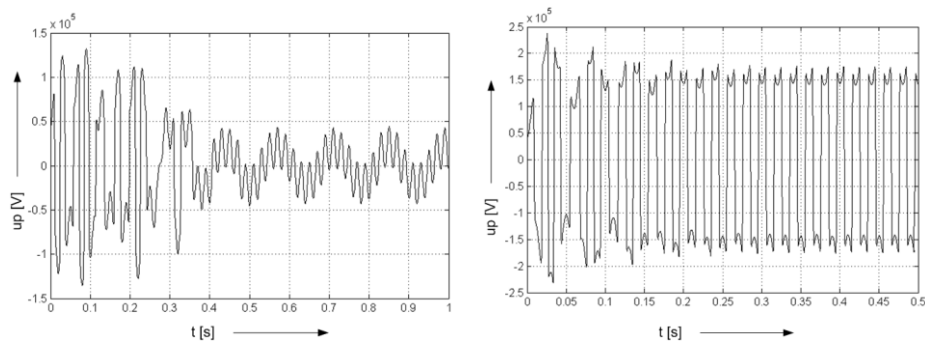


Rys. 6.22. Zdefiniowany graficznie model równania różniczkowego (6.35)

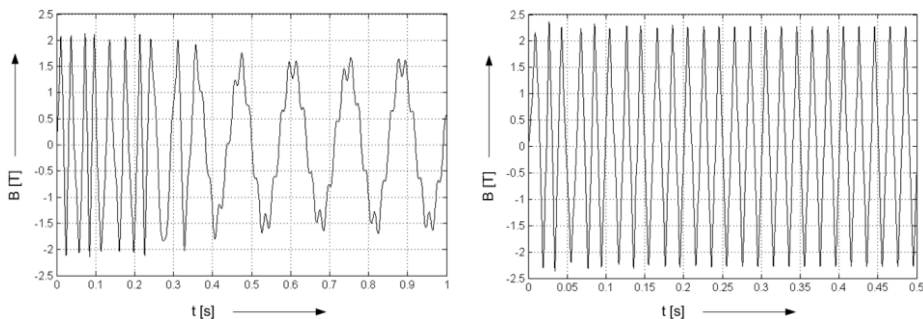
Opartą na zbudowanym modelu (rys. 6.22) symulację komputerową przeprowadzono z wykorzystaniem pakietu numerycznego MATLAB-Simulink. Przedmiotem badań był przekładnik sieciowy 110 kV o parametrach podanych w tabeli A.2 Załącznika A. Wyznaczono przebiegi chwilowe prądu magnesującego $i_{\mu}(t)$, napięcia na uzwojeniu pierwotnym przekładnika $u_p(t)$ oraz indukcji magnetycznej $B(t)$. Badanie symulacyjne wykonano przy zasilaniu przekładnika napięciem znamionowym ($U_{pn} = 110 \text{ kV}/\sqrt{3}$) dla dwóch wartości współczynnika $c = C/C_g$ i pokazano na rysunkach 6.23÷6.25.



Rys. 6.23. Przebieg prądu magnesującego dla dwóch wartości współczynnika c ($c = 0,25$ – rysunek w lewej, $c = 0,5$ – w prawej części rysunku)



Rys. 6.24. Przebieg napięcia pierwotnego dla dwóch wartości współczynnika c ($c = 0,25$ – rysunek w lewej, $c = 0,5$ – w prawej części rysunku)



Rys. 6.25. Przebieg indukcji magnetycznej dla dwóch wartości współczynnika c ($c = 0,25$ – rysunek w lewej, $c = 0,5$ – w prawej części rysunku)

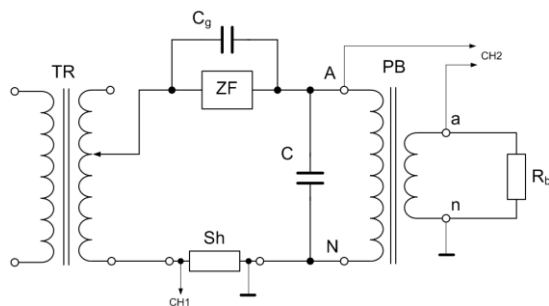
Wyniki otrzymane w toku wykonanych, w szerszym niż przedstawionym w niniejszym opracowaniu zakresie, badań modelu symulacyjnego umożliwiają sformułowanie następujących uwag i wniosków:

- Potwierdzono poprawność wyników analizy teoretycznej przeprowadzonej w rozdz. 6.5.1.2. Wyraźnie widoczny jest wpływ współczynnika $c = C/C_g$ na możliwość wzbudzenia oscylacji ferrezonansowych. Przebiegi przedstawione na rysunkach 6.23÷6.25 pokazują, że im większa wartość współczynnika c , tym większe prawdopodobieństwo występowania ustalonych drgań nieliniowych.
- Na podstawie przebiegu chwilowego indukcji magnetycznej można zauważyć, że mimo przekroczenia granicy nasycenia ($B > 2\text{T}$) w przypadku $c = 0,25$ (przebiegi w lewej części rysunków) i początkowego zainicjowania oscylacji ferrezonansowych zostają one w stosunkowo krótkim czasie stłumione.
- Sprawdzone dolną graniczną wartość napięcia sieci, przy której następuje wzbudzenie drgań nieliniowych w obwodzie z przekładnikiem napięciowym. W rozpatrywanym przypadku, dla $c = 0,5$, stanowiła ona około 55% napięcia znamionowego przekładnika.
- Należy rozważyć zwiększanie w dopuszczalnych granicach pojemności C_g . Zmniejszona w wyniku tego wartość współczynnika c sprzyja zmniejszeniu zagrożenia oscylacjami ferrezonansowymi

6.6. Wyniki badań eksperymentalnych dla równoważnych modeli fizycznych niskiego napięcia

Badania laboratoryjne przeprowadzono w celu sprawdzenia możliwości wykorzystania wykonanego fabrycznie według projektu autora niskonapięciowego modelu fizycznego odpowiadającego przekładnikowi WN (110 kV) do zbadania układu z pojemnościami sterującymi wyłącznika (rozdz. 6.5.1).

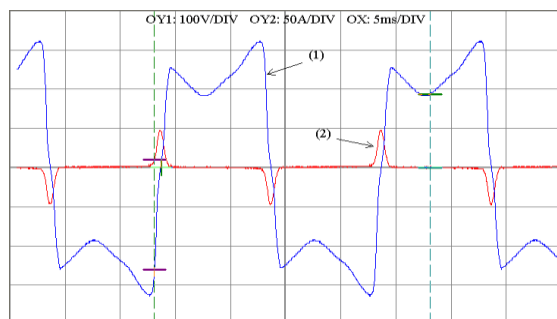
Układ pomiarowy umożliwiający zbadanie wpływu pojemności sterujących wyłącznika na pracę przekładnika przedstawiono na rys. 6.26. Kondensator C_s włączony równolegle z załącznikiem fazowym ZF jest – po otwarciu obwodu – włączany w obwód pierwotny przekładnika. Po otwarciu załącznika ZF przekładnik jest zasilany poprzez szeregową pojemność sterującą. W opisanej konfiguracji układowej rejestrowano i zapisywano z wykorzystaniem oscyloskopu odpowiednie przebiegi prądu i napięcia.



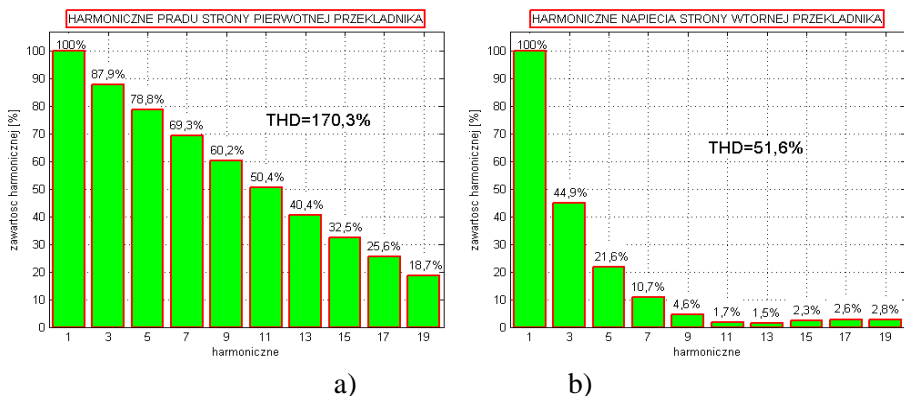
Rys. 6.26. Schemat układu pomiarowego do badania modelu nn(WN) przekładnika przy włączaniu w obwód pojemności szeregowej C_g
Oznaczenia: TR – transformator regulacyjny; ZF – załącznik fazowy; Sh – bocznik, C – kondensator równoległy, PB – przekładnik badany, CH1, CH2 – wyprowadzenia do kanałów wejściowych oscyloskopu

I. Układ z kondensatorem o pojemności $C_s = 50 \mu\text{F}$. Przekładnia znamionowa przekładnika badanego nn(WN) – $K_n = 200/\sqrt{3} : 200/\sqrt{3} \text{ V/V}$

Otrzymano przebiegi prądu i napięcia pierwotnego przekładnika w postaci oscylogramu pokazanego na rys. 6.27. Dodatkowo wyznaczono współczynnik zawartości harmonicznych dla prądu i napięcia pierwotnego. Odnośne diagramy pokazano na rys. 6.28.

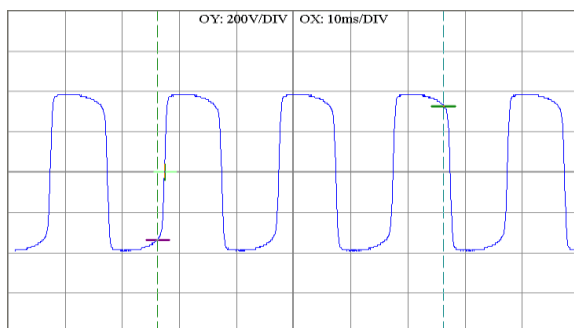


Rys. 6.27. Oscylogram napięcia u_p (1) i prądu chwilowego i_p (2) strony pierwotnej przekładnika w obwodzie po otwarciu załącznika ZF
 $(U_{prms} = 140\text{V}; I_{prms} = 5,0\text{A})$



Rys. 6.28. Diagram przedstawiający udział wyższych harmonicznych: a) prądu pierwotnego przekładnika oraz b) napięcia pierwotnego po otwarciu załącznika ZF

Napięcie na kondensatorze po otwarciu wyłącznika ma postać przebiegu chwilowego pokazanego na rys. 6.29.



Rys. 6.29. Oscylogram napięcia u_C na kondensatorze o pojemności C_s po otwarciu załącznika ZF ($U_{Crms} = 330$ V)

Wniosek do rozdz. 6.6

Otrzymane wyniki pomiarów i zarejestrowane przebiegi napięcia i prądu pierwotnego przekładnika potwierdzają charakter przebiegów otrzymanych z badań symulacyjnych, pokazanych na rys. 6.7. Autor ocenia sposób praktycznego weryfikowania warunków wzbudzenia oscylacji nieliniowych niskonapięciowego modelu równoważnego zaproponowaną metodą jako przydatny i możliwy do zastosowania, także dla rzeczywistych sieciowych przekładników WN. Badanie powinno być w tym przypadku przeprowadzone przy zasilaniu przekładnika od strony wtórnej.

7. OCHRONA PRZED SKUTKAMI NIETYPOWYCH WARUNKÓW EKSPLOATACYJNYCH

Przekładniki napięciowe indukcyjne SN i WN są aparatami o szczególnej wrażliwości na nietypowe zjawiska elektromagnetyczne, występujące w sieciach, w których są zainstalowane. Ta właściwość wynika m.in. z narzuconych ograniczeniem wymiarów zewnętrznych cech konstrukcyjno-technologicznych wymagających minimalizowania wymiarów rdzenia i uzwojeń. Najłabszym pod względem odporności elementem jest uzwojenie pierwotne, którego cewka (cewki) jest wykonywana drutem nawojowym o niewielkim przekroju. W przypadku przekładników izolowanych żywicą dochodzi dodatkowe zagrożenie wynikające z możliwości wystąpienia pęknięć spowodowanych np. naprężeniami spowodowanymi rozszerzalnością cieplną płaskowników miedzianych, za pomocą których przekładniki są łączone z szynami zbiorczymi rozdzielnic. Z drugiej strony awaria przekładnika napięciowego poza zniszczeniem przekładnika może powodować zakłócenia w pracy całego systemu.

Najważniejsze zadania stawiane przed konstruktorami w zakresie ochrony przed gwałtownym uszkodzeniem (eksplozje) przekładników napięciowych dotyczą ograniczenia możliwości występowania lub niedopuszczenia do:

- awarii przekładników w wyniku, spowodowanej anomalnym stanem ich pracy, nadmiernego prądu w uzwojeniach i/lub
- gwałtownego uszkodzenia przekładnika (eksplozji) w przypadku zaistniałego uszkodzenia wewnętrznego wynikającego np. ze zwarcia międzyzwojowego lub międzywarstwowego w cewce uzwojenia pierwotnego.

Do najczęściej stosowanych środków ochrony przed awariami i ich skutkami należą:

- bezpieczniki topikowe,
- rezystancyjne dociążanie obwodów wtórnych,
- zabiegi konstrukcyjne.

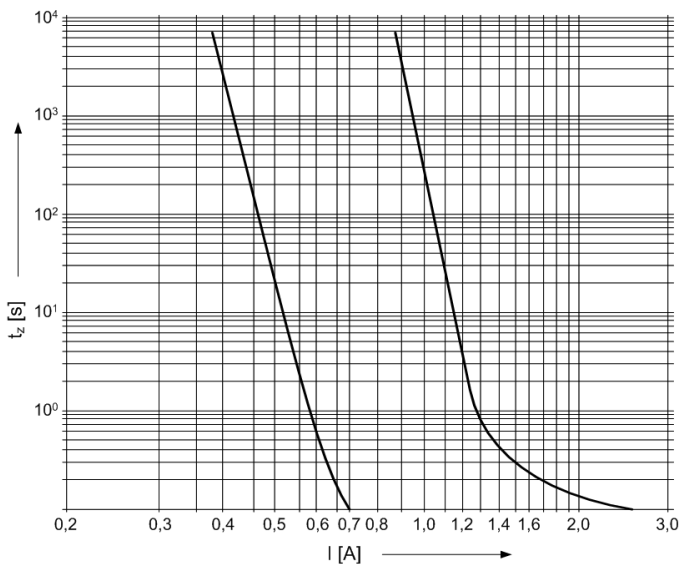
7.1. Bezpieczniki topikowe do ochrony przed gwałtownym uszkodzeniem żywicznych przekładników napięciowych instalowanych w sieciach SN

Z punktu widzenia techniki zabezpieczania obwodów napięciowych przed skutkami zwarcia, naturalnym sposobem ochrony przekładnika przed cieplnymi skutkami tego stanu w obwodzie wtórnym są stosowane bezpieczniki topikowe włączane bezpośrednio za nieuziemiałym zaciskiem wtórnym. Biorąc pod uwagę, że – zależnie od konstrukcji – wartość skuteczna prądu w uzwojeniu wtórnym może sięgać kilkuset amperów, dobór prądu znamionowego zabez-

pieczenia nie nastęca większych trudności. W tym przypadku można uznać, że zapewniona jest ochrona uzwojeń: wtórnego i pierwotnego.

Dla zrealizowania ochrony zagrożeń zewnętrznych pochodzących od strony pierwotnej przekładnika (przebiecia ustalone, stany przejściowe, ferorozonans), a także przed skutkami uszkodzenia izolacji cewki (cewek) uzwojenia pierwotnego, niektóre przekładniki SN, są po stronie pierwotnej wyposażone w wysokonapięciowe bezpieczniki. W przypadku zagrożenia wewnętrznego, wynikającego ze stanu zwarcia międzyzwojowego lub międzywarstwowego w uzwojeniu pierwotnym, zmniejszenie liczby czynnych zwojów doprowadza do wzrostu prądu magnesowania. Wywołany tym przyrost temperatury powoduje rozwijanie się uszkodzenia na dalsze części uzwojenia pierwotnego. Przerwanie przepływu prądu nie może już przeszkodzić destrukcji uzwojenia, ogranicza jednak dalsze jego skutki, szczególnie gdy dotyczą one aparatury sąsiadującej z uszkodzonym przekładnikiem.

Dobór prądu znamionowego wkładek topikowych wymaga przede wszystkim wyznaczenia wartości skutecznej prądu w uzwojeniach przekładnika w określonym, nietypowym stanie jego pracy. Na podstawie charakterystyki czasowo-prądowej branego pod uwagę bezpiecznika (rys. 7.1) trzeba sprawdzić czas jego wyłączenia przy przepływie prądu zagrażającego ciepłności trwałości układu izolacyjnego przekładnika. Jako kryterium oceny przydatności zabezpieczenia można przyjąć wynik porównania czasu przepalenia się wkładki z czasem osiągnięcia przez przekładnik temperatury dopuszczalnej z punktu widzenia właściwości elementów układu izolacyjnego (emalia, żywica).



Rys. 7.1. Charakterystyki czasowo-prądowe wkładek bezpiecznikowych dla prądów znamionowych 220 mA i 500 mA na napięcie znamionowe 12 kV

Uwzględnienie wszelkich potencjalnych przyczyn i okoliczności pojawiania się prądów zagrażających samemu przekładnikowi napięciowemu lub jego otoczeniu, a także wyznaczenie ich wartości jest trudne, o ile w ogóle możliwe. Do rozważań dotyczących doboru wkładek bezpiecznikowych przyjęto zatem sposób postępowania oparty o następujące założenie:

Prawidłowo dobrana wkładka bezpiecznikowa powinna przerwać przepływ prądu przed upływem czasu osiągnięcia w przekładniku maksymalnego dopuszczalnego przyrostu temperatury $\Delta\vartheta_m$ zależnego od rodzaju i właściwości elementów układu izolacyjnego.

W cieplnym stanie przejściowym przekładnika, spowodowanym znacznym, krótkotrwałym wzrostem prądu w uzwojeniach, istotny wpływ na przebiegi czasowe temperatury uzwojeń i rdzenia mają zamieszczone na rysunkach 5.45 i 5.46 pojemności cieplne „wewnętrzne” – własne i wzajemne. Względnie duża masa żywicy powoduje, że przybierają one znaczne wartości. Oznacza to, że stałe czasowe „wewnętrzne” przekładnika są znacznie większe od stałej czasowej przestrzeni otaczającej przekładnik $\tau_{zo} = R_{thzo}C_{thzo}$. Wynikiem takiej relacji jest, w przypadku krótkotrwałego cieplnego stanu przejściowego, zbliżony dla uzwojeń i rdzenia praktycznie liniowy wzrost temperatury. Przebiegi pokazane na rys. 5.27 w odniesieniu do uzwojenia pierwotnego i rdzenia tę tendencję potwierdzają ($\Delta\vartheta_z \approx \Delta\vartheta_1 \wedge \Delta\vartheta_z \approx \Delta\vartheta_3$). W rozpatrywanym przypadku, po upływie 1 sekundy temperatura uzwojenia pierwotnego i rdzenia osiąga w przybliżeniu tę samą wartość równą temperaturze na powierzchni izolacji żywiczej (punkt oznaczony jako „z” na rys. 5.27). Oznacza to, że w krótkotrwałym stanie dynamicznym, decydujące dla oceny poprawności doboru wkładek bezpiecznikowych włączanych po stronie pierwotnej przekładnika napięciowego, ma wyznaczenie przyrostu temperatury $\Delta\vartheta_z$. Biorąc pod uwagę, że źródła mocy cieplnych P_{th1} , P_{th2} oraz P_{th3} mają charakter źródeł „prądowych”, przebieg tego przyrostu w cieplnym stanie przejściowym można opisać zależnością

$$\Delta\vartheta_z = \sum P_{th} R_{thzo} \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_{zo}}\right) \right] \quad (7.1)$$

gdzie: $\sum P_{th} = P_{th1} + P_{th2} + P_{th3}$; $\tau_{zo} = R_{thzo}C_{thzo}$ (rys. 5.27).

Dla czasu $t \in (0; 0,1\tau_{zo})$ wzór (7.1) można zapisać w uproszczonej postaci, wprowadzającej błąd przybliżenia zawarty w przedziale $(-5\%; 0)$.

$$\Delta\vartheta_z \cong \frac{\sum P_{th}}{C_{thzo}} t \quad (7.2)$$

Istotnym z punktu widzenia szeroko pojętego bezpieczeństwa konstrukcji przekładnika jest czas t_m , po upływie którego przyrost temperatury powierzchni zewnętrznej przekładnika osiągnie zadaną wartość $\Delta\vartheta_m$. Przyjęcie tego przyrostu jako dopuszczalnego dla uzwojenia pierwotnego nie wprowadza sprzeczności do prezentowanego toku rozumowania, gdyż z uwagi na relację $\Delta\vartheta_l > \Delta\vartheta_z$ prowadzi do zaostrzenia, a nie – złagodzenia kryterium doboru prądu znamionowego wkładek bezpiecznikowych. Korzystając ze wzoru (7.1), czas t_m osiągnięcia dopuszczalnego przyrostu temperatury uzwojenia pierwotnego może być wyznaczony zgodnie z formułą

$$t_m \cong \frac{C_{thzo} \Delta\vartheta_m}{\sum P_{th}} \quad (7.3)$$

Łączna moc cieplna od obydwu uzwojeń może być obliczona na podstawie zależności

$$\sum P_{th} = k_r \left[R_p + \alpha^2 \left(\frac{U_{pn}}{U_{sn}} \right)^2 R_s \right] I_p^2 \quad (7.4)$$

gdzie: k_r – współczynnik uwzględniający średni przyrost rezystancji uzwojeń dla przyrostu temperatury $\Delta\vartheta_m$ (dla uzwojenia miedzianego i $\Delta\vartheta_m = 155^\circ\text{C}$, $k_r \approx 1,3$), α – współczynnik określający stopień zredukowania prądu wtórnego, I_p – wartość skuteczna prądu pierwotnego przekładnika w stanie pracy nietypowej.

Współczynnik $\alpha = 1$, gdy transformacja prądu na stronę wtórną odbywa się zgodnie z relacją wynikającą z przekładni znamionowej, tzn. gdy $I_s = (U_{pn}/U_{sn})I_p$. Warunek ten odpowiada np. przypadkowi zwarcia strony wtórnej przekładnika. W przypadku nasycenia rdzenia (przebiegi ustalony i przejściowy) może okazać się, że prąd wtórny ma wartość skuteczną mniejszą od transformowanego zgodnie z przekładnią znamionową prądu pierwotnego. W tym przypadku współczynnikowi α powinna być przypisana wartość zawarta w przedziale $(0; 1)$.

W celu liczbowego zilustrowania przedstawionej metody doboru, rozpatrzono izolowany żywicą przekładnik napięciowy SN o przekładni $10000/\sqrt{3}:100/\sqrt{3}$ V, rezystancji uzwojenia pierwotnego $R_p = 2500 \Omega$ i rezystancji uzwojenia wtórnego $R_s = 0,28 \Omega$. Cewki uzwojeń pierwotnego i wtórnego wykonano drutem nawojowym np. DN2E180 $\Phi 0,19$ mm, wobec tego, z punktu widzenia cieplnej wytrzymałości emalii, ich maksymalny dopuszczalny przyrost temperatury dla temperatury otoczenia 25°C wynosi $\Delta\vartheta_m = 155$ K. Istotne znaczenie dla doboru wkładki ma zatem czas t_m , po którym maksymalny miejscowy przyrost temperatury uzwojeń przekładnika osiągnie wartość $\Delta\vartheta_m$. Na podstawie wzorów (7.1) i (7.2), dla ustalonych wartości prądu pierwotnego I_p , można obliczyć czas t_m osiągnięcia przez uzwojenie pierwotne przyrostu temperatury $\Delta\vartheta_m = 155$ K. W omawianym przykładzie uwzględniono, że pojemność cieplna $C_{thzo} = 80$ J/K (rys. 5.25). Czas t_z zadziałania bezpiecznika wyznaczono na podstawie charakterystyk czasowo-prądowych wkładek 220 mA i 500 mA pokazanych na rys. 7.1. Wyniki obliczeń zestawiono w tabelach 7.1 i 7.2.

Tabela 7.1. Czas t_m osiągnięcia przez uzwojenia przekładnika maksymalnego przyrostu temperatury $\Delta\vartheta_m$ (155 K) w porównaniu z czasem t_z przepalenia się wkładki bezpiecznikowej o prądzie znamionowym 220 mA

I _{bn} = 220 mA									
I _p [A]	t _z [s]	ΣP _{th} [W]	t _m [s]	Ocena	I _p [A]	t _z [s]	ΣP _{th} [W]	t _m [s]	Ocena
α=1,0					α = 0,4				
0,70	0,1	3 400	3,6	+	0,70	0,1	1 900	6,5	+
0,60	0,3	2 500	5,0	+	0,60	0,3	1 400	8,9	+
0,55	3	2 100	5,9	+	0,55	3	1 200	10,3	+
0,50	35	1 750	7,1	-	0,50	35	960	12,9	-
0,45	600	1 400	8,9	-	0,45	600	780	15,9	-
α=0,8					α = 0,2				
0,70	0,1	2 750	4,5	+	0,70	0,1	1 650	7,5	+
0,60	0,3	2 000	6,2	+	0,60	0,3	1 200	10,3	+
0,55	3	1 700	7,3	+	0,55	3	1 000	12,4	+
0,50	35	1 400	8,9	-	0,50	35	850	14,6	-
0,45	600	1 150	10,8	-	0,45	600	700	17,7	-
Uwaga: Znak „+” oznacza pozytywny wynik oceny									

Tabela 7.2. Czas t_m osiągnięcia przez uzwojenia przekładnika maksymalnego przyrostu temperatury $\Delta\vartheta_m$ (155 K) w porównaniu z czasem t_z przepalenia się wkładki bezpiecznikowej o prądzie znamionowym 500 mA

I _{bn} = 500 mA									
I _p [A]	t _z [s]	ΣP _{th} [W]	t _m [s]	Ocena	I _p [A]	t _z [s]	ΣP _{th} [W]	t _m [s]	Ocena
α = 1,0					α = 0,4				
2,0	0,1	27 600	0,45	+	2,0	0,1	15 300	0,81	+
1,7	0,15	19 900	0,62	+	1,7	0,15	11 000	1,1	+
1,5	0,22	15 500	0,8	+	1,5	0,22	8 600	1,4	+
1,3	0,9	11 600	1,1	+	1,3	0,9	6 500	1,90	+
1,2	4	9 900	1,3	–	1,2	4	5 500	2,3	–
1,1	30	8 300	1,5	–	1,1	30	4 600	2,7	–
1,0	200	6 900	1,8	–	1,0	200	3 800	3,3	–
α = 0,8					α = 0,2				
2,0	0,1	22 300	0,56	+	2,0	0,1	13 600	0,91	+
1,7	0,15	16 100	0,77	+	1,7	0,15	9 800	1,3	+
1,5	0,22	12 500	1,0	+	1,5	0,22	7 600	1,6	+
1,3	0,9	9 400	1,3	+	1,3	0,9	5 750	2,2	+
1,2	4	8 950	1,4	–	1,2	4	4 900	2,5	–
1,1	30	7 500	1,7	–	1,1	30	4 100	3,0	–
1,0	200	6 200	2,0	–	1,0	200	3 400	3,6	–
Uwaga: Znak „+” oznacza pozytywny wynik oceny									

Uwagi i wnioski do rozdz. 7.1

Analiza rezultatów badań przeprowadzonych na modelach fizycznych przekładników napięciowych SN¹⁵ oraz wyniki obliczeń przeprowadzonych dla opracowanego zastępczego schematu cieplnego, przy przyjęciu katalogowych wartości przewodności cieplnej, ciepła właściwego i współczynników przejmowania ciepła materiałów użytych do budowy przekładników, a także przy uwzględnieniu wymiarów przestrzeni wokół pracującego w rozdzielnicy przekładnika pozwoliły na sformułowanie następujących uwag i wniosków:

1. Zamieszczone w tablicach 7.1 i 7.2, wyznaczone metodą obliczeniową wartości czasu t_m osiągnięcia maksymalnego dopuszczanego przyrostu temperatury uzwojenia pierwotnego przekładnika oraz czasu t_z przepalenia się wkładki bezpiecznikowej odczytane z charakterystyki pokazanej na rys. 7.1, pozwalają

¹⁵ Wyniki badań w cieplnym stanie ustalonym otrzymano od producenta przekładników. W pracy zamieszczono wyniki analizy tylko dla jednego, wybranego spośród kilkunastu typów przekładników napięciowych SN izolowanych żywicą.

na ocenę stopnia ochrony przekładnika napięciowego przed cieplnym skutkiem przepływu prądu zwarciovego w uzwojeniu pierwotnym¹⁶.

2. Zastosowanie bezpieczników w obwodach pierwotnych przekładników napięciowych SN zapewnia ochronę w przypadku, gdy płynie w nich prąd o znacznej wartości (stan awaryjny). Ochrona może być niewystarczająca w przypadku prądu powodującego stosunkowo niedużą stratę mocy w uzwojeniach i odpowiadającego mu długiego czasu przepalania się wkładek topikowych. Sytuacja taka może mieć miejsce przy zwarciu międzyzwojowym lub międzywarstwowym lub w niektórych przypadkach długotrwałych procesów ferorezonansowych oraz niemetalicznych zwarć doziemnych w sieci, objawiających się łukiem przerywanym.

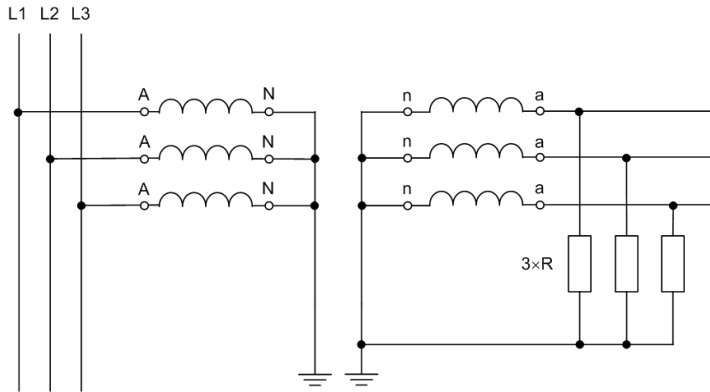
3. Nie jest możliwe sformułowanie jednoznacznego kryterium doboru i przydatności wkładki bezpiecznikowej dla ochrony danego typu przekładnika napięciowego i jego otoczenia w rozdzielnicy SN przed negatywnymi skutkami stanów awaryjnych w sieci i w samym przekładniku. Potwierdzają to znane autorowi przypadki uszkodzenia konstrukcji przekładnika przy nieprzepełnionej wkładce bezpiecznikowej SN.

4. Pełna ocena tego rodzaju środka jest możliwa przy wykonaniu badań symulacyjnych opartych na metodzie elementów skończonych [126] i badań eksperymentalnych dla zwarciovych warunków pracy przekładników napięciowych.

7.2. Rezystancyjne dociążenie obwodów uzwojeń wtórnych

Oscylacje ferorezonansowe występują w różnych konfiguracjach obwodów układów elektroenergetycznych, bądź z nieobciążonymi transformatorami (rozdz. 6.2), bądź z przekładnikami napięciowymi, które są zgodnie z przeznaczeniem słabo obciążonymi elementami systemu. Drgania te są wystarczająco długotrwałe, aby doprowadzić do uszkodzenia delikatnej, w porównaniu z transformatorami mocy, struktury przekładników. Jednym ze sposobów zapobiegania oscylacjom ferorezonansowych lub ograniczenia czasu ich trwania jest zwiększenie współczynnika tłumienia poprzez włączenie rezystorów w obwodach wtórnych przekładników [36, 100, 144, 145, 146, 161, 180]. Stosowane są przy tym dwa sposoby włączenia rezystorów. Jeden, pokazany na rys. 7.1 polegający na dołączeniu elementów rezystancyjnych do uzwojeń pomiarowych, a drugi na wykorzystaniu uzwojeń dodatkowych połączonych w obwód tzw. otwartego trójkąta (ang. „*open delta*”), obciążony rezystorem tłumiącym (rys. 7.2).

¹⁶ Przypadek, w którym $t_m > t_z$ odpowiada pozytywnemu wynikowi oceny rozpatrywanego zabezpieczenia.



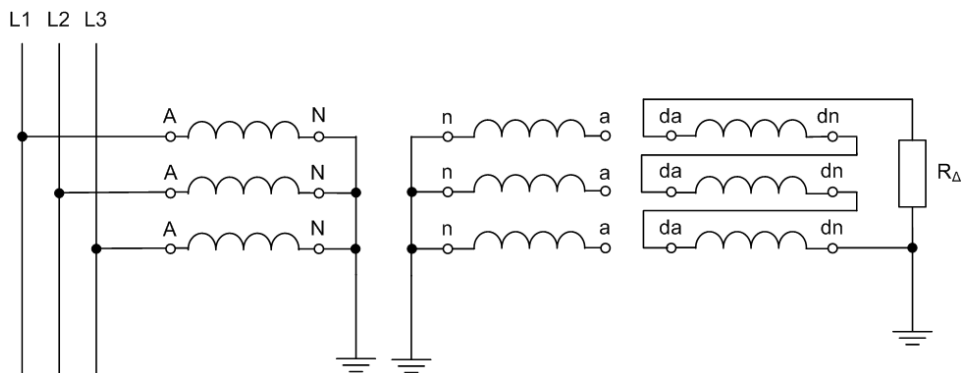
Rys. 7.2. Układ trzech przekładników napięciowych indukcyjnych z uzwojeniami pomiarowymi obciążonymi dodatkowymi rezystorami R (normalnego obciążenia nie zaznaczono)

Rezystory dodatkowe R w układzie na rys. 7.2 powodują w normalnych warunkach pracy nadmierne w stosunku do mocy znamionowej obciążenie uzwojeń pomiarowych przekładnika ($a-n$). Nie mogą zatem, ze względu na niedopuszczalny wzrost błędów przekładnika, przekraczających znacznie granice wynikające z klasy dokładności, pozostawać stale włączone. Z tego powodu niezbędne jest zastosowanie np. specjalnego układu, który po ustaleniu niezzerowej składowej U_o kolejności zgodnej napięć układu (stan anomalny), doprowadza do włączenia rezystorów dociążających. W przypadku oscylacji ferre rezonansowych o częstotliwości sieci (ferre rezonans podstawowy), przy doborze rezystancji R należy w tych warunkach określić zmianę energii pola magnetycznego przekładnika W_{Lmax} (wzór (5.50) – rozdz. 5.3.1.2) w czasie równym połowie okresu ($T/2$) podstawowego przebiegu harmonicznego, a następnie zastosować formuły

$$W_{Lmax} = \frac{(k_{uferro} U_{sn})^2 T}{R} \Rightarrow R = \frac{(k_{uferro} U_{sn})^2 T}{W_{Lmax}} \quad (7.5)$$

gdzie: U_{sn} – znamionowe napięcie wtórne (najczęściej $U_{sn} = 100/\sqrt{3}$ V); k_{uferro} – współczynnik napięciowy dla stanu ferre rezonansu¹⁷;

¹⁷ Amplituda indukcji znamionowej B_{mn} sieciowych przekładników napięciowych przybiera najczęściej wartość z zakresu (0,8-1) T. W związku z tym zakładając, że w stanie ferre rezonansu wartość szczytowa indukcji B_{max} jest rzędu (2,1-2,2)T, współczynnik k_{uferro} zwiera się w przedziale <2,1; 2,75>.



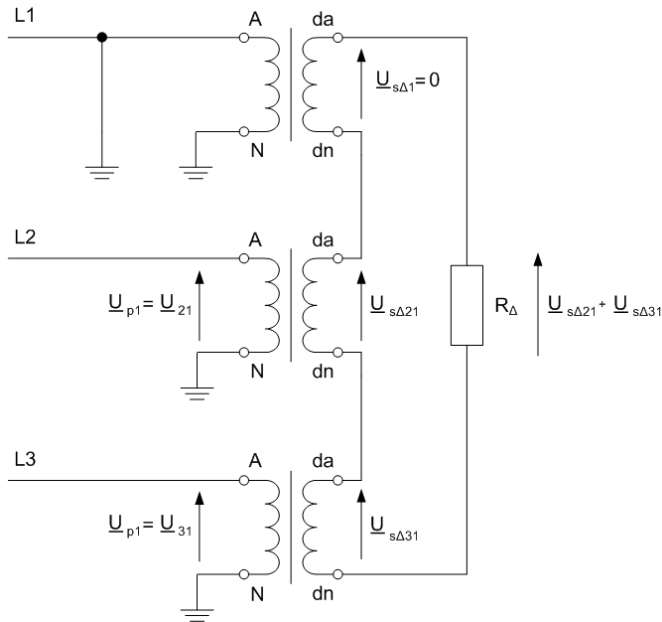
Rys. 7.3. Układ trzech przekładników napięciowych indukcyjnych z uzwojeniami dodatkowymi (napięcia resztkowego) obciążonymi rezystorem R_{Δ}

Zagadnienie doboru rezystora R_{Δ} obciążenia obwodu otwartego trójkąta jest bardziej złożone. W publikacji [27] powołano się na przytoczony w artykule [109] wzór, określający przybliżoną wartość rezystancji R_{Δ} wtrącanej w obwód otwartego trójkąta w sieciach SN z izolowanym punktem neutralnym, w przypadku zwarcia doziemnego jednej fazy. Wyznacza ją zależność [27]:

$$R_{\Delta} = 100 \times \frac{L_p}{N^2} \quad (7.6)$$

gdzie: L_p – indukcyjność uzwojenia pierwotnego przekładnika wyrażona w milihenrach oraz N – przekładnia zwojowa przekładnika ($N = w_p/w_s$).

Wzór (7.6) przytoczony w publikacjach [27, 109] został poddany weryfikacji ze względu na otrzymywane z jego użyciem wyniki obliczeń. Uzyskane w ten sposób wartości rezystancji są zbyt duże (ponad 2000 Ω) do stłumienia oscylacji. Przedstawione dalej rozważania pokazują uproszczoną drogę dojścia do wartości R_{Δ} umożliwiającej osiągnięcie zamierzonego celu.



Rys. 7.4. Przekładniki napięciowe indukcyjne z uzwojeniami dodatkowymi obciążonymi rezystorem R_{Δ} w sieci SN przy zwarciu doziemnym jednej fazy

Rozpatrzono układ trzech przekładników napięciowych przy zwarciu doziemnym jednej fazy w sieci SN z izolowanym punktem neutralnym (rys. 7.4). W tym przypadku napięcia na uzwojeniach pierwotnych i uzwojeniach dodatkowych faz nieziemionych wzrastają $\sqrt{3}$ -krotnie. Jako kryterium doboru R_{Δ} przyjęto przemianę w czasie Δt energii pola magnetycznego w rdzeniach przekładników znajdujących się w stanie ferorezonansu w rozproszoną tym samym czasie energię cieplną. Warunek ten można zapisać w postaci relacji (7.7).

$$\left(\frac{U_{p2}^2}{\omega L_{\mu}} + \frac{U_{p3}^2}{\omega L_{\mu}} \right) \times \Delta t = \frac{|\underline{U}_{s\Delta 21} + \underline{U}_{s\Delta 31}|^2}{R_{\Delta}} \times \Delta t \quad (7.7)$$

gdzie: ω – pulsacja; L_{μ} – indukcyjność gałęzi magnesowania przekładnika (indukcyjność główna) sprowadzona do strony pierwotnej.

Uwzględniając, że w rozpatrywanych warunkach pracy

$$U_{p1} = U_{p2} = \sqrt{3} U_{pn} \quad \text{oraz} \quad |\underline{U}_{s\Delta 21} + \underline{U}_{s\Delta 31}| = 3U_{s\Delta n} \quad (7.8)$$

można zależność (7.7) przekształcić do postaci

$$2 \times \frac{3U_{pn}^2}{\omega L_\mu} = \frac{(3U_{s\Delta n})^2}{R_\Delta} \quad (7.9)$$

a stąd zapisać wzór określający wymaganą rezystancję R_Δ

$$R_\Delta = 1,5 \omega \frac{L_\mu}{\left(\frac{U_{pn}}{U_{s\Delta n}}\right)^2} \cong 1,5 \omega \frac{L_\mu}{N^2} = 150\pi \frac{L_\mu}{N^2} = 0,15\pi \frac{L_\mu [\text{mH}]}{N^2} \quad (7.10)$$

gdzie: N – przekładnia zwojowa przekładnika ($N = w_p/w_s$).

Porównanie otrzymanej zależności ze wzorem (7.6) prowadzi do wniosku, że zgodnie z przyjętym w niniejszej pracy tokiem rozumowania otrzymujemy, w porównaniu z publikacjami [27, 109], ponad 200-krotnie ($100/(2\pi) \approx 210$) mniejszą wartość rezystancji R_Δ . Rezultatem obliczeń wykonanych dla rzeczywistego sieciowego przekładnika napięciowego o danych znamionowych: $U_{pn} = 20000/\sqrt{3}$ V oraz $U_{s\Delta n} = 100/3$ V, na podstawie udostępnionych przez producenta parametrów rdzenia i uzwojeń, jest wartość R_Δ równa około 10 Ω . Potwierdzeniem poprawności tego wyniku są badania modeli symulacyjnych i obiektów rzeczywistych, których charakterystykę i wyniki przedstawiono w pracach [58, 144, 145, 146].

7.3. Środki konstrukcyjne

Omówione w rozdziałach 7.1 i 7.2 zabiegi mogą spełniać swoje zadanie dla już opracowanych i produkowanych przekładników napięciowych indukcyjnych. Obok nich występują jednak inne możliwe do wykorzystania i zastosowania środki, mogące zapewnić ochronę samego przekładnika lub jego otoczenia przed skutkami nietypowych warunków pracy związanych przede wszystkim z oscylacjami ferorezonansowymi. Mowa tu o możliwych do podjęcia krokach na etapie opracowywania nowego lub modyfikowanego rozwiązania konstrukcyjnego. Polegają one na wprowadzeniu takich zmian,

które bądź wyeliminowałyby zagrożenie spowodowane określonym zjawiskiem, bądź zminimalizowały jego skutki.

Powszechnie stosowanym materiałem na rdzenie ferromagnetyczne przekładników napięciowych jest stal elektrotechniczna (*ET*). Dość wysoka indukcja nasycenia $B_s = (2 \div 2,1)$ T tego materiału umożliwia przyjęcie amplitudy indukcji znamionowej na poziomie około $(0,8 \div 1,0)$ T. Teoretycznie biorąc, można by brać pod uwagę możliwość wykonywania obwodów magnetycznych przekładników napięciowych z innych materiałów ferromagnetycznych, takich jak: stop żelazo-nikiel *FeNi* (54÷78% niklu) ($B_s \approx 0,8 \div 1$ T), materiał nanokryształiczny ($B_s \approx 1,4 \div 1,6$ T) czy amorficzny na bazie żelaza lub kobaltu ($B_s \approx 0,6$ T). Jednak mimo większej aniżeli stal krzemowa przenikalności magnetycznej i mniejszej stratności, wymienione materiały nie mogą znaleźć się w kręgu zainteresowania konstruktorów sieciowych przekładników napięciowych z dwóch zasadniczych powodów.

1. Biorąc pod uwagę przypisaną przekładnikom napięciowym przez normę [183] wartość współczynnika napięciowego k_u (1,2, 1,5 lub 1,9), amplituda indukcji znamionowej B_{mn} przyjmowałaby mniejszą aniżeli dla stali *ET* wartość z uwagi na mniejszą indukcję nasycenia B_{sat} . Spowodowałyby to znaczący wzrost liczby zwojów uzwojeń przekładnika, a więc i zwiększenie jego wymiarów, a w konsekwencji także rozproszenia magnetycznego, szczególnie uzwojenia pierwotnego. W tych warunkach spełnienie określonych, dość wysokich dzisiaj wymagań metrologicznych byłoby trudne, o ile w ogóle możliwe do zrealizowania.

2. Przebieg charakterystyki magnesowania z uwzględnieniem dwuodcinkowej jej aproksymacji miałyby znacznie większy współczynnik ostrości przejścia charakterystyki magnesowania do nasycenia c_L (rozdz. 5.2.2.1), co nawet przy niskim stopniu nasycenia (nasycanie słabe) (tabela 4.7) mogłoby wzbudzić oscylacje ferre rezonansowe.

W związku z powyższym, w przeciwieństwie do przekładników prądowych, wybór materiału o lepszych właściwościach magnetycznych na rdzenie sieciowych przekładników napięciowych nie odpowiada spełnieniu stawianych im wymagań ochronnych. Paradoksalnie, w latach 70. ub. wieku wykorzystywano niekiedy do budowy rdzeni przekładników napięciowych gorszy pod względem magnetycznym materiał w postaci stali prądnicowej. Jej duża stratność powodowała skuteczne rozproszenie energii oscylacji ferre rezonansowych w samym rdzeniu ferromagnetycznym. W wyniku tej modyfikacji obwodu magnetycznego uzyskano spadek liczby przypadków uszkodzeń przekładników napięciowych 110 kV wywołanych ferre rezonansem w układach z wyłącznikami dwuprzerwowymi. Z drugiej jednak strony, wskutek mniejszej przenikalności magnetycznej blachy prądnicowej, rodziły się trudności przy kształtowaniu odpowiednich, wymaganych charakterystyk błędów.

Skutecznym sposobem ograniczenia oscylacji ferorezonansowych w obwodach z pojemnościami i przekładnikami napięciowymi indukcyjnymi jest linearyzacja obwodu magnetycznego. „Spłaszczenie” charakterystyki $B = f(H)$ w zakresie przejścia obwodu magnetycznego do nasycenia powoduje skuteczne wyeliminowanie drgań nieliniowych. Granicznym przypadkiem jest konstrukcja tzw. przekładnika kolumnowego [68, 138, 141], którego obwód magnetyczny jest otwarty. Zdaniem autora, z punktu widzenia powstawania drgań nieliniowych, wystarczające jest zastosowanie „łagodnej” linearyzacji przekładników napięciowych poprzez wprowadzenie niewielkiej szczeliny powietrznej. Zabieg ten jest prosty w realizacji, ponieważ rdzenie magnetyczne przekładników są wykonywane jako taśmowe cięte. W jego wyniku maleje współczynnik ostrości przejścia charakterystyki magnesowania do nasycenia c_L (rozdz. 5.2.2.1), co w istotny sposób ogranicza możliwość wystąpienia oscylacji nieliniowych. Potwierdzeniem słuszności tej propozycji są badania symulacyjne, w ramach których modelowano charakterystykę magnesowania także z uwzględnieniem szczeliny. Przedstawiona propozycja wymaga przeprowadzenia optymalizacji technicznej uwzględniającej właściwości metrologiczne przekładnika po dokonaniu linearyzacji.

Inne środki służą nie ochronie samego przekładnika, lecz zapobiegają negatywnym wpływom na sąsiadujące z nim inne przekładniki lub aparaturę stacyjną. W przypadku np. niestłumionych oscylacji ferorezonansowych, nadmierny wzrost temperatury cewki uzwojenia pierwotnego wywołany stanem nasycania obwodu magnetycznego może doprowadzić do gwałtownego, wybuchowego uszkodzenia przekładników WN z izolacją olejową. Jednym ze środków ochronnych jest obecnie zastosowanie specjalnej membrany osłabiającej dno kadzi przekładnika. W przypadku nadmiernego wzrostu ciśnienia wewnątrz przekładnika grożącego rozerwaniem konstrukcji (odłamki porcelany lub części konstrukcji) następuje przerwanie membrany zabezpieczającej powodujące wyciek oleju i zmniejszenie ciśnienia wewnątrz kadzi. W starszych konstrukcjach przekładników wykorzystywano do tego celu również specjalnie osłabione śruby mocujące górną pokrywę przekładnika.

8. PODSUMOWANIE I WNIOSKI

Przedstawione w pracy zagadnienia dotyczą badania właściwości przekładników napięciowych w nietypowych warunkach pracy. Problemy te zostały przez autora rozwiązane na podstawie jego oryginalnych opracowań i doświadczeń, wykonanych i przeprowadzonych przy zastosowaniu metod obliczeniowych, symulacji komputerowej i badań eksperymentalnych, przy uwzględnieniu analizy wielu przypadków stanów awaryjnych występujących w eksploatacji. Bogata literatura światowa, dotycząca przedmiotu pracy, szczególnie w odniesieniu do oscylacji ferorezonansowych, ujmuje tę problematykę z punktu widzenia właściwości samych przekładników napięciowych marginalnie. I chyba tak w zamierzeniach autorów miało być, bowiem przekładniki napięciowe są przez nich przedstawiane najczęściej jako elementy indukcyjne o nieliniowym obwodzie magnetycznym albo czynnie uczestniczące w procesie wzbudzenia oscylacji ferorezonansowych w sieciach SN i WN, albo nieistotne dla rozpatrywanego problemu [8, 11, 13, 35, 51, 56, 62, 109, 146, 177]. Tymczasem, pozostając nierozłącznymi elementami systemu elektroenergetycznego, przekładniki stają się ofiarami jego nietypowych stanów.

Przekładniki, w tym również przekładniki napięciowe, są często dla przypadku normalnej pracy systemu elektroenergetycznego niezauważanymi jego elementami. Obok publikacji monograficznych [50, 112, 114, 157, 174], można w bibliografii odnaleźć niewiele publikacji poświęconych, poza oscylacjami ferorezonansowymi, rzeczywistym problemom eksploatacyjnym przekładników napięciowych. Tymczasem niedoceniając ich wpływu na dokładność pomiaru energii elektrycznej powoduje, że w niektórych przypadkach odczyty liczników energii w dwóch nieodległych punktach tej samej linii mogą znacząco się różnić, np. o około $\pm 0,8\%$ i to pomimo zastosowania przekładników dość wysokiej klasy dokładności (0,2). Przyczyną otrzymywanych różnic są najczęściej: obciążenie czynne przekładników napięciowych, wobec przewidywanego przepisami normy [183] czynno-indukcyjnego ($\cos\beta = 0,8$) oraz nieuwzględnienie impedancji (rezystancji) przewodów łączących znacznej długości w obwodach wtórnych. W pracy dokonano analizy tego zagadnienia dla przekładników napięciowych jednostopniowych i kaskadowych, przy wykorzystaniu opracowanych przez autora metod analitycznych i symulacyjnych (rozdz. 5.1).

Autor, wykorzystując wyniki badań własnych dotyczących m.in. analizy pracy europejskich sieci SN (rozdz. 6.3), przedstawił w pracy uzasadniony wniosek, że w większości przypadków uszkodzeń, **przekładniki napięciowe są nie czynnymi, lecz biernymi elementami systemu (ofiarami)**, podlegającymi przepięciom ferorezonansowym wywołanym załączeniem nieobciążonych transformatorów SN/nn w obecności pojemności pasożytniczych linii przesyłowych.

Oryginalnym osiągnięciem autora jest wprowadzenie przy ocenie metrologicznej przekładników napięciowych w warunkach stanu nietypowej

pracy (przebiecia, stany przejściowe), pojęcia **błędu całkowitego ε_c** (*composite error*), umożliwiające wyznaczenie granicznych wartości błędu napięciowego i kąтового. Przez analogię do przekładników prądowych zabezpieczeniowych, podlegających ocenie w warunkach przetężeniowych (współczynnik *ALF*), dla przekładników napięciowych zagrożonych przepięciami autor proponuje wprowadzenie **napięciowego współczynnika granicznego dokładności VALF** (**V**oltage **A**ccuracy **L**imit **A**ctor). W tym jednak przypadku przypisano mu inne znaczenie. Na podstawie współczynnika *VALF*, wyznaczonego dla ustalonego błędu całkowitego (np. 10%, 15% lub 20%), można określić w funkcji przewidywanej wartości napięcia pierwotnego stopień nasycenia obwodu magnetycznego, określane w pracy jako niski, średni lub wysoki (rozdz. 4.2). Także scharakteryzowany przez autora w pracy sposób określania stopnia nasycenia rdzenia ferromagnetycznego przekładnika, stanowi oryginalną w teorii przekładników napięciowych adaptację, zdefiniowaną w pracy [113] dla przekładników prądowych tzw. liczby nasyceniowej.

Badania seryjnie produkowanych przekładników napięciowych SN lub WN w zakresie nietypowych warunków pracy są bardzo kosztowne i trudne do przeprowadzenia, nawet w bardzo dobrze wyposażonych laboratoriach. Wymagają odpowiedniego przygotowania prób i ich zabezpieczenia pod kątem zapewnienia ochrony personelu wykonującego pomiary, np. przed skutkiem ewentualnej eksplozji przekładnika. W związku z tym autor opracował, zaprojektował i nadzorował wykonanie u producenta modeli fizycznych niskiego napięcia, odwzorowujących pod względem właściwości elektromagnetycznych rzeczywiste konstrukcje sieciowe przekładników napięciowych SN i WN. Modele te nazwane w pracy **niskonapięciowymi modelami równoważnymi** stanowią praktyczną realizację autorskiego osiągnięcia w zakresie eksperymentalnego badania właściwości przekładników napięciowych SN i WN w nietypowych warunkach pracy. Wyniki badania modeli niskiego napięcia pokazują, że możliwe jest sprawdzanie właściwości przekładników produkowanych seryjnie w nietypowych stanach pracy przy zasilaniu uzwojenia wtórnego, któremu najczęściej przypisywane jest napięcie znamionowe $100/\sqrt{3}$ V lub $110/\sqrt{3}$ V.

Za szczególnie ważne uznano w pracy oscylacje ferrezonansowe, które mogą powstawać w różnych nietypowych warunkach pracy systemu, przy czym przekładniki napięciowe mogą odgrywać czynną lub bierną rolę wobec wzbudzanych drgań tego rodzaju. Obydwie te funkcje zostały w pracy rozróżnione. Zastosowanie dwuodcinkowo aproksymowanej charakterystyki magnesowania rdzenia przekładnika umożliwia rozpatrzenie w pierwszym kroku obwodu *RLC* jako liniowego. Analityczne wyznaczenie przebiegu prądu magnesującego, a więc i strumienia skojarzonego przekładnika w stanie przejściowym jest typową operacją matematyczną, której wynik pozwala na ocenę

pracy jego obwodu magnetycznego pod kątem osiągnięcia granicy nasycenia. Na tej podstawie można zatem ustalić, czy występuje potencjalna możliwość generowania drgań nieliniowych. Taki sposób podejścia jest wynikiem oryginalnego rozwiązania przez autora problemu *oceny zagrożenia oscylacjami ferrozonansowymi* w układach z przekładnikami napięciowymi czynnie uczestniczącymi w procesie ich wzbudzenia. W odniesieniu do układów wymagających uwzględnienia nieliniowości obwodu magnetycznego wykorzystano symulację komputerową opartą o zbudowane przez autora modele matematyczne.

Biorąc pod uwagę wywołane w nietypowych, intencjonalnych (np. przewidzianych w próbach typu lub wyrobu [183]) lub niezamierzonych stanach pracy przekładników zagrożenia cieplne, przeprowadzono badania symulacyjne wykorzystujące zastępczy schemat cieplny przekładnika napięciowego SN izolowanego żywicą. Cel badań, dotyczący wyznaczenia maksymalnych miejscowych przyrostów temperatury w cieplnym stanie ustalonym i przejściowym (rozdz. 5.5) osiągnięto, przy wykorzystaniu danych konstrukcyjnych i parametrów pozyskanych od producenta przekładników, na podstawie parametrów cieplnych materiałów izolacyjnych, nawojowych i innych materiałów stosowanych do budowy przekładników. Opracowaną, *autorską metodę badań cieplnych*, zweryfikowaną dla stanu cieplnie ustalonego na podstawie wykonanych pomiarów przyrostu temperatury (dane otrzymane dla przekładników SN o różnych napięciach znamionowych od producenta), wykorzystano do oceny poprawności doboru bezpieczników SN instalowanych po stronie pierwotnej przekładników.

Wyniki przeprowadzonych badań uzyskane na podstawie analizy matematycznej, badań symulacyjnych i eksperymentalnych, umożliwiają sformułowanie następujących, uwydatniających ich aplikacyjny charakter wniosków:

1. Dla wyprodukowanych, nie zainstalowanych w polu stacji elektroenergetycznej lub rozdzielnicy SN przekładników napięciowych, możliwe jest wyznaczenie skorygowanej charakterystyki metrologicznej, uwzględniającej inny niż znormalizowany charakter obciążenia, a także określenie dopuszczalnej rezystancji przewodów łączących w obwodach wtórnych.

2. Praktyczna weryfikacja właściwości prototypowej konstrukcji przekładnika napięciowego SN lub WN w warunkach przepięcia ustalonego lub podatności na zjawiska ferrozonansowe, może odbywać się przy zasilaniu uzwojenia wtórnego lub niskonapięciowego modelu równoważnego.

3. Prawidłowo przeprowadzona metodą badań symulacyjnych ocena właściwości technicznych i metrologicznych przekładników napięciowych powinna być nieodłącznym elementem procesu opracowywania nowych konstrukcji przekładników napięciowych jednostopniowych i kaskadowych.

4. Przeprowadzona w pracy analiza oscylacji ferrozonansowych pozwala na ocenę zagrożenia powstania tych oscylacji w przekładnikach napięciowych WN i SN.

5. Opracowana metoda analizy pozwala ocenić, czy w przypadku pojawienia się oscylacji ferorezonansowych przekładnik odgrywa rolę czynną, uczestnicząc w powstawaniu tego rodzaju drgań, czy rolę bierną, jako element systemu narażony elektrycznie i cieplnie na skutek wywołanych w systemie przepięć.

6. Przeprowadzone badania wskazują, że jako środek zapobiegawczy, chroniący przed możliwym wzbudzeniem oscylacji ferorezonansowych z przekładnikami WN, można zastosować szczelinę powietrzną o nieznacznej w stosunku do średniej drogi strumienia w rdzeniu długości, np. 0,2 mm wobec 840 mm. Nawet tak nieznaczna linearyzacja obwodu magnetycznego wyraźnie przesuwają górną granicę napięcia, dla którego możliwe jest zainicjowanie drgań nieliniowych. Nieodzowne jest przy tym sprawdzenie, w jakim stopniu obecność szczeliny wpływa na zmianę charakterystyki metrologicznej przekładnika.

7. Przedstawione w pracy metody badawcze pozwalają na prawidłowy dobór środków zapewniających ochronę przekładników przed zagrożeniami wynikającym z nietypowych stanów pracy. Należą do nich bezpieczniki w uzwojeniu pierwotnym przekładników SN (rozdz. 7.1), rezystory dociążające w uzwojeniach wtórnych lub rezystor obciążenia obwodu otwartego trójkąta (rozdz. 7.2).

LITERATURA

- [1] Adamczewska D., Borowska-Banaś I., **Jałmużny W.**: Computer simulation of design and technological problems in voltage transformers. 4th Moravo-Silesian International Symposium on Modeling and Simulation of Systems, Vsetin, Czechoslovakia 14-16.05.1991, Acta Mosis No. 45, Vol. 1, House of Technology Ostrava 1991, ss. 136-141.
- [2] Adamczewska D., Borowska-Banaś I., **Jałmużny W.**: Projektowanie przekładników napięciowych wspomagane komputerem. Materiały Sympozjum Modelowanie i Symulacja Systemów Pomiarowych, Krynica, 17-20 września 1991, Wydawnictwo AGH, Kraków 1991, ss. 88-94.
- [3] Adamczewska D., Borowska-Banaś I., **Jałmużny W.**: „Projektowanie napięciowych przekładników kaskadowych wspomagane komputerem” Materiały XI Krajowego Sympozjum Przekładnikowego, Zakościele/Inowłódz, 10-12 czerwca 1996, ss. 23-29.
- [4] Adamczewska D., Borowska-Banaś I., **Jałmużny W.**: „Model matematyczny napięciowego przekładnika kaskadowego”, Materiały VI Sympozjum Modelowanie i Symulacja Systemów Pomiarowych, Krynica, 24-27 września 1996, Wydawnictwo AGH, Kraków 1991, ss. 191-199.
- [5] Adamczewska D., Borowska-Banaś I., **Jałmużny W.**: „Zunifikowany algorytm obliczania rdzenia i uzwojeń wielordzeniowego przekładnika napięciowego”, Materiały XIII Krajowego Sympozjum Przekładnikowego, Zakościele/Inowłódz, 8-10 czerwca 1998, ss. 27-33.
- [6] Adamczewska D., Borowska-Banaś I., **Jałmużny W.**: Projektowanie wielordzeniowych przekładników napięciowych z wykorzystaniem współczesnych narzędzi programowania. ZN PŁ Elektryka, nr 112, Łódź 2007, ss. 37-44.
- [7] Aggarwal R.P., Saxena M.S., Gupta J.C., Sharma B.S.: „Failure of electromagnetic voltage transformer due to sustained overvoltage on switch off – preventive measures”, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. 101, No. 2, December 1982, pp. 4536-4541.
- [8] Aggarwal R.P., Saxena M.S., Sharma B.S., Kumer S., Krishan S.: „Failure of electromagnetic voltage transformer due to sustained overvoltage on switching – an in-depth field investigation and analytical study”, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. 100, November 1981, pp. 4448-4455.
- [9] Ajztrauts E.W.: „Ferrorezonans w sjeti 110 kV s zazemlennoj nejtralju”, Elektriczeskije Stancji, 1983, No. 12, ss. 64-66.
- [10] Al-Anbarri K., Ramanujam R., Saravanaselvan R., Kuppusamy K.: „Effect of iron core loss nonlinearity on chaotic ferroresonance in power transformers”, Electric Power Systems Research 65 (2003) 1-12, pp. 1-12.
- [11] Al Zahawi B.A.T., Emin Z., Tong Y.K.: „Chaos in ferroresonant wound voltage transformers: A study based on nonlinear dynamics”, IEE Proceedings – Science, Measurement and Technology, Vol. 145, No. 1, January 1998, pp. 39-43.
- [12] Aleksiejew W.G., Dunajcew S.G., Zicherman M.Ch.: „Issledowanije pezimow raboty transformatorow napriazhenija kontrola izolacii w sjetjach 6-10 kV” (*w języku rosyjskim*), Elektriczeskije Stancji, 1980, No. 1, ss. 56-59.

- [13] Aleksiejew W.G., Jewdokimow S.A.: „Uśłowija fierroriezonansa s transformatorami napriazienija w sjeti 220 kV” (*w języku rosyjskim*), Elektriczeskije Stancji, 1994, No. 10, ss. 54-57.
- [14] Aleksiejew W.G., Zicherman M.Ch.: „Fierroriezonans w sjetjach 6-10 kV” (*w języku rosyjskim*), Elektriczeskije Stancji, 1979, No. 1, ss. 63-65.
- [15] Andrei R.G., Halley B.R.: „Voltage transformer ferroresonance from a energy transfer standpoint”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 4, No. 3, July 1989, pp. 1773-1778.
- [16] Araujo A.E.A., Soudack A.C., Marti J.R.: „Ferroresonance in power systems: Chaotic behavior”, IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution, Vol. 140, No. 3, May 1993, pp. 237-240.
- [17] Bak-Jensen J., Bak-Jensen B., Mikkelsen S.D., Jensen C.G.: „Parametric identification in potential transformer modelling”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 7, No. 1, January 1992, pp. 70-76.
- [18] Barker Ph.: „Overvoltage considerations in applying distributed resources on power systems”, 2002 IEEE/PES Summer Meeting, Chicago, IL, July 21-25, 2002, Proceedings, pp. 109-114.
- [19] Barr R., Platt D.: „Modelling and mapping ferroresonant states in series compensated distribution and subtransmission lines”, IEEE transactions on Power Delivery, Vol. 11, No. 2, April 1996, pp. 931-937.
- [20] Bazanow W.P., Putowa T.Je.: „O režimach raboty transformatorow napriazienija”, Elektriczeskije Stancji, 1987, No. 2, ss. 56-58.
- [21] Ben-Tal A., Shein D., Zissu S.: „Studying ferroresonance in actual power systems by bifurcation diagram”, Electric Power Systems Research, Vol. 49, No. 3, pp. 175-183. April 1, 1999.
- [22] Bethenod J.: „Sur le transformateur à résonance”, L'Éclairage électrique, Vol. 53, Nov. 30, 1907, pp. 289-296.
- [23] Bogucki A., Pilch Z., Winkler W.: „Procesy przejściowe w indukcyjnych przekładnikach napięciowych”, Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, nr 28, 1970.
- [24] Bohmann L.J., Mc Daniel J., Stanek E.K.: „Lightning arrester failure and ferroresonance on a distribution system”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 29, No. 6, November/December 1993, pp. 1189-1195.
- [25] Boucherot P.: „Éxistence de deux régimes en féroresonance”, Revue Générale de L'Électricité, Vol. 8, No. 24, December 11, 1920, pp. 827-828.
- [26] Braun D., Delfanti M., Palazzo M., Zich R.: „Harmonic distortion in power stations due to ferroresonance”, Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC), Singapore, 21-24 May 2012, Proceedings, pp. 101-104
- [27] Cadick Corporation: Ferroresonance, Technical Bulletin, No. 004a, May 29, 2002, <http://www.cadickcorp.com>
- [28] Chakravarthy S.K., Nayar C.V.: „Series ferroresonance in power systems”, Electrical Power & Energy Systems, Vol. 17, No. 4, 1995, pp. 267-274.
- [29] Chakravarthy S.K., Nayar C.V.: „Parallel ferroresonance oscillations in electrical power systems”, IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol. 42, No. 9, September 1995, pp. 530-534.

- [30] Chakravarthy S.K., Nayar C.V.: „Quasiperiodic (QP) oscillations in electrical power systems”, *Electrical Power & Systems*, Vol. 18, No. 8, 1996, pp. 483-492.
- [31] Chakravarthy S.K., Nayar C.V.: „Frequency-locked and quasiperiodic (QP) oscillations in power system”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 13, No. 2, April 1998, pp. 560-569.
- [32] Chen X., Caputo J-P. and Baghzouz Y.: „Harmonic analysis of ferroresonance in single-phase transformers”, 15th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP), Hong Kong, 17-20 June 2012, Proceedings, pp. 535-540.
- [33] Chua L.O., Hasler M., Neirynck J., Verburgh Ph.: „Dynamics of piecewise-linear resonant circuit”, *IEEE Trans. on Circuit and Systems*, Vol. CAS-29, No. 8, August 1982, pp. 535-547.
- [34] Cichoń H., Luto M., **Jalmużny W.**: Przekładniki napięciowe w obwodach liczników energii elektrycznej. *Elektroinstalator* 2000, nr 1-2, ss. 73-75.
- [35] Cirieli Ja.A., Polakow W.S.: „Fierrorezonansnye jawlenija w sjetiach s głuchozaziemlennoj nejtralju i mieroprijatija po ich priedotwraszczeniju” (w języku rosyjskim), *Elektriczeskije Stanciji*, 1977, No. 3, ss. 71-75.
- [36] Van Craenenbroeck T., Van Dommelen D., Janssens N.: „Damping circuit design for ferroresonance in floating power systems”, *European Transactions on Electrical Power (ETEP)*, Vol. 10, No. 3, May/June 2000, pp. 1-5.
- [37] Crane D.R., Walsh G.W.: „Large mill power outages caused by potential transformer ferroresonance”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 24, No. 4, July/August 1988, pp. 635-640.
- [38] Crann L.B., Flickinger R.B.: „Overvoltages on 14,4/24,9 kV rural distribution systems”, *AIEE Transactions*, Vol. 73, October 1954, pp. 1208-1212.
- [39] Csida S., Kromer L.I.: „An improved method for determining line discharge through potential transformers”, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. 97, No. 1, January/February 1978, pp. 79-89.
- [40] Daay B.P.: „Ferroresonance destroys transformers”, *IEEE Proceedings of Southeastcon'91*, 7-10 April 1991, Vol. 1, pp. 568-578.
- [41] Delaballe J.: „EMC: electromagnetic compatibility”, Groupe Schneider: Cahier Technique n° 149, //www.schneiderelectric.com/, December 2001, pp. 1-32.
- [42] Dettmann K.D., Heuck K., Kegel R.: „Ferroresonanz vor allem in Netzen mit Spannungswandlern. Teil 1: Entstehung der Ferroresonanzschwingung”, *etz* Bd 109 (1988) Heft 17, Seiten 780-783.
- [43] Dettmann K.D., Heuck K., Kegel R.: „Ferroresonanz vor allem in Netzen mit Spannungswandlern. Teil 2: Abhilfemaßnahmen bei verschiedenen Netzanlagen”, *etz* Bd 109 (1988) Heft 19, Seiten 900-904.
- [44] Diseko N.L., Bickford J.P.: „A method of simulating linear and nonlinear resonant phenomena associated with transformer feeders”, *IEE Proceeding-C*, Vol. 127, No. 3, May 1980.
- [45] Douglass D.A.: „Potential transformer accuracy at 60 Hz voltages above and below rating and at frequencies above 60 Hz”, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. 100, No. 3, March 1981, pp. 1370-1375.

- [46] Dudariew Ł.Je., El-Chatib Adnan: „Podawlenije fierroriezonansnych processow w sjetjach s izolirowannoj niejtralju” (w *języku rosyjskim*), Elektrieskije Stancji, 1993, No. 10, ss. 36-39.
- [47] Dudariew Ł.Je., Wołoszek I.W.: „Ocena efektywnosti zaszczyty transformatorow napriazienija ot tokowych pieriegruzok” (w *języku rosyjskim*), Elektrieskije Stancji, 1986, No. 11, ss. 65-69.
- [48] Dudariew Ł.Je., Wołoszek I.W.: „Czislennyj analiz fierroriezonansnych processow w sjetjach s izolirowannoj niejtralju” (w *języku rosyjskim*), Elektrieskije Stancji, 1991, No. 1, ss. 66-71.
- [49] Dugan R.C.: „Examples of ferroresonance in distribution systems”, 2003 IEEE/PES General Meeting, 13-17 July 2003, Proceedings, Vol. 2, pp. 1-3.
- [50] Dymkow A.M., Kibel W.M., Tiszenin Ju.W.: „Transformatory napriazienija” (w *języku rosyjskim*), Moskwa 1975.
- [51] Emin Z., Al Zahawi B.A.T., Auckland D.W., Tong Y.K.: „Ferroresonance in electromagnetic voltage transformers: A study based on nonlinear dynamics”, IEE Proceedings – Generation, Transmission and Distribution, Vol. 144, No. 4, July 1997, pp. 383-387.
- [52] Emin Z., Al Zahawi B.A.T., Tong Y.K.: „Voltage transformer ferroresonance in 275 kV substation”, High Voltage Engineering Symposium, 22-27 August 1999, Conference Publication, No. 467, Vol. 1, 1999, pp. 283-286.
- [53] Emin Z., Al Zahawi B.A.T., Tong Y.K., Ugur M.: „Quantification of the chaotic behavior of ferroresonant voltage transformer circuits”, IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications, Vol. 48, No. 6, June 2001, pp. 757-760.
- [54] Endo H., Marinova I., Hayano S., Saito Y.: „Analysis of a ferroresonant circuit with chaotic behavior by means of a Chua-type magnetization model”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 39, No. 5, September 2003, pp. 2546-2548.
- [55] Val Escudero M., Dudurych I., Redfern M.A.: „Understanding ferroresonance”, 39th International Universities Power Engineering Conference UPEC 2004, 6-8 Sept. 2004, Proceedings, pp. 1262-1266.
- [56] Val Escudero M., Dudurych I., Redfern M.A.: „Characterization of ferroresonant modes in HV substation with CB grading capacitors”, International Conference on Power Systems Transients IPST'05, Montreal, Canada, June 19-23, 2005, Proceedings.
- [57] Ferracci Ph.: „Ferroresonance”, Groupe Schneider: Cahier Technique n° 190, //www.schneiderelectric.com/, March 1998, pp. 1-28.
- [58] Florkowski M., Luto M., Nowak W., Piasecki W.: „Ferrorezonans z udziałem przekładników napięciowych w sieci średniego napięcia”, IX Sympozjum “Problemy Eksploatacji Układów Izolacyjnych Wysokiego Napięcia”. Zakopane, 9-11 października 2003. Przegląd Elektrotechniczny-Konferencje, v.1, 1/2003, ss. 78-81.
- [59] Fujita S., Hosokawa N., Shibuya Y.: „Experimental investigation of high frequency voltage oscillation in transformer windings”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 13, No. 4, October 1998 1993, pp. 1201-1207.

- [60] Fulchiron D.: „Overvoltages and insulation coordination in MV and HV”, Groupe Schneider: Cahier Technique n° 151, //www.schneiderelectric.com/, February 1995, pp. 1-24.
- [61] Germay N., Mastero S., Vroman J.: „Review of ferroresonance phenomena in high voltage power systems and presentation of a voltage transformer model for predetermining them”, CIGRE, paper 33-18T, Paris, August 21-29, 1974.
- [62] Germay N., Mastero S., Vroman J.: „Single phase ferroresonance on a 150/ $\sqrt{3}$ kV voltage transformer: comparison of measured and computed results”, IEE Proceeding, Vol. 125, No. 6, June 1978, pp. 533-535.
- [63] Giordano D., Banu N., Barbisio E., Bottauscio O., Chiampi M. and Criotti G.: „Ferroresonance analysis in LCR circuits including rapidly solidified alloy cores”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 45, No. 9, September 2009, pp. 3243-3250.
- [64] Girgis A.A., Fallon C.M., Rubino J.C., Catoe R.C.: „Harmonics and transient overvoltages due to capacitor switching”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 29, No. 6, November/December 1993, pp. 1184-1188.
- [65] Goworow F.P., Ganus A.I., Starkow K.A.: „Opriedielenije granic oblasti wozmoznowo wozniknowienija ferorezonansnowo processa w elektriczeskich sjetiach 6(10)-35kV s transformatorami napriazienija” (w języku rosyjskim), IX International Conference „Problems of Present-day Electrotechnics-2006”, Kiev, Ukraine, 5-9 June 2006, Proceedings, Special issue of “Technical Electrodynamics” magazine, Ukrainian National Academy of Sciences, Kiev 2006, Part 6, pp. 26-31.
- [66] Greenwood A.: „Electrical transients in power systems”, Second Edition, New York, John Wiley & Sons Inc. 1991.
- [67] Guuinic Ph., Janssens N.: „Full scale laboratory investigations on the three single-phase ferroresonance phenomenon”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. MAG-19, No. 5, September 1983, pp. 2106-2108.
- [68] Hartmann. H., Gänger B.: “Neue Bauweise für Spannungswandler höchster Spannungen”, Brown Boveri Mitteilungen, Bd 47, Nr. 5/6, 1960, Seiten 306-320.
- [69] Hoerauf R., Nichols N.: „Avoiding potential transformer ferroresonant problems in industrial power systems”, Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference IPST'89, 7-11 May 1989, Proceedings, pp. 61-68.
- [70] Hopkinson R.H.: „Ferroresonance during single-phase switching of 3-phase distribution transformer banks”, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. 84, April 1965, pp. 289-293.
- [71] Hopkinson R.H.: „Ferroresonant overvoltage control based on TNA tests on three-phase delta – wye transformer banks”, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. 86, No. 10, October 1967, pp. 1258-1265.
- [72] Hopkinson R.H.: „Ferroresonant overvoltage control based on TNA tests on three-phase wye-delta transformer banks”, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. 87, No. 2, February 1968, pp. 352-359.
- [73] Huawei Li, Yu Fan: „Impact of breaker operations on ferroresonance in power systems”, 8th Conference on Electronic Measurement and Instruments, ICEMI'07, 18 August 2007 – 16 July 2007, Proceedings, pp. 3-680 – 3-682.

- [74] Irvani M.R. and et al.: „Modeling and analysis guidelines for slow transients-Part III: The study of ferroresonance”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 15, No. 1, January 2000, pp. 255-265.
- [75] Iżykowski J., Kasztenny M., Rosołowski E., Saha M.M., Hillstrom B.: „Dynamic compensation of capacitive voltage transformers”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 113, No. 1, January 1998, pp. 116-122.
- [76] Iżykowski J., Wiszniewski A.: „Tłumienie drgań nieliniowych w pojemnościowych przekładnikach napięciowych”, Przegląd Elektrotechniczny, nr 1, 1974.
- [77] Jacobson D.A.N.: „Examples of ferroresonance in a high voltage power system”, Power Engineering Society (IEEE) General Meeting, July 13-17 2003, Toronto, Ontario Canada, Proceedings, Vol. 2, pp. 1206-1212.
- [78] Jacobson D.A.N., Lehn P. W., Menzies R. W.: „Stability domain calculations of period-1 ferroresonance in a nonlinear resonant circuit”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 17, No. 3, July 2002, pp. 865-871.
- [79] Jacobson D.A.N., Marti L., Menzies R.W.: „Modelling ferroresonance in a 230 kV transformer-terminated double-circuit transmission line”, International Conference on Power Systems Transients, June 20-24, Budapest 1999, Proceedings, pp. 451-456.
- [80] Jacobson D.A.N., Menzies R.W.: „Investigation of station service transformer ferroresonance in Manitoba Hydro’s 230-kV Dorsey converter station”, International Conference on Power Systems Transients, Rio de Janeiro, June 24-28, 2001, Proceedings
- [81] **Jałmużny W.:** „Zagadnienia związane z opracowaniem schematu zastępczego cieplnego przekładników prądowych suchych”, ZN Politechniki Łódzkiej nr 237, Elektryka 1977, z. 50, ss. 69-79.
- [82] **Jałmużny W.:** Wyznaczanie charakterystyk magnesowania i stratności małowgabarytowych próbek pierścieniowych. Materiały IV Krajowego Sympozjum Pomiarów magnetycznych Kielce Borków, 12-14 października 1994. Zeszyty naukowe Politechniki Świętokrzyskiej, Elektryka 1994, Nr 31, ss. 105-110.
- [83] **Jałmużny W.,** Adamczewska D., Borowska-Banaś I.: „Komputerowa analiza właściwości metrologicznych napięciowych przekładników kaskadowych”, Materiały Konferencji Naukowo-Technicznej Przekładnik '96, Inowrocław, 7-8 października 1996.
- [84] **Jałmużny W.,** Kasprzak A.: „Wyznaczanie charakterystyk obwodów magnetycznych niezbędnych przy projektowaniu przekładników”, Materiały XII Krajowego Sympozjum Przekładnikowego, Zakościele/Inowłódz, 25-27 czerwca 1997, ss. 66-73.
- [85] **Jałmużny W.,** Adamczewska D., Borowska-Banaś I.: „Wspomagana komputerem metoda optymalizacji konstrukcji przekładnika kombinowanego”, Materiały IX Sympozjum Modelowanie i Symulacja Systemów Pomiarowych, Krynica, 20-24 września 1999, Wydawnictwo zakładu Metrologii AGH, Kraków 1999, ss. 60-67.
- [86] **Jałmużny W.,** Adamczewska D., Borowska-Banaś I.: Model matematyczny wielordzeniowego kaskadowego przekładnika napięciowego. Materiały IX Sympozjum Modelowanie i Symulacja Systemów Pomiarowych, Krynica, 20-24 września 1999, Wydawnictwo Zakładu Metrologii AGH, Kraków 1999, ss. 190-195.

- [87] **Jałmużny W.**, Nowicz R., Brodecki D.: „Zagadnienia cieplne w przekładnikach napięciowych” Materiały XV Krajowego Sympozjum Przekładnikowego, Zakościele/Inowłódz, 19-21 czerwca 2000, ss. 13-18.
- [88] **Jałmużny W.**, Nowicz R.: „Ustalone i nieustalone stany cieplne w żywicznych przekładnikach napięciowych”, Materiały IV Konferencji Naukowo-Technicznej "Transformatory Energetyczne i Specjalne" Kazimierz Dolny, 25-27 września 2002, ss. 177-186.
- [89] **Jałmużny W.**: „Measuring of electric energy in HV power networks. Electrical Power Quality and Utilization, Journal Vol. XI, No. 1, 2005, pp. 3-15.
- [90] **Jałmużny W.**: „Modeling of inductive voltage transformers and their computer simulation in HV and MV power networks”, IX International Conference „Problems of Present-day Electrotechnics-2006”, Kiev, Ukraine, 5-9 June 2006, Proceedings, Special issue of “Technical Electrodynamics” magazine, Ukrainian National Academy of Sciences, Kiev 2006, Part 7, pp. 11-14.
- [91] **Jałmużny W.**: Charakterystyka właściwości eksploatacyjnych przekładników napięciowych za pomocą badań symulacyjnych, XVI Sympozjum Modelowanie i Symulacja Systemów Pomiarowych. Krynica, 17-21 września 2006, Pomiar Automatyka Kontrola, nr 10bis/2006, ss. 108-113.
- [92] **Jałmużny W.**, Adamczewska D., Borowska-Banaś I.: Symulacyjne metody w procesie projektowania przekładników napięciowych indukcyjnych, XXI Krajowe Sympozjum Przekładnikowe, Tworzyżanki 2006, ZN PŁ nr 988, Elektryka, z. 110, Łódź 2006, ss. 27-38.
- [93] **Jałmużny W.**, Adamczewska D., Borowska-Banaś I.: Weryfikacja symulacyjnych metod badania właściwości metrologicznych wielostopniowych przekładników napięciowych indukcyjnych. Materiały XII Sympozjum Modelowanie i Symulacja Systemów Pomiarowych, Krynica, 20-24 września 2009, Wydawnictwo Katedry Metrologii AGH, Kraków 2009, ss. 69-78.
- [94] **Jałmużny W.**, Adamczewska D., Borowska-Banaś I.: Ocena porównawcza właściwości metrologicznych modelu cyfrowego i fizycznego dwurdzeniowego przekładnika napięciowego. ZN PŁ Elektryka, z. 120, Łódź 2009, ss. 9-18.
- [95] **Jałmużny W.**, Adamczewska D., Borowska-Banaś I.: Wspomagane komputerem obliczanie jednordzeniowego układu kaskadowego indukcyjnego przekładnika napięciowego wysokiego napięcia. Pomiar Automatyka Kontrola (PAK), Vol. 57, nr 9/2011, ss. 1097-1099.
- [96] **Jałmużny W.**, Adamczewska D., Borowska-Banaś I.: Modelowanie wielostopniowych przekładników napięciowych indukcyjnych. Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review), nr 11/2011, ss. 5-7.
- [97] **Jałmużny W.**, Koszmider A.: Transfer of HF disturbances through instrument transformers. Transformers, Analysis, Design, and Measurement, CRC Press Taylor&Francis Group, June 27, 2012, ISBN 978-1466508248 (Hardback), Chapter 18, pp. 409-425.
- [98] Janssens N., Van Craenenbrock Th., Van Dommelen D., Van De Meulebroeke F.: „Direct calculation of the stability domains of three-phase ferroresonance in isolated neutral networks with grounded-neutral voltage transformers”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 11, No. 3, July 1996, pp. 1546-1553.

- [99] Janssens N., Even A., Denoel H., Monfils P.A.: „Determination of the risk of ferroresonance in high voltage networks. Experimental verification on a 245 kV voltage transformer”, Sixth International Symposium on High Voltage Engineering, New Orleans, Aug 28-Sep 1, 1989.
- [100] Janssens N., Vanderstockt V., Denoel H., Monfils P.A.: „Elimination of temporary overvoltages due to ferroresonance of voltage transformers: Design and testing of a damping system”, 1990 CIGRE, paper 33-204, 1-8, Sept, 1990.
- [101] Javora R., Iwahara M., Yamada S.: „Effect of dynamic core losses on ferroresonance phenomena”, Journal of Material Processing Technology 161 (2005) 156-161.
- [102] Jazebi S., Farazmand A., Murali B.P. and de Leon F.: „A comparative study on π and T equivalent models for the analysis of transformer ferroresonance”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 28, No. 1, January 2013, pp. 526-528.
- [103] Jilai Yu, Zhizhong Guo, Zhuo Liu: „A new fast method for supplying measures to avoid the high voltage mode on electromagnetic voltage transformer”, Proceedings of the First International Forum on Applications of Neural Networks to Power Systems, 23-26 July 1991, pp. 293-296.
- [104] Jurenkow W.D., Zicherman M.H.: „Rabota transformatorow naprjazenija NDE-750 w pieriechodnych rezimach”, Elektriczeskije Stancji, nr 3, 1979.
- [105] Kaczmarek M., Nowicz R., **Jalmużny W.**, Chmielecki R.: Chosen aspect of the voltage transformer mathematical modelling. 5-th Scientific Conference "Mathematical Modeling in Electrical and Electric Power Engineering", Ukraine, Lvov, October 17-20, 2007, Power and Electromechanical Systems, No. 596, pp. 9-14.
- [106] Kadar L., Hacksel P., Wikston J.: „The effect of current and voltage transformers accuracy on harmonic measurement in electric arc furnaces”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, No. 3, May/June 1997, pp. 780-783.
- [107] Kadomskaya K.P., Ivanov A.V., Laptev O.I.: „Ferroresonance processes in electrical networks caused by saturation of voltage-transformer cores”, 2005 IEEE St.Petersburg PowerTech, Russia, June 27-30, 2005, Proceedings, <http://www.sei.irk.ru/PowerTech2005/>
- [108] Kang Y.C., Lee B.E., Zheng T.Y., Kim Y.H., Crossley P.A.: „Analytical analysis of PT ferroresonance in the transient-state”, 10th International Conference on Developments in Power System Protection, Managing the Change, The Hilton Denasgate, Manchester UK, 29 March-1 April 2010, Proceedings.
- [109] Karlicek R.F., Taylor E.R. Jr.: „Ferroresonance of grounded potential transformers on grounded power systems”, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. 43, August 1959, pp. 607-618.
- [110] Kavasseri R.G.: „Analysis of subharmonic oscillations in a ferroresonant circuit”, Electrical Power and Energy Systems 28 (2005) 207-214.
- [111] Kieny C.: „Application of the bifurcation theory in studying and understanding the global behavior of a ferroresonant electric power circuit”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 6, No. 2, April 1991, pp. 866-872.
- [112] Kopeček J., Dvořák M.: „Přístrojové transformátory”, Praha, 1966.
- [113] Koszmider A.: „Praca przekładnika prądowego w warunkach nasycanego obwodu magnetycznego”, Łódź 1972, praca habilitacyjna.

- [114] Koszmider A., **Jalmużny W.**, Brodecki D.: „The transfer of interferences through instrument transformers”, 4th International Conference Electrical Power Quality and Utilisation (EPQU), September 23-25, 1997, Cracow, Proceedings, pp. 499-505.
- [115] Koszmider A., Adamczewska D., Borowska-Banaś I., **Jalmużny W.**: „Aplikacja autorskich programów komputerowych do projektowania przekładników kombinowanych”, II Konferencja Grantowa „Metody numeryczne w obliczeniach urządzeń elektrycznych”, 25 września 2002, Warszawa, ss. 67-72.
- [116] Koszmider A., **Jalmużny W.**: „Transfer of HF disturbances through Instrument Transformers”, Advanced Research Workshop on Modern Transformers, ARWtr, Vigo, Spain, 28-30. X. 2004, Proceedings pp. 177-178.
- [117] Koszmider A., **Jalmużny W.**: „Transfer of HF disturbances through Instrument Transformers”, Transformers in practice, Electronic Monograph, ISBN 978-84-609-7515-9, Editor and publisher Xose M. López-Fernández, Vigo 2006, Chapter 18, pp. 283-299.
- [118] Kowalewski L.: „Dokładność przekładników napięciowych podczas zwarcia w sieci elektroenergetycznej”, Przegląd Elektrotechniczny, nr 5, 1978.
- [119] Kowalewski L.: „O próbie odporności na zwarcie w obwodzie wtórnym indukcyjnych przekładników napięciowych”, Przegląd Elektrotechniczny, nr 1, 1990.
- [120] Kowalewski L.: „Znaczenie strat dodatkowych wirowych w przekładnikach napięciowych”, Przegląd Elektrotechniczny, nr 10, 1980.
- [121] Kujaszczyk S.: „Elektroenergetyczne sieci rozdzielcze”, Tom 2, PWN Warszawa 1994.
- [122] Kurdziel R.: „Działania cieplne i dynamiczne prądów zwarciovych”, PWT, Warszawa 1957.
- [123] Lam Du S. and et al.: „Overvoltages on distribution systems”, International Conference on Power Systems Technology, POWERCON 1998, Proceedings, pp. 246-250.
- [124] Lamba H., Grinfeld M., McKee S., Simpson R.: „Subharmonic ferroresonance in a LCR circuit with hysteresis”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 33, No. 4, July 1997, pp. 2495-2500.
- [125] Laohacharoensombat K. and et al.: „Case study in 33 kV distribution network of PEA Thailand”, IEEE Region 10 Conference TENCN'2004, 21-24 November 2004, Proceedings, Vol. 3, pp. 417-420.
- [126] Leśniewska-Komeża E.: „Zastosowanie symulacji pól elektromagnetycznych w projektowaniu przekładników”, Zeszyty Naukowe Politechniki Łódzkiej, z. 766, 1997, praca habilitacyjna.
- [127] Lister E.C.: „Ferroresonance on rural distribution systems”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-9, No. 1, January/February 1973, pp. 105-111.
- [128] Louis W.: „Line discharge by potential transformers”, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-88, No. 4, 1969, pp. 293-299.
- [129] Madzarevic V., Tseng F.K., Woo. D.H., Niebuhr W.D., Rocamora R.G.: „Overvoltages on EHV transmission lines due to faults subsequent bypassing of series capacitors”, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-96, No. 6, November/December 1977, pp. 1847-1855.

- [130] Malewski R., Douville J.: „Measuring properties of voltage and current transformers for the higher harmonic frequencies”, Canadian Communications and Power Conference, IEEE Catalog No. 76, Ch 1126-2, REG 7, 1976, pp. 327-329.
- [131] Marks L.W.: „Line discharge by potential transformers”, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-88, No. 4, 1969, pp. 293-299.
- [132] Marti J.R., Soudack A.C.: „Ferroresonance in power systems: Fundamental solutions”, IEE Proceedings-C, Vol. 138, No. 4, July 1991, pp. 321-329.
- [133] Mazuś J., Stachowski W., Wieczorek G.: „Eksperymentalne badania ferorezonansu w układzie wyłącznik-przekładnik napięciowy 110 kV”, Energetyka, nr 11, 1984.
- [134] Mozaffari S., Henschel S., Soudack A.C.: „Chaotic ferroresonance in power transformers”, IEE Proceedings—Generation, Transmission and Distribution, Vol. 142, No. 3, May 1995, pp. 247-250 J0.
- [135] Mozaffari S., Sameti M., Soudack A.C.: „Effect of initial conditions on chaotic ferroresonance in power transformers”, IEE Proceedings – Generation, Transmission and Distribution, Vol. 144, No. 5, September 1997, pp. 456-460.
- [136] Nayir A., Babayeva A.R., Dmitriyev E.V., Hashimov A.M., Pivchik I.R.: „Mathematical modeling of ferroresonance for investigation of ferroresonance currents”, Journal of Electrical & Electronics Engineering, Vol. 5, No. 2, 2005, pp. 1373-1377.
- [137] Nowicz R., **Jalmużny W.**, Wdowiak S.: „Nagrzewanie uzwojeń przekładników prądowych prądem zwarciovym”, Przegląd Elektrotechniczny 1974, z. 11, ss. 481-484.
- [138] Nowicz R., **Jalmużny W.**: „Przekładniki napięciowe kolumnowe” Materiały XV Krajowego Sympozjum Przekładnikowego, Zakościele/Inowłódz, 19-21 czerwca 2000, ss. 7-12
- [139] Nowicz R., **Jalmużny W.**: „Wymagania i badania kompatybilnościowe przekładników”, Materiały XV Krajowego Sympozjum Przekładnikowego, Zakościele/Inowłódz, 19-21 czerwca 2000, ss. 92-97.
- [140] Nowicz R.: „Zakłócenia elektromagnetyczne w obwodach wtórnych przekładników”, Zeszyty Naukowe Politechniki Łódzkiej Elektryka, nr 880, 2001
- [141] Nowicz R.: „Przekładniki napięciowe” Monografia Politechniki Łódzkiej, Łódź 2003. **Jalmużny W.**: „Obliczanie rdzenia i uzwojeń oraz błędów”, „Projektowanie wspomagane komputerem”, Obliczenia cieplne”, ss. 214-255; „Przekładniki z elektronicznym wspomaganiami”, ss. 319-332.
- [142] Parks O.C., Girgis A.A., Trick M.E.: „Simulating ferroresonance in a series compensated distribution network”, Ninth International Conference on Harmonics and Quality of Power 2000, 1-4 Oct. 2000, proceedings, Vol. 1, pp. 162-167.
- [143] Pawłow W.I., Maksimow W.M.: „Ferrorezonans na szinach w sjetjach s zazemliennoj nejtralju”, Elektriczeskije Stanciji, 1975, no 1, ss. 78-80.
- [144] Piasecki W., Florkowski M., Fulczyk M., Balcerek P. Luto M.: „Ferroresonance Prevention in MV Voltage Transformers”, III.rd International Scientific Symposium Elektroenergetika 2005, September 21-23 2005, Stara Lešna, Slovakia, Proceedings.

- [145] Piasecki W., Nowak W., Florkowski M., Fulczyk M., Luto M.: „Ferroresonance Prevention in MV Voltage Transformers”, Tenth International Conference on Switching Arc Phenomena SAP 2005, 19-22 September 2005, Lodz, Poland, Proceedings, pp. 236-240.
- [146] Piasecki W., Florkowski M., Fulczyk M., Mahonen P., Nowak W.: „Mitigating ferroresonance in voltage transformers in ungrounded MV networks”, IEEE transactions on Power Delivery, Vol. 22, No. 4, October 2007-12-18.
- [147] Piotrowski Z., Staszewski L.: „Praca przekładnika napięciowego w warunkach podwyższonej częstotliwości”, Zeszyty Naukowe Politechniki Łódzkiej Elektryka, nr 19, 1966.
- [148] Preetham K.S., Saravanaselvan R., Ramanujam R.: „Investigation of subharmonic ferroresonant oscillations in power systems”, Electric Power Systems Research 76 (2006) 873-879.
- [149] Prusty S., Panda M.: „Predetermination of lateral length to prevent overvoltage's problems due to open conductors in three-phase systems”, IEE Proc., Vol. 132, Part. C, No. 1, January 1985, pp. 49-55.
- [150] Qiang G., Tianyu L., Qingbo L.: „ Study on features of ferromagnetic resonance of 100 kV substation and it's eliminating method”, International Conference on Electricity Distribution CIRED'97, 2-5 June 1997, Conference Publication No. 438, IEE, 1997, pp. 1.16.1-1.16.7.
- [151] Rajchert R.: „Przekładniki napięciowe w zakresie średnich częstotliwości”, Materiały XIV Krajowego Sympozjum Przekładnikowego, Zakościele/Inowłódz, 1999.
- [152] Rezaei-Zare A., Mohseni H., Sanaye-Pasand M., Fahrhngi Sh., Iravani R.: „Performance of various magnetic core models in comparison with the laboratory test results of a ferroresonance test on a 33 kV voltage transformer”, 18-22 June 2006, pp. 1-8.
- [153] Roy M., Roy C.K.: „Experiments on ferroresonance at various line conditions and its damping”, Joint International Conference on Power System Technology and IEEE Power India Conference POWERCON 2008, New Delhi, India, 12-15 Ot. 2008, Proceedings.
- [154] Sameshima M.I., Dias E.M.: „Frequency response and modeling of measurement transformers under distorted current and voltage supply”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 94, Vol. 6, No. 4, October 1991, pp. 1762-1768.
- [155] Shibuya Y., Matsumoto T., Teranishi T.: „Modeling and analysis of transformer winding at high frequencies”, International Conference on Power Systems Transients IPST'05, Montreal, Canada, June 19-23, 2005, Paper No. IPST05-025
- [156] Smith D.R., Swanson S.R., Borst J.D.: „Overvoltages with remotely-switched cable-fed grounded wye-wye transformers”, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. 94, No. 5, Sept./Oct 1975.
- [157] Starczakow W.: „Przekładniki”, PWT, Warszawa, 1959.
- [158] Sutherland P.E, Manning R.: „Ferroresonance in a 13.8 kV distribution line”, Industry Application Conference, 2006. 41st annual Meeting Conference Record of the 2006 IEEE, Vol. 5, 8-12 October 2006, pp. 2238-2241.

- [159] Sutherland P.E., Short T.A.: „Effect of single-phase reclosing on industrial loads”, Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE, Vol. 5, 8-12 Oct., pp. 2636-2644.
- [160] Swift G.W.: „An analytical approach to Ferroresonance”, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. 88, No.1, January 1969 pp. 42-46.
- [161] Tianjiang L., Tianyu L., Qinbo L.: „Using overdamping method to suppress the Ferroresonance of potential transformer”, 17th International Conference on Electricity Distribution CIRED'2003, Barcelona, 12-15 May 2003, Proceedings
- [162] Tran-Quoc T., Pierrat L.: „An efficient non linear transformer model and its application to ferroresonance study”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 31, No. 3, May 1995, pp. 2060-2063.
- [163] Tran-Quoc T., Pierrat L., Montmeat A., Giard A.: „Harmonic overvoltages in industrial power system with capacitors and saturated transformers”, Industry Application Conference IAS'95, 8-12 Oct. 1995, Proceedings, Vol. 3, pp. 2206-2210.
- [164] Tziouvaras D. A. and et al.: „Mathematical model for current, voltage and coupling capacitor voltage transformers”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 15, No. 1, January 2000, pp. 62-72.
- [165] Vilcheck W.S., Haddad M.V.: „Voltage transformer ferroresonance in cogeneration substation”, Proc. Rec. Pulp Paper Industry Tech. Conf., 1992, pp. 148-158.
- [166] Vukelja P.L., Naumov R.M., Vučinič M.M., Budišin P.B.: „Experimental investigations of overvoltages in neutral isolated network”, IEE Proceedings-C, Vol. 140, No. 5, September 1993, pp. 343-350.
- [167] Walling R.A.: „Ferroresonance in low-loss distribution transformers”, Power Engineering Society General Meeting, 13-17 July, 2003, Vol. 2, pp. 1-3.
- [168] Walling R.A. Barker K.D., Compton T.M., Zimmerman L.E.: „Ferroresonant overvoltages in grounded wye-wye padmount transformers with low-loss silicon-steel cores”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 8, No. 3, July 1993, pp. 1647-1660.
- [169] Walling R.A., Hartana R.K., Ros W.J.: „Self-generated overvoltages due to open-phasing of ungrounded-wye delta transformer banks”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 10, No. 1, January 1995, pp. 526-531.
- [170] Warganow G.P.: „K rasczetu fierrerezonansnyh cepiej pri glubokom nasyszczении stali (w języku rosyjskim)”, Izwiestija Wyzszych Uczebnych Zawiedienij, Elektromechanika No. 9, 1978, ss. 971-975 F0.
- [171] Winkler W., Wiszniewski A.: „Automatyka zabezpieczeniowa w systemach elektroenergetycznych”, WNT Warszawa 1999.
- [172] Wiszniewski A.: „Wpływ obciążenia na dynamikę pojemnościowych przekładników napięciowych”, Przegląd Elektrotechniczny, nr 12, 1973.
- [173] Wiszniewski A.: „Przekładniki w elektroenergetyce”, WNT Warszawa 1992.
- [174] Wiszniewski A., Marczonek S.: „Transverse interference voltages on secondary protection wiring at substations”, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. 96, 1997, p. 261.

- [175] Wołoszek I.W.: „Kompensacyjnyj effect transformatorow napriazeniya pri pierechodnyh processach dugowo zamykanija na ziemi” (*w języku rosyjskim*), Izwiestija Wyzszych Uczebnych Zawiedienij Energetika, 1988, No. 3, cc. 43-46.
- [176] Young F.S., Schmid R.L., Fergestad P.I.: „A laboratory investigation of ferroresonance in cable connected transformers”, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, May 1968, Vol. 87, No. 5, pp. 1240-1248.
- [177] Yuhong Yu, Hao Zhou: „Study on simulation of ferroresonance elimination in 10kV power system”, IEEE/PES Transmission and Distribution Conference & Exhibition: Asia and Pacific, Dalian, China, Proceedings, 15-18 August 2005.
- [178] Yunge Li, Wei Shi, Furong Li: „Novel analytical solution to fundamental ferroresonance-Part I: Power frequency excitation characteristic”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 21, No. 2, April 2006, pp. 788-793.
- [179] Yunge Li, Wei Shi, Furong Li: „Novel analytical solution to fundamental ferroresonance-Part II: Criterion and elimination”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 21, No. 2, April 2006, pp. 794-800.
- [180] Yunge Li, Wei Shi, Rui Qin, Jilin Yang: „A systematical method for suppressing ferroresonance at neutral-grounded substation”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 18, No. 3, July 2003, pp. 1009-1014.
- [181] Zang W., Shu G., Feng Z., Unbehauen R.: „Digital simulation models of capacitor voltage transformer”, Electrical Engineering (2005) 87: 237-244.
- [182] Zicherman M.Ch.: „Powriezdienija transformatorow napriazeniya pri dugowych zamykanijach na ziemi w sjetiach 6-10 kV” (*w języku rosyjskim*), Elektriczeskije Stanciji, 1978, No. 11, ss. 65-67.

NORMY

- [183] Norma **PN-EN 61869-3** (*obowiązuje od 27.grudnia 2011*) (dawniej: PN-EN 60044-2: 2001, PN-EN 60044-2:2001/A1:2003, PN-EN 60044-2:2001/A12:2004) Przekładniki – Część 3: Wymagania szczegółowe dotyczące przekładników napięciowych indukcyjnych.
- [184] Norma PN-EN 60044-5:2007 Przekładniki – Część 5: Przekładniki napięciowe pojemnościowe.

ZAŁĄCZNIK A

Parametry produkowanych seryjnie sieciowych przekładników napięciowych indukcyjnych SN i WN

Tabela A.1. Podstawowe parametry produkowanego seryjnie przekładnika SN

Przekładnia znamionowa K_n	$\frac{22}{\sqrt{3}} / \frac{0,11}{\sqrt{3}} / \frac{0,11}{3}$ kV/kV/kV
Moc znamionowa	50 VA
Pole przekroju poprzecznego rdzenia (netto) S_{fe}	25 cm ²
Średnia droga strumienia w rdzeniu l_{fe}	0,68 m
Masa rdzenia m_{fe}	11,5 kg
Liczba zwojów uzwojenia pierwotnego w_p	30400
Liczba zwojów uzwojenia wtórnego w_s	152
Liczba zwojów uzwojenia dodatkowego w_d	88
Rezystancja uzwojenia pierwotnego R_p	12400 Ω
Rezystancja uzwojenia wtórnego R_s	0,43 Ω

Tabela A.2. Podstawowe parametry produkowanego seryjnie przekładnika WN

Przekładnia znamionowa K_n	$\frac{110}{\sqrt{3}} / \frac{0,1}{\sqrt{3}} / \frac{0,1}{3}$ kV/kV/kV
Moc znamionowa	20 VA
Pole przekroju poprzecznego rdzenia (netto) S_{fe}	67,2 cm ²
Średnia droga strumienia w rdzeniu l_{fe}	0,84 m
Masa rdzenia m_{fe}	43 kg
Liczba zwojów uzwojenia pierwotnego w_p	47300
Liczba zwojów uzwojenia wtórnego w_s	43
Liczba zwojów uzwojenia dodatkowego w_d	25
Rezystancja uzwojenia pierwotnego R_p	30500 Ω
Rezystancja uzwojenia wtórnego R_p	35 mΩ

ZAŁĄCZNIK B

Charakterystyka magnesowania i stratności stali elektrotechnicznej typu ET stosowanej do budowy rdzeni ferromagnetycznych przekładników napięciowych

B_m	T	0,15	0,30	0,50	0,70	1,0	1,1
H_m	A/m	5,49	9,0	12,9	16	20,1	21,3
Δp_{Fe}	W/kg	0,0128	0,042	0,106	0,200	0,385	0,465

B_m	T	1,2	1,3	1,4	1,50	1,60	1,70
H_m	A/m	22,5	23,7	25,7	33,2	50,1	90,1
Δp_{Fe}	W/kg	0,553	0,648	0,75	0,860	1,01	1,206

B_m	T	1,75	1,80	1,83	1,85	1,88	1,90
H_m	A/m	137	310	400	582	900	1280
Δp_{Fe}	W/kg	1,30	1,49	1,64	1,79	1,915	2,04

B_m	T	1,95	2,00	2,10	2,20	2,30	2,40
H_m	A/m	2580	11000	50800	92700	136900	183700
Δp_{Fe}	W/kg	2,30	2,87	3,56	4,43	5,53	6,92

B_m	T	2,50	2,60	2,70	2,8	2,9	3
H_m	A/m	233500	286600	343500	404800	471200	543600
Δp_{Fe}	W/kg	8,68	10,9	13,8	17,4	22,0	27,9

ZAŁĄCZNIK C

Wyprowadzenie zależności analitycznych uzasadniających przyjęcie pokazanego na rys. 5.1 schematu zastępczego przekładnika napięciowego z korekcją zwojową i wzoru (5.3)

Dla jednostopniowego przekładnika napięciowego indukcyjnego, w którym liczbę zwojów uzwojenia pierwotnego zmieniono o Δw_p , związki pomiędzy poszczególnymi wielkościami przypisanymi odnośnym parametrom elektrycznym i magnetycznym ujęto w poniższym układzie równań

$$\left\{ \begin{array}{l} u_p = R_p i_p + L_p \frac{di_p}{dt} + (w_p + \Delta w_p) \frac{d\Phi}{dt} \\ w_s \frac{d\Phi}{dt} = R_s i_s + L_s \frac{di_s}{dt} + u_s \\ (w_p + \Delta w_p) i_p = (w_p + \Delta w_p) i_o + w_s i_s \end{array} \right. \quad (C.1)$$

w którym: u_p , i_p , R_p , L_p – odpowiednio napięcie, prąd, rezystancja i indukcyjność rozproszenia uzwojenia pierwotnego; u_s , i_s , R_s , L_s – jak poprzednio, lecz dla strony wtórnej; w_p , w_s – odpowiednio znamionowa liczba zwojów uzwojenia pierwotnego i wtórnego; Φ – strumień główny przekładnika.

Wynikającą ze zmiany liczby zwojów uzwojenia pierwotnego wielkość korygującą nazwano *współczynnikiem korekcji zwojowej* lub *względłą poprawką zwojową*. Obliczamy ją korzystając ze wzoru

$$k_w = \Delta w_p / w_p \quad (C.2)$$

Ze względu na niewielką wartość poprawki zwojowej (ułamek procentu), z niewielkim uszczerbkiem dla dokładności obliczeń można przyjąć, że

$$w_p / (w_p + \Delta w) = 1 / (1 + k_w) \approx 1 - k_w \quad (C.3)$$

Sprowadzone do strony wtórnej przekładnika wielkości charakteryzujące właściwości elektryczne i magnetyczne strony pierwotnej opisują poniższe zależności

$$u'_p = \frac{w_s}{w_p} u_p; \quad i'_p = \frac{w_p}{w_s} i_p; \quad R'_p = \left(\frac{w_s}{w_p}\right)^2 R_p; \quad L'_p = \left(\frac{w_s}{w_p}\right)^2 L_p \quad (C.4)$$

Po pomnożeniu obu stron pierwszego i trzeciego równania układu równań (C.1) przez wyrażenie $\Delta w_p / (w_p + \Delta w_p)$ oraz uwzględnieniu wzorów (C.2), (C.3) i (C.4), po przekształceniach dostajemy następującą jego postać

$$\begin{cases} u'_p = R'_p i'_p + L'_p \frac{di'_p}{dt} + (1 + k_w) \frac{d\Psi}{dt} = R'_p i'_p + L'_p \frac{di'_p}{dt} + u'_\mu + k_w u'_\mu \\ u'_\mu = R_s i_s + L_s \frac{di_s}{dt} + u_s \\ i'_p = i'_o + i_s - k_w i_s \end{cases} \quad (C.5)$$

w którym Ψ oznacza strumień magnetyczny skojarzony z uzwojeniem wtórnym przekładnika ($\Psi = w_s \Phi$).

Zapis (C.5) oznacza, iż w typowym, pokazanym na rys. 4.5 schemacie zastąpimy przekładnika napięciowego jednostopniowego, korekcja zwojowa powinna być uwzględniona poprzez dołączenie sterowanych źródeł: napięciowego ($u_z = k_w u'_\mu$) oraz prądowego ($i_z = k_i i_s$) (rys. 5.1).

Błąd napięciowy Δu przekładnika bez korekcji zwojowej opisany jest wzorem (C.6)

$$\Delta u = (K_n U_s - U_p) / U_p \times 100\% \quad (C.6)$$

Błąd napięciowy Δu_k po zmianie liczby zwojów uzwojenia pierwotnego o Δw_p i uwzględnieniu wzoru (C.6) opisuje zależność

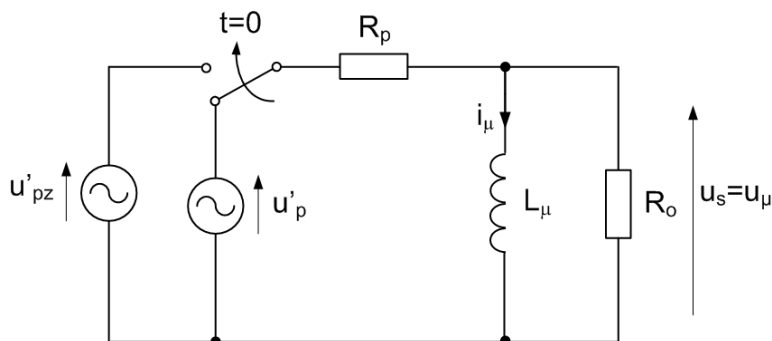
$$\begin{aligned} \Delta u_k &= \frac{K_n U_{sk} - U_p}{U_p} \cdot 100\% = \frac{K_n w_p / (w_p + \Delta w_p) \times U_s - U_p}{U_p} \cdot 100\% \cong \\ &\cong \frac{K_n (1 - k_w) \times U_s - U_p}{U_p} \cdot 100\% = \Delta u - k_w \times 100\% \end{aligned} \quad (C.7)$$

Tym samym wykazano słuszność wzoru (5.3).

ZAŁĄCZNIK D

Wyprowadzenie zależności (5.46)

Rozważania oparto na schemacie układu pokazanego na rys. D1.



Rys. D1. Schemat układu do obliczenia prądu magnesującego (strumienia skojarzonego) w stanie przejściowym przy zwarceniu w systemie (wszystkie wielkości sprowadzono do strony wtórnej)

Zakładamy, że sprowadzone do strony wtórnej napięcie $u'_p(t)$ na uzwojeniu pierwotnym w stanie pracy normalnej przekładnika dane jest równaniem

$$u'_p(t) = \sqrt{2}U_{sn} \sin(\omega t + \gamma) \quad (\text{D.1})$$

Przy uwzględnieniu, że $R_p \ll \omega L_\mu$, równanie prądu magnesującego można zapisać w postaci

$$i_\mu(t) = \frac{\sqrt{2}U_{sn}}{\omega L_\mu} \sin(\omega t + \gamma - \frac{\pi}{2}) \quad (\text{D.2})$$

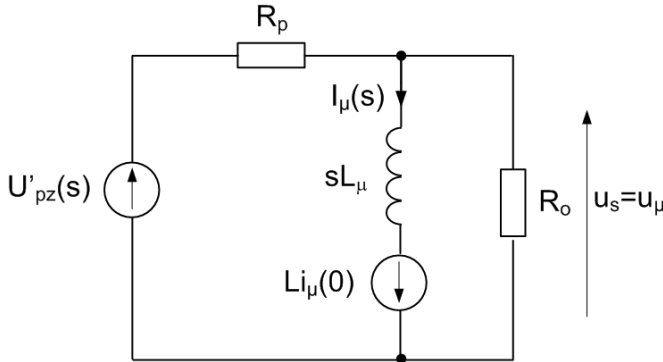
Wobec tego wartość początkową tego prądu dla stanu przejściowego określa wyrażenie

$$i_\mu(0^-) = -\frac{\sqrt{2}U_{sn}}{\omega L_\mu} \cos \gamma \quad (\text{D.3})$$

Po pojawieniu się zwarcia w systemie, napięcie na zaciskach pierwotnych przekładnika ulega zmniejszeniu, przy czym jego przebieg chwilowy dla przy-

padku, w którym składowa nieokresowa osiąga największą wartość równą amplitudzie składowej okresowej określa równanie (5.45), czyli równanie

$$u'_{pz}(t) = \sqrt{2} U'_{pz} \left(e^{-\frac{t}{T_p}} - \cos \omega t \right) \quad (D.4)$$



Rys. D2. Schemat układu na rys. D1 dla transformat

Przebieg chwilowy prądu magnesującego przekładnika dla czasu $t \geq 0$ wyznaczono metodą operatorową. Transformata Laplace'a tego prądu wyznaczona na podstawie schematu układu dla transformat pokazanego na rys. D2, przy założeniu, że $R_p \ll R_o$, przybiera postać

$$I_{\mu}(s) = \frac{U'_{pz}(s) + L_{\mu}i_{\mu}(0)}{R_p + sL_{\mu}} = \frac{U'_{pz}(s)}{L_{\mu}(s + \beta)} + \frac{i_{\mu}(0)}{s + \beta} \quad (D.5)$$

gdzie β – odwrotność stałej czasowej przekładnika ($\beta = 1/T_{\mu}$), a wartość początkowa prądu $i_{\mu}(0)$ określona jest wzorem (D.3).

Po uwzględnieniu we wzorze (D.5) zależności określającej transformatę $U'_{pz}(s)$, wyznaczoną na podstawie wzoru (D.4), czyli

$$U'_{pz}(s) = \sqrt{2} U'_{pz} \left(\frac{1}{s + \alpha} - \frac{s}{s^2 + \omega^2} \right) \quad (D.6)$$

gdzie: α – odwrotność stałej czasowej zanikania składowej nieokresowej napięcia $u_{pz}(t)$ ($\alpha = 1/T_p$),

otrzymujemy równanie (D.5) w postaci

$$I_{\mu}(s) = \frac{\sqrt{2}U'_{pz}}{L_{\mu}} \left[\frac{1}{(s+\alpha)(s+\beta)} - \frac{s}{(s^2 + \omega^2)(s+\beta)} \right] + \frac{i_{\mu}(0)}{s+\beta} \quad (D.7)$$

Przekształcenie odwrotne, po uwzględnieniu przyjętych dla α i β oznaczeń, prowadzi do wyrażenia

$$i_{\mu}(t) = \frac{\sqrt{2}U'_{pz}}{L_{\mu}} \times A + i_{\mu}(0) e^{-\frac{t}{T_{\mu}}} \quad (D.8)$$

przy czym oznaczenie A odpowiada wyrażeniu

$$A = \frac{T_p T_{\mu}}{T_{\mu} - T_p} \left(e^{-\frac{t}{T_{\mu}}} - e^{-\frac{t}{T_p}} \right) + \frac{T_{\mu}}{1 + \omega^2 T_{\mu}^2} e^{-\frac{t}{T_{\mu}}} - \frac{T_{\mu}}{\sqrt{1 + \omega^2 T_{\mu}^2}} \sin(\omega t + \delta) \quad (D.9)$$

w którym $\delta = \arctg \left(\frac{1}{\omega T_{\mu}} \right)$.

Po uwzględnieniu, że: $T_p \ll T_{\mu}$ oraz – prawdziwej dla przekładnika napięciowego relacji $(\omega T_{\mu})^2 \gg 1$ ($\delta \rightarrow 0$), przebieg prądu magnesującego $i_{\mu}(t)$ przyjmuje uproszczoną formę daną zależnością

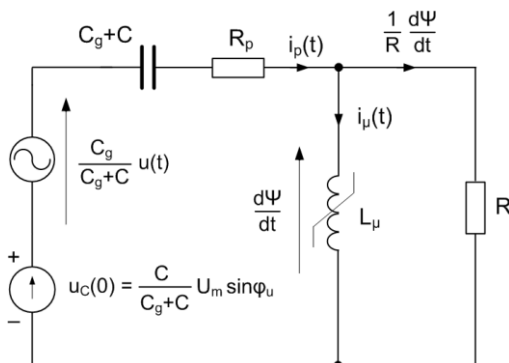
$$i_{\mu}(t) \cong \frac{\sqrt{2}U'_{pz}}{\omega L_{\mu}} \left[\omega T_p \left(e^{-\frac{t}{T_{\mu}}} - e^{-\frac{t}{T_p}} \right) - \sin \omega t \right] + i_{\mu}(0) e^{-\frac{t}{T_{\mu}}} \quad (D.10)$$

Na podstawie relacji wiążącej strumień skojarzony z uzwojeniem wtórnym przekładnika z prądem magnesującym ($\Psi = L_{\mu} i_{\mu}$), wzór (C.10) przyjmuje postać zależności (5.46).

ZAŁĄCZNIK E

Wyprowadzenie równania (6.28)

Zastosowanie twierdzenia Thevenina pozwala dla czasu $t \geq 0$ przedstawić układ jak na rys. 6.13 w postaci pokazanej na poniższym rysunku.



Rys. E.1. Inna postać układu przedstawionego na rys. 6.13

Zapisując równanie według prawa Kirchhoffa dla oczka zawierającego gałęzie ze źródłem i cewką, otrzymano poniższe równanie

$$\frac{C_g}{C_g + C} u + u_c(0) = \frac{d\Psi}{dt} + R_p \left(i_\mu + \frac{1}{R} \frac{d\Psi}{dt} \right) + \frac{1}{C_g + C} \int \left(i_\mu + \frac{1}{R} \frac{d\Psi}{dt} \right) dt \quad (\text{E.1})$$

Po zróżniczkowaniu równania (E.1) stronami względem czasu i wykonaniu przekształceń algebraicznych dostajemy zależność (6.28).

ZAŁĄCZNIK F

Wyprowadzenie równań (6.31), (6.32) i (6.33)

Całka ogólna liniowego równania różniczkowego (6.28), dla przypadku $\alpha < \omega_0$, może być zapisana w postaci

$$\Psi(t) = Ae^{-\alpha t} \sin(\omega_d t + \eta) + \Psi_{wm} \sin(\omega t + \varphi_\Psi) \quad (F.1)$$

gdzie: A , η – stałe całkowania; ω_d – pulsacja drgań tłumionych ($\omega_d^2 = \omega_0^2 - \alpha^2$); Ψ_{wm} , φ_Ψ – odpowiednio: amplituda i faza początkowa składowej wymuszonej (ustalonej) strumienia.

Na podstawie pokazanego na rys. E.1 schematu układu, rozpatrywanego dla liniowego zakresu obwodu magnetycznego przekładnika ($L_\mu = \text{const} = L_n$), przy uwzględnieniu prawdziwej dla rzeczywistych układów omawianego typu relacji: $R_p \ll 1/\omega(C_g + C)$, wielkości Ψ_{wm} oraz α opisane są zależnościami:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Psi_{wm} = \frac{C_g}{C_g + C} \frac{U_m}{\omega} \frac{\omega L_n}{\sqrt{\left[\frac{L_n}{R(C_g + C)} \right]^2 + \left[\omega L_n - \frac{1}{\omega(C_g + C)} \right]^2}} \\ \varphi_\Psi = \varphi_u - \arctg \left\{ \frac{R}{\omega L_n} \left[\omega^2 (C_g + C) L_n - 1 \right] \right\} \end{array} \right. \quad (F.2)$$

Stąd po uwzględnieniu, że

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_n(C_g + C)}} \quad \text{oraz} \quad \alpha = \frac{1}{2R(C_g + C)}$$

i wprowadzeniu oznaczenia $c = C/C_g$, można wzory (F.2) zapisać w postaci

$$\left\{ \begin{array}{l} \Psi_{\text{wm}} = \frac{1}{1+c} \frac{U_m}{\omega} \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{2\alpha}{\omega}\right)^2 + \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right)^2}} \\ \varphi_{\Psi} = \varphi_u - \text{arctg} \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{2\alpha\omega} \end{array} \right. \quad (\text{F.3})$$

Biorąc pod uwagę tożsamość

$$\text{arctg}(x) = \frac{\pi}{2} - \text{arcctg}(x) = \frac{\pi}{2} - \text{arctg}\left(\frac{1}{x}\right) \approx \frac{\pi}{2} - \frac{1}{x} \quad (\text{F.4})$$

spełnioną z błędem przybliżenia z przedziału $(-0,2\%; 0)$ dla $x \geq 5$ oraz wartości jakie przyjmują w rzeczywistych warunkach wielkości występujące we wzorach (F.3), np.: $\omega_0 = 45\text{s}^{-1}$, $\alpha = 10\text{s}^{-1}$, można formuły (F.3) sprowadzić do uproszczonej postaci (F.5)

$$\left\{ \begin{array}{l} \Psi_{\text{wm}} \cong \frac{1}{1+c} \frac{U_m}{\omega} \\ \varphi_{\Psi} \cong \varphi_u - \left(\frac{\pi}{2} - \Delta\varphi_{\Psi}\right), \quad \text{gdzie} \quad \Delta\varphi_{\Psi} = \frac{2\alpha\omega}{\omega^2 - \omega_0^2} \end{array} \right. \quad (\text{F.5})$$

UWAGA: Można uznać, że występujący w powyższym zapisie kąt $\Delta\varphi_{\Psi}$ odzwierciedla stratę mocy czynnej w obwodzie, czyli uzasadnione jest określanie go mianem „kąta stratności”.

Do wyznaczenia stałych całkowania A oraz η niezbędne jest wykorzystanie równania drugiej zmiennej stanu $u_{Cg}(t)$. Przybiera ono postać

$$\begin{aligned} u_{Cg}(t) \cong u(t) - \frac{d\Psi}{dt} = U_m \sin(\omega t + \varphi_u) + \alpha A e^{-\alpha t} \sin(\omega_d t + \eta) + \\ - \omega_d A e^{-\alpha t} \cos(\omega_d t + \eta) - \omega \Psi_{\text{wm}} \cos(\omega t + \varphi_{\Psi}) \end{aligned} \quad (\text{F.6})$$

Dalsze rozważania przeprowadzono dla dwóch granicznych przypadków fazy początkowej φ_u napięcia zasilającego $u(t)$: $\varphi_u = 0$ oraz $\varphi_u = \pi/2$.

A. $\varphi_u = 0$

Pomijając dla $t \leq 0$ rezystancję uzwojenia pierwotnego ($R_p \ll \omega L_n \wedge R_p \ll R$) warunki początkowe można określić następująco

$$\Psi(0^-) = \Psi(0) \cong \frac{U_m}{\omega} \sin(\omega t + 0 - \frac{\pi}{2}) \Big|_{t=0} = -\frac{U_m}{\omega}$$

$$u_{Cg}(0^-) = u_{Cg}(0) = 0$$

Po podstawieniu w zależnościach (F.1) i (F.6) czasu $t = 0$ oraz zastosowaniu formuł (F.5), otrzymano układ równań (F.7)

$$\begin{cases} A \sin \eta + \frac{1}{1+c} \frac{U_m}{\omega} \sin(-\frac{\pi}{2} + \Delta\varphi_\Psi) = -\frac{U_m}{\omega} \\ \alpha A \sin \eta - \omega_d A \cos \eta - \frac{1}{1+c} U_m \cos(-\frac{\pi}{2} + \Delta\varphi_\Psi) = 0 \end{cases} \quad (F.7)$$

Biorąc pod uwagę, że w układach z zainstalowanymi indukcyjnymi przekładnikami napięciowymi WN, występujący we wzorach (F.5) kąt „stratności” $\Delta\varphi_\Psi$ nie przekracza z reguły $0,17 \text{ rad}$, można z dobrym przybliżeniem (błąd przybliżenia nie przekracza $\pm 0,5\%$) przyjąć istotne uproszczenia dla następujących funkcji trygonometrycznych

$$\begin{cases} \sin(-\frac{\pi}{2} + \Delta\varphi_\Psi) = -\cos(\Delta\varphi_\Psi) \cong -1 \\ \cos(-\frac{\pi}{2} + \Delta\varphi_\Psi) = -\sin(\Delta\varphi_\Psi) \cong -\Delta\varphi_\Psi \end{cases} \quad (F.8)$$

Po uwzględnieniu powyższych przybliżeń, rozwiązaniem układu równań (F.7) są stałe całkowania A i η opisane równaniami

$$\begin{cases} A = \pm \frac{c}{1+c} \frac{U_m}{\omega} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_d}\right)^2 \left(\frac{1}{c} \Delta\varphi_\Psi - \frac{\alpha}{\omega}\right)^2} \\ \eta = \arctg \frac{1}{\frac{\omega}{\omega_d} \left(\frac{\alpha}{\omega} - \frac{1}{c} \Delta\varphi_\Psi\right)} \end{cases} \quad (F.9)$$

Biorąc pod uwagę, że dla rzeczywistych wartości parametrów prawdziwa jest relacja $\omega^2 \gg \omega_0^2$, a więc „kąt stratności” $\Delta\varphi_\Psi$ (patrz wzór (F.5)) można w uproszczeniu zapisać jako

$$\Delta\varphi_\Psi = \frac{2\alpha\omega}{\omega^2 - \omega_0^2} \approx 2\frac{\alpha}{\omega} \quad (\text{F.10})$$

$$\begin{cases} A = \pm \frac{c}{1+c} \frac{U_m}{\omega} \sqrt{1 + \left(\frac{\alpha}{\omega_d}\right)^2 \left(\frac{2}{c} - 1\right)^2} \\ \eta = \arctg \frac{1}{\frac{\alpha}{\omega_d} \left(1 - \frac{2}{c}\right)} \end{cases} \quad (\text{F.11})$$

B. $\varphi_u = \pi/2$

Przy identycznych z przytoczonymi w p. A. założeniach upraszczających, warunki początkowe są określone jako

$$\begin{aligned} \Psi(0^-) = \Psi(0) &\cong \frac{U_m}{\omega} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{2}\right) \Big|_{t=0} = 0 \\ u_{Cg}(0^-) = u_{Cg}(0) &= 0 \end{aligned}$$

Wykorzystując zależności (F.1) i (F.6) wyznaczone dla $t = 0$ oraz po uwzględnieniu formuł (F.5), dostajemy układ równań (F.12)

$$\begin{cases} A \sin \eta + \frac{1}{1+c} \frac{U_m}{\omega} \sin(\Delta\varphi_\Psi) = 0 \\ U_m + \alpha A \sin \eta - \omega_d A \cos \eta - \frac{1}{1+c} U_m \cos(\Delta\varphi_\Psi) = 0 \end{cases} \quad (\text{F.12})$$

Uwzględnienie zakresu rzeczywiście występujących wartości „kąta stratności” $\Delta\varphi_\Psi \in < 0; 0,17 \text{ rad} \geq$ uprawnia do przyjęcia przybliżonych wartości następujących funkcji trygonometrycznych:

$$\sin(\Delta\varphi_\Psi) \cong \Delta\varphi_\Psi \quad \text{oraz} \quad \cos(\Delta\varphi_\Psi) \cong 1 \quad (\text{F.13})$$

Przy uwzględnieniu uproszczeń (F.13) oraz relacji (F.10), rozwiązaniem układu równań (F.12) są dla wartości $c > 0,1$ następujące wartości stałych całkowania A i η

$$\left\{ \begin{array}{l} A \cong \frac{c}{1+c} \frac{U_m}{\omega} \sqrt{\left(\frac{2\alpha}{c\omega}\right)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_d}\right)^2} \cong \frac{c}{1+c} \frac{\omega}{\omega_d} \frac{U_m}{\omega} \\ \eta \cong -\operatorname{arctg} \frac{2\alpha\omega_d}{c\omega^2} \end{array} \right. \quad (\text{F.14})$$

Dla $c \rightarrow 0$ zależności (F.14) przechodzą w relacje (F.15)

$$\left\{ \begin{array}{l} A \cong \frac{U_m}{\omega} \frac{2\alpha}{\omega} \\ \eta \cong -\frac{\pi}{2} \end{array} \right. \quad (\text{F.15})$$

ANALYSIS OF THE PROPERTIES OF HV VOLTAGE TRANSFORMERS IN ABNORMAL OPERATING CONDITIONS WITH PARTICULAR CONSIDERATION OF FERRORESONANCE OSCILLATIONS

Summary

The work presents important problems of inductive voltage transformers from the perspective of current trends to equip high-voltage power substations and medium voltage switchgears. This subject is related to their work in abnormal conditions. Particular importance was attached to ferroresonance oscillations excited with the active participation of voltage transformers or affecting those.

The applied methodology was described, using physical models in the form of low-voltage equivalent physical models, to study of voltage transformers working in abnormal conditions. Mathematical models used to apply computational and simulation methods were presented. The developed models were employed to study of single-stage and cascaded voltage transformers.

Metrological characteristics of voltage transformers operating under the burden other than standard (under resistive burden) were analyzed, taking into account the resistance of connecting leads in the secondary circuit, in the steady-state overvoltage condition and in transient state conditions. It has been proposed to introduce the total error to determine the limits of voltage error and phase displacement under conditions preventing the use of comparators for that purpose.

The cases of voltage transformers operating in medium and high voltage power networks working during ferroresonance oscillations were examined and discussed. Two excitations criteria of nonlinear oscillations were defined. The first one based on the analysis of the system susceptible to this type of oscillation, (with the application in the first step of the magnetic circuit of the voltage transformer on the linear part) and the second – using the so-called energy method. The results of simulations and experimental studies carried out on the low voltage equivalent models, help to establish the potential for the occurrence of free and forced ferroresonance oscillations.

The electrical and thermal exposure caused by atypical operating conditions of voltage transformers were analyzed. The dissertation presents a simulation method for determining the maximum local temperature rises based on the equivalent heat scheme. The protective measures against atypical operating conditions were discussed.

CHARAKTERYSTYKA ZAWODOWA AUTORA

Wiesław Jałmużny urodził się 1 października 1948 roku w Łodzi. W 1972 roku ukończył z wyróżnieniem studia na Wydziale Elektrycznym Politechniki Łódzkiej i uzyskał tytuł magistra inżyniera elektryka w zakresie automatyki. W tym samym roku został zatrudniony w Instytucie Podstaw Elektrotechniki Politechniki Łódzkiej na stanowisku asystenta stażysty. W 1980 roku obronił pracę doktorską pt. „Pomiar błędu wskazowego przekładników prądowych przy przetężeniach” i uzyskał stopień naukowy doktora nauk technicznych nadany uchwałą Rady Wydziału Elektrycznego PŁ. Od tego roku do dnia dzisiejszego pracuje na stanowisku adiunkta Politechniki Łódzkiej, kolejno w Instytucie Podstaw Elektrotechniki, Katedrze Elektrotechniki Ogólnej i Przekładników oraz od 2011 roku, w Instytucie Elektroenergetyki.

W ramach działalności dydaktycznej Wiesław Jałmużny prowadzi wykłady, zajęcia laboratoryjne i ćwiczenia audytoryjne dla studentów wydziałów nie-elektrycznych PŁ w ramach przedmiotu „Elektrotechnika i elektronika”. Dla studentów Wydziału Elektrycznego (Elektrotechniki, Elektroniki, Informatyki i Automatyki) prowadzi przedmioty: „Elektrotechnika teoretyczna” (ćwiczenia audytoryjne i laboratorium) (od 1974 do 1980 roku), „Miernictwo elektryczne” (laboratorium) (od 1980 roku do 1988 roku), wykładu „Wstęp do elektrotechniki” (od 1996 do 2004 roku), „Podstawy elektrotechniki” (od 2007 roku) i „Kompatybilność elektromagnetyczna” (od 2000 roku). Od 2002 roku prowadzi w języku francuskim laboratorium Elektrotechniki i Elektroniki dla studentów kierunku „Gestion et technologie” pozawydziałowego Centrum Kształcenia Międzynarodowego (IFE) PŁ. Od tego roku wykładu takie przedmioty jak: Przekładniki i Przekładniki w elektroenergetyce. Jego działalność dydaktyczna spotykała się zawsze z uznaniem władz Wydziału i studentów, czego wyrazem były liczne nagrody Rektora i Dziekana za działalność dydaktyczną i wysokie oceny studentów w przeprowadzonych ankietach.

Działalność naukowa Wiesława Jałmużnego od 1980 roku skupiała się wokół tematyki związanej z przekładnikami. Dotyczyła zagadnień konstrukcyjnych i metrologicznych związanych z budową i eksploatacją przekładników sieciowych i laboratoryjnych. Obejmowała także budowę i właściwości aparatury pomiarowej do sprawdzania dokładności przekładników. Zdobyte przez Wiesława Jałmużnego w tym zakresie bogate doświadczenie zaowocowało po uzyskaniu stopnia doktora 78 publikacjami, których jest autorem lub współautorem. Wśród nich są artykuły opublikowane w takich czasopismach jak: Rozprawy Elektrotechniczne (1), Elektrik (NRD) (1), Compel (1) i IET Science, Measurement & Technology (1) oraz rozdziały w monografiach: Monografie PŁ (1) i CRC Press Taylor&Francis Group (1).

Wiesław Jałmużny uczestniczył w wielu sympozjach i konferencjach krajowych (40) i zagranicznych (7). Realizował w charakterze wykonawcy dwa projekty naukowo-badawcze i jeden projekt celowy.

Wiesław Jałmużny zrealizował ponad 50 ważniejszych, indywidualnych i zespołowych prac naukowo-badawczych na zlecenie jednostek przemysłowych i naukowo-badawczych dotyczących konstrukcji przekładników prądowych (m.in. dla firmy szwajcarskiej firmy LEM) i napięciowych, układów pomiarowych, sprawdzenia właściwości eksploatacyjnych przekładników, odtworzenia właściwości metrologicznych itp. Jest autorem kilkunastu ekspertyz i opinii na temat warunków eksploatacyjnych sieciowych przekładników WN, w tym sporządzonych na podstawie badań wykonanych za granicą (Finlandia, Norwegia, Rumunia, Węgry) i w Polsce.

Wiesław Jałmużny dokonał w okresie ponad dwóch i pół roku przekładu z języka niemieckiego kilkunastu rozdziałów aktualizowanego kwartalnie praktycznego poradnika „Certyfikat CE w zakresie kompatybilności elektromagnetycznej”, z języka francuskiego norm: „Przekładniki napięciowe elektroniczne” (IEC 60044-7), „Przekładniki prądowe elektroniczne” (IEC 60044-8), „Przekładniki kombinowane” (IEC 60044-3) oraz „Bezpieczeństwo transformatorów i jednostek zasilających”, część 2-20: Szczególne wymagania dotyczące małych dławików (IEC 61558-2-20).

Wiesław Jałmużny odbył w latach 1985-1987 łącznie 7,5 miesiąca przemysłowych staży krajowych, a w latach 1994-1995 10-miesięczny staż postdoktorancki w ramach stypendium TEMPRA w Ecole Centrale de Lyon (Francja).

Jest członkiem zespołu, który w 2003 roku otrzymał nagrodę 2-go stopnia Prezesa Rady Ministrów za wybitne krajowe osiągnięcie naukowo-techniczne, którego wdrożenie przyniosło wymierne efekty ekonomiczne i społeczne za „Opracowanie konstrukcji przekładnika kombinowanego na napięcie 110 kV z możliwością rozwoju na napięcie 220 kV”. W 2007 roku otrzymał z rąk JM Rektora PŁ wyróżnienie odznaką „Zasłużony dla Politechniki Łódzkiej.

W latach 2010-2012 był członkiem Zarządu Spółki Centrum Transferu Technologii PŁ. Jest ekspertem zgłoszonym przez Polski Komitet Normalizacyjny, Komitet Techniczny Nr 38 do prac w grupie roboczej IEC TC 38/MT 40: Maintenance of IEC 60044-6 oraz IEC TC 38/WG AHG 41: Power quality measurement.

Z inicjatywy i przy pomocy Wiesława Jałmużnego rozpoczęto prowadzenie na rynek Polski urządzeń pomiarowych do sprawdzania dokładności przekładników, produkowanych na Ukrainie. W wyniku jego działalności na tym polu wyposażono m.in. Laboratorium Przekładników w nowoczesną aparaturę umożliwiającą wykonywanie badań eksperymentalnych do celów dydaktycznych i naukowych.

ISSN 0137-4834