

PL ISSN 1897-2691

„Monografia stanowi bardzo dojrzałe dzieło naukowe. Autor zebrał w niej efekty swoich wieloletnich badań (eksperymentów, symulacji komputerowych, analiz teoretycznych, pogłębionego rozeznania literaturowego). Zagadnienia poprawy jakości energii elektrycznej, zwłaszcza w odniesieniu do odbiorników wielkiej mocy, są dzisiaj bardzo aktualne.

Z pewnością recenzowana monografia będzie bardzo przydatna w pracy zawodowej osobom zajmującym się piecami łukowymi i jakością energii elektrycznej. Tak więc będą z niej korzystać elektrycy (elektrotermicy, elektroenergetycy) i metalurzy. Praca napisana jest na wysokim poziomie naukowym. Zawiera materiał nowy, bardzo przydatny pracownikom naukowym, doktorantom, dyplomantom i studentom wydziałów elektrycznych, inżynierii materiałowej i energetyki.

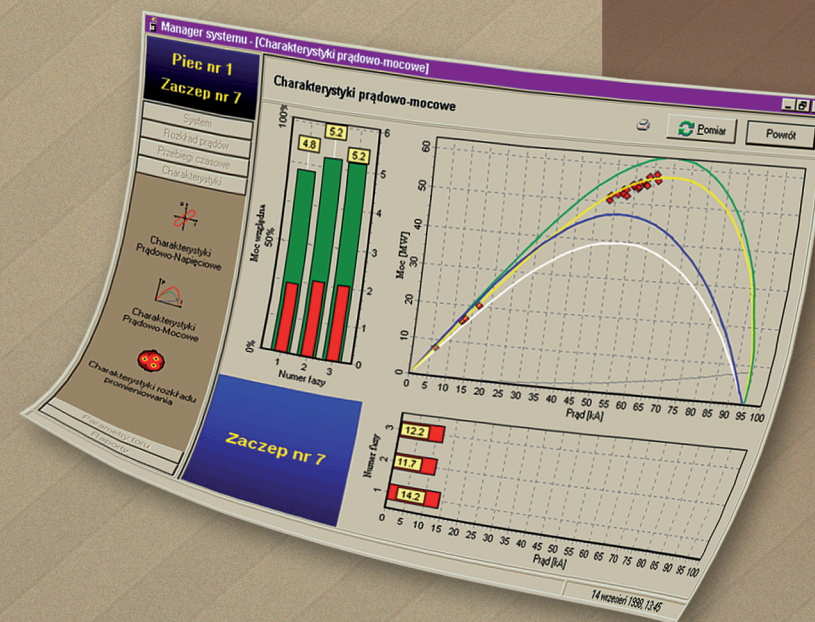
Monografia zasługuje na szczególne wyróżnienia pod względem aktualności tematyki i wysokiego poziomu merytorycznego. Może być ona użyteczna w doskonaleniu wiedzy kadry inżynierskiej i menadżerskiej polskiej gospodarki (w energetyce i przemyśle)”.
*Fragment recenzji dr hab. inż. Antoniego Sawickiego
 profesora Politechniki Częstochowskiej*

Mirosław Wciślik ELEKTROTECHNIKA PIECÓW ŁUKOWYCH PRĄDU PRZEMIENNEGO • ZAGADNIENIA WYBRANE

Mirosław Wciślik

ELEKTROTECHNIKA PIECÓW ŁUKOWYCH PRĄDU PRZEMIENNEGO ZAGADNIENIA WYBRANE

M22



Politechnika Świętokrzyska

Kielce 2011

MONOGRAFIE, STUDIA, ROZPRAWY

M22

Mirosław Wciślik

**ELEKTROTECHNIKA
PIECÓW ŁUKOWYCH
PRĄDU PRZEMIENNEGO
ZAGADNIENIA WYBRANE**

Kielce 2011

MONOGRAFIE, STUDIA, ROZPRAWY NR M22

Redaktor Naukowy serii

NAUKI TECHNICZNE – ELEKTRYKA

prof. dr hab. inż. Roman NADOLSKI

Recenzent

dr hab. inż. Antoni SAWICKI, prof. PCz

Redakcja

Elżbieta WIKŁO

Redakcja techniczna

Irena PRZEORSKA-IMIOŁEK

Projekt okładki

Tadeusz UBERMAN

Publikacja wydana pod patronatem

Komitetu Elektrotechniki Polskiej Akademii Nauk

© Copyright by Politechnika Świętokrzyska, Kielce 2011

Wszelkie prawa zastrzeżone. Żadna część tej pracy nie może być powielana czy rozpowszechniana w jakiegokolwiek formie, w jakiegokolwiek sposób: elektroniczny bądź mechaniczny, włącznie z fotokopiowaniem, nagrywaniem na taśmy lub przy użyciu innych systemów, bez pisemnej zgody wydawcy.

PL ISSN 1897-2691

Samodzielna Sekcja „Wydawnictwo Politechniki Świętokrzyskiej”

25-314 Kielce, al. Tysiąclecia Państwa Polskiego 7

tel./fax 41 34 24 581

e-mail: wydawca@tu.kielce.pl

www.tu.kielce.pl/organizacja/wydawnictwo

Moim Rodzicom

SPIS TREŚCI

Wykaz ważniejszych oznaczeń	7
Wprowadzenie	11
1. ZRÓWNOWAŻONY ROZWÓJ, PRODUKCJA STALI A JAKOŚĆ ENERGII ELEKTRYCZNEJ	13
1.1. Rozwój technologii produkcji stali	14
1.2. Elektryczna technologia produkcji stali	17
1.3. Zrównoważony rozwój produkcji stali	20
Podsumowanie	21
Literatura do rozdziału 1	22
2. WAHANIA NAPIĘCIA W SYSTEMIE ZASILANIA PIECA ŁUKOWEGO	24
2.1. Wskaźniki wahania napięcia	25
2.2. Wskaźniki wahania napięcia a parametry obwodu	31
2.3. Przeciwdziałanie wahanom napięcia	33
Podsumowanie	36
Literatura do rozdziału 2	37
3. MODELOWANIE TORU ELEKTRYCZNEGO PIECA ŁUKOWEGO	39
3.1. Schemat toru elektrycznego pieca łukowego	39
3.2. Pomiary wielkości elektrycznych obwodu wielkoprądowego pieca łukowego	43
Podsumowanie	45
Literatura do rozdziału 3	45
4. ŁUK ELEKTRYCZNY W PIECACH ŁUKOWYCH PRĄDU PRZEMIENNEGO	47
4.1. Modele łuku z wymianą ciepła przez przewodzenie	48
4.2. Model łuku z wymianą ciepła przez konwekcję	52
4.3. Modele łuku otrzymane eksperymentalnie	54
4.4. Charakterystyki wyładowania łukowego w piecu łukowym prądu przemiennego	55
4.5. Model matematyczny wyładowania łukowego w piecu łukowym prądu przemiennego	60
Podsumowanie	62
Literatura do rozdziału 4	62
5. ANALIZA JAKOŚCIOWA PRZEBIEGÓW CZASOWYCH MODELU OBWODU PIECA ŁUKOWEGO Z OBCIĄŻENIEM NIELINIOWYM	65
5.1. Model obwodu wielkoprądowego pieca łukowego	66
5.2. Przebiegi wartości chwilowych prądów, napięć i mocy fazowych modelu obwodu	70

5.3. Przebiegi wartości chwilowych wybranych wielkości trójfazowych modelu obwodu symetrycznego pieca łukowego	75
5.4. Wpływ asymetrii na przebiegi wartości chwilowych wybranych wielkości trójfazowych modelu obwodu	80
Podsumowanie	82
Literatura do rozdziału 5	83
6. MODELE PROCESÓW PRZEJŚCIOWYCH I STANU USTALONEGO OBWODU TRÓJFAZOWEGO PIECA ŁUKOWEGO	85
6.1. Analiza przebiegu czasowego sumy kwadratów prądów fazowych po załączeniu obwodu trójfazowego	85
6.2. Ogólna postać charakterystyk modelu obwodu trójfazowego w stanie ustalonym	88
Literatura do rozdziału 6	95
7. CHARAKTERYSTYKI QUASI-STATYCZNE SYMETRYCZNEGO OBWODU TRÓJFAZOWEGO Z OBCIĄŻENIEM NIELINIOWYM	97
7.1. Analiza symetrycznego obwodu trójfazowego z obciążeniem nieliniowym opisanym funkcją signum	98
7.1.1. Harmoniczne prądów i napięć w obwodzie	99
7.1.2. Schematy zastępcze odbiornika nieliniowego	105
7.1.3. Moc bierna i moc czynna w obwodzie z obciążeniem nieliniowym	107
7.2. Charakterystyki symetrycznego obwodu trójfazowego ze statycznym obciążeniem nieliniowym	112
7.2.1. Identyfikacja parametrów modelu obciążenia nieliniowego	118
7.2.2. Charakterystyki robocze symetrycznego obwodu z nieliniowym modelem łuku elektrycznego	121
7.2.3. Charakterystyki oddziaływań obciążenia nieliniowego symetrycznego obwodu trójfazowego na źródło zasilania	125
Literatura do rozdziału 7	130
8. ANALIZA WPŁYWU ASYMETRII PARAMETRÓW NA CHARAKTERYSTYKI QUASI-STATYCZNE OBWODU TRÓJFAZOWEGO PIECA ŁUKOWEGO	131
8.1. Linearyzowany model matematyczny charakterystyk niesymetrycznego obwodu trójfazowego dla liniowego modelu łuku	131
8.1.1. Model asymptotyczny obwodu trójfazowego	132
8.1.2. Macierzowy model trójfazowego obwodu prawie-symetrycznego z obciążeniem liniowym	133
8.1.3. Przykład wykorzystania modelu do identyfikacji parametrów toru wieloprądowego	139
8.2. Linearyzowany model matematyczny charakterystyk niesymetrycznego obwodu trójfazowego dla nieliniowego modelu łuku	140
8.2.1. Opis algorytmu programu wyznaczania macierzy pochodnych	140

8.2.2. Macierze pochodnych prądów fazowych względem wielkości wejściowych	143
8.2.3. Aproksymacje elementów macierzy pochodnych prądów fazowych względem wielkości wejściowych w obwodzie trójfazowym z obciążeniem nieliniowym	147
8.3. Weryfikacja modelu matematycznego obwodu elektroenergetycznego trójfazowego pieca łukowego	149
8.3.1. Algorytm identyfikacji parametrów modelu	150
8.3.2. Opis układu pomiarowego	152
8.3.3. Omówienie wyników	153
Podsumowanie	156
Literatura do rozdziału 8	158
9. SYSTEM MONITOROWANIA PRACY PIECA ŁUKOWEGO	159
9.1. Budowa systemu pomiarowego diagnostyki toru elektrycznego	160
9.2. Algorytm pomiaru parametrów toru elektrycznego urządzenia łukowego	163
9.3. Oprogramowanie systemu pomiarowego toru elektrycznego urządzenia łukowego	169
Podsumowanie	177
Literatura do rozdziału 9	177
Streszczenie	178
Summary	179

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ

Zastosowano następujące ogólne zasady oznaczeń:

<i>Rodzaj wielkości</i>	<i>Styl czcionki</i>
wektor lub macierz,	normalny pogrubiony
skalar	<i>kursywa</i>
wymiarowa (fizyczna)	WIELKA LITERA
bezwymiarowa	mała litera
funkcje, cyfry i tekst	czcionka prosta
zespolone	z daszkiem, np.: $\hat{Z}$

Dodatkowe oznaczenia dokonywano stosując następujące indeksy dolne:

<i>Rodzaj wielkości</i>	<i>Indeks dolny</i>
wartość chwilowa	$\square_{(t)}$ – ostatni indeks
wartość skuteczna	$\square_{sk}$ – ostatni indeks
wartość średnia	$\square_{sr}$ – ostatni indeks
k -ty element wektora lub numer fazy obwodu	$\square_k$ – pierwszy indeks
wielkość po stronie pierwotnej transformatora i po stronie wtórnej	$\square_p$ $\square_w$ – ostatni indeks
n -ta harmoniczna sygnału k -tej fazy	$\square_{khn}$
wielkość dotycząca trójfazowego obwodu symetrycznego	$\square_s$
wielkość dotycząca zwarcia trójfazowego obwodu symetrycznego	$\square_{sc}$

Podstawowe oznaczenia są następujące:

a	wykładnik nieliniowej charakterystyki łuku
$E_{k(t)}$	wartość chwilowa zastępczego fazowego napięcia zasilania k -tej fazy
$E_{jk(t)}$	wartość chwilowa przewodowego napięcia zasilania między fazą j i fazą k
E_k, e_k	amplituda zastępczego fazowego źródła zasilania k -tej fazy

E_s	napięcie odniesienia
$\mathbf{E}, \mathbf{e}$	wektor amplitud zastępczych fazowych źródeł zasilania
$I_{k(t)}, i_{k(t)}$	wartość chwilowa prądu k -tej fazy
H_k, h_k	zmienna charakterystyki łuku k -tej fazy obwodu, zależna od długości łuku
$\mathbf{H}, \mathbf{h}$	wektor kolumnowy o składowych H_k lub h_k
I_{ksr}, i_{ksr}	wartość średnia prądu k -tej fazy obwodu
I_{ksk}, i_{ksk}	wartość skuteczna prądu k -tej fazy obwodu
I_{khl}, i_{khl}	wartość amplitudy 1. harmonicznej prądu k -tej fazy obwodu
I_{sh1}, i_{sh1}	średnia arytmetyczna amplitud 1. harmonicznych prądów fazowych
$\mathbf{I}_{sr}, \mathbf{i}_{sr}$	wektor kolumnowy wartości średnich prądów
$\mathbf{I}_{sk}, \mathbf{i}_{sk}$	wektor kolumnowy wartości skutecznych prądów
k	numer fazy ($k = 1, 2, 3$)
L_k, l_k	indukcyjność własna k -tej fazy obwodu wieloprądowego
L_s	indukcyjność odniesienia
$\mathbf{L}, \mathbf{l}$	wektor indukcyjności fazowych obwodu wieloprądowego
L_{zs}, L_{zp}	zastępcza szeregową, równoległą indukcyjność łuku w obwodzie symetrycznym
Lp_k, Lp_k	zastępcza indukcyjność własna obwodu pomiarowego k -tej fazy toru elektrycznego
L_{jk}	indukcyjność pętli utworzonej przez przewody faz j, k obwodu wieloprądowego, $j \neq k$
L_t	indukcyjność szeregową transformatora
L_d	indukcyjność dławika
M_j	indukcyjność wzajemna obwodu pomiarowego k -tej fazy i pętli prądu następnej, j -tej fazy obwodu $j = (k \bmod 3) + 1$
o	operator asymptotyczny „rzędu mniejszego”
O	operator asymptotyczny „rzędu takiego jak”
$P_{k(t)}, p_{k(t)}$	moc czynna k -tej fazy obwodu
$P_{(t)}, p_{(t)}$	suma mocy czynnych fazowych
$\mathbf{P}$	wektor mocy czynnych fazowych

$Q_{k(t)}, q_{k(t)}$	moc bierna k -tej fazy obwodu
$Q_{(t)}, q_{(t)}$	suma mocy biernych fazowych
$\mathbf{Q}$	wektor mocy biernych fazowych
R_k, r_k	zastępcza skupiona rezystancja k -tej fazy toru elektrycznego
$\mathbf{R}$	wektor rezystancji fazowych obwodu wielkoprądowego
R_0, r_0	średnia rezystancja toru elektrycznego pieca (bez łuków)
S_r	moc odniesienia
t	czas
$U_{k(t)}, u_{k(t)}$	wartość chwilowa napięcia łuku k -tej fazy
U_{ksr}, u_{ksr}	wartość średnia napięcia łuku k -tej fazy
$Up_{k(t)}$	wartość chwilowa mierzonego napięcia łuku k -tej fazy
$\mathbf{U}_{sr}, \mathbf{u}_{sr}$	wektor kolumnowy wartości średnich napięć
$U_{0(t)}$	wartość chwilowa napięcia między punktami neutralnymi zasilania i obciążenia
$\hat{v}_k$	zmienna asymetrii obwodu k -tej fazy
X_k	zastępcza reaktancja fazowa k -tej fazy obwodu
$\mathcal{W}$	współczynnik obwodu trójfazowego z obciążeniem nieliniowym
ε	mała dodatnia liczba rzędu mniejszego niż 1
ω	pulsacja źródeł zasilania
τ	czas bezwymiarowy
$\mathbf{1}$	wektor kolumnowy 3. rzędu o składowych równych 1
$\mathbf{1}_k$	macierz jednostkowa
$\mathbf{D}_e^i$	macierz pochodnych wektora amplitud prądów $\mathbf{i}$ względem wektora amplitud napięć zasilania we współrzędnych $(\mathbf{r}, \mathbf{l}, \mathbf{e})$
$\mathbf{D}_l^i$	macierz pochodnych wektora amplitud prądów $\mathbf{i}$ względem wektora indukcyjności fazowych we współrzędnych fazowych $(\mathbf{r}, \mathbf{l}, \mathbf{e})$
$\mathbf{D}_r^i$	macierz pochodnej wektora amplitud prądów $\mathbf{i}$ względem wektora rezystancji obciążenia $\mathbf{r}$ we współrzędnych $(\mathbf{r}, \mathbf{l}, \mathbf{e})$
$\frac{\partial \mathbf{i}}{\partial \mathbf{u}}$	macierz pochodnych wektora amplitud prądów $\mathbf{i}$ względem wektora wartości amplitud napięć łuków $\mathbf{u}$ we współrzędnych $(\mathbf{u}, \mathbf{l}, \mathbf{e})$

$\frac{\partial \mathbf{i}}{\partial \mathbf{l}}$	macierz pochodnych wektora amplitud prądów $\mathbf{i}$ względem wektora indukcyjności $\mathbf{l}$ we współrzędnych $(\mathbf{u}, \mathbf{l}, \mathbf{e})$
$\frac{\partial \mathbf{i}}{\partial \mathbf{e}}$	macierz pochodnych wektora amplitud prądów $\mathbf{i}$ względem wektora amplitud napięć $\mathbf{e}$ zasilania we współrzędnych $(\mathbf{u}, \mathbf{l}, \mathbf{e})$
$\Delta R_k, \Delta r_k$	wartość odchylenia od symetrii rezystancji w fazie k
$\Delta \mathbf{R}, \Delta \mathbf{r}$	wektor odchyłeń od symetrii rezystancji fazowych
$\Delta L_k, \Delta l_k$	wartość odchylenia od symetrii indukcyjności w fazie k
$\Delta \mathbf{L}, \Delta \mathbf{l}$	wektor odchyłeń od symetrii indukcyjności fazowych
$\Delta E_k, \Delta e_k$	wartość odchylenia od symetrii napięcia zasilania w fazie k
$\Delta \mathbf{E}, \Delta \mathbf{e}$	wektor odchyłeń od symetrii napięć zasilania
$\Delta U_k, \Delta u_k$	wartość odchylenia od symetrii napięcia obciążenia w fazie k
$\Delta \mathbf{U}, \Delta \mathbf{u}$	wektor odchyłeń od symetrii napięć obciążenia
$\Delta I_k, \Delta i_k$	wartość odchylenia od symetrii prądu w fazie k
$\Delta \mathbf{I}, \Delta \mathbf{i}$	wektor odchyłeń od symetrii prądów fazowych

WPROWADZENIE

Analizując dane statystyczne portalu World Steel Association¹ można stwierdzić, że produkcja stali jest jedną z miar rozwoju gospodarki państwa. W ostatnich latach najlepiej to widać na przykładzie gospodarki Chin, gdzie w 2009 roku produkcja stali wzrosła o ok. 3%, przy ok. 9% spadku produkcji światowej.

Stal jest jednym z niewielu surowców, który po przeminięciu cyklu życia wyrobu może być powtórnie, całkowicie wykorzystany w ramach recyklingu. W państwach europejskich stal produkowana w piecach łukowych, wykorzystujących złom stalowy, stanowi ok. 40% całkowitej produkcji stali. W porównaniu do produkcji w zestawie wielki piec – konwerter tlenowy zużycie energii w procesie łukowym jest trzykrotnie mniejsze. Między innymi dlatego piec łukowy uznawany jest za urządzenie produkcyjne proekologiczne.

Efektywność energetyczna pieca łukowego rośnie wraz ze wzrostem jego pojemności i wiąże się ze zwiększeniem mocy elektrycznej pieca. W rezultacie moc dużych pieców łukowych UHP (*Ultra High Power*) jest tego rzędu co moc generatorów zainstalowanych w systemie energetycznym. Z tego względu zaczynają odgrywać istotną rolę oddziaływania: piec łukowy – system energetyczny. Oddziaływania te uwidaczniają się w postaci migotania światła, które powodowane jest przez wahania napięcia. Zjawisko to traktowane jest jako jedno z ograniczeń rozwoju produkcji stali w piecu łukowym.

Zagadnienia rozwoju produkcji stali, jej ograniczeń i perspektyw przedstawiono w rozdziale pierwszym. W rozdziale drugim omówiono problem wahań napięcia w systemie zasilania pieca łukowego. W podsumowaniu tego rozdziału podkreślono znaczenie analizy symulacyjnej modelu toru elektrycznego pieca łukowego dla zrozumienia i następnie przeciwdziałania wahanom napięcia. Strukturę modelu toru elektrycznego pieca łukowego, sprawdzoną kilka razy w trakcie pomiarów w dwu największych stalowniach Polski, przedstawiono w rozdziale 3. Była ona prezentowana na konferencjach krajowych i międzynarodowych oraz w znaczących czasopiśmie. Ważnym elementem tej struktury jest łuk elektryczny. Modele matematyczne łuku elektrycznego omówiono w rozdziale 4, w tym m.in. model cieszący się największą liczbą cytowań w Internecie, czyli model łuku prądu stałego opracowany przez Lowkiego. Na jego podstawie utworzono model łuku elektrycznego prądu przemiennego.

W rozdziale 5 przedstawiono model obwodu wielkoprądowego, w którym wykorzystano modele z rozdziałów 3 i 4. Przeprowadzono analizę jakościową zjawisk występujących w obwodzie. Szczególną uwagę zwrócono na przebiegi chwilowe mocy czynnej, biernej, sumy kwadratów prądów i ich pochodnych. W przebiegach tych wyróżniono stan przejściowy, występujący po załączeniu systemu, oraz stan

¹ <http://www.worldsteel.org/?action=storypages&id=351>

ustalony. Stan ten jest podstawowym stanem pracy obwodu. Ogólną postać modeli opisujących te dwa stany zawarto w rozdziale 6. Procesy przejściowe w obwodzie dobrze opisuje suma kwadratów prądów fazowych, którą wyznaczono dla obwodu z obciążeniem liniowym. Do opisu stanu ustalonego zastosowano zapis zmiennych i parametrów, odniesionych do pewnego obwodu symetrycznego. Model ten zawiera części: symetryczną oraz asymetryczną. Część symetryczną tego modelu dla obciążenia nieliniowego otrzymano w rozdziale 7. W przypadku nieliniowości opisanej funkcją signum rozwiązanie otrzymano analitycznie. Dla innych nieliniowości, charakterystyki otrzymano stosując metodę symulacji komputerowej. Wyniki symulacji aproksymowano dobierając postać wskaźników, zmiennych wzorowaną na przypadku rozwiązania analitycznego. W ten sposób otrzymano wielkości użyteczne do identyfikacji nieliniowości i elementów jej schematu zastępczego.

W rozdziale 8 przedstawiono część modelu linearyzowanego odpowiadającą za asymetrię wnoszone przez wielkości wejściowe indukcyjności obwodu wieloprądowego, napięcia łuków oraz napięcia zasilania. Analitycznie otrzymano postać tej części modelu dla obciążenia liniowego, natomiast symulacyjnie dla obciążenia nieliniowego.

W rozdziale dziewiątym, ostatnim, przedstawiono system monitorowania pracy pieca łukowego, zbudowany na Wydziale Elektrotechniki, Automatyki i Informatyki Politechniki Świętokrzyskiej na zlecenie Huty „Zawiercie”. Dla budowy oprogramowania wykorzystano podstawy teoretyczne przedstawione we wcześniejszych rozdziałach.

Podsumowania większości rozdziałów umieszczono na ich końcach. W związku ze znacznym zróżnicowaniem tematyki bibliografii dla poszczególnych rozdziałów, każdy z nich zawiera oddzielny jej wykaz.

Autor składa serdeczne podziękowanie Recenzentowi dr hab. inż. Antoniemu Sawickiemu, profesorowi Politechniki Częstochowskiej za cenne uwagi i sugestie, które przyczyniły się do poprawy jakości monografii i lepszego uporządkowania jej treści.

1. ZRÓWNOWAŻONY ROZWÓJ, PRODUKCJA STALI A JAKOŚĆ ENERGII ELEKTRYCZNEJ

Idea zrównoważonego rozwoju powstała w latach dziewięćdziesiątych XX wieku [1.1]. Zrównoważony rozwój albo inaczej ekorozwój (ang. *sustainable development*) określany jest jako rozwój społeczno-gospodarczy zharmonizowany ze środowiskiem, uwzględniający poprawę jakości życia obecnych i przyszłych pokoleń ludzi. Oznacza on nową filozofię rozwoju globalnego, powstałą w odpowiedzi na ogólnoświatowy charakter zagrożeń środowiska naturalnego. Filozofia ta formułuje wizję zagrożeń oraz sposoby ich łagodzenia poprzez realizację koncepcji społeczeństwa zachowującego równowagę przyrodniczą. Rozwój ten opiera się na jednoczesnym respektowaniu praw przyrody, ekonomii, rozwoju społeczeństw i nie narusza w sposób istotny i nieodwracalny zasobów środowiska we wszystkich podejmowanych decyzjach i działaniach. Wzrost gospodarczy realizowany w ramach zrównoważonego rozwoju wiąże się z realizacją procesów technologicznych i z wykorzystaniem odpowiednich technologii uwzględniających zasady tego rozwoju. Technologia natomiast rozumiana jest jako całość wiedzy dotyczącej konkretnej metody wytwarzania jakiegoś dobra ewentualnie uzyskania określonego efektu przemysłowego lub usługowego. Jest ona czynnikiem, który ma istotny wpływ na wzrost gospodarczy, koszty i dostępność usług oraz na środowisko [1.2].

W gospodarce oddziałują na rynek klasterzy wzajemnie powiązanych technologii, tworzących infrastrukturę. Pełniejszy obraz rozwoju poszczególnych technologii uzyskuje się poprzez analizę tych klastrów technologii, które oddziałują wzajemnie na siebie. Elementy klastera stanowią technologie składowe, które służą głównie celom zasilania i wspomagania technologii końcowej (ang. *end-use*). Technologie rozwijają się synergicznie i efekty sieciowe wiążą powodzenie wszystkich technologii w klastrze, który częściowo determinuje wybór składników technologicznych. Wybór ten powinien uwzględniać również wpływ poszczególnych technologii na środowisko naturalne.

Przykładami technologii składowych są technologie energii, transportu i infrastruktury łączności, bez których liczne technologie końcowe nie mogą funkcjonować. Z perspektywy makro, efekty sieci infrastruktur tworzą klasterzy technologiczne, które określają główne etapy rozwoju gospodarczego, na przykład „epoka kolei” albo „era samochodu” [1.3].

Infrastruktura daje otoczenie sieciowe, które pozwala porównywalnym technologiom (i ich infrastrukturom) prosperować, gdy pojawiają się bariery dla produktów i procesów, trudne do pogodzenia. Składniki tego otoczenia sieciowego, pokonując kolejne bariery rozwijają się. Takie współzależności są również często spotykane między infrastrukturami. Są one odpowiedzialne za efekty technologicznych zmian w gospodarce i społeczeństwie. Na przykład pojawienie się rurociągów

i handlu detalicznego benzyny ułatwiło wykorzystanie tego paliwa jako nośnika energii i umożliwiło dominację samochodów napędzanych benzyną. Jednocześnie utrudniło rozwój pojazdów elektrycznych na przełomie wieków.

Zmiany technologii mogą być rzetelnie (ang. *robustly*) zidentyfikowane tylko z perspektywy okresu kilku dziesięcioleci, kiedy klaster technologiczny ze swoją infrastrukturą znacznie rozszerzy udziały jego technologii w rynku [1.3]. Historyczne zapisy pokazują, że największe techniczne systemy szeroko rozprzestrzeniają się z długimi stałymi czasowymi (od sześciu do ośmiu dziesięcioleci). Obciążenia i synergia, które są kosztowne dla którejkolwiek ze składowych technologii klastera, okazują się mniej kosztowne dla technologii końcowej (ang. *end-use*), wspieranej przez technologie składowe.

Zależności, zgodnie z którymi technologie wchodzą na rynek konkurując, opisane są krzywymi logistycznymi, nazywanymi także *krzywymi dyfuzji technologii*. Zależności te są widoczne, gdy rysuje się udział produktu albo usługi w rynku, takim jak energetyka, produkcja stali, itp. Stała czasowa dyfuzji określa czas wymagany na wzrost nowej technologii od 10% do 90% końcowego udziału w rynku. Dla samochodów, taboru kolejowego stała ta wynosiła ok. 12 lat [1.3]. Krzywe logistyczne, oprócz procesu dyfuzji, ilustrują proces zastępowania technologii.

1.1. ROZWÓJ TECHNOLOGII PRODUKCJI STALI

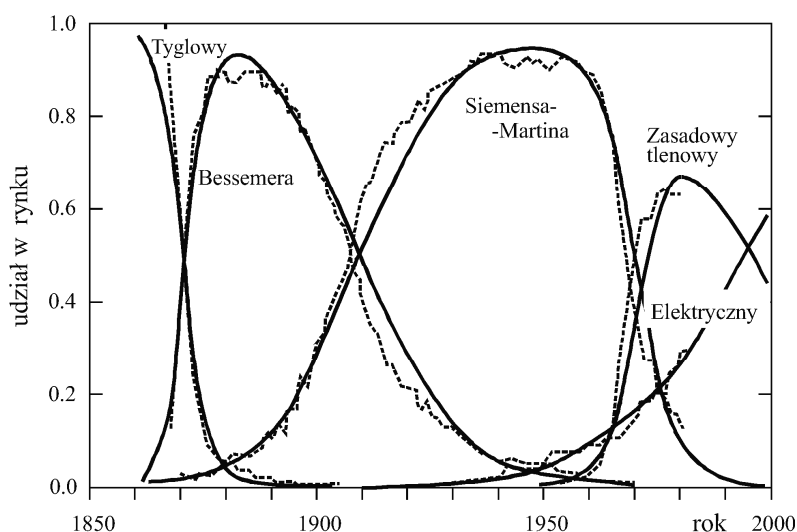
Od ok. 3500 lat wielkość produkcji żelaza i stali jest wykładnią rozwoju gospodarczego kraju, państwa. Przemysłowa produkcja stali rozpoczęła się znacznie później, bo dopiero ok. 1740 roku, kiedy to zastosowano wyrabianie w tyglu, stąd proces produkcyjny nazwano tyglowym. Na ogół zastępowanie starej technologii przez nową wiąże się z niższymi kosztami wytwarzania i lepszą jakością. Proces Bessemera, który zastosowano ok. 1870 roku, umożliwił po raz pierwszy masową produkcję stali wysokiej jakości przy niskich nakładach finansowych. Całkowita zamiana procesu tyglowego na proces Bessemera trwała ok. 20 lat (stała czasowa wynosiła ok. 12 lat). W tym czasie opracowano również i rozpoczęto stosowanie procesu Siemens-Martina (ang. *open heart*) znanego jako proces martenowski. Stała czasowa dyfuzji tego procesu wynosiła ok. 35 lat [1.3].

Procesy zamiany technologii produkcji stali w USA w latach 1850-1980 wraz z prognozą na lata 1980-2000 przedstawiono na rysunku 1.1.

Zwykle na rynku rywalizują więcej niż dwie technologie. Jeśli pojawiają się konkurenci technologii na rynku w różnych momentach czasu, powstaje sekwencja krzywych logistycznych udziałów poszczególnych technologii. Takie zjawisko występuje w technologiach produkcji stali.

Uczestnictwo w rynku konkurencyjnych technologii tworzy w czasie sekwencję krzywych logistycznych udziałów poszczególnych technologii. Dwie technologie występują na ogół w początkowym okresie istnienia rynku. Takie zjawiska obserwu-

je się na rynku produkcji stali. W latach 1940-1970 cztery różne technologie rywalizowały jednocześnie w wytwarzaniu stali.



Rys. 1.1. Ewolucja technologii produkcji stali w Stanach Zjednoczonych od 1850 do 1980 roku oraz krzywe według modelu logistycznego do roku 2000 [1.3]

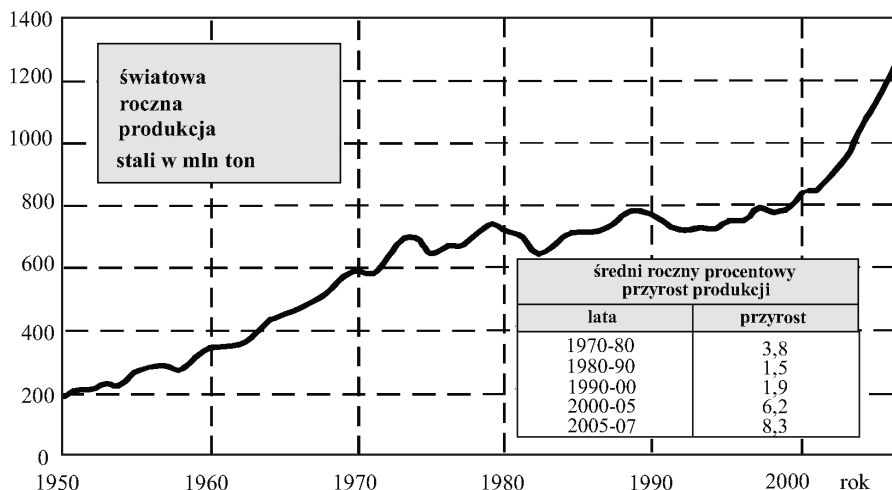
Już w dziewiętnastym wieku przeprowadzono pierwsze próby wykorzystania łuku elektrycznego do roztopiania żelaza. W 1853 r. Pinchon podjął próbę uruchomienia pieca wykorzystującego energię elektryczną. W latach 1878-1879 Sir William Siemens uzyskał patenty na elektryczne piece z łukiem elektrycznym prądu stałego. W rozwoju stalownictwa ważny jest piec Girouda (ok. 1900 r.). Wzorując się na nim Paul Héroult we Francji opracował konstrukcję pierwszego przemysłowego pieca prądu przemiennego do produkcji stali. Pierwsze elektryczne piece łukowe Héroulta zostały zastosowane na skalę przemysłową w Zakładzie Przemysłowym założonym w Stanach Zjednoczonych w 1907 r. [1.4]. Początkowo „stal elektryczna” była specjalnym produktem do takich zastosowań, jak narzędzia maszynowe i stal sprężynowa. Piece łukowe były powszechnie używane w czasie drugiej wojny światowej do produkcji stali stopowych. W latach powojennych stosowanie stalownictwa elektrycznego rozszerzyło się. Piece łukowe cechują niskie koszty kapitałowe. Dla minihut wynoszą one 140-200 USD na tonę zainstalowanej pojemności pieca rocznie w porównaniu do 1000 USD na tonę dla zintegrowanej stalowni wielki piec – piece martenowskie lub konwertory Bessemera. Technologia łukowa pozwalała na szybką odbudowę spustoszonej przez wojnę Europy, a nawet na skuteczną rywalizację z dużymi stalowniami Stanów Zjednoczonych, takimi jak Bethlehem Steel i U.S. Steel, w produkcji na rynek amerykański produktów długich (stal strukturalna, pręty i belki stalowe, druty) z taniej stali węglowej. Znaczący postęp wiązał się z koncepcją minihuty, w której wykorzystywano właśnie piece

łukowe do produktów długich, a później po wprowadzeniu pozapiecowej obróbki (rafinacji) stali także do wytwarzania produktów płaskich.

Dyfuzji procesu elektrostalowniczego towarzyszyły inne długoterminowe zmiany w przemyśle stalowniczym, takie jak zwiększone wykorzystanie (recykling) złomu w produkcji stali, stosowanie ciągłego odlewania stali i produkcja wsadowa realizowana na zamówienie. Proces zastępowania starych technologii nowymi związany był z daleko idącymi zmianami w strukturze przemysłu hutniczego, względnie małymi rozmiarami instalacji produkcyjnej oraz dostępnością złomu stalowego jako surowca wsadowego zamiast rudy żelaznej.

Rysunek 1.1 pokazuje, że ok. osiemdziesiąt lat temu proces martenowski konkurował z procesem elektrostalowniczym i następnie z zasadowym tlenowym procesem konwertorowym, oznaczanym jako: BOS, BOF lub LD-konwerter, w którym bogate w węgiel roztopione żelazo było przerabiane na stal z wykorzystaniem tlenu. Proces ten jest udoskonalonym, historycznie ważnym procesem Bessemera. Proces LD wraz z procesem łukowym zastąpiły całkowicie wcześniejsze procesy: martenowski i Bessemera.

Przedstawiona na rysunku 1.1 prognoza na lata 1980-2000 zaniku procesu LD nie sprawdziła się. Ten błąd w prognozie wynikał przede wszystkim z nieprzewidzianego zapotrzebowania na stal i szybkiego wzrostu światowej produkcji stali (rys. 1.2) oraz ograniczeń zasobów złomu [1.5]. Należy dodać, że w ostatnich latach ok. 50% światowej produkcji stali przypada na Chiny.



Rys. 1.2. Światowa roczna produkcja stali w mln ton od 1950 roku [1.5]

W literaturze uwzględniającej zrównoważony rozwój można znaleźć stwierdzenie, że w przyszłości będą występować procesy: zasadowy tlenowy i łukowy równocześnie [1.6]. W przekonaniu autora udział tych procesów w rynku może być

zbliżony do obecnego. Wynika to właśnie z prognoz zwiększenia produkcji stali i ograniczonych zasobów złomu, podstawowego surowca w procesie łukowym.

Przy sprawności wytwarzania energii elektrycznej wynoszącej 35% oraz uwzględniając energochłonność wytwarzania surowki, stalowniczy proces łukowy jest 2-3-krotnie efektywniejszy energetycznie niż proces konwertorowy. Według IISI [1.7] użycie jednej tony złomu daje oszczędność 1000-2000 kWh/(t stali). Dodatkowe korzyści natury ekologicznej użycia złomu stalowego zamiast rudy do produkcji jednej tony stali, według oszacowań z [1.8], to zmniejszone o:

- 74% – zużycie energii,
- 40% – zużycie wody,
- 76% – zanieczyszczenia wody,
- 86% – zanieczyszczenia powietrza,
- 97% – szkody górnicze.

Przytoczone dane podkreślają znaczenie technologii elektrostalowniczej.

1.2. ELEKTRYCZNA TECHNOLOGIA PRODUKCJI STALI

W ewolucji technologii elektrostalowniczej (łukowej) wykorzystano rozwiązania stosowane wcześniej w technologii tlenowej, takie jak:

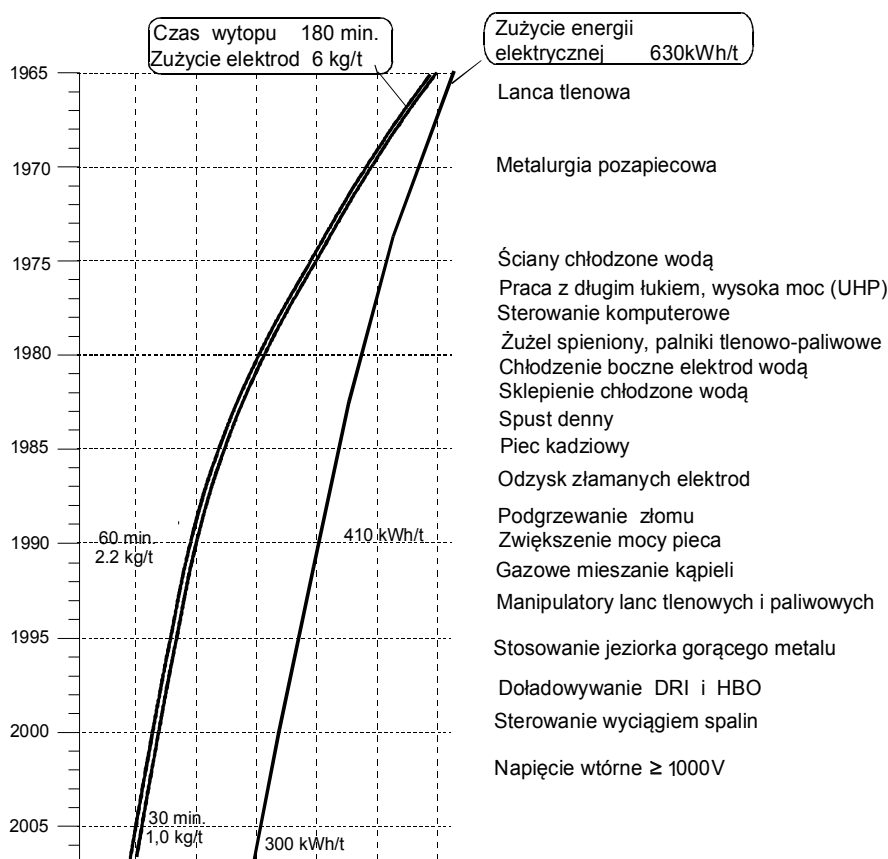
- stosowanie tlenu do świeżenia,
- obróbka i rafinacja pozapiecowa,
- stosowanie żużla spienionego do ochrony ścian pieca.

Piece elektrostalownicze wraz ze wzrostem pojemności charakteryzują się coraz mniejszymi stratami ciepła i mniejszą emisją zanieczyszczeń na tonę produktu. Stąd wynika ich większa efektywność energetyczna co powoduje zmniejszenie szkód w środowisku naturalnym. Dlatego nastąpiło prawie podwojenie pojemności pieców w porównaniu do wczesnych lat osiemdziesiątych XX wieku.

W celu skrócenia czasu wytopu zaczęto stosować coraz większe moce na jednostkę pojemności pieca oraz coraz większe natężenia prądów w części wieloprądowej toru elektrycznego pieca łukowego. Prowadziło to do zwiększenia średnicy elektrod, zastosowania dodatkowych reaktancji szeregowych w obwodzie pieca. Wraz ze wzrostem mocy pieca wzrosło znaczenie oddziaływań między systemem energetycznym a piecem łukowym. W sterowaniu piecem łukowym najczęściej wykorzystuje się maksymalną moc systemu elektroenergetycznego pieca. Związane jest to z dążeniem do skrócenia okresu wytopu i zapewnienia zmniejszenia strat ciepła [1.9]. Dokładniejsze zestawienie rozwiązań technicznych zastosowanych w trakcie ewolucji pieca łukowego przedstawiono na rysunku 1.3.

Wysoką efektywność energetyczną prowadzenia wytopu uzyskano w wyniku zastosowań poszczególnych rozwiązań technicznych i na skutek ewolucyjnej optymalizacji procesu elektrostalowniczego. Pozwoliło to na ponad dwukrotne zmniejszenie zużycia energii. Natomiast czas wytopu i zużycie elektrod zmniejszyło się sześćo-

krotnie [1.10]. Zmniejszenie zużycia energii i zużycia elektrod prowadzi również do ograniczenia emisji dwutlenku węgla. Niemniej jednak część rozwiązań efektywnych energetycznie, negatywnie oddziałuje na środowisko naturalne. Zwiększenie mocy jednostkowej znacznie zwiększa natężenie hałasu generowanego przez piec, a wstępne podgrzewanie złomu prowadzi do wzrostu emisji pyłów, związków kancerogennych oraz innych szkodliwych substancji chemicznych.



Rys. 1.3. Ewolucja wskaźników eksploatacyjnych pieców łukowych w latach 1965-2005

Piec o mocy jednostkowej 600 kVA/Mg, klasyfikowany jako UHP (*Ultra High Power*), emituje ok. 120 dB(A) hałasu. W celu obniżenia natężenia dźwięku stosowano m.in. zwiększenie reaktancji toru elektrycznego do poprawy stabilności wyładowania łukowego, żużel spieniony, specjalne obudowy pieca itd. Szczególnie korzystny wpływ ma żużel spieniony stabilizujący pracę łuku i stanowiący zarówno izolację termiczną, jak i osłonę akustyczną łuku elektrycznego. Jeśli stalownia zlokalizowana jest w pobliżu obszarów mieszkalnych, stosuje się szczelne osłony akustyczne całej instalacji pieca łukowego.

Po zastosowaniu metalurgii kadziowej, procesy rafinacji przeniesiono do pieców kadziowych, co spowodowało obniżenie średniej temperatury wnętrza pieca łukowego i zmniejszenie strat ciepłych.

W celu zapobieżenia emisji kancerogennych i szkodliwych substancji chemicznych stosowane są specjalne instalacje odprowadzania gazów wylotowych z wnętrza pieca i jego najbliższego otoczenia [1.11]. Gazy wylotowe pieca są wstępnie mechanicznie odpylane, dodatkowo dopalane i gwałtownie schładzane. Po odpyleniu w filtrach tkaninowych, do atmosfery wypuszczane są gazy już mniej szkodliwe dla otoczenia.

Zastosowanie chłodzenia spalin pozwoliło na ośmiokrotną redukcję zawartości kancerogennych dioksyn w gazach wylotowych stalowni oraz zmniejszenie zawartości tlenków azotu.

Piec bez odpylania gazów wylotowych emituje około 12-15 kg pyłu/(t stali), co odpowiada ok 30 g/Nm. Filtry tkaninowe i suche elektrofiltry pozwalają uzyskać zawartość pyłów 5-50 mg/Nm. Opory przepływu gazów przez te filtry powodują, że na odpylanie zużywane jest ok. 60-100 kWh/t energii elektrycznej. Wyciąg z pieca pobiera ok. 10-15 kWh/t. W efekcie koszty odpylania stanowią znaczną część kosztów produkcji stali.

Na zmniejszenie zużycia elektrod wpłynęło zastosowanie chłodzenia powierzchni bocznej elektrod wodą, odzyskiwanie złamanych elektrod oraz poprawa stabilności pracy obwodu elektroenergetycznego pieca łukowego.

Wszystkie rozwiązania techniczne, prezentowane na rysunku 1.3, wymagały współpracy specjalistów z wielu dziedzin, takich jak: metalurgia, elektrotermia, automatyka, energetyka, ochrona środowiska. Obecnie dominującą rolę w sterowaniu procesem elektrostalowniczym odgrywają metalurdzy odpowiadający za technologię końcową klastera stalowniczego.

Wydajność produkcji współczesnych pieców jest bardzo duża. W stalowni „Celsa Huta Ostrowiec” wytop stali w piecu 160 Mg trwa ok. 50-60 minut.

Można zadać pytanie: czy wszystkie problemy dotyczące pieca łukowego zostały rozwiązane? Chociaż znaczną część z nich zlikwidowano stosując: sterowanie komputerowe, żużel spieniony lub jeziorko ciekłego metalu na dnie kadzi pieca, odpowiedź jest przecząca. Dotyczy to szczególnie zagadnień związanych z obwodem elektroenergetycznym pieca łukowego. Wciąż otwarte pozostają zagadnienia oddziaływań pieców łukowych w trakcie wytopu na system energetyczny, charakterystyk roboczych obwodu elektroenergetycznego pieca łukowego. W sterowaniu położeniem elektrod stosowane są złożone algorytmy, nieuwzględniające sprzężeń międzyfazowych i niedokładności pomiaru napięcia łuku. Dlatego można mówić raczej o „omijaniu” problemów niż o ich rozwiązywaniu. Gdy w latach osiemdziesiątych pojawiły się elementy półprzewodnikowe dużej mocy wydawało się, że rozwiązaniem problemu wahań napięcia w sieci zasilającej będą piece łukowe prądu stałego. Zastosowanie tej technologii może obniżyć wskaźnik wahan napięć o 60-80%

[1.12]. Opinie o konkurencyjności technologii pieców łukowych prądu przemiennego i prądu stałego nie są jednoznaczne. Z pracy [1.13] wynika, że wahania napięcia w systemie zasilania występują wówczas, gdy eksploatuje się piece prądu przemiennego, a wysoka zawartość harmonicznych 5-7, 11-13 itd. w prądzie obciążenia jest cechą pieców prądu stałego.

Obecnie pojawiają się nowe konstrukcje, zarówno pieców łukowych prądu stałego, jak i prądu przemiennego. W stalowni Tokio Steel w 2009 r. rozpoczęto eksploatację największego na świecie pieca prądu stałego o pojemności 420 Mg. Piec ten został zaprojektowany przez firmę Danielli, która stworzyła również piec prądu przemiennego o pojemności 310 Mg, wykorzystujący elektrody o średnicy 810 mm, transformator piecowy o mocy 300 MVA i o czasie wytopu 47 minut. Taki piec zbudowano w Turcji, a jego eksploatację rozpoczęto w 2010 r. [1.14].

1.3. ZRÓWNOWAŻONY ROZWÓJ PRODUKCJI STALI

W 2001 r. Amerykański Instytut Stali i Żelaza (AISI) opracował dokument zawierający „drogę rozwoju hutnictwa stali” [1.4]. Instytut ten wyznaczył dwa główne cele: rozwinąć ilość produkowanej stali „północno-amerykańskiej” oraz uzyskać wzorową jakość ochrony środowiska, zdrowia oraz bezpieczeństwa pracy. W strategii osiągnięcia wyznaczonych celów zaproponowano program opracowania nowych technologii oraz zmniejszenia czasu dyfuzji od odkrycia wynalazku do jego zastosowania i jego komercjalizacji.

Jako kryteria rozwoju przedstawiono trzy wielkości: 1) koszty produkcji, 2) efektywność energetyczną i 3) aspekty ekologiczne (ochrona środowiska). Dla realizacji celów AISI przeprowadzono analizę możliwości poprawy wyników – uzysku (ang. *yield*) – wykorzystując:

- modelowanie, pomiar i sterowanie,
- prowadzenie procesu i praktykę,
- instalacje, wyposażenie procesowe,
- paliwa, materiały wsadowe i recykling (odzysk materiałów),
- właściwości materiałów i technologie przetwarzania.

Dla każdego z tych punktów przedstawiono bariery i możliwości zwiększenia dochodu (uzysku) z produkcji hutniczej. Zagadnienia dotyczące technologii produkcji „stali elektrycznej” w ramach tego programu występują w kilku miejscach dokumentu AISI. W celu poprawienia efektywności procesu pieca łukowego przewiduje się: optymalizację zużycia energii, optymalizację cyklu pracy pieca oraz poprawę przekazywania energii do wsadu. To ostatnie zagadnienie wiąże się z odpowiednim sposobem sterowania żużlem spienionym, ciśnieniem gazów w piecu i obwodem elektroenergetycznym pieca [1.15]. Za istotne uznano także dwa zagadnienia natury elektrycznej: *określenie ograniczeń napięcia wtórnego* oraz *poprawę wskaźnika flickera (migotania światła)*, który jest jednym ze wskaźników jakości zasilania (energii).

W 2002 r. Międzynarodowy Instytut Żelaza i Stali (IISI) przedstawił prognozę, w której stal jest traktowana jako ważna podstawa zrównoważonego rozwoju świata, realizowanego poprzez „finansowo rozsądny przemysł”, biorący odpowiedzialność za środowiskowe, społeczne i gospodarcze zrównoważenie. Aby kontrolować wypełnianie zobowiązań zrównoważonego rozwoju, opracowano odpowiednie wskaźniki, stanowiące miary postępu gospodarczego, środowiskowego i społecznego. Wskaźniki te występują w następujących grupach [1.1] jako aspekty: gospodarcze, środowiskowe i społeczne.

Podstawowymi kryteriami oceny rozwoju są efektywność energetyczna i oddziaływanie na środowisko naturalne. Uwzględniając oddziaływania sieciowe między technologiami, pojęcie środowiska rozszerza się na technologie składowe, które najczęściej funkcjonują nie tylko w analizowanej technologii.

Hutnictwo jest specyficznym odbiorcą energii elektrycznej. Moc pobierana przez piece topliwe: łukowe i indukcyjne jest duża w porównaniu do innych odbiorców i chociaż znacznie mniejsza od mocy systemu zasilania, odbiorniki te mogą mocno zakłócać pracę systemu. Stąd pojawiają się problemy jakości energii elektrycznej. Będą one narastać w związku z dołączaniem do sieci odnawialnych źródeł energii oraz z elektronizacją odbiorników energii elektrycznej. Systemy zasilające piece łukowe, które są odbiornikami niespokojnymi i nieliniowymi, stanowią dobry obiekt do prowadzenia takich analiz.

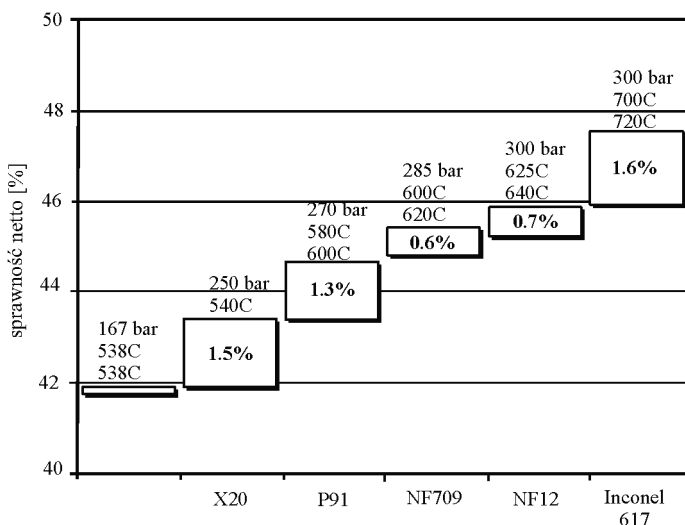
Dziś trudno sobie wyobrazić współczesnego człowieka, niekorzystającego z urządzeń zasilanych z systemu elektroenergetycznego. Dlatego system ten należy rozważać również jako fragment otoczenia człowieka, podobnie jak środowisko naturalne.

PODSUMOWANIE

Reasumując powyższe rozważania można stwierdzić, że w programie rozwoju zrównoważonego świata umieszczone są (oprócz zagadnień rozwoju technologii produkcji stali) także zagadnienia jakości energii elektrycznej w systemie energetycznym. Wiąże się to z poznaniem zjawisk oddziaływań wzajemnych między systemem zasilania a niespokojnymi odbiornikami nieliniowymi. W ramach tych oddziaływań, oprócz flickera, należy uwzględnić problemy wyższych harmonicznych prądów i napięć oraz symetrię obwodu pieca łukowego. Wyniki analizy tych zjawisk w systemie zasilania pieca łukowego zostaną na pewno wykorzystane w eksploatacji odbiorników mniej zakłócających system elektroenergetyczny niż piece łukowe prądu przemiennego oraz w rozproszonych systemach generacji energii elektrycznej, w których występują mniej sztywne źródła energii, powodujące stochastyczne zmiany napięć w sieci [1.16].

Istnieje jeszcze jeden ważny aspekt rozwoju stalownictwa elektrycznego. Piece łukowe są doskonałym urządzeniem do produkcji stali szlachetnych oraz stali specjalnych. Zastosowanie nowych stali o zwiększonej wytrzymałości i zwiększonym

zakresie temperatur pracy pozwala na podwyższenie sprawności generacji energii elektrycznej z 35% do ok. 42-47% (rys. 1.4), co powoduje dalsze ekonomiczne „uatrakcyjnienie” technologii produkcji stali elektrycznej i przede wszystkim zmniejszenie emisji zanieczyszczeń do otoczenia [1.17].



Rys. 1.4. Zależność sprawności bloku energetycznego 400-700 MW na węgiel kamienny od zastosowanych do jego budowy materiałów hutniczych [1.17]

Powyższy przykład stanowi dobrą ilustrację efektu sieciowego równoległe rozwijających się i wzajemnie oddziałujących technologii. Rozwój klastra technologii elektrostalowniczych wpływa również na rozwój klastra systemu elektroenergetycznego.

LITERATURA DO ROZDZIAŁU 1

- [1.1] *Steel: The Foundation of a Sustainable Future*, Sustainability Report of the World Steel Industry 2005 International Iron and Steel Institute, Brussels 2005
- [1.2] pl.wikipedia.org – 18.09.2008
- [1.3] Grubler A., Nakicenovic N., Victor D.G.: *Dynamics of energy technologies and global change*, Energy Policy 27 (1999), pp. 247-280
- [1.4] Steel Industry Technology Roadmap, Barriers and Pathways for Yield Improvements, by Energetics Inc. for the American Iron and Steel Institute, October 7, 2003
- [1.5] World Steel in Figures, IISI 2008, ISSN 1379-9746
- [1.6] Ruth M., Amato A.: *Vintage structure dynamics and climate change policies: the case of US iron and steel*, Energy Policy 30 (2002), pp. 541-552

- [1.7] Electric Arc Furnace – 1990, IISI report, Brussels 1991
- [1.8] Flohr G.: *Steel – the environmentally friendly material*, Steel Times International, March 1991
- [1.9] Wciślik M., Wtorek T.: *Ewolucja procesu stalowniczego w Hucie „Zawiercie”*, Jakość i Użytkowanie Energii Elektrycznej, T. 3 - Z. 2-1997, s. 71-76
- [1.10] Kirchen M., Pfeifer H., Wahlers F.: *Mass and energy balances of stainless steel EAF*, Proc. of 7th Euro. Electric Steelmaking Conf., Venice, 26-29 May 2002, Vol. 2, pp. 2.3-2.12
- [1.11] Teoh L.L.: *Improving environmental performance in mini-mills*, Steel Times International, March 1991
- [1.12] Hering M.: *Podstawy elektrotermii*, Cz.1, WNT, Warszawa 1992
- [1.13] Carpinelli G., Manno M. Di, Verde P., Tironi E., Zaninelli D.: *AC and DC arc furnaces: a comparison on some power quality aspects*, Power Engineering Society Summer Meeting, IEEE, 1999, pp. 499-506
- [1.14] Elanskii D.G., Elanskij G.N., Stomakhin A.Ya.: *Innovations in the electrometallurgy of steel*, Steel in Translation, 2009, Vol. 39, pp. 684-689
- [1.15] Bekker J.G., Craig I.K., Pistorius P.C.: *Model predictive control of an electric arc furnace off-gas process*, Control Engineering Practice 8 (2000), pp. 445-455
- [1.16] Van T.Vu, Woyte A., Soens J., Driesen J., Belmans R.: *Impact of Distribution Generation on Distribution Systems Power Quality*, Int. Conf. „Electrical Power and Utilisation”, Cracow 2003, pp. 585-591
- [1.17] Golec T., Rakowski J., Świrski J.: *Perspektywy postępu technicznego w wytwarzaniu energii elektrycznej przy wykorzystaniu węgla kamiennego, węgla brunatnego oraz gazu ziemnego z uwzględnieniem efektu środowiskowego*, „Elektroenergetyka”, Nr 1/2004 (48), s. 16-26

2. WAHANIA NAPIĘCIA W SYSTEMIE ZASILANIA PIECA ŁUKOWEGO

Ograniczenia „elektryczne” zrównoważonego rozwoju produkcji stali zostały częściowo rozwiązane. Według standardu IEC 60519-4 dopuszczalna wartość międzyprzewodowego napięcia zasilającego piece łukowe prądu przemiennego może być wyższa od 1000 V_{a.c.}, gdy urządzenia po stronie pierwotnej są odpowiednio skonstruowane, izolacja elementów toru wielkoprądowego spełnia odpowiednie standardy, a odstępstwa między przewodami wielkoprądowymi zostały dobrane z uwzględnieniem zjawiska jonizacji par metali oraz zanieczyszczeń powstałych w wysokich temperaturach [2.1]. Natomiast zagadnienia wahania napięcia, powodujące migotanie światła, pozostały otwarte. Problematyka ta została rozszerzona o analizę wpływu innych odbiorników na system zasilania. Systemy zasilające piece łukowe są dobrym „poligonem” do badań tego zjawiska.

W latach siedemdziesiątych XX wieku celem badań wahań napięcia (migotania ang. *flicker*) było dostarczenie obiektywnej miary wartości migotania, które byłoby akceptowalne (nieuciążliwe) dla innych nieprzemysłowych odbiorców energii elektrycznej. Jako wahania napięcia określa się zmiany napięcia, powodujące zmiany jasności świecenia żarówek i innych lamp oświetleniowych, czyli migotanie¹. Zjawisko wahań napięcia można podzielić na dwie ogólne kategorie wahan (migotanie): cykliczne i niecykliczne [2.2]. *Migotanie cykliczne* wynika z okresowych zmian napięcia, takich, jakie może powodować działanie sprężarki tłokowej. *Migotanie niecykliczne* ma związek ze sporadycznymi zmianami napięcia, na przykład wywołanymi przez rozruch dużego silnika. Praca zmiennych w czasie obciążeń, takich jak elektryczny piec łukowy, indukcyjny piec topielny, zgrzewarki, może powodować zmiany napięcia zasilania, które mogą być klasyfikowane jako pewna kombinacja migotania cyklicznego i niecyklicznego [2.3, 2.4].

Zastosowanie baterii kondensatorów lub filtrów harmonicznyc, głównie w celu korekty współczynnika mocy i/lub złagodzenia harmonicznyc, może tworzyć obwód rezonansu równoległego z reaktancją systemu zasilania [2.5]. Ten równoległy rezonans może w systemie zasilania wzmacniać napięcia harmonicznyc wytworzone przez piec łukowy, zwiększając obserwowalne wahania napięcia w systemie energetycznym. Istnieją obserwacje interakcji filtrów/kondensatorów harmonicznyc i zjawisk migotania napięcia. Zjawiska te nasilają się szczególnie na początku cyklu wytopu w piecu łukowym, gdy występuje zagłębianie się elektrod we wsad (wytapienie studni), aby zapoczątkować proces roztopiania złomu. Łuk elektryczny w tym etapie wytopu jest bardzo niestabilny i elektrody są często zwierane ze złomem. Ob-

¹ W dalszej części pracy używane będzie pojęcie „napięcie, które powoduje migotania światła”. Napięcie to nazwano w skrócie: napięciem migotania.

serwuje się wtedy: obniżony współczynnik mocy, duże wahania wartości prądów pieca (od prądu zwarciovego aż do wartości bliskich zeru) i niestabilność łuku [2.7]. To może powodować wahania napięcia w systemie energetycznym zasilającym piec, obserwowane jako migotanie światła. W ogólnym przypadku napięcie migotania może być opisane jako funkcja okresowa $Fu, (|Fu(t)| \leq 1)$ o pulsacji ω i amplitudzie A , modulowanej na głębokość m funkcją $Fm, (|Fm(t)| \leq 1)$:

$$u(t) = (1 + m \cdot Fm(t)) \cdot A \cdot Fu(\omega t) \quad (2.1)$$

W szczególnym przypadku funkcja $Fm(t)$ jest funkcją okresową o pulsacji ω_m . Wtedy to wskaźnik wahań napięcia jest wyrażany jako iloraz wartości skutecznej fali modulującej i wartości skutecznej napięcia modulowanego.

Najczęściej przyjmuje się, że funkcje okresowe Fu i Fm w zależności (2.1) są funkcjami sinusoidalnymi:

$$u(t) = A \cdot (1 + m \cdot \sin(\omega_m t)) \cdot \sin(\omega t) \quad (2.2)$$

W takim przypadku względny wskaźnik wahań napięcia jest równy m i może być wyrażony jako iloraz różnicy i sumy wartości maksymalnej i minimalnej obwiedni napięcia [2.5]. W przypadku funkcji modulującej Fm w postaci fali prostokątnej, przyjęto, że iloraz ten jest dodatkowo mnożony przez $\sqrt{2}$.

2.1. WSKAŹNIKI WAHANIA NAPIĘCIA

Pierwszy miernik wahań napięcia (wskaźnik V_{fg}) został opracowany przez UK Electrical Research Association (ERA, Wielka Brytania) w 1972 r. [2.5] i początkowo był wykonany tylko do zainstalowania go na piecu łukowym powodującym migotanie światła. Wskaźnik V_{fg} bazuje na wynikach analizy statystycznej zmian napięcia za okres co najmniej kilku dni. Wartości skuteczne zmian napięcia są mierzone i zapisywane co minutę a następnie wyznaczana jest krzywa skumulowanego prawdopodobieństwa. Wskaźnik V_{fg} wyznacza poziom zmian napięcia przekroczony przez 1% odczytów (pomiarów).

W 1974 r. w Westinghouse Electric Corporation powstała konstrukcja przenośnego miernika migotania napięcia opartego na zaleceniach British ERA. W roku 1976 w Électricité de France (EDF) opracowano podobny miernik migotania napięcia.

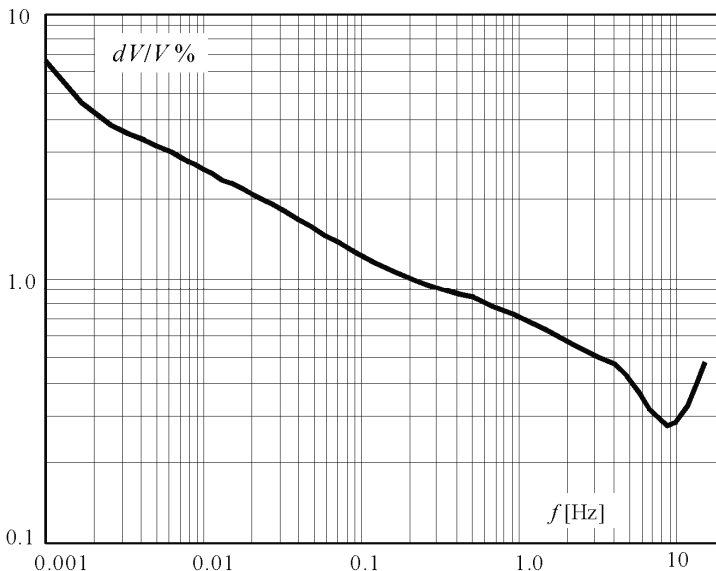
Nieco inny algorytm zastosowano w mierniku ΔV_{10} , który został zbudowany w Japonii przez CRIEPI (*Central Research Institute of Electric Power Industry*) w 1978 roku [2.5]. Miernik ΔV_{10} estymuje wahania napięcia wskaźnikiem, nazywanym także dziesięciohercowym równoważnikiem wahań napięcia (migotania), zgodnie z następującym równaniem:

$$\Delta V_{10} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cdot \Delta V_n)^2} \quad (2.3)$$

gdzie ΔV_n jest podwójną amplitudą składowej zmian napięcia o częstotliwości f_n , która może być wyznaczona z analizy widmowej sygnału modulującego. Współczynnik a_n jest wrażliwością na migotanie napięcia o częstotliwości f_n , a krzywa wrażliwości na wahania napięcia odpowiada krzywej charakterystyki częstotliwościowej filtra wagowego.

Doświadczenia uzyskane z budowy i eksploatacji wymienionych wyżej mierników zostały wykorzystane w tworzeniu schematu blokowego przyrządu, przyjętego przez Międzynarodową Unię Elektrotermii (UIE) jako rozwiązanie bazowe. We wczesnych latach osiemdziesiątych grupy robocze UIE/IEC zdefiniowały uzgodnioną w środowisku międzynarodowym metodę pomiaru napięcia migotania, granic tolerancji migotania oraz wyznaczania wskaźników migotania P_{ST}/P_{LT} , oznaczających odpowiednio wskaźnik migotania krótkookresowy – 10-minutowy i długookresowy – 2-godzinny [2.6]. W przyrządzie tym (podobnie jak w miernikach ΔV_{10} i V_{fg}) przyjmuje się, że migotające napięcie jest napięciem o modulowanej amplitudzie i o częstotliwości podstawowej opisanej zależnością (2.2). Napięcie to jest przekształcane tak, aby otrzymać amplitudę i częstotliwość sygnału modulacji i po porównaniu ich z krzywą wrażliwości i modelem układu oko-mózg, sformułować wskaźnik, indeks migotania napięcia.

Krzywe wrażliwości zastosowane w tym mierniku przedstawiono na rysunku 2.1.

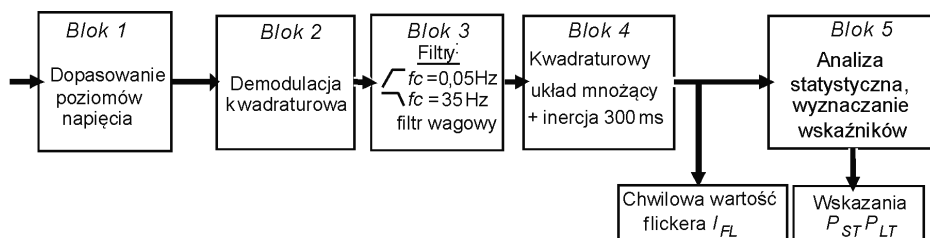


Rys. 2.1. Krzywa wrażliwości na częstotliwość wahań napięcia, wg [2.6]

Przedstawiona krzywa wrażliwości została sporządzona dla żarówki 60 W zasilanej napięciem 230 V, które modulowano sygnałem prostokątnym o wypełnieniu równym 0,5.

Specyfikacja techniczna miernika migotania Międzynarodowej Unii Elektrotechnologii (UIE) – flickermetru została opublikowana jako norma IEC 61000-4-15 [2.6] (polski odpowiednik PN-EN 61000-4-15). Metoda opracowana w tej normie bazuje na modelu, który symuluje tor sygnału: zmiana napięcia – źródło światła – oko – reakcja ludzkiego mózgu. Miernik ten umożliwia ocenę zjawiska migotania światła odpowiadającą reakcji statystycznego obserwatora. W przypadku, gdy zmiany napięcia nie są okresowe i nie mają regularnego kształtu sinusoidy lub fali prostokątnej, za wskaźnik wahań napięcia przyjmuje się zdefiniowaną ocenę statystyczną przetworzonych sygnałów.

Miernik migotania zalecany przez normę IEC 61000-4-15 składa się z pięciu funkcjonalnych bloków szeregowych z możliwą implementacją analogową (rys. 2.2).



Rys. 2.2. Schemat funkcjonalny flickermetru wg normy IEC 61000-4-15 [2.6]

Blok 1 zapewnia dopasowanie poziomów napięcia tak, aby wyniki pomiaru były niezależne od wartości skutecznej napięcia zasilania badanej sieci. Zawiera on układ automatycznej regulacji wzmocnienia o dynamice zmian wzmocnienia od 10% do 90% w czasie jednej minuty. Do kalibracji przyrządu, w bloku tym umieszczono także generator wzorcowy.

Blok 2 zawiera układ podnoszący napięcie wejściowe do kwadratu. W ten sposób wytwarza on składową podstawową i składową o podwojonej pulsacji oraz wzmacnia składowe modulujące, przenoszące informację o napięciu migotania.

Blok 3 zawiera trzy filtry połączone szeregowo:

- górnoprzepustowy 1-ziego rzędu – usuwa składową stałą (częstotliwość graniczna 0,05 Hz),
- dolnoprzepustowy, Butterwortha, 6. rzędu o częstotliwości granicznej 35 Hz usuwający składnik o podwojonej częstotliwości podstawowej składowej sieci powstającej w bloku nr 2,
- filtr wagowy tworzący transmitancję odwrotną do charakterystyki wrażliwości oka ludzkiego na zmiany napięcia. Transmitancja tego filtru jest określona w normie IEC 61000-4-15.

Pierwszy filtr górnoprzepustowy wydziela składową zmienną do dalszej analizy. Zawiera on człon różniczkujący.

Blok 4 symuluje układ oko-mózg. Składa się on z elementu mnożącego oraz filtra pierwszego rzędu o stałej czasowej 300 ms. Na wyjściu tego bloku występuje wartość chwilowa wskaźnika migotania $I_{FL(t)}$.

Blok 5 realizuje na bieżąco analizę statystyczną poziomu flickerów. Na podstawie sygnału I_{FL} wyznaczane są wskaźniki poziomu flickerów: krótkookresowy wskaźnik migotania światła P_{ST} – w przypadku krótkiego okresu obserwacji wynoszącego 10 minut – oraz długookresowy wskaźnik migotania światła P_{LT} – dla okresu obserwacji wynoszącego dwie godziny.

Wskaźnik P_{ST} wyznaczany jest z zależności:

$$P_{ST} = \sqrt{0,314P_{0,1} + 0,00525P_{1S} + 0,0657P_{3S} + 0,28P_{10S} + 0,08P_{50S}} \quad (2.4)$$

gdzie $P_{0,1}$, P_{1S} , P_{3S} , P_{10S} , P_{50S} oznaczają wartości flickera I_{FL} , które występowały odpowiednio przez 0,1%, 1%, 3%, 10%, 50% czasu obserwacji. Sufiks S oznacza wartości wygładzone wyliczane w następujący sposób:

$$\begin{aligned} P_{1S} &= \frac{P_{0,7} + P_1 + P_{1,5}}{3} & P_{3S} &= \frac{P_{2,2} + P_3 + P_4}{3} \\ P_{10S} &= \frac{P_6 + P_8 + P_{10} + P_{13} + P_{17}}{3} & P_{50S} &= \frac{P_{30} + P_{50} + P_{80}}{3} \end{aligned} \quad (2.5)$$

Długoterminowy współczynnik migotania światła P_{LT} najczęściej wyliczany jest z 12 kolejnych wartości P_{ST} :

$$P_{LT} = \frac{\sqrt[3]{\sum_{i=1}^{12} P_{STi}^3}}{12} \quad (2.6)$$

Przyjęto zasadę, że P_{ST} (migotanie krótkoterminowe) i P_{LT} (migotanie długookresowe) nie powinno przekraczać zadanych poziomów więcej niż 1% czasu (tzn. poziom prawdopodobieństwa 99% – CP99), z minimalną oceną za okres jednego tygodnia. Do celów planowania i projektowania sieci średnich napięć przyjęto, że P_{ST} powinien być mniejszy niż 0,9, a P_{LT} powinien być mniejszy niż 0,7 przez 99% czasu.

Dokładniejszy opis miernika flickerów można znaleźć w pracach [2.2, 2.6, 2.8]. Czy opis ten jest jednoznaczny i umożliwia skonstruowanie miernika realizującego dobrze pomiar flickera? Można mieć wątpliwości czytając pracę [2.9]. Na rynku znajdują się przyrządy pomiarowe wielu producentów, których wytwórcy twierdzą, że są one zgodne ze standardem [2.6]. Jednakże w testach porównawczych wska-

zania tych przyrządów są różne [2.9]. Jeżeli przyjąć tezę umieszczoną we wnioskach cytowanej pracy, że przyczyną różnic wskazań jest nieprecyzyjna kalibracja, to można wnioskować, że procedury kalibracji zostały nieprecyzyjnie sformułowane i nie gwarantują deklarowanej dokładności pomiaru.

Warto zauważyć, że Blok 3 zawiera filtr pasmowo-przepustowy o charakterze różniczkującym w zakresie niskich częstotliwości, który powoduje oscylację członu modelującego wrażliwość oka ludzkiego dla obwiedni modulującej w postaci fali prostokątnej. W efekcie, różnym kształtom sygnału modulującego odpowiadają większe różnice wskaźników niż wynikające z przeliczeń amplitudy harmonicznej przebiegu modulującego [2.10]. Amplituda odpowiedzi tego bloku jest proporcjonalna do częstotliwości sygnału sinusoidalnego obwiedni. Jeśli na wyjściu tego bloku pojawia się sygnał modulujący będący falą prostokątną, to obserwuje się znaczne składowe impulsowe na zboczach fali prostokątnej. Ich wartość znacznie zwiększa amplitudę harmonicznej podstawowej odpowiedzi tego bloku. Dlatego podczas kalibracji przyrządu z wykorzystaniem fali prostokątnej modulującej może być popełniany znaczny błąd. Różnice konstrukcyjne poszczególnych bloków przyrządów mogą powodować różne wartości tego błędu.

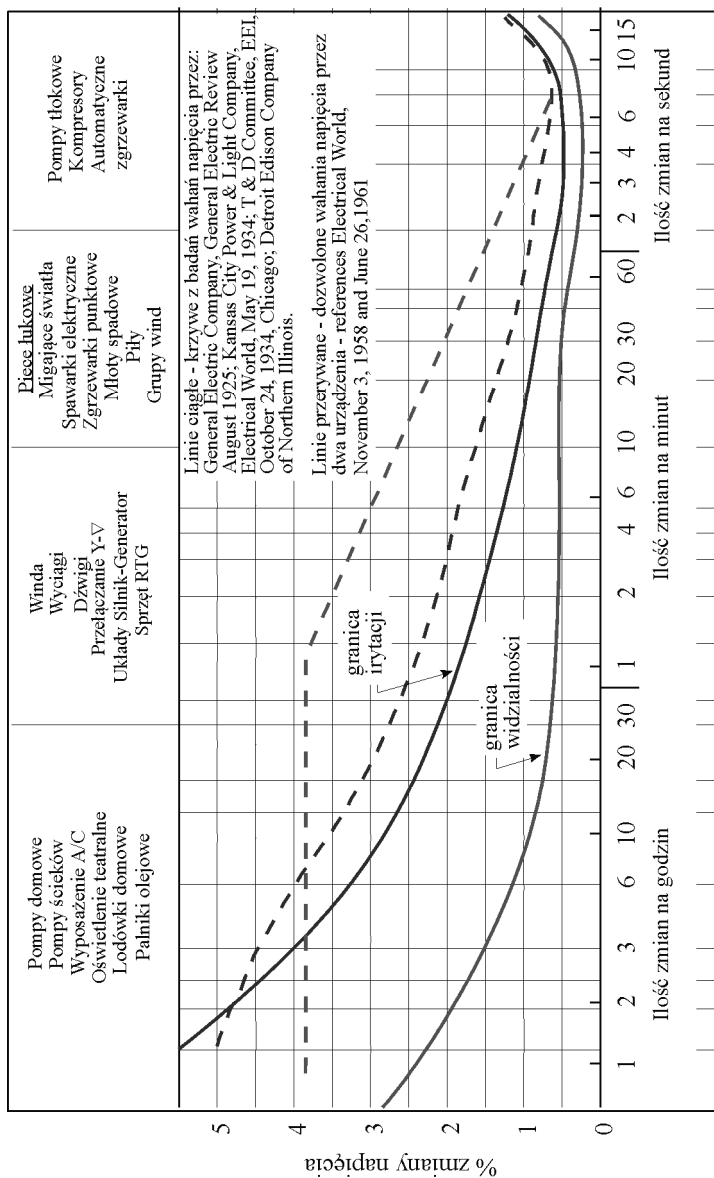
Zapis napięcia w postaci (2.2) jest podstawą działania miernika dziesięciohercowego równoważnika migotania napięcia ΔV_{10} oraz miernika lokalnego napięcia migotania V_{fg} . W miernikach tych zastosowano inny sposób demodulacji i wyznaczania wskaźnika niż we wskaźniku UIE. Sposób ten jest mniej wrażliwy na kształt fali modulującej. Bardziej szczegółowy opis tego sposobu można znaleźć w pracach [2.5, 2.11, 2.12].

Oprócz prezentowanych wyżej metod pomiaru napięcia migotania stosowany jest standard IEEE-519. Standard ten określony jest w innych badaniach wrażliwości ludzi na wahania napięcia niż standard UIE. Aby określić krzywe wrażliwości ludzi od amplitudy i częstotliwości napięcia migotania, przeprowadzono eksperymentalną analizę takich oddziaływań na grupę ludzi w wielu laboratoriach [2.13].

Określenie progu tolerancji jest subiektywne, gdyż wiele czynników wpływa na jego ocenę. Czynniki wpływające na ustalenie limitu migotania mogą obejmować otaczający poziom oświetlenia, gabaryty i typ lampy, wystrój pokoju, czas trwania i „nagłość” zmian napięcia, intensywność oraz zainteresowanie obserwatora. Analiza statystyczna oraz ilość eksperymentów zmniejszą tę subiektywność.

Na podstawie oceny statystycznej tych oddziaływań przez członków grup określono krzywe wyznaczające granice zauważalności i irytacji we współrzędnych częstotliwość-amplituda (rys. 2.3).

W górnej części rysunku 2.3 podano, jakie odbiorniki oddziałują w poszczególnych częściach pasma częstotliwości napięcia migotania. Warto zwrócić uwagę, że wyznaczone w tych badaniach pasmo największej wrażliwości człowieka, tzn. najmniejsza amplituda napięcia migotania powodująca irytację, występuje w zakresie od 2 do 8 zmian napięcia na sekundę.



Rys. 2.3. Graniczne krzywe oddziaływań migotania napięcia na człowieka [2.13], gdzie cytowano za IEEE 519-1992, IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems

W powyższych badaniach stwierdzono oddziaływania pieca łukowego, które występują dla mniejszych ilości zmian na sekundę, a mianowicie w zakresie 0,16-2,0.

Przyjmuje się, że ilość zmian napięcia na sekundę odpowiada podwojonej częstotliwości zmian. Oznacza to, że pasmo częstotliwości oddziaływań pieca łukowego na system zasilania posiada zakres od 0,08 do 1,0 Hz. Jest to zakres dość niskich częstotliwości i około dwukrotnie mniejszej wrażliwości człowieka niż w przypadku częstotliwości 8,8 Hz, której odpowiada maksymalna wrażliwość (rys. 2.1).

Próg obserwowalności był definiowany dla najniższego poziomu zmian amplitudy napięcia migotania odpowiadającego zmianom strumienia światła zauważalnego dla większości badanej populacji. Granica rozdrażnienia była zdefiniowana jako poziom napięcia migotania, które wywołuje zmiany strumienia świetlnego irytujące większość populacji badanej grupy.

Wyniki badań jednoczesnych oddziaływań dwu odbiorników niespokojnych, przedstawione na rysunku 2.3 pokazują, że w tym przypadku pasmo częstotliwości jest węższe, a oddziaływanie na człowieka – słabsze. Oznacza to, że kryteria sformułowane dla pojedynczego zakłócenia są ostrzejsze i można je stosować jako „kryterium najgorszego przypadku”.

Powyższe charakterystyki wykorzystano w mierniku maksymalnego dozwolonego napięcia migotania (*Maximum Permissible Voltage Flickers* – MPVF) [2.5]. Wskaźnik MPVF w IEEE STD 519-1992 określa dwie krzywe wyznaczające granice rozdrażnienia i widzialności. Norma ta określa także system pomiaru i oceny napięcia migotania, opracowany przy eksploatacji kilku pieców łukowych AC i DC. Mierzone napięcie jest przetwarzane na postać cyfrową przez okres kilku sekund i amplituda V_n o częstotliwości f_n w modulowanym sygnale jest wyznaczana na podstawie zmian wartości skutecznej napięcia za okres próbkowania za pomocą algorytmu FFT. Krzywe $V_n - f_n$ mogą być zaprezentowane bezpośrednio razem z dwiema krzywymi MPVF i z porównania krzywej MPVF i zmierzonej krzywej $V_n - f_n$ łatwo można określić, czy którąś z granic charakterystyk z rysunku 2.3 została przekroczona.

2.2. WSKAŹNIKI WAHANIA NAPIĘCIA A PARAMETRY OBWODU

Wskaźnik ΔV_f wyznaczany jest jako funkcja mocy obciążenia. Metoda określania tego wskaźnika została przedstawiona w pracy [2.14]. Spadek napięć (ΔV), który pojawia się w rozdzielni zasilającej (systemowej), gdy obciążenie (piec łukowy) przechodzi na zmianę od obwodu otwartego do całkowitego zwarcia trójfazowego, jest odnoszony do napięcia obwodu otwartego, bez obciążenia (V_0). W ten sposób definiowany jest współczynnik zwarciovego obniżenia napięcia (*Short Circuit Voltage Depression* – SCVD), nazywany też względnym napięciem migotania – ΔV_f . Współczynnik ten wyznaczany jest z zależności [2.14]:

$$\Delta V_f = \frac{\Delta V}{V_0} = \frac{S_{scf}}{S_{sc}} \quad (2.7)$$

gdzie S_{scf} jest mocą pozorną występującą w stanie zwarcia obciążenia (np. w piecu łukowym zwarcie końców elektrod do wsadu), zaś S_{sc} jest mocą zwarciovą (ang. *Fault Level*) rozdzielni zasilającej. Powyższy wzór obowiązuje, gdy obciążenie jest indukcyjne. W pracy [2.15] zaproponowano oszacowanie wskaźnika ΔV_f na podstawie maksymalnej mocy pieca (P_{mf} w MW) oraz mocy zwarciowej rozdzielni zasilającej (S_{sc} w MVA). Wartość względnego napięcia migotania (definiowana jako zwarciove obniżenie napięcia) wyznaczana jest z zależności:

$$\Delta V_f = \frac{2 \cdot P_{mf}}{S_{sc}} \quad (2.8)$$

Oszacowanie to daje wartość wskaźnika ok. 1,4 raza większą niż wzór (2.5). Na podstawie wskaźnika ΔV_f , mocy czynnej pieca łukowego i powyższej relacji szacowana może być moc zwarciova rozdzielni zasilającej piec łukowy [2.15].

W projektowaniu systemu zasilania uwzględnia się migotanie napięcia wywołane przez piece łukowe, zakładając, że wskaźnik zwarciovego obniżenia napięcia (SCVD) – ΔV_f jest ograniczany do 1,5, 2,0 lub maksymalnie do 2,5%, zależnie od kraju i poziomu napięcia nominalnego. Empiryczne relacje występujące wśród wyżej wymienionych zmiennych, używane w przeliczeniach wyników pomiarów i w projektowaniu, są następujące [2.5]:

$$V_{fg} \approx 0,12 \Delta V_f \quad (2.9)$$

$$P_{st} \approx 0,5 \Delta V_f \quad (2.10)$$

$$P_{lt} \approx 0,36 \Delta V_f \quad (2.11)$$

$$P_{st} \approx 3 \Delta V_{10} \quad (2.12)$$

Metoda oceny wahań napięcia jest odmienna w różnych krajach. Ilustruje to tabela 2.1, gdzie wymieniono metody używane do określenia granicznych wartości zakłóceń wytwarzanych przez elektryczne piece łukowe w roku 1992 [2.14]. W Kanadzie i USA stosowano w tym czasie współczynnik zwarciovego obniżenia napięcia (SCVD) jako podstawowe kryterium oceny. Podobnie było w krajach zaznaczonych w pierwszym wierszu tabeli. Tylko w czterech krajach do oceny migotania stosowano równoważnik napięcia migotania ΔV_{10} .

Warto zwrócić uwagę na sposób oceny wahań napięcia zasilania stosowany w Niemczech – wiersz 3. Analizowane były wahania napięcia tylko w pasmie 3-8 Hz. Do celów sterowania elementami obwodu, także i piecami łukowymi, wskaźnik

taki może być wygodniejszy w stosowaniu niż wskaźniki określone przez pozostałe definicje. Możliwa jest szybka i dość prosta realizacja cyfrowa takiego wskaźnika na podstawie pewnych wielkości (zmiennych), wyznaczanych na okres napięcia zasilania. Aby odpowiedzieć na pytanie, jakie są to zmienne, niezbędna jest analiza zjawisk występujących w obwodzie pieca łukowego.

Tabela 2.1. Stosowane metody oceny wahań napięcia, wg [2.14]

Rodzaj wskaźnika	Kraj	Limit	Uwagi
Współczynnik zwarcowego obniżenia napięcia	Wielka Brytania Szwecja Holandia Jugosławia	2,0% 2,5% 1,75% 2,5%	1,6 powyżej 132 kV 2-2,5% wątpliwości 2% dla dwóch pieców 2% powyżej 10 kV
Statystyczna ocena wahań napięcia	Wielka Brytania	0,25% 0,20%	132 kV i niżej 275 kV i niżej
Wahania napięcia 3-8 Hz	Niemcy	0,4-0,5%	
Dziesięciohercowy równoważnik wahań napięcia	Norwegia Włochy Japonia Francja	0,5% 0,3% 0,45% 0,32%	max średnia za 1 godzinę

Warto zwrócić uwagę, że w tabeli 2.1 nie występuje wskaźnik UIE definiowany przez normę IEC 61000-4-15 [2.6]. Wyjaśnić to można bardziej deterministycznym charakterem użytych wskaźników niż wskaźnik UIE.

2.3. PRZECIWDZIAŁANIE WAHANIOM NAPIĘCIA

Wartość wskaźnika napięcia migotania zależy od charakteru pracy pieca łukowego, warunków pracy sieci dystrybucji energii elektrycznej oraz urządzeń zmniejszających, kompensujących niestabilną pracę systemu. Podjęte zostały szeroko zakrojone badania przez wiele organizacji, takich jak: producenci pieców łukowych, instytuty badawcze czy producenci stali, w celu rozwiązania problemu migotania napięcia [2.5]. W badaniach tych założono, że podstawową przyczyną wahań napięcia są wyładowania łukowe w obwodach fazowych oraz niesymetria pracy obwodu pieca, powodowana przez różnice charakterystyk łuków w poszczególnych fazach obwodu. Jednakże na wyładowania łukowe wpływa wiele czynników, m.in. technologia wytopu, strategia sterowania wytopem, sposób regulacji elektrod, typ zasilania i pracy pieca (AC – DC, długi – krótki łuk elektryczny), kompozycja złomu. W celu stabilizacji wyładowań łukowych producenci stali stosowali następujące rozwiązania technologiczne:

- formowanie rozkładu złomu w koszu wsadowym tak, aby początkowa faza wytopu była szybka i możliwie spokojna,
- rozdrabnianie złomu, tak, aby zmniejszyć rozmiary złomu i zwiększyć gęstość wsadu, tzw. złom strzępiarkowy,
- rozpoczynanie wytopu z jeziorkiem płynnego metalu na dnie kadzi,
- stosowanie żużla spienionego.

W ramach ewolucji toru elektrycznego pieca łukowego zaczęto stosować transformatory dodawcze, dławiki szeregowo włączane po stronie napięć średnich [2.15, 2.17]. Na podstawie analiz istniejących instalacji, w pracy [2.18] sformułowano empiryczną zależność na wskaźnik SCVD – (ΔV_f) – który określony jest w tym rozdziale:

$$\Delta V_f = \frac{\Delta V}{V_0} \approx \frac{(1,44 \div 1,6) \cdot S_T}{S_{sc}} \leq 2\% \quad (2.13)$$

gdzie: S_T – moc pozorna transformatora piecowego, S_{sc} – moc pozorna zwarciowa systemu zasilania.

Na podstawie zależności (2.13) możliwe jest oszacowanie wymagań stawianych systemowi zasilania. Z warunku $\Delta V_f < 2\%$, wynika, że:

$$S_{sc} \geq (72 \div 80) \cdot S_T \quad (2.14)$$

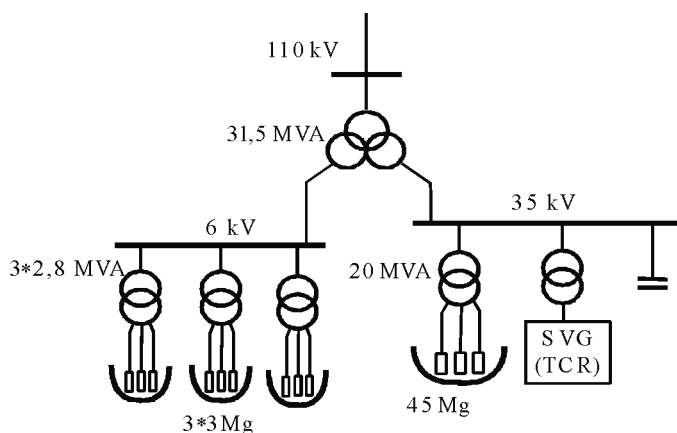
czyli, że moc zwarciowa systemu w punkcie przyłączenia urządzenia łukowego powinna być ponad siedemdziesiąt razy większa niż moc zwarciowa transformatora piecowego. Zbliżone dane można znaleźć w pracy [2.19]. Spełnienie tego warunku przez duże jednostki jest możliwe tylko poprzez bezpośrednie podłączenie pieca łukowego do systemu zasilania bez jakichkolwiek urządzeń transformujących napięcie [2.18]. Stąd jednym ze sposobów zmniejszenia wahań napięcia jest wymiana głównego transformatora zasilającego i zwiększenie mocy zwarciowej rozdzielni zasilającej piec łukowy.

Gdyby uwzględnić największą wrażliwość ludzi (ok. 0,3%) na wahania napięcia z częstotliwością migotania ok. 8,8 Hz, wówczas moc systemu zasilania powinna być około 500 razy większa od mocy transformatora piecowego. Realizacja tego wymagania przez piece o dużej pojemności jest wręcz niemożliwa. Dlatego często stosowanym rozwiązaniem jest instalowanie w stalowniach urządzeń kompensujących zmiany mocy biernej (często też czynnej) w rozdzielni napięć średnich, co powoduje znaczne zmniejszenie wahań napięcia w systemie zasilania.

Stosowane są statyczne kompensatory mocy biernej (*Static VAr Compensators* – SVC) wykorzystywane w postaci: dławika sterowanego tyrystorowo (*Thyristor Controlled Reactor* – TCR), kondensatora załączanego tyrystorowo (*Thyristor Switched Capacitor* – TSC) lub statyczny generator mocy biernej (*Static VAr Ge-*

nerator – SVG – STATCOM) realizowany jako tyrystorowe źródło napięciowe. SVG zastępują tradycyjne SVC, gdyż są szybsze, posiadają mniejsze rozmiary i mniejszy pobór mocy oraz umożliwiają redukcję harmonicznych generowanych przez piec łukowy [2.5].

Działanie SVG różni się znacznie od działania SVC. SVC obsługuje wybiórczo bierne elementy składowe (dławiki/kondensatory) przyłączane do linii wysokiego napięcia, zaś SVG jest przede wszystkim sterowanym źródłem napięcia AC, połączonym z linią wysokiego napięcia poprzez odpowiednią reaktancję sprzęgającą. Przez odpowiednie sterowanie źródłem napięcia w SVG może być wymuszony pożądany prąd w reaktancji sprzęgającej. SVG, gdy jest podłączony do systemu zasilania AC pieca łukowego, może zasilac częściowo odpowiednimi składowymi prądu piec łukowy, gdy piec pobiera (oprócz składowej podstawowej) inne składowe niesinusoidalne, niesymetryczne, losowo zmieniające się. Po zastosowaniu SVG, składowe te już nie przepływają przez sieć elektryczną i wahanie napięcia jest drastycznie zredukowane. SVG zwykle nie jest źródłem mocy czynnej podłączonej do jego zacisków. Dlatego na ogół nie jest w stanie zapewnić stałości poboru mocy czynnej lub zmian mocy czynnej. Układy SVG i SVC są mniej przydatne, gdy czas ich reakcji jest większy niż 10 ms. Według oszacowań poczynionych w pracy [2.5] koszt jednostkowy średniej kompensacji 1 kVar wynosi 50 \$ dla SVG i 40 \$ dla SVC. Typowy schemat zasilania pieców łukowych z kompensacją mocy biernej i wahań napięcia przedstawiono na rysunku 2.4 [2.5].



Rys. 2.4. Przykładowy schemat zasilania pieca łukowego z kompensatorem mocy biernej [2.5]

Warto zwrócić uwagę, że urządzenia kompensujące instaluje się możliwie najbliżej dominującego źródła zakłóceń oraz że urządzenia łukowe mniejszej mocy nie posiadają indywidualnych kompensatorów migotania napięcia.

Moc urządzenia kompensującego dobierana jest zależnie od wielkości tłumienia migotania napięcia. Problemy doboru kompensacji wahań napięcia rozważano

w pracy [2.20]. Przedstawiono w niej wyniki badań symulacyjnych wpływu wielkości mocy kompensatora statycznego SVG (STATCOM) na wartość wahań napięcia na zaciskach systemu zasilania pieca łukowego o mocy pozornej 80 MVA. Do kompensacji mocy biernej zainstalowano na stałe baterię kondensatorów 40 MVar. W przypadku mocy SVG równej 10 MVar migotanie zmniejszyło się jedynie o ok. 20%. Zwiększenie mocy kompensatora do 20 MVar spowodowało zmniejszenie migotania o 50%. Spadek migotania o 80% wymagał zastosowania kompensatora o mocy 40 MVar. Podwojenie mocy do 80 MVar powodowało spadek migotania o 88%. Z powyższego wynika, że dla ośmiokrotnego zmniejszenia migotania powodowanego przez piec o mocy 80 MVA potrzebne jest użycie kompensatora o mocy pozornej równej mocy pozornej pieca [2.20]. Powstają pytania, czy rzeczywiście tak duża moc jest potrzebna, czy sterowanie obciążeniem jest właściwie realizowane oraz jak dobierać elementy systemu zasilania pieca łukowego? Należy dodać, że w pracy [2.5] podano, że koszt instalacji dodatkowego kompensatora o mocy 40 MVar wynosi ok. 2 mln USD.

Kompensatory wahań napięcia są wykorzystywane również jako kompensatory mocy biernej. Coraz częściej stosuje się elastyczny system zasilania prądu przemiennego (FACTS) [2.21], który może dodatkowo zapewniać równoważenie obciążenia obwodu trójfazowego pieca łukowego. W ten sposób dubluje się funkcje układów sterowania elektrodami i zwiększa moc instalowanych kompensatorów wahań napięcia. Nie jest to rozwiązanie właściwe. Układy regulacji elektrod pieca łukowego powinny realizować zadanie sterowania elektrodami tak, aby układ był zrównoważony (symetryczny) oraz amplituda wahań napięcia w pasmie największej wrażliwości człowieka była jak najmniejsza. Takie rozwiązanie jest najtańsze. Moc bierna powinna być kompensowana głównie poprzez stosowanie baterii kondensatorów. Natomiast dopiero pozostałe szybkie zmiany mocy biernej powinny być równoważone przez kompensatory mocy biernej.

Aby to zrealizować, należy dokładniej poznać zjawiska występujące w obwodzie pieca łukowego, który jest obwodem trójfazowym z obciążeniem nieliniowym, zmiennym w czasie i bez przewodu neutralnego. Podobny wniosek można znaleźć w pracy [2.14], gdzie stwierdzono, że dla oszacowania wahań napięcia powodowanych przez piece łukowe, konieczne jest lepsze rozumienie charakterystyk elektrycznych pieców łukowych o zmieniającym się obciążeniu i opracowanie modeli zjawisk, z wykorzystaniem badań symulacyjnych.

PODSUMOWANIE

Przedstawione metody i algorytmy wyznaczania wskaźników wahań napięcia według normy PN-EN 61000-4-15 i/lub IEEE-519 mają charakter syntetyczny, dostosowany do wrażliwości człowieka na migotanie światła. Pozwalają one na ocenę wpływu zmian konfiguracji zasilania pieca łukowego oraz jego rozwiązań

technologicznych na wartość wahań napięcia, ale mogą być stosowane tylko *off-line*. Złożoność algorytmów wyznaczania tych wskaźników, zastosowanie oceny statystycznej oraz uśrednianie w czasie powodują, że są one mało przydatne do sterowania „kompensacją” wahań napięcia i mogą być stosowane głównie do monitorowania wielkości zakłóceń. Realizacja algorytmu miernika wahań napięcia UIE [2.6] jest wrażliwa na kształt napięcia modulującego [2.10] i może powodować niejednoznaczność wyników wyznaczanych przez przyrządy pomiarowe różnych producentów [2.10].

Najprostszym sposobem wyznaczania wahań napięcia wydaje się być cyfrowe obliczanie wartości średniej lub skutecznej za pół okresu sinusoidy napięcia zasilania i na tej podstawie wyznaczanie wahań napięcia. Aby wypracować obraz dynamiki wahań napięcia i określić warunki propagacji tego zjawiska w systemie zasilania, konieczne jest badanie symulacyjne obwodu trójfazowego posiadającego charakter podobny jak obwód pieca łukowego, obiektu, który zainicjował badania problematyki wahań napięcia.

LITERATURA DO ROZDZIAŁU 2

- [2.1] IEC 60519-4, Safety in electroheating instalation – Part 4: Particular requirements for arc furnace installations, IEC, 2011
- [2.2] Kowalski Z.: *Jakość energii elektrycznej*, Monografie Politechniki Łódzkiej, Łódź 2007
- [2.3] Jagiela K., Gała M.: *Wahania napięcia w publicznych sieciach elektroenergetycznych*, „Przegląd Elektrotechniczny”, R. 81 Nr 4/2005, s. 21-24
- [2.4] Key T.S., Mansoor A.: *Power Quality of Induction Melting in Metals Production*, Conference UIE 2000, Lisboa, pp. 579-588
- [2.5] Zhang A., Fahmi N.R., Norris W.T.: *Flicker Analysis and Methods for Electric Arc Furnace Flicker (EAF) Mitigation (A Survey)*, 2001 IEEE Porto Power Tech. Conference, 10-13 September, pp. 10-45
- [2.7] Hradílek Z., Buchta Z., Rusek S., Gavlas J.: *Elektrotepelná zařízení*, Knižnice ELEKTRO Svazek 35, Praha 1997
- [2.6] IEC 61000-4-15:1997, Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 4: Testing and Measurement Techniques – Section 15: Flickermeter – Functional and Design Specifications
- [2.8] Hanzelka Z., Bień A.: *Voltage Disturbances, Flicker Measurement*, Power Quality Application Guide, Leonardo Power Quality Initiative (LPQI), Vol. 5.2.3, October, 2005
- [2.9] Hartman M., Rogoż M., Bień A., Hanzelka Z., Szlosek M.: *IEC flickermeter used in power system monitoring* – Part II: "Investigation of the flickermeter model sensitivity". Electrical Power Quality and Utilisation, Kraków, Vol. 9, No. 1, 2003, pp. 23-28
- [2.10] Zeja A., Wciślik M.: *Analiza funkcjonowania miernika migotania*, 5 Konferencja Postępy w Elektrotechnice Stosowanej, Kościelisko, 20-24 czerwca 2005

- [2.11] Dixon G.F.L., Kendall P.G.: *Supply to arc furnace: measurement and prediction of supply voltage fluctuation*, Proc. IEE, 1972, Vol. 109, No. 4, pp. 456-65
- [2.12] Yano I.H.M., Yuya M.T.S.: *Suppression and measurement of arc furnace flicker with a large static var compensator*, IEEE Trans., 1979, PAS-98, No. 6, pp. 2276-2283
- [2.13] Han C., Yang Z., Chen B., Huang A.Q., Zhang B., Ingram M.R., and Edris A.A.: *Evaluation of cascade-multilevel-converter-based STATCOM for arc furnace flicker mitigation*, IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 43, No. 2, pp. 378-385, Mar./Apr. 2007
- [2.14] Manchur G., Erven C.C.: *Development of a model for predicting flicker from electric arc furnaces*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 7, No. 1, January 1972, pp. 416-426
- [2.15] Mendis S.R., Bishop M.T., Witte J.F.: *Investigations of Voltage Flicker in Electric Arc Furnace Power Systems* 1994 IEEE, pp. 2317-2325
- [2.16] Braga P.: *The high-impedance arc furnace, a new high-efficiency tool for steelmaking*, 4th European Electric Steel Congress, Madrid, 1992, pp. 189-200
- [2.17] Maduell P., Bowman B.: *Effect of adding reactance on furnace performance at Celsa*, 4th European Electric Steel Congress, Madrid, 1992, pp. 203-213
- [2.18] O'Neil E., O'Neill-Carrillo, Heydt G.T., Venkata S.S.: *Non-linear deterministic modelling of high varying loads*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 14, No. 2, April, 1999, pp. 537-42
- [2.19] Hering M.: *Podstawy elektrotermii*, cz. 1, WNT, Warszawa 1992
- [2.20] Kell D.: *Electric Arc Furnace Modeling and Validation*, Manitoba HVDC Research Centre Inc., Summer 2003
- [2.21] Zhang L., Baldwin M., Liu Y., Ingram M.R., Bradshaw D.T., Eckroad S., Crow M.L.: *EAF Voltage Flicker Mitigation by FACTS/ESS*, IEEE PES, Vol. 1, pp. 372-376

3. MODELOWANIE TORU ELEKTRYCZNEGO PIECA ŁUKOWEGO

Zjawisko wahań napięcia zależy od charakteru pracy obwodu, warunków sieci dystrybucji energii elektrycznej oraz urządzeń kompensujących niestabilną pracę systemu. Szeroko zakrojone badania problemu migotania napięcia prowadzono przy założeniu, że podstawową przyczyną zjawiska wahań migotania napięcia są wyładowania łukowe w obwodach fazowych oraz niesymetria pracy obwodu pieca powodowana przez niesymetrię łuków w poszczególnych fazach obwodu [3.1]. Założenie to nie jest prawdziwe. Wahanie napięcia obserwuje się także dla innych obciążeń trójfazowych, w których nie występują wyładowania łukowe. Analizując przebiegi napięć międzyprzewodowych po stronie pierwotnej transformatora piecowego obserwowano prawie równoczesne zmiany napięć. Cechami wspólnymi badanych obiektów były trójfazowość obwodu, występowanie indukcyjności o wartościach reaktancji zbliżonych do rezystancji obciążenia oraz częste załączanie i wyłączanie.

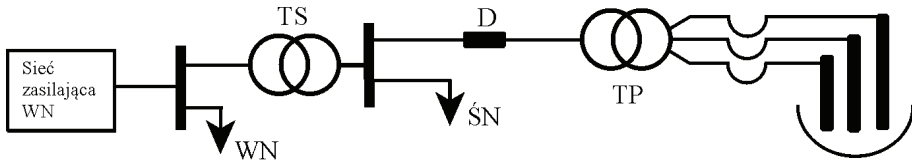
Przeciwdziałanie wahanom napięcia polega najczęściej na stosowaniu elektronicznie załączanych kondensatorów lub indukcyjności, statycznych kompensatorów mocy biernej i elastycznych systemów zasilania prądu przemiennego (FACTS) [3.2], które mogą dodatkowo zapewniać równoważenie obciążenia obwodu trójfazowego. Dla pasma częstotliwości wahań napięcia 0,08-1 Hz (rys. 2.3) funkcja przeciwdziałania wahanom może być realizowana przez układy sterowania elektrodami w taki sposób, aby układ był zrównoważony (symetryczny) oraz aby zmiany obciążenia były możliwie jak najmniejsze. Moc bierna powinna być kompensowana głównie poprzez stosowanie baterii kondensatorów. Natomiast dopiero pozostałe szybkie zmiany mocy biernej powinny być równoważone przez kompensatory mocy biernej.

Aby te działania zrealizować, należy dokładniej poznać zjawiska występujące w obwodzie pieca łukowego. Podobny wniosek można znaleźć w pracy [3.3], gdzie stwierdzono, że w celu przeprowadzenia analizy migotania napięcia, powodowanego przez piece łukowe, konieczne jest lepsze zrozumienie ich charakterystyk oraz zbadanie zjawisk powodowanych przez te piece w systemie zasilania, z wykorzystaniem badań symulacyjnych.

3.1. SCHEMAT TORU ELEKTRYCZNEGO PIECA ŁUKOWEGO

Piece łukowe o mocy większej niż 50 MVA zasilane są z sieci wysokiego napięcia poprzez dwa stopnie transformatorów: napięcia wysokiego / średnie i napięcia średniego / niskie. Według autora pracy [3.4] do zasilania pieca łukowego zalecane jest po stronie niskiej napięcie międzyprzewodowe większe niż 1000 V AC z uwzględnieniem zjawisk jonizacji powodowanych przez wysoką temperaturę, pary metali i zanieczyszczenia. W celu ograniczenia prądu zwarcia w czasie inicja-

cji łuku stosowane są dławiki (reaktory) umieszczane w każdej z faz obwodu po stronie napięć średnich. Schemat toru elektrycznego zasilania pieca łukowego przedstawiono na rysunku 3.1.



Rys. 3.1. Schemat toru elektrycznego zasilającego piec łukowy

Piec łukowy przyłączony jest najczęściej do systemu energetycznego wraz z innymi odbiornikami. Odbiorniki te przyłączane są w rozdzielni napięć średnich i w rozdzielni napięć wysokich. Na ogół moc tych odbiorników jest prawie stała (wolnozmienna) i znacznie mniejsza od mocy pieca łukowego. Piec łukowy traktuje się jako odbiornik niespokojny, natomiast wspomniane odbiorniki traktuje się jako odbiorniki spokojne [3.5], niemające wpływu na ustalenia punktu pracy obwodu pieca łukowego.

Na parametry toru wielkoprądowego składają się parametry zastępcze: systemu zasilania z transformatorem sieciowym, dławika (zainstalowanego po stronie napięć średnich), transformatora piecowego oraz toru wielkoprądowego. Wszystkie indukcyjności i rezystancje z napięć średnich i wysokich przenoszone są na stronę wtórną, wielkoprądową transformatora piecowego. Elementy systemu zasilania mają bardzo wysoką sprawność energetyczną, sięgającą 98-99%, a moc zwarciowa ma w dominującym stopniu charakter indukcyjny [3.6]. Oznacza to, że ich schematy zastępcze zawierają głównie reaktancję indukcyjną. Przyjmuje się, że reaktancje transformatorów i dławika są jednakowe we wszystkich fazach. Wyznaczane są one na podstawie danych producenta i wartości napięć z następujących zależności [3.7]:

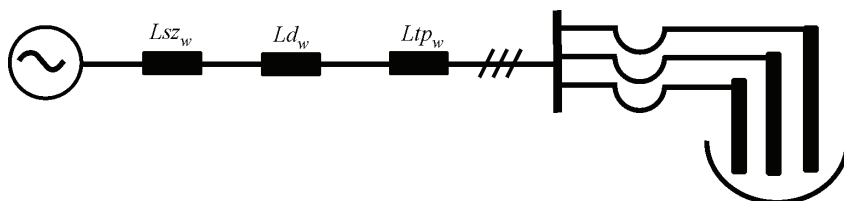
$$\omega L_{dw} = \omega L_{dp} \cdot \left(\frac{U_{tw}}{U_{tp}} \right)^2 \quad (3.1)$$

$$\omega L_{tw} = X_t \cdot \frac{(U_{tw})^2}{S_t} \quad (3.2)$$

gdzie: $\omega L_{dp}, \omega L_{dw}$ – reaktancja dławika odpowiednio po stronie pierwotnej i wtórnej transformatora, U_{tp}, U_{tw} – napięcie odpowiednio po stronie pierwotnej i wtórnej transformatora piecowego, ωL_{tw} – reaktancja transformatora przeniesiona na stronę wtórną transformatora piecowego, X_t – reaktancja

względna transformatora dla danego odczepu, S_t – moc pozorna transformatora piecowego dla danego odczepu.

Przenosząc wszystkie impedancje zastępcze i źródła zasilania na stronę wtórną transformatora piecowego, można otrzymać schemat zastępczy obwodu wielkoprądowego. Uwzględniając wysoką sprawność tych elementów systemu, można pominąć ich rezystancje, a umieszczać na schemacie tylko indukcyjności (rys. 3.2).



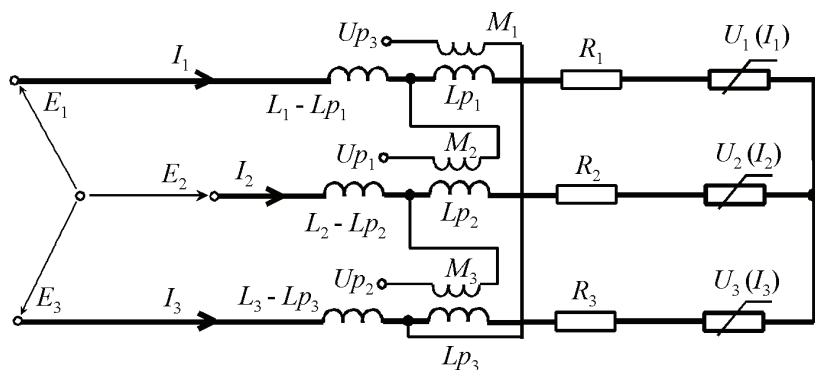
Rys. 3.2. Schemat toru elektrycznego pieca łukowego po przeniesieniu elementów systemu zasilania na stronę wtórną transformatora piecowego

Indukcyjności linii przesyłowej i innych transformatorów, wyznaczane podobnie jak transformatora piecowego, są ujęte w indukcyjności systemu zasilania L_{SZ} i należy je przenosić na stronę wtórną transformatora piecowego, podobnie jak indukcyjność dławika (3.1), uwzględniając przekładnię napięciową między częścią wysokonapięciową i częścią wielkoprądową.

Indukcyjności elementów toru zasilania pieca łukowego są symetryczne. Asymetrię indukcyjności może powodować głównie tor wielkoprądowy pieca. Wiąże się to ze zmianami konfiguracji przestrzennej elementów toru wielkoprądowego. Natomiast asymetria obciążenia poszczególnych faz wynika z pracy wyładowań łukowych. W przypadku, gdy zachodzą zmiany poziomu wsadu oraz zmiany otoczenia łuku, wynikające z procesów fizykochemicznych wytopu, układy sterowania położeniem elektrod poszczególnych faz obwodu powinny zapewniać stałość i symetrię łuków elektrycznych obciążenia. Sterowanie położeniem elektrod realizowane jest na podstawie sygnałów prądów fazowych i napięć łuków. Wyładowania łukowe zachodzą we wnętrzu pieca w otoczeniu ciekłego żużla, dlatego napięcia łuków nie są bezpośrednio dostępne pomiarowo. Przewody do pomiaru napięcia montowane są na połączeniu części sztywnej toru i przewodów elastycznych toru wielkoprądowego lub nawet na wyprowadzeniach uzwojeń wtórnych transformatora piecowego. Powoduje to powstanie w pętach obwodów pomiaru napięć dodatkowych napięć indukowanych przez prądy obwodu wielkoprądowego. Prądy te dla pieców o pojemności 120-150 Mg osiągają wartość 70 kA. Dla wyznaczenia napięć łuków konieczne jest stosowanie specjalnych układów pomiarowych kompensujących te dodatkowe napięcia w pętach pomiaru [3.8-3.12]. Bez tej kompensacji wyznaczone parametry toru wielkoprądowego, a także mierzone napięcia łuków obarczone są znacznymi błędami, zwłaszcza rezystancje obwodu zasilania

[3.13]. Błędy te omija się mierząc parametry po stronie pierwotnej transformatora piecowego [3.7] lub dla pomiarów po stronie wtórnej – uśredniając bardzo różniące się wyniki pomiarów i obliczeń. Być może jedną z przyczyn niewykorzystywania metody kompensacji zakłóceń pomiaru napięć łuku jest konieczność stosowania dodatkowych układów elektronicznych analogowych lub cyfrowych, w których algorytm kompensacji można łatwo zrealizować programowo.

Uwzględniając podłączenia przewodów do pomiaru napięć (po stronie wtórnej transformatora piecowego) schemat zastępczy obwodu wieloprądowego pieca łukowego można przedstawić, jak na rysunku 3.3. Charakterystyki obciążenia $U_k(I_{k(t)})$ dla $k = 1, 2, 3$ modelujące łuki elektryczne, są nieliniowe. Prądy i napięcia występujące na tym schemacie są reprezentowane przez wartości chwilowe.



Rys. 3.3. Schemat obwodu wieloprądowego pieca łukowego i schemat pomiaru napięć, $E_{1(t)}$, $E_{2(t)}$, $E_{3(t)}$; $U_{p1(t)}$, $U_{p2(t)}$, $U_{p3(t)}$; $I_{1(t)}$, $I_{2(t)}$, $I_{3(t)}$ – wartości chwilowe fazowych napięć zasilania, napięć mierzonych i prądów

Oddziaływania między obwodem wieloprądowym i obwodami pomiaru napięć można uznać za „jednokierunkowe”, gdyż prądy płynące w obwodach pomiarowych są pomijalnie małe w porównaniu z prądami roboczymi obwodu wieloprądowego. Z analizy przedstawionej w pracach [3.12, 3.15-3.17] wynika, że schemat zastępczy obwodu wieloprądowego zawiera tylko indukcyjności fazowe własne. W pętłach pomiaru napięć występują zastępcze indukcyjności wzajemne sprzęgające te pętle z przewodami fazowymi. Najczęściej przyjmuje się, że cała rezystancja fazowa umieszczona jest w pętli pomiaru napięć. Założenie to jest uzasadnione fizycznie, gdyż dominującą część rezystancji fazowych stanowią rezystancje elektrod i rezystancje przejścia styku w uchwytach elektrod.

Należy podkreślić, że schemat zastępczy toru wieloprądowego zawiera tylko indukcyjności własne, które są indukcyjnościami zastępczymi [3.12]. Indukcyjności wzajemne nie występują w tym schemacie. Układ o powyższym schemacie jest układem dynamicznym opisany równaniem różniczkowym zwyczajnym drugiego rzędu. Równania opisujące ten układ będą przedstawione w następnych rozdziałach.

Bardziej dokładny opis konstrukcji pieców łukowych i ich torów elektrycznych można znaleźć w pracach [3.13, 3.17].

3.2. POMIARY WIELKOŚCI ELEKTRYCZNYCH OBWODU WIELKOPRĄDOWEGO PIECA ŁUKOWEGO

Problemy techniczne stwarza pomiar prądów ze względu na wartości mierzonych prądów i generowane przez nie pole magnetyczne. Dla pieców o pojemności powyżej 50 Mg pomiar ten realizowany jest najczęściej po stronie pierwotnej transformatora piecowego z wykorzystaniem przekładników prądowych lub cewek Rogowskiego – po stronie wtórnej. Przekładniki prądowe po stronie wtórnej transformatora piecowego są stosowane bardzo rzadko. W pracy [3.18] przeprowadzono badania porównawcze pomiaru prądów przy pomocy cewek Rogowskiego zainstalowanych po stronie wtórnej, i przekładników po stronie pierwotnej transformatora piecowego. Uzyskano dobrą zgodność kształtów napięć proporcjonalnych do przebiegów chwilowych prądów.

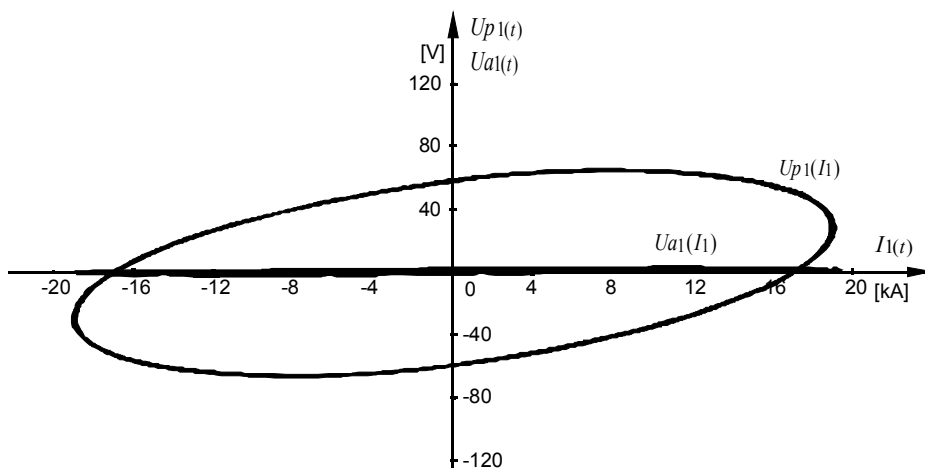
Aby określić charakterystykę modelu łuku elektrycznego, moc łuku, a w dalszym etapie sterować pracą obwodu wielkoprądowego poprzez zmianę długości łuków, konieczna jest znajomość napięcia łuku i tym samym znajomość parametrów obwodów pomiaru napięć łuków k -tej fazy obwodu – $Ua_{k(t)}$, opisanych równaniem:

$$Ua_{k(t)} = Up_{k(t)} - R_k \cdot I_{k(t)} - Lp_k \cdot \frac{dI_{k(t)}}{dt} - Lp_{kj} \cdot \frac{dI_{j(t)}}{dt} \quad (3.3)$$

gdzie indeksy k, j = oznaczają odpowiednio numery kolejnych faz $k = 1, 2, 3$, $j = k \bmod 3 + 1$. Podobne równanie opisujące układ pomiaru napięcia do cyfrowego sterowania położeniem elektrod pieca łukowego można znaleźć w pracy [3.19].

Indukcyjności występujące w powyższym równaniu, w każdej fazie są inne ze względu na konfigurację przestrzenną przewodów pomiarowych względem przewodów toru wielkoprądowego. Obliczenie tych współczynników jest bardzo trudne z powodu złożonej konfiguracji przestrzennej przewodów oraz konstrukcji metalowych znajdujących się w pobliżu toru. Na podstawie konfiguracji można jedynie określić strukturę schematu obwodu pomiaru napięcia i schematu obwodu wielkoprądowego (rys. 3.3). Natomiast elementy tych schematów, zwłaszcza obwodu pomiaru napięć łuku można określić tylko pomiarowo. Dla zapewnienia odpowiedniej dokładności wyznaczenia parametrów obwodu konieczna jest kontrola dokładności wykonywania zwarć w trakcie pomiarów. W tym celu należy obserwować charakterystyki prądowo-napięciowe. Dla poprawnego wykonania zwarć powinny być obserwowane charakterystyki prądowo-napięciowe. W przypadku elektrody zanurzonej w płynnym metalu charakterystyki posiadają kształt elipsy (rys. 3.4). Dla „niepełnego” zwarcia obserwuje się odchylenia od tego kształtu w postaci zwiększenia nachylenia przy przecięciu osi odciętych. Po zastosowaniu

kompensacji parametrów obwodu pomiarowego, charakterystyki obserwowane są jako linie leżące w pobliżu osi prądów (rys. 3.4), wg [3.15].



Rys. 3.4. Charakterystyki prądowo-napięciowe układu pomiaru napięcia w stanie zwarcia elektroda-wsad pieca 12 Mg przed – $Up_{k(t)}$ i po kompensacji – $Ua_{k(t)}$, wg [3.15]

Kompensacja dodatkowych spadków w pętli pomiarowej pozwala obserwować „rzeczywiste” charakterystyki prądowo-napięciowe wyładowań łukowych w piecu łukowym. Natomiast pominięcie tych spadków przy wyznaczeniu parametrów zwarciovych prowadzi do znacznych błędów w wartościach wyznaczonych napięć i mocy. Powyższe charakterystyki zarejestrowano dla pieca 12 Mg. W pracy [3.15] przedstawiono dane tego pieca. Reaktancja własna w obwodach pomiaru napięcia była wielkości około 2/3 średniej reaktancji fazowej obwodu wielkoprądowego pieca łukowego. Fazowe napięcie zasilania, przy którym wykonywano testy zwarciovie, posiadało amplitudę wynoszącą ok. 120 V. Jak wynika z tych danych i rysunku 3.4, błąd pomiaru napięcia mógł posiadać amplitudę ok. 50 V i był różny w poszczególnych fazach obwodu. Po wykorzystaniu układów kompensacyjnych błąd ten nie przekraczał 2-3 woltów.

Problem pomiaru napięcia łuku wiąże się z nieco bardziej złożonym układem pomiarowym i jest on pominięty w normie PN-EN 60676 [3.7]. Zgodnie z tą normą pomiary mocy wykonuje się po stronie pierwotnej transformatora piecowego. Jednakże, aby mieć pełniejszą informację o obwodzie wielkoprądowym i aktualnym obciążeniu, pomiary napięć należy wykonywać po stronie wtórnej (wielkoprądowej) i stosować układy kompensacji, których parametry określa się na podstawie testów zwarciovych [3.12, 3.14]. Algorytm wyznaczania poszczególnych parametrów obwodu pieca łukowego zaimplementowany w systemie monitorowania pracy pieca łukowego przedstawiono w podrozdziale 9.2.

PODSUMOWANIE

Schemat zastępczy obwodu wielkopięradowego pieca łukowego z rysunku 3.3 określa strukturę modelu, którego parametry należy wyznaczyć. Nie licząc parametrów wyładowań łukowych, schemat ten charakteryzowany jest przez 12 elementów niemierzalnych bezpośrednio, występujących w obwodzie wielkopięradowym i w obwodzie pomiarowym. Problemy pomiaru napięć łuku zostały rozwiązane i opatentowane [3.8-3.11]. Dlatego w dalszej części tekstu napięcia łuku będą traktowane jako dostępne pomiarowo i rozważany będzie obwód trójfazowy wielkopięradowy, zawierający tylko jedną indukcyjność w każdej fazie obwodu wielkopięradowego.

Biorąc pod uwagę liczbę zmiennych dostępnych pomiarowo oraz liczbę identyfikowanych parametrów potrzebnych do wyznaczenia parametrów obwodu pomiarowego i parametrów obwodu, stosuje się procedurę wieloetapową, sprawdzoną w warunkach przemysłowych. Procedurę tę wraz z algorytmem wyznaczania parametrów opracował autor pracy [3.14] i zaproponował ją jako procedurę pomiaru parametrów w standardzie IEC 60676. Propozycja ta została przyjęta i ujęta w tym standardzie.

LITERATURA DO ROZDZIAŁU 3

- [3.1] Zhang Z., Fahmi N.R., Norris W.T.: *Flicker Analysis and Methods for Electric Arc Furnace Flicker (EAF) Mitigation (A Survey)*, 2001 IEEE Porto Power Tech Conference, 10-13 September, pp. 10-45
- [3.2] Zhang L., Baldwin M., Liu Y., Ingram M.R., Bradshaw D.T., Eckroad S., Crow M.L.: *EAF Voltage Flicker Mitigation by FACTS/ESS*, IEEE PES, Vol. 1, pp. 372-376
- [3.3] Manchur G., Erven C.C.: *Development of a model for predicting flicker from electric arc furnaces*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 7, No. 1, January 1972, pp. 416-426
- [3.4] PN-EN 60519-4: Bezpieczeństwo urządzeń elektrotermicznych, Część 4: Wymagania szczegółowe dla pieców łukowych, A1:2000
- [3.5] Kowalski Z.: *Jakość energii elektrycznej*, Monografie Politechniki Łódzkiej, Łódź 2007
- [3.6] Kolcun M., Chladny V., Varga L., Beňa L., Ilenin S., Leščinský P., Mešter M.: *Analýza elektrizačnej sústavy*, Technická Univerzita Košice 2005, ISBN 80-89057-09-8
- [3.7] PN-EN 60676: Test methods for furnaces with direct arc furnaces, A1:2000
- [3.8] Bretthauer K.: *Lichtbogenspannungsmessung mit automatischer Parameterkorrektur durch elektronische Prozessbeobachter*, Fachberichte Hüttenpraxis Metallweiterverarbeitung 20 (1982), 1
- [3.9] Wciślík M., Wójcikiewicz J.: *System pomiarowy dla oceny efektywności pracy pieca łukowego*. Zeszyty Naukowe Politechniki Świętokrzyskiej, seria Elektryka 20, Kielce 1988, 8 str.
- [3.10] Wciślík M., Wójcikiewicz J.: *Układ do pomiaru napięcia łuku w piecu łukowym*, Patent U.P.P.R.L. Nr 220765

- [3.11] Dmochowski Z.: *Układy do pomiaru wielkości fizycznych pieców łukowych*, „Wiadomości Elektrotechniczne”, LII, 1984, Nr 1-2
- [3.12] Wciślik M.: *Pomiary podstawowych wielkości elektrycznych urządzenia łukowego dużej mocy*, Kwartalnik PAN „Metrologia i Systemy Pomiarowe” Wydawnictwo Naukowe PWN, Tom V, zeszyt 3/1998, Warszawa 1998, s. 201-212
- [3.13] Kurbiel A.: *Elektrotermiczne urządzenia łukowe*, WNT, Warszawa 1988
- [3.14] Wciślik M.: *Analiza układu elektrycznego urządzenia łukowego z uwzględnieniem nieliniowości obciążenia*. Rozprawa doktorska, Politechnika Warszawska, 1981
- [3.15] Wciślik M.: *Metoda estymacji parametrów toru elektrycznego urządzenia łukowego dla potrzeb sterowania procesem elektrostalowniczym*, Zeszyty Naukowe Politechniki Świętokrzyskiej, seria Elektryka 28, Kielce 1992
- [3.16] Bretthauer K., Timm K.: *Ein Beitrag zur Theorie des Drehstrom Lichtbogenofen*, Elektrowärme International, 28(1970), B3
- [3.17] Hering M.: *Podstawy elektrotermii*, cz. 1 i 2, WNT, Warszawa 1992
- [3.18] Wciślik M., Zeja A.: *Układ pomiaru napięcia łuku pieca łukowego w Hucie „Zygmont”*, Praca na zlecenie ModernCoop Sp. z o.o. Gliwice, zlecenie 1852/32, PSk 1992-1993, 25 str.
- [3.19] Hradílek Z.: *Elektroenergetika distribučních a průmyslových zařízení*, VŠB-TU Ostrava 2008

4. ŁUK ELEKTRYCZNY W PIECACH ŁUKOWYCH PRĄDU PRZEMIENNEGO

Wahania napięcia – flickery, początkowo kojarzone były z odbiornikami, które widoczne były w sieci ze względu na ich moc i „niespokojność”. Takimi odbiornikami były i są piece łukowe, zwłaszcza roztopiające wsad stały i zawierające zasilane z sieci źródło ciepła – łuk elektryczny.

Łuk elektryczny wykorzystywany jest jako źródło ciepła od ok. 150 lat. Mimo to nie jest w pełni rozpoznany. Jego opis matematyczny jest bardzo złożony, gdyż obejmuje zjawiska elektromagnetyczne, gazodynamiczne oraz reakcje chemiczne. Dotyczy to także łuku swobodnie płonącego, stosowanego w piecach łukowych. Łuk elektryczny w tym przypadku jest źródłem ciepła, sterowanym zmianą długości kolumny łuku poprzez zmianę położenia elektrody i zasilanym z systemu elektroenergetycznego. Dla celów sterowania potrzebna jest znajomość takiego modelu matematycznego wyładowania łukowego, który pozwoli dobrać odpowiedni punkt pracy obwodu elektroenergetycznego układu sterowania procesem technologicznym urządzenia stalowniczego oraz pozwoli określić zasady sterowania położeniem elektrod dla stabilizacji punktu pracy obwodu elektroenergetycznego pieca łukowego.

W definicji modelu układu (systemu) [4.1] określono, że model jest to reprezentacja układu, wyrażająca istotne cechy (właściwości) układu w postaci użytkowej. Zasada Pareto [4.2] określa, że 80% właściwości układu zależy tylko od ok. 20% parametrów. Dlatego w modelowaniu zjawisk fizycznych ważne jest określenie, które z tych parametrów, czynników są istotne. Uwzględniając powyższe model matematyczny wyładowania łukowego w piecu łukowym powinien być zapisany w postaci zależności między prądem, napięciem, długością łuku i parametrami zależnymi od otoczenia łuku. Powstaje pytanie, jakimi parametrami należy charakteryzować wyładowanie łukowe w piecu łukowym? Skład chemiczny i temperatura gazów zmieniają się w szerokich granicach. Wymiana ciepła wewnątrz łuku oraz łuku z otoczeniem jest złożona i jej opis jest bardzo skomplikowany.

W celu określenia charakterystyk toru elektrycznego urządzenia łukowego potrzebny jest model matematyczny wyładowania łukowego o charakterze zaciskowym [4.3]. W skrajnych przypadkach model ten można uzyskać:

- teoretycznie, rozwiązując równania fizyki matematycznej uwzględniając równania „materiałowe”,
- empirycznie, aproksymując wyniki badań eksperymentalnych.

Pierwsza z metod jest skuteczna w przypadku przyjęcia pewnych założeń upraszczających (na przykład dla łuku prądu stałego zakłada się, że kolumna łuku jest walcem) i gdy dysponuje się wiarygodnymi danymi materiałowymi oraz możliwie pełnym opisem matematycznym zjawisk fizykochemicznych łuku. Druga, gdy możliwe jest przeprowadzenie badań eksperymentalnych i na ich podstawie

identyfikacja parametrów modelu. W tym przypadku pozostaje jednak nierozwiązany problem doboru odpowiedniej postaci tego modelu. Spotykane w literaturze ogólne modele matematyczne nie zawsze oddają specyfikę badanego obiektu, a testowanie statystyczne istotności ich parametrów jest uciążliwe i czasochłonne. Nakład pracy oraz uzyskane wyniki zależą w znacznym stopniu od adekwatności przyjętej postaci modelu. Jeżeli postać modelu jest znana wcześniej, to można użyć metod parametrycznych identyfikacji, charakteryzujących się mniejszą liczbą parametrów niż metody nieparametryczne [4.4]. Dlatego ważne jest wykorzystanie dostępnych informacji o obiekcie identyfikacji, określenie spodziewanej struktury modelu i na tej podstawie odpowiednie zaplanowanie eksperymentu identyfikacyjnego.

Uwzględniając powyższe, dla obiektów rzeczywistych, nawet przy ograniczonych możliwościach pomiarowych, najefektywniejszy jest proces identyfikacji łączący w sobie obie wyżej wymienione metody. Teoretycznie wyznaczana jest struktura modelu obiektu, zaś parametry tego modelu określone są na podstawie wyników pomiarów na obiekcie rzeczywistym.

Aby więc sformułować użyteczny model łuku elektrycznego w piecu łukowym, przeprowadzono analizę podstawowych modeli wyładowania łukowego oraz badano charakterystyki obserwowane na obiekcie rzeczywistym – stalowniczym piecu łukowym.

Jako podstawowe modele wyładowania łukowego można traktować modele Cassie'a [4.5], Mayra [4.6] i Lowkego [4.7]. Pierwsze dwa z nich dotyczą łuku o cylindrycznej kolumnie zawierającej nieruchomą plazmę, z której ciepło wyprowadzane jest przez przewodzenie przez powierzchnię boczną cylindra. Ostatni z nich dotyczy łuku z konwekcyjną wymianą ciepła.

4.1. MODELE ŁUKU Z WYMIANĄ CIEPŁA PRZEZ PRZEWODZENIE

W tym przypadku podstawą modelu jest równanie Elenbaasa-Hellera, które przy pominięciu unoszenia i promieniowania jest równaniem bilansu mocy łuku elektrycznego [4.9]. Przyjmując założenie: symetrii cylindrycznej łuku oraz stałego, równoległego do osi łuku i zależnego tylko od czasu natężenia pola elektrycznego, równanie to ma następującą postać:

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial S}{\partial r} \right) + E \cdot j = \frac{1}{a} \frac{\partial S}{\partial t} \quad (4.1)$$

W powyższym równaniu S oznacza potencjał cieplny, mierzony w VAm^{-1} i określony jest wyrażeniem:

$$S = \int_{T_a}^T \lambda \cdot dT \quad (4.2)$$

Zastosowano następujące oznaczenia:

- λ – współczynnik przewodności cieplnej, właściwej plazmy łuku ($\text{Jm}^{-1}\text{s}^{-1}\text{K}^{-1}$),
- R_α – promień kolumny łuku (m),
- a – współczynnik dyfuzyjności ciepła ($\text{m}^2\cdot\text{s}^{-1}$),
- j – gęstość prądu ($\text{A}\cdot\text{m}^{-2}$),
- $E = U / z$ – natężenie pola elektrycznego ($\text{V}\cdot\text{m}^{-1}$),
- U – napięcie łuku (V),
- z – długość łuku (m),
- t – czas (s).

Wykorzystując dane z [4.8] przyjęto, że przewodność elektryczna właściwa plazmy łuku jest następującą funkcją potencjału cieplnego:

$$\sigma = B_1 \cdot S \quad (4.3)$$

Założono, że przewodność tę można przedstawić w postaci:

$$\sigma_{(r,t)} = g_1(r) \cdot g_2(t) \quad (4.4)$$

Promieniowi kolumny łuku R_α odpowiada przewodność elektryczna plazmy, którą można przedstawić następująco:

$$G_{(t)} = \frac{2\pi}{z} \cdot \int_0^{R_\alpha} \sigma_{(r,t)} \cdot r dr = \frac{2\pi}{z} \cdot g_2(t) \cdot \int_0^{R_\alpha} g_1(r) \cdot r dr \quad (4.5)$$

Po zróżniczkowaniu (4.3), podstawieniu do (4.1) i scałkowaniu po przekroju poprzecznym łuku (4.1) otrzymuje się równanie:

$$z \cdot 2\pi \cdot \int_0^{R_\alpha} \left(\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial \sigma}{\partial r} \right) \right) r dr + B_1 \cdot U_{(t)} \cdot 2\pi \cdot \int_0^{R_\alpha} j_{(r,t)} \cdot r dr = z \cdot 2\pi \cdot \frac{1}{a} \cdot \frac{d}{dt} \int_0^{R_\alpha} \sigma \cdot r dr \quad (4.6)$$

Podstawiając (4.4) i (4.5) do (4.6) oraz zastępując:

$$-2 \cdot \pi \cdot R_\alpha \cdot z \cdot \left(\frac{\partial \sigma_{(r,t)}}{\partial r} \right)_{r=R_\alpha} = C \cdot G_{(t)} \quad (4.7)$$

gdzie:

$$C = -R_\alpha \cdot \left(\frac{\partial g_1(r)}{\partial r} \right)_{r=R_\alpha} / \int_0^{R_\alpha} g_1(r) \cdot r dr$$

równanie (4.6) można przedstawić w postaci:

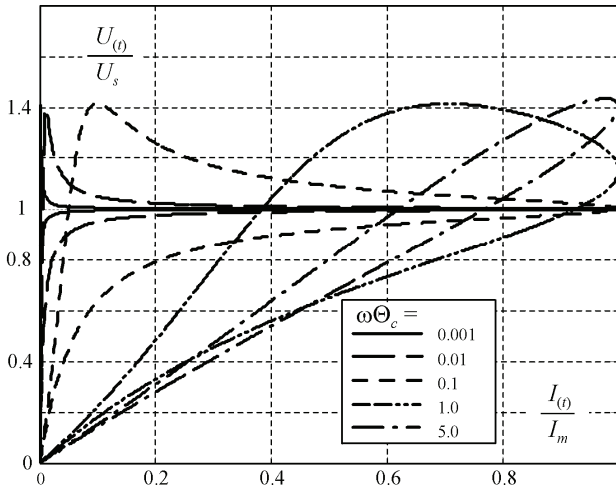
$$\frac{1}{a \cdot C} \frac{d}{dt} G(t) + G(t) = \frac{B_1}{C \cdot z^2} \cdot U(t) \cdot I(t) \quad (4.8)$$

gdzie $U(t), I(t)$ – oznaczają wartości chwilowe napięcia i prądu łuku.

Powyższe wyrażenie jest podobne do równania Cassie’a [4.5]. Współczynnik B_1 mierzony jest w jednostkach V^{-2} , a wielkość C , która zależy od rozkładu przewodności elektrycznej, jest funkcją promienia łuku i wyrażona jest w m^{-2} . Ze wzoru (4.8) wynika, że w stanie ustalonym napięcie łuku jest niezależne od prądu, zaś stała czasowa jest odwrotnie proporcjonalna do iloczynu dyfuzyjności cieplnej i wielkości C :

$$U_s = z \cdot \sqrt{\frac{C}{B_1}} \quad \theta_c = \frac{1}{a \cdot C} \quad (4.9)$$

Bezwymiarowe charakterystyki quasi-statyczne prądowo-napięciowe modelu łuku Cassie’a, dla połowy okresu prądu sinusoidalnego, odpowiadające różnym stałym czasowym, przedstawiono na rysunku 4.1. W drugiej połowie okresu charakterystyki są symetryczne punktowo względem punktu początku układu współrzędnych.



Rys. 4.1. Quasi-statyczne, bezwymiarowe charakterystyki prądowo-napięciowe modelu łuku Cassie’a dla połowy okresu prądu sinusoidalnego o amplitudzie I_m i pulsacji ω

Z przebiegu charakterystyk wynika, że dla pulsacji napięcia zasilania większej od odwrotności stałej czasowej θ_c następuje linearyzowanie się charakterystyki, która w granicznym przypadku staje się charakterystyką liniową. Gdy pulsacja ta staje się znacznie mniejsza od odwrotności θ_c , kształt charakterystyki prądowo-napięciowej modelu łuku staje się zbliżony do funkcji signum i jest podobny do

charakterystyk łuków płonących w zimnym otoczeniu, np. złomu lub bez osłony żużla spienionego. W stanie ustalonym napięcie łuku jest równe parametrowi U_s .

Inny model można otrzymać stosując aproksymację przewodności właściwej funkcją eksponentialną potencjału cieplnego:

$$\sigma = \sigma_0 \cdot \exp(B_2 \cdot S) \quad (4.10)$$

Po podstawieniu tej relacji do (4.4) i uwzględnieniu różniczkowania otrzymuje się:

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial \ln \sigma}{\partial r} \right) + B_2 \cdot E \cdot j = \frac{1}{a} \frac{\partial \ln \sigma}{\partial t} \quad (4.11)$$

i stąd po podstawieniu relacji (4.5) i scałkowaniu po przekroju kolumny łuku otrzymuje się:

$$\frac{\pi \cdot R_\alpha^2}{a} \cdot \frac{d \ln G_{(t)}}{dt} = \frac{B_2}{z} \cdot U_{(t)} \cdot I_{(t)} + 2 \cdot \pi \cdot R_\alpha \cdot \left(\frac{\partial \ln g_{1(r)}}{\partial r} \right)_{r=R_\alpha} \quad (4.12)$$

Powyższe równanie można zapisać w postaci równania modelu Mayra [4.6]:

$$\frac{Q_m}{P_m} \frac{d}{dt} G_{(t)} + G_{(t)} = \frac{1}{P_m} \cdot I_{(t)}^2 \quad (4.13)$$

gdzie:

$$Q_m = \frac{\pi \cdot R_\alpha^2 \cdot z}{a \cdot B_2} \quad P_m = - \frac{2 \cdot \pi \cdot R_\alpha \cdot z}{B_2} \cdot \left(\frac{\partial \ln g_{1(r)}}{\partial r} \right)_{r=R_\alpha} \quad (4.14)$$

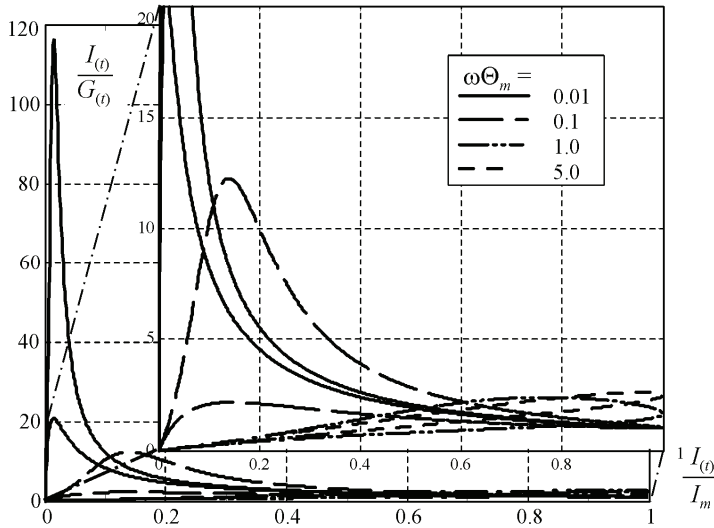
Napięcie łuku oraz stała czasowa modelu określone są następująco:

$$U_{(t)} = \frac{P_m}{I_{(t)}} ; \quad \theta_m = \frac{Q_m}{P_m} \quad (4.15)$$

Dla tak określonych parametrów można łatwo sprawdzić, że napięcie łuku dla modelu Mayra zależy od długości łuku, a stała czasowa nie zależy.

Charakterystyki dynamiczne modelu łuku Mayra dla połowy okresu prądu sinusoidalnego w stanie quasi-statycznym, odpowiadające różnym stałym czasowym, przedstawiono na rysunku 4.2.

Ze wzrostem prądu napięcie łuku maleje do zera. Dla małych stałych czasowych istnieje niejednoznaczność napięcia łuku w zakresie małych wartości prądu. Podobnie jak dla modelu Cassie'a o dużych stałych czasowych, charakterystyka staje się bardziej liniowa. Dla niższych wartości prądu charakterystyka model Mayra zbliżona jest bardziej do charakterystyk łuku łączeniowego niż modelu Cassie'a.



Rys. 4.2. Quasi-statyczne charakterystyki prądowo-napięciowe modelu łuku Mayra dla połowy okresu prądu sinusoidalnego o amplitudzie I_m i pulsacji ω

4.2. MODEL ŁUKU Z WYMIANĄ CIEPŁA PRZEZ KONWEKCJĘ

Bardzo interesujący model statyczny łuku został opracowany przez Lowkiego [4.7]. Wykorzystując wyniki badań Maeckera założył on, że energia jest przenoszona wzdłuż kolumny łuku przez plazmę. W efekcie równanie bilansu energii uprościło się do postaci:

$$U \cdot I = \rho \cdot h \cdot A \cdot v \quad (4.16)$$

gdzie: U , I – wartości chwilowe napięcia i prądu łuku elektrycznego, ρ , h , v – gęstość, entalpia właściwa i prędkość plazmy, A – pole przekroju kolumny łuku.

Lowke wyróżnił dwa rodzaje wyładowań: z wymianą ciepła naturalną i wymuszoną. Podobny podział występuje w koncepcji łuku dwuwarstwowego, przedstawionej w pracy [4.8]. Wymianie naturalnej odpowiada równanie bilansu pędu w postaci:

$$\frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{2} \rho \cdot v^2 \right) = \frac{\partial P}{\partial z} - \rho \cdot g, \quad \text{przy czym:} \quad \frac{\partial P}{\partial z} = -\rho_\alpha \cdot g \quad (4.17)$$

gdzie: P – oznacza ciśnienie wzdłuż osi łuku, ρ_α – gęstość gazu otaczającego łuk, g – przyspieszenie ziemskie.

Przyjmując, że $\rho \ll \rho_\alpha$, otrzymuje się wzór na prędkość plazmy wzdłuż łuku:

$$v = \left(2g \cdot \frac{\rho_\alpha}{\rho} \cdot z \right)^{\frac{1}{2}} \quad (4.18)$$

Różniczkując (4.16) względem z , przy stałym $\rho \cdot h$ otrzymano:

$$E \cdot I = \rho \cdot h \cdot A \cdot \frac{\partial v}{\partial z} \quad (4.19)$$

następnie stosując prawo Ohma $E = I / (\sigma \cdot A)$, z założeniem kołowego przekroju kolumny łuku wyznaczono zależność na promień kolumny łuku:

$$R_\alpha = \left(\frac{2}{\pi^2} \right)^{\frac{1}{4}} \cdot \left(\frac{1}{\sigma \cdot \rho \cdot h} \right)^{\frac{1}{4}} \cdot \left(2g \cdot \frac{\rho_\alpha}{\rho} \right)^{-\frac{1}{8}} \cdot z^{\frac{1}{8}} \cdot I^{\frac{1}{2}} \quad (4.20)$$

oraz na napięcie łuku:

$$U = \left(2 \cdot \frac{\rho \cdot h}{\sigma} \right)^{\frac{1}{2}} \cdot \left(2g \cdot \frac{\rho_\alpha}{\rho} \right)^{\frac{1}{4}} \cdot z^{\frac{3}{4}} \quad (4.21)$$

gdzie σ oznacza przewodność elektryczną, właściwą plazmy łuku.

Należy zwrócić uwagę, że napięcie łuku nie zależy od prądu łuku. W tym względzie model ten jest podobny do modelu Cassie'a. Widoczny jest natomiast wpływ oddziałującego hydrostatycznie otoczenia łuku. Zwiększona gęstość gazu (cieczy) otoczenia powoduje zmniejszenie promienia łuku oraz wzrost napięcia i natężenia pola elektrycznego. Niezależność napięcia od prądu łuku obserwowana jest w przypadku łuków słaboprądowych prądu stałego. Stąd konwekcja naturalna może być kojarzona z łukami elektrycznymi słaboprądowymi.

Dla konwekcji wymuszonej przez własne pole magnetyczne łuku obserwowany jest wzrost ciśnienia wzdłuż osi łuku:

$$\Delta P = \mu \cdot I^2 / 4\pi \cdot A \quad (4.22)$$

gdzie: μ – współczynnik przenikalności magnetycznej plazmy.

Całkując równanie (4.17) i podstawiając (4.22) za przyrost ciśnienia, otrzymuje się:

$$v = \left(\frac{\mu \cdot A_o}{2\pi \cdot \rho} \right)^{\frac{1}{2}} \cdot \frac{I}{A_o} = \left(\frac{\mu \cdot j_o}{2\pi \cdot \rho} \right)^{\frac{1}{2}} \cdot I^{\frac{1}{2}} \quad (4.23)$$

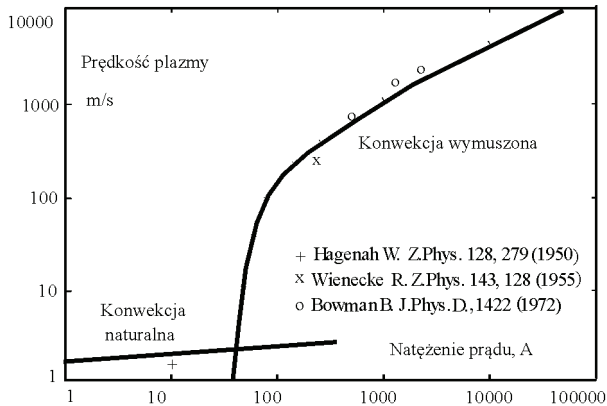
gdzie: A_o – pole powierzchni łuku przy powierzchni katody, $A_o \ll A$, j_o – gęstość prądu plamki katodowej.

Podstawiając (4.23) do (4.16) można otrzymać wyrażenia określające: promień łuku oraz napięcie łuku w funkcji długości i prądu łuku:

$$R_\alpha = \left(\frac{2}{\pi^3}\right)^{\frac{1}{8}} \cdot (\sigma \cdot h)^{\frac{1}{4}} \cdot (\mu_o \cdot j_o \cdot \rho)^{\frac{1}{8}} \cdot z^{\frac{1}{4}} \cdot I^{\frac{3}{8}} \quad (4.24)$$

$$U = \left(\frac{8}{\pi}\right)^{\frac{1}{4}} \cdot \left(\frac{h}{\sigma}\right)^{\frac{1}{2}} \cdot (\mu_o \cdot j_o \cdot \rho)^{\frac{1}{4}} \cdot z^{\frac{1}{2}} \cdot I^{\frac{1}{4}} \quad (4.25)$$

Prezentowane wyżej wyrażenia zostały sprawdzone w pracy [4.7] poprzez porównanie wyników obliczeń łuku o długości 1 cm płonącego w powietrzu o ciśnieniu równym 0,1 MPa z rezultatami badań kilku autorów. W przypadku łuku z konwekcją wymuszoną założono temperaturę katody 4000 K oraz gęstość prądu $j_o = 3500 \text{ A/cm}^2$. Uzyskano zgodność z dokładnością ok. 10-40%. Przykładowa charakterystyka uzyskana przez Lowkego, prezentująca prędkość ruchu plazmy w łuku elektrycznym w funkcji prądu, jest przedstawiona na rysunku 4.3.



Rys. 4.3. Prędkość plazmy w łuku elektrycznym o długości 1 cm i ciśnieniu zewnętrznym 0,1 MPa w funkcji prądu łuku, wg [4.7]

Uzyskano dobrą zgodność z wynikami badań innych autorów. Na rysunku widoczne jest rozgraniczenie charakterystyk łuku słaboprądowego i silnoprądowego w punkcie o odciętej ok. 30 A. Podobne dane można spotkać w pracach [4.10, 4.11]. Powyższy model można zastosować dla prądu przemiennego jako model z pomijalną dynamiką przy założeniu jednakowej polaryzacji napięcia i prądu łuku [4.12].

4.3. MODELE ŁUKU OTRZYMANE EKSPERYMENTALNIE

Intensywne badania doświadczalne łuku elektrycznego prowadzono w latach siedemdziesiątych ubiegłego wieku i są one przedstawione w serii publikacji [4.13-4.17]. W laboratoriach British Steel Corporation w wyniku badań łuku z katodą

grafitową, zasilanego trójkątnym impulsem prądu jednej polaryzacji, otrzymano model, w którym wartość chwilowa napięcia łuku opisana jest równaniem [4.16]:

$$U = 15 + 18,8 \cdot l^{0,35} \cdot I^{0,22} \quad (4.26)$$

gdzie: U – napięcie łuku w [V], I – prąd łuku w [kA], l – długość łuku [mm].

W przypadku łuku z katodą stalową wyładowanie łukowe było niestabilne, a charakterystyki prądowo-napięciowe mniej regularne [4.15, 4.16]. Związane to było z niestabilnością strumienia plazmy, generowanego na katodzie stalowej. Jednakże w przypadku wyładowania łukowego występującego w piecu metalurgicznym stal w stanie stałym jest katodą dość krótko. Po roztopieniu wsadu warunki otoczenia wyładowania łukowego zapewniają jego stabilność. W tym miejscu warto przytoczyć charakterystykę otrzymaną w wyniku rozwiązania uproszczonego modelu Lowkiego – p. 4.2. Istotne jest rozróżnienie czy w kolumnie łuku dominuje konwekcja naturalna plazmy (roztopianie), czy też wymuszona ciśnieniem magnetycznym (wyrabianie). W pierwszym przypadku otrzymano równanie:

$$U = c_1 \cdot l^{0,75} \quad (4.27)$$

w której napięcie łuku nie zależy od prądu łuku.

W przypadku konwekcji wymuszonej otrzymano relację:

$$U = c_2 \cdot l^{0,5} \cdot I^{0,25} \quad (4.28)$$

której wartości wykładników potęgowych są zbliżone do otrzymanych doświadczalnie w równaniach prac [4.27] i [4.16].

Określenie charakterystyk wyładowania łukowego w stalowniczym piecu łukowym w funkcji długości jest także trudne ze względu na poruszanie się płamek elektrodowych po powierzchni elektrod, znaczne odchylenie kolumny łuku od pionu wskutek oddziaływań pola magnetycznego [4.17, 4.18] i nieregularności powierzchni wsadu w trakcie roztopiania oraz powstawanie strumieni parowych (ang. *jets*) na powierzchni elektrody stalowej (żelaznej), którą stanowi złom. Te zjawiska były widoczne w filmie zrealizowanym na podstawie badań B. Bowmana i prezentowanym na stanowisku firmy GRAFTECH w trakcie zorganizowanej w Krakowie konferencji European Electric Steel Conference 2008.

4.4. CHARAKTERYSTYKI WYŁADOWANIA ŁUKOWEGO W PIECU ŁUKOWYM PRĄDU PRZEMIENNEGO

Ze względu na złożoność zjawisk wyładowania łukowego, w dalszych rozważaniach dokonano wyboru modelu łuku elektrycznego na podstawie analizy cha-

rakterystyk prądowo-napięciowych obserwowanych podczas pomiarów na obiekcie rzeczywistym – piecu łukowym.

Wyładowanie łukowe stanowi element każdej z faz obwodu wielkoprądowego stalowniczego urządzenia łukowego, a jego charakterystyki zależą od temperatury, stanu elektrod oraz otoczenia. Silne pole magnetyczne, generowane przez obwód wielkoprądowy, bardzo zniekształca obserwowane charakterystyki poprzez wnoszenie do obwodu pomiarowego dużych spadków napięcia na rezystancji obwodu i zastępczej indukcyjności własnej danej fazy obwodu oraz poprzez napięcia indukowane w pętli pomiarowej przez prądy pozostałej fazy. Równanie obwodu pomiaru napięć łuku (3.5) przedstawiono w rozdziale 3. Aby otrzymać napięcia łuku, należy odjąć ww. spadki napięcia. W ten sposób uzyskuje się kompensację tych dodatkowych spadków. Kompensacja ta jest szczególnie dobrze widoczna przy zwarcu elektrody i wsadu, co pokazano na rysunku 3.5.

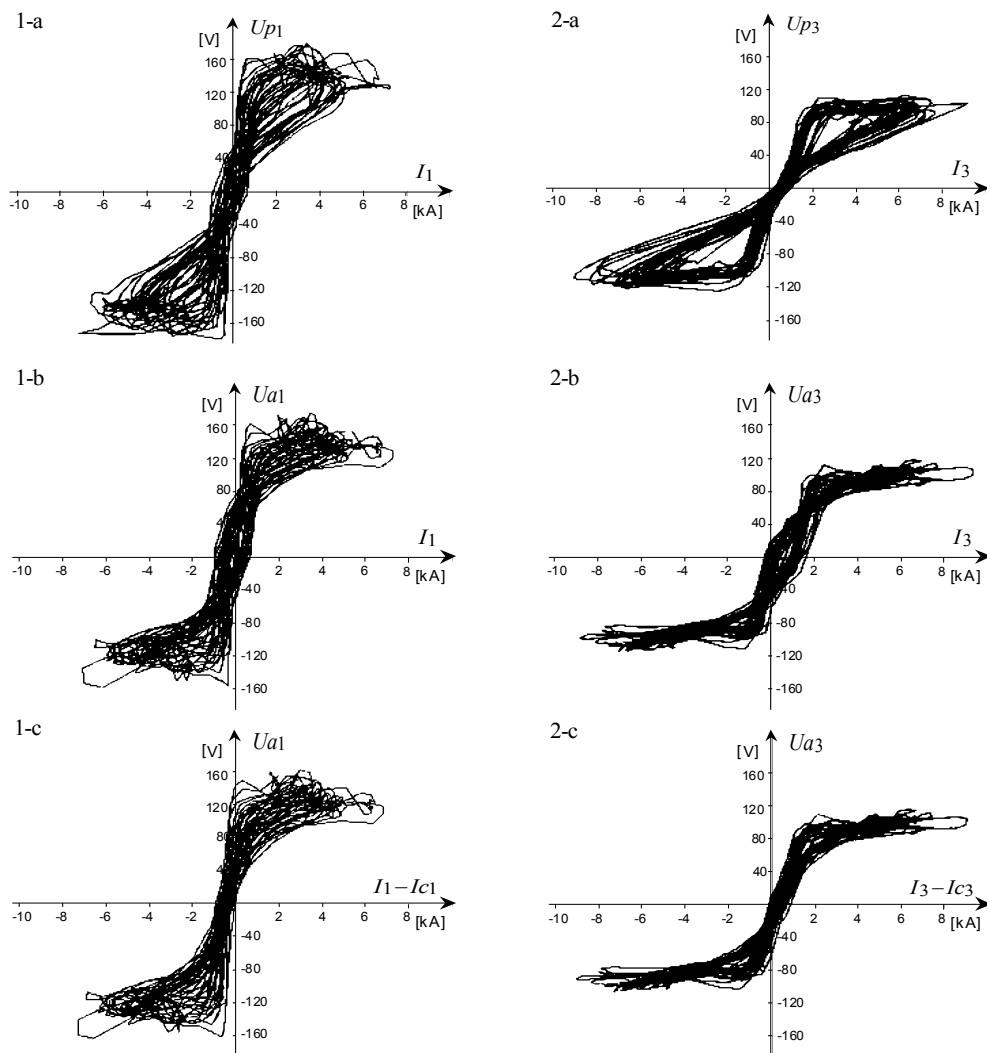
Po kompensacji spadków napięć w pętli pomiarowej, otrzymano dla zwarcia resztkowe napięcie zasilania o amplitudzie równej około 1% amplitudy napięcia zasilającego. Błąd ten wynika z różnicy konfiguracji przestrzennej przewodów toru wielkoprądowego w trakcie kolejnych zwarć dwufazowych. Po powiększeniu skali tego napięcia obserwowano piątą harmoniczną o amplitudzie wynoszącej ok. 1% amplitudy pierwszej harmonicznej. Harmoniczną o zbliżonej wartości amplitudy obserwowano w napięciu zasilania w stanie jałowym – punkt 3.

Obserwacje charakterystyk wyładowania łukowego prowadzono wykorzystując system pomiarowy prezentowany wcześniej do identyfikacji parametrów obwodu urządzenia łukowego. Charakterystyki prądowo-napięciowe umożliwiają lepsze śledzenie cech relacji prąd-napięcie wyładowania łukowego niż przebiegi czasowe. Dlatego dalej prezentowane są te relacje właśnie w tej postaci. Charakterystyki napięciowo-prądowe obserwowalne w trakcie zwarć są elipsami i pozwalają kontrolować dokładność zwarć dwu- i trójfazowych. Uzyskane w ten sposób parametry obwodu pomiarowego umożliwiają kompensację dodatkowych napięć indukowanych w pętlach pomiarowych i pomiar rzeczywistego napięcia łuku. Obserwacja rzeczywistych charakterystyk prądowo-napięciowych łuków w trakcie wytopu pozwala określić ogólną postać modelu wyładowania łukowego i dokładniej oceniać charakterystyki łuków w poszczególnych fazach obwodu.

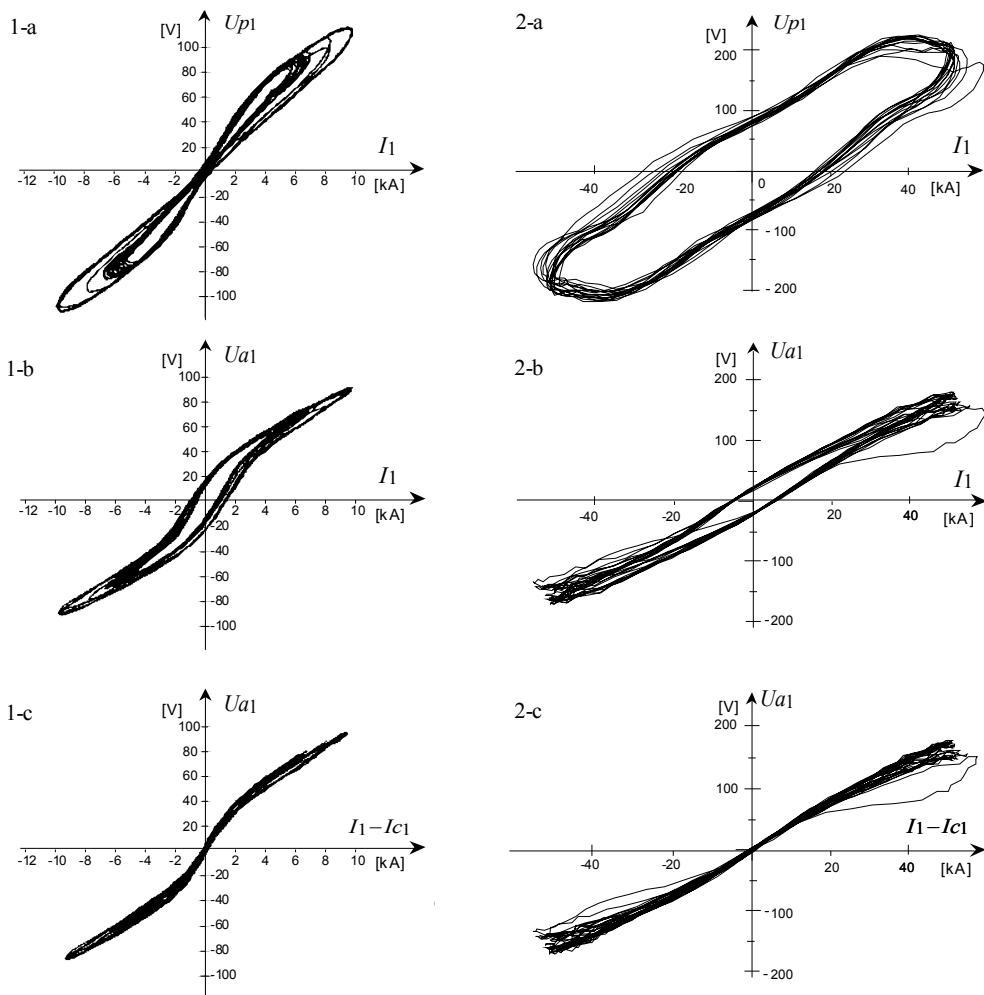
Proponowana metoda wykorzystania zwarć dwufazowych do wyznaczania parametrów obwodu pomiarowego jest oryginalna. Odróżnia się ona od metod spotykanych w literaturze [4.20, 4.21], gdzie przyjmuje się, że prąd łuku i napięcie łuku jednocześnie „przechodzą przez zero”. Jak wynika z przedstawionych dalej charakterystyk, założenie to nie obowiązuje.

Na podstawie pomiarów wykonanych w 1991 roku na piecu łukowym 12 Mg w Mysłzkowskich Zakładach Metalurgicznych „MYSTAL” [4.22] sporządzono charakterystyki prezentowane na rysunkach 4.4, 4.5-1 – wiersz a. Dodatkowo na rysunku 4.5-2 umieszczono charakterystyki łuku w pierwszej fazie obwodu łuko-

wego pieca kadziowego o pojemności 120 Mg. Po odjęciu dodatkowych napięć (kompensacji) otrzymuje się wykresy charakterystyk prądowo-napięciowych, których przebieg wokół punktu środkowego układu współrzędnych nie jest jednoznaczny i tworzy histerezę – wiersz b rysunków. Podobne zjawisko można zaobserwować na charakterystykach zamieszczonych w pracy [4.23].



Rys. 4.4. Charakterystyki prądowo-napięciowe łuku w piecu 12 Mg w trakcie roztopiania – w tym samym czasie: 1 – faza 1; 2 – faza 3; a) obserwowane bezpośrednio, b) po kompensacji wpływu parametrów obwodu pomiarowego, c) po kompensacji jak w b) i odjęciu prądu pojemnościowego



Rys. 4.5. Charakterystyki prądowo-napięciowe łuku w trakcie wyrobienia: 1 – dla pieca łukowego 12 Mg; 2 – dla pieca kadziowego 120 Mg; a – obserwowane bezpośrednio, b – po kompensacji wpływu parametrów obwodu pomiarowego, c – po kompensacji jak w b i odjęciu prądu pojemnościowego

Na podstawie przebiegów czasowych prezentowanych w pracy [4.22] stwierdzono, że zmiana polaryzacji prądu występuje wcześniej niż zmiana polaryzacji napięcia, dając w efekcie wyprzedzenie prądu w stosunku do napięcia. Wyprzedzenie takie ma miejsce wówczas, gdy model zawiera pojemność. W przypadku łuku, pojemność taką można uzasadnić istnieniem plazmy spolaryzowanej przy elektrodach. Zmianie polaryzacji napięcia towarzyszy jakby przeładowanie pojemności, a prąd przepływający przez plazmę powoduje podtrzymanie istnienia łuku. Tak więc pojemność łuku stanowi źródło energii podtrzymujące wyładowania łukowe w chwilach zmiany polaryzacji zasilania. Podczas zmiany polaryzacji napię-

cia dostarczana jest dodatkowa energia, co opóźnia dejonizację plazmy łuku i ułatwia przepływ prądu po zmianie polaryzacji napięcia.

Pojemność ta jest widoczna w pobliżu środka układu współrzędnych podczas zmiany polaryzacji napięcia łuku, ponieważ obniża się wtedy przewodność plazmy wyładowania łukowego – wiersz c rysunków. W pracy [4.22] stwierdzono, że wartość tej pojemności zależy od etapu wytopu oraz prądu łuku i rośnie wraz ze wzrostem temperatury otoczenia i wartością prądu wyładowania łukowego.

Na rysunkach c znajdują się charakterystyki otrzymane po kompensacji (jak na rysunku b) i po odjęciu prądu pojemnościowego, określonego następująco:

$$I_{c(t)} = C \cdot \frac{dU(t)}{dt} \quad (4.29)$$

Pochodną napięcia po czasie otrzymywano jako pięciopunktową aproksymację centralną [4.24]. Wartość pojemności dobrano tak, aby charakterystyka w otoczeniu środka współrzędnych była możliwie jednoznaczna. Na podstawie charakterystyk stwierdzono, że maksymalna wartość pojemności łuku w badanym piecu może osiągać 25 mF. W porównaniu do wartości spotykanych w układach elektronicznych i elektrotechnice jest to wartość bardzo duża – za wyjątkiem superkondensatorów. Pojemność łuku jest szczególnie istotna podczas zmiany polaryzacji napięcia łuku, gdy występuje najmniejsza przewodność dynamiczna łuku – etap roztopiania, niska temperatura otoczenia. Pojemność jest większa w czasie rafinacji niż dla roztopiania i wiąże się to ze zwiększoną stabilnością pracy łuku w tych warunkach.

Po odjęciu prądu pojemnościowego wraz ze wzrostem wartości amplitudy prądu, charakterystyki stają się bardziej jednoznaczne i symetryczne względem środka współrzędnych. Podobny wpływ ma temperatura otoczenia łuku. Temperatura ta ma istotny wpływ na przebieg charakterystyk prądowo-napięciowych w pobliżu środka układu współrzędnych. Obserwuje się zmniejszenie nachylenia wraz ze wzrostem temperatury. Nachylenie to wyraża rezystancję dynamiczną w wyżej wymienionym punkcie.

Rysunek 4.4 sporządzono na podstawie tego samego zbioru danych, zarejestrowanych w czasie roztopiania, lecz w różnych fazach obwodu. Z przebiegu tych charakterystyk można wnioskować istotny wpływ wartości prądu na stabilność charakterystyk łuku, zwłaszcza w trakcie roztopiania. Dla mniejszej wartości prądu (rys. 4.4-1 – faza 1) charakterystyki są mniej stabilne niż dla fazy 3 (rys. 4.4-2) o większym prądzie i nieco mniejszym napięciu łuku.

W pierwszym przypadku łuk ma większą długość (większe napięcie) niż łuk w fazie 3 i jest naprzeciw otworu załadunkowego. Powoduje to mocniejsze jego chłodzenie. Stąd wynika niespokojna (niestabilna) charakterystyka tego łuku.

W obu przypadkach charakterystyki cechuje niejednoznaczność. Bardziej stabilne są charakterystyki w trakcie wyrabiania (rys. 4.5-1) i dla pieca kadziowego 120 Mg w Hucie „Zawiercie” (rys. 4.5-2), [4.25].

Na rysunku 4.5-2-a przedstawiono charakterystyki prądowo-napięciowe pierwszej fazy obwodu pieca kadziowego, obserwowane podczas pracy z żużlem spienionym. Charakterystyki te prawie nie zmieniają się w trakcie procesu wyrobienia stali. Dotyczy to również charakterystyk łuku otrzymanych po odjęciu dodatkowych spadków napięcia w pętli pomiarowej (rys. 4.5-b). Pewne „zmniejszenie liniowości” obserwowano po spuszczeniu żużla, gdy nastąpiło odsłonięcie łuków. Charakterystyki te mają wspólny obszar niejednoznaczności obejmujący środek układu współrzędnych. W przypadku pieca kadziowego szerokość strefy niejednoznaczności jest duża i wynosi ok. ± 5 kA. Dla badanego urządzenia zastępcza pojemność łuku sięgała nawet 60 mF. Po odjęciu prądu pojemnościowego od prądu łuku otrzymano charakterystyki przedstawione na rysunku 4.5-2-c. Należy podkreślić, że badana wynikowa charakterystyka łuku pieca kadziowego jest prawie jednoznaczna i w małym stopniu nieliniowa. Wynikało to z wysokiej temperatury otoczenia łuku.

4.5. MODEL MATEMATYCZNY WYŁADOWANIA ŁUKOWEGO W PIECU ŁUKOWYM PRĄDU PRZEMIENNEGO

Analizując charakterystyki „c” z rysunków 4.4-4.5 otrzymane po kompensacji spadków napięcia w układzie pomiarowym oraz kompensacji prądów pojemnościowych, założono, że są one symetryczne względem środka współrzędnych oraz jednoznaczne. Przy tych założeniach napięcie łuku można opisać ogólną postacią równania wyprowadzoną przez Lowkiego [4.7], dla każdej polaryzacji prądu oddzielnie. Dlatego dalej przyjęto następującą postać modelu napięcia wyładowania łukowego prądu przemiennego:

$$U(t) = H_u \cdot |I(t) - I_{c(t)}|^a \cdot \text{sign}(I(t) - I_{c(t)}) \quad (4.30)$$

Współczynnik a występujący w powyższym równaniu może być określony metodą najmniejszych kwadratów na podstawie powyższego równania zapisanego w postaci:

$$|U(t)| = H_u \cdot |I(t) - I_{c(t)}|^a \quad (4.31)$$

wykorzystując pomiary wartości chwilowych prądów i napięć po kompensacji napięć w pętli pomiarowej i prądu pojemnościowego [4.22]. Ze względu na zastępczą pojemność łuku i uwzględnianie w obliczeniach funkcji logarytmu, identyfikację współczynnika prowadzono na podstawie pomiarów, w których wartość bezwzględna prądu należy do przedziału 0,3-1,0 amplitudy prądu. Układ pomiarowy oraz algorytm identyfikacji przedstawiono w pracy [4.22]. Taki dobór zakresu zmiennych pozwala na wyznaczenie wykładnika a , nawet dla nieskompensowanej wartości pojemności łuku. Ocenę dokładności identyfikacji parametru a prowadzono stosując współczynnik korelacji [4.25]. Wartość tego współczynnika wzrastała

wraz z zaawansowaniem procesu wytopu ze względu na większą stabilność charakterystyk łuku. Znaczny wzrost tego współczynnika otrzymano w wyniku kompensacji spadków napięcia w układzie pomiarowym. Odjęcie prądu pojemnościowego powodowało stosunkowo niewielkie zmiany tego współczynnika.

Wartość wykładnika a w etapie roztapiania wynosiła ok. 0,2 (rys. 4.4), zaś w fazie wyrabiania otrzymano 0,7-0,8 (rys. 4.5) – przy współczynniku korelacji nie mniejszym niż 0,96 [4.22]. Dla takiego sposobu realizacji identyfikacji, błąd wyznaczenia parametru a wynosił ok. 0,01 dla wartości a bliskich zeru i malał do ok. 0,005, gdy wartość a wzrastała do ok. 0,8. Dla potrzeb analizy wpływu nieliniowości, zakres zmienności wykładnika rozszerzono do przedziału $0 < a \leq 1$. Dla przyjętego zakresu wykładnika równanie (4.30) przedstawiono jako zależność różnicy prądów od funkcji ciągłej napięcia łuku. Uwzględniając, że prąd I_c opisywany jest zależnością (4.29), równanie charakterystyki łuku można zapisać dla wartości chwilowych w postaci następującego równania różniczkowego:

$$C \cdot \frac{dU(t)}{dt} + H_i \cdot |U(t)|^{1/a} \cdot \text{sign}(U(t)) = I(t) \quad (4.32)$$

gdzie $H_i = 1/H_u$.

Równanie (4.32) wraz z równaniami obwodu wielkoprądowego oraz układu pomiaru napięć umożliwia budowę modelu matematycznego toru elektrycznego urządzenia łukowego. Wpływ pojemności występującej w schemacie zastępczym łuku można oszacować dla poszczególnych urządzeń na podstawie charakterystyk prezentowanych na rysunkach 4.5-1-c i 4.5-2-c. Ten ostatni rysunek dotyczy pieca kadziowego, gdzie występuje pojemność łuku wynosząca ok. 60 mF, co odpowiada ok. 50 mΩ reaktancji pojemnościowej, równoległej do głównego obciążenia w schemacie zastępczym łuku. Reaktancja ta jest bocznikowana przez rezystancję łuku, która w badanym przypadku wynosi ok. 2 mΩ. Jak przedstawiono w pracach [4.22, 4.26], równoległy schemat zastępczy obciążenia nieliniowego zawiera reaktancję indukcyjną. Zastępcza pojemność dla pulsacji zasilania zmniejsza tę reaktancję. W rezultacie obserwuje się zmniejszone znaczenie nieliniowości w trakcie etapu wyrabiania stali.

Uwzględniając powyższe, w dalszej części pracy będzie stosowana charakterystyka opisana równaniem:

$$U(t) = H_u \cdot |I(t)|^a \cdot \text{sign}(I(t)) \quad (4.33)$$

Charakterystyka ta tylko ujmuje zależność napięcia łuku od prądu łuku. Na podstawie modelu Lowkego można jedynie wnioskować, że dla modelu z małą wartością wykładnika a charakterystyka silniej zależy od długości (duża wartość ilorazu napięcia i długości), zaś dla dużej wartości a w mniejszym stopniu. W za-

leżności od parametrów pieca łukowego i etapu procesu stalowniczego długość łuku elektrycznego wynosi od 1 do 30 cm [4.28]. W analizie układów regulacji położenia elektrod ważnym parametrem jest natężenie pola elektrycznego w kolumnie łuku rozumiane jako iloraz napięcia do długości łuku, tzn. odległości końca elektrody od wsadu. Natężenie to mieści się w zakresie 800-4000 V/m.

PODSUMOWANIE

Modele przedstawione w podrozdziale 4.1 funkcjonują samodzielnie w różnych dziedzinach. I tak model Mayra często jest stosowany w analizie łuku łączeniowego, model Cassie'a – w analizie urządzeń elektrotermicznych. Uwzględniając relacje między przewodnością a potencjałem cieplnym oraz charakterystyki statyczne, model Mayra może być użyteczny do opisu obszaru katodowego, natomiast model Cassie'a – do opisu kolumny łuku.

W przypadku małych wartości stałych czasowych charakterystyka dynamiczna modelu Cassie'a może być przybliżona funkcją signum i stanowi graniczny przypadek modelu Lowkiego. Dla łuków silnoprądowych pracujących stabilnie, istotny jest ten ostatni model. Nawet, jeśli pominie się dynamikę łuku (jednoznaczna charakterystyka $U-I$), powoduje on zwiększenie indukcyjności roboczej całego obwodu [4.22, 4.27]. Podczas obserwacji charakterystyk prądowo-napięciowych łuków silnoprądowych oraz sterowania długością łuku należy pamiętać o dodatkowych napięciach indukowanych w pętli pomiaru napięcia, które mogą mocno zniekształcać mierzone napięcie łuku oraz jego charakterystyki prądowo-napięciowe i stosować pomiar z kompensacją tych spadków.

W dalszych badaniach skoncentrowano się na zjawiskach zachodzących w trójfazowym obwodzie energetycznym z obciążeniem nieliniowym. Ułatwia to przyjęcie modelu obciążenia w postaci (4.33).

LITERATURA DO ROZDZIAŁU 4

- [4.1] Wierzbiński A.: *Modele i wrażliwość układów sterowania*, WNT, Warszawa 1977
- [4.2] Shannon R.E.: *Systems simulation, the art and science*, Prentice-Hall, Inc., New Jersey, 1975
- [4.3] Ciok Z.: *Modele matematyczne łuku łączeniowego*, PAN Komitet Elektrotechniki, PWN, Warszawa 1987
- [4.4] Izerman R.: *Practical aspects of process identification*, "Automatica" 16, 1980, pp. 575-586
- [4.5] Cassie A.M.: *Theorie nouvelle des arcs de rupture et de la rigidite des circuit*, CIGRE 1939, No. 102
- [4.6] Mayr O.: *Beitrage zur Theorie des statischen und des dynamischen Lichtbogens*, Archive für Elektrotechnik, 37(1943), 12

- [4.7] Lowke J.J.: *A simple theory of free burning arc*, XIII ICPiG, 0466, Berlin 1977, 519-520
- [4.8] Kruczinin A.M., Sawicki A.: *Podstawy projektowania układów dynamicznych z łukiem elektrycznym*, seria Monografie nr 96, Wydawnictwo Politechniki Częstochowskiej, Częstochowa 2004
- [4.9] Lee H.E., Messerle H.K., Stokes A.D.: *New method for solving the energy balance equation for moving – boundary a.c. arcs*, Proc. IEE, Vol. 122 (1975), No. 2, pp. 103-106
- [4.10] Engel A.: *Ionized gases*, Oxford University Press, 1965
- [4.11] Mierdel G.: *Elektrophysik*, VEB Verlag, Technik Berlin 1970
- [4.12] Wciślik M., Kazała R., Łaskawski M.: *Arc discharge equivalent diagram and power supply circuit*, Monography, Gliwice 2002, pp. 266-276
- [4.13] Bowman B., Jordan G.R., Fitzgerald F.: *The physic of high-current arcs*. Journal of The Iron and Steel, 1969 June
- [4.14] Jordan G.R., Bowman B., Wakelam D.: *Electrical and fotografic measurements of high power arcs*. J. Phys. D. Appl. Physics, Vol. 3, 1970, pp. 1089-1099
- [4.15] Strachan D.C.: *High-current free-burning steel arcs*, IEE Gas Discharges Conf. Publ., Vol. 118, 1974
- [4.16] Strachan D.C.: *High-current, graphite-cathode, free-burning arcs*, Proc. IEE, Vol. 123, No. 11, 1976
- [4.17] Strachan D.C.: *High-current, steel-cathode, free-burning arcs*, J.Phys.D, Appl. Phys. Vol. 10, 1977, pp. 361-370
- [4.18] Okamura M., and oth.: *UHP arc furnaces elektrodes - effects of arcs and estimation of quality by use of a model arc furnaces*, UIE VII, N. 401, Warsaw 1972
- [4.19] Timm K.: *Elektromechanische Schwingungen der Elektroden tragarmesysteme von Lichtbogenöfen*; 4th Arc Furnace Meeting, Budapeszt 1985
- [4.20] Bretthauer K.: *Optimierung von Lichtbogenöfen zur Stahlerzeugung*, Elektrowärme International, 34(1976), B1, B21-25
- [4.21] Dmochowski Z., Kierus K.: *Polskie doświadczenia w dziedzinie pomiaru układów do pomiaru wielkości fizycznych dla stalowniczych i odlewniczych pieców łukowych*. Materiały z konferencji PKEt nt. Nowoczesne urządzenia i technologie elektrotermiczne w metalurgii, Szczyrk 1987
- [4.22] Wciślik M.: *Metoda estymacji parametrów toru elektrycznego urządzenia łukowego dla potrzeb sterowania procesem*, Zeszyty Naukowe Politechniki Świętokrzyskiej, seria Elektryka 28, Kielce 1992
- [4.23] Ameling D., Strunck F.J., Timm K., Wolf J.: *Operating results of an ultra-high-power arc furnace obtained after the conversion to eccentric bottom tapping and the introduction of computer- assisted process monitoring*, European Electric Steel Congress, Florence 1996, p. R.3.4/(1-25)
- [4.24] Shoup T.E.: *Applied numerical methods for microcomputer*, Prentice Hall, New Jersey 1984
- [4.25] Wciślik M.: *Pomiary podstawowych wielkości elektrycznych urządzenia łukowego dużej mocy*, Kwartalnik PAN „Metrologia i Systemy Pomiarowe” Wydawnictwo Naukowe PWN, Tom V, zeszyt 3/1998, Warszawa 1998, s. 201-212

- [4.26] Wciślik M.: *The characteristics of the three-phase arc furnace balanced circuit with non-linear arcs*, Elektrowärme International, 49(1991), B4, B212-B218
- [4.27] Köhle S.: *Lineares Ersatzschaldbild des Hochstromsystems Drehstrom-Lichtbogenöfen*, Elektrowärme International, 43(1985), B1, B16-B22
- [4.28] Kruczinin A.M., Sawicki A.: *Piece i urządzenia łukowe*, seria Monografie nr 94, Wydawnictwo Politechniki Częstochowskiej, Częstochowa 2000

5. ANALIZA JAKOŚCIOWA PRZEBIEGÓW CZASOWYCH MODELU OBWODU PIECA ŁUKOWEGO Z OBCIĄŻENIEM NIELINIOWYM

Obwód elektroenergetyczny pieca łukowego jest źródłem energii cieplnej procesów metalurgicznych, zachodzących w piecu łukowym. Energia ta wydziela się w łukach elektrycznych. Duża szybkość przemian energii w tych wyładowaniach uzasadnia założenie, że ich quasi-statyczne charakterystyki prądowo-napięciowe są jednoznaczne, nieliniowe i stacjonarne. O kształcie tych charakterystyk decyduje otoczenie, w tym także obwód zasilania. Zjawiska występujące w tym otoczeniu, takie jak roztopianie złomu, upalanie się elektrod oraz pole magnetyczne sąsiednich wyładowań zakłócają długość łuku i w efekcie wpływają na właściwości elektryczne. W latach dziewięćdziesiątych proponowano i wprowadzono stabilizację prądu łuków poprzez zwiększanie indukcyjności obwodu pieca łukowego. Okazało się, że indukcyjność można zwiększyć tylko w pewnym ograniczonym zakresie. Jeśli indukcyjności były zbyt duże, to obserwowano pogorszenie jakości pracy regulatorów położenia elektrod pieca łukowego i zwiększenie wahań napięcia [5.1, 5.2]. Sądzono, że ma to związek z niestabilnością łuku, ale podobne zjawisko obserwowano w sieci zasilającej indukcyjny piec do topienia żeliwa [5.3, 5.4]. Wynika stąd wniosek, że wahania napięcia mogą być powodowane również przez obciążenia inne niż piec łukowy oraz że zjawiska występujące w obwodzie w trakcie eksploatacji trójfazowego pieca łukowego mają charakter bardziej uniwersalny.

Iloraz mocy pozornej pieca łukowego do użytecznej dostępnej mocy zwarciowej systemu zasilania może dawać z pewnym prawdopodobieństwem obraz potencjalnych problemów związanych z migotaniem napięcia. Im wyższy jest ten iloraz, tym lepiej i łatwiej rozwiązywane są te problemy [5.5]. Wniosek ten można rozszerzyć na inne rodzaje odbiorników. Wynika zeń, że im większa jest moc zwarciowa rozdzielni zasilającej odbiornik niespokojny, tym mniejsze jest prawdopodobieństwo wystąpienia zjawiska wahań napięcia oraz że wahania napięcia wiążą się ze zmiennością obciążenia obwodu trójfazowego. W przypadku pieca łukowego obciążenie to stanowią sterowane niezależnie łuki elektryczne. Obciążenie to może być nieliniowe i niesymetryczne. Uwzględniając powyższe zaplanowano badania przebiegów charakterystycznych wielkości trójfazowego obwodu z obciążeniem nieliniowym, w ogólnym przypadku niesymetrycznego, w trakcie załączania obwodu. Taką analizę stanu ustalonego przedstawiono w pracach [5.6-5.8]. Rozważano w nich przebiegi uśredniane za okres napięcia zasilającego.

Dostępne obecnie systemy obliczeniowo-symulacyjne ułatwiają tworzenie modelu, przeprowadzenie analizy dynamiki przebiegów tego modelu oraz ułatwiają przedstawienie wyników w postaci graficznej.

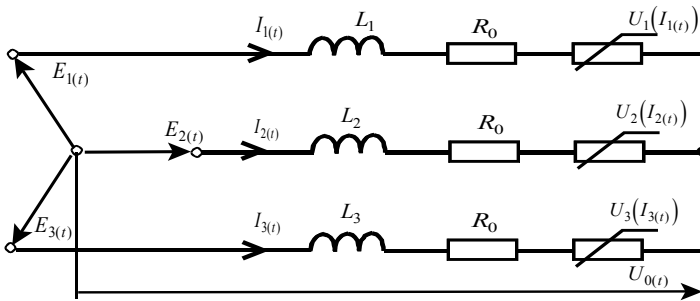
W przedstawionej w dalszej części tekstu analizie jakościowej badano, jakie przebiegi należy rozważać jako charakteryzujące obwód trójfazowy oraz jakie

składowe tych przebiegów należy wyodrębniać i mierzyć. Symulacja obwodu trójfazowego z obciążeniem nieliniowym ułatwia taką analizę.

Wynikiem stosowania jakościowej metody badawczej jest wyróżnienie istotnych zjawisk, cech, składników układu w odniesieniu do układu wzorcowego. Następnym etapem badań jest najczęściej użycie metod ilościowych w celu określenia parametrów wyróżnionych cech. Dobrym przykładem jest chemiczna analiza jakościowa, w której określa się (w granicach mierzalności stosowanej metody badań) jedynie występowanie lub brak jakiegoś składnika w mieszaninie. Zasadniczo różni się ona od chemicznej analizy ilościowej, w której określana jest liczbowo zawartość konkretnego składnika [5.9].

5.1. MODEL OBWODU WIELKOPRĄDOWEGO PIECA ŁUKOWEGO

Dalej analizowany jest obwód trójfazowy z obciążeniem nieliniowym zamodelowanym funkcjami nieliniowymi opisanymi równaniem (4.33). Schemat elektryczny modelowanego obwodu przedstawiono na rysunku 5.1. Na rysunku tym pominięto obwód pomiaru napięcia jako nieistotny w tej analizie zjawisk w obwodzie elektroenergetycznym pieca łukowego.



Rys. 5.1. Schemat analizowanego obwodu trójfazowego z obciążeniem nieliniowym

Równania obwodu o schemacie z rysunku 5.1 można zapisać w postaci:

$$L_1 \cdot \dot{I}_1(t) - L_3 \cdot \dot{I}_3(t) + R_1 \cdot I_1(t) - R_3 \cdot I_3(t) + U_1(I_1(t)) - U_3(I_3(t)) = E_1(t) - E_3(t) \quad (5.1)$$

$$L_2 \cdot \dot{I}_2(t) - L_3 \cdot \dot{I}_3(t) + R_2 \cdot I_2(t) - R_3 \cdot I_3(t) + U_2(I_2(t)) - U_3(I_3(t)) = E_2(t) - E_3(t) \quad (5.2)$$

$$I_1(t) + I_2(t) + I_3(t) = 0 \quad (5.3)$$

Po zrózniczkowaniu (5.3) uzyskuje się podobną równość pochodnych prądów:

$$\dot{I}_1(t) + \dot{I}_2(t) + \dot{I}_3(t) = 0 \quad (5.4)$$

Warunki początkowe niezbędne do rozwiązywania założono następujące $I_{1(0)}$ i $I_{2(0)}$.

Należy podkreślić, że układ jest trójfazowy bez przewodu zerowego i zawiera tylko dwa „oczka”, co oznacza, że jest to układ drugiego rzędu.

Wyznaczając z (5.3) i (5.4) trzeci z prądów i jego pochodną, a następnie podstawiając do równań (5.1) i (5.2) można je zapisać w postaci:

$$\mathbf{L}_2 \cdot \dot{\mathbf{I}}_{2(t)} = \mathbf{T}_{3w2} \cdot \mathbf{V}_{(t)} \quad (5.5)$$

wykorzystując następujące oznaczenia:

$$\begin{aligned} \mathbf{L}_2 &= \begin{bmatrix} L_1 + L_3 & L_3 \\ L_3 & L_2 + L_3 \end{bmatrix} & \mathbf{I}_{2(t)} &= \begin{bmatrix} I_{1(t)} \\ I_{2(t)} \end{bmatrix} \\ \mathbf{T}_{3w2} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} & \mathbf{V}_{(t)} &= \begin{bmatrix} V_{1(t)} \\ V_{2(t)} \\ V_{3(t)} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.6)$$

gdzie: $V_{k(t)} = E_{k(t)} - U_k(I_{k(t)}) - R_k \cdot I_{k(t)}$

$$E_{k(t)} = E_k \cdot \sin[\omega \cdot t + (k-1) \cdot 2\pi / 3], \quad k = 1, 2, 3.$$

W badaniach założono, że napięcia zasilające są sinusoidalne, o tej samej pulsacji, symetryczne (z przesunięciem fazowym 120°), ale ogólnie o różnych amplitudach.

Do wyznaczenia wektora prądu 3. rzędu wykorzystuje się przekształcenie:

$$\mathbf{I}_{3(t)} = \mathbf{T}_{2w3} \cdot \mathbf{I}_{2(t)} \quad (5.7)$$

gdzie:

$$\mathbf{I}_{3(t)} = \begin{bmatrix} I_{1(t)} \\ I_{2(t)} \\ I_{3(t)} \end{bmatrix} \quad \mathbf{T}_{2w3} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

Ostatecznie równania obwodu można zapisać w następującej postaci macierzowo-wektorowej:

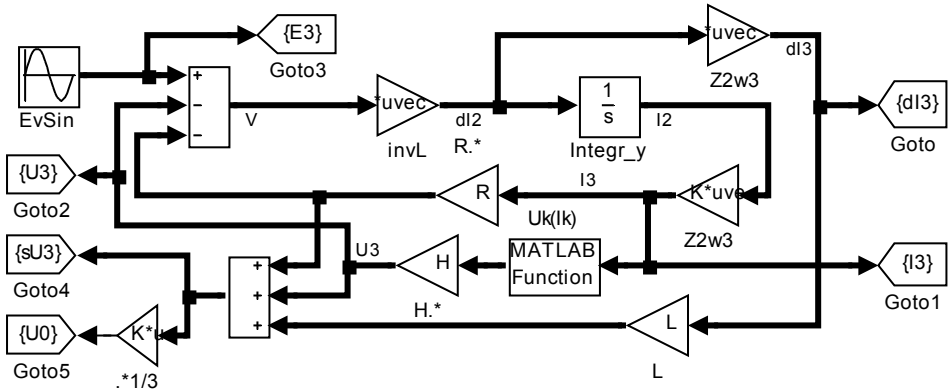
$$\dot{\mathbf{I}}_{2(t)} = \text{inv}\mathbf{L}_{23} \cdot \mathbf{V}_{(t)} \quad (5.9)$$

gdzie:

$$\text{inv}\mathbf{L}_{23} = \mathbf{L}_2^{-1} \cdot \mathbf{T}_{3w2} = \begin{bmatrix} L_2 + L_3 & -L_3 & -L_2 \\ -L_3 & L_1 + L_3 & -L_1 \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{L_1 \cdot L_2 + L_2 \cdot L_3 + L_3 \cdot L_1} \quad (5.10)$$

Warunki początkowe tego równania są określone przez $\mathbf{I}_{2(0)}$. Nieliniowość elementów powoduje, że metodą rozwiązania może być tylko symulacja. Postać

równań (5.5) i (5.6) ułatwia wektoryzację schematu operacyjnego tego równania w Simulinku. Schemat ten prezentowany jest na rysunku 5.2. Pogrubione linie oznaczają sygnały wektorowe, liczby przy tych liniach określają ilość sygnałów składowych (skalarynych) sygnału wektorowego. To powoduje, że ten schemat jest bardzo przejrzysty.



Rys. 5.2. Schemat operacyjny obwodu trójfazowego do symulacji w systemie MATLAB-Simulink

Poszczególne parametry określono wcześniej w skrypcie MATLAB-a. Po wywołaniu tego skryptu parametry te są wprowadzane do przestrzeni roboczej MATLAB-a, a następnie startowano program w Simulinku. Przebiegi wyjściowe wyznaczone na podstawie rozwiązania równania (5.9) są wyprowadzane pod nazwami określonymi przy poszczególnych blokach znaczników *Goto*_. Przebiegi te można obserwować na blokach oscyloskopów wybierając odpowiednie zmienne ze znaczników za pomocą bloków Simulinka *From* [5.14]. Znacznikami opisano przebiegi sygnałów trójfazowych: napięcia fazowe zasilania – E3, pochodne prądów względem czasu – dl3, prądy – I3, napięcia obciążenia – U3, sumy spadków napięcia na obwodach fazowych – sU3 oraz różnicę napięć między punktami neutralnymi odbiornika i źródła zasilania – U0. Wielkości te są traktowane jako wyjściowe schematu przedstawionego na rysunku 5.2 i wiąże je równanie zapisane dla każdej z trzech faz:

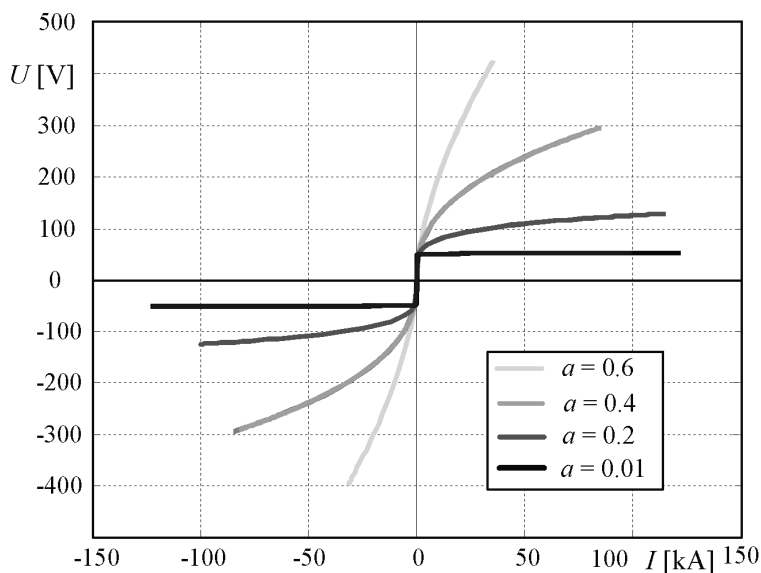
$$L_k \cdot \dot{I}_{k(t)} + R_k \cdot I_{k(t)} + U_k(I_{k(t)}) + U_{0(t)} = E_{k(t)} \quad k=1,2,3 \quad (5.11)$$

Napięcie $U_{0(t)}$ oznacza wartość chwilową różnicy potencjałów między punktami zerowymi obciążenia i źródła zasilania.

Charakterystyki obciążenia nieliniowego w k -tej fazie opisanego równaniem:

$$U_k(I_{k(t)}) = H_k \cdot |I_{k(t)}|^a \cdot \text{sign}(I_{k(t)}) \quad (5.12)$$

przedstawiono na rysunku 5.3. Otrzymano je rozpatrując obwód symetryczny o amplitudzie napięcia zasilającego 500 V, reaktancji 4 m Ω , rezystancji szeregowej 0,4 m Ω , oraz współczynniku proporcjonalności tych charakterystyk $H_k = 50 \text{ V/kA}^a$. Charakterystyki prądowo-napięciowe obciążenia badano dla wykładników $a = 0,01, 0,2, 0,4, 0,6$.



Rys. 5.3. Charakterystyki prądowo-napięciowe obciążenia nieliniowego w funkcji wykładnika nieliniowości

Na charakterystykach tych widoczny jest znaczny wpływ wykładnika a na wartość prądu i napięcia obciążenia nieliniowego. Dla ilustracji wpływu nieliniowości na przebiegi w badanym obwodzie przeprowadzono symulację wybierając $a = 0,01$ w czasie pięciu okresów po załączeniu obwodu i rejestrowano charakterystyki w końcowym okresie. Dla przyjętej wartości parametru H charakterystyki łuku, zastępcza rezystancja obciążenia nieliniowego wzrasta wraz z wykładnikiem a charakterystyki obciążenia, co powoduje znaczne obniżenie wartości maksymalnej prądu płynącego w obwodzie. Wskazuje to na konieczność normalizacji charakterystyk z uwzględnieniem tego wykładnika.

W standardach określających jakość energii w obwodach trójfazowych z obciążeniem nieliniowym można dostrzec pewną niekonsekwencję. Z jednej strony rozpatruje się harmoniczne w pasmie 0-2500 Hz lub nawet 0-5000 Hz [5.10], a jednocześnie moc czynna, prądy uśredniane są za co najmniej kilka okresów napięcia zasilania [5.11]. Tylko wartość skuteczna napięcia zasilania jest mierzona za okres 10 ms. Dlatego rozpatrując obwód o schemacie, jak na rysunku 5.1, postanowiono prowa-

dzić analizę jego wielkości charakteryzujących powyższy obwód z użyciem wartości chwilowych przebiegów, wielkości, które reprezentują istotne cechy obwodu.

W badaniach układów stabilizujących system zasilania (FACTS) [5.12, 5.13] przyjęto jako testowe obciążenie moc pieca łukowego, która jest falą prostokątną o częstotliwości 5-6 Hz, wypełnieniu 50% i współczynniku mocy zbliżonym do 0,7. Badano oddziaływania takiego obciążenia na wał generatorów zasilających system. Zakładano, że w trakcie przełączania mocy obciążenia nie występują procesy przejściowe. Założenie takie jest uzasadnione w przypadku współczynnika mocy większego od 0,7. Procesy przejściowe mogą występować podczas załączania i odłączania obciążenia. Po załączeniu obwodu na przebiegi prądów wpływają: źródła zasilania i wartości początkowe prądów. Natomiast, gdy odłączane jest napięcie zasilania, źródła nie dostarczają energii, a energia skumulowana w indukcyjnościach rozładowuje się przez uzwojenia transformatora i inne odbiorniki. Dlatego procesy przejściowe po załączeniu będą bardziej złożone niż po odłączeniu.

Biorąc powyższe pod uwagę przeprowadzono badania trójfazowego obwodu tylko po załączeniu zasilania obwodu z obciążeniem nieliniowym. Czas trwania badanych przebiegów przyjęto równy sześciu lub siedmiu okresom napięcia zasilania. Czas ten odpowiada okresowi wahań napięcia, dla którego występuje największa wrażliwość ludzkiego oka na migotanie światła (rys. 2.1).

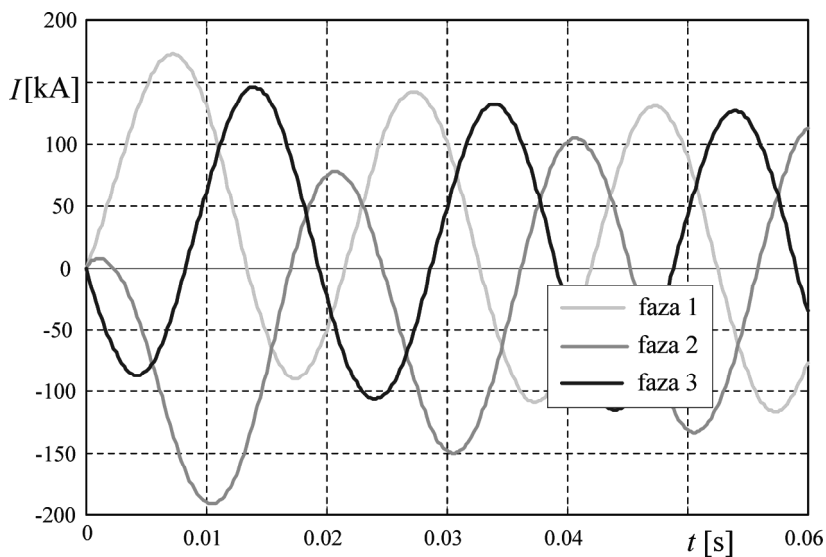
5.2. PRZEBIEGI WARTOŚCI CHWILOWYCH PRĄDÓW, NAPIĘĆ I MOCY FAZOWYCH MODELU OBWODU

Przebiegi generowane w schemacie na rysunku 5.2 można oglądać wykorzystując: blok oscyloskopu, z którego można zapisać dane; blok zapisu do pliku lub blok zapisu do przestrzeni roboczej. Następnie z tych danych można sporządzić wykresy przebiegów poszczególnych wielkości. Przyjęto, że wielkości te będą zapisywane jako wektorowe trójwymiarowe o składowych fazowych. Wielkości wektorowe oznaczono czcionkami prostymi, pogrubionymi.

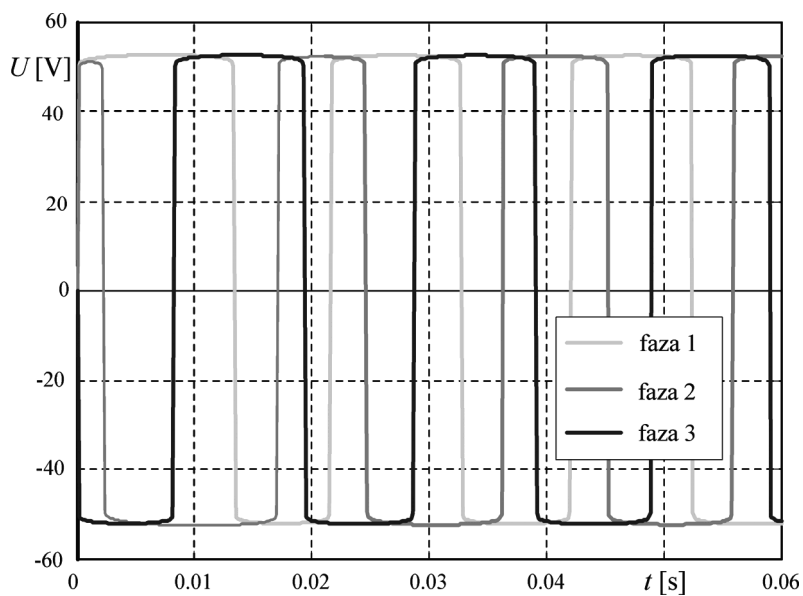
Jak przedstawiono wcześniej, w obwodzie z obciążeniem o charakterystyce podobnej do funkcji signum, w obciążeniu występuje przetwarzanie mocy pierwszej harmonicznej na moc wyższych harmonicznych. Dla tych harmonicznych obciążeniem są indukcyjności obwodu, co oznacza, że im wyższa jest częstotliwość harmonicznej, tym większa jest reaktancja indukcyjna dla tej harmonicznej. Dlatego przebiegi prądów są w małym stopniu zakłócone i dla stanu ustalonego są prawie sinusoidami. Natomiast przebiegi napięć obciążenia są zbliżone do kształtu fali prostokątnej.

Dla wyróżnienia zjawisk, które są niewidoczne w obwodzie z obciążeniem liniowym, w dalszej części tekstu prezentowane są przebiegi z najbardziej nieliniowymi charakterystykami obciążenia – dla wykładnika a bliskiego zeru.

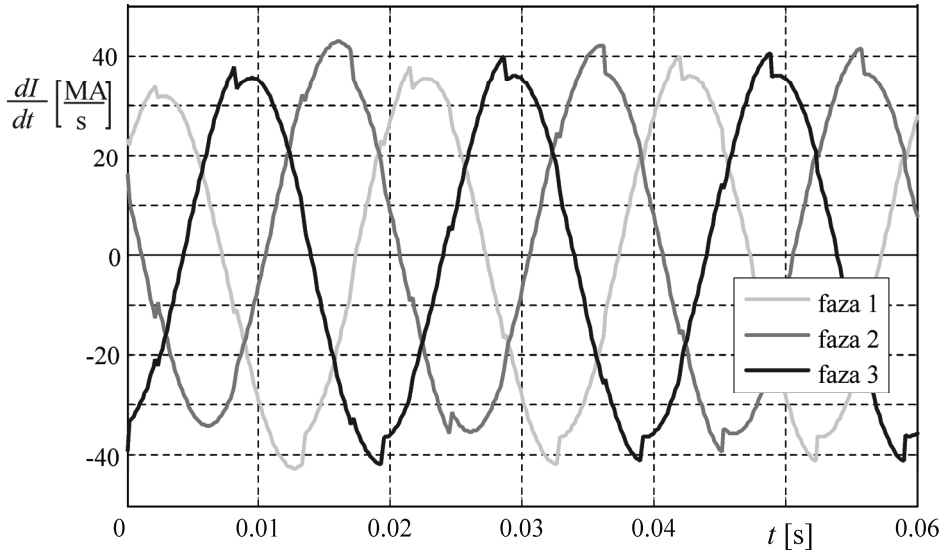
Na rysunkach 5.4, 5.5 i 5.6 przedstawiono odpowiednio przebiegi prądów fazowych, napięć odbiorników nieliniowych oraz pochodnych prądów fazowych względem czasu.



Rys. 5.4. Przebiegi prądów fazowych symulowanego układu w funkcji czasu



Rys. 5.5. Przebiegi napięć na nieliniowym obciążeniu w poszczególnych fazach symulowanego układu symetrycznego w funkcji czasu



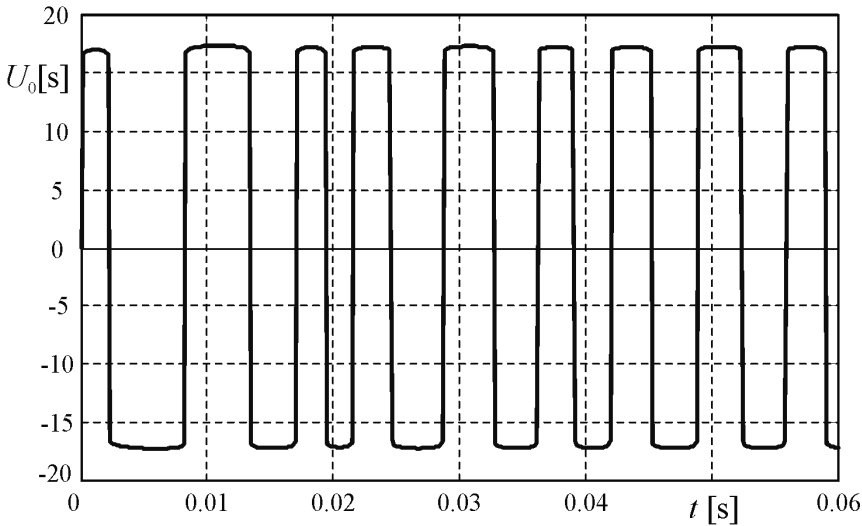
Rys. 5.6. Przebiegi pochodnych prądów fazowych względem czasu w symulowanym układzie

Z rysunków 5.4 i 5.5 wynika, że w trakcie procesów przejściowych prądów zmienia się amplituda, natomiast w przebiegach napięć występują zmiany częstotliwości i współczynnika wypełnienia fali prostokątnej z niezmienną amplitudą tej fali. Wpływ nieliniowości obciążenia widoczny jest bardziej na przebiegach pochodnych prądów względem czasu, co wynika z równań obwodu. Przebieg pochodnych może być wykorzystany do wyznaczenia chwilowych mocy biernych w postaci iloczynu napięć, pochodnych czasowych prądów i pulsacji [5.15]. Jest to definicja zbliżona do podanej w latach dwudziestych XX wieku przez Illović [5.16, 5.17]. Jest ona użyteczna do identyfikacji indukcyjności, formowania schematów zastępczych elementów nieliniowych, wyjaśnienia zjawisko wzrostu reaktancji zastępczej dla obciążenia nieliniowego oraz bilansuje moc bierną w obwodach zawierających nieliniowość.

W obwodzie symetrycznym wartość chwilowa różnicy potencjałów między punktami zerowymi obciążenia i źródła zasilania jest równa jednej trzeciej ujemnej sumy wartości chwilowych napięć obciążenia nieliniowego [5.18-5.20]:

$$U_{0(t)} = -[U_1(I_{1(t)}) + U_2(I_{2(t)}) + U_3(I_{3(t)})] / 3 \quad (5.13)$$

W przypadku obciążenia nieliniowego opisanego funkcją signum w stanie ustalonym, napięcie $U_{0(t)}$ jest falą prostokątną o amplitudzie równej trzeciej części amplitudy fazowego napięcia obciążenia i częstotliwości równej potrojonej częstotliwości napięcia zasilania. Współczynnik wypełnienia tej fali jest równy 0,5. Przebieg tego napięcia po załączeniu obwodu przedstawiono na rysunku 5.7.



Rys. 5.7. Przebieg różnicy potencjałów między punktem zerowym obciążenia i źródła zasilania

W przypadku niesymetrii obwodu napięcie $U_{0(t)}$ można określić ze wzoru (5.11). W czasie początkowych okresów po załączeniu (podobnie jak w przypadku napięć obciążenia) napięcie między punktami zerowymi posiada stałą amplitudę oraz zmienne parametry czasowe: częstotliwość i współczynnik wypełnienia. W przypadkach obciążenia liniowego i obwodu symetrycznego napięcie $U_{0(t)}$ jest równe zero.

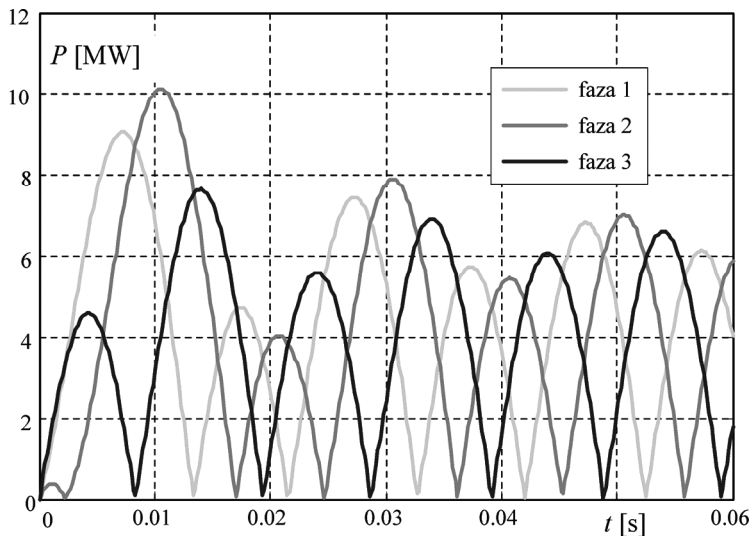
Przebieg natężenia przepływu energii w obwodzie i jej kumulacji przedstawiają odpowiednio przebiegi wartości chwilowych mocy czynnych i mocy biernych, określone jako iloczyny odpowiednio napięć i prądów, oraz napięć i pochodnych prądów po czasie:

$$P_{k(t)} = U_k(I_{k(t)}) \cdot I_{k(t)} \quad k = 1, 2, 3 \quad (5.14)$$

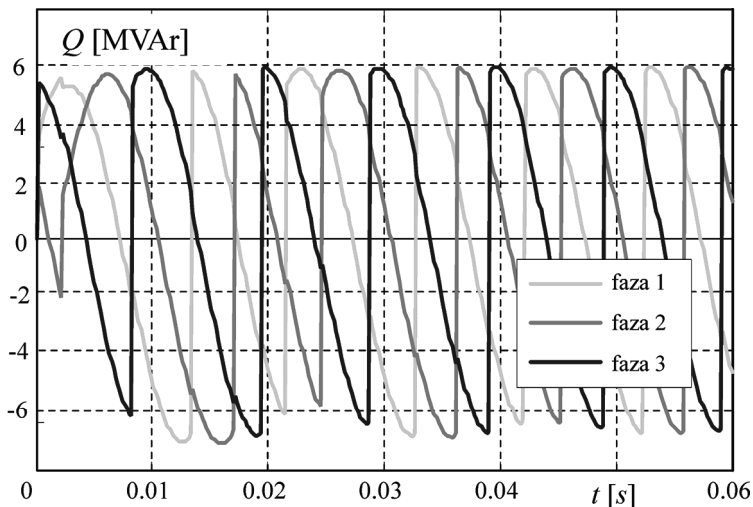
$$Q_{k(t)} = U_k(I_{k(t)}) \cdot \dot{I}_{k(t)} / \omega \quad k = 1, 2, 3 \quad (5.15)$$

Definicja chwilowej mocy biernej (5.15) jest spójna z wcześniej wspomnianą definicją mocy biernej w stanie ustalonym podaną przez Illović [5.16]. Uzasadnienie stosowania tej definicji można znaleźć w rozdziale 7, gdzie przedstawiono, że moc bierna, określona według (5.15) bilansuje się w obwodzie, podobnie jak moc czynna. Właściwości tej nie mają definicje mocy podane przez Budeanu i Fryzego [5.15] i [5.16].

Przebiegi wartości chwilowych mocy fazowych przedstawiono na rysunkach 5.8 i 5.9, traktując je jako składowe, odpowiednio: wektora $\mathbf{P}$ i $\mathbf{Q}$. Przebieg wartości chwilowych mocy czynnych charakteryzuje się dużymi oscylacjami wartości maksymalnych w kolejnych momentach czasu.



Rys. 5.8. Przebiegi chwilowych mocy czynnych fazowych nieliniowego obciążenia symulowanego obwodu



Rys. 5.9. Przebiegi chwilowych mocy biernych fazowych nieliniowego obciążenia symulowanego układu

Z przebiegu mocy czynnych w poszczególnych fazach obwodu z obciążeniem nieliniowym wynika, że po załączeniu obwodu występują oscylacje mocy czynnych we wszystkich fazach obwodu. Oscylacje takie nie występują dla mocy biernych przedstawionych na rysunku 5.9, mimo, iż ich przebiegi charakteryzują się dużą dynamiką zmian. Charakterystyka prądowo-napięciowa obciążenia jest jednoznaczna i nieparzysta. Dlatego przebiegi z rysunku 5.9 nie posiadają składowej

stałej w stanie ustalonym (stan quasi-statyczny). Dla przyjętej definicji mocy biernej (5.15) obciążenie nieliniowe przekształca energię pierwszej harmonicznej w energię wyższych harmonicznych i jest źródłem wyższych harmonicznych. Ale całkowita moc bierna tego obciążenia jest równa zero [5.7].

5.3. PRZEBIEGI WARTOŚCI CHWILOWYCH WYBRANYCH WIELKOŚCI TRÓJFAZOWYCH MODELU OBWODU SYMETRYCZNEGO PIECA ŁUKOWEGO

Przedstawione na rysunkach 5.4-5.9 przebiegi wartości chwilowych dostarczają nam bardzo wiele informacji, które trudno jest interpretować ze względu na „modulację” o częstotliwości sieciowej i obciążenie nieliniowe pobierające energię od harmonicznej podstawowej i przetwarzające ją na energię wyższych harmonicznych. W celu dostrzeżenia istotnych zjawisk, konieczne jest określenie takiej reprezentacji poszczególnych wielkości, która uprości ocenę tych zjawisk i ułatwi określenie interakcji między odbiornikiem i systemem zasilania. Wartości skuteczne prądów i napięć mogą być użyteczne, jeśli okres uśredniania wynosi co najmniej połowę okresu napięcia zasilania. Dla analizy zjawisk w obwodzie trójfazowym mogą być interesujące wielkości związane z energią i mocą – natężeniem przepływu energii poprzez obwód. Aby prześledzić te wielkości, należy zapisać równania obwodu w postaci (5.11). Stosując określenia mocy czynnej (5.14) i biernej (5.15) dla grup trzech elementów: trzech odbiorników nieliniowych, trzech rezystancji i trzech indukcyjności, można wyznaczyć moce chwilowe trójfazowe: czynną i bierną tych elementów i sprawdzić bilans tych mocy. W tym celu, aby uzyskać moc czynną wystarczy pomnożyć napięcia na poszczególnych elementach przez prąd danej fazy, a moc bierną przez pochodną prądu względem czasu i podzielić przez pulsację:

$$L_k \cdot \dot{I}_{k(t)} \cdot I_{k(t)} + R_k \cdot I_{k(t)}^2 + U_k(I_{k(t)}) \cdot I_{k(t)} + U_{0(t)} \cdot I_{k(t)} = E_{k(t)} \cdot I_{k(t)} \quad (5.16)$$

$$\left[L_k \cdot \dot{I}_{k(t)}^2 + R_k \cdot I_{k(t)} \cdot \dot{I}_{k(t)} + U_k(I_{k(t)}) \cdot \dot{I}_{k(t)} + U_{0(t)} \cdot \dot{I}_{k(t)} \right] / \omega = E_{k(t)} \cdot \dot{I}_{k(t)} / \omega \quad k=1,2,3 \quad (5.17)$$

a następnie zsumować w trzech fazach. Pierwszy z wyrazów w (5.16) oznacza moc czynną indukcyjności P_L , drugi – moc rozpraszaną rezystancji P_{Ro} , a trzeci moc czynną nieliniowości – P_{nl} . Moc P_L w stanie ustalonym jest równa zero. Suma tych mocy jest równa mocy dostarczanej ze źródła zasilania. Podobnie oznaczono moc bierną.

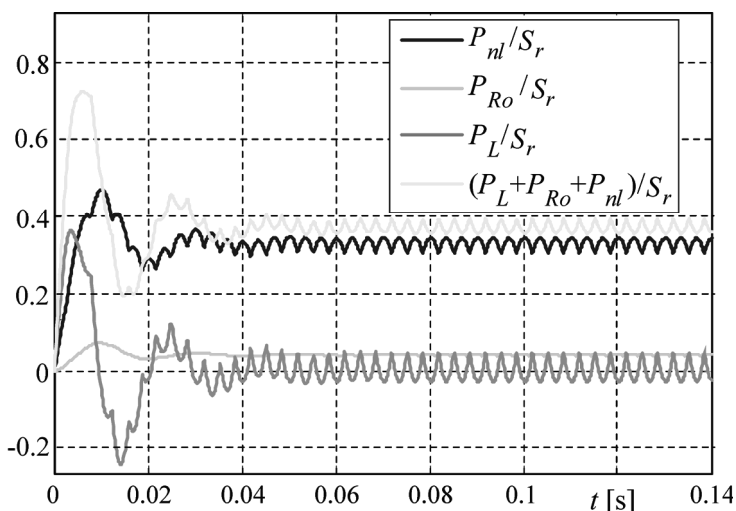
Aby ułatwić ocenę poszczególnych wielkości, wprowadzono stałe odniesienia, zależne od parametrów obwodu symetrycznego, pozwalające określić charakterystyki obwodu trójfazowego w postaci bezwymiarowej. Jako podstawowe parametry obwodu przyjęto średnią arytmetyczną amplitud fazowych napięć zasilających

– E_s oraz średnią arytmetyczną fazowych reaktancji indukcyjnych obwodu – X_s . Podstawy tego założenia przedstawiono w pracy [5.7] i w rozdziale 6. Z wielkości podstawowych wynikają: prąd odniesienia I_r i moc odniesienia S_r , charakteryzujące obwód trójfazowy. Są one określone następująco:

$$I_r = E_s / X_s; \quad S_r = \frac{3}{2} \cdot E_s^2 / X_s \quad (5.18)$$

Moc czynna w obwodzie liniowym jednofazowym prądu przemiennego ma składową stałą i składową sinusoidalną o częstotliwości równej podwojonej częstotliwości napięć zasilających, przy czym dla rezystancji amplituda składowej sinusoidalnej jest równa składowej stałej. Natomiast dla symetrycznego obwodu trójfazowego zasilanego napięciem sinusoidalnym trójfazowa moc czynna chwilowa $P_{(t)}$ w stanie ustalonym jest stała, nie zawiera składowej sinusoidalnej. W obciążeniu liniowym niesymetrycznym wystąpi składowa sinusoidalna chwilowej mocy czynnej. Amplituda tej składowej może być miarą asymetrii obwodu. Pozostają jednak pytania, na które trudno odpowiedzieć. Jakie będą przebiegi składowe mocy czynnej dla obciążenia nieliniowego? Jaki będzie przebieg mocy czynnej chwilowej w obciążeniu nieliniowym w stanie nieustalonym? Jakie będzie znaczenie energii kumulowanej w indukcyjnościach obwodu? Odpowiedzi na te pytania można uzyskać wykorzystując model opracowany w p. 5.1, przeprowadzając symulacje obwodu i wyznaczając charakterystyczne wielkości obwodu.

Na rysunku 5.10 przedstawiono wykresy trójfazowej mocy czynnej tych grup elementów oraz trójfazową moc czynną całego obwodu, będącą sumą wcześniej określonych mocy.



Rys. 5.10. Przebiegi mocy czynnej trójfazowej w symetrycznym obwodzie trójfazowym z obciążeniem nieliniowym dla: $a = 0,1$; $H = 0,3$

Wszystkie te moce zostały odniesione do mocy referencyjnej S_r (5.18). Dla obciążenia liniowego, w obwodzie trójfazowym, w stanie ustalonym tak określona wielkość jest nie większa od 0,5. Obciążenie nieliniowe o charakterystyce prądowo-napięciowej opisanej funkcją signum, dla $R_0/L_s < 0,1$ powoduje zmniejszenie maksymalnej mocy obwodu jednofazowego o ok. 20% [5.22] i dla obwodu trójfazowego o ok. 10% [5.6] w odniesieniu do obciążenia liniowego. Wykres tych mocy przedstawia zjawiska, które są niewidoczne, gdy stosuje się uśrednianie za okres napięcia zasilania i/lub rozważa się obwód w stanie ustalonym. Z analizy wpływu poszczególnych parametrów na przebiegi mocy czynnej chwilowej po załączeniu obwodu wynikają następujące stwierdzenia o charakterze jakościowym:

1. Obwód trójfazowy RL z symetrycznym obciążeniem nieliniowym, opisanym równaniem (5.12), zasilany z trójfazowego sinusoidalnego źródła, bez przewodu zerowego, pobiera w stanie ustalonym moc czynną chwilową posiadającą składową stałą oraz składową okresową, niesinusoidalną częstotliwości równej sześciokrotności częstotliwości napięć zasilania, przy czym kształt tej składowej okresowej zależy od wykładnika charakterystyki (5.12) oraz parametrów (punktu pracy) obwodu.
2. Niesymetria w powyższym obwodzie powoduje, że w stanie ustalonym moc czynna chwilowa posiada ponadto składową okresową o częstotliwości równej podwojonej częstotliwości napięć zasilania.
3. Symetryczny obwód trójfazowy RL, bez przewodu zerowego, zasilany z trójfazowego sinusoidalnego źródła, gdy jest załączany pobiera moc czynną chwilową, która narasta oscylacyjnie, przy czym okres tych oscylacji jest równy okresowi napięcia zasilania, zaś amplituda tej mocy może być dwukrotnie większa od wartości mocy w stanie ustalonym. Zjawisko to nazwano *oscylacją załączania*. Jest ono związane z kumulowaniem energii w indukcyjnościach obwodu i zależy głównie od współczynnika mocy obwodu. Wpływ nieliniowości obciążenia (wykładnika charakterystyki obciążenia nieliniowego) na te oscylacje jest mniej istotny.

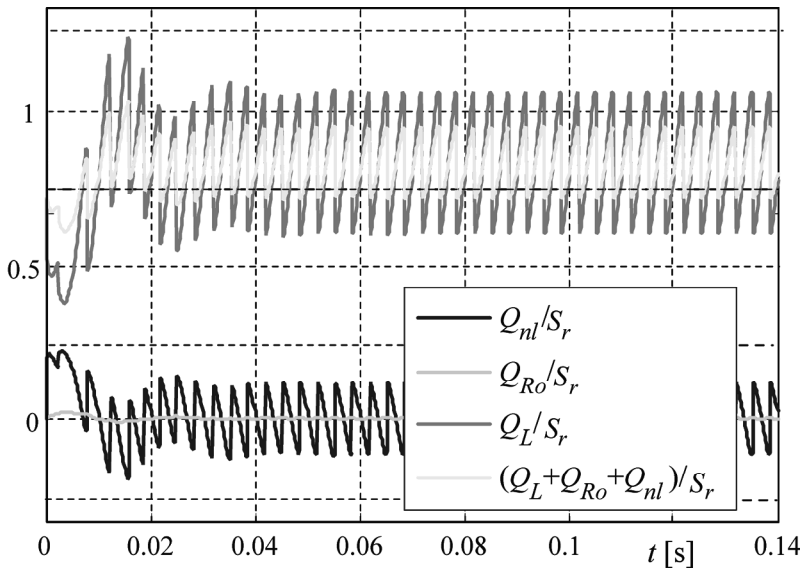
Porównując przebiegi mocy czynnej z rysunku 5.10 w poszczególnych rodzajach elementów, można stwierdzić, że przebieg trójfazowej mocy czynnej rezystorów posiada większe względne przeregulowanie (powstałe po załączeniu) niż trójfazowa moc czynna obciążenia nieliniowego. Ponadto z tego przebiegu wynika, że moc czynna indukcyjności, uśredniona w stanie ustalonym, posiada składową równą zero, ale posiada niezerową składową przejściową w trakcie załączania obwodu. Składową tę wyróżniono jako oscylację załączania mocy czynnej chwilowej indukcyjności. Ze wstępnej analizy wynika, że oscylacja ta zależy od współczynnika mocy obwodu, a w mniejszym stopniu jest zależna od nieliniowości obciążenia.

Podobnie jak moc czynna, trójfazowa moc bierna chwilowa $Q_{(t)}$, rozumiana jako suma mocy biernych fazowych (5.15), opisana równaniem:

$$Q_{(t)} = Q_{1(t)} + Q_{2(t)} + Q_{3(t)} \quad (5.19)$$

również ma składową stałą.

Na rysunku 5.11 przedstawiono wykresy trójfazowej mocy bierniej chwilowej poszczególnych grup elementów oraz trójfazową moc bierną chwilową całego obwodu, będącą sumą wcześniej określonych mocy.

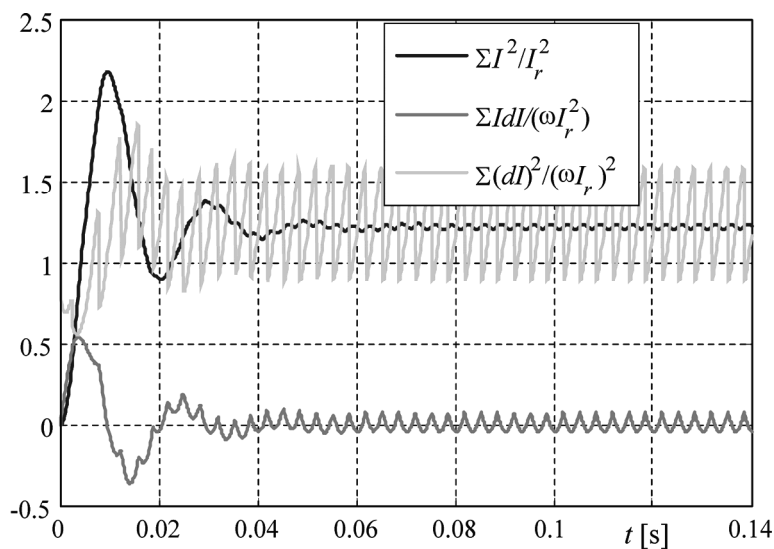


Rys. 5.11. Przebiegi mocy biernych trójfazowych w symetrycznym obwodzie trójfazowym z nieliniowym obciążeniem o parametrach: $a = 0,1$; $H = 0,3$

Wśród wyróżnionych składowych mocy poszczególnych elementów toru elektrycznego pieca łukowego dominuje moc bierna indukcyjności. Nieliniowość powoduje głównie oscylacje całkowitej mocy bierniej obwodu. Z przebiegów poszczególnych mocy pokazanych na rysunku 5.11 wynika, że po załączeniu oscylacje składowej wolnozmiennej mocy biernych są raczej małe w porównaniu do oscylacji mocy czynnych. Zwiększona jest natomiast amplituda składowa o okresie sześciokrotnie mniejszym od okresu napięcia zasilania. Wynika to z użycia pochodnych prądów do wyznaczania tych mocy.

W równaniach (5.16) i (5.17) występują kwadraty prądów fazowych i ich pochodnych oraz iloczyny prądów fazowych i ich pochodnych. Dla obciążenia liniowego trójfazowa moc czynna rezystorów oraz energia indukcyjności obwodu są proporcjonalne do sumy kwadratów prądów fazowych. Moc czynna chwilowa indukcyjności jest zależna od iloczynów prądów fazowych i ich pochodnych względem czasu. Moc bierna indukcyjności jest funkcją kwadratów pochodnych prądów fazowych. Uwzględniając powyższe, do analizy wybrano: sumę kwadratów prądów

fazowych, sumę fazowych iloczynów prądów i ich pochodnych oraz sumę kwadratów pochodnych prądów względem czasu. Wielkości te unormowano odpowiednio kwadratem prądu I_r , kwadratem prądu I_r pomnożonym przez pulsację ω oraz kwadratem iloczynu prądu I_r i pulsacji ω i przedstawiono je na rysunku 5.12.



Rys. 5.12. Przebiegi sumy kwadratów prądów, sumy iloczynów prądów i ich pochodnych oraz kwadratów pochodnych prądów symetrycznego obwodu trójfazowego z obciążeniem nieliniowym o parametrach: $a = 0,1$; $H = 0,3$; $R_o/X_s = 0,05$

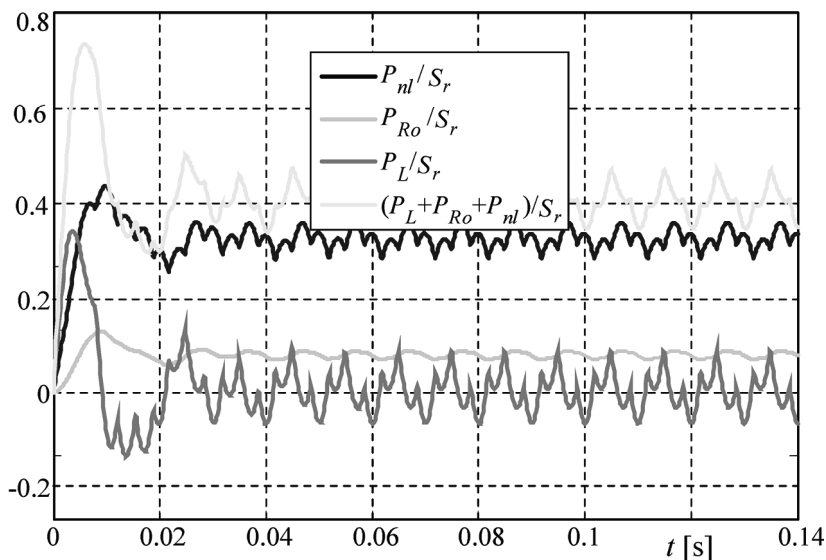
Przebiegi z rysunku 5.12 są podobne do niektórych z przebiegów przedstawionych na rysunku 5.10. Suma kwadratów prądów jest proporcjonalna do mocy czynnej chwilowej rezystancji, suma iloczynów prądów i ich pochodnych jest proporcjonalna do mocy czynnej chwilowej indukcyjności, natomiast suma kwadratów pochodnych prądów – do mocy biernej chwilowej indukcyjności. Przebiegi te, podobnie jak wykresów mocy czynnych, posiadają charakterystyczne „przeregulowania”, oscylacje występujące przy załączaniu. Oscylacje te związane są z kumulowaniem energii w indukcyjnościach obwodu i zależą głównie od współczynnika mocy obwodu. Obserwowane są również w obwodzie z obciążeniem liniowym. Wpływ nieliniowości obciążenia (wykładnika charakterystyki obciążenia nieliniowego) na te oscylacje jest mniej istotny niż wpływ współczynnika mocy obwodu.

W przebiegach prezentowanych w tym podrozdziale nieliniowość obciążenia w symetrycznym obwodzie trójfazowym powoduje pojawienie się, w stanie ustalonym, składowych okresowych o częstotliwości równej sześciokrotnej częstotliwości źródeł zasilania. Amplituda i kształt tych składowych zależy od wykładnika a charakterystyki nieliniowej obciążenia. Wartościom a bliskim jedności (obciążenie liniowe) odpowiada zanik tych przebiegów.

5.4. WPŁYW ASYMETRII NA PRZEBIEGI WARTOŚCI CHWILOWYCH WYBRANYCH WIELKOŚCI TRÓJFAZOWYCH MODELU OBWODU

W analizowanym obwodzie wyróżnić można trzy rodzaje asymetrii: napięć zasilania, indukcyjności oraz elementów obciążenia. Jak przedstawiono w pracach [5.18, 5.24, 5.7, 5.21], stosując zmienne bezwymiarowe można sprowadzić te asymetrie do „wspólnego mianownika”. Odchylenia od symetrii prądu są kombinacją liniową odchyżeń poszczególnych elementów od symetrii. Zagadnienia te przedstawiono w rozdziale 8. Wstępnie skoncentrowano się na analizie jakościowej wpływu jednego z rodzajów asymetrii na przebiegi wielkości prezentowanych w poprzednim podrozdziale.

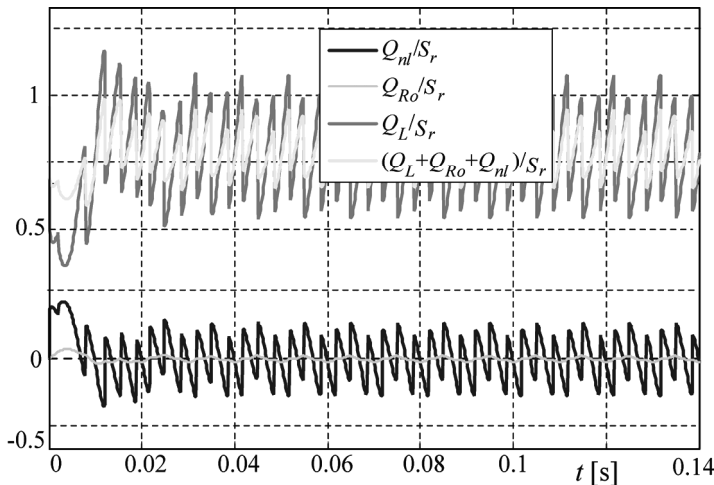
Przyjęto, że występuje asymetria indukcyjności: w fazie 1 indukcyjność fazowa jest o 10% większa od średniej fazowej, a w fazie 2 jest o 10% mniejsza. Indukcyjność średnia fazowa jest taka sama, jak w przypadku układu symetrycznego. Przebiegi sumy mocy obciążenia rezystancji, indukcyjności oraz całego obwodu przedstawiono na rysunku 5.13.



Rys. 5.13. Przebiegi mocy czynnej trójfazowej w obwodzie trójfazowym z obciążeniem nieliniowym: $a = 0,1$; $H = 0,3$ i niesymetrycznymi indukcyjnościami fazowymi

Z kształtu przebiegów mocy czynnej poszczególnych elementów obwodu trójfazowego wynika, że w porównaniu z przebiegami z rysunku 5.10 zawierają one składową okresową o częstotliwości 100 Hz ($2f$). Składowa ta jest największa na źródle asymetrii obwodu, czyli na indukcyjnościach. Widoczne jest przesunięcie fazowe tej składowej na indukcyjności i na elementach rozpraszających energię. Moc średnia wydzielana w rezystorach jest nieco większa niż w przypadku obwodu symetrycznego.

Przebiegi mocy biernych, analogiczne do rysunku 5.11, ale w obwodzie niesymetrycznym przedstawiono na rysunku 5.14.



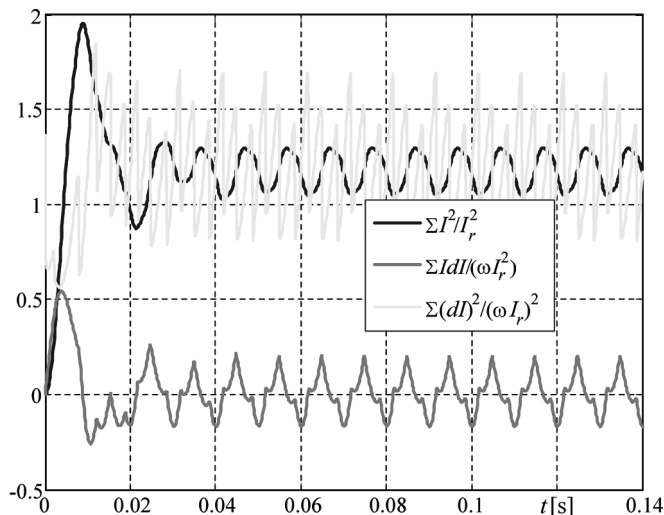
Rys. 5.14. Przebiegi mocy biernych trójfazowych w obwodzie trójfazowym z obciążeniem nieliniowym: $a = 0,1$; $H = 0,3$ i niesymetrycznymi indukcyjnościami fazowymi

W porównaniu do rysunku 5.11, podobnie jak w przypadku mocy czynnych, asymetria spowodowała pojawienie się składowej $2f$ w powyższych przebiegach. Jednakże amplituda tej składowej w porównaniu do składowej o częstotliwości $6f$ jest znacznie mniejsza niż w przebiegach mocy czynnej.

Biorąc pod uwagę definicje energii indukcyjności i mocy czynnej, na rysunku 5.15 przedstawiono przebiegi sumy kwadratów prądów fazowych, sumy ich pochodnych i sumy kwadratów pochodnych.

Przebiegi na rysunku 5.15 nie mają tak dobrej interpretacji, jak przebiegi czasowe mocy, ale pozwalają ocenić stopień i charakter nieliniowości (suma kwadratów pochodnych prądów), wielkość asymetrii oraz oscylację załączania – suma kwadratów prądów. Wielkości te mogą także być użyteczne do wyznaczania parametrów zastępczych obwodu z obciążeniem nieliniowym. Wraz ze zmianą wykładnika charakterystyki nieliniowej zmienia się kształt składowej okresowej o częstotliwości $6f$. Składową tę nazwano oscylacjami $6f$. Małym wartościom parametru a odpowiada przebieg tej składowej zbliżony do sinusoidy wyprostowanej dwupołkwkowo i można go przedstawić jako sumę składowych harmonicznnych o częstotliwościach równych wielokrotności $6f$. Dla wartości a bliskich jedności – przebieg upodabnia się do sinusoidy, a wyższe harmoniczne zanikają.

Ze składowych o częstotliwości $6f$ sumy prądów i sumy mocy czynnych modulujących częstotliwość f wynikają odpowiednio harmoniczne 5 i 7. Gdy w przebiegu modulującym występują wyższe harmoniczne, wówczas w prądach i napięciach obwodu symetrycznego powstają harmoniczne: 11 i 13, 17 i 19, 23 i 25, itd.



Rys. 5.15. Przebiegi sumy kwadratów prądów, sumy iloczynów prądów i ich pochodnych oraz kwadratów pochodnych prądów obwodu trójfazowego z obciążeniem nieliniowym o parametrach: $a = 0,1$; $H = 0,3$ i niesymetrią indukcyjności fazowych

PODSUMOWANIE

Obciążenie nieliniowe jest generatorem oscylacji $6f$, o częstotliwości równej sześciokrotności częstotliwości sieciowej. Zamienia ono częściowo moc harmoniczną podstawowej na moc wyższych harmonicznymi [5.22], w tym przypadku składowych $6f$. W torze bez przewodu zerowego składowe $6f$ mocy odkładają się między punktami zerowymi źródła zasilania i obciążenia z przeciwnym znakiem, co wynika m.in. z równania (5.13). Składowa wydzielająca się na indukcyjności toru jest różnicą składowych: nieliniowości i wynikającej z różnicy potencjału między punktami zerowymi.

Uwzględniając, że system zasilania (transformatory i linie zasilające) modeluje się jako indukcyjności [5.22], oscylacje $6f$ mocy są zależne od odległości od odbiornika. Ich kształt zmienia się z oddalaniem się od odbiornika i zbliżaniem do źródła zasilania. Z wykresów na rysunkach 5.10 i 5.11 wynika, że powyższe zjawisko dotyczy mocy czynnej i mocy biernej określonej według równania (5.15).

Moc czynna pobierana z trójfazowego źródła zasilania, z dokładnością do mocy strat, przenoszona jest przez wał napędzający z turbiny źródła mocy mechanicznej. Obciążenie nieliniowe powoduje drgania (oscylacje) skrętne wału o częstotliwości $6f$, przyspieszając zmęczenie mechaniczne wału oraz drgania generatora. Im silniejsza jest nieliniowość (a jest bliższe zero), tym większa jest amplituda tych drgań i szersze widmo częstotliwościowe tych drgań.

Niesymetria obwodu powoduje natomiast drgania o częstotliwości $2f$ – dalej oznaczane jako oscylacje $2f$. Ze wstępnych badań wynika, że są one bliższe drganiom harmonicznym niż oscylacje $6f$.

Symetryczny i liniowy obwód trójfazowy może stanowić układ (obwód) odniesienia – przypadek idealny. Nie występują w nim powyższe oscylacje. Oscylacje $2f$ i $6f$ można wykorzystać jako sygnały – symptomy w systemie nadzorowania i diagnostyki poprawnej pracy systemu energetycznego.

Przedstawione wcześniej oscylacje dotyczą zasadniczo stanu ustalonego. Oprócz tego stanu w dziedzinie czasowej przebiegów z załączania obwodu, rozważanego w rozdziale 5, wyróżnić należy drugą część: początkową, zawierającą procesy przejściowe załączania obwodu do zasilania. W tej części występuje oscylacja załączania (widoczna na przebiegach sumy fazowych mocy czynnych) oraz sumy kwadratów prądów fazowych i sumy kwadratów pochodnych czasowych prądów fazowych. W szeregowym schemacie zastępczym systemu zasilania te sumy kwadratów są niezależne od punktu ich pomiaru, wyznaczania i reprezentują interakcję nieliniowości obciążenia i asymetrii obwodu na źródło zasilania.

We wstępnej analizie obwodu z obciążeniem nieliniowym stwierdzono, że oscylacja załączania sum kwadratów prądów i pochodnych występuje prawie niezależnie od asymetrii analizowanego obwodu i nieliniowości obciążenia.

Suma kwadratów prądów fazowych obwodu trójfazowego w porównaniu do mocy czynnej i biernej, wartości skutecznej jest wskaźnikiem o dość prostym algorytmie obliczania. Nie zawiera operacji uśredniania i bez opóźnienia pokazuje dynamikę procesów zachodzących w obwodzie trójfazowym nieliniowym.

W dalszej analizie rozróżnia się zmienne skalarne (trójfazowe), dotyczące całego obwodu oraz zmienne wektorowe, których elementy charakteryzują poszczególne obwody fazowe. Ze względu na znaczną ilość zmiennych, w dalszych analizach wskazane jest zastosowanie modelu linearyzowanego obwodu trójfazowego opracowanego dla obwodu wielkoprądowego pieca łukowego i publikowanego w pracach [5.18, 5.24, 5.7].

LITERATURA DO ROZDZIAŁU 5

- [5.1] Maduell P., Bowman B.: *Effect of adding reactance on furnace performance at Celsa*, 4th European Electric Steel Congress, Madrid 1992, pp. 203-213
- [5.2] Timm K.: *Elektromechanische Schwingungen der Elektroden Tragarmesysteme von Lichtbogenöfen*, 4th Arc Furnace Meeting, Budapeszt 1985
- [5.3] Jagieła K., Gała M.: *Wahania napięcia w publicznych sieciach elektroenergetycznych*, „Przegląd Elektrotechniczny”, R. 81, Nr 4/2005, s. 21-24
- [5.4] Key T.S., Mansoor A.: *Power Quality of Induction Melting in Metals Production*, Conference UIE 2000, Lisboa, pp. 579-588
- [5.5] Zhang Z., Fahmi N.R., Norris W.T.: *Flicker Analysis and Methods for Electric Arc Furnace Flicker (EAF) Mitigation (A Survey)*, 2001 IEEE Porto Power Tech Conference, 10-13 September, pp. 10-45

- [5.6] Wciślik M.: *The Characteristics of the Three-phase Arc Furnace Balanced Circuit with Non-linear Arcs*, Elektrowärme International 49(1991) B4, November, B212-B218
- [5.7] Wciślik M.: *Metoda estymacji parametrów toru elektrycznego urządzenia łukowego dla potrzeb sterowania procesem elektrostalowniczym*, Zeszyty Naukowe Politechniki Świętokrzyskiej, seria Elektryka 28, Kielce 1992, 129 str.
- [5.8] Wciślik M., Gorazda Z.: *A New Mathematical Model of an Arc Furnace Circuit*, II European Electric Steel Congress, Florence 1986, 14 str.
- [5.9] Wikipedia – Metody jakościowe badań
- [5.10] PN-EN6100-4-7 Kompatybilność elektromagnetyczna, Metody badań i pomiarów, 1998
- [5.11] Driesen J.: *Guide to Quality of Electrical Supply for Industrial Installations*, Power Quality: Harmonics, UIE, 2005
- [5.12] Zhang L., Baldwin M., Liu Y., Ingram M.R., Bradshaw D.T., Eckroad S., Crow M.L.: *EAF Voltage Flicker Mitigation by FACTS/ESS*, IEEE PES, Vol. 1, pp. 372-376
- [5.13] Baldwin M.W.: *Electric Arc Furnace Impact on Generator Torque*, IEEE PES, 2004, Vol. 2, pp. 776-780
- [5.14] Simulink System Simulation for Matlab, Using Simulink, Vol. 4, The Mathworks, Inc., 2000
- [5.15] Wciślik M.: *Moc bierna w obwodzie z odbiornikiem nieliniowym*, Kwartalnik Elektroniki i Telemechaniki 1992, T. 37, Z. 1-2, s. 305-315
- [5.16] Pasko M., Maciążek M.: *Wkład elektrotechniki teoretycznej w poprawę jakości energii elektrycznej*, „Wiadomości Elektrotechniczne”, Rok LXXII (2004), nr 7-8, pp. 37-46
- [5.17] Czarnecki L.S.: *Moce w obwodach elektrycznych z niesinusoidalnymi przebiegami prądów i napięć*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2005
- [5.18] Wciślik M.: *Analiza układu elektrycznego urządzenia łukowego z uwzględnieniem nieliniowości obciążenia*, Rozprawa doktorska, Wydział Elektryczny Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1981
- [5.19] Kalić D., Bogdanowić S., Bulajić R.: *Analysis of three-phase non-linear electric circuit of the arc furnace for steel production*, Elektrowärme International, 40(1982), B1
- [5.20] Sakulin M.: *Studie über das elektrische Verhalten des Dreiphasen Lichtbogenofens*, 10 UIE, Stockholm 1984, No. 2.2.6
- [5.21] Wciślik M.: *Linear Model of a three-phase Circuit Characteristics*, Int. Conf. Electric Power Quality and Utilisation '09, Łódź 2009, p. 6
- [5.22] Wciślik M.: *Analiza obwodu jednofazowego prądu przemiennego z łukiem elektrycznym*, XV Sympozjum „Zjawiska Nieliniowe”, Błażejewko 1987, 8 str.
- [5.23] Kolcun M., Chladny V., Varga L., Beňa L., Ilenin S., Leščinský P., Mešter M.: *Analýza elektrizačnej sústavy*, Technická Univerzita Košice 2005, ISBN 80-89057-09-8
- [5.24] Wciślik M.: *A linearized Mathematical Model of a Three-phase Arc Furnace Circuit*, Archiv für Elektrotechnik, 68, 1985, pp. 273-278

6. MODELE PROCESÓW PRZEJŚCIOWYCH I STANU USTALONEGO OBWODU TRÓJFAZOWEGO PIECA ŁUKOWEGO

Dziedzinę czasową załączenia obwodu trójfazowego pieca łukowego można podzielić na dwie części: początkową, zawierającą procesy przejściowe załączania obwodu do zasilania, oraz stan ustalony następujący po zakończeniu tych procesów przejściowych. Granica między częścią początkową a stanem ustalonym zależy od ilorazu średnich arytmetycznych fazowych indukcyjności i rezystancji. Dla zwarć inicjujących, zapalających łuki elektryczne w piecu łukowym, granica ta jest równa kilku okresom napięcia zasilania.

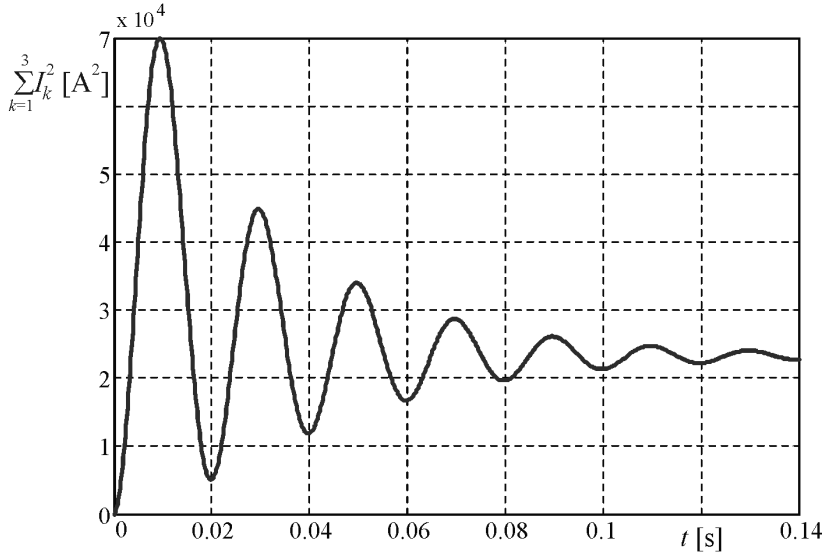
W początkowej części procesu, oscylacja załączania widoczna jest na przebiegach sumy fazowych mocy czynnych oraz sumy kwadratów prądów fazowych (rys. 5.10 i 5.12). Suma kwadratów prądów ma szczególną cechę, dla szeregowego połączenia elementów obwodu jest niezależna od miejsca wyznaczania. Dla szeregowego schematu zastępczego obwodu pieca łukowego taka sama postać sumy kwadratów prądów jest obserwowana zarówno na zaciskach transformatora piecowego, jak i na zaciskach źródła zasilania. Jest to bardzo wygodne dla badań wpływu nieliniowości obciążenia. Uwaga ta odnosi się także do sumy kwadratów pochodnych prądów po czasie.

6.1. ANALIZA PRZEBIEGU CZASOWEGO SUMY KWADRATÓW PRĄDÓW FAZOWYCH PO ZAŁĄCZENIU OBWODU TRÓJFAZOWEGO

Zjawisko oscylacji załączania było już wcześniej obserwowane. Po załączeniu silników indukcyjnych obserwuje się udary prądu, które są tłumaczone zwarciem wirnika i momentem startowym. W trakcie badań wstępnych stwierdzono, że zjawiska takie występują także w trójfazowych obwodach RL bez przewodu zerowego. W tych badaniach stwierdzono ponadto, że oscylacja załączania sumy kwadratów prądów jest w niewielkim stopniu zależna od asymetrii analizowanego obwodu oraz od nieliniowości obciążenia. Składowe amplitudy tej oscylacji pochodzące od asymetrii i nieliniowości stanowią do 10% całej amplitudy oscylacji. Przykładowy przebieg czasowy oscylacji załączania sumy kwadratów prądów dla obwodu symetrycznego z obciążeniem liniowym przedstawiono na rysunku 6.1.

Maksimum tej krzywej jest ok. 4-krotnie większe od wartości w stanie ustalonym. Oscylacje są sinusoidalne, tłumione. Pierwiastek kwadratowy tego przebiegu posiada wartość maksymalną tylko ok. dwukrotnie większą od wartości w stanie ustalonym i niesinusoidalne oscylacje. W stanie ustalonym oscylacje te zanikają. W dalszej analizie przyjęto, jako wielkość wyjściową, przebieg sumy kwadratów prądów.

Z analizy przebiegu wartości amplitudy poszczególnych oscylacji na rysunku 6.1 wynika, że amplitudy oscylacji znajdujące się powyżej wartości stanu ustalonego są inaczej tłumione niż amplitudy znajdujące się poniżej tej wartości.



Rys. 6.1. Przebieg sumy kwadratów prądów dla obwodu trójfazowego z obciążeniem liniowym dla $R_s/(\omega L_s) = 0,1$

Aby to zjawisko wyjaśnić, należy rozwiązać równania (5.1-5.3) opisujące obwód z obciążeniem liniowym. Zakładamy, że rozważany jest obwód symetryczny o napięciu zasilania E_s , indukcyjności L_s i rezystancji R_s , ze zwartym obciążeniem. Stąd wynika, że napięcie $U_{0(t)}$ (5.12) jest równe zero. Równania (5.11) mają wtedy postać:

$$L_s \cdot \dot{I}_{k(t)} + R_s \cdot I_{k(t)} = E_s \cdot \sin(\omega t + \psi + (k-1) \cdot 2\pi/3) \quad k = 1, 2, 3 \quad (6.1)$$

gdzie ψ – oznacza kąt przesunięcia fazowego napięcia zasilania pierwszej fazy. Przy załączeniu obwodu występują zerowe warunki początkowe: $I_{k(0)} = 0$, $k = 1, 2, 3$.

Uwzględniając tylko wymuszenie (zerowe warunki początkowe) rozwiązanie (6.1) można zapisać w postaci:

$$I_{1(t)} = \frac{E_s}{L_s} \cdot \int_0^t e^{-c(t-\nu)} \sin(\omega \tau + \psi) d\nu = \frac{E_s}{L_s} \cdot e^{-ct} \int_0^t e^{c\nu} \sin(\omega \tau + \psi) d\nu \quad (6.2)$$

gdzie: $c = R_s / L_s$.

Rozwiązanie to można łatwo dostosować do dowolnej z faz obwodu, podstawiając odpowiednie przesunięcie fazowe.

Podstawą tego rozwiązania jest równość:

$$\int_0^t e^{c\nu} \sin(\omega\tau + \psi) d\nu = \frac{e^{c \cdot t} (c \sin(\omega \cdot t + \psi) - \omega \cos(\omega \cdot t + \psi)) - (c \sin(\psi) - \omega \cos(+\psi))}{\omega^2 + c^2} \quad (6.3)$$

którą po podstawieniu $\cos(\varphi) = c/\sqrt{\omega^2 + c^2}$, $\sin(\varphi) = \omega/\sqrt{\omega^2 + c^2}$ można przekształcić do postaci:

$$\int_0^t e^{c\tau} \sin(\omega\tau + \psi) d\tau = \frac{e^{c \cdot t} \sin(\omega \cdot t + \psi - \varphi) - \sin(\psi - \varphi)}{\sqrt{\omega^2 + c^2}} \quad (6.4)$$

Ostatecznie rozwiązanie (6.1) można zapisać następująco:

$$\begin{aligned} I_{1(t)} &= \frac{E_s}{L_s} \cdot \int_0^t e^{-c(t-\nu)} \sin(\omega\nu + \psi) d\nu = \\ &= \frac{E_s}{L_s \sqrt{\omega^2 + c^2}} \cdot (\sin(\omega \cdot t + \psi - \varphi) - e^{-ct} \cdot \sin(\psi - \varphi)) \end{aligned} \quad (6.5)$$

Uwzględniając odpowiednie przesunięcie kąta fazowego faz 2 i 3 otrzymuje się odpowiednio prądy:

$$I_{2(t)} = \frac{E_s}{L_s \sqrt{\omega^2 + c^2}} \cdot (\sin(\omega \cdot t + \psi + 2\pi/3 - \varphi) - e^{-ct} \cdot \sin(\psi + 2\pi/3 - \varphi)) \quad (6.6)$$

$$I_{3(t)} = \frac{E_s}{L_s \sqrt{\omega^2 + c^2}} \cdot (\sin(\omega \cdot t + \psi - 2\pi/3 - \varphi) - e^{-ct} \cdot \sin(\psi - 2\pi/3 - \varphi)) \quad (6.7)$$

Powyższe prądy mają składową stanu ustalonego oraz składową przejściową, zależne od amplitudy napięcia zasilającego.

Suma kwadratów tych prądów określona jest wyrażeniem:

$$\sum I^2 = I_{1(t)}^2 + I_{2(t)}^2 + I_{3(t)}^2 = \frac{3}{2} \cdot \frac{E_s^2}{L_s^2 \cdot (\omega^2 + c^2)} \cdot (1 - 2e^{-ct} \cos(\omega \cdot t) + e^{-2ct}) \quad (6.8)$$

Powyższe wyrażenie posiada szczególne właściwości:

- jest niezależne od kąta wstępnego przesunięcia fazowego napięcia zasilania ψ ,
- zawiera składową oscylacyjną o częstotliwości napięcia zasilania,

- dla $c \leq 0,1 \cdot \omega$ maksimum sumy kwadratów prądów jest około cztery razy większe od wartości w stanie ustalonym,
- umożliwia identyfikację parametrów L_s i R_s .

Na podstawie wyrażenia (6.8) dla założonych parametrów modelu wyznaczono przebieg sumy kwadratów prądów w funkcji czasu. Przebieg ten był równy przebiegowi wyznaczonemu symulacyjnie z dokładnością do pięciu cyfr znaczących i na wykresie dokładnie pokrywał się z przebiegiem otrzymanym w wyniku symulacji.

Przebieg z rysunku 6.1 umożliwia wyjaśnienie zjawiska występowania wibracji mechanicznych toru wielkoprądowego pieca łukowego [6.1] i zmniejszenia tych wibracji poprzez zwiększenie indukcyjności szeregowej. Zwiększanie indukcyjności spowodowało przede wszystkim zmniejszenie prądu zwarcia o ok. 1/3 wartości. Tym samym suma kwadratów prądów zmniejszyła się do połowy wcześniejszej wartości. Zwiększona stała czasowa obwodu powodowała wydłużenie czasu trwania oscylacji załączania o ok. 30% oraz zawężenie pasma częstotliwości składowych tych oscylacji.

Siła oddziałująca na przewody i szyny toru wielkoprądowego jest proporcjonalna do kwadratu prądu w tych przewodach, co powoduje po załączeniu (zwarcu złomem) obwodu wielkoprądowego powstawanie znacznych impulsów siły wprawiających przewody toru wielkoprądowego w drgania. W praktyce obserwuje się najczęściej głównie drgania przewodów elastycznych toru wielkoprądowego.

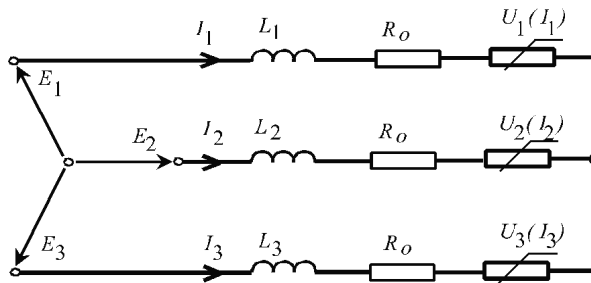
Oscylacje sumy kwadratów prądów wiążą się z oscylacjami mocy czynnej pobieranej z sieci. Stałej (mało zmiennej) prędkości obrotowej generatora odpowiadają oscylacje mocy powodujące z kolei oscylacje momentu na wale generatora. Oznacza to, że przy załączaniu symetrycznego odbiornika może wystąpić oddziaływanie oscylacji załączania obciążenia i układów stabilizujących pracę generatora [6.2]. Interakcja ta nie jest uwzględniana w literaturze. Na przykład w pracy [6.3] przyjmuje się, że piec łukowy pobiera moc w postaci fali prostokątnej, bez oscylacji załączania. Oscylacje te mają też wpływ na wahania napięcia. Przy załączaniu obwodów indukcyjnych mogą się pojawić składowe obwiednie napięć zasilania o częstotliwości odpowiadającej największej wrażliwości ludzkiego oka na migotanie światła.

6.2. OGÓLNA POSTAĆ CHARAKTERYSTYK MODELU OBWODU TRÓJFAZOWEGO W STANIE USTALONYM

Na podstawie wstępnych (jakościowych) badań układu trójfazowego z obciążeniem nieliniowym, przedstawionych w rozdziale 5, w stanie ustalonym wyodrębnić można zjawiska związane z nieliniowością obciążenia i niesymetrią parametrów. Zjawiska te uwidoczniane są w postaci pewnych charakterystycznych składowych wielkości i mogą być powiązane z amplitudami składowych o określonej częstotliwości. Są to wielkości skalarnie, jednowymiarowe, bardzo wygodne do detekcji, klasyfikacji zjawisk i ich przyczyn. Oprócz tego do celów sterowania i identyfikacji parametrów fazowych obwodu ważne są wielkości wektorowe, trójfazowe, charakte-

ryzujące obwód. Wielkości te określane są w stanie quasi-statycznym, tzn. w stanie ustalonym przy wymuszeniu sinusoidalnym. Mogą to być przykładowo: wartości średnie mocy fazowych albo wartości średnie, skuteczne lub amplitudy pierwszych harmonicznych prądów fazowych. Dalsza analiza bardziej ogólnych charakterystyk wektorowych zostanie przeprowadzona dla wektora prądów, ale podobne rozważania innych zmiennych trójfazowych mogą być też przeprowadzone. Wielkości wyjściowe skalarne można wyznaczać podobnie, jak składowe wielkości wektorowych.

Rozważany jest obwód trójfazowy bez przewodu zerowego, zawierający w poszczególnych fazach szeregowo połączone indukcyjności fazowe, rezystancje fazowe oraz obciążenie nieliniowe, którymi mogą być łuki elektryczne w piecu łukowym. Schemat analizowanego obwodu przedstawiono na rysunku 6.2.



Rys. 6.2. Schemat analizowanego obwodu trójfazowego

W dalszych rozważaniach założono, że rezystancje fazowe R_o są jednakowe we wszystkich fazach obwodu. Zamiast źródeł napięciowych zostały wprowadzone zastępcze źródła połączone w gwiazdę, wzajemnie przesunięte w fazie o $2\pi/3$ i o ogólne różnych amplitudach. Dla współczynnika mocy większego niż 0,7 procesy przejściowe zanikają po jednym okresie napięcia zasilania z dokładnością nie gorszą niż jeden procent i można je traktować jako rozwiązania równań obwodu w stanie ustalonym. Jak przedstawiono w podrozdziale 6.1, dla mniejszych wartości współczynnika mocy czas ustalania wydłuża się nawet do kilkunastu okresów napięcia zasilania.

Ogólna postać wektora prądów obwodu z rysunku 6.1 może być zapisana w postaci:

$$\mathbf{I} = \mathbf{I}(\mathbf{U}, \mathbf{L}, R_o \cdot \mathbf{1}, \mathbf{E}, \omega) \quad (6.9)$$

gdzie: $\mathbf{I} = [I_1, I_2, I_3]^T$ – wektor prądów,

$\mathbf{U} = [U_1, U_2, U_3]^T$ – wektor napięć obciążenia,

$\mathbf{L} = [L_1, L_2, L_3]^T$ – wektor indukcyjności,

$\mathbf{E} = [E_1, E_2, E_3]^T$ – wektor zastępczych napięć fazowych zasilania,

$\mathbf{1} = [1, 1, 1]^T$ – wektor jedynek,

R_o – zastępcza rezystancja linii zasilania,

ω – pulsacja napięcie zasilania.

Dla liniowego obciążenia można wyznaczyć analitycznie każdą ze składowych wektora prądów, ale rozwiązanie to jest dość złożone i nieprzejryste. Składowe te są nieliniowymi funkcjami 11 zmiennych wejściowych. Ciekawe rozwiązanie można znaleźć w pracy [6.4], gdzie autor wykorzystuje metodę współczynników różnicowo-kątowych, opracowaną przez J. Białka do symetryzacji pieców łukowych. Powyższe współczynniki wyznaczone są tylko do układów liniowych. Wygodniejsze jest linearyzowane rozwiązanie, w którym wielkości wyjściowe są funkcjami różnic asymetrii parametrów [6.5]. Rozwiązanie takie nie wymaga rozwiązania równań w pierwotnej postaci. Metodyka linearyzacji nawiązuje do metody obliczeń asymptotycznych [6.6-6.8].

Jeśli obciążenie jest nieliniowe, to istnieje rozwiązanie analityczne równania tylko w przypadku obwodu symetrycznego i takiego obciążenia, którego napięcie jest funkcją sygnum prądu płynącego przez to obciążenie [6.9].

Powyższe rozwiązania analityczne są przypadkami szczególnymi w przestrzeni parametrów, ale bardzo ważnymi, gdyż pozwalają one na sformułowanie ogólnej postaci charakterystyk i ułatwiają zrozumienie zjawisk w obwodzie z obciążeniem nieliniowym. Dzięki temu łatwiej jest określić zmienne badane w procesie symulacji i zmniejszyć zakres tych badań. Linearyzowany model charakterystyk można zastosować do obwodu z obciążeniem nieliniowym o innej charakterystyce.

Jeśli rozważa się obwody trójfazowe, wówczas najczęstszym przypadkiem jest ten, w którym poszczególne elementy fazowe zmiennych wektorowych mają wartości wzajemnie zbliżone. Można mówić wtedy o obwodzie prawie-symetrycznym. Poszczególne zmienne wektorowe można przedstawić w postaci:

$$\mathbf{I} = I_s \cdot \mathbf{1} + \Delta \mathbf{I} \quad \mathbf{U} = U_s \cdot \mathbf{1} + \Delta \mathbf{U} \quad \mathbf{L} = L_s \cdot \mathbf{1} + \Delta \mathbf{L} \quad \mathbf{E} = E_s \cdot \mathbf{1} + \Delta \mathbf{E} \quad (6.10)$$

gdzie U_s , L_s , E_s mogą być określone jako średnie arytmetyczne zmiennych fazowych odpowiednio wektorów $\mathbf{U}$, $\mathbf{L}$, $\mathbf{E}$:

$$U_s = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 U_k, \quad L_s = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 L_k, \quad E_s = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 E_k \quad (6.11)$$

Taki dobór zmiennych z indeksem „s” zapewnia minimalizację największej ze składowych fazowych wektorów różnicowych $\Delta \mathbf{U}$, $\Delta \mathbf{L}$ i $\Delta \mathbf{E}$. Stosując metodę najmniejszych kwadratów na przykład U_s , uzyskuje się z równania:

$$U_s = \arg \left(\min_{U_s} \left((\mathbf{U} - U_s \cdot \mathbf{1})^T \cdot (\mathbf{U} - U_s \cdot \mathbf{1}) \right) \right) \quad (6.12)$$

Przyjęcie zmiennych obwodu prawie-symetrycznego w postaci (6.10) daje podstawy do założenia, że dla $k = 1, 2, 3$ oznaczającego numer fazy składowej spełnione są następujące relacje:

$$\max_k(\Delta I_k) = o(I_s), \max_k(\Delta L_k) = o(L_s), \max_k(\Delta U_k) = o(U_s), \max_k(\Delta E_k) = o(E_s) \quad (6.13)$$

które oznaczają, że każda ze składowych wektorów różnicowych jest rzędu mniejszego niż średnia arytmetyczna tych składowych. Indeks „s” w tym kontekście oznacza zmienne dla przypadku, gdy wszystkie wektory odchylen są wektorami zerowymi i że jest to obwód trójfazowy symetryczny, który stanowi obwód odniesienia obwodu prawie-symetrycznego. Symbol $o(X)$ jest operatorem relacji asymptotycznej i oznacza wartość rzędu niższego niż X [6.6].

W podobny sposób może być przedstawiona pulsacja źródła zasilania:

$$\Delta\omega = \omega - \omega_s = o(\omega_s) \quad (6.14)$$

Stosując zmienne podstawowe ω_s , L_s , E_s można zdefiniować zmienne bezwymiarowe w postaci:

$$\mathbf{i} = \mathbf{I} \cdot \omega_s L_s / E_s, \mathbf{u} = \mathbf{U} / E_s, \mathbf{l} = \mathbf{L} / L_s, r_o = R_o / (\omega_s \cdot L_s), \mathbf{e} = \mathbf{E} / E_s, \varpi_o = \omega / \omega_s \quad (6.15)$$

Analogicznie wyrażą się zmienne różnicowe:

$$\Delta \mathbf{i} = \mathbf{i} - i_s \cdot \mathbf{1}, \Delta \mathbf{u} = \mathbf{u} - u_s \cdot \mathbf{1}, \Delta \mathbf{l} = \mathbf{l} - \mathbf{1}, \Delta \mathbf{e} = \mathbf{e} - \mathbf{1}, \Delta \varpi = \varpi - 1 \quad (6.16)$$

Zmienne bezwymiarowe umożliwiają zapisanie równania (6.11) w następującej postaci:

$$\mathbf{i} = \mathbf{i}(\mathbf{u}, \mathbf{l}, r_o \cdot \mathbf{1}, \mathbf{e}, \varpi) \quad (6.17)$$

Zmienne $\mathbf{l}$ i $\mathbf{e}$ obwodu symetrycznego mają wszystkie składowe równe jeden, podobnie jak zmienna ϖ dla częstotliwości nominalnej. Pozostałe zmienne bezwymiarowe dla obwodu symetrycznego mają składowe tego samego rzędu, co składowe wartości $\mathbf{l}$ czy też $\mathbf{e}$, i na przykład relację prądu można zapisać w postaci:

$$i_s = O(e_s) = O(1) \quad (6.18)$$

Zastosowanie zmiennych bezwymiarowych pozwala sprowadzić zakres zmienności prądów i napięć do przedziału $(0, 1)$. Dalej stosowana jest zmienna oznaczona przez ε , która jest rzędu niższego niż zmienne podstawowe:

$$\varepsilon = o(e_s) = o(1) \quad (6.19)$$

ale tego samego rzędu co zmienne różnicowe, czyli:

$$\varepsilon = O(\Delta e_k) = O(\Delta l_k) = O(\Delta u_k) = O(\Delta \varpi) \quad (6.20)$$

Zbiór argumentów wejściowych równania obwodu trójfazowego symetrycznego może być zapisany w następujący sposób:

$$(\mathbf{1} \cdot u_s, \mathbf{1} \cdot l_s, \mathbf{1} \cdot r_o, \mathbf{1} \cdot e_s, \varpi_o) = (\mathbf{1} \cdot u_s, \mathbf{1}, \mathbf{1} \cdot r_o, \mathbf{1}, 1) = (\mathbf{1} \cdot u_s, \mathbf{1} \cdot r_o) = (u_s, r_o) \quad (6.21)$$

Rozwijając równanie (6.19) w szereg Taylora ze składnikami rzędu ε ($O(\varepsilon)$) w sąsiedztwie punktu warunków symetrii obwodu, opisanego wzorem (6.23), i pomijając wyrazy rzędu ε^2 ($O(\varepsilon^2)$) można otrzymać:

$$\mathbf{i} = \mathbf{1} \cdot i_s(u_s, r_o) + \mathbf{1} \cdot \frac{\partial i_s}{\partial \varpi}(u_s, r_o) \cdot \Delta \varpi + \frac{\partial \mathbf{i}}{\partial \mathbf{u}}(u_s, r_o) \cdot \Delta \mathbf{u} + \frac{\partial \mathbf{i}}{\partial \mathbf{l}}(u_s, r_o) \cdot \Delta \mathbf{l} + \frac{\partial \mathbf{i}}{\partial \mathbf{e}}(u_s, r_o) \cdot \Delta \mathbf{e} \quad (6.22)$$

gdzie wejściowe zmienne bezwymiarowe u_s , r_o są średnimi arytmetycznymi, odpowiednio wektora $\mathbf{u}$ i $\mathbf{i}$.

Równanie (6.22) przedstawia ogólną postać modelu obwodu trójfazowego prawie-symetrycznego, tzn. obwodu, którego zmienne różnicowe są rzędu mniejszego niż odpowiadające im średnie arytmetyczne wielkości fazowych. Charakterystyki i ich pochodne są funkcjami tylko dwóch zmiennych.

Postać tego modelu posiada dwa typy składników:

- 1) składniki obwodu symetrycznego określonego przez fazowe średnie arytmetyczne poszczególnych parametrów,
- 2) składniki wyznaczone dla obwodu prawie-symetrycznego, będące iloczynami macierzy pochodnych i wektorów zmiennych różnicowych.

Macierze pochodnych w sensie Frecheta $\frac{\partial \mathbf{i}}{\partial \mathbf{u}}$, $\frac{\partial \mathbf{i}}{\partial \mathbf{l}}$, $\frac{\partial \mathbf{i}}{\partial \mathbf{e}}$ – są funkcjami wrażli-

wości [6.10] wektora prądów względem wektorów parametrów odpowiednio $\mathbf{u}$, $\mathbf{l}$, $\mathbf{e}$ i są macierzami cyklicznymi. Właściwości tych macierzy opisane są w tabeli 6.1.

W równaniu (6.22) wektor prądów jest funkcją liniową tylko „odchył” od symetrii $\Delta \mathbf{u}$, $\Delta \mathbf{l}$, $\Delta \mathbf{e}$ i od pulsacji nominalnej $\Delta \varpi$ ze współczynnikami w postaci nieliniowych funkcji parametrów u_s i r_o . Parametry te określają „punkt pracy” obwodu trójfazowego na charakterystyce prądowej $i_s(u_s, r_o)$ w funkcji napięć obciążenia i rezystancji obwodu zasilania. Równanie to obowiązuje w przypadku obciążenia zarówno liniowego, jak i nieliniowego. Charakter obciążenia ma wpływ na parametry u_s i r_o określające punkt pracy. Biorąc pod uwagę sinusoidalny kształt napięć zasilania, obciążenie nieliniowe można zastąpić równoważnymi impedancjami, określonymi dla pierwszych harmonicznnych prądów i napięć, z uwzględnie-

niem generowania przez nieliniowość wyższych harmoniczných. Wyznaczenie funkcji określających zależność charakterystyk i ich pochodnych od parametrów punktu pracy jest możliwe analitycznie [6.5] w przypadku obciążenia liniowego oraz tylko metodą symulacji obwodu z obciążeniem nieliniowym [6.13-6.15] z zadanym opisem charakterystyk tego obciążenia. Wyprowadzenie modelu linearyzowanego obciążenia liniowego zostanie przedstawione w następnym rozdziale.

Tabela 6.1. Właściwości macierzy cyklicznych 3. rzędu

Macierz cykliczna 3. rzędu zawiera tylko trzy różne elementy ułożone następująco:

$$\begin{bmatrix} \alpha & \beta & \gamma \\ \gamma & \alpha & \beta \\ \beta & \gamma & \alpha \end{bmatrix} \quad (\text{T.6.1})$$

Jest ona szczególnym przypadkiem macierzy cyklicznej (ang. *circulant*) n -tego rzędu definiowanej następująco [6.11, 6.12]:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} C_0 & C_1 & C_2 & \cdots & C_{n-1} \\ C_{n-1} & C_0 & C_1 & \cdots & C_{n-2} \\ C_{n-2} & C_{n-1} & C_0 & \cdots & C_{n-3} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_1 & C_2 & C_3 & \cdots & C_0 \end{bmatrix} \quad (\text{T.6.2})$$

W [6.11] udowodniono następujące twierdzenie:

Twierdzenie: Jeżeli x_1 jest pierwiastkiem równania:

$$x^n = 1 \quad (\text{T.6.3})$$

i spełniona jest zależność:

$$\lambda_1 = C_0 + C_1 \cdot x_1 + C_{n-1} \cdot x_1^{n-1} \quad (\text{T.6.4})$$

to λ_1 jest pierwiastkiem równania charakterystycznego (wartością własną) macierzy $\mathbf{C}$ i skojarzony jest z nim wektor własny:

$$\mathbf{T}_1 = [1, x_1, x_1^2, \dots, x_1^{n-1}]^T \quad (\text{T.6.5})$$

Dla macierzy 3. rzędu wektory własne tworzone są na podstawie zależności:

$$(x^3 - 1) = (x - 1) \cdot (x - q) \cdot (x - q^2) \quad (\text{T.6.6})$$

gdzie:

$$q = -\frac{1}{2} + j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (\text{T.6.7})$$

cd. tabeli 6.1

Z twierdzenia tego wynikają następujące wnioski:

- wektory własne macierzy cyklicznej nie zależą od wartości elementów macierzy cyklicznej i są jednakowe w przypadku macierzy tego samego rzędu,
- od wartości elementów macierzy cyklicznej zależą tylko elementy macierzy wartości własnych, która jest diagonalna.

Macierze wartości własnych i wektorów własnych spełniają następujące relacje:

$$\mathbf{C} = \mathbf{T}^{-1} \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{T} \quad (\text{T.6.8})$$

gdzie:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_2 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_3 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{T} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & q & q^2 \\ 1 & q^2 & q \end{bmatrix}; \quad \mathbf{T}^{-1} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & q^2 & q \\ 1 & q & q^2 \end{bmatrix} \quad (\text{T.6.9})$$

Powyższe równania znacznie upraszczają znajdowanie macierzy odwrotnej lub funkcji macierzowych, gdyż na podstawie elementów pierwszej kolumny znajdowane są wartości własne, następnie wartości funkcji skalarnych od tych wartości, a następnie można znaleźć elementy pierwszej kolumny funkcji macierzowej. Wartości własne mogą być wyznaczone z zależności:

$$\lambda_1 = (\alpha + \beta + \gamma) \quad (\text{T.6.10})$$

$$\lambda_2 = (\alpha + q \cdot \beta + q^2 \cdot \gamma) \quad (\text{T.6.11})$$

$$\lambda_3 = (\alpha + q^2 \cdot \beta + q \cdot \gamma) \quad (\text{T.6.12})$$

które wynikają z równań (T.6.1, T. 6.7, T. 6.8).

Powyższe zależności upraszczają wyznaczanie elementów iloczynu macierzy cyklicznych, ponieważ mają one takie same macierze wektorów własnych.

Jednakże istnieje jeden przypadek szczególny, w którym jest możliwe rozwiązanie analityczne. W przypadku obciążenia nieliniowego, gdy jego charakterystyka prądowo-napięciowa opisana jest funkcją signum (napięcie obciążenia jest falą prostokątną), można określić analitycznie prądy fazowe, moce i inne wielkości [6.9]. Ułatwia to interpretację wyników i zrozumienie zjawisk zachodzących w obwodzie z obciążeniem nieliniowym. Dlatego przypadek ten zostanie przedstawiony w kolejnym rozdziale.

Podobnie jak wektor prądów, można opisać i wyznaczyć wektor mocy fazowych obciążenia, z uwzględnieniem niesymetrii obwodu i nieliniowości obciążenia.

Macierze pochodnych, występujące w modelu ogólnym, zależą od charakterystyk obciążenia nieliniowego. W dalszych rozważaniach przyjmuje się, że

charakterystyka prądowo-napięciowa jest podobna do charakterystyki łuku elektrycznego w każdej fazie obwodu i opisana jest zależnością (5.12):

$$U_{k(t)} = H_k \cdot |I_{k(t)}|^a \cdot \text{sign}(I_{k(t)}) \quad k = 1, 2, 3 \quad (6.23)$$

Założono, że parametr H_k zależy od długości łuku w danej fazie obwodu, zaś współczynnik a jest funkcją temperatury otoczenia. Model taki pozwala na parametryzację przejścia od obciążenia liniowego ($a = 1$) do obciążenia nieliniowego o charakterystykach podobnych do funkcji signum ($a = 0$). Dla wartości pośrednich ($0 < a < 1$) można utworzyć klasę obwodów o charakterystykach opisanych modelem (6.23). Dwa szczególne przypadki tej klasy mają rozwiązanie analityczne, prezentowane w kolejnych rozdziałach. Są to:

- 1) obwód symetryczny z obciążeniem nieliniowym; wyznaczono charakterystyki obwodu symetrycznego i elementy schematu zastępczego nieliniowości;
- 2) obwód prawie-symetryczny z obciążeniem liniowym; wyznaczono charakterystyki obwodu symetrycznego i macierze pochodnych obwodu prawie-symetrycznego.

Mogą one stanowić wzorce, odniesienie do analiz ilościowych.

Uzyskane rozwiązania analityczne umożliwiają weryfikację rozwiązań modelu obwodu prawie-symetrycznego z obciążeniem nieliniowym, uzyskanych metodą symulacji. Wyniki symulacji opisano w rozdziale 7.

LITERATURA DO ROZDZIAŁU 6

- [6.1] Bowman B.: *Effect of adding reactance on furnace performance at Celsa*, 4th European Electric Steel Congress, Madrid, 1992, Proceedings, pp. 203-214
- [6.2] Machowski J., Bernas S.: *Stany nieustalone i stabilność systemu elektroenergetycznego*, WNT, Warszawa 1989
- [6.3] Baldwin M.W.: *Electric Arc Furnace Impact on Generator Torque*, IEEE, 2004
- [6.4] Wąsowski A.: *Current and voltage unbalance balancing operation of arc or arc-resistance furnaces*, ETEP, Vol. 9, No. 3, May/June 1999, pp. 153-157
- [6.5] Wciślik M.: *A linearized Mathematical Model of a Three-phase Arc Furnace Circuit*, Archiv für Elektrotechnik, 68, 1985, pp. 273-278
- [6.6] Erdelyi A.: *Rozwinięcia asymptotyczne*, PWN, Warszawa 1967
- [6.7] Боголюбов Н.Н., Митропольский Ю.А.: *Асимптотические методы в теории нелинейных колебаний*, Изд. Наука, 1958
- [6.8] Korn G.A., Korn T.M.: *Mathematical Handbook*, 2nd edition, McGraw-Hill Book Company, 1968
- [6.9] Wciślik M.: *The characteristics of the three-phase arc furnace balanced circuit with non-linear arcs*, Elektrowärme International, 49(1991)B4, B212-B218
- [6.10] Wierzbicki A.: *Modele i wrażliwość systemów sterowania*, WNT, Warszawa 1977

- [6.11] Bellman R.: *Introduction to matrix analysis*, McGraw-Hill Book C.I., New York 1960
- [6.12] Sobczyk T.J.: *Metodyczne aspekty modelowania matematycznego maszyn indukcyjnych*, WNT, Warszawa 2004
- [6.13] Wciślik M.: *Analiza układu elektrycznego urządzenia łukowego z uwzględnieniem nieliniowości obciążenia*. Rozprawa doktorska. Wydział Elektryczny Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1981
- [6.14] Sakulin M.: *Studie über das elektrische Verhalten des Dreiphasen Lichtbogenofens*, 10 Congr. of UIE, Stockholm, Rep. No. 2.2.6, 1984
- [6.15] Wciślik M.: *Metoda estymacji parametrów toru elektrycznego urządzenia łukowego dla potrzeb sterowania procesem elektrostalowniczym*, Zeszyty Naukowe Politechniki Świętokrzyskiej, seria Elektryka 28, Kielce 1992, 129 str.

7. CHARAKTERYSTYKI QUASI-STATYCZNE SYMETRYCZNEGO OBWODU TRÓJFAZOWEGO Z OBCIĄŻENIEM NIELINIOWYM

Rozpatrywany w tym rozdziale symetryczny obwód trójfazowy z obciążeniem nieliniowym należy traktować jako obwód „odniesienia”, którego charakterystyki możemy wyznaczyć na podstawie średnich arytmetycznych fazowych parametrów pierwotnego, niesymetrycznego obwodu elektrycznego. Charakterystyki obwodu niesymetrycznego, np. wektor wartości skutecznych prądów, wyznacza się jako rozwinięcia charakterystyk w szereg Taylora w funkcji wielkości wejściowych obwodu. Różnice prądów fazowych i prądu odniesienia są funkcjami liniowymi różnic parametrów obwodu niesymetrycznego i obwodu odniesienia, symetrycznego. Taki model charakterystyk obwodu implikuje dwuwarstwową strukturę sterowania obwodem niesymetrycznym, w której:

- 1) warstwa nadrzędna – ustala punkt pracy obwodu symetrycznego,
- 2) warstwa podrzędna – symetryzuje pracę obwodu.

Do realizacji sterowania potrzebna jest znajomość parametrów modeli oraz określenie sprzężeń, powiązań między poszczególnymi fazami obwodu. Dobrym punktem odniesienia i przykładem do tych rozważań może być właśnie obwód pieca łukowego, będący odbiorem nieliniowym o mocy pozornej o rząd mniejszej od mocy zwarciowej systemu zasilającego ten piec.

Jak przedstawiono w rozdziale 6, takie przybliżenie charakterystyk obwodu niesymetrycznego jest najbliższe w sensie aproksymacji metodą najmniejszych kwadratów. Podstawowy składnik tej aproksymacji stanowią charakterystyki symetrycznego toru elektrycznego, z uwzględnieniem danej nieliniowości obciążenia dla okresowego rozwiązania modelu, to znaczy w stanie quasi-statycznym.

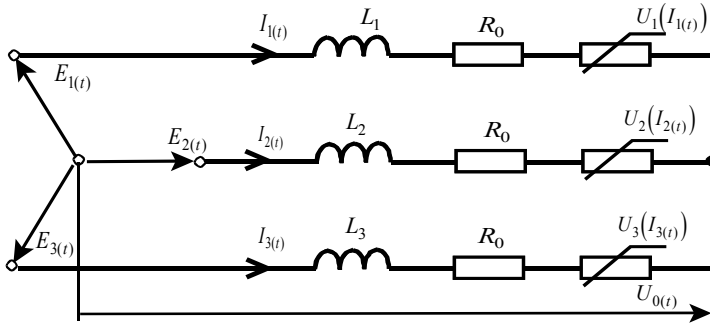
Jako wielkości wyjściowe modelu przyjęto zmienne, które są dostępne pomiarowo i mogą być użyteczne do wyznaczenia charakterystyk obwodu i identyfikacji parametrów nieliniowości obciążenia. Pewne wielkości, które mogą być użyteczne określono w trakcie analizy jakościowej modelu w rozdziale 5.

Uwzględniając, że urządzenie łukowe zasilane jest z sinusoidalnych źródeł napięć trójfazowych, wyróżnić należy elementy schematu zastępczego nieliniowości wyznaczone dla pierwszych harmonicznych prądów i napięć, oraz prądy i moce w funkcji parametrów obwodu i nieliniowości.

Podstawą doboru wielkości wyjściowych jest analiza obwodu elektrycznego trójfazowego z obciążeniem nieliniowym, którego napięcie opisane jest funkcją signum prądu łuku. Obciążenie to stanowi szczególny przypadek obciążenia opisanego równaniem (6.23). Analizę tę przedstawiono w podrozdziale 7.1 z wykorzystaniem bilansu wszystkich harmonicznych, a analitycznie uzyskane charakterystyki są dokładne, nieprzybliżone. Charakterystyki te stanowią podstawę do określania charakterystyk w bardziej ogólnym przypadku obciążenia, który przeanalizowano symulacyjnie i przedstawiono w kolejnym podrozdziale 7.2.

7.1. ANALIZA SYMETRYCZNEGO OBWODU TRÓJFAZOWEGO Z OBCIĄŻENIEM NIELINIOWYM OPISANYM FUNKCJĄ SIGNUM

Schemat analizowanego obwodu przedstawiono na rysunku 7.1. Schemat ten przytoczono już wcześniej w rozdziale 6, ale dla ułatwienia analizy został on tutaj powtórzony.



Rys. 7.1. Schemat obwodu trójfazowego z obciążeniem nieliniowym

Charakterystyki symetrycznego obwodu trójfazowego w stanie ustalonym można wyznaczyć na podstawie charakterystyk obwodu jednej fazy, ale tylko dla obciążenia liniowego. W takim przypadku napięcie między punktami zerowymi (środkowymi) gwiazdy obciążenia i gwiazdy sinusoidalnych napięć zasilających jest zerowe. Dla obciążenia nieliniowego napięcie to jest równe jednej trzeciej ujemnej sumy wartości chwilowych napięć obciążenia (5.13), a równanie opisujące poszczególne fazy ma postać (5.11).

Charakterystyki tego obwodu z obciążeniem opisanym funkcją signum (7.1) po raz pierwszy rozważano w pracy [7.1], a wyznaczono symulacyjnie w pracach [7.2, 7.3].

$$U(t) = U(I(t)) = U_a \cdot \text{sign} I(t) = \begin{cases} U_a & I(t) > 0 \\ 0 & I(t) = 0 \\ -U_a & I(t) < 0 \end{cases}; \quad U_a > 0 \quad (7.1)$$

Rozwiązanie analityczne równań stanu ustalonego symetrycznego obwodu trójfazowego z obciążeniem nieliniowym istnieje tylko w przypadku obciążenia o charakterystyce opisanej (7.1) [7.4, 7.5].

Równania opisujące obwód z rysunku 7.1 są następujące:

$$L_k \cdot \dot{I}_k(t) + R_k \cdot I_k(t) + U_k(I_k(t)) + U_0(t) = E_k(t) \quad (7.2)$$

gdzie:

$$E_k(t) = E_s \cdot \sin[\omega \cdot t + (k-1) \cdot 2\pi / 3 + \psi], \quad k = 1, 2, 3 \quad (7.3)$$

Kąt przesunięcia fazowego ψ między napięciami zasilającymi a pierwszymi harmonicznymi napięć obciążenia wprowadzono w celu ułatwienia dalszej analizy.

Dla obwodu symetrycznego otrzymuje się:

$$U_{0(t)} = -[U_1(I_{1(t)}) + U_2(I_{2(t)}) + U_3(I_{3(t)})] / 3 \quad (7.4)$$

Stosując zmienne bezwymiarowe:

$$\begin{aligned} u_a &= \frac{U_a}{E_s}, & r_o &= \frac{R_o}{\omega L_s}, & u_{k(t)} &= \frac{U_{k(t)}}{E_s} \\ u_{0(t)} &= \frac{U_{0(t)}}{E_s} & i_{k(t)} &= \frac{I_{k(t)}}{E_s / \omega L_s} \end{aligned} \quad (7.5)$$

oraz skalowanie czasu:

$$\tau = \omega t \quad (7.6)$$

równanie fazy 1 ($k = 1$) tego obwodu można przedstawić w postaci:

$$\frac{di_{1(\tau)}}{d\tau} + r_o \cdot i_{1(\tau)} + u_{1(\tau)} + u_{0(\tau)} = \sin(\tau + \psi) \quad (7.7)$$

7.1.1. Harmoniczne prądów i napięć w obwodzie

W przypadku obciążenia nieliniowego opisanego równaniem (7.1) w stanie ustalonym, napięcie $u_{1(\tau)}$ jest symetryczną falą prostokątną o amplitudzie u_a i pulsacji harmonicznej podstawowej równej 1. Napięcie to można przedstawić w postaci szeregu Fouriera:

$$u_{1(\tau)} = u_{1hl} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2n-1} \cdot \sin[(2n-1)\tau]; \quad u_{1hl} = \frac{4u_a}{\pi} \quad (7.8)$$

gdzie u_{1hl} oznacza amplitudę pierwszej harmonicznej napięcia obciążenia w fazie 1.

Natomiast napięcie $u_{0(\tau)}$ jest symetryczną falą prostokątną o amplitudzie $u_a / 3$, pulsacji harmonicznej podstawowej równej 3, i można je przedstawić w postaci szeregu Fouriera:

$$u_{0(\tau)} = u_{1hl} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{3 \cdot (2n-1)} \cdot \sin[3 \cdot (2n-1)\tau] \quad (7.9)$$

Stąd równanie (7.7) można przedstawić w postaci:

$$\frac{di_{l(\tau)}}{d\tau} + r_o \cdot i_{l(\tau)} = \sin(\tau + \psi) - \frac{4u_a}{\pi} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{1}{2n-1} \cdot \sin[(2n-1)\tau] - \frac{1}{3 \cdot (2n-1)} \cdot \sin[3 \cdot (2n-1)\tau] \right\} \quad (7.10)$$

Wyrażenie w nawiasie klamrowym zawiera tylko składowe nieparzyste i nie zawiera składowych harmonicznich o pulsacji będącej wielokrotnością 3. Prąd będący rozwiązaniem powyższego równania zawiera składowe harmoniczne występujące w wymuszeniu, po prawej stronie równania i można go przedstawić następująco:

$$i_{l(\tau)} = \sum_{n=1, |(2n-1) \neq m \cdot 3}^{\infty} i_{lh(2n-1)} \cdot \sin[(2n-1)\tau + \varphi_{(2n-1)}] \quad (7.11)$$

gdzie m jest liczbą naturalną.

Równania bilansu poszczególnych wyższych harmonicznich są niezależne. Dla $n > 1$ i $(2n-1) \neq m \cdot 3$ przybierają one postać:

$$i_{lh(2n-1)} \cdot \left\{ (2n-1) \cdot \cos[(2n-1)\tau + \varphi_{(2n-1)}] + r_o \cdot \sin[(2n-1)\tau + \varphi_{(2n-1)}] \right\} = u_{lh1} \frac{\sin[(2n-1)\tau]}{(2n-1)} \quad (7.12)$$

Stosując przekształcenia trygonometryczne i rozdzielając czynniki występujące przy $\cos[(2n-1)\tau]$ i $\sin[(2n-1)\tau]$ otrzymuje się równania:

$$i_{lh(2n-1)} \cdot \left[-(2n-1) \cdot \sin(\varphi_{(2n-1)}) + r_o \cdot \cos(\varphi_{(2n-1)}) \right] = -u_{lh1} \frac{1}{(2n-1)}, \quad (7.13)$$

$$i_{lh(2n-1)} \cdot \left[(2n-1) \cdot \cos(\varphi_{(2n-1)}) + r_o \cdot \sin(\varphi_{(2n-1)}) \right] = 0. \quad (7.14)$$

i ich rozwiązania:

$$i_{lh(2n-1)} = \frac{u_{lh1}}{(2n-1) \cdot \sqrt{(2n-1)^2 + r_o^2}}; \quad (7.15)$$

$$\begin{aligned} \varphi_{(2n-1)} &= \pi - \operatorname{arctg} \frac{2n-1}{r_o}; \\ \sin(\varphi_{(2n-1)}) &= \frac{(2n-1)}{\sqrt{(2n-1)^2 + r_o^2}} \end{aligned} \quad (7.16)$$

Dla $\tau = k\pi$; $k = 0, 1, 2, \dots$ z (7.11) wynika relacja:

$$\sum_{n=1}^{\infty} i_{1h(2n-1)} \cdot \sin(\varphi_{(2n-1)}) = 0 \quad (7.17)$$

którą można zapisać w nieco innej postaci:

$$i_{1h1} \cdot \sin(\varphi_1) = \sum_{n=2}^{\infty} i_{1h(2n-1)} \cdot \sin(\varphi_{(2n-1)}) \quad (7.18)$$

Wyznaczając z (7.16) $\sin(\varphi_{(2n-1)})$ i podstawiając go wraz z (7.15) do (7.18), otrzymuje się zależność:

$$i_{1h1} \cdot \sin(\varphi_1) = -u_{1h1} \cdot W \quad (7.19)$$

gdzie:

$$\begin{aligned} W &= \sum_{n=2}^{\infty} \frac{1}{(2n-1)^2 + r_o^2} = \frac{\pi}{4r} \left[\operatorname{tgh}\left(\frac{\pi \cdot r_o}{2}\right) - \frac{1}{3} \operatorname{tgh}\left(\frac{\pi \cdot r_o}{6}\right) \right] - \frac{1}{1+r_o^2} = \\ &= \left(\frac{\pi^2}{9} - 1 \right) - 0,00215 \cdot r_o^2 + 0,00007335 \cdot r_o^4 + \dots \end{aligned} \quad (7.20)$$

Pierwszy ze składników wynosi 0,0966, stąd gdy $r_o < 0,3$, można przyjąć, że W jest stałe z dokładnością do 0,2%. Równania (7.19) i (7.20) wyznaczono z uwzględnieniem r_o rzeczywistych, stosując wyprowadzony w pracy [7.6] wzór:

$$\sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{(2n-1)^2 + r^2} = \frac{\pi}{4r} \operatorname{tgh}\left(\pi \frac{r}{2}\right) \quad (7.21)$$

W porównaniu z (7.12) równanie bilansu pierwszej harmonicznej zawiera dodatkowo wymuszenie pochodzące z systemu zasilania. Stąd:

$$i_{1h1} \cdot [\cos(\tau + \varphi_1) + r_o \cdot \sin(\tau + \varphi_1)] = \sin(\tau + \psi) - \frac{4u_a}{\pi} \sin(\tau) \quad (7.22)$$

Postępując podobnie jak uprzednio i rozdzielając czynniki występujące przy $\cos(\tau)$ i $\sin(\tau)$ otrzymuje się równania:

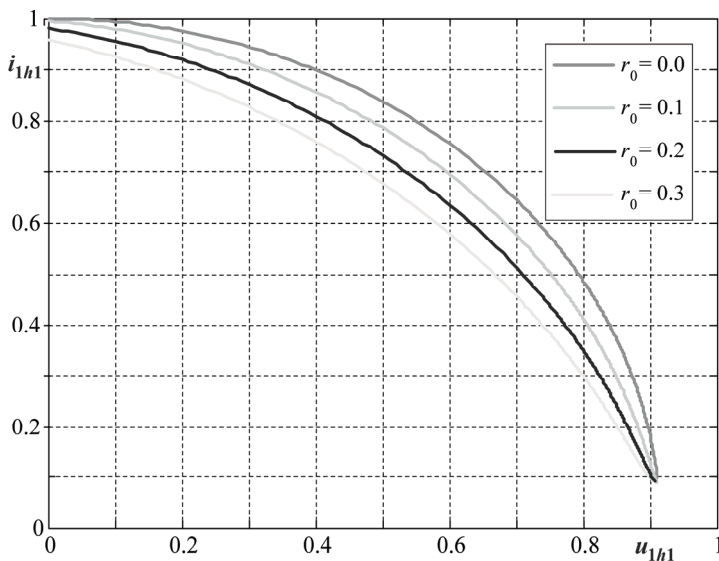
$$i_{1h1} \cdot [\cos(\varphi_1) + r_o \cdot \sin(\varphi_1)] = \sin(\psi), \quad (7.23)$$

$$i_{1h1} \cdot [-\sin(\varphi_1) + r_o \cdot \cos(\varphi_1)] + 4u_a/\pi = \cos(\psi) \quad (7.24)$$

Dodając kwadraty stron tych równań oraz uwzględniając (7.19) i (7.20) można uzyskać [7.4]:

$$i_{1h1} = \sqrt{\left[\frac{1}{1+r_o^2} \left(\sqrt{1+r_o^2 - \{u_{1h1} \cdot [1+W \cdot (1+r_o^2)]\}^2} - u_{1h1} \cdot r_o \right)^2 + (u_{1h1} \cdot W)^2 \right]} \quad (7.25)$$

Wykres amplitudy pierwszej harmonicznej w funkcji amplitudy napięcia obciążenia przedstawiono na rysunku 7.2.



Rys. 7.2. Wykres amplitudy pierwszej harmonicznej prądu fazy I w funkcji pierwszej harmonicznej napięcia obciążenia

Wykres amplitudy pierwszej harmonicznej prądu w funkcji u_{1h1} z uwzględnieniem różnych wartości parametru r_o ma charakter zbliżony do krzywych wyznaczonych w przypadku obwodu z obciążeniem liniowym. Występuje tylko inny współczynnik skali względnej amplitudy pierwszej harmonicznej napięcia obciążenia.

Należy podkreślić, że powyższe zależności obowiązują tylko po spełnieniu warunku przeliczalności zbioru punktów „przejścia przez zero” prądu bezwymiarowego $i_1(\tau)$ w stanie ustalonym. Warunek ten oznacza, że prawostronna granica pochodnej prądu (7.15) względem czasu w punkcie $\tau = k \cdot \pi$ jest większa od zera. Dzieje się tak, gdy:

$$u_1 < u_{1g} = \frac{1}{1+W(1+r_o^2)} \approx 0,912 - 0,07855 \cdot r_o^2 + 0,0085 \cdot r_o^4 \quad (7.26)$$

Dla $r_o < 0,3$ napięcie graniczne u_{1g} jest stałe z odchyleniem nie większym niż 1%. Zmniejszenie zakresu napięć obciążenia związane jest z wartością W , określona w (7.20) – dla danej nieliniowości i zależną od parametru r_o .

Rozpatrywanemu obciążeniu (7.1) i warunkowi (7.26) odpowiada napięcie obciążenia, które posiada stały kształt, a tym samym stałe widmo harmonicznych, niezależne od widma harmonicznych prądu obciążenia. Ta właściwość jest podstawą rozwiązywania problemu.

Na podstawie (7.15) i (7.20) wyznaczono relację:

$$\sum_{n=2}^{\infty} i_{1h(2n-1)}^2 = \frac{u_{1h1}^2}{r_o^2} \left(\frac{\pi^2}{9} - 1 - W \right) \quad (7.27)$$

Jak wynika z powyższego wzoru, wartość skuteczna sumy wyższych harmonicznych prądu jest proporcjonalna do amplitudy napięcia obciążenia. Ze względu na złożoną postać równania (7.25), w dalszych rozważaniach traktuje się amplitudę pierwszej harmonicznej jako daną określoną i nie dokonuje się podstawień za i_{1h1} .

Ze względu na małe zakłócenia napięcia zasilania, znajomość pierwszej harmonicznej prądu jest istotna, ponieważ służy do wyznaczenia punktu pracy obwodu, elementów schematu zastępczego obciążenia i charakterystyk obwodu. Pomiar pierwszej harmonicznej jest złożony, ale łatwiej jest wyznaczyć wartość średnią (wyprostowaną dwupołówkowo) lub wartość skuteczną. Prąd i napięcie obciążenia w poszczególnych fazach posiadają taką samą polaryzację (równanie (7.1)). Dlatego wartość średnią prądu można wyznaczyć z zależności:

$$\begin{aligned} i_{1sr} = & \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} i_{1h(2n-1)} \sin[(2n-1) \cdot \tau + \varphi_{(2n-1)}] \right\} d\tau = \frac{2}{\pi} i_{1h1} \cos \varphi_1 + \\ & + \frac{2}{\pi} \sum_{n=2}^{\infty} \frac{1}{(2n-1)} i_{1h(2n-1)} \cos(\varphi_{(2n-1)}) \end{aligned} \quad (7.28)$$

Wykorzystując (7.15), (7.16) i (7.20), można otrzymać:

$$\frac{2}{\pi} \sum_{n=2}^{\infty} \frac{1}{(2n-1)} i_{1h(2n-1)} \cos(\varphi_{(2n-1)}) = \frac{2 \cdot u_{1h1}}{\pi \cdot r_o} \left(\frac{\pi^2}{9} - 1 - W \right) \quad (7.29)$$

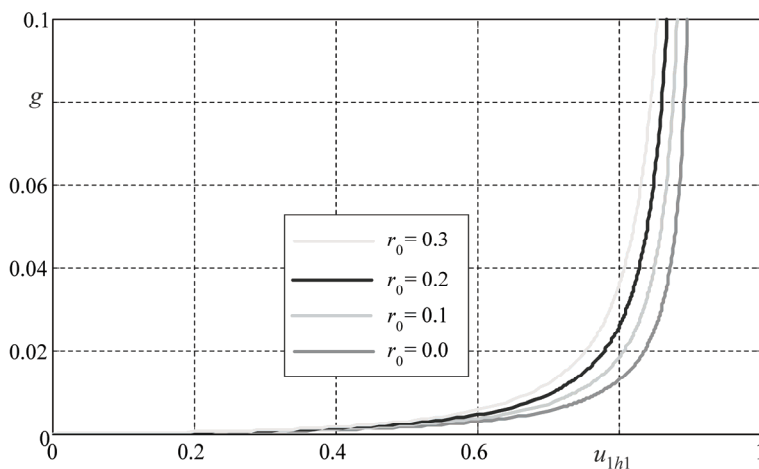
Ze wzorów (7.19) i (7.25) uzyskuje się pierwszy ze składników (7.28). Stąd wartość średnia określona jest zależnością:

$$i_{1sr} = \frac{2}{\pi} \left[\frac{1}{1+r_o^2} \left(\sqrt{1+r_o^2 - \left\{ u_{1h1} \cdot [1+W \cdot (1+r_o^2)] \right\}^2} - u_{1h1} \cdot r_o \right) - \frac{u_{1h1}}{r_o} \left(\frac{\pi^2}{9} - 1 - W \right) \right] \quad (7.30)$$

Na tej podstawie i wykorzystując zależność na amplitudę pierwszej harmonicznej (7.25) można określić błąd relacji proporcjonalności między tymi wielkościami z zależności:

$$g = \frac{i_{1h1} - i_{1sr} \cdot \pi / 2}{i_{1h1}} \quad (7.31)$$

Wykres tego błędu w funkcji amplitudy pierwszej harmonicznej napięcia obciążenia $4u_a/\pi$ i rezystancji r_o przedstawiono na rysunku 7.3.



Rys. 7.3. Wykres błęd relacji proporcjonalności między amplitudą pierwszej harmonicznej i wartością średnią prądu fazy I w funkcji pierwszej harmonicznej napięcia obciążenia

Z przebiegu tych krzywych na rysunku 7.3 wynika, że wielkości te spełniają relację z dokładnością do ok. 2% dla $u_{1h1} < 0,7$, co odpowiada współczynnikowi mocy do ok. 0,7-0,85. Analogiczny współczynnik wyznaczony dla wartości skutecznej można wyznaczyć badając współczynnik zawartości harmoniczných prądu, określony jako pierwiastek kwadratowy z (7.27) podzielony przez i_{1h1} :

$$h = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} i_{1h(2n-1)}^2}}{i_{1h1}} = \frac{(4u_a / \pi)}{i_{1h1} \cdot r_o} \sqrt{\frac{\pi^2}{9} - 1 - W} \approx \frac{u_{1h1}}{i_{1h1}} \cdot 0,046 \quad (7.32)$$

Z powyższej relacji wynika, że współczynnik zawartości harmoniczných jest proporcjonalny do impedancji zastępczej obciążenia nieliniowego, wyznaczonej dla pierwszych harmoniczných napięcia i prądu obciążenia. Iloraz wartości amplitudy pierwszej harmonicznej prądu i jego wartości skutecznej jest równy $\sqrt{2}$ z błędem proporcjonalnym do bezwymiarowej impedancji zastępczej obciążenia.

Oznacza to, że wartość średnia może być bardziej użyteczna do wyznaczania amplitudy pierwszej harmonicznej prądu, a tym samym charakterystyk obwodu pieca łukowego niż wartość skuteczna.

7.1.2. Schematy zastępcze odbiornika nieliniowego

Bardzo częstym przypadkiem występującym w systemie zasilania jest sinusoidalność źródeł zasilających i nieliniowość odbiornika. Dlatego formułując schematy zastępcze obciążenia nieliniowego posłużono się pierwszymi harmonicznymi prądów i napięć. Kąt przesunięcia fazowego między pierwszymi harmonicznymi prądu i napięcia danej fazy można określić na podstawie wzoru (7.19):

$$\varphi_1 = -\arcsin\left(\frac{u_{1h1}}{i_{1h1}} \cdot W\right) \quad (7.33)$$

Z równania (7.33) wynika, że istnieje ujemne przesunięcie fazowe pierwszej harmonicznej prądu w stosunku do pierwszej harmonicznej napięcia ($W > 0$). Stąd też, z punktu widzenia źródła sinusoidalnego napięcia zasilającego, nieliniowe obciążenie można zastąpić obciążeniem liniowym, które składa się z równoległym lub szeregowo połączonych indukcyjności i rezystancji. W połączeniu równoległym wartości elementów wynoszą:

$$L_{zr} = L_s \frac{u_{1h1}}{i_{1h1} \sin(-\varphi_1)} = L_s \frac{1}{W} \quad (7.34)$$

$$R_{zr} = \omega L_s \frac{u_{1h1}}{i_{1h1} \cos \varphi_1} = \frac{\omega L_s}{\sqrt{\left(\frac{i_{1h1}}{u_{1h1}}\right)^2 - W^2}} \quad (7.35)$$

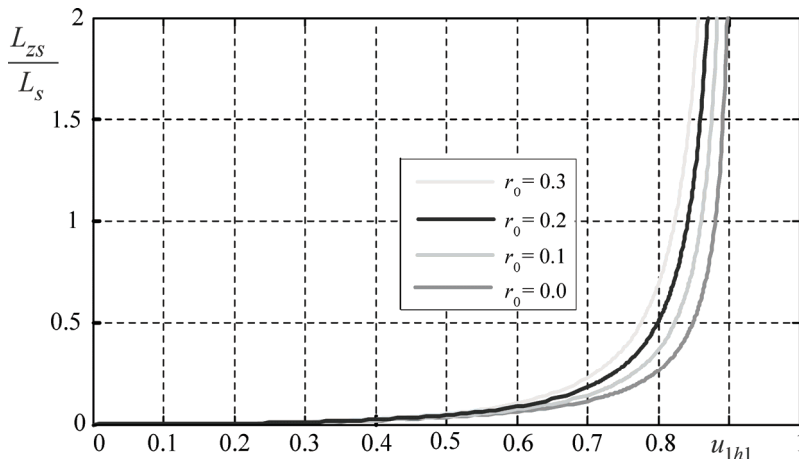
Jak wynika z (7.34), indukcyjność L_{zr} nie zależy od napięcia odbiornika i jest proporcjonalna do indukcyjności L_s , przy czym współczynnik proporcjonalności jest w małym stopniu zależny od r_o .

Do dalszych rozważań bardzo użyteczny jest szeregowy schemat zastępczy, którego elementy są następujące:

$$L_{zs} = L_s \frac{u_{1h1}}{i_{1h1}} \sin(-\varphi_1) = W L_s \left(\frac{u_{1h1}}{i_{1h1}}\right)^2 \quad (7.36)$$

$$R_{zs} = \omega L_s \frac{u_{1h1}}{i_{1h1}} \cos \varphi_1 = \omega L_s \frac{u_{1h1}}{i_{1h1}} \sqrt{1 - \left(W \cdot \frac{u_{1h1}}{i_{1h1}}\right)^2} \quad (7.37)$$

Na podstawie (7.19), (7.20) i (7.36) sporządzono wykres zastępczej indukcyjności szeregowej obciążenia nieliniowego. Wykres ten przedstawiono na rysunku 7.4.



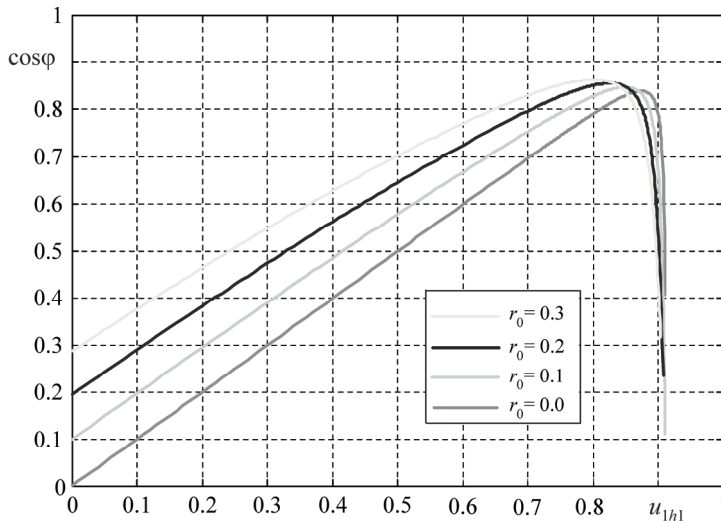
Rys. 7.4. Zależność zastępczej indukcyjności szeregowej obciążenia nieliniowego w funkcji napięcia u_{1hl} i rezystancji r_o

Na rysunku 7.4 widoczny jest gwałtowny wzrost tej indukcyjności w przypadku większych wartości u_{1hl} zależnie od wartości r_o . Zgodnie z (7.36) indukcyjność zastępcza rośnie proporcjonalnie do kwadratu ilorazu amplitud pierwszej harmonicznej napięcia i prądu obciążenia, przy czym należy pamiętać, że ta indukcyjność jest widoczna z zacisków źródła zasilania i wynika z istnienia nieliniowości w rozważanym obwodzie. Reaktancja robocza (ang. *operating reactance*) trójfazowego pieca łukowego w roboczym zakresie napięć może być nawet o 50% większa od reaktancji zwarciowej tego obwodu [7.7]. Według autora pracy [7.7] indukcyjność robocza obwodu pieca łukowego jest proporcjonalna do kwadratu rezystancji obciążenia. Zależności te wyznaczono doświadczalnie dla kilku pieców łukowych. W pracy [7.5] stwierdzono, że wartość współczynnika proporcjonalności tej relacji różni się ok. 5% od współczynnika określonego w równaniu (7.36).

Z zależności (7.37) wynika, że w przypadku małych wartości ilorazu u_{1hl}/i_{1hl} zastępcza rezystancja szeregową jest proporcjonalna do tego ilorazu z dokładnością do 0,5%. Dla większych wartości tego ilorazu rezystancja może się zmniejszać. Na podstawie szeregowego schematu zastępczego układu nieliniowego łatwo jest wyznaczyć kąt przesunięcia fazowego pierwszej harmonicznej prądu względem napięcia zasilającego:

$$-\varphi = -\psi + \varphi_1 = \arctg \frac{\omega(L_s + L_{zs})}{R_0 + R_{zs}} \quad (7.38)$$

Wykresy cosinusa tego kąta w funkcji u_{1h1} i parametru r_o przedstawiono na rysunku 7.5. Cechą charakterystyczną tych wykresów jest występowanie maksimum w funkcji u_{1h1} . I tak w przypadku $r_o = 0$ maksymalna wartość współczynnika mocy wynosi ok. 0,7. Istnienie tych ekstremów łatwo uzasadnić na podstawie równoległego schematu zastępczego. Dla małych wartości u_{1h1} indukcyjność równoległą można pominąć i dlatego obserwuje się wzrost $\cos\varphi$ wraz ze wzrostem u_{1h1} . Z drugiej strony dla dużych wartości u_{1h1} , o prądzie obwodu decyduje zastępcza równoległa indukcyjność odbiornika. Jej znaczenie maleje, gdy zmniejsza się zastępcza rezystancja obciążenia. Dlatego dużym wartościom obciążenia odpowiada wzrost $\cos\varphi$, gdy zmniejsza się napięcie u_{1h1} . Stąd wynika, że w przypadku pośrednich wartości tego napięcia, istnieje maksimum wartości współczynnika mocy.



Rys. 7.5. Współczynnik mocy w funkcji napięcia u_{1h1} i rezystancji r_o

7.1.3. Moc bierna i moc czynna w obwodzie z obciążeniem nieliniowym

Mnożąc (7.17) przez $u_{1h1} \cdot 3E_s^2 / (2\omega L_s)$ i uwzględniając, że amplituda $(2n-1)$ -tej harmonicznej napięcia wynosi:

$$u_{1h(2n-1)} = \frac{u_{1h1}}{2n-1} \quad (7.39)$$

otrzymuje się równanie:

$$\frac{3E_s^2}{2\omega L_s} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} (2n-1) \cdot i_{1h(2n-1)} \cdot u_{1h(2n-1)} \cdot \sin\varphi_{(2n-1)} = 0 \quad (7.40)$$

Jeżeli przyjąć definicję mocy biernej $(2n-1)$ -szej harmonicznej w postaci:

$$Q_{(2n-1)} = \frac{3E_s^2}{2\omega L_s} (2n-1) \cdot i_{1h(2n-1)} \cdot u_{1h(2n-1)} \cdot \sin \varphi_{(2n-1)} \quad (7.41)$$

oraz całkowitą moc bierną określić jako sumę mocy biernych poszczególnych harmonicznych, to z (7.40) wynika, że całkowita moc bierna odbiornika jest równa zero. Oznacza to, że moc bierna pierwszej harmonicznej pobierana ze źródła zasilania i wydzielająca się w zastępczej indukcyjności odbiornika wynosi:

$$Q_{o1} = \frac{3E_s^2}{2\omega L_s} \cdot u_{1h1} \cdot i_{1h1} \cdot \sin \varphi_1 = -\frac{3E_s^2}{2\omega L_s} \cdot u_{1h1}^2 \cdot W \quad (7.42)$$

i jest w całości przekazywana do indukcyjności L_s w poszczególnych fazach obwodu w postaci mocy biernej wyższych harmonicznych. Stąd całkowita moc bierna obwodu, wydzielana w indukcyjnościach fazowych, wynosi:

$$Q_c = \frac{3E_s^2}{2\omega L_s} \cdot i_{1h1}^2 + \frac{3E_s^2}{2\omega L_s} \cdot u_{1h1}^2 W = \frac{3E_s^2}{2\omega L_s} \cdot \left(1 + \frac{L_{zs}}{L_s}\right) i_{1h1}^2 = \frac{3E_s^2}{2\omega L_s} \cdot i_{1h1} \sin \varphi \quad (7.43)$$

Tak więc odbiornik nieliniowy w rozważanym obwodzie nie jest odbiornikiem mocy biernej, mimo że jego schemat zastępczy dla pierwszej harmonicznej zawiera indukcyjność. Indukcyjność ta pojawia się w związku z transformacją mocy biernej, doprowadzonej pierwszą harmoniczną do obciążenia nieliniowego, na moc bierną odprowadzaną z nieliniowości do części liniowej obwodu przez wyższe harmoniczne prądu. Z powyższych rozważań wynika, że dla przyjętej definicji mocy biernej w postaci (7.41), odpowiadającej iloczynowi napięcia i pochodnej prądu po czasie, całkowita moc bierna odbiornika nieliniowego, o jednoznacznej charakterystyce prądowo-napięciowej (bez histerezy), jest równa zero.

Dla przyjętej charakterystyki (7.1) łatwo sprawdzić, że moc czynna wydzielana w nieliniowości jest iloczynem wartości średnich prądu i napięcia obciążenia wyprostowanych dwupółkowo [7.1]:

$$P_{od} = \frac{3E_s^2}{2\omega L_s} \cdot i_{1sr} u_{1sr} = \frac{3E_s^2}{2\omega L_s} \cdot i_{1sr} u_a \quad (7.44)$$

Na podstawie (7.8), (7.28) i (7.29) otrzymuje się zależność:

$$P_{od} = \frac{3E_s^2}{2\omega L_s} \cdot i_{1h1} u_{1h1} \cos \varphi_1 - \frac{3E_s^2}{2\omega L_s} \cdot \frac{u_{1h1}^2}{r_o} \cdot \left(\frac{\pi^2}{9} - 1 - W \right) \quad (7.45)$$

Jak wynika z powyższego równania, moc czynna wydzielana w nieliniowości jest mniejsza od mocy doprowadzanej pierwszą harmoniczną. Moc czynna wydzielana na rezystancji r_o wynosi:

$$P_{st} = \frac{3E_s^2}{2\omega L_s} \cdot r_o \sum_{n=1}^{\infty} (i_{1h(2n-1)})^2 = \frac{3E_s^2}{2\omega L_s} \cdot i_{1h1}^2 r_o + \frac{3E_s^2}{2\omega L_s} \cdot \frac{u_{1h1}^2}{r_o} \left(\frac{\pi^2}{9} - 1 - W \right) \quad (7.46)$$

i składa się z mocy czynnej dostarczanej ze źródła zasilania oraz mocy czynnej generowanej w elemencie nieliniowym i przenoszonej wyższymi harmonicznymi, równej mocy czynnej wyższych harmonicznymi, wytwarzanej w obciążeniu nieliniowym. Całkowita moc czynna obwodu nie zawiera części przenoszonej wyższymi harmonicznymi, ale w zastępczej rezystancji i indukcyjności obciążenia uwzględniony jest wpływ jego nieliniowej charakterystyki. Moc tę wyznacza się jako sumę mocy poszczególnych elementów obwodu i wynosi ona:

$$\begin{aligned} P_c = P_{od} + P_{st} &= \frac{3E_s^2}{2\omega L_s} \cdot (i_{1h1} u_{1h1} \cos \varphi_1 + i_{1h1}^2 \cdot r_o) = \frac{3E_s^2}{2\omega L_s} \cdot \left(\frac{R_{zs}}{\omega L_s} + r_o \right) \cdot i_{1h1}^2 = \\ &= \frac{3E_s^2}{2\omega L_s} \cdot i_{1h1} \cos \varphi \end{aligned} \quad (7.47)$$

Stosując jako moc odniesienia:

$$S_r = 3E_s^2 / (2\omega L_s) \quad (7.48)$$

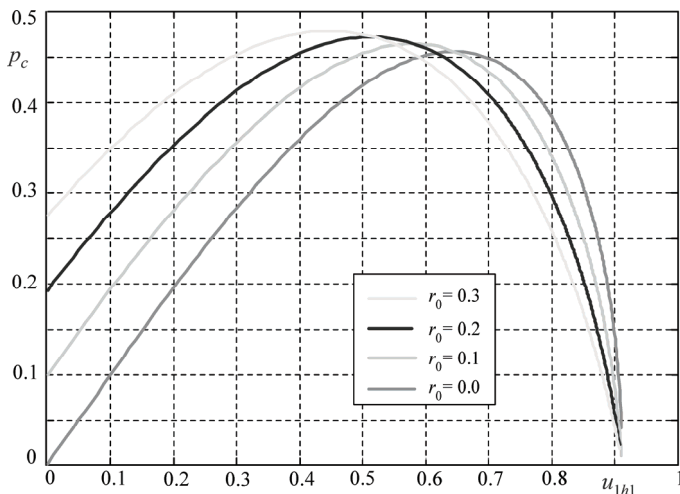
i odnosząc doń całkowitą moc czynną obwodu:

$$p_c = P_c / S_r \quad (7.49)$$

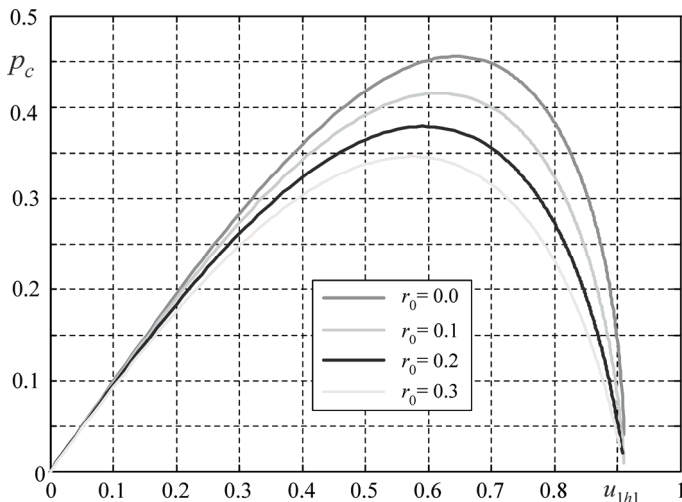
uzyskuje się względną całkowitą moc czynną w funkcji u_{1h1} i r_o przedstawioną na rysunku 7.6. Jak wynika z tego rysunku, maksymalna wartość mocy (w funkcji u_{1h1}) zależy od r_o .

Dla $r_o = 0$ maksymalna moc p_c wydzielana jest w obwodzie dla $\cos \varphi = 0,64$ i wartość tego maksimum jest o ok. 10% mniejsza niż w przypadku obciążenia liniowego. Zjawisko to jest związane z omówionym wcześniej „wzrostem” reaktancji obwodu dla obciążenia nieliniowego. Nieliniowość generując wyższe harmoniczne zmniejsza sprawność przesyłania energii do obciążenia oraz zwiększa energię indukcyjności L_s o energię wyższych harmonicznymi. Należy podkreślić, że taka interpretacja wiąże się z bilansowaniem mocy biernej w obwodzie i jest ściśle związana z definicją mocy biernej (7.41) i (5.15). Jednakże moc wydzielana w obciążeniu znacznie zmniejsza się wraz ze wzrostem rezystancji R_0 , co wynika

ze wzrostu mocy wydzielanej na tej rezystancji (rys. 7.7). Maksyma mocy wydzielanych w obciążeniu są funkcją amplitudy pierwszej harmonicznej napięcia.



Rys. 7.6. Całkowita moc czynna w funkcji napięcia u_{1h1} i rezystancji r_o

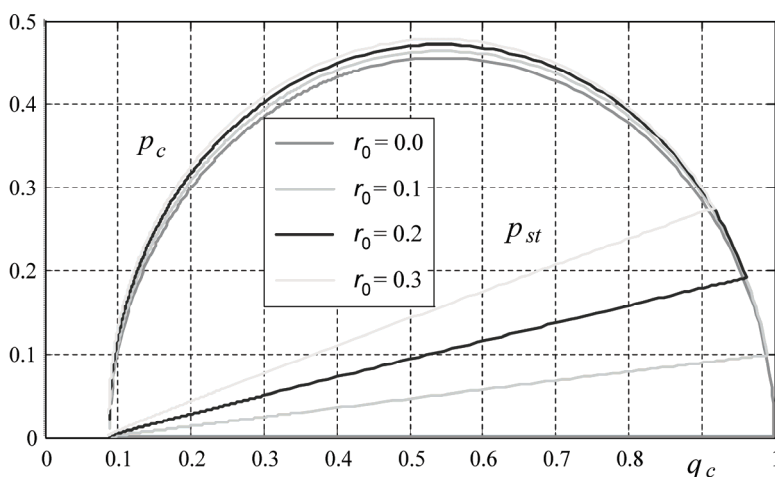


Rys. 7.7. Całkowita moc czynna obciążenia w funkcji napięcia u_{1h1} i rezystancji r_o

Na podstawie rysunku 7.5 można wyznaczyć, jakim wartościom współczynnika mocy odpowiadają te maksima. Dla rezystancji $0 < r_0 < 0,3$ wartości te mieszczą się w granicach 0,65-0,75.

Interesujący jest wykres całkowitej mocy czynnej w funkcji całkowitej mocy biernej obwodu z obciążeniem nieliniowym. Dla obciążenia liniowego ze względu

na kształt, wykres ten nazywany jest kołowym. W przypadku obciążenia nieliniowego wykres ten przedstawiono na rysunku 7.8. Dla przyjętej definicji mocy biernej wykres ten jest również zbliżony kształtem do koła, przy czym dla zerowego r_o promień tego okręgu jest równy ok. $(1-W)/2$, zaś środek położony jest w punkcie $((1+W)/2, 0)$. W odniesieniu do wykresu obwodu z obciążeniem liniowym poszczególne wykresy kołowe są przesunięte w prawo od środka współrzędnych o $W/2$ i o tyleż mają zmniejszony promień. Na rysunku 7.7 dodatkowo umieszczono wykresy mocy czynnej strat (wydzielanej na rezystancjach r_o) w funkcji całkowitej mocy czynnej w postaci odcinków linii prostej o nachyleniu wynikającym z wartości rezystancji r_o .



Rys. 7.8. Charakterystyka bezwymiarowych mocy czynnych: całkowitej p_c i strat p_{st} na rezystancjach r_o obwodu w funkcji całkowitej bezwymiarowej mocy biernej q_c i rezystancji r_o

Przyjmując definicję mocy pozornej w postaci pierwiastka kwadratowego z sumy kwadratów całkowitej mocy czynnej i całkowitej mocy biernej, na podstawie (7.43) i (7.47) moc pozorna obwodu określana jest równaniem:

$$S_c = \sqrt{P_c^2 + Q_c^2} = \frac{3E_s^2}{2\omega L_s} \cdot i_{1h1} = S_r \cdot i_{1h1} \quad (7.50)$$

Biorąc pod uwagę wciąż trwające dyskusje na temat definicji mocy i coraz bardziej złożone zależności [7.8, 7.9], powyższy wynik jest zaskakująco prosty i posiada prostą interpretację. W przypadku rozważanego obwodu zasilanego ze źródeł sinusoidalnych, z obciążeniem nieliniowym moc pozorna jest połową sumy iloczynów amplitud napięcia zasilania (dla postaci bezwymiarowej równych 1) i pierwszych harmonicznnych prądów fazowych (równych i_{1h1}). Rezultat ten pokazuje, że

dla zastosowanej definicji mocy biernej (równanie (7.41)) moc pozorna całego obwodu, nawet dla obciążenia nieliniowego, jest określona wyrażeniem jak dla przebiegów sinusoidalnych i nie zawiera składnika związanego z mocą zniekształceń [7.8]. Można stąd wnioskować, że dla sinusoidalnego zasilania stosowana obecnie definicja mocy biernej i mocy zniekształceń zaproponowana przez Budeanu jest niewłaściwa i niepotrzebna. Zjawiska w takim obwodzie opisują parametry i charakterystyki określone dla pierwszych harmonicznych, w tym elementy schematów zastępczych elementów nieliniowych. Takie podejście nawiązuje do „ekonomicznego układu pojęć mocy” proponowanego przez J. Sawickiego [7.10] oraz – z pewnymi ograniczeniami – do pojęć mocy wprowadzonych przez Fryzego. W zniekształconych przebiegach prądów i napięcia wyodrębnia się składowe o takim kształcie, jak napięcia źródeł zasilania, a nie napięcie w punkcie pomiaru mocy. W ten sposób uzyskuje się algorytm wyznaczania mocy czynnej i biernej, jednakowy w każdym punkcie toru. Właściwości tej nie posiada oryginalna definicja Fryzego.

Definicja mocy biernej dowolnej harmonicznej, określona równaniem (7.41) dla stanu quasi-statycznego, może być uogólniona dla wartości chwilowych następującym równaniem:

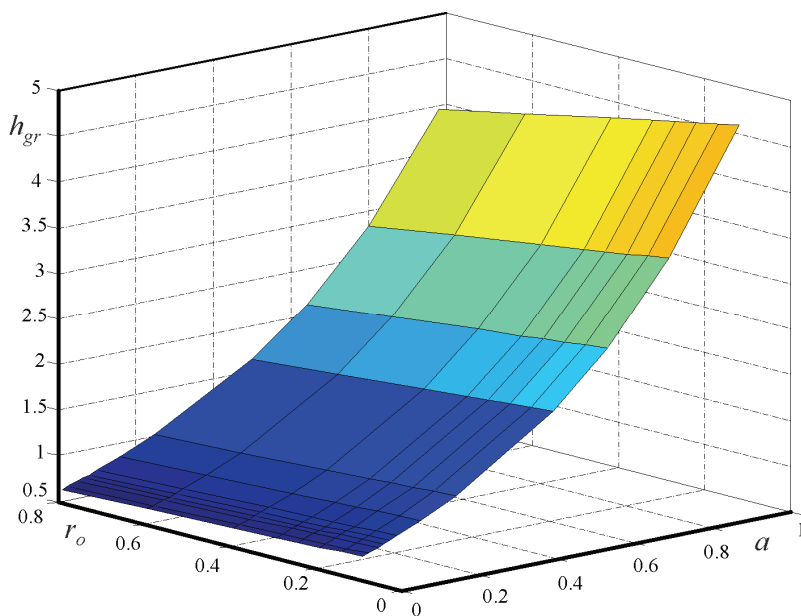
$$Q_{(t)} = \frac{1}{\omega} U_{(t)} \frac{dI_{(t)}}{dt} \quad (7.51)$$

Należy podkreślić, że definicje mocy czynnej i biernej należy także rozpatrywać z punktu widzenia rozliczeń energetycznych. Stosowanie definicji mocy czynnej i biernej określonych w standardach powoduje, że odbiorca energii o nieliniowym odbiorniku nie jest rozliczany ze zwiększenia strat energii i wzrostu mocy biernej obwodu. Aby to uwzględnić, należałoby rozliczać moce pierwszej harmonicznej, co można dość łatwo zrealizować. W ten sposób zwiększone straty w rezystancji obwodu oraz wzrost mocy biernej obciążałyby sprawcę tych niekorzystnych zjawisk, a nie innych odbiorców.

7.2. CHARAKTERYSTYKI SYMETRYCZNEGO OBWODU TRÓJFAZOWEGO ZE STATYCZNYM OBCIĄŻENIEM NIELINIOWYM

W niniejszym rozdziale prezentowane są wyniki badań symulacyjnych obwodu trójfazowego ze statycznym obciążeniem nieliniowym opisanym równaniem (6.23). W tym przypadku obciążenie statyczne rozumiane jest jako obciążenie „niedynamiczne”, opisane funkcją nieliniową prądu niezależną bezpośrednio od czasu. Model matematyczny obwodu i obciążenia stanowią odpowiednio równania (5.11), (5.12) i (5.13). Realizację tego modelu w Simulinku przedstawiono na rysunku 5.2. Analizę modelu przeprowadzono stosując zmienne bezwymiarowe określone zależnościami (7.5). W ten sposób uzyskano mniejszą liczbę zmiennych wejściowych i wyjściowych. Dziedziną większości zmiennych i parametrów bez-

wymiarowych był przedział $(0-1)$. Tylko parametr h , występujący w opisie charakterystyki łuku, przekracza ten przedział. Jeśli wykładnik potęgi a jest bliski zeru, a charakterystyka opisana jest wzorem (6.23), to parametr h można traktować jako amplitudę napięcia łuku. Wartość tej amplitudy jest ograniczona napięciem zasilania. Jeśli a jest równe 1 (obciążenie liniowe), wówczas h jest rezystancją obciążenia, która może się zmieniać od 0 (zwarcie) do wartości ok. 3, gdy prąd jest zbliżony do ok. 0,3 prądu odniesienia – $E_s / (\omega_s \cdot L_s)$. Stwierdzono symulacyjnie, że dla takiej wartości przy przejściu prądu przez zero pojawiają się oscylacje napięcia przy zmianie jego polaryzacji. Uwzględniając wnioski z analizy jakościowej obwodu oraz analizy przedstawionej w podrozdziale 7.1, charakterystyki obwodu określano w stanie ustalonym. Wartość graniczną parametru h wyznaczono jako funkcję $h_{gr} = h_{gr}(a, r_o)$. Symulację obwodu przeprowadzono wyznaczając prądy dla kolejnych wartości h , a i r_o . Wykres wartości h_{gr} jako funkcji a i r_o przedstawiono na rysunku 7.9.



Rys. 7.9. Wykres wartości h_{gr} odpowiadającej amplitudzie prądu bezwymiarowego równej 0,3, w funkcji wykładnika charakterystyk obciążenia a i rezystancji obwodu r_o

Powierzchnię prezentowaną na powyższym rysunku aproksymowano stosując metodę najmniejszych kwadratów błędu względnego. W wyniku otrzymano aproksymację z błędem ok. 3%. Zależność aproksymująca jest następująca:

$$h_{gr} = 0,701 + 1,176 \cdot a - 0,2 \cdot r_o - 0,648 \cdot a \cdot r_o + 1,18 \cdot a^2 \quad (7.52)$$

Największy błąd aproksymacji występuje wtedy, gdy obciążenie jest zbliżone do liniowego, czyli rezystancyjnego $a = 1$.

Wielkość h_{gr} jest potrzebna do wyznaczenia zakresu zmienności parametru h w trakcie symulacji i wyznaczenia innych charakterystyk.

Dla określenia zastępczych parametrów obciążenia nieliniowego w stanie ustalonym, wyznaczono w postaci zespolonej pierwsze harmoniczne napięcia zasilania, napięcia obciążenia i prądu. Przykładowo pierwszą harmoniczną prądu (pierwszej fazy), dla przyjętego czasu próbkowania, w postaci zespolonej określono następująco:

$$\hat{i}_{1h1} = \frac{2}{1200} \sum_{k=1}^{1200} [\hat{i}_{1k} \cdot \cos(k \cdot 2\pi / 1200)] + j \cdot \frac{2}{1200} \sum_{k=1}^{1200} [\hat{i}_{1k} \cdot \sin(k \cdot 2\pi / 1200)] \quad (7.53)$$

gdzie indeks k oznacza numer próbki wartości chwilowej prądu w fazie 1.

W analogiczny sposób określano $\hat{u}_{1h1}$ i $\hat{e}_{1h1}$. Napięcie zasilania posiadało amplitudę równą jedności. Obliczenia prowadzono stosując program MATLAB. Postać zespolona zmiennej na podstawie przebiegów czasowych wyznaczana była w jednej linii programu.

Na podstawie tych wielkości oraz równania, wielkość W , charakterystyczną dla obwodu z obciążeniem nieliniowym o wykładniku $a = 0$ (7.19), można przedstawić w postaci:

$$W = -\text{im}(\hat{i}_{1h1} / \hat{u}_{1h1}) \quad (7.54)$$

w której wyznaczana jest ujemna część urojona ilorazu zespolonych pierwszych harmonicznym pierwszej fazy prądu i napięcia obciążenia.

Przeprowadzono analizę, czy dla wartości wykładnika a w przedziale $< 0, 1 >$ wielkość W można także wyznaczyć z powyższego równania. Wyznaczano $\hat{u}_{1h1}$ i $\hat{i}_{1h1}$ jako funkcje a , h i r_o , a następnie wykorzystywano (7.54). W przyjętym zakresie zmienności $h < 0,9h_{gr}$ stwierdzono, że wartość W jest z dokładnością do 3% stała, niezależna od h . Dlatego zastosowano uśrednianie W w funkcji h w tym zakresie i otrzymywaną wartość W analizowano jako funkcję wykładnika charakterystyki a i bezwymiarowej rezystancji obwodu r_o . Wykres W przedstawiono na rysunku 7.10.

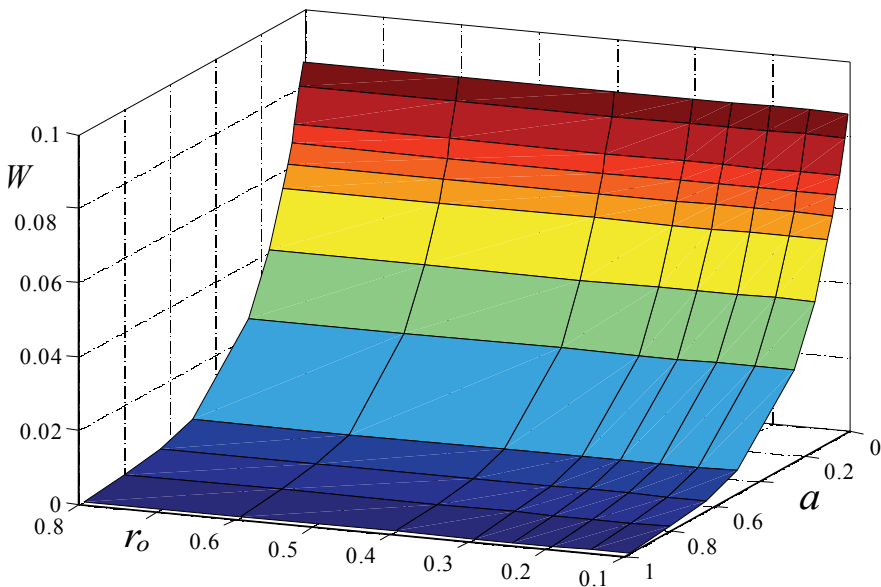
Z wykresu tego wynika, że istnieje silna zależność wartości W od wykładnika a oraz słaba zależność od rezystancji obwodu. Ponadto z przebiegu tej charakterystyki dla a dążącego do zera wynika, że dąży ona do wartości wyznaczonej w poprzednim podrozdziale.

Stąd przyjęto, że współczynnik W może być przedstawiony jako:

$$W = W_{(a,r)} = Wn_{(a)} \cdot Wo_{(r)} \quad (7.55)$$

gdzie: $Wn_{(a)}$ – czynnik zależny tylko od wykładnika nieliniowości a , równy 0,0966 dla $a=0$ i równy zero dla obciążenia liniowego, $Wo_{(r)}$ – czynnik zależny od bezwymiarowej rezystancji obwodu r_o .

Takie przedstawienie jest logiczne. Wielkość W charakteryzuje wpływ zjawisk nieliniowych. W przypadku obciążenia liniowego W w postaci (7.55) jest równe zero, niezależnie od wartości r_o .



Rys. 7.10. Wykres współczynnika W jako funkcji wykładnika charakterystyk obciążenia a i rezystancji obwodu r_o

Wielkość $W_{(a,r)}$ określono stosując aproksymację charakterystyk z rysunku 7.10 metodą najmniejszych kwadratów. Funkcja aproksymująca jest następująca:

$$W_{(a,r)} = 0,0893 \cdot 10^{-2a} \cdot (1 - 0,069 \cdot r_o^2) \quad (7.56)$$

Błąd aproksymacji wynosi ok. 3%. Oszacowano, że błąd obliczeń numerycznych, wynikający z przyjętych algorytmów rozwiązywania równania różniczkowego obwodu, algorytmów wyznaczania wielkości pośrednich i uśredniania, posiada zbliżoną wartość.

Jako wielkości podstawowe do wyznaczenia charakterystyk obwodu ważne są parametry zastępcze obciążenia nieliniowego określone na podstawie pierwszych

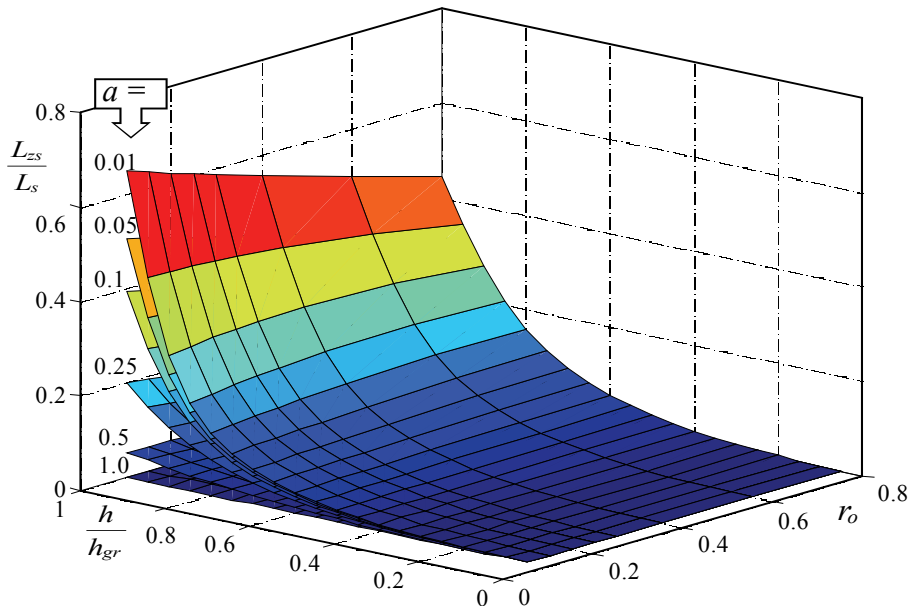
harmonicznych – rozdział 7.1.2. Impedancja zastępcza (dla pierwszej harmonicznej) obciążenia nieliniowego opisana jest wzorem:

$$\hat{z}_{1h1} = \frac{\hat{u}_{1h1}}{\hat{i}_{1h1}} \quad (7.57)$$

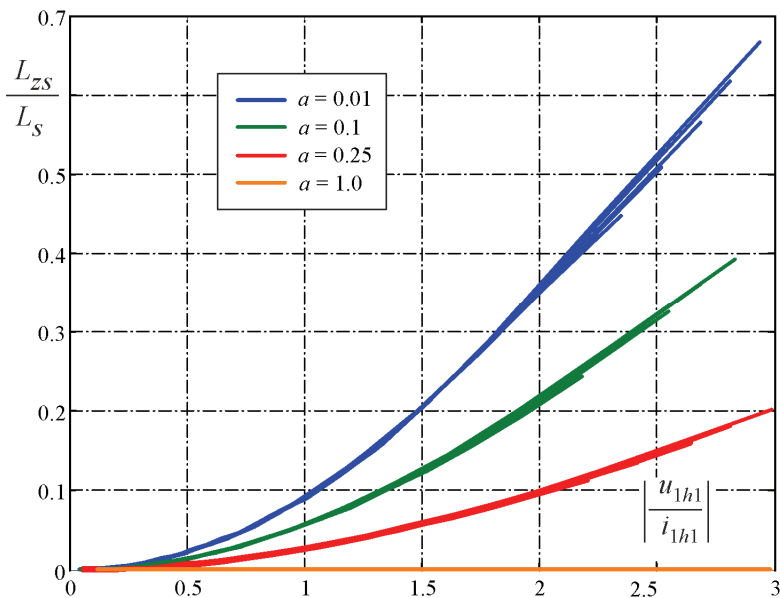
Wielkości $\hat{u}_{1h1}$ i $\hat{i}_{1h1}$ są bezwymiarowe, zespolone i dlatego powyższa impedancja jest zespolona i bezwymiarowa, i odniesiona jest do reaktancji obwodu zasilania ωL_s . Część urojona tej impedancji jest reaktancją zastępczą obciążenia nieliniowego i posiada charakter indukcyjny. Zostało to objaśnione w rozdziale 7.12. Impedancja $\hat{z}_{1h1}$ jest widoczna z zacisków źródeł sinusoidalnego napięcia zasilania i pozwala określić dostarczane do obwodu moce czynną oraz bierną. Nie pokazuje ona mocy przenoszonych przez wyższe harmoniczne. Interpretację bilansu mocy czynnej i biernej oraz elementów schematu zastępczego przedstawiono w podrozdziale 7.1 oraz w pracach [7.5, 7.11, 7.12]. Z analiz tych wynika, że obciążenie nieliniowe o jednowartościowej (bez histerezy) charakterystyce prądowo-napięciowej posiada całkowitą moc bierną, określoną przez (7.43), równą zero, przy czym moc bierna pierwszej harmonicznej nie jest zerowa, jest dodatnia. Oznacza to, że w schemacie zastępczym nieliniowości występuje indukcyjność zastępcza. Uwzględniając ciągłość charakterystyk w funkcji wykładnika a oraz analizę dla wartości granicznej tego współczynnika ($a = 0$), przeprowadzoną w rozdziale 7.1, można się spodziewać, że ze wzrostem a do wartości 1 (obciążenie liniowe), zmniejsza się znaczenie nieliniowości i wartość indukcyjności zastępczej obciążenia zmniejszy się do wartości zero. Należy podkreślić, że zjawisko występowania indukcyjności w schemacie zastępczym obciążenia nieliniowego o jednowartościowej charakterystyce prądowo-napięciowej związane jest z nieliniowością obciążenia zasilanego poprzez indukcyjność ze źródła obwodu prądu przemiennego. Zjawisko to obserwuje się w praktyce obwodów elektroenergetycznych pieców łukowych [7.7, 7.3].

Wykres bezwymiarowej indukcyjności elementu szeregowego schematu zastępczego, wyznaczonego dla harmonicznej podstawowej napięcia i prądu w funkcji współczynnika a , rezystancji bezwymiarowej r_o oraz bezwymiarowego parametru obciążenia h/h_{gr} , przedstawiono na rysunku 7.11.

Z wykresów na rysunku 7.11 wynika, że indukcyjność zastępcza nieliniowości zależy głównie od parametru obciążenia h/h_{gr} oraz od wykładnika nieliniowości a . Wzrost tej indukcyjności występuje głównie dla $h \geq 0,4h_{gr}$ oraz dla wartości wykładnika charakterystyki nieliniowej a mniejszej od 0,25. Dla obciążenia liniowego, tzn. gdy $a = 1$, indukcyjność ta nie występuje. Dla przyjętych zmiennych wejściowych trudno było znaleźć zapis funkcji aproksymującej, zwłaszcza, że zmienna h nie jest bezpośrednio dostępna pomiarowo. Dlatego kierując się postacią wzoru (7.36) sporządzono wykres indukcyjności w funkcji modułu zastępczej impedancji obciążenia dla pierwszej harmonicznej napięcia i prądu (rys. 7.12).



Rys. 7.11. Wykres bezwymiarowej indukcyjności szeregowego schematu zastępczego obciążenia dla harmonicznej podstawowej w funkcji współczynnika a , rezystancji bezwymiarowej r_o oraz parametru obciążenia h/h_{gr}



Rys. 7.12. Wykres bezwymiarowej indukcyjności szeregowego schematu zastępczego obciążenia dla harmonicznej podstawowej w funkcji współczynnika a , rezystancji bezwymiarowej r_o oraz modułu impedancji obciążenia

Krzywe dla obwodów o rezystancjach części liniowej: 0,1, 0,2, 0,4, 0,6 i 0,8 wykreślono wspólnie. Stąd wynika rozrzut wykresu dla wartości wykładnika a mniejszych od 1. Z wykresu tego wynika, że rezystancja części liniowej obwodu ma wpływ mniej istotny na indukcyjność zastępczą obciążenia niż wykładnik charakterystyki łuku. Wraz ze wzrostem rezystancji r_o od 0 do wartości 0,8 indukcyjność ta zmniejsza się o ok. 5%.

Przedstawione powyżej zależności zostały potwierdzone doświadczalnie. Zjawisko to obserwował także B. Bowman [7.13]. W pracy [7.7] zaprezentowane zostały wyniki badań wzrostu indukcyjności obwodu trójfazowego pieca łukowego w funkcji rezystancji obciążenia. W pracy [7.14] stwierdzono, że zastępcza reakcja łuku zależy od etapu wytopu.

Z rysunku 7.12 wynika, że znajomość impedancji obciążenia dla pierwszej harmonicznej, znajomość indukcyjności obwodu oraz wykładnika a pozwala określić indukcyjność zastępczą obciążenia nieliniowego i dalej charakterystyki symetrycznego obwodu trójfazowego z obciążeniem nieliniowym, takie jak: prąd, moce, współczynnik mocy. Umożliwia to określenie aktualnego punktu pracy obwodu i sterowanie tym punktem.

Podjęto badania mające na celu określenie, jakie reprezentacje wielkości dostępnych pomiarowo mogą być użyteczne do wyznaczenia parametrów modelu obwodu. Prądy obwodu, jako rozwiązania równań różniczkowych obwodu, są ciągłe i mają mniejszą zawartość harmonicznych niż napięcia obciążenia. W analizowanym obwodzie nieliniowym iloraz wartości średniej i amplitudy pierwszej harmonicznej prądu jest równy $2/\pi$ (wartość dla sinusoidy) z błędem nie większym niż 1% dla $\cos \varphi < 0,9$. Z nieco mniejszym błędem (ok. 0,5%) ustala się analogiczną relację między wartością skuteczną a amplitudą prądu [7.11]. Relacje te są istotne dla wyznaczania amplitudy pierwszej harmonicznej prądu, ale są niewrażliwe na nieliniowość obciążenia i dlatego są nieużyteczne do wyznaczania parametrów obciążenia nieliniowego. Do tego celu wygodniejsze mogą być napięcia obciążenia. Przeprowadzono badania zależności relacji: wartości średniej (wyprostowanej dwupółkowo), wartości skutecznej i wartości maksymalnej napięcia obciążenia, jako funkcji h , a i r_o . Wartość chwilową tego napięcia w obwodach o prądach o wartości powyżej 1 kA otrzymuje się często dopiero po zastosowaniu układów kompensacyjnych.

7.2.1. Identyfikacja parametrów modelu obciążenia nieliniowego

Stosowany w pracy model obciążenia nieliniowego zawiera parametry h i a . Kluczowym parametrem jest wykładnik potęgi prądu – a . Gdy wartość wykładnika a jest określona, parametr h nieliniowości można obliczyć z relacji wartości chwilowych prądów i napięć, stosując metodę najmniejszych kwadratów.

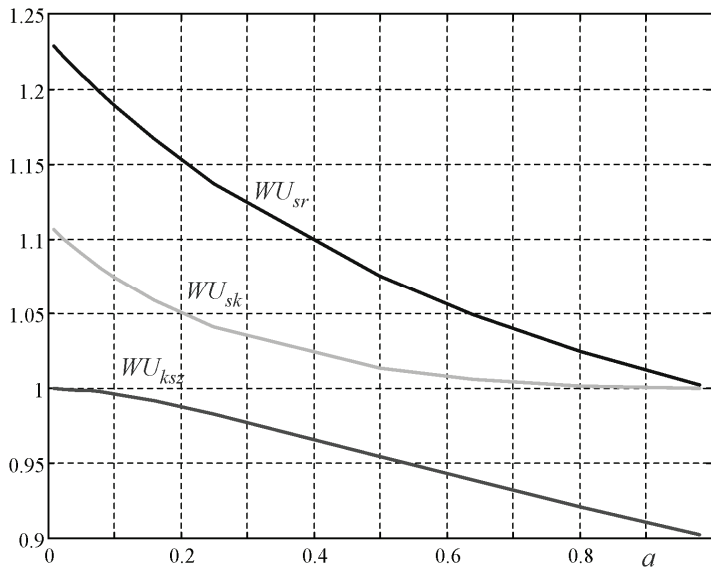
Uwzględniając powyższe przeprowadzono analizę zależności reprezentacji napięć obciążenia nieliniowego od parametrów modelu, a zwłaszcza wykładnika a . W tym celu wyznaczono zmienne:

$$WU_{sr} = \frac{\pi \cdot u_{1sr}}{2 \cdot u_{1h1}} \quad (7.58)$$

$$WU_{sk} = \frac{\sqrt{2} \cdot u_{1sk}}{u_{1h1}} \quad (7.59)$$

$$WU_{ksz} = \frac{u_{1sr}}{u_{1sk}} \quad (7.60)$$

w funkcji parametru h , rezystancji r_o i wykładnika a . Zmienne te dla $a=1$ przyjmują takie wartości, jak dla przebiegów sinusoidalnych, zaś dla $a=0$ takie, jak dla fali prostokątnej. Stwierdzono, że dla $0,1 \leq r_o \leq 0,8$ i $0,1 \leq h/h_{gr} \leq 0,9$, powyższe wielkości nie zależą od r_o i h z dokładnością 0,3%. Są one jedynie funkcją wykładnika a (rys. 7.13).



Rys. 7.13. Współczynniki kształtu napięcia obciążenia nieliniowego WU_{sr} , WU_{sk} , WU_{ksz} w funkcji a wykładnika charakterystyki obciążenia

Najłatwiej mierzalną z tych wielkości jest WU_{ksz} . Zależność tej wielkości od wykładnika a można aproksymować funkcją liniową:

$$WU_{ksz} = 1,005 - 0,103 \cdot a \quad (7.61)$$

z błędem $\pm 0,005$ lub funkcją kwadratową:

$$WU_{ksz} = 1,004 - 0,085 \cdot a - 0,021 \cdot a^2 \quad (7.62)$$

z błędem $\pm 0,0025$.

Jednakże zakres zmienności WU_{ksz} wynosi tylko 0,1. Ponad dwukrotnie większy jest zakres zmienności WU_{sr} . Wielkość ta, aproksymowana w podobny sposób, może być opisana z błędem $\pm 0,004$ za pomocą następującego wyrażenia:

$$WU_{sr} = 1,23 + 0,168 \cdot a - 0,393 \cdot a^2 \quad (7.63)$$

Trzecia z wielkości prezentowanych na wykresie może być aproksymowana z dokładnością $\pm 0,005$ następującą zależnością:

$$WU_{sr} = 1,102 - 0,267 \cdot a + 0,170 \cdot a^2 \quad (7.64)$$

W pracy [7.11] analizowano zależność ilorazów: iloczynu wartości skutecznych prądu i napięcia oraz mocy czynnej obciążenia, oraz iloczynu wartości średnich prądu i napięcia, oraz mocy czynnej obciążenia. Wielkości te są mniej wrażliwe niż prezentowane na rysunku 7.13 wskaźniki kształtu.

Analizując wpływ nieliniowości na powstawanie napięcia między punktami neutralnymi gwiazdy odbiorników i gwiazdy napięć zasilających można stwierdzić, że w obwodzie symetrycznym z obciążeniem liniowym ($a = 1$) napięcie to jest równe zero, natomiast w przypadku obciążenia nieliniowego, którego napięcie jest falą prostokątną ($a = 0$), napięcie między punktami neutralnymi ma amplitudę równą jednej trzeciej amplitudy napięcia obciążenia i częstotliwość równą trzykrotnej częstotliwości źródła zasilania. Dlatego sprawdzono symulacyjnie wskaźnik określony następująco:

$$WU_{osr} = \frac{3 \cdot u_{osr}}{u_{1sr}} \quad (7.65)$$

Wykres tego wskaźnika przedstawiono na rysunku 7.14.

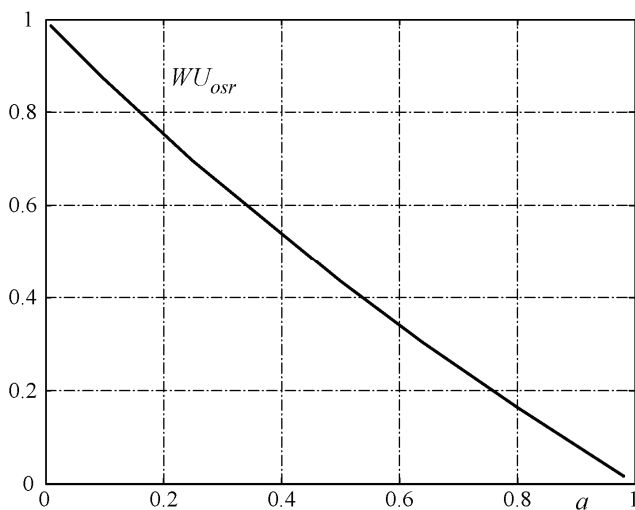
Z wykresu przedstawionego na rysunku 7.14 wynika, że wskaźnik (7.65) w porównaniu do wcześniejszych wskaźników, ma największy zakres zmienności i zaczyna się od wartości zerowej. Wykres ten można aproksymować z błędem $\pm 0,004$ równaniem:

$$WU_{osr} = 0,996 - 1,25 \cdot a + 0,258 \cdot a^2 \quad (7.66)$$

z dokładnością $\pm 0,04$:

$$WU_{osr} = 0,976 - 1,02 \cdot a \quad (7.67)$$

Powyższe wskaźniki są użyteczne do wyznaczenia wykładnika a modelu charakterystyki prądowo-napięciowej obciążenia. W tym celu w pierwszym kroku należy wyznaczyć potrzebne wartości napięć: skuteczną, amplitudę pierwszej harmonicznej lub wartość średnią (wyprostowaną dwupołwkowo). Następnie wyznacza się wartość wybranego wskaźnika i znajduje rozwiązanie równania aproksymującego.



Rys. 7.14. Wykres wskaźnika WU_{osr} (7.63) w funkcji wykładnika charakterystyki obciążenia a

Należy podkreślić, że w powyższych równaniach wykorzystuje się napięcia, które dla odbiorników, takich jak piece łukowe o pojemności powyżej 10 Mg, nie są bezpośrednio mierzalne. Aby zmierzyć te napięcia, należy przeprowadzić testy zwarciovowe i wyznaczyć parametry układu pomiarowego, i na podstawie prądów kompensować dodatkowe napięcia występujące w pętli pomiarowej [7.4, 7.11, 7.15, 7.16]. Dla symetrycznego układu zasilającego, napięcie między punktami neutralnymi zasilania i nieliniowego obciążenia jest równe jednej trzeciej sumy napięć obciążenia w poszczególnych fazach.

W celu realizacji procedury wyznaczania wykładnika a bardzo użyteczne są funkcje cyfrowego przetwarzania sygnałów. Pozwalają one na prostą realizację kompensacji sygnałów zakłócających pomiar i na wyznaczenie wartości chwilowych napięć, wymienionych wyżej ich reprezentacji, a następnie wyznaczenia wykładnika a .

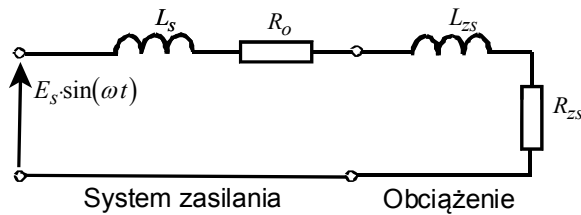
7.2.2. Charakterystyki robocze symetrycznego obwodu z nieliniowym modelem łuku elektrycznego

Na podstawie wartości wykładnika a i wartości r_o można wyznaczyć wielkość W – (7.56). Wyznaczając ponadto amplitudy prądów i napięć obciążenia można określić zastępczą szeregową indukcyjność nieliniowości ze wzoru (7.36). Dla wyzna-

czenia charakterystyk obwodu są istotne modele zastępcze obciążenia określone dla pierwszych harmonicznych prądów i napięć. W literaturze nie jest stosowana taka reprezentacja napięć i prądów. Najczęściej stosowana jest wartość skuteczna, ale ta reprezentacja jest poprawna jedynie w przypadku oszacowań mocy elementów liniowych. Nie pokazuje natomiast przepływu mocy wyższych harmonicznych w obwodzie, gdy źródłem tych harmonicznych jest obciążenie nieliniowe.

Charakterystyki robocze obwodu rozumiane są jako charakterystyki określające punkt pracy obwodu. Na przykład dla symetrycznego obwodu pieca łukowego są to: prąd obwodu (dla obciążenia nieliniowego – amplituda pierwszej harmonicznej prądu) i moc obciążenia.

Dla pierwszych harmonicznych prądów i napięć schemat symetrycznego obwodu trójfazowego z obciążeniem nieliniowym zastępowany jest symetrycznym trójfazowym z zastępczym obwodem liniowym, który można analizować rozpatrując obwód tylko jednofazowy. Schemat tego obwodu przedstawiono na rysunku 7.15. Obciążenie nieliniowe zostało zastąpione szeregowym połączeniem zastępczych indukcyjności i rezystancji.



Rys. 7.15. Schemat obwodu dla pierwszej harmonicznej ze schematem zastępczym obciążenia nieliniowego

Stosując skalowanie czasu oraz zmienne bezwymiarowe odniesione odpowiednio do E_s , ωL_s , $E_s / \omega L_s$ analogicznie do (7.5), (7.6)

$$\tau = \omega t ; \quad r_o = \frac{R_o}{\omega L_s} ; \quad r_{zs} = \frac{R_{zs}}{\omega L_s} ; \quad i_s(\tau) = \frac{I_k(\tau)}{E_s / \omega L_s} \quad (7.68)$$

równanie powyższego obwodu można przedstawić w postaci:

$$\left(1 + \frac{L_{zs}}{L_s}\right) \frac{di_s(\tau)}{d\tau} + r_o \cdot i_s(\tau) + r_{zs} \cdot i_s(\tau) = \sin(\tau) \quad (7.69)$$

Z rysunku 7.12 można określić dla impedancji obciążenia w pobliżu punktu maksymalnej mocy czynnej wydzielanej w obciążeniu, następujące relacje:

$$\begin{aligned}
\frac{L_{zs}}{L_s} \leq 0,1 & \quad \text{dla} \quad \frac{|u_{1h1}|}{|i_{1h1}|} \leq 1,0 \\
\frac{L_{zs}}{L_s} \leq 0,2 & \quad \text{dla} \quad \frac{|u_{1h1}|}{|i_{1h1}|} \leq 1,5 \\
\frac{L_{zs}}{L_s} \leq 0,35 & \quad \text{dla} \quad \frac{|u_{1h1}|}{|i_{1h1}|} \leq 2,0
\end{aligned} \tag{7.70}$$

Wynika z nich, że:

$$\frac{|u_{1h1}|}{|i_{1h1}|} \approx r_{zs} \tag{7.71}$$

dla określonych wyżej warunków z błędem odpowiednio 0,5%, 2% i 5%.

Stosowanie zmiennych bezwymiarowych pozwala uprościć opis obwodu. I tak w przypadku obciążenia liniowego, wyrażenia wyznaczające prąd bezwymiarowy i sinus kąta przesunięcia fazowego prądu względem napięcia zasilania są tożsame. Jeśli obciążenie jest nieliniowe, to tożsamość jest nieco inna. W pracy [7.11] stwierdzono, że ma ona postać:

$$|i_{1h1}| \cdot \left(1 + \frac{L_{zs}}{L_s}\right) = \sin(\varphi) \tag{7.72}$$

Zależność tę można otrzymać stosując schemat zastępczy obciążenia nieliniowego wyznaczony dla pierwszej harmonicznej z rysunku 7.13. W trakcie badań symulacyjnych stwierdzono, że zależność ta obowiązuje z błędem 0,5% niezależnie od parametrów a i r_o .

Amplituda pierwszej harmonicznej prądu bezwymiarowego jest określona zależnością:

$$|i_{1h1}| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{L_{zs}}{L_s}\right)^2 + \left[r_o + \sqrt{\left(\frac{u_{1h1}}{i_{1h1}}\right)^2 - \left(\frac{L_{zs}}{L_s}\right)^2}\right]^2}} \tag{7.73}$$

Podstawiając za L_{zs} zależność (7.36) i pomijając wyrazy z W^2 (mniejsze od 0,01) można amplitudę pierwszej harmonicznej prądu przedstawić jako zależną od bezwymiarowej rezystancji obciążenia r_{zs} :

$$|i_{1h1}| = \frac{1}{\sqrt{1 + r_o^2 + 2 \cdot r_o \cdot r_{zs} + (1 + 2 \cdot W) \cdot r_{zs}^2}} \tag{7.74}$$

lub zależną od amplitudy pierwszej harmonicznej napięcia:

$$|i_{1hl}| = \frac{1}{1+r_o^2} \left(\sqrt{1+r_o^2 - \left[1+2 \cdot W \cdot (1+r_o^2) \right] \cdot u_{1hl}^2} - u_{1hl} \cdot r_o \right) \quad (7.75)$$

Zależność ta aproksymuje równanie (7.25) dla $a = 0$, $r_o \leq 0,2$ i $u_{1hl} \leq 0,8$ z błędem mniejszym od 0,7%. Dokładność ta pogarsza się (błąd wzrasta do kilku procent), jeśli $r_o > 0,5$. Wraz ze wzrostem a dokładność powyższego wyrażenia poprawia się. Jeśli $a = 1$, to błąd jest zerowy.

Moc czynną obciążenia można wyznaczyć jako iloczyn amplitud pierwszych harmonicznych prądów i napięć oraz cosinusa kąta przesunięcia fazowego między nimi:

$$P = |u_{1hl}| \cdot |i_{1hl}| \frac{\sqrt{\left| \frac{u_{1hl}}{i_{1hl}} \right|^2 - \left(\frac{L_{zs}}{L_s} \right)^2}}{\left| \frac{u_{1hl}}{i_{1hl}} \right|} \quad (7.76)$$

Po prostych przekształceniach i wykorzystaniu (7.36) otrzymano bezwymiarową moc czynną obciążenia nieliniowego w postaci:

$$P = |u_{1hl}| \sqrt{|i_{1hl}|^2 - (W \cdot |u_{1hl}|)^2} \quad (7.77)$$

Po podstawieniu (7.75) bezwymiarowa moc czynna jest funkcją $|u_{1hl}|$, W i r_o . Moc ta jest odnoszona do $3E_s^2 / (2\omega L_s)$. Do określenia charakterystyk roboczych użyteczna też może być zależność przedstawiona w pracy [7.11]:

$$P = |i_{1hl}| \left(\sqrt{1 - \left[\left(1 + \frac{L_{zs}}{L_s} \right) \cdot |i_{1hl}| \right]^2} - r_o \cdot |i_{1hl}| \right) \approx |i_{1hl}| \cdot \left(\sqrt{1 - (|i_{1hl}|^2 + 2 \cdot W \cdot |u_{1hl}|^2)} - r_o \cdot |i_{1hl}| \right) \quad (7.78)$$

Powyższa funkcja opisuje moc czynną obciążenia z błędem do 1%, także po podstawieniu za amplitudę pierwszej harmonicznej prądu – jego wartości średniej pomnożonej przez $\pi/2$.

7.2.3. Charakterystyki oddziaływań obciążenia nieliniowego symetrycznego obwodu trójfazowego na źródło zasilania

Obciążenie nieliniowe przetwarza energię dostarczaną ze źródła, przenoszoną pierwszą harmoniczną na energię wyższych harmoniczných, „wracających” do systemu zasilania. Harmoniczne te oddziałują na inne odbiorniki, przyłączone do systemu oraz na źródło zasilania. Wielkość tych oddziaływań zależy od impedancji elementów systemów zasilania. Jak przedstawiono w rozdziale 5, oddziaływania symetrycznego odbiornika nieliniowego generują pobór mocy o sześciokrotnej częstotliwości źródła zasilania. Zmienny pobór mocy, przy przyjęciu stałej częstotliwości obrotów generatora powoduje powstanie składowej zmiennej momentu obciążenia generatora, co może powodować zmęczenie elementów przenoszenia mocy mechanicznej oraz generowanie harmoniczných: 5-tej i 7-mej, 11-tej i 13-tej, itd. w napięciach zasilania. Widmo amplitudowe harmoniczných napięć i momentu zależy od charakteru nieliniowości.

Analizując zmienne dostępne pomiarowo w systemie zasilania oraz uwzględniając analizę jakościową postawiono pytanie: „Jakie wielkości należy użyć do identyfikacji harmoniczných?”. Aby na nie odpowiedzieć, prowadzono obserwację przebiegów czasowych składowych równań (7.2) obwodu symetrycznego z obciążeniem nieliniowym (opisanym równaniem (5.12)), zapisanych z przeskalowanym czasem w postaci:

$$\omega L_s \cdot \dot{I}_{k(\tau)} + R_o \cdot I_{k(\tau)} + U_k(I_{k(\tau)}) + U_{0(\tau)} = E_{k(\tau)} \quad (7.79)$$

gdzie:

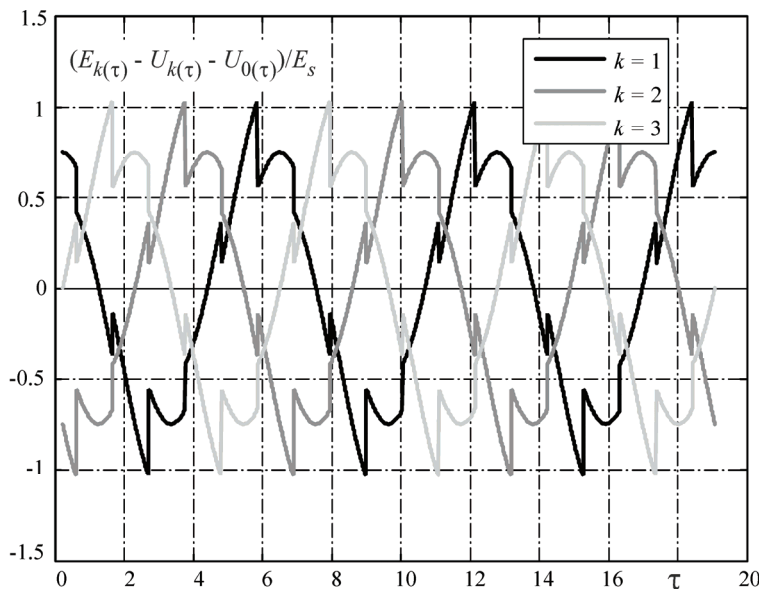
$$E_{k(\tau)} = E_s \cdot \sin[\tau + (k-1) \cdot 2\pi/3 + \psi] \quad \text{dla } k=1,2,3 \quad (7.80)$$

Przebiegi prądów i napięć w poszczególnych fazach mają jednakowy kształt, a są jedynie przesunięte w czasie o 1/3 okresu. Przekształcając równanie (7.79) do postaci:

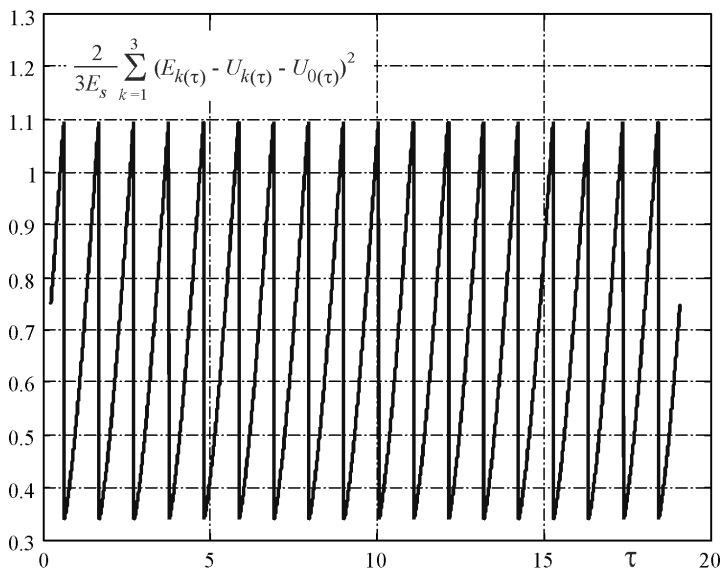
$$\omega L_s \cdot \dot{I}_{k(\tau)} + R_o \cdot I_{k(\tau)} = V_{k(\tau)} = E_{k(\tau)} - U_k(I_{k(\tau)}) - U_{0(\tau)} \quad k=1,2,3 \quad (7.81)$$

oddziela się napięcia zasilania, obciążenia i napięcie między punktami neutralnymi zasilania i obciążenia $V_{k(\tau)}$ od spadków napięcia na indukcyjnościach fazowych, które można przypisać systemowi przesyłowemu. Przykładowe przebiegi napięć prawej strony równania (7.81) w poszczególnych fazach obwodu, otrzymane w wyniku symulacji dla $a=0,01$, $r_o=0,1$, $h=0,38$, przedstawiono na rysunku 7.16.

Suma tych napięć fazowych jest równa zero, ale podniesienie stronami równań (7.81) do kwadratu i następnie zsumowanie ich daje przebieg w czasie różny od zera. Przebieg ten ma składową stałą, równą potrojonemu kwadratowi wartości skutecznej napięć, oraz składową piłokształtną o zerowej składowej średniej. Przedstawiono go na rysunku 7.17.



Rys. 7.16. Przebiegi różnicy napięć zasilania oraz napięć obciążenia i napięcia między punktami neutralnymi dla trójfazowego symetrycznego obwodu z obciążeniem nieliniowym



Rys. 7.17. Przebieg sumy kwadratów różnic napięć zasilania oraz napięć obciążenia i napięcia między punktami neutralnymi dla trójfazowego symetrycznego obwodu z obciążeniem nieliniowym

Wykres przedstawiony na rysunku 7.17 może wydawać się zaskakujący, gdyż suma napięć obciążenia i napięcia między punktami neutralnymi nie zawiera

trzeciej harmonicznej i jej wielokrotności. Składowe o częstotliwości $6f$ (f – częstość zasilania) pojawiają się w wyniku iloczynu napięcia zasilania i wspomnianej sumy napięć.

Składowe o innych wielokrotnościach z poszczególnych faz obwodu symetrycznego wzajemnie się redukują. Suma kwadratów sum fazowych napięcia obciążenia i napięcia między punktami neutralnymi ma także składową $6f$, ale o amplitudzie ok. 20 razy mniejszej od amplitudy przebiegu pokazanego na rysunku 7.17. Tę składową zmienną można uznać za źródło składowych występujących w innych wyrażeniach, między innymi w sumie kwadratów lewych stron równań (7.81):

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^3 [E_{k(\tau)} - U_k(I_{k(\tau)}) - U_{0(\tau)}]^2 &= \sum_{k=1}^3 (V_{k(\tau)})^2 = \sum_{k=1}^3 (\omega L_s \cdot \dot{I}_{k(\tau)} + R_o \cdot I_{k(\tau)})^2 = \\ &= (\omega L_s)^2 \sum_{k=1}^3 \left(\frac{d}{d\tau} I_{k(\tau)} \right)^2 + (\omega L_s R_o) \sum_{k=1}^3 \left(\frac{d}{d\tau} I_{k(\tau)}^2 \right) + R_o^2 \sum_{k=1}^3 (I_{k(\tau)})^2 \end{aligned} \quad (7.82)$$

Dzieląc powyższe równanie przez E_s^2 i stosując zmienne bezwymiarowe, można otrzymać zależność:

$$\sum_{k=1}^3 (V_{k(\tau)} / E_s)^2 = \sum_{k=1}^3 \left(\frac{d}{d\tau} i_{k(\tau)} \right)^2 + r_o \sum_{k=1}^3 \left(\frac{d}{d\tau} (i_{k(\tau)})^2 \right) + r_o^2 \sum_{k=1}^3 (i_{k(\tau)})^2 \quad (7.83)$$

Wielkościami, które przenoszą informację o nieliniowości w całym obwodzie i są dostępne na zaciskach odbiornika oraz na zaciskach źródła zasilania, są prądy. Dlatego użyteczną może być suma kwadratów prądów. Jednakże dominującym składnikiem prawej strony powyższego równania jest suma kwadratów pochodnych prądów fazowych. Wielkość tę można wyznaczyć korzystając z pasów Rogowskiego jako czujników pomiarowych lub stosując pomiar prądów i cyfrowe filtry różniczkujące.

Aby powiązać składniki powyższego równania i moce, należy przekształcić równanie (7.81) do postaci:

$$\omega L_s \cdot \dot{I}_{k(\tau)} + R_o \cdot I_{k(\tau)} + U_{k(\tau)} + U_{0(\tau)} = E_{k(\tau)} \quad k = 1, 2, 3 \quad (7.84)$$

podnieść je stronami do kwadratu i zsumować. Po wykorzystaniu (7.2) otrzymuje się wtedy wyrażenie:

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^3 (\omega L_s \cdot \dot{I}_{k(\tau)} + R_o \cdot I_{k(\tau)})^2 + 2\omega L_s \cdot \sum_{k=1}^3 (\dot{I}_{k(\tau)} \cdot U_{k(\tau)}) + \\ + 2R_o \cdot \sum_{k=1}^3 (I_{k(\tau)} \cdot U_{k(\tau)}) + \sum_{k=1}^3 (U_{k(\tau)})^2 - 3 \cdot U_{0(\tau)}^2 = \frac{3}{2} \cdot E_s^2 \end{aligned} \quad (7.85)$$

Kolejne składniki tego równania odpowiadają:

- sumie kwadratów spadków napięcia na linii przesyłowej (7.82),
- podwojonemu iloczynowi reaktancji linii i sumy fazowych mocy biernych odbiornika,
- podwojonemu iloczynowi rezystancji linii i sumy fazowych mocy czynnych odbiornika.

Prawa strona tego równania nie zawiera składowych o częstotliwości $6f$.

Równanie powyższe przedstawione w postaci bezwymiarowej jest następujące:

$$\begin{aligned} & \frac{2}{3} \cdot \sum_{k=1}^3 \left(\frac{di_{k(\tau)}}{d\tau} + r_o \cdot i_{k(\tau)} \right)^2 + \frac{4}{3} \cdot \sum_{k=1}^3 \left(\frac{di_{k(\tau)}}{d\tau} \cdot u_{k(\tau)} \right) + \\ & + \frac{4}{3} \cdot r_o \cdot \sum_{k=1}^3 (i_{k(\tau)} \cdot u_{k(\tau)}) + \frac{2}{3} \cdot \sum_{k=1}^3 (u_{k(\tau)})^2 - 2 \cdot u_{0(\tau)}^2 = 1 \end{aligned} \quad (7.86)$$

Przebiegi składowych powyższych równań przedstawiono na rysunku 7.18. Dołączą one wielkości bezwymiarowych. Dlatego w jednym równaniu mogą wystąpić kwadraty bezwymiarowych napięć, prądów, pochodnych prądów i ich iloczyny.

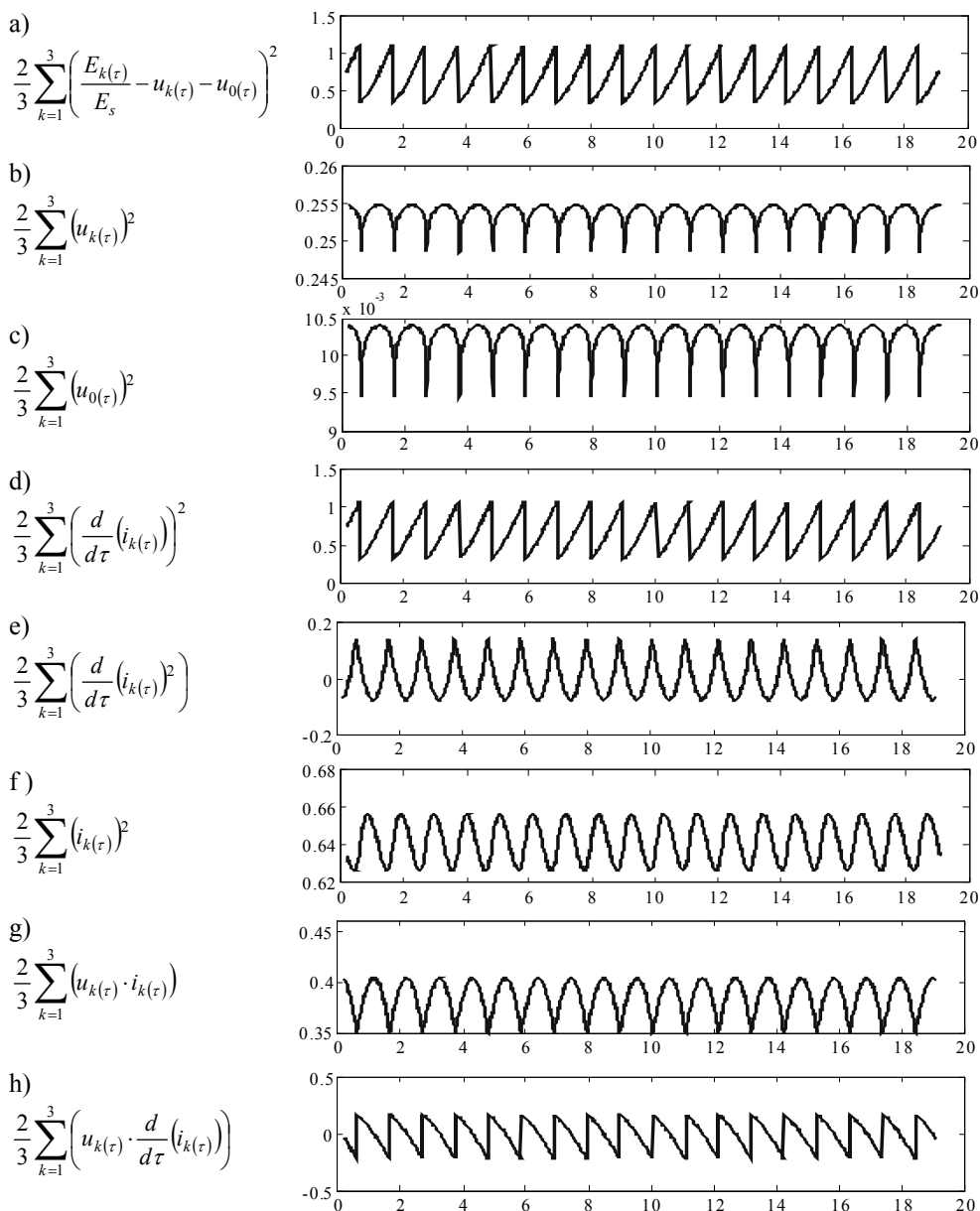
Porównując kształt przebiegów i zakres zmienności składowych $6f$ można wydzielić przebiegi: piłokształtne – a), d) i h), paraboliczne – e) i g), prawie-sinusoidalne – f). Pozostałe wykresy: suma kwadratów napięć obciążenia – b) i kwadrat napięcia między punktami neutralnymi – c) posiadają mały zakres zmian składowej zmiennej w porównaniu do innych składowych i dlatego można je pominąć.

Z porównania wartości wykresów a) i d) wynika, że przebiegi sumy kwadratów pochodnych prądów i suma kwadratów różnicy napięć zasilania, napięcia obciążenia i napięcia między punktami neutralnymi, posiadają wartości zbliżone. Wynika to z równania (7.82). Wielkości te nie są tożsame. Rozwijając lewą stronę równania (7.82) w postaci (7.83) otrzymuje się m.in. sumę kwadratów pochodnych powiększoną o iloczyn sumy pochodnych kwadratów prądów i rezystancji bezwymiarowej oraz o iloczyn kwadratu rezystancji i sumę kwadratów prądów.

Warto zauważyć, że przedstawiony na rysunku 7.16 przebieg h) (bezwymiarowa moc bierna odbiornika) zawiera składową stałą o małej wartości, a przebieg e) (pochodna sumy kwadratów prądów) nie ma tej składowej. Relacje między składowymi stałymi poszczególnych przebiegów z rysunku 7.16 wynikają z równania (7.86) i równania różniczkowego obwodu (7.79).

Składowe zmienne bilansują się zgodnie z kształtem tych składowych i równaniem (7.86). Składowa piłokształtna sumy kwadratów pochodnych prądów ma amplitudę równą w przybliżeniu podwojonej ujemnej składowej zmiennej sumy fazowych mocy biernych odbiornika. Amplituda składowej parabolicznej pochodnej sumy kwadratów prądów – jest równa podwojonej ujemnej składowej zmiennej sumy fazowych mocy czynnych odbiornika. Należy podkreślić, że te składowe

występują w trójfazowym obwodzie symetrycznym jedynie w przypadku obciążenia nieliniowego i mogą być miarą nieliniowości obciążenia. Jeśli charakter obciążenia „zbliza” się do liniowego, wówczas przedstawione amplitudy tych składowych zmierzają do wartości zerowej.



Rys. 7.18. Przebiegi czasowe wybranych składowych równań (7.80), (7.81), (7.84)

LITERATURA DO ROZDZIAŁU 7

- [7.1] Kasper R., Jahn H.H.: *Ein verfeinertes elektrisches Ersatzschaltbild des Drehstrom-Lichtbogenofens*, Elektrowärme International, 36(1976), B1, B26-B29
- [7.2] Kalic D., Bogdanovic S., Bulajic R.: *Analysis of the three-phase non-linear electric circuit of the arc furnace for steel production*, Elektrowärme International, 40(1982), B1, B24-29
- [7.3] Sakulin M.: *Studie über das elektrische Verhalten des Dreiphasen Lichtbogenofens*, 10 Congr. of UIE, Stockholm, Rep. No. 2.2.6, 1984
- [7.4] Wciślik M.: *Analiza układu elektrycznego urządzenia łukowego z uwzględnieniem nieliniowości obciążenia*, Rozprawa doktorska, Wydział Elektryczny Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1981
- [7.5] Wciślik M.: *The characteristics of the three-phase arc furnace balanced circuit with non-linear arcs*, Elektrowärme International, 49(1991)B4, B212-B218
- [7.6] Knopp K.: *Szeregi nieskończone*, PWN, Warszawa 1956
- [7.7] Köhle S.: *Lineares Elektrisches Ersatzschaltbild von Drehstrom-Lichtbogenöfen*, 10. Elektrowärme International 43 (1985), B1, B16-B25
- [7.8] Pasko M., Maciążek M.: *Wkład elektrotechniki teoretycznej w poprawę jakości energii elektrycznej*, „Wiadomości Elektrotechniczne”, Rok LXXII, (2004) nr 7-8, s. 37-46
- [7.9] Czarnecki L.S.: *Moce w obwodach elektrycznych z niesinusoidalnymi przebiegami prądów i napięć*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2005
- [7.10] Sawicki J., Galewski M.: *Ekonomiczna definicja mocy zniekształceń*, Materiały Wiosennego Seminarium Elektrotechniki Prądów Niesinusoidalnych, Drzonków, maj 1989, s. 156-163
- [7.11] Wciślik M.: *Metoda estymacji parametrów toru elektrycznego urządzenia łukowego dla potrzeb sterowania procesem elektrostalowniczym*, Zeszyty Naukowe Politechniki Świętokrzyskiej, seria Elektryka 28, Kielce 1992, 129 s.
- [7.12] Wciślik M.: *Powers balances in AC electric circuit with nonlinear load, Harmonic and Quality of Power*, 14th International Conference, 2010 Bergamo, 6 s., dostępny na http://ieeexplore.ieee.org/xpl/freeabs_all.jsp?arnumber=5625336
- [7.13] Bowman B.: *Computer modelling of arc furnace electrical operation*, Metallurgia International 1(1988), 4, pp. 286-291
- [7.14] Kuhlrow P.: *Zur Berechnung der Betriebsreaktanz von Drehstrom-Lichtbogenöfen*, Elektrowärme International 52 (1994), B4, B179-B182
- [7.15] Bretthauer K., Farschtschi A.A.: *Symmetrierung der elektrischen Größen von Lichtbogenöfen*, Elektrowärme International, 34(1976), B5, B245-253
- [7.16] Dmochowski Z.: *Układy do pomiaru wielkości fizycznych pieców łukowych*, „Wiadomości Elektrotechniczne”, LII, 1984, Nr 1-2

8. ANALIZA WPŁYWU ASYMETRII PARAMETRÓW NA CHARAKTERYSTYKI QUASI-STATYCZNE OBWODU TRÓJFAZOWEGO PIECA ŁUKOWEGO

Ogólną postać charakterystyk układu trójfazowego przedstawiono w rozdziale 6.2. Jest ona równaniem wektorowym zawierającym: składową opisującą charakterystykę dla przypadku obwodu symetrycznego oraz składowe niesymetryczne zależne od wektorów odchyłeń parametrów fazowych od ich średniej arytmetycznej. Parametrami tymi są wektory indukcyjności fazowych, fazowych napięć zasilania, rezystancji obciążenia lub napięć łuków – równanie (6.24). Składowe niesymetryczne charakterystyk określane są jako macierze pochodnych charakterystyki wektorowej względem wybranego wektora parametrów. W przypadku obciążenia liniowego i systemu zasilania bez składowej zerowej, macierze te zostały wyznaczone analitycznie i przedstawione w pracach [8.1, 8.2]. Bardziej ogólną postać przedstawiono w następnym podrozdziale. Dla obciążenia nieliniowego opisanego równaniem (6.25) zamiast wektora napięć łuków wprowadzono wektor parametrów h_k występujący w opisie modelu łuku k -tej fazy obwodu.

Macierze pochodnych są zależne od punktu pracy układu symetrycznego. Dla obciążenia nieliniowego można wyznaczyć schemat zastępczy dla harmonicznej podstawowej, zawierający szeregowo połączenie indukcyjności i rezystancji (rozdział 7.1.2) i na tej podstawie współczynnik mocy. Współczynnik ten jest ściśle związany z bezwymiarowym prądem układu symetrycznego (7.73). Dlatego macierze pochodnych wyznaczono właśnie w funkcji współczynnika mocy.

8.1. LINEARYZOWANY MODEL MATEMATYCZNY CHARAKTERYSTYK NIESYMETRYCZNEGO OBWODU TRÓJFAZOWEGO DLA LINIOWEGO MODELU ŁUKU

W stanie ustalonym obwód z obciążeniem liniowym (rezystancyjnym) i wymuszeniem harmonicznym z rysunku 7.1 wygodniej jest opisać stosując wskaźy – prądy i napięcia zapisane w postaci zespolonej. Aby wyznaczyć model określony w tytule rozdziału założono, że charakterystyki obciążenia mają następującą postać:

$$\hat{U}_k = R_k \cdot \hat{I}_k, \quad k = 1, 2, 3 \quad (8.1)$$

gdzie $\hat{I}_k$ jest prądem fazowym w k -tej fazie, którego moduł jest amplitudą sinusoidy, a przesunięcie fazowe mierzone jest względem napięcia zasilania E_k .

W stanie ustalonym równania obwodu przedstawionego na rysunku 7.1 można zapisać w postaci:

$$\begin{aligned}
[R_1 + R_2 + 2R_o + j\omega(L_1 + L_2)] \cdot \hat{I}_1 + [R_2 + R_o + j\omega L_2] \cdot q^2 \cdot \hat{I}_3 &= E_1 - q \cdot E_2 \\
[R_2 + R_o + j\omega L_2] \cdot \hat{I}_1 + [R_2 + R_3 + 2R_o + j\omega(L_2 + L_3)] \cdot q^2 \cdot \hat{I}_3 &= q^2 \cdot E_3 - q \cdot E_2 \\
\hat{I}_1 + q \cdot \hat{I}_2 + q^2 \cdot \hat{I}_3 &= 0
\end{aligned} \quad (8.2)$$

gdzie $q = -0,5 + j 0,5 \cdot \sqrt{3}$.

Poszczególne parametry posiadają zbliżone wartości. Dlatego w takim przypadku zamiast o asymetrii obwodu można mówić o prawie-symetrii i można zastosować metody asymptotyczne [8.3].

8.1.1. Model asymptotyczny obwodu trójfazowego

Odchylenie od symetrii obwodu o równaniach (8.2) może być określone podobnie jak w modelu ogólnym. Założono, że rezystancje fazowe obwodu są opisane następująco:

$$\Delta R_k = R_k + R_o - R_s, \quad k = 1, 2, 3 \quad (8.3)$$

gdzie:

$$R_s = R_o + \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 R_k \quad (8.4)$$

Oprócz wektora $\Delta \mathbf{R}$ o składowych określonych przez (8.3) rozważane są odchylenia od symetrii wektorów $\Delta \mathbf{L}$, $\Delta \mathbf{E}$ (równania (6.2)) oraz wielkość $\Delta \omega$ (6.6). Zakłada się, że spełniają one relacje:

$$\begin{aligned}
\frac{\Delta R_k}{\sqrt{R_s^2 + (\omega_s L_s)^2}} &= O(\varepsilon) & \frac{\omega \Delta L_k}{\sqrt{R_s^2 + (\omega_s L_s)^2}} &= O(\varepsilon) \\
\frac{\Delta E_k}{E_s} &= O(\varepsilon), & \frac{\Delta \omega}{\omega_s} &= O(\varepsilon),
\end{aligned} \quad (8.5)$$

Relacje (8.5) są zgodne z relacjami (6.11), (6.12). Obwód, którego parametry spełniają te relacje, nazywany jest *prawie-symetrycznym*.

Rozwiązując równania (8.2) i uwzględniając powyższe relacje parametrów, wektor prądów zespolonych można przedstawić z dokładnością rzędu ε^2 w zapisie wektorowo-macierzowym:

$$\begin{bmatrix} \hat{I}_1 \\ \hat{I}_2 \\ \hat{I}_3 \end{bmatrix} = \frac{E_s}{R_s + j\omega_s L_s} \cdot \left\{ \mathbf{1} - \frac{j\Delta \omega L_s}{R_s + j\omega_s L_s} \cdot \mathbf{1} - \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -a & -a^2 \\ -a^2 & 2 & -a \\ -a & -a^2 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{v}_1 \\ \hat{v}_2 \\ \hat{v}_3 \end{bmatrix} \right\} + \mathbf{O}(\varepsilon^2) \quad (8.6)$$

gdzie:

$$\hat{v}_k = \frac{\Delta R_k + j\omega_s \Delta L_k}{R_s + j\omega_s L_s} - \frac{\Delta E_k}{E_s} \quad \text{dla } k=1,2,3 \quad (8.7)$$

8.1.2. Macierzowy model trójfazowego obwodu prawie-symetrycznego z obciążeniem liniowym

Oznaczając moduł prądu zespolonego

$$I_k = |\hat{I}_k|, \quad k=1,2,3 \quad (8.8)$$

oraz stosując zmienne bezwymiarowe (7.7) z dokładnością do ε^2 w (8.6) otrzymuje się:

$$\mathbf{i} = i_s \cdot \mathbf{1} + D_\omega^i \cdot \frac{\Delta\omega}{\omega_s} \cdot \mathbf{1} + \mathbf{D}_r^i \cdot \Delta \mathbf{r} + \mathbf{D}_l^i \cdot \Delta \mathbf{l} + \mathbf{D}_e^i \cdot \Delta \mathbf{e} + \mathbf{O}(\varepsilon^2) \quad (8.9)$$

gdzie:

$$i_s = \frac{1}{\sqrt{r_s^2 + 1}} \quad (8.10)$$

$$D_\omega^i = \frac{1}{\sqrt{r_s^2 + 1}} \quad (8.11)$$

$$\mathbf{D}_r^i = -\frac{1}{6 \cdot (r_s^2 + 1)} \cdot \begin{bmatrix} 4r_s & r_s + \sqrt{3} & r_s - \sqrt{3} \\ r_s - \sqrt{3} & 4r_s & r_s + \sqrt{3} \\ r_s + \sqrt{3} & r_s - \sqrt{3} & 4r_s \end{bmatrix} \quad (8.12)$$

$$\mathbf{D}_l^i = -\frac{1}{6 \cdot (r_s^2 + 1)} \cdot \begin{bmatrix} 4 & 1 - \sqrt{3} \cdot r_s & 1 + \sqrt{3} \cdot r_s \\ 1 + \sqrt{3} \cdot r_s & 4 & 1 - \sqrt{3} \cdot r_s \\ 1 - \sqrt{3} \cdot r_s & 1 + \sqrt{3} \cdot r_s & 4 \end{bmatrix} \quad (8.13)$$

$$\mathbf{D}_e^i = \frac{1}{6} \cdot \begin{bmatrix} 4 & 1 & 1 \\ 1 & 4 & 1 \\ 1 & 1 & 4 \end{bmatrix} \quad (8.14)$$

$$r_s = \frac{R_s}{\omega_s L_s} \quad (8.15)$$

Jako zmienną odniesienia składowych wektora $\mathbf{U}$ o składowych (8.1) stosuje się U_s :

$$U_s = E_s \frac{R_s - R_o}{\sqrt{R_s^2 + (\omega_s L_s)^2}} \quad (8.16)$$

Na podstawie (8.1), (8.3) i U_s wektor asymetrii napięciowej $\Delta \mathbf{U}$ określony jest następująco:

$$\Delta \mathbf{U} = \mathbf{U} - U_s \cdot \mathbf{1} = (R_s - R_o) \cdot \Delta \mathbf{I} + I_s \cdot \Delta \mathbf{R} \quad (8.17)$$

Może on być zapisany w postaci bezwymiarowej

$$\Delta \mathbf{u} = (r_s - r_o) \cdot \Delta \mathbf{i} + i_s \cdot \Delta \mathbf{r} = (r_s - r_o) \cdot \Delta \mathbf{i} + \frac{1}{|z_s|} \cdot \Delta \mathbf{r} \quad (8.18)$$

gdzie:

$$r_o = \frac{R_o}{\omega_s L_s}, \quad z_s = r_s + j \quad (8.19)$$

Aby wprowadzić napięcie obciążenia, jako zmienną wejściową równania prądów, należy wyznaczyć $\Delta \mathbf{r}$ z (8.18) i podstawić go do (8.9). Uwzględniając, że:

$$\Delta \mathbf{i} = \mathbf{i} - i_s \cdot \mathbf{1} \quad (8.20)$$

otrzymuje się następujące równanie:

$$\Delta \mathbf{i} = (\mathbf{1}_d + |z_s| \cdot (r_s - r_o) \cdot \mathbf{D}_r^i)^{-1} \cdot \left(D_\omega^j \cdot \frac{\Delta \omega}{\omega_s} \cdot \mathbf{1} + |z_s| \cdot \mathbf{D}_r^i \cdot \Delta \mathbf{u} + \mathbf{D}_l^i \cdot \Delta \mathbf{l} + \mathbf{D}_e^i \cdot \Delta \mathbf{e} + \mathbf{O}(\varepsilon^2) \right) \quad (8.21)$$

gdzie: $\mathbf{1}_d$ oznacza macierz jednostkową (diagonalną) 3. rzędu.

Na podstawie powyższego równania możliwe jest określenie pochodnych wektora prądów względem wielkości wejściowych $\mathbf{u}$, $\mathbf{l}$, $\mathbf{e}$ i ω , odpowiednio:

$$\frac{\partial \mathbf{i}}{\partial \mathbf{u}} = |z_s| \cdot (\mathbf{1}_d + |z_s| \cdot (r_s - r_o) \cdot \mathbf{D}_r^i)^{-1} \cdot \mathbf{D}_r^i \quad (8.22)$$

$$\frac{\partial \mathbf{i}}{\partial \mathbf{l}} = (\mathbf{1}_d + |z_s| \cdot (r_s - r_o) \cdot \mathbf{D}_r^i)^{-1} \cdot \mathbf{D}_l^i \quad (8.23)$$

$$\frac{\partial \mathbf{i}}{\partial \mathbf{e}} = (\mathbf{1}_d + |z_s| \cdot (r_s - r_o) \cdot \mathbf{D}_r^i)^{-1} \cdot \mathbf{D}_e^i \quad (8.24)$$

$$\frac{\partial \mathbf{i}}{\partial \omega} = \frac{1}{\omega_s} \cdot D_\omega^j \cdot (\mathbf{1}_d + |z_s| \cdot (r_s - r_o) \cdot \mathbf{D}_r^i)^{-1} \cdot \mathbf{1} = \frac{1}{\omega_s} \cdot \frac{r_s^2 + 4}{(2 \cdot r_s^2 + 4 - r_s \cdot r_o) \cdot (r_s^2 + 1)} \cdot \mathbf{1} \quad (8.25)$$

Elementy tych macierzy i wektora są nieliniowymi funkcjami parametrów r_s i r_o . Parametr r_s jest użyteczny do określenia bezwymiarowego prądu (8.10) i współczynnika mocy symetrycznego obwodu trójfazowego:

$$\cos \varphi = \frac{r_s}{\sqrt{r_s^2 + 1}}. \quad (8.26)$$

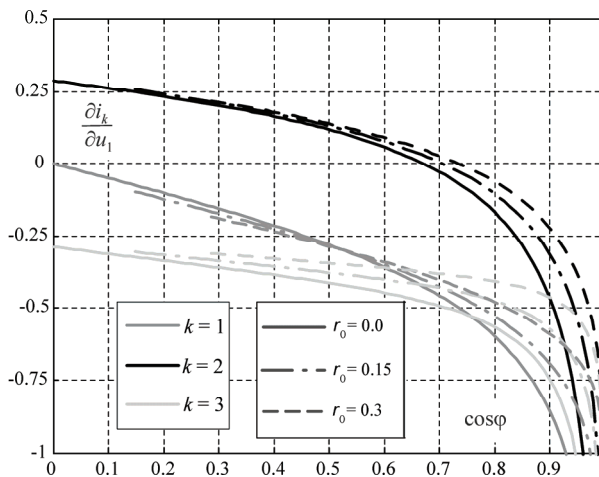
Ostatecznie równanie (8.21) może być zapisane w postaci:

$$\Delta \mathbf{i} = \frac{\partial \mathbf{i}}{\partial \omega} \cdot \frac{\Delta \omega}{\omega_s} + \frac{\partial \mathbf{i}}{\partial \mathbf{u}} \cdot \Delta \mathbf{u} + \frac{\partial \mathbf{i}}{\partial \mathbf{l}} \cdot \Delta \mathbf{l} + \frac{\partial \mathbf{i}}{\partial \mathbf{e}} \cdot \Delta \mathbf{e} + \mathbf{O}(\varepsilon^2) \quad (8.27)$$

Jeśli równanie to zostanie zapisane z dokładnością ε^2 przy założeniu, że $r_o / r_s = O(\varepsilon)$, wówczas macierze pochodnych nie zależą od r_o .

Po podstawieniu (8.12)-(8.15) do (8.22)-(8.25) i wykorzystaniu twierdzenia z tabeli 6.1 otrzymuje się ostateczną postać macierzy pochodnych. Ponieważ macierze te są macierzami cyklicznymi, do ich określenia wystarcza jedna, na przykład pierwsza kolumna danej macierzy. Macierz (8.22) posiada pierwszą kolumnę w postaci:

$$\frac{\partial \mathbf{i}}{\partial u_1} = -\frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} \frac{r_s}{1+r_s \cdot r_o} + \frac{2 \cdot (r_o + r_s)}{(r_o + r_s)^2 + 4} \\ \frac{r_s}{1+r_s \cdot r_o} - \frac{r_o + r_s + 2\sqrt{3}}{(r_o + r_s)^2 + 4} \\ \frac{r_s}{1+r_s \cdot r_o} - \frac{r_o + r_s - 2\sqrt{3}}{(r_o + r_s)^2 + 4} \end{bmatrix} \quad (8.28)$$



Rys. 8.1. Pochodne (funkcje wrażliwości) prądu pierwszej fazy względem napięć obciążenia poszczególnych faz w funkcji współczynnika mocy obwodu

Elementy tego wektora w funkcji współczynnika mocy są prezentowane na wykresie (rys. 8.1). Z analizy tych krzywych wynika, że dla $0,5 < \cos \varphi < 0,8$ zmiany napięcia obciążenia w fazie 1 wpływają głównie na prądy w fazach 1 i 3. Takie zjawisko było obserwowane na rejestracjach publikowanych w pracy [8.4]. Wniosek powyższy obowiązuje dla rotacji faz 1, 2, 3 w kierunku zgodnym z kierunkiem ruchu wskazówek zegara. Ze wzrostem r_o krzywe pochodnych przesuwają się zgodnie z kierunkiem osi odciętych. Szczególnie duże to przesunięcie obserwowane jest dla fazy 3.

Postępując analogicznie jak w przypadku pochodnych prądów względem napięć obciążenia, można otrzymać pochodne względem indukcyjności (8.23) i napięć zasilania (8.24). Pierwsze kolumny tych macierzy pochodnych otrzymuje się w postaci:

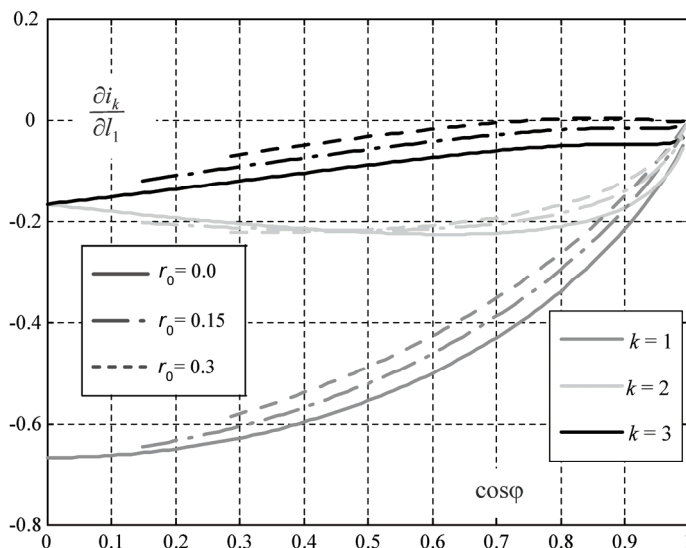
$$\frac{\partial \mathbf{i}}{\partial I_1} = -\frac{1}{3 \cdot \sqrt{r_s^2 + 1}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{1+r_s \cdot r_o} + \frac{4}{(r_o+r_s)^2+4} \\ \frac{1}{1+r_s \cdot r_o} - \frac{2-\sqrt{3}(r_o+r_s)}{(r_o+r_s)^2+4} \\ \frac{1}{1+r_s \cdot r_o} - \frac{2+\sqrt{3}(r_o+r_s)}{(r_o+r_s)^2+4} \end{bmatrix} \quad (8.29)$$

$$\frac{\partial \mathbf{i}}{\partial e_1} = \frac{1}{3 \cdot \sqrt{r_s^2 + 1}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{r_s^2+1}{1+r_s \cdot r_o} + \frac{2 \cdot r_s \cdot (r_o+r_s)+4}{(r_o+r_s)^2+4} \\ \frac{r_s^2+1}{1+r_s \cdot r_o} - \frac{(r_s-\sqrt{3})(r_o+r_s)+2(1+r_s\sqrt{3})}{(r_o+r_s)^2+4} \\ \frac{r_s^2+1}{1+r_s \cdot r_o} - \frac{(r_s-\sqrt{3})(r_o+r_s)+2(1-r_s\sqrt{3})}{(r_o+r_s)^2+4} \end{bmatrix} \quad (8.30)$$

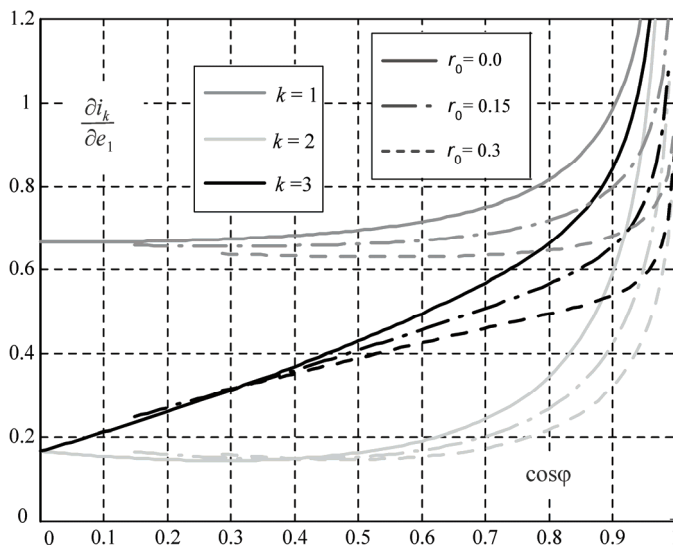
Wykresy składowych macierzy (8.22) i (8.23) w funkcji współczynnika mocy pokazano odpowiednio na rysunkach 8.2 i 8.3.

Z przebiegu tych krzywych wynika, że zmiany indukcyjności i napięcia zasilania w k -tej fazie wpływają głównie na prąd w tej fazie. Krzywe z rysunku 8.2 różnią się od krzywych z rysunku 8.3. Oznacza to, że wpływ niesymetrii indukcyjności na prądy fazowe może być skompensowany asymetrią napięć zasilania, ale ta kompensacja zależy od wartości współczynnika mocy, czyli punktu pracy obwodu. Dlatego taka kompensacja nie jest realizowalna dla obiektów o zmiennym punkcie pracy.

Wpływ rezystancji r_o na pochodne prądu względem napięć zasilania (rys. 8.3) jest podobny jak dla pochodnych względem napięć obciążenia (rys. 8.1). Ze wzrostem r_o krzywe pochodnych przesuwają się zgodnie z kierunkiem osi odciętych. Nieco inny jest wpływ tej rezystancji na pochodne względem indukcyjności (rys. 8.2). Wzrost rezystancji powoduje zmniejszenie wartości tych pochodnych z całym zakresie współczynnika mocy.

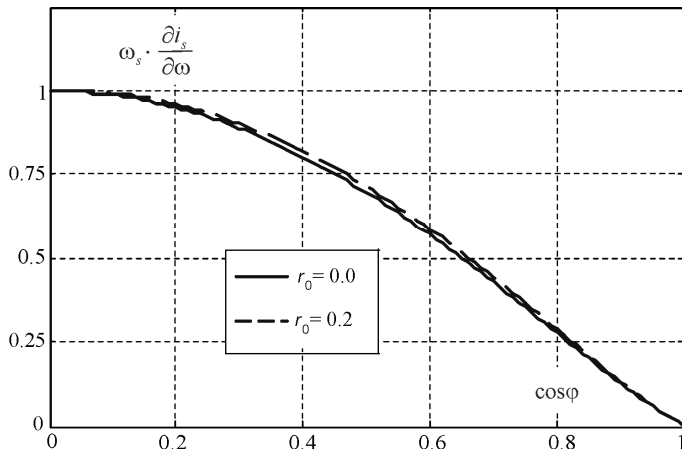


Rys. 8.2. Pochodne (funkcje wrażliwości) prądu pierwszej fazy względem indukcyjności poszczególnych faz w funkcji współczynnika mocy obwodu



Rys. 8.3. Pochodne (funkcje wrażliwości) prądu pierwszej fazy względem napięć zasilania poszczególnych faz w funkcji współczynnika mocy obwodu

Na rysunku 8.4 przedstawiono pochodną prądu względem pulsacji obwodu w funkcji współczynnika mocy. Zmiany częstotliwości obwodu powodują jednakowe zmiany prądów we wszystkich fazach obwodu. Wpływ r_o na kształt krzywej może być pominięty. Dla $r_o = 0,2$ wartość pochodnej pomnożonej przez pulsację wzrasta tylko o 0,02.



Rys. 8.4. Pochodne (funkcje wrażliwości) prądu pierwszej fazy względem pulsacji obwodu w funkcji współczynnika mocy obwodu

Parametr r_s jest związany ze współczynnikiem mocy określonym relacją:

$$r_s = \frac{\cos \varphi}{\sqrt{1 - \cos^2 \varphi}} \quad (8.31)$$

Zakresowi roboczemu współczynnika mocy pieców łukowych:

$$0,5 \leq \cos \varphi \leq 0,8 \quad (8.32)$$

odpowiada zakres parametru r_s określony następująco:

$$0,58 \leq r_s \leq 1,33 \quad (8.33)$$

Oznacza to, że krzywe prezentowane na rysunkach 8.1-8.4, dla mniejszych wartości współczynnika mocy, mogą być obarczone błędem spowodowanym przez pominięcie r_0 . Dokładniejsze zależności z uwzględnieniem tego parametru można znaleźć w pracy [8.4].

Z relacji (8.31) i (8.10) wynika, że:

$$i_s = \frac{1}{\sqrt{1 + r_s^2}} = \sin \varphi \quad (8.34)$$

To równanie jest nieco zaskakujące. Ma ono sens tylko dla zmiennych bezwymiarowych. Łatwo sprawdzić, że dla tych zmiennych taka relacja obowiązuje. Obciążeniu nieliniowemu odpowiada równanie o postaci (7.72). Dodatkowo występuje zastępcza indukcyjność obciążenia nieliniowego, która dąży do zera, gdy charakterystyka obciążenia nieliniowego zbliża się do liniowej ($a = 1$).

8.1.3. Przykład wykorzystania modelu do identyfikacji parametrów toru wielopiętrowego

W celu sprawdzenia dokładności opracowanego modelu rozważano obwód z rysunku 6.1 z obciążeniem liniowym. Dane wykorzystane w przykładzie dotyczą obwodu pieca łukowego o pojemności ok. 100 Mg, pracującego z żużłem spienionym, z symetrycznymi rezystancjami łuków. Założono następujące reaktancje i rezystancje obwodu:

$$\omega_s \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 3,0 \\ 2,4 \\ 3,0 \end{bmatrix} \text{ m}\Omega \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} 2,5 \\ 2,5 \\ 2,5 \end{bmatrix} \text{ m}\Omega \quad R_o = 0,5 \text{ m}\Omega$$

Amplituda napięć fazowych zasilania wynosi 200 V, tzn. $\mathbf{E} = \mathbf{1} \cdot 200 \text{ V}$.

Przy powyższych założeniach przyjęto, że zmierzone wartości amplitudy prądów fazowych i całkowita moc czynna obwodu wynoszą:

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 46,42 \\ 50,38 \\ 49,47 \end{bmatrix} \text{ kA} \quad P = 10,71 \text{ MW}.$$

W dalszych rozważaniach wielkości mierzone traktowane są jako dane do określenia reaktancji obwodu.

Najpierw należy wyznaczyć prąd symetrycznego obwodu odniesienia:

$$I_s = 48,76 \text{ kA}$$

Na podstawie tego prądu, mocy czynnej i napięcia zasilania wyznaczany jest współczynnik mocy i rezystancja obciążenia:

$$\cos \varphi = \frac{2 \cdot P}{3 \cdot I_s \cdot E_s} = 0,732 \quad R_s = \frac{2 \cdot P}{3 \cdot I_s^2} = 3,0025 \text{ m}\Omega$$

Wykorzystując (8.26) można wyliczyć parametr $r_s = 1,075$ i z (8.19) średnią reaktancję fazową: $\omega_s L_s = 2,794 \text{ m}\Omega$. W następnym kroku wyznaczane są macierze

$\frac{\partial \mathbf{i}}{\partial \mathbf{u}}$ i $\frac{\partial \mathbf{i}}{\partial \mathbf{l}}$ odpowiednio z równań (8.28) i (8.29) i są one następujące:

$$\frac{\partial \mathbf{i}}{\partial \mathbf{u}} = \begin{bmatrix} -0,450 & -0,432 & -0,018 \\ -0,018 & -0,450 & -0,432 \\ -0,432 & -0,018 & -0,450 \end{bmatrix}$$

$$\frac{\partial \mathbf{i}}{\partial \mathbf{l}} = \begin{bmatrix} -0,353 & -0,020 & -0,197 \\ -0,197 & -0,353 & -0,020 \\ -0,020 & -0,197 & -0,353 \end{bmatrix}$$

Ich wartości są bliskie tym, jakie można otrzymać odpowiednio z rysunków 8.1 i 8.2. Po przekształceniu równania (8.27) i powrocie do zmiennych fizycznych otrzymuje się:

$$\omega_s \cdot \Delta \mathbf{L} = \frac{(\omega_s \cdot L_s)^2}{E_s} \cdot \left(\frac{\partial \mathbf{i}}{\partial \mathbf{l}} \right)^{-1} \cdot \left[\mathbf{1}_d - \frac{R_s}{\omega_s \cdot L_s} \cdot \left(\frac{\partial \mathbf{i}}{\partial \mathbf{u}} \right) \right] \cdot \Delta \mathbf{I}$$

Po prostych obliczeniach wektor $\omega_s \cdot \Delta \mathbf{L}$ i reaktancja fazowa $\omega_s \cdot \mathbf{L}$ są następujące:

$$\omega_s \cdot \Delta \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 0,198 \\ -0,420 \\ 0,224 \end{bmatrix} \text{ m}\Omega \quad \omega_s \cdot \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 2,992 \\ 2,373 \\ 3,018 \end{bmatrix} \text{ m}\Omega$$

Wyniki otrzymane z wykorzystaniem powyższego modelu są zgodne z założonymi wartościami. Występujące różnice są nie większe niż 1% wartości $\omega_s \cdot L_s$. Porównując wyniki z [8.4] można stwierdzić, że nieuwzględnienie r_o powiększyło błąd obliczeń o ok. 0,5%.

8.2. LINEARYZOWANY MODEL MATEMATYCZNY CHARAKTERYSTYK NIESYMETRYCZNEGO OBWODU TRÓJFAZOWEGO DLA NIELINIOWEGO MODELU ŁUKU

Ogólna postać modelu, przedstawiona w rozdziale 6, może być zapisana w postaci modelu linearyzowanego na podstawie twierdzenia o ciągłości rozwiązania układu równań różniczkowych względem parametrów [8.5]. Podstawiając do równania ogólnego zapis napięcia w postaci (6.25), można rozszerzyć ciągłość charakterystyk na parametry charakterystyk łuków w poszczególnych fazach obwodu. W efekcie otrzymuje się zbiór podstawowych parametrów modelu obwodu z obciążeniem nieliniowym. Zbiór ten określa dziedzinę eksperymentu symulacyjnego. W celu ograniczenia liczby parametrów założono, że wykładniki a są jednakowe we wszystkich fazach.

8.2.1. Opis algorytmu programu wyznaczania macierzy pochodnych

Model linearyzowany charakterystyk asymetrycznego toru elektrycznego z nieliniowym modelem łuku można wyznaczyć jedynie drogą modelowania komputerowego. Parametrami wejściowymi, określającymi punkt pracy obwodu, są parametry obwodu i parametry wyładowań łukowych. Dla linearyzowanego modelu charak-

terystyk obwodu postaci (7.14) i zmiennych bezwymiarowych (7.7) parametrami są symetryczne (trójfazowo) napięcie łuku u_s i rezystancja r_o . W przyjętym w badaniach modelu (4.33), (5.12) napięcie łuku charakteryzowane jest przez parametr h_k , związany z długością łuku w k -tej fazie i wykładnik charakterystyki jednakowy we wszystkich fazach. Zakładając stałość częstotliwości napięcia zasilania, równanie (7.14) można zapisać w postaci:

$$\mathbf{i} = \mathbf{1} \cdot i_s(h_s, a, r_o) + \frac{\partial \mathbf{i}}{\partial \mathbf{h}}(h_s, a, r_o) \cdot \Delta \mathbf{h} + \frac{\partial \mathbf{i}}{\partial \mathbf{l}}(h_s, a, r_o) \cdot \Delta \mathbf{l} + \frac{\partial \mathbf{i}}{\partial \mathbf{e}}(h_s, a, r_o) \cdot \Delta \mathbf{e} + \mathbf{O}(\varepsilon^2) \quad (8.35)$$

Parametr h nie jest bezpośrednio obserwowalny, dlatego analizowano dodatkowo równanie opisujące wektor napięć łuków:

$$\mathbf{u} = \mathbf{1} \cdot u_s(h_s, a, r_o) + \frac{\partial \mathbf{u}}{\partial \mathbf{h}}(h_s, a, r_o) \cdot \Delta \mathbf{h} + \frac{\partial \mathbf{u}}{\partial \mathbf{l}}(h_s, a, r_o) \cdot \Delta \mathbf{l} + \frac{\partial \mathbf{u}}{\partial \mathbf{e}}(h_s, a, r_o) \cdot \Delta \mathbf{e} + \mathbf{O}(\varepsilon^2) \quad (8.36)$$

Obciążenie nieliniowe o napięciu opisanym funkcją signum prądu przyjęto jako przypadek graniczny rozważanego obciążenia. Z analizy przedstawionej w rozdziale 7.1.2 wynika, że charakterystyka bezwymiarowa obwodu symetrycznego i_s może być określona wykorzystując elementy schematu zastępczego obciążenia nieliniowego wyznaczonego dla pierwszej harmonicznej i że jest ona jednoznaczna funkcją kąta przesunięcia fazowego pierwszej harmonicznej prądu. Dlatego w celu łatwiejszego odniesienia do charakterystyk rozdziału 8.1 jako współrzędną niezależną przyjęto współczynnik mocy – $\cos \varphi$.

Wśród zmiennych przyrostowych równań (8.35) i (8.36) są zmienne bezwymiarowe $\Delta \mathbf{l}$, $\Delta \mathbf{e}$, które określają różnice względnych zmiennych fazowych odniesione do zmiennej o wartości 1.

Obliczenia charakterystyk toru elektrycznego były prowadzone z uwzględnieniem właściwości cykliczności macierzy pochodnych – p. 6. To znaczy wyznaczano tylko pierwszą kolumnę macierzy pochodnych równań (8.35) i (8.36). Wielkościami wejściowymi (zmiennymi niezależnymi) były Δh_1 , Δl_1 , Δe_1 . Natomiast wielkościami wyjściowymi były: wektor wartości średnich prądów $\mathbf{i}_{sr}$ oraz wektor wartości średnich napięć łuków $\mathbf{u}_{sr}$. Wyznaczane charakterystyki opisane są następująco:

$$\mathbf{i}_{sr} = i_{s_{sr}} \cdot \mathbf{1} + \mathbf{D}_{h_1}^{i_{sr}} \cdot \Delta h_1 + \mathbf{D}_{l_1}^{i_{sr}} \cdot \Delta l_1 + \mathbf{D}_{e_1}^{i_{sr}} \cdot \Delta e_1 \quad (8.37)$$

$$\mathbf{u}_{sr} = u_{s_{sr}} \cdot \mathbf{1} + \mathbf{D}_{h_1}^{u_{sr}} \cdot \Delta h_1 + \mathbf{D}_{l_1}^{u_{sr}} \cdot \Delta l_1 + \mathbf{D}_{e_1}^{u_{sr}} \cdot \Delta e_1 \quad (8.38)$$

W powyższych równaniach występują tylko pierwsze kolumny macierzy $\mathbf{D}_x^y$. Wykorzystując cykliczność macierzy można łatwo ją odtworzyć na podstawie elementów pierwszej kolumny.

Celem algorytmu symulacji było określenie elementów macierzy $\mathbf{D}_x^y$. Powyższe relacje są liniowe. Dla ich określenia wykorzystano metodę regresji liniowej [8.6], a eksperyment symulacyjny przeprowadzono wykorzystując metodę analizy czynnikowej [8.7, 8.8]. W celu uproszczenia obliczeń dla określenia elementów macierzy pochodnych i zapewnienia możliwie małego obciążenia estymatorów poszukiwanych parametrów zastosowano pełny plan ośmiu doświadczeń do równań (8.51) i (8.52).

Przyjęto, że zmienne wejściowe opisane są następująco:

$$\begin{bmatrix} h_1 \\ l_1 \\ e_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_s \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} + \mathbf{K}_n \cdot \Delta \quad (8.39)$$

gdzie $\mathbf{K}_n$ jest n -tym wektorem kolumnowym macierzy $\mathbf{T}$

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} -1+1-1+1-1+1-1+1 \\ -1-1+1+1-1-1+1+1 \\ -1-1-1-1+1+1+1+1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_1 \\ \mathbf{W}_2 \\ \mathbf{W}_3 \end{bmatrix} = [\mathbf{K}_1 \mathbf{K}_2 \mathbf{K}_3 \mathbf{K}_4 \mathbf{K}_5 \mathbf{K}_6 \mathbf{K}_7 \mathbf{K}_8] \quad (8.40)$$

Przyrost Δ przyjęto jednakowy dla wszystkich zmiennych, równy 0,02.

Realizacja programowa planów eksperymentu symulacyjnego sprowadzała się do określenia w kolejnych doświadczeniach stanu ustalonego obwodu i następnie na podstawie jednego okresu napięcia zasilania wyznaczenia wartości chwilowych prądów i napięć, a następnie obliczenia wektorów wartości średnich prądów i napięć we wszystkich fazach obwodu. W ten sposób otrzymywano macierze prądów $\mathbf{i}_{sre}$ i napięć $\mathbf{u}_{sre}$ o wymiarach 8×3 . Wektory pochodnych, występujące w równaniu, wyznaczono następująco:

$$\mathbf{D}_{h_1}^{i_{sr}} = \frac{1}{8 \cdot \Delta} \cdot \mathbf{W}_1 \cdot \mathbf{i}_{sre} \quad (8.41)$$

$$\mathbf{D}_{l_1}^{i_{sr}} = \frac{1}{8 \cdot \Delta} \cdot \mathbf{W}_2 \cdot \mathbf{i}_{sre} \quad (8.42)$$

$$\mathbf{D}_{e_1}^{i_{sr}} = \frac{1}{8 \cdot \Delta} \cdot \mathbf{W}_3 \cdot \mathbf{i}_{sre} \quad (8.43)$$

Analogicznie wyznaczano wektory pochodnych wartości średnich napięć równania (8.38).

Na podstawie tych wektorów pochodnych, stanowiących pierwsze kolumny macierzy pochodnych, formułowano macierze $\mathbf{D}_h^{i_{sr}}$, $\mathbf{D}_l^{i_{sr}}$, $\mathbf{D}_e^{i_{sr}}$, $\mathbf{D}_h^{u_{sr}}$, $\mathbf{D}_l^{u_{sr}}$, $\mathbf{D}_e^{u_{sr}}$ zgodnie z zasadą organizacji macierzy cyklicznej 3. rzędu.

Wykorzystując te macierze, równania (8.37) i (8.38) można sprowadzić odpowiednio do postaci:

$$\Delta \mathbf{i}_{sr} = \mathbf{D}_h^{i_{sr}} \cdot \Delta \mathbf{h} + \mathbf{D}_l^{i_{sr}} \cdot \Delta \mathbf{l} + \mathbf{D}_e^{i_{sr}} \cdot \Delta \mathbf{e} \quad (8.44)$$

$$\Delta \mathbf{u}_{sr} = \mathbf{D}_h^{u_{sr}} \cdot \Delta \mathbf{h} + \mathbf{D}_l^{u_{sr}} \cdot \Delta \mathbf{l} + \mathbf{D}_e^{u_{sr}} \cdot \Delta \mathbf{e} \quad (8.45)$$

Aby uzyskać model postaci podobnej do (8.27), zmienne $\Delta \mathbf{h}$ wyznaczono z równania (8.45) i podstawiono do (8.44), uzyskując zapis:

$$\Delta \mathbf{i}_{sr} = \mathbf{D}_h^{i_{sr}} \cdot \left(\mathbf{D}_h^{u_{sr}} \right)^{-1} \cdot \Delta \mathbf{u}_{sr} + \left(\mathbf{D}_l^{i_{sr}} - \mathbf{D}_h^{i_{sr}} \left(\mathbf{D}_h^{u_{sr}} \right)^{-1} \cdot \mathbf{D}_l^{u_{sr}} \right) \cdot \Delta \mathbf{l} + \left(\mathbf{D}_e^{i_{sr}} - \mathbf{D}_h^{i_{sr}} \left(\mathbf{D}_h^{u_{sr}} \right)^{-1} \cdot \mathbf{D}_e^{u_{sr}} \right) \cdot \Delta \mathbf{e} \quad (8.46)$$

i stąd określono estymaty macierzy pochodnych:

$$\frac{\partial \mathbf{i}_{sr}}{\partial \mathbf{u}_{sr}} = \mathbf{D}_h^{i_{sr}} \cdot \left(\mathbf{D}_h^{u_{sr}} \right)^{-1} \quad (8.47)$$

$$\frac{\partial \mathbf{i}_{sr}}{\partial \mathbf{l}} = \mathbf{D}_l^{i_{sr}} - \mathbf{D}_h^{i_{sr}} \left(\mathbf{D}_h^{u_{sr}} \right)^{-1} \cdot \mathbf{D}_l^{u_{sr}} \quad (8.48)$$

$$\frac{\partial \mathbf{i}_{sr}}{\partial \mathbf{e}} = \mathbf{D}_e^{i_{sr}} - \mathbf{D}_h^{i_{sr}} \left(\mathbf{D}_h^{u_{sr}} \right)^{-1} \cdot \mathbf{D}_e^{u_{sr}} \quad (8.49)$$

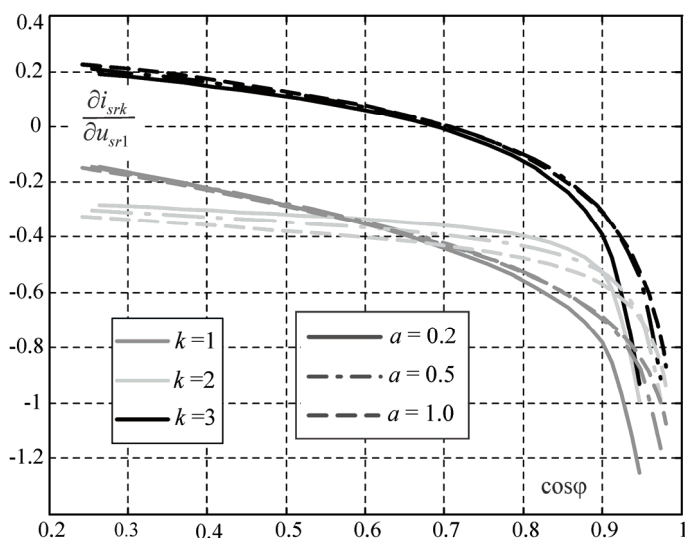
Pliki danych, otrzymane w wyniku eksperymentu symulacyjnego, zawierały pierwsze kolumny macierzy pochodnych, tzn. $\mathbf{D}_{h_1}^{i_{sr}}$, $\mathbf{D}_{l_1}^{i_{sr}}$, $\mathbf{D}_{e_1}^{i_{sr}}$, $\mathbf{D}_{h_1}^{u_{sr}}$, $\mathbf{D}_{l_1}^{u_{sr}}$, $\mathbf{D}_{e_1}^{u_{sr}}$. Na podstawie tych danych formowano pełne macierze i korzystając ze wzorów (8.47)-(8.49) wyznaczono macierze pochodnych prądów względem napięć w funkcji współczynnika mocy. Tak wyznaczone pochodne są porównywalne z wyznaczonymi dla obciążenia liniowego w podrozdziale 8.1.2.

8.2.2. Macierze pochodnych prądów fazowych względem wielkości wejściowych

Jako podstawową charakterystykę obwodu wybrano wartość średnią prądu (wyprostowaną dwupołkowo). Dla obciążenia nieliniowego, o napięciu opisanym funkcją signum prądu, moc czynna pobierana przez to obciążenie jest iloczynem wartości średnich prądu i napięcia. Było to jednym z powodów tego wy-

boru. Jak wynika z rysunku 7.3, dla obwodu z obciążeniem nieliniowym relacja między wartością średnią a amplitudą pierwszej harmonicznej prądu jest z dokładnością 2-3% taka, jak w przypadku przebiegów sinusoidalnych w zakresie roboczym napięć łuków.

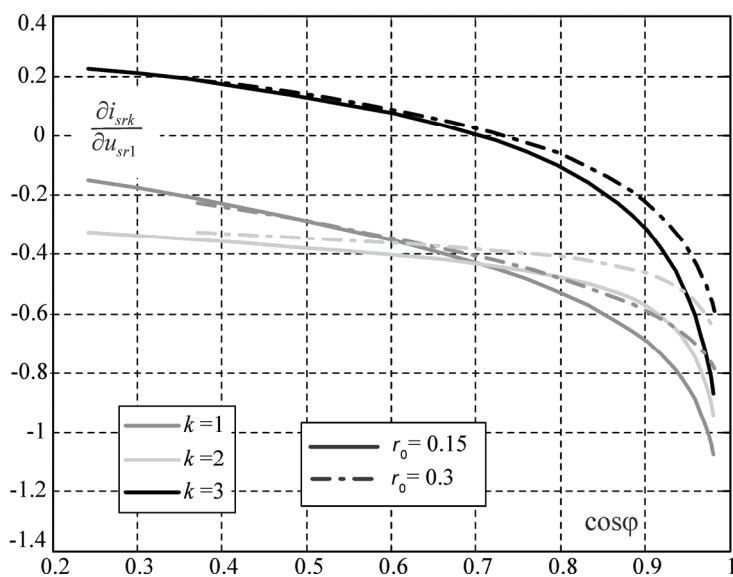
Przykładowe wykresy elementów pierwszej kolumny macierzy pochodnych wartości średnich prądów względem wartości średnich napięcia łuku przedstawiono na rysunkach 8.5 i 8.6. Dla porównania z wykresami pochodnych dla obciążenia liniowego, jako zmienną niezależną przyjęto współczynnik mocy. Na pierwszym z rysunków przedstawiono wpływ wartości wykładnika nieliniowości charakterystyki obciążenia a . Dla $\cos \varphi < 0,8$ ten wpływ jest widoczny w fazie 2. Wraz ze zmniejszeniem się a od 1 do 0,2 wartość bezwzględna pochodnej prądu w fazie 2 względem napięcia w fazie 1 zmniejsza się o ok. 25%. Nieliniowość powoduje, że wartości pochodnych amplitudy pierwszej harmonicznej prądów względem amplitudy pierwszej harmonicznej napięcia obciążenia są większe o około 20% od wartości pochodnych wartości średniej prądów względem wartości średniej napięcia obciążenia. Po uwzględnieniu tej relacji wartości pochodnych z rysunku 8.1 są równe wartościom pochodnych z rysunku 8.5 dla $a = 1$ z błędem około 5%.



Rys. 8.5. Elementy pierwszej kolumny macierzy pochodnych wartości średnich prądów fazowych względem wartości średnich napięcia łuku pierwszej fazy w funkcji współczynnika mocy obwodu dla $r_o = 0,15$ i wykładnika charakterystyki nieliniowej a

Dla $\cos \varphi > 0,7$ pochodne prądów we wszystkich fazach są ujemne i zmniejszają się wraz ze zbliżaniem się współczynnika mocy do granicznych wartości. Największą wartość bezwzględną posiada wtedy pochodna prądu w fazie pierw-

szej. Można przyjąć, że „sprężenia między fazami się zmniejszają”. Graniczne wartości współczynnika mocy zmniejszają się ze wzrostem zastępczej indukcyjności obciążenia nieliniowego, która rośnie wraz z wartością wykładnika nieliniowości prądu a . Wraz ze zmniejszeniem się a od 1 do 0,2 zmniejszają się graniczne wartości $\cos \varphi$ od 1 do wartości ok. 0,9. Gdyby przyjąć jako zmienną niezależną $\cos \varphi \cdot (1+W)$, wykresy pochodnych prądu względem napięcia dla różnych a byłyby bardzo zbliżone. Stąd można wnioskować, że wykresy te można opisać stosując zależności otrzymane w rozdziale 8.1. Wpływ bezwymiarowej rezystancji szeregowej r_o powoduje „przesunięcie” wykresów pochodnych w stronę większych wartości współczynników mocy (rys. 8.6).



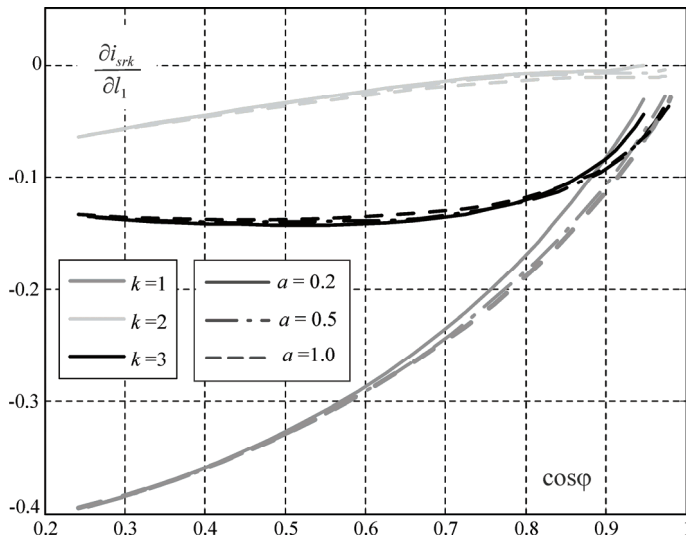
Rys. 8.6. Elementy pierwszej kolumny macierzy pochodnych wartości średnich prądów fazowych względem wartości średnich napięcia łuku pierwszej fazy w funkcji współczynnika mocy obwodu i rezystancji bezwymiarowej r_o dla $a = 0,2$

Wcześniejsze uwagi o przeskalowaniu zmiennej niezależnej odnoszą się także do pochodnych względem indukcyjności i napięcia zasilania (rys. 8.7 i 8.9). Gdyby ponadto pomnożyć skalę zmiennej niezależnej przez czynnik $\pi/2$, wynikający z ilorazu amplitudy i wartości średniej przebiegu sinusoidalnego, wówczas wykresy otrzymane w wyniku symulacji i otrzymane analitycznie byłyby bardzo zbliżone.

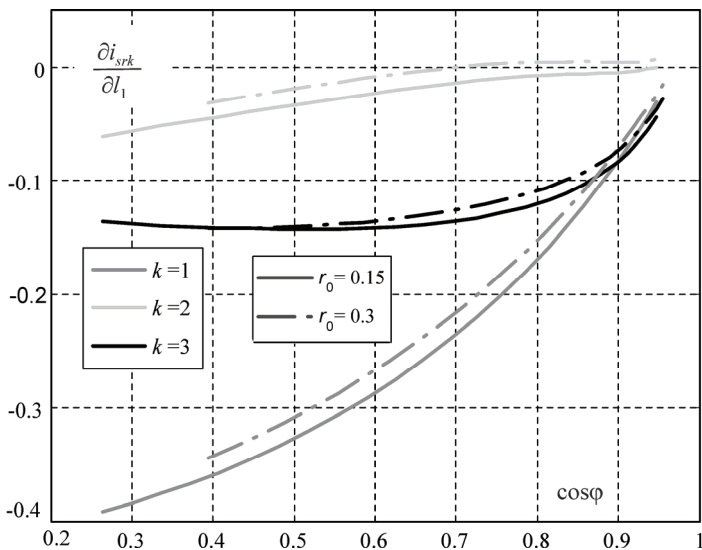
Dodatkowa rezystancja występująca w obwodzie zmniejsza nieco wartości pochodnych prądu względem indukcyjności i napięcia zasilania (rys. 8.8, 8.10).

Analizując pochodne względem napięć łuków, indukcyjności i napięcia zasilania warto zauważyć, że posiadają one różny przebieg w funkcji współczynnika

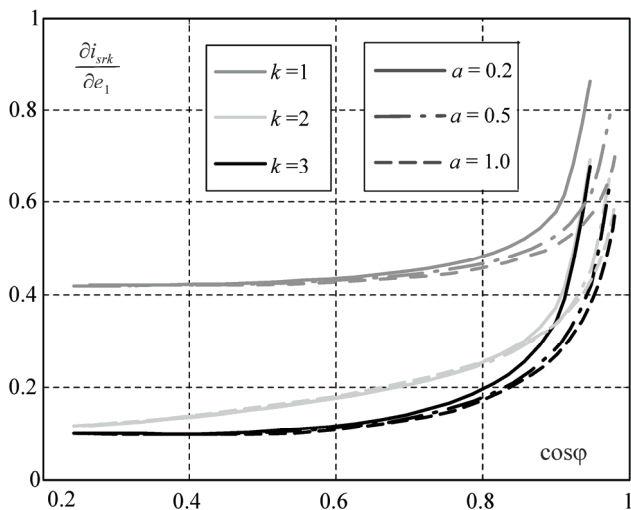
mocy. Stąd wynika, że kompensację niesymetrii zasilania lub indukcyjności przez asymetrię napięć można zrealizować statycznie tylko w stanie pracy obwodu ze stałym współczynnikiem mocy.



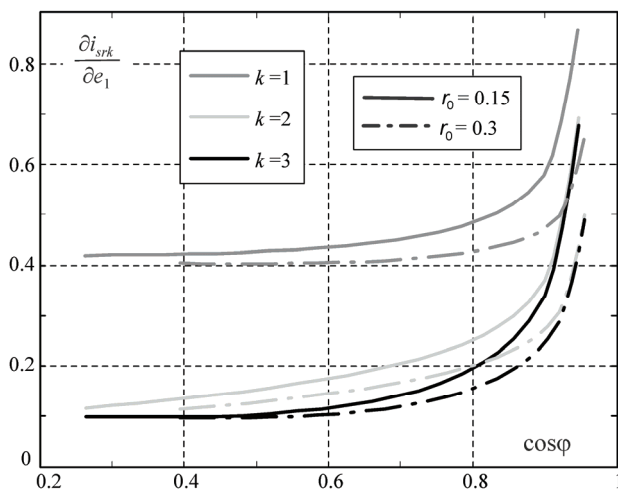
Rys. 8.7. Elementy pierwszej kolumny macierzy pochodnych wartości średnich prądów fazowych względem indukcyjności pierwszej fazy w funkcji współczynnika mocy obwodu dla $r_o = 0,15$ i wykładnika charakterystyki nieliniowej a



Rys. 8.8. Elementy pierwszej kolumny macierzy pochodnych wartości średnich prądów fazowych względem indukcyjności pierwszej fazy w funkcji współczynnika mocy obwodu i rezystancji bezwymiarowej r_o dla $a = 0,2$



Rys. 8.9. Elementy pierwszej kolumny macierzy pochodnych wartości średnich prądów fazowych względem amplitudy napięcia zasilania pierwszej fazy w funkcji współczynnika mocy obwodu dla $r_o = 0,15$ i wykładnika charakterystyki nieliniowej a



Rys. 8.10. Elementy pierwszej kolumny macierzy pochodnych wartości średnich prądów fazowych względem amplitudy napięcia zasilania pierwszej fazy w funkcji współczynnika mocy obwodu i rezystancji bezwymiarowej r_o dla $a = 0,2$

8.2.3. Aproksymacje elementów macierzy pochodnych prądów fazowych względem wielkości wejściowych w obwodzie trójfazowym z obciążeniem nieliniowym

Przebiegi pochodnych wartości średnich prądów fazowych względem zmiennych wejściowych badano w funkcji współczynnika mocy, wykładnika charaktery-

styk łuku i bezwymiarowej rezystancji szeregowej obwodu. Uwzględniając roboczy zakres współczynnika mocy urządzeń łukowych, rozpatrywano poszczególne pochodne dla $0,5 \leq \cos \varphi \leq 0,8$. Jako zmienną wejściową można rozpatrywać współczynnik mocy lub wartość średnią prądów fazowych. Ze względu na łatwość pomiaru wybrano tę drugą zmienną. Wyznaczono aproksymację liniową tych charakterystyk w funkcji wartości średniej prądu metodą najmniejszych kwadratów w przedziale $0,45 < \cos \varphi \leq 0,8$, z błędem 1%. Aproksymowane elementy macierzy pochodnych względem napięcia zasilania można wyrazić jako funkcje wartości średniej prądu i_{ssr} i rezystancji r_o w sposób następujący [8.4]:

$$\frac{\partial \mathbf{i}_{sr}}{\partial e_1} = \begin{bmatrix} 0,65 - 0,693 \cdot r_o - (0,385 - 0,98 \cdot r_o) \cdot i_{ssr} \pm 0,01 \\ 0,549 - 0,6 \cdot r_o - (0,67 - 0,787 \cdot r_o) \cdot i_{ssr} \pm 0,01 \\ 0,401 - 0,48 \cdot r_o - (0,524 - 0,727 \cdot r_o) \cdot i_{ssr} \pm 0,01 \end{bmatrix} \quad (8.50)$$

Analogiczny sposób analizy zastosowano do macierzy pochodnych wartości średnich prądów względem indukcyjności. Na podstawie wykresów tych wielkości w funkcji wartości średniej prądu można stwierdzić, że wpływ wykładnika charakterystyki łuku jest pomijalny. Pochodne prądów względem indukcyjności dla $0,4 < \cos \varphi \leq 0,8$ aproksymowano następująco:

$$\frac{\partial \mathbf{i}_{sr}}{\partial l_1} = \begin{bmatrix} 0,157 - (0,916 - 0,247 \cdot r_o) \cdot i_{ssr} \pm 0,01 \\ 0,058 - (0,24 - 0,393 \cdot r_o) \cdot i_{ssr} \pm 0,01 \\ (0,327 \cdot r_o - 0,134) - (0,01 - 0,6 \cdot r_o) \cdot i_{ssr} \pm 0,01 \end{bmatrix} \quad (8.51)$$

Elementy macierzy pochodnych wartości średnich prądów względem amplitud napięć zasilających i indukcyjności fazowych dla przyjętego zakresu współczynnika mocy są niezależne bezpośrednio od parametrów łuku. Wyznaczone wielkości współczynników macierzy pochodnych weryfikowano stosując zależności określone dla obciążenia liniowego, z uwzględnieniem przelicznika między wartością średnią prądu a wartością amplitudy.

W przypadku przebiegów pochodnych wartości średnich prądów fazowych względem wartości średniej napięcia łuku w pierwszej fazie obwodu w funkcji wartości średniej prądu zaobserwowano głównie wpływ wykładnika charakterystyki łuku na pochodną prądu drugiej fazy. Stwierdzono, że również r_o wpływa na przebieg charakterystyki. Stąd, każda z pochodnych jest funkcją parametrów łuku i parametrów obwodu.

Poszukiwano takiej postaci aproksymacji, aby w funkcji wartości średnich prądu i napięcia uzyskać dokładność aproksymacji zbliżoną do dokładności aproksymacji pochodnych względem pozostałych zmiennych. Wartość średnia napięcia łuku, zastosowana do aproksymacji jako zmienna niezależna, pozwoliła na uniknięcie wykładnika charakterystyki łuku w wyrażeniu aproksymującym. Wynika to z relacji między

wartością średnią napięcia łuku a wykładnikiem charakterystyki oraz relacji między wartością średnią. W wyniku tej aproksymacji otrzymano następujące funkcje:

$$\frac{\partial \mathbf{i}_{sr}}{\partial l_1} = \begin{bmatrix} 1,73 + 2,222 \cdot i_{ssr} + 0,615 \cdot u_{ssr} + 0,443 \cdot r_o^{+0,03}_{-0,023} \\ -1,548 + 1,59 \cdot i_{ssr} + 0,806 \cdot u_{ssr} + 0,703 \cdot r_o^{+0,027}_{-0,039} \\ -0,611 + 1,27 \cdot i_{ssr} + 0,055 \cdot u_{ssr} + 0,137 \cdot r_o^{+0,019}_{-0,014} \end{bmatrix} \quad (8.52)$$

W przypadku tej ostatniej macierzy dokładność aproksymacji jest mniejsza niż dla pozostałych macierzy pochodnych. Dokładność tę można poprawić stosując dodatkowo jako zmienną niezależną wykładnik charakterystyki łuku. W efekcie uzyskuje się dwukrotne zawężenie przedziału błędu. Należy dodać, że dla podanych zależności określono maksymalne odchylenia wyników modelowania od poprawnej aproksymacji. Odchylenie standardowe tych wyników jest 2-3-krotnie mniejsze od podanej wartości maksymalnej odchyłki.

Proponowany w pracy linearyzowany model charakterystyk obowiązuje z dokładnością do ε , gdzie ε jest rzędu mniejszego od 1,0. W tym modelu, dla zmiennych przyrostowych $\Delta \mathbf{u}$, $\Delta \mathbf{l}$, $\Delta \mathbf{e}$ oraz dla elementów macierzy pochodnych wystarczającą jest dokładność ε . Można uznać, że otrzymany w wyniku aproksymacji linearyzowany model charakterystyk quasi-statycznych prądów fazowych toru elektrycznego urządzenia łukowego spełnia ten warunek.

8.3. WERYFIKACJA MODELU MATEMATYCZNEGO OBWODU ELEKTROENERGETYCZNEGO TRÓJFAZOWEGO PIECA ŁUKOWEGO

W celu weryfikacji charakterystyk modelu obwodu, otrzymanych analitycznie i symulacyjnie, przeprowadzono identyfikację parametrów na podstawie pomiarów obwodu elektroenergetycznego pieca łukowego 140 Mg.

Wielkości wejściowe obwodu podzielono na obserwowalne (dostępne pomiarowo) i nieobserwowalne *online* w czasie pomiarów. Wielkościami nieobserwowalnymi są napięcia zasilania, indukcyjności fazowe i rezystancje obwodu zasilania. Napięcia zasilania mierzone są najczęściej w stanie jałowym, bez obciążenia. Indukcyjności (reaktancje) i rezystancje określone są na podstawie testów zwarciovych [8.9]. Wielkościami wejściowymi obserwowalnymi są napięcia łuków, przy czym pomiar powinien być wykonany z wykorzystaniem kompensacji dodatkowych spadków napięcia występujących w pętli pomiaru napięć łuków.

Jako wielkości wyjściowe przyjęto prądy fazowe. Zarówno prądy, jak i napięcia prezentowane były przez wartości średnie za okres przebiegów wyprostowanych dwupołówkowo. Uwzględniając, że dla $\cos \varphi = 0,7$, przebiegi przejściowe w obwodzie liniowym zanikają z dokładnością do 1% po jednym okresie napięć zasilających, analizowano charakterystyki quasi-statyczne obwodu pieca łukowego.

8.3.1. Algorytm identyfikacji parametrów modelu

Stosując zmienne bezwymiarowe, notację wektorowo-macierzową oraz zakładając, że odchylenia poszczególnych parametrów od ich średniej arytmetycznej wartości fazowych są rzędu mniejszego od tej średniej, charakterystyki obwodu rozważano w postaci (8.27):

$$\Delta \mathbf{i} = \frac{\partial \mathbf{i}}{\partial \omega} \cdot \frac{\Delta \omega}{\omega_s} + \frac{\partial \mathbf{i}}{\partial \mathbf{u}} \cdot \Delta \mathbf{u} + \frac{\partial \mathbf{i}}{\partial \mathbf{l}} \cdot \Delta \mathbf{l} + \frac{\partial \mathbf{i}}{\partial \mathbf{e}} \cdot \Delta \mathbf{e} + \mathbf{O}(\varepsilon^2)$$

Pomijając wpływ zmian częstotliwości [8.10] i uwzględniając tylko składniki rzędu ε , charakterystyki powyższe można przedstawić w postaci:

$$\Delta \mathbf{i} = \frac{\partial \mathbf{i}}{\partial \mathbf{u}} \cdot \Delta \mathbf{u} + \Delta \mathbf{v} \quad (8.53)$$

gdzie $\Delta \mathbf{v}$ jest wektorem reprezentującym niesymetrię pochodzącą od niesymetrii napięć zasilania i niesymetrii indukcyjności obwodu. Macierz pochodnych jest macierzą cykliczną 3. rzędu:

$$\frac{\partial \mathbf{i}}{\partial \mathbf{u}} = \begin{bmatrix} \alpha & \beta & \gamma \\ \gamma & \alpha & \beta \\ \beta & \gamma & \alpha \end{bmatrix} \quad (8.54)$$

Aby określić elementy powyższej macierzy należy powrócić do wielkości fizycznych. Dla tych wielkości równanie (8.53) przybiera formę:

$$\frac{X_s}{E_s} \cdot \Delta \mathbf{I} = \frac{1}{E_s} \frac{\partial \mathbf{i}}{\partial \mathbf{u}} \cdot \Delta \mathbf{U} + \Delta \mathbf{v} \quad (8.55)$$

gdzie X_s , E_s oznaczają odpowiednią średnią fazową reaktancję obwodu i średnią amplitudę napięcia zasilania. Założono, że wielkości te są stałe w czasie pomiarów.

Wykonywano N pomiarów trzech wartości średnich prądów i trzech wartości średnich napięć łuków. Oznaczono kolejne wartości prądów, jako I_k^n i napięć łuków jako U_k^n . Indeks dolny oznacza numer fazy i wynosi 1, 2 lub 3, natomiast indeks górny określa numer pomiaru, $n = 1 \dots N$. Wektory $\Delta \mathbf{I}$ i $\Delta \mathbf{U}$ wyznaczano w odniesieniu do uśrednionych wartości fazowych:

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{I} &= \mathbf{I} - \mathbf{1}_{3,N} \cdot I_s^m \\ \Delta \mathbf{U} &= \mathbf{U} - \mathbf{1}_{3,N} \cdot U_s^m \end{aligned} \quad (8.56)$$

Macierz $\mathbf{1}_{3,N}$ jest macierzą jedynkową o wymiarach $3 \times N$. Wartości odniesienia, wyznaczające w okresie pomiarów punkt pracy obwodu, określano następująco:

$$I_s^m = \frac{1}{3N} \sum_{k=1}^3 \sum_{n=1}^N I_k^n \quad U_s^m = \frac{1}{3N} \sum_{k=1}^3 \sum_{n=1}^N U_k^n \quad (8.57)$$

Średnie fazowe wartości prądów i napięć za okres pomiarów wynoszą odpowiednio:

$$I_k^m = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N I_k^n \quad U_k^m = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N U_k^n \quad (8.58)$$

Uśrednione wartości odchyłeń napięć i prądów dla k -tego pomiaru są równe:

$$\Delta I_k^m = I_k^m - I_s^m \quad \Delta U_k^m = U_k^m - U_s^m \quad (8.59)$$

i można zapisać je wektorowo:

$$\Delta \mathbf{I}^m = \mathbf{I}^m - \mathbf{1}_{3,1} \cdot I_s^m \quad \Delta \mathbf{U}^m = \mathbf{U}^m - \mathbf{1}_{3,1} \cdot U_s^m \quad (8.60)$$

Założono, że składowe fazowe wektora $\Delta \mathbf{v}$ są stałe w okresie pomiaru i suma tych składowych jest równa zeru. Po podstawieniu zależności (8.60) do równania (8.55) można wyznaczyć wektor $\Delta \mathbf{v}^m$:

$$\Delta \mathbf{v}^m = \frac{1}{E_s} \cdot \left(X_s \cdot \Delta \mathbf{I}^m - \frac{\partial \mathbf{i}}{\partial \mathbf{u}} \cdot \Delta \mathbf{U}^m \right) \quad (8.61)$$

Wektor ten posiada wymiary 3×1 . Aby odtworzyć wektor $\Delta \mathbf{v}$, w równaniu (8.55) należy podstawić $\Delta \mathbf{v}^m$ w każdej chwili czasu. Mnożąc prawostronnie (8.61) przez wektor wierszowy jedynkowy o wymiarach $1 \times N$ uzyskuje się estymatę wektora $\Delta \mathbf{v}$, którą podstawia się do (8.55). Ponadto podstawia się estymaty odchyłeń prądów fazowych od średniej arytmetycznej.

W wyniku uzyskuje się relację:

$$X_s \cdot \Delta \mathbf{I}_0 = \frac{\partial \mathbf{i}}{\partial \mathbf{u}} \cdot \Delta \mathbf{U}_0 \quad (8.62)$$

w której oznaczono wektory:

$$\Delta \mathbf{I}_0 = \mathbf{I} - \mathbf{I}^m \cdot \mathbf{1}_{1,N} \quad \Delta \mathbf{U}_0 = \mathbf{U} - \mathbf{U}^m \cdot \mathbf{1}_{1,N}, \quad (8.63)$$

których suma składowych w chwili pomiaru jest równa zeru.

Wykorzystując własności macierzy cyklicznej i wyodrębniając jej elementy w formie wektora wierszowego, równanie (8.62) można zapisać w postaci:

$$X_s \cdot \mathbf{Y} = [\alpha \quad \beta \quad \gamma] \cdot \mathbf{X} \quad (8.64)$$

gdzie:

$$\mathbf{Y} = [\Delta I_{01}^1 \quad \dots \quad \Delta I_{01}^N \quad \Delta I_{02}^1 \quad \dots \quad \Delta I_{02}^N \quad \Delta I_{03}^1 \quad \dots \quad \Delta I_{03}^N] \quad (8.65)$$

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \Delta U_{01}^1 & \dots & \Delta U_{01}^N & \Delta U_{02}^1 & \dots & \Delta U_{02}^N & \Delta U_{03}^1 & \dots & \Delta U_{03}^N \\ \Delta U_{02}^1 & \dots & \Delta U_{02}^N & \Delta U_{03}^1 & \dots & \Delta U_{03}^N & \Delta U_{01}^1 & \dots & \Delta U_{01}^N \\ \Delta U_{03}^1 & \dots & \Delta U_{03}^N & \Delta U_{01}^1 & \dots & \Delta U_{01}^N & \Delta U_{02}^1 & \dots & \Delta U_{02}^N \end{bmatrix} \quad (8.66)$$

Wielkości α, β, γ otrzymuje się jako rozwiązanie równania (8.64) metodą najmniejszych kwadratów:

$$[\alpha \quad \beta \quad \gamma] = X_s \cdot \mathbf{Y} \cdot \mathbf{X}^T \cdot (\mathbf{X} \cdot \mathbf{X}^T)^{-1} \quad (8.67)$$

Na podstawie powyższych wielkości α, β, γ z (8.54) można wyznaczyć estymatę macierzy pochodnych prądów względem napięć łuków obwodu pieca łukowego. Podstawiając ją od (8.61) uzyskuje się estymatę wektora $\Delta \mathbf{v}$. Estymata tego wektora, stała za okres pomiarów, jest reprezentacją asymetrii prądów, powodowanej przez asymetrię indukcyjności i napięć zasilania. Natomiast wektor $\Delta \mathbf{I}_0$ jest estymatą zakłóceń symetrii prądów, powodowanej przez niesymetrię napięć łuków elektrycznych. Estymata ta może zmieniać się w każdej chwili pomiaru i wynikać m.in. z dynamiki regulatorów położenia elektrod.

8.3.2. Opis układu pomiarowego

W celu identyfikacji modelu mierzono napięcia i prądy łuków w każdej fazie obwodu. Pomiary te przeprowadzone były na piecu łukowym 140 Mg w Hucie Ostrowiec. Prądy mierzono wykorzystując przekładniki prądowe zainstalowane po stronie pierwotnej transformatora piecowego. Sygnały napięciowe proporcjonalne do prądów otrzymano przyłączając różnicowe układy wejściowe do boczników zwierających uzwojenia wtórne przekładników. Napięcia łuków mierzono wykorzystując układy kompensacyjne, których parametry nastawiano na podstawie trzech zwarć dwufazowych. Do otrzymania wartości średnich zastosowano układy idealnej diody dla prostowania dwupółokowego i dalej filtry dolnoprzepustowe.

Ze względu na dużą zmienność mierzonych wielkości, zwłaszcza w etapie roztopiania, wielkości te musiały być mierzone jednocześnie. W tym celu posłużono się pamięciami analogowymi, które jednocześnie zapisywano, a odczytywano kolejno

szeregowo za pomocą rejestratora cyfrowego, który sterował pamięcią analogową, przetwarzał sygnały analogowe na postać cyfrową oraz sterował zapisem w pamięci.

Skalowanie i kalibracja całości układu pomiarowego pozwoliły na uzyskanie pomiarów o dokładności ok. 1%. Przy pomocy wyżej opisanego układu pomiarowego rejestrowano co 4 sekundy wartości prądów i napięć łuków w trakcie wytopu stali. Zarejestrowano około 1500×6 wielkości mierzonych. Analizę ich przeprowadzono *offline*. Kolejne kroki algorytmu analizy były następujące:

- odczytanie danych,
- wyznaczenie współrzędnych punktu pracy I_s^m i U_s^m za okres pomiarów według (8.56),
- wyznaczenie fazowych prądów I_k^m i napięć U_k^m uśrednionych za okres pomiarów według (8.58),
- wyznaczenie wektorów asymetrii prądów i napięć $\Delta \mathbf{I}_0$ i $\Delta \mathbf{U}_0$ według (8.63),
- sformułowanie macierzy $\mathbf{Y}$ i $\mathbf{X}$ zgodnie z (8.65) i (8.66),
- wyznaczenie elementów α, β, γ według (8.67) i macierzy, $\frac{\partial \mathbf{i}}{\partial \mathbf{u}}$ według (8.54),
- wyznaczenie estymaty wektora asymetrii $\Delta \mathbf{v}^m$ zgodnie z (8.61),
- wyznaczenie estymat prądów na podstawie parametrów modelu i napięć łuków według (8.55).

8.3.3. Omówienie wyników

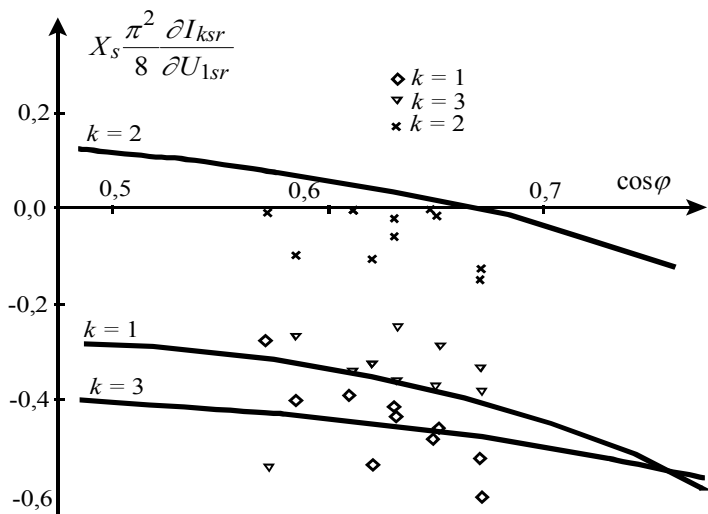
Współczynnik korelacji wyznaczony dla poszczególnych zbiorów danych zawierał się w granicach od 0,9 do 0,99, przy czym w okresie roztopiania przyjmował on niższe wartości niż w okresie rafinacji. Jest to uzasadnione większą dynamiką, zakresem zmian wartości mierzonych wielkości w okresie roztopiania, co zmniejsza dokładność stosowania liniowego modelu charakterystyk obwodu pieca łukowego.

Jeśli założy się wartości: sinusoidalnych napięć zasilania, indukcyjności i rezystancji obwodu, punkt pracy obwodu pieca łukowego może być określony przez średnią wartość fazowych napięć obciążenia, średnią wartość prądów faz lub współczynnik mocy obwodu. Ten ostatni sposób jest uniwersalny, pozwala bowiem porównywać charakterystyki obwodów zarówno z obciążeniem liniowym jak i nieliniowym. W niniejszych badaniach przyjęto, że napięcie łuku jest falą prostokątną, tzn. że charakterystyka prądowo-napięciowa jest opisana funkcją signum. W określeniu współczynnika mocy wykorzystano krzywe otrzymane w pracy [8.2].

Elementy estymaty macierzy pochodnych wektora prądów względem wektora napięć (8.54) porównać można z elementami macierzy pochodnych, wyznaczonymi analitycznie dla obciążenia liniowego – podrozdział 8.1. Należy tylko uwzględnić współczynniki przeliczenia wartości średniej na amplitudę pierwszej harmonicznej. W czasie roztopiania, gdy napięcie łuku ma postać fali prostokątnej,

współczynnik ten wynosi $4/\pi$, dla przebiegu sinusoidalnego jest równy $\pi/2$. Prądy w piecu łukowym posiadają zniekształcenia harmoniczne znacznie mniejsze i ten współczynnik jest równy $\pi/2$. Wielkość X_s oznacza średnią reaktancję i na podstawie wcześniejszych pomiarów przyjęto że wynosi ona $2,7 \text{ m}\Omega$. Przyjęta numeracja faz, odpowiada kierunkowi wirowania fazorów napięć obwodu przeciwnemu do kierunku ruchu wskazówek zegara.

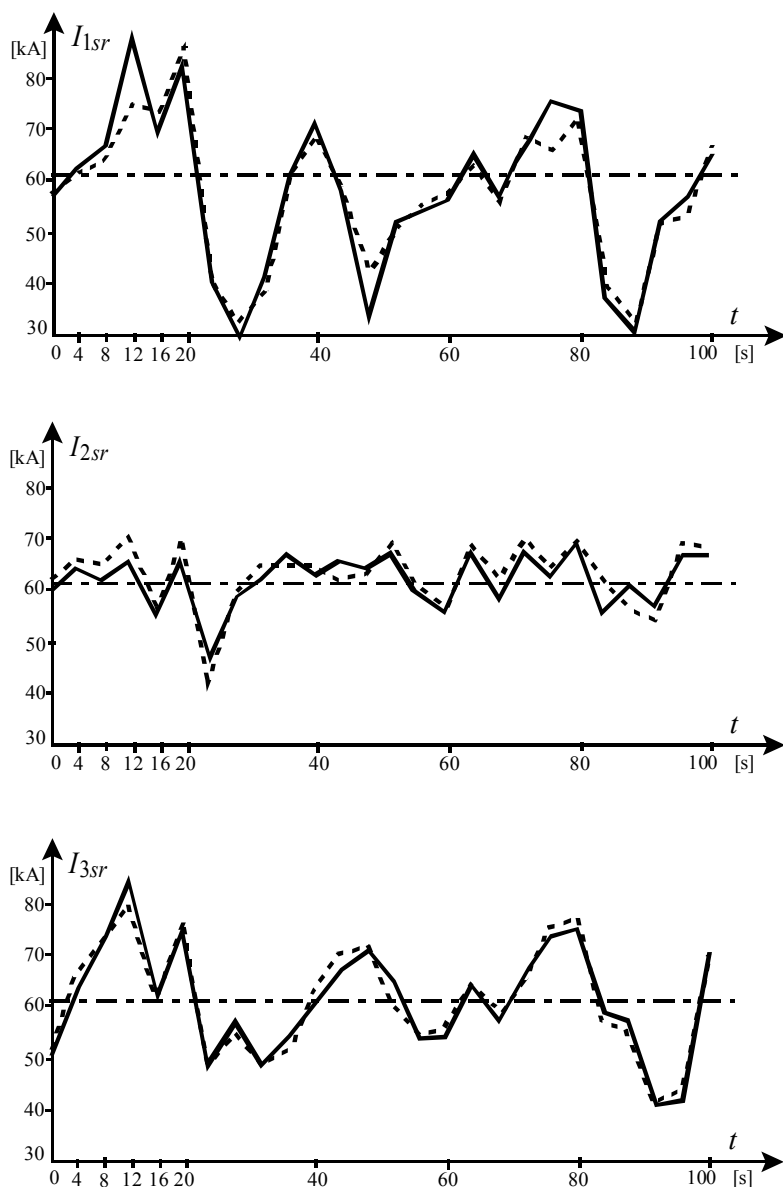
Z analizy położenia punktów względem krzywych wyznaczonych analitycznie na rysunku 8.11 wynika, że wartości uzyskane doświadczalnie różnią się od krzywych wyznaczonych analitycznie o ok. 20% dla $k = 1$ i $k = 3$. Należy podkreślić, że właśnie dla tych wartości k wartości pochodnych są wzajemnie bliskie i około 2-3-krotnie większe od wartości trzeciej z pochodnych ($k = 2$). Różnice wartości otrzymanych analitycznie i doświadczalnie wynikają z niedokładności oszacowania współczynnika mocy dla wartości uzyskanych z pomiarów, niedokładności przeliczenia wartości średnich na amplitudę pierwszej harmonicznej napięcia i prądu.



Rys. 8.11. Porównanie pierwszych kolumn macierzy pochodnych prądów względem napięć łuków: linie – wyznaczone analitycznie dla obciążenia liniowego, punkty – estymaty wyznaczone w czasie początku roztopiania drugiego kosza dla pieca 140 Mg

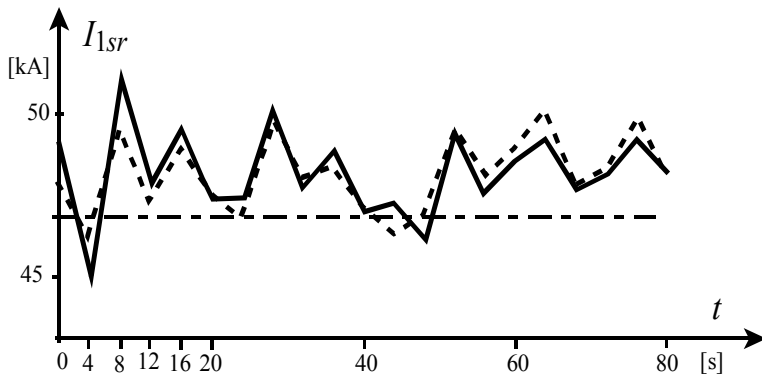
Na podstawie wyznaczonych wartości pochodnych oraz odchyłeń prądów i napięcia od symetrii otrzymano wartości składowych wektora $\Delta \mathbf{v}$, charakteryzującego niesymetrię prądów pochodzącą od niesymetrii indukcyjności i napięć zasilania. Składowe $\Delta \mathbf{v}$ zawierały się w przedziale 2% wartości I_s^m , wartości średniej prądów fazowych za okres pomiaru. Odpowiada to granicom przedziałów błędów pomiaru napięć i prądów. Wartość składowych wektora $\Delta \mathbf{v}$ świadczy o dobrej jakości konstrukcji obwodu elektroenergetycznego badanego pieca łukowego.

Dla oceny jakościowej prezentowanego modelu obwodu pieca łukowego wyznaczono wartości prądów na podstawie wcześniej określonych parametrów modelu oraz napięć łuków. Przebiegi tych wartości oraz zmierzonych prądów na początku roztopiania drugiego kosza przedstawiono na rysunku 8.12.



Rys. 8.12 Przebiegi wartości średnich prądów: zmierzonych – linia ciągła oraz wyznaczonych na podstawie estymowanego modelu – linia przerywana; na początku roztopiania drugiego kosza. Pozioma linia kreskowo-kropkowa wyznacza średnią wartość prądów fazowych za okres pomiaru

Otrzymano dobrą zgodność wartości zmierzonych i modelu. I chociaż różnice sięgają 10% wartości maksymalnej, współczynnik korelacji wynosił ok. 0,9. Te różnice są znacznie mniejsze w trakcie rafinacji. Na rysunku 8.13 przedstawiono przebiegi prądu obiektu i modelu tylko jednej fazy obwodu.



Rys. 8.13. Przebiegi wartości średnich prądów: zmierzonych – linia ciągła oraz wyznaczonych na podstawie estymowanego modelu – linia przerywana; w trakcie wyrabiania. Pozioma linia kreskowo-kropkowa wyznacza średnią wartość prądów fazowych za okres pomiaru

Różnice między zmierzoną i estymowaną modelem wartością prądu nie przekraczają 3% wartości prądu. W pozostałych fazach obwodu różnice te nie były większe. Należy zwrócić uwagę, że zakres wahań prądu w trakcie wyrabiania stali wynosi ok. 5 kA. W trakcie początku roztapiania zakres ten sięgał nawet 50 kA. Dynamika tych zmian wynika z zakłóceń długości łuków, powodowanych przez topienie złomu, upalanie się elektrod i nienadążanie elektrod za tymi zakłóceniami oraz sprzężeń występujących między regulatorami poszczególnych faz obwodu. Dla badanego obwodu asymetria napięć łuków powodowała asymetrię roboczą prądów sięgającą 10% wartości prądu roboczego obwodu. A więc była ona prawie o rząd większa od asymetrii konstrukcyjnej i to jest główna przyczyna pogorszenia jakości w systemie energetycznym, z którego jest zasilany piec łukowy.

Powyższe pomiary i analizy symetrii wykonano w ramach zlecenia z Huty Ostrowiec [8.11].

PODSUMOWANIE

Linearyzowany model matematyczny charakterystyk obwodu trójfazowego opisuje amplitudy pierwszych harmonicznych prądów fazowych lub mocy fazowych, jako liniowe funkcje różnic napięć obciążenia, indukcyjności i napięć zasilania i ich wartości odniesienia – ich średnich arytmetycznych. Parametry tego modelu, jego współczynniki zależne są od współczynnika mocy. Prezentowane wyżej charaktery-

styk wymaga pomiaru napięcia łuku z kompensacją spadków napięcia w pętli pomiarowej. Aby taki pomiar zrealizować, konieczne jest przeprowadzenie pomiarów prądów i napięć w trakcie zwarć dwufazowych i wyznaczenie parametrów obwodu kompensacji.

Biorąc pod uwagę prostotę pomiarów prądów i napięć, model ten umożliwia łatwą estymację *online* indukcyjności lub amplitud napięć zasilających. Model jest użyteczny do projektowania systemów sterowania systemem energetycznym. Tworzy on wspólną platformę dla asymetrii różnych parametrów i pozwala sumować (algebraicznie) wpływ asymetrii indukcyjności, napięć obciążenia i napięć zasilania.

Zmienne przyrostowe można wykorzystać do sterowania symetrią pracy obwodu elektroenergetycznego pieca łukowego, natomiast zmienne odniesienia (średnie arytmetyczne zmiennych fazowych) do sterowania punktem pracy tego obwodu.

Taki system sterowania może przeciwdziałać szkodliwym wpływom asymetrii obwodu i niesztynności systemu zasilania. Może także być użyty do analizy układu regulacji położenia elektrod trójfazowego pieca łukowego.

Dokładność modelu zależy od stopnia asymetrii obwodu. We współczesnych piecach łukowych i systemach energetycznych asymetria indukcyjności wynosi do 10-20%, asymetria napięć zasilania do 10%. W takim przypadku model spełnia wymagania dotyczące dokładności.

Z zaprezentowanego modelu wynika użyteczna postać wskaźnika asymetrii poszczególnych parametrów obwodu. Z równań (6.2)-(6.4) można otrzymać na przykład wskaźnik asymetrii indukcyjności:

$$\delta_L^* = \frac{\max_k(|\Delta L_k|)}{L_s} = \frac{\max_k(|L_k - L_s|)}{L_s} \quad (8.68)$$

Taka postać wskaźnika jest użyteczna do oszacowania, na podstawie przedstawionych wyżej macierzy pochodnych, wpływu w tym przypadku asymetrii indukcyjności na asymetrię prądów i fazowych mocy czynnych, w odróżnieniu od współczynnika asymetrii określonego w aktualnie obowiązującej normie IEC 60676 [8.9]:

$$\delta_L^N = \frac{\max_k(L_k) - \min_k(L_k)}{L_s} \quad (8.69)$$

Wskaźnik (8.69) ma tylko znaczenie porównawcze. Jego wartość nie umożliwia oszacowania odchylenia prądów od symetrii.

Przedstawiony wyżej model, określony dla obciążenia liniowego, może być zastosowany także dla obciążenia nieliniowego, gdy zastąpi się nieliniowość schematem zastępczym dla pierwszej harmonicznej.

Zaprezentowany wcześniej model matematyczny pozwala na rozróżnienie asymetrii konstrukcyjnej i roboczej, co jest pierwszym krokiem przeciwdziałania wpływom tych asymetrii w ramach doboru nastaw regulatorów położenia elektrod. Ponadto model ten może stanowić podstawę analizy dynamiki regulatorów położenia elektrod oraz interakcji piec łukowy – system zasilania.

Wartości składowych macierzy pochodnych prądów względem wektora napięć parametry pokazują charakter i wartości sprzężeń obwodowych. Stąd wynika wniosek, że nie można rozpatrywać niezależnie układów regulacji położenia elektrod poszczególnych faz obwodu.

Prezentowany w pracy algorytm może być stosowany w systemie monitorowania lub sterowania symetrią obwodu pieca łukowego. Daje on podstawy oceny czy zmiany prądu są spowodowane przez system zasilania, czy też przez obciążenie, także nieliniowe.

LITERATURA DO ROZDZIAŁU 8

- [8.1] Wciślik M.: *Analiza układu elektrycznego urządzenia łukowego z uwzględnianiem nieliniowości obciążenia*. Rozprawa doktorska, Politechnika Warszawska, Warszawa 1981
- [8.2] Wciślik M.: *A linearized mathematical model of a three-phase arc furnace circuit*. Archiv für Elektrotechnik (68), 1985, pp. 273-278
- [8.3] Howinson S.: *Practical Applied Mathematics, Modelling, Analysis, Approximation*, Cambridge University Press, 2005
- [8.4] Wciślik M.: *Metoda estymacji parametrów toru elektrycznego urządzenia łukowego dla potrzeb sterowania procesem elektrostalowniczym*, Zeszyty Naukowe Politechniki Świętokrzyskiej, Elektryka 28, Kielce 1992
- [8.5] Понтрягин Л.С.: *Обыкновенные дифференциальные уравнения*, Изд. Наука, Москва 1965
- [8.6] Mańczak K., Nahorski Z.: *Komputerowa identyfikacja obiektów dynamicznych*, PWN, Warszawa 1983
- [8.7] Ахназова С.Л., Кафаров В.В.: *Методы оптимизации эксперимента в химической технологии*, Изд. Высшая Школа, Москва 1985
- [8.8] Mańczak K.: *Metody identyfikacji wielowymiarowych obiektów sterowania*, WNT, Warszawa 1979
- [8.9] EN60676.: *Test methods for furnaces with direct arc furnaces*, A1:2000
- [8.10] Fassbinder S.: *Dlaczego normy nie rozwiązują problemów jakości energii elektrycznej*, Spektrum, nr 2-3, 2006
- [8.11] Opracowanie: *Określenie parametrów obwodu elektrycznego pieca łukowego / symetria napięć łuku/*, Politechnika Świętokrzyska, Instytut Automatyki, zlecenie Nr 1195/32, Kielce

9. SYSTEM MONITOROWANIA PRACY PIECA ŁUKOWEGO

Efekty ekonomiczne eksploatacji pieca łukowego zależą od współpracy, współdziałania: technologów metalurgów nadzorujących procesy metalurgiczne w piecach łukowych, zaopatrzenia w surowce i materiały niezbędne do realizacji procesu oraz służb utrzymania ruchu. Piec łukowy pracuje w linii produkcyjnej stalowni, obecnie bardzo często zawierającej linię ciągłego odlewania stali. Jego eksploatacja nie może być przerywana na okres dłuższy niż 15 minut. Zatrzymanie pracy linii ciągłego odlewania stali zsynchronizowanej z piecem powoduje konieczność czasochłonnej operacji inicjacji pracy tej linii. Wynikają stąd istotne ograniczenia sposobu prowadzenia testów pomiaru parametrów obwodu wieloprądowego. W standardzie IEC 60676 zmieniono jedynie narzędzia pomiarowe podstawowych wielkości [9.1]. Zamiast wcześniej stosowanych amperomierzy, woltomierzy i watomierzy proponuje się użycie multimetru. Zmiana ta nieco przyspieszy procedurę pomiaru parametrów, ale wymaga na przykład kontroli wzrokowej dokładności zwarć, co najmniej dwu elektrod w czasie testów zwarciovych i funkcjonalnie niewiele różni się od wcześniejszych procedur.

Jeśli pomiary przeprowadzane są w trakcie zwarć dwufazowych, wówczas obserwowalne są charakterystyki prądowo-napięciowe napięcia dostępnego pomiarowo. Na podstawie kształtu tych charakterystyk można ocenić, czy nastąpiło zwarcie elektrod z roztopionym metalem.

Procedura pomiarowa powinna być realizowana sekwencyjnie, pod nadzorem personelu utrzymania ruchu i z komputerowym wspomaganie działań tego personelu. Na podstawie pomiarów, w trakcie kolejnych zwarć dwufazowych, wyznacza się parametry obwodu wieloprądowego oraz parametry układu pomiarowego. Na podstawie tych pomiarów nastawiane są układy kompensacyjne pomiaru napięć łuków. Układy te umożliwiają obserwację charakterystyk łuków elektrycznych, charakterystyk roboczych pieca łukowego rozkładu promieniowania łuków itd. Układ umożliwiający realizację takiej procedury został zaprojektowany i wykonany w Zakładzie Urządzeń i Systemów Automatyki Politechniki Świętokrzyskiej na zlecenie Huty Zawiercie S.A. [9.2].

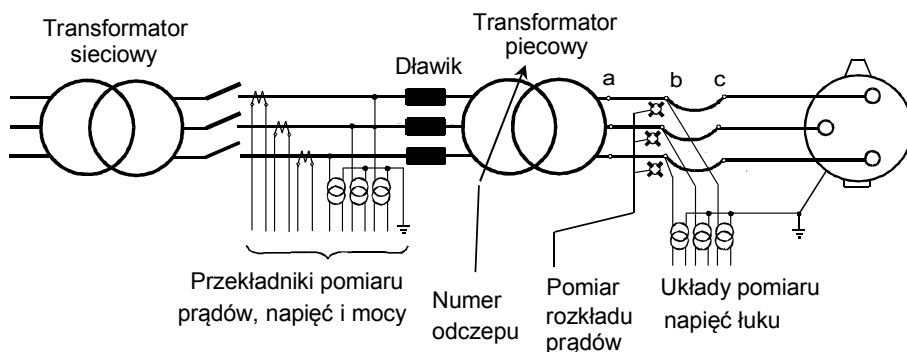
Postęp w technologii komputerów przenośnych umożliwił rozszerzenie zadań realizowanych przez system. W wyniku tego powstał system nadzoru i diagnostyki toru elektrycznego pieca łukowego istotnie ułatwiający pracę służb utrzymania ruchu pieców łukowych. System miał być włączany doraźnie do znajdujących się w stalowni: pieców łukowych, służących do roztopiania złomu, oraz do pieców kadziowych wykorzystywanych do wyrobienia stali.

9.1. BUDOWA SYSTEMU POMIAROWEGO DIAGNOSTYKI TORU ELEKTRYCZNEGO

Schemat ideowy toru elektrycznego urządzenia łukowego najczęściej obejmuje:

- transformator sieciowy,
- dławik,
- transformator piecowy,
- tor elastyczny,
- tor wieloprądowy (łącznie z elektrodami),
- łuki elektryczne.

Schemat ten przedstawiono na rysunku 9.1, na którym zaznaczono dodatkowo położenie czujników pomiarowych.



Rys. 9.1 Schemat ideowy toru elektrycznego urządzenia łukowego

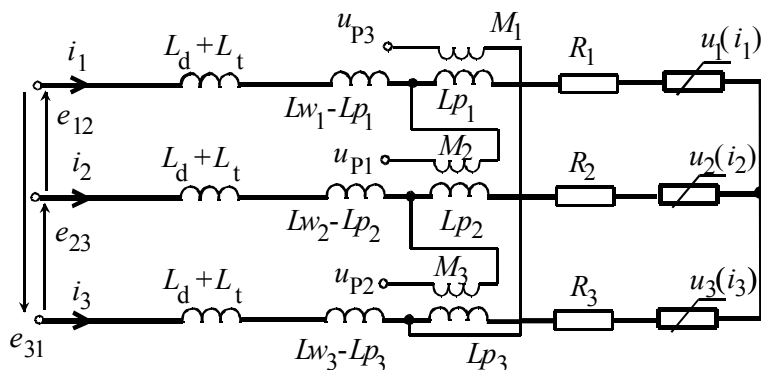
Pomiar prądów fazowych toru wieloprądowego pieców łukowych realizowany był po stronie pierwotnej transformatora piecowego. Sygnały wyjściowe układu pomiarowego były zależne od położenia przełącznika grupy połączeń uzwojeń pierwotnych transformatora piecowego oraz zmiennej przekładni transformatora piecowego. Układ przetworników pomiarowych prądów powinien uwzględniać te zależności przy „odtworzeniu” prądów toru wieloprądowego.

Biorąc pod uwagę interpretację fizyczną indukcyjności przewodów, konfigurację przestrzenną przewodów toru wieloprądowego oraz przewodów pomiarowych, schemat zastępczy toru elektrycznego urządzenia łukowego obejmuje obwód wieloprądowy oraz układ pomiaru napięć. Taki schemat zastępczy przedstawiono na rysunku 9.2.

W równaniach opisujących obwód pomiarowy uwzględnia się oddziaływanie obwodu wieloprądowego, natomiast oddziaływania odwrotne obwodu pomiarowego na wieloprądowy są pomijane ze względu na wartości prądów płynące w obwodach układu pomiaru napięć.

Do określenia równomierności obciążenia poszczególnych przewodów faz toru elastycznego zainstalowano wewnątrz wiązki przewodów elastycznych czujniki,

z których sygnał jest doprowadzany do systemu diagnostycznego i umożliwia analizę rozkładu prądu w poszczególnych przewodach wiązki. Czujniki te przedstawiono w pracy [9.3].



Rys. 9.2. Schemat zastępczy toru elektrycznego urządzenia łukowego

Założono, że zastępcze rezystancje fazowe obwodu wieloprądowego występują w poszczególnych pętlach pomiaru napięć. Nie licząc parametrów wyładowań łukowych oraz czujników rozkładu prądów, schemat ten zawiera 22 parametry niemierzalne bezpośrednio.

Schemat na rysunku 9.2 stanowi podstawę identyfikacji parametrów toru elektrycznego. W każdej fazie obwodu występują identyczne reaktancje reprezentujące dławik i transformator sieciowy. Zróżnicowanie tych parametrów, spowodowane przez zmienną przekładnię transformatora piecowego i przełącznik D/Y występuje dopiero w obwodzie wtórnym transformatora piecowego. Dotyczy to obwodu wieloprądowego i obwodów pomiaru prądów.

Biorąc powyższe pod uwagę, do układu monitorowania pracy pieca łukowego (oprócz sygnałów analogowych) powinny być doprowadzone informacje cyfrowe pozwalające na określenie, identyfikację numeru pieca, numeru odczepu transformatora oraz pozycji przełącznika grupy połączeń.

Przyjęto, że struktura systemu diagnostycznego toru elektrycznego urządzenia łukowego będzie składała się z czterech warstw obejmujących:

- podłączenia urządzenia łukowego,
- układy przetworników pomiarowych,
- układy kondycjonowania sygnałów,
- komputer z układem akwizycji sygnałów.

Poszczególne warstwy zrealizowano w postaci oddzielnych urządzeń.

Połączenia między tymi urządzeniami wykonano stosując następujące zasady:

- masy sygnałów analogowych i masa instalacji pieca łączone są tylko przez rezystory ograniczające prądy,

- układy wejściowe sygnałów analogowych poszczególnych urządzeń wykonano jako wzmacniacze różnicowe z zabezpieczeniem napięciowym wejść urządzeń.

Wykorzystano istniejące układy pomiarowe urządzenia łukowego: trzy przekładniki napięciowe napięć fazowych toru wielkoprądowego i jeden napięcia fazowego po stronie pierwotnej transformatora piecowego, oraz trzy przekładniki prądowe zainstalowane w fazach zasilania transformatora piecowego.

Do podłączenia czujników rozkładu prądów w przewodach elastycznych toru wielkoprądowego istniała potrzeba pomiaru 12 sygnałów analogowych. Sygnały te były kolejno wybierane multiplexerem analogowym, sterowanym z trzech wyjść binarnych. Sygnał wyjściowy z multiplexera był podawany na ósme z wejść analogowych karty akwizycji sygnałów.

Sygnały wyjściowe analogowe z pierwszej warstwy są sygnałami napięciowymi o amplitudzie 100 V lub prądzie wyjściowym 5 A. Sygnały te podawane są odpowiednio na dzielniki i przekładniki z bocznikami warstwy przetworników pomiarowych. W efekcie na wejścia układu kondycjonowania podawane są sygnały napięciowe o amplitudzie z zakresu $-2,5\text{ V} \dots +2,5\text{ V}$.

Układ kondycjonujący zawiera wzmacniacze różnicowe, filtry ograniczające pasmo przetwarzanych sygnałów oraz układy próbkująco-pamiętające. Wykorzystano 8 wejść analogowych karty akwizycji danych oraz 8 wejść binarnych do zbierania sygnałów binarnych z pieca łukowego. Sygnały wejściowe binarne wprowadzano do systemu wykorzystując optoizolację.

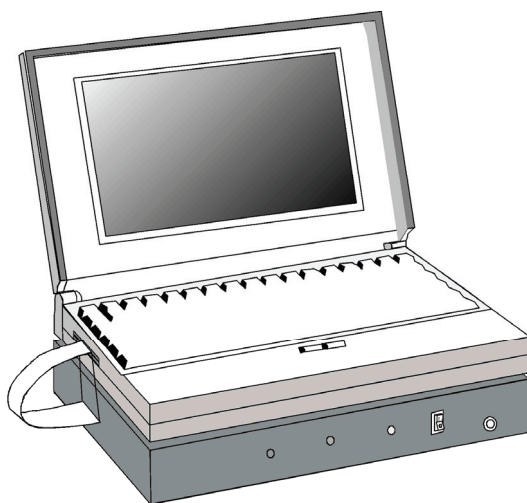
Współczynniki wzmocnienia poszczególnych kanałów komputerowego systemu pomiarowego określono w warunkach laboratoryjnych. Uzyskano dokładność pomiaru napięć ok. 0.5%.

Korzystano bezpośrednio z przekładników prądowych pieca łukowego zainstalowanych po stronie pierwotnej transformatora piecowego. W ich obwodach wtórnych zainstalowano dodatkowe przekładniki prądowe, w których obwodach wtórnych występowały rezystory (boczniki). Napięcia z tych rezystorów wykorzystywano jako sygnały wejściowe układów kondycjonujących. Błąd pomiaru prądów został oszacowany i wynosił ok. 2-3%. Dokładność pomiaru była determinowana przez układ pomiaru prądów danego urządzenia łukowego. Aby uwzględnić przekładnię napięciową transformatora piecowego, sygnały wyjściowe układu pomiarowego prądów były mnożone przez odwrotność współczynnika przekładni napięciowej, zależnej od odczepu transformatora piecowego. Położenie przełącznika gwiazda-trójkąt uwzględniano odwzorowując odwrotną relację prądów pierwotnych i wtórnych transformatora piecowego. Powyższe operacje realizowano w programie omawianego systemu.

Wejścia analogowe sygnałów prądów i napięć zbudowano, zakładając że napięcia niezrównoważenia (offsetu) użytych wzmacniaczy operacyjnych będą kompensowane programowo na komputerze. Wykorzystywane wzmacniacze były spraw-

dzane i dobierane. Aby zapewnić możliwie zbliżone wartości wzmocnienia w poszczególnych kanałach, dobierano także rezystory wejściowe i w sprzężeniu zwrotnym. Wartości offsetu wyznaczano w warunkach laboratoryjnych i wprowadzano w trakcie konfiguracji systemu.

Moduł kondycjonowania wraz z komputerem, wyposażonym w kartę akwizycji danych, stanowi uniwersalną, przenośną i zarazem główną część systemu diagnostycznego. Jako komputer systemu zastosowano notebook IBM ThinkPad 380D. Wykorzystano kartę akwizycji danych DAQ 700 firmy National Instruments, która włączana jest do portu PCMCIA. Szkic wyglądu modułu kondycjonowania wraz z komputerem przenośnym przedstawiono na rysunku 9.3.



Rys. 9.3. Wygląd modułu kondycjonowania sygnału połączonego z komputerem przenośnym

Moduł kondycjonowania posiada własne zasilanie bateryjne w postaci akumulatorów kwasowych, żelowych z sygnalizacją stanu rozładowania. Połączenie z kartą akwizycji danych, zamontowanej w porcie PCMCIA komputera, jest realizowane za pomocą przewodu taśmowego. Podłączenie sygnałów z przetworników pomiarowych realizowane jest za pomocą złącza szufladowego 37-pin modułu kondycjonowania danych.

Pomiary wartości chwilowych ośmiu kanałów wykonywane są co 0,4 ms, co oznacza, że każdy z badanych przebiegów jest próbkowany 50 razy w trakcie okresu.

9.2. ALGORYTM POMIARU PARAMETRÓW TORU ELEKTRYCZNEGO URZĄDZENIA ŁUKOWEGO

Analizując schemat obwodu pieca łukowego można stwierdzić, że napięcia zasilania nie są dostępne pomiarowo w trakcie pracy. Zakładając, że napięcia te posiadają stałe parametry, można je zmierzyć wyłącznie w stanie jałowym pieca. Określane są

one więc w stanie bezprądowym, stosując pomiar wartości chwilowych, na podstawie, których wyznaczane są wartości skuteczne tych napięć. Wartości te E_{jk} ($j, k = 1, 2, 3; j \neq k$) są stosowane w dalszej części omawianego algorytmu.

Rezystancje i reaktancje toru elektrycznego wyznaczane są na podstawie pomiarów wartości chwilowych prądów i napięć w trakcie trzech zwarć dwufazowych. Ważna jest dokładność realizacji zwarć dwufazowych. Zwarcie jest dokładne, jeżeli charakterystyki prądowo-napięciowe łuków w zwieranych dwu fazach (bez kompensacji spadków napięcia w pętlach pomiaru napięć), są elipsami, a prąd w trzeciej fazie jest równy zero. Niedokładność zwarcia występuje wówczas, gdy charakterystyki w zwieranych fazach posiadają skoki napięcia podczas przejść prądu przez zero lub gdy w trzeciej z faz płynie prąd większy od ok. 5% prądu zwieranych faz.

W celu wyznaczenia rezystancji i indukcyjności mierzone są wartości chwilowe napięcia $U_{j(t)}^m$ (napięcia te oznaczono na rysunku 9.2 jako Up_k , $k = 1, 2, 3$) i prądu $I_{j(t)}^m$ tego obwodu. Stosowana jest filtracja tych wielkości i otrzymywane są pochodne prądu względem czasu, jednocześnie z napięciami i prądami. Po przetworzeniu analog-cyfra w dyskretnych momentach czasu uzyskuje się wektory o współrzędnych odpowiednio chwilach $U_{j(n)}^m$, $I_{j(n)}^m$ i $\dot{I}_{j(n)}^m$ dla każdej fazy. Na podstawie danych za interwał czasu kilku okresów napięcia zasilania, stosując metodę najmniejszych kwadratów, uzyskano równania określające parametry:

$$L_{jk} = \frac{\sum_n (I_{j(n)}^m)^2 \cdot \sum_n (I_{j(n)}^m \cdot U_{j(n)}^m) - \sum_n (I_{j(n)}^m \cdot \dot{I}_{j(n)}^m)^2 \cdot \sum_n (I_{j(n)}^m \cdot U_{j(n)}^m)}{\sum_n (I_{j(n)}^m)^2 \cdot \sum_n (\dot{I}_{j(n)}^m)^2 - (\sum_n (I_{j(n)}^m \cdot \dot{I}_{j(n)}^m))^2}$$

$$R_{jk} = \frac{\sum_n (I_{j(n)}^m)^2 \cdot \sum_n (I_{j(n)}^m \cdot U_{j(n)}^m) - \sum_n (I_{j(n)}^m \cdot \dot{I}_{j(n)}^m)^2 \cdot \sum_n (I_{j(n)}^m \cdot U_{j(n)}^m)}{\sum_n (I_{j(n)}^m)^2 \cdot \sum_n (\dot{I}_{j(n)}^m)^2 - (\sum_n (I_{j(n)}^m \cdot \dot{I}_{j(n)}^m))^2}$$

Przyjęto, że w powyższych: indukcyjności i rezystancji pierwszy indeks – j oznacza numer fazy, w której dokonywany jest pomiar, a drugi indeks – k oznacza drugą z faz obwodu zwarcia. Sumowania odbywają się po indeksie kolejnym pomiarów – n .

W czasie kolejnych testów wyznacza się następujące wielkości:

- zwarcie faz 1-2 R_{12}, L_{12}
 R_{21}, L_{21} ;
- zwarcie faz 2-3 R_{23}, L_{23}
 R_{32}, L_{32} ;
- zwarcie faz 3-1 R_{31}, L_{31}
 R_{13}, L_{13} .

Oba indeksy rezystancji i indukcyjności wskazują obwody faz, które zostały zwarte w trakcie testu.

Na podstawie powyższych wielkości wyznacza się parametry układu pomiaru napięcia łuku z rysunku 9.2, korzystając z następujących zależności:

$$R_1 = (R_{12} + R_{13})/2 \pm \Delta R_1; \quad \Delta R_1 = |R_{12} - R_{13}|/2 \quad (9.1)$$

$$R_2 = (R_{21} + R_{23})/2 \pm \Delta R_2; \quad \Delta R_2 = |R_{21} - R_{23}|/2 \quad (9.2)$$

$$R_3 = (R_{31} + R_{32})/2 \pm \Delta R_3; \quad \Delta R_3 = |R_{31} - R_{32}|/2 \quad (9.3)$$

$$L_{p1} = L_{13}; \quad M_1 = L_{13} - L_{12} \quad (9.4)$$

$$L_{p2} = L_{21}; \quad M_2 = L_{21} - L_{23} \quad (9.5)$$

$$L_{p3} = L_{32}; \quad M_3 = L_{32} - L_{31} \quad (9.6)$$

Wielkości ΔR_k wynikają z różnicy rezystancji k -tej fazy wyznaczanej w dwu różnych zwarciach dwufazowych, co może być związane na przykład z różnymi głębokościami zanurzenia elektrod w roztopionym metalu w trakcie tych zwarć.

Rezystancja, wyznaczona w trakcie zwarć dwufazowych, traktowana jest jako skupiona w na końcu toru wielkoprądowego i reprezentuje rezystancję całego obwodu danej fazy.

Przyjmując za dane wartości skuteczne napięcia źródeł zasilania, określone w stanie jałowym transformatora piecowego, na podstawie wartości skutecznych prądów oraz rezystancji obwodu (pętli) zwarcia wyznaczane są następujące sumy reaktancji poszczególnych zwarć:

$$\omega L_j + \omega L_k = \sqrt{\left(\frac{2 \cdot E_{jk}}{I_j + I_k}\right)^2 - (R_{jk})^2}, \quad (j, k = 1, 2, 3; j \neq k) \quad (9.7)$$

W rezultacie otrzymuje się układ trzech równań zawierających trzy sumy reaktancji poszczególnych zwarć. Z tych równań można otrzymać poszczególne reaktancje fazowe. Reaktancje te są sumą reaktancji fazowej toru wielkoprądowego ωL_{wj} oraz przeniesionych na stronę wtórną reaktancji dławika ωL_{dj} i reaktancji transformatora ωL_{tj} (rys. 9.2). Te ostatnie dwie reaktancje są jednakowe we wszystkich fazach i wyznaczane są na podstawie danych producenta z następujących zależności:

$$\omega L_{dj} = \omega L_{dp} \cdot \left(\frac{Utrafo_{wtórne}}{Utrafo_{pierwotne}} \right)^2 \quad (9.8)$$

$$\omega L_{tj} = Xrt \cdot \frac{(Utrafo_{wtórne})^2}{Strafo} \quad (9.9)$$

gdzie: ωL_{dj} – reaktancja dławika po stronie pierwotnej transformatora piecowego, Xrt – reaktancja względna transformatora dla danego odczepu, $Strafo$ – moc pozorna transformatora piecowego dla danego odczepu.

Przeniesione reaktancje dławika ωL_{dj} i transformatora ωL_{tj} zależą od odczepu transformatora. Dla każdego odczepu należy więc wyznaczyć ich wartość przeniesioną na stronę wtórną transformatora piecowego i sumować z reaktancją toru wielkopiętowego.

Weryfikację obliczeń całkowitych reaktancji fazowych obwodu można wykonać na podstawie pomiarów prądów i napięć w stanie zwarcia trzech faz obwodu. W czasie pomiaru charakterystyki prądowo-napięciowej we wszystkich fazach obwodu, obserwowane bez kompensacji, powinny być elipsami. Jeśli kompensacja jest poprawna, wówczas obserwowane napięcia w czasie zwarcia powinny być bliskie zeru.

Weryfikację wykonuje się poprzez porównanie amplitud prądów fazowych:

- a) określonych na podstawie pomiarów w stanie zwarcia trzech faz obwodu pieca łukowego,
- b) obliczonych na podstawie wyznaczonych rezystancji i reaktancji z testów zwarcia dwufazowych i napięć stanu jałowego.

Prądy fazowe w czasie zwarcia trójfazowego można wyznaczyć wykorzystując zależności od (8.9) do (8.15). Wartości rezystancji fazowych są najczęściej o rząd mniejsze od wartości reaktancji fazowych. Różnice między rezystancjami są z kolei o rząd mniejsze niż średnia wartość rezystancji fazowych. Dlatego można pominąć wpływ tych różnic i przyjąć, że rezystancje fazowe w trakcie zwarcia trójfazowego są równe ich średniej arytmetycznej i wynoszą R_o . Pomijalne są też zmiany częstotliwości zasilania. Ostatecznie podstawiając zmienne odniesienia, otrzymuje się wyrażenie na prądy zwarcia trójfazowego w postaci fizycznej:

$$\mathbf{I} = I_s \cdot \mathbf{1} + \frac{E_s}{\omega L_s^2} \mathbf{D}_1^i \cdot \Delta \mathbf{L} + \frac{1}{\omega L_s} \mathbf{D}_e^i \cdot \Delta \mathbf{E} \quad (9.10)$$

W stanie bez obciążenia mierzone są napięcia międzyprzewodowe. W prezentowanym w pracy modelu stosowane są napięcia fazowe, o ogólnie różnych amplitudach, z przesunięciem fazowym $2\pi/3$.

Symetryczne napięcie fazowe zasilania i indukcyjność odniesienia wyznacza się odpowiednio z zależności:

$$E_s = (E_{12} + E_{23} + E_{31}) / (3\sqrt{3}) \quad (9.11)$$

$$L_s = (L_1 + L_2 + L_3) / 3 \quad (9.12)$$

prąd symetrycznego obwodu odniesienia i bezwymiarową rezystancję:

$$I_s = \frac{E_s}{\omega L_s} \frac{1}{\sqrt{r_s^2 + 1}}, \quad r_o = \frac{R_o}{\omega_s L_s} \quad (9.13)$$

zaś odchylenia napięć fazowych zasilania od symetrii i indukcyjności fazowych określają odpowiednio wektory:

$$\Delta \mathbf{E} = \frac{2}{3\sqrt{3}} \begin{bmatrix} E_{12} + E_{31} - 2 \cdot E_{23} \\ E_{23} + E_{12} - 2 \cdot E_{31} \\ E_{31} + E_{23} + 2 \cdot E_{12} \end{bmatrix} \quad (9.14)$$

$$\Delta \mathbf{L} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 \cdot L_1 - L_2 - L_3 \\ 2 \cdot L_2 - L_3 - L_1 \\ 2 \cdot L_3 - L_1 - L_2 \end{bmatrix} \quad (9.15)$$

W równaniu (9.10) wykorzystuje się macierze pochodnych $\mathbf{D}_e^i$ i $\mathbf{D}_l^i$ określone odpowiednio zależnościami (8.13) i (8.14).

W rozdziale 7 przedstawiono zjawisko wzrostu indukcyjności obwodu, wyznaczonej dla pierwszych harmonicznych prądów i napięć, spowodowane przez obciążenie nieliniowe rozważanego obwodu. Ta dodatkowa reaktancja nazywana jest reaktancją roboczą (ang. *operating reactance*) i opisana jest zależnością (7.36). Dla symetrycznego obwodu trójfazowego pieca łukowego po przejściu do wielkości fizycznych uzyskuje się równanie:

$$X_{zs} = X_s \frac{u_{1h1}}{i_{1h1}} \sin(-\varphi_1) = W \cdot X_s \left(\frac{u_{1h1}}{i_{1h1}} \right)^2 = W \cdot X_s \left(\frac{U_{1h1}}{I_{1h1} \cdot X_s} \right)^2 \quad (9.16)$$

Dla charakterystyki prądowo-napięciowej, opisanej funkcją signum, czyli dla $a = 0$ i $r_o = 0,15$ parametr $W = 0,0966$ z dokładnością 0,05% (7.20). Na podstawie (7.37) dla współczynnika mocy równego 0,7 można pominąć wpływ nieliniowości i przyjąć, że wartość rezystancji zastępczej obciążenia, wyznaczana dla pierwszych harmonicznych prądów i napięć, jest równa wartości impedancji z dokładnością 0,5%, czyli:

$$R_{zs} = \frac{U_{1h1}}{I_{1h1}} \sqrt{1 - \left(W \cdot \frac{U_{1h1}}{I_{1h1} \cdot X_s} \right)^2} \approx \frac{U_{1h1}}{I_{1h1}} \quad (9.17)$$

Stąd współczynnik mocy obwodu symetrycznego pieca łukowego dla pierwszych harmonicznych wynosi:

$$\cos \varphi = \frac{R_o + R_{zs}}{\sqrt{X_s^2 \cdot \left(1 + W \cdot (R_{zs} / X_s)^2 \right)^2 + (R_o + R_{zs})^2}} \quad (9.18)$$

Dla współczynnika mocy zawartego w przedziale $\langle 0,6 \dots 0,8 \rangle$ można przyjąć, że prąd obwodu jest sinusoidalny i jego amplituda jest równa amplitudzie pierwszej harmonicznej prądu. Na podstawie powyższych danych wyznaczane są charakterystyki robocze obwodu pieca łukowego:

$$I_s = \frac{E_s}{X_s + X_{zs}} \cdot \sin \varphi \quad (9.19)$$

$$P_s = \frac{3}{2} \cdot I_s \cdot \left(\sqrt{E_s^2 - (X_s + X_{zs})^2 \cdot I_s^2} - R_o \cdot I_s \right) \quad (9.20)$$

Dla oceny promieniowania łuków, w omawianym systemie zastosowano wskaźnik, który otrzymano mnożąc współczynnik erozji wymurówki Schwabego [9.4] przez kwadrat odległości łuku od ścian i dzieląc go przez średnie napięcie fazowe zasilania E_s . W rezultacie otrzymuje się zależność na moc, która może być oszacowaniem mocy promieniowania łuku:

$$Pr_s = \frac{U_s \cdot P_s}{E_s} = \frac{P_s^2}{I_s \cdot E_s} \quad (9.21)$$

Wielkość Pr_s może być pomocna w ustalaniu punktu pracy w poszczególnych etapach roztopiania wsadu. Różnica między krzywą P_s i krzywą Pr_s charakteryzuje moc przekazywaną do wsadu przez przewodzenie. Spieniony żużel kieruje znaczną część mocy promieniowania przez powierzchnie boczne łuków do wsadu.

Powyższe charakterystyki są funkcjami parametru W , który zależy od nieliniowości charakterystyk łuków. Na początkowym etapie wytopu, gdy charakterystyka prądowo-napięciowa wyładowań łukowych jest silnie nieliniowa, współczynnik W jest bliski 0,1. Dla dalszych etapów, gdy łuki są „otulone” żużlem spienionym i charakterystyki łuków są zbliżone do liniowych, nie występuje zwiększenie reakcji obwodu, a współczynnik W jest bliski zeru. Te dwa przypadki określają charakterystyki graniczne, między którymi powinien znajdować się punkt pracy obwodu trójfazowego pieca łukowego.

9.3. OPROGRAMOWANIE SYSTEMU POMIAROWEGO TORU ELEKTRYCZNEGO URZĄDZENIA ŁUKOWEGO

Program systemu pomiarowego urządzenia łukowego o nazwie „Prometeusz” stanowi oprogramowanie przenośnego komputera wykorzystywanego w systemie diagnostyki wspomagającym służbę utrzymania ruchu stalowni elektrycznej. Program ten opracowano dla komputera wyposażonego w system operacyjny Windows 95. W trakcie instalacji program tworzy własne katalogi dla realizacji zadanych funkcji. W systemie operacyjnym instalowane są firmowe sterowniki karty akwizycji danych oraz wprowadza się dane kanałów analogowych warstwy kondycjonowania sygnałów, a także wykresów wyświetlanych przez program Prometeusz. Dane te obejmują wprowadzenie napięcia offsetu poszczególnych kanałów analogowych, ilości próbek sygnałów prezentowanych na wykresach wielkości napięcia kontrolnego oraz ustalenie skal prądu i skal napięcia. Wielkości te ustalane są za pomocą programu Config.exe znajdującym się w katalogu Konfiguracje. Wywołanie tego programu umożliwia zwiększenie ilości próbek stosowanych do prezentacji i obliczeń oraz określenie zakresu (skali) poszczególnych wykresów. Inicjacja skal wykresów pozwala dostosować skale do monitorowanych pieców. Szczególnie może to być istotne w przypadku pieców kadziowych. Program Prometeusz.exe został napisany w środowisku Delphi firmy Borland. Umieszczony jest on w katalogu Prometeusz i można go wywołać ikoną oznaczoną nazwą programu z pulpitu systemu operacyjnego.

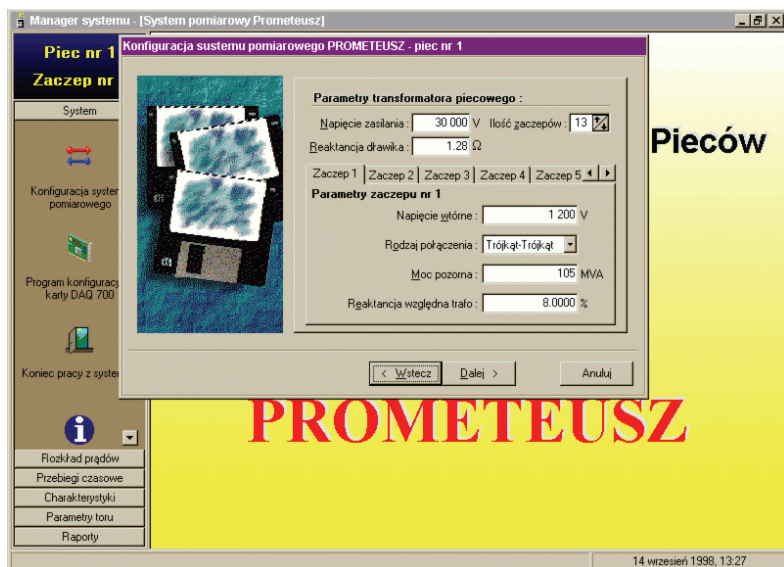
Po wywołaniu, program odczytuje numer pieca i numer odczepu, wypisuje je w lewym górnym rogu, przechodzi do opcji menu – System, a następnie zgłasza się okno konfigurowania programu z możliwością:

- wywołania konfiguracji, którą ostatnio przywołano,
- odczytania konfiguracji z dysku,
- wprowadzenia nowej konfiguracji.

Numer odczepu transformatora piecowego jest odczytywany na pięciu bitach wejść binarnych, numer pieca odczytywany jest na kolejnych dwu bitach tych wejść.

Jako dane nowego urządzenia łukowego wprowadzane są: wartość indukcyjności dławika, parametry transformatora oraz parametry obwodu wieloprądowego i układu pomiaru napięć o schemacie z rysunku 9.2. Na rysunku 9.4 przedstawiono obraz ekranu w trakcie wprowadzania danych dławika i transformatora piecowego.

Najpierw wpisywane jest napięcie pierwotne transformatora piecowego, reaktancja dławika, liczba odczepów transformatora piecowego, a następnie wprowadzane są dane transformatora odpowiadające poszczególnym odczepom. Parametry pieca łukowego są zapisywane w katalogu Prometeusz/Konfiguracje w plikach z rozszerzeniem *.ini. W ramach opcji System istnieje ponadto możliwość konfiguracji karty DAQ 700 oraz uruchomienia firmowych programów testowych tej karty.



Rys. 9.4. Obraz ekranu konfiguracji programu systemu pomiarowego Prometeusz

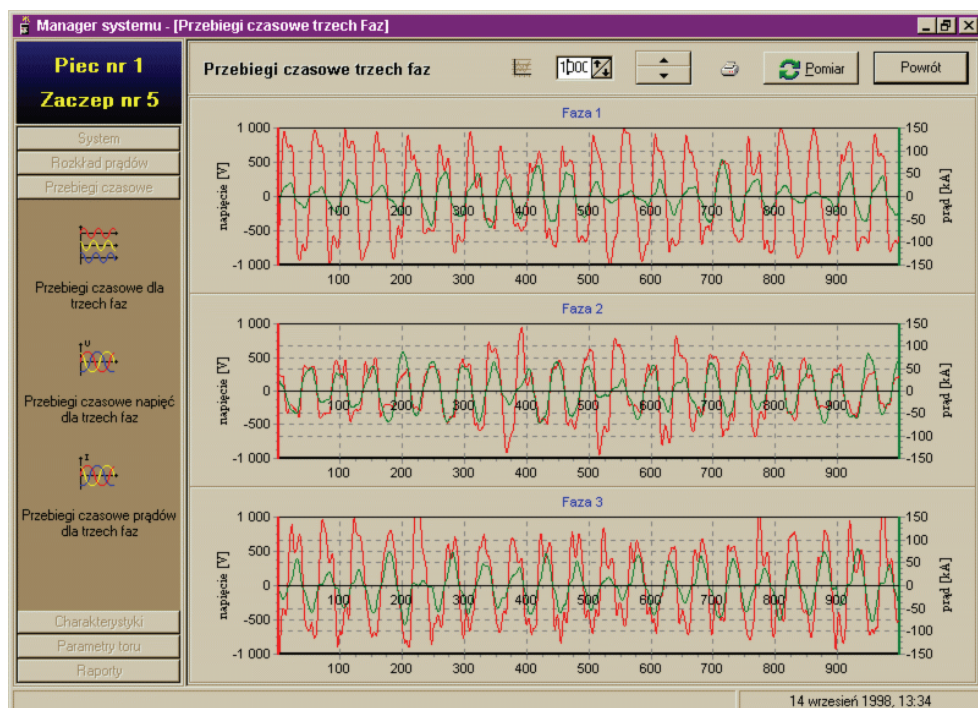
Program Prometeusz posiada menu główne wyświetlane w postaci kolumny po lewej stronie ekranu z następującymi opcjami i podopcjami:

- System – *opcja konfiguracji* – opisana wyżej,
 - └ Konfiguracja systemu pomiarowego,
 - └ Program konfiguracyjny karty DAQ 700,
 - └ Koniec pracy z systemem,
 - └ Informacje o systemie.
- Rozkład prądów – *opcja wykorzystywana do badania rozkładu prądów w poszczególnych przewodach przewodów elastycznych*,
 - └ Faza numer 1,
 - └ Faza numer 2,
 - └ Faza numer 3.
- Przebiegi czasowe – *opcja wykorzystywana do obserwacji przebiegów chwilowych prądów i napięć*,
 - └ Przebiegi czasowe dla trzech faz,
 - └ Przebiegi czasowe napięć dla trzech faz,
 - └ Przebiegi czasowe prądów dla trzech faz.
- Charakterystyki – *opcja wykresów x-y*,
 - └ Charakterystyki prądowo-napięciowe (charakterystyki łuku),
 - └ Charakterystyki prądowo-mocowe (charakterystyki obwodu),
 - └ Charakterystyki rozkładu promieniowania (charakterystyki równomierności rozkładu mocy).

- Parametry toru – *pomiar parametrów toru elektrycznego*,
 - └ Rozpoczęcie pomiarów,
 - └ Pomiar parametrów toru,
 - └ Wyniki pomiarów.
- Raporty – *ekran prezentujący dynamikę zmian podstawowych wielkości poszczególnych faz*,
 - └ Monitor parametrów pracy pieca.

Opis opcji menu umieszczony jest na zakładkach, natomiast podopcje posiadają przyporządkowane przyciski z ikonami prezentującymi graficznie wybraną opcję. Przy umieszczeniu kursora na wybranym przycisku, wyświetlane jest dodatkowe objaśnienie tej wybranej podopcji. Upraszcza to obsługę systemu. Przechodzenie między opcjami wymaga zamknięcia uruchomionej podopcji poprzez wciśnięcie przycisku **Powrót**. Wszystkie opcje menu są dostępne tylko wtedy, gdy komputer z modulem kondycjonowania sygnałów podłączony jest do modułu przetworników pomiarowych pieca łukowego.

Dane graficzne prezentowane na ekranie można zapisać do pliku lub wydrukować wykorzystując przycisk z ikoną drukarki. Dane tekstowe można tylko wydrukować.

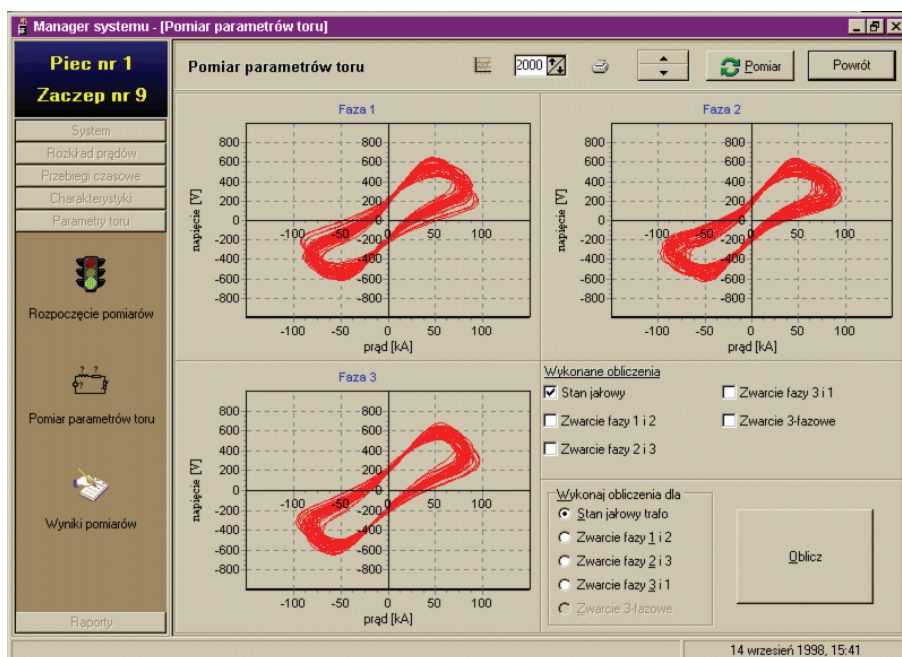


Rys. 9.5. Obraz ekranu dla opcji *Przebiegi czasowe* przedstawiający prądy i napięcia mierzone w każdej z trzech faz obwodu pieca łukowego

Pierwszą z opcji pomiarowych obwodu wielkoprądowego jest opcja Przebiegi czasowe. Pozwala ona obserwować przebiegi w przedziale czasu od 0,2 s do 20 s. Przykładowe przebiegi pierwszej podopcji przedstawiono na rysunku 9.5.

Przebiegi na rysunku 9.5 obrazują dynamikę zmian prezentowanych wielkości. Pozostałe podopcje ilustrują relacje między mierzonymi napięciami lub między prądami trzech faz obwodu.

Dla realizacji pomiaru napięcia łuku z kompensacją dodatkowych spadków napięcia obwodu pomiaru napięć łuku, konieczna jest znajomość parametrów obwodu pomiarowego. Parametry obwodu wielkoprądowego potrzebne są do wyznaczania charakterystyk roboczych obwodu elektroenergetycznego pieca łukowego. Można je wyznaczyć korzystając z opcji Parametry toru. Na rysunku 9.6 przedstawiono widok ekranu podopcji prowadzenia pomiarów parametrów obwodu pieca łukowego.



Rys. 9.6. Obraz ekranu dla opcji Pomiar parametrów toru, charakterystyki łuków bez kompensacji dodatkowych spadków

Komputer wspomaga przeprowadzenie pomiarów parametrów, pokazuje charakterystyki łuków w poszczególnych fazach obwodu pieca. Rodzaj pomiaru wybierany jest poprzez zaznaczenie i wpisanie znaku „V” w wybranym kwadracie. Naciśnięcie przycisku Pomiar powoduje wykonanie zaznaczonej ilości pomiarów w okienku z przewijaniem i wyświetlenie charakterystyk prądowo-napięciowych we wszystkich fazach obwodu. Jeżeli wykonywany jest pomiar w stanie jałowym,

to charakterystyki powinny być liniami pionowymi, tzn. nie powinien występować przepływ prądów fazowych. Jeżeli występuje niepożądany przepływ prądu, to należy podnieść jedną z elektrod. Pomiary można powtarzać aż do uzyskania właściwych charakterystyk w trakcie testu.

Wcześniej wspomniano, że jeżeli jest wykonywany test zwarcia dwufazowego, to w wybranych dwu fazach charakterystyki powinny być elipsami, a w trzeciej fazie charakterystyka powinna być linią pionową. Jeżeli występują zniekształcenia elips przy „przejściu” prądów przez zero, to należy mocniej zanurzyć elektrody w roztopionym wsadzie pieca łukowego.

Po uzyskaniu właściwych charakterystyk prądowo-napięciowych należy nacisnąć przycisk *Oblicz*, który uruchamia proces wyznaczania indukcyjności i rezystancji w zwartych fazach w kolejnych testach.

W ten sposób przeprowadzane są: test pomiaru napięć w stanie jałowym oraz trzy testy zwarć trójfazowych, przy czym testy te powinny być wykonane dla tego samego odczepu transformatora. Po wykonaniu ostatniego z testów wyznaczone są parametry obwodu pomiarowego oraz całego obwodu pieca. Wykorzystując dane transformatora piecowego, dławika i transformatora sieciowego, wyznacza się parametry obwodu dla aktualnego odczepu.

Sprawdzenie wartości otrzymanych parametrów dokonywane jest poprzez pomiary w teście zwarcia trójfazowego. Pomiary wykonuje się sprawdzając czy obserwowane charakterystyki prądowo-napięciowe są elipsami. Następnie wyznaczone są amplitudy prądów fazowych (zmierzonych w czasie testu zwarcia trójfazowego) oraz amplitudy wyznaczone na podstawie parametrów wyznaczonych w stanie jałowym i zwarciach dwufazowych. Przykładowo dla pieca nr 1 dla odczepu 12 w Hucie „Zawiercie” otrzymano zamieszczone niżej wyniki. Na podstawie pomiarów w stanie zwarcia trójfazowego, wartości amplitud pierwszych harmonicznych wynosiły:

$$I_1^P = 82,9 \text{ kA}; \quad I_2^P = 88,4 \text{ kA}; \quad I_3^P = 82,7 \text{ kA}.$$

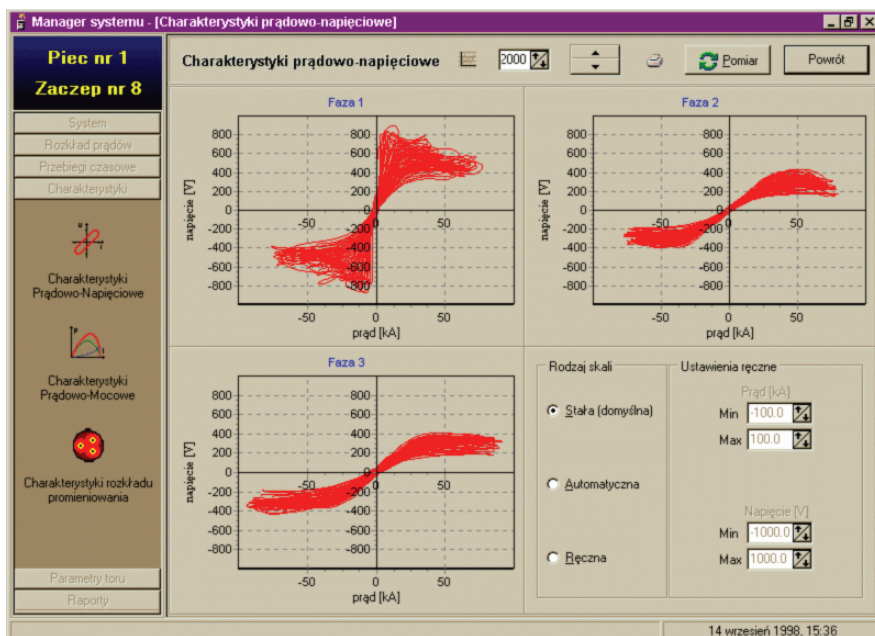
Wielkości obliczone na podstawie danych ze zwarć dwufazowych i stanu jałowego były następujące:

$$I_1^O = 84,27 \text{ kA}; \quad I_2^O = 90,07 \text{ kA}; \quad I_3^O = 82,74 \text{ kA}.$$

Z porównania tych prądów wynika, że są one zgodne z błędem 2%. Asymetria toru wieloprądowego w obliczeniach jest właściwie odwzorowana. Wartość średnia obliczonych prądów fazowych jest ok 1,3% większa od wartości średniej prądów zmierzonych. Taką dokładność pomiaru w warunkach silnych pól magnetycznych należy uznać za dobrą.

Wyznaczenie parametrów obwodów pomiaru napięć łuku umożliwia kompensację dodatkowych spadków napięcia. Charakterystyki prądowo-napięciowe bez

kompensacji w trakcie wyrabiania przedstawiono na rysunku 9.6. Widoczna jest znaczna niejednoznaczność tych charakterystyk. Wpływ kompensacji można obserwować na charakterystykach prądowo-napięciowych na rysunku 9.7. Kompensacja spadków napięcia jest włączana przyciskiem znajdującym się po lewej stronie okienka ilości próbek.

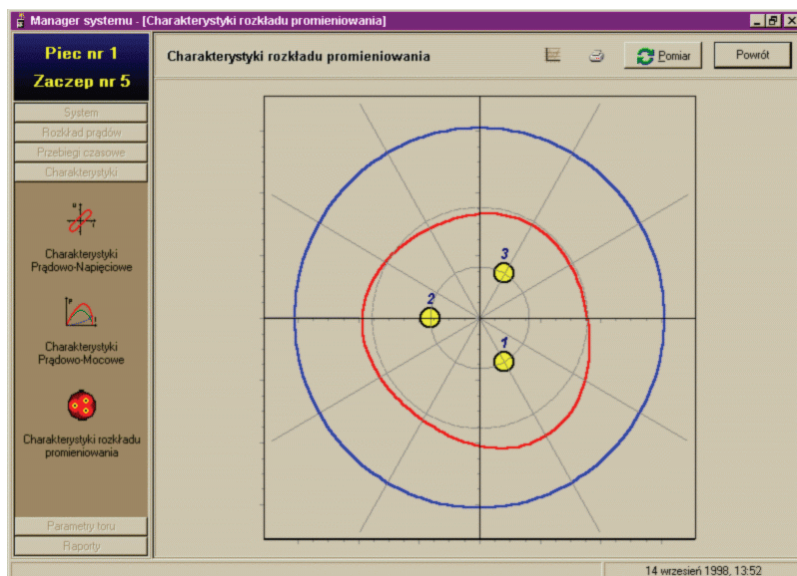


Rys. 9.7. Obraz ekranu dla opcji Charakterystyki, z charakterystykami łuków z kompensacją dodatkowych spadków napięcia

Charakterystyki pokazane na rysunku 9.7 zostały utworzone w czasie 40. okresów napięcia zasilania w trakcie początku fazy wyrabiania. Różnice w kształtach tych charakterystyk wynikają ze zwiększonego napięcia łuku w fazie 1. Przyczyną może być zwiększona długość kolumny, gdy część łuku „wystaje” ponad żużel. Dodatkowo łuk może być chłodzony przepływem powietrza z okna wsadowego do otworu wylotu gazów. Na drodze tego przepływu znajduje się elektroda fazy 1.

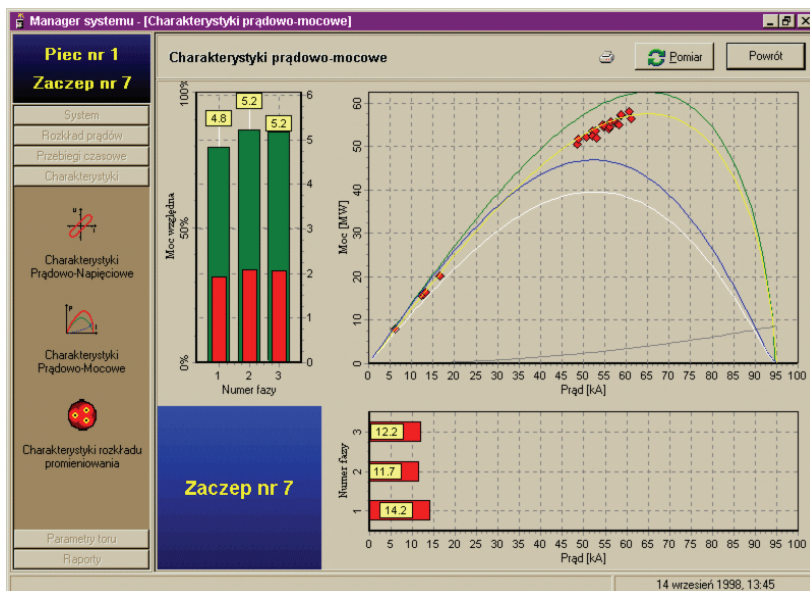
W opcji Charakterystyki można ocenić symetrię promieniowania łuków elektrycznych wybierając podopcję Charakterystyki rozkładu promieniowania. Na rysunku 9.8 przedstawiono obraz ekranu dotyczący tego przypadku.

Rozkład promieniowania (rys. 9.8) jest niesymetryczny. Widoczny jest zwiększony udział promieniowania łuku w fazie 1 obwodu. Charakterystyka ta ułatwia wychwycenie zjawiska lokalnego przegrzewania płaszcza pancierza pieca (ang. *hot spots*). Asymetria ta może być obserwowalna na charakterystykach prądowo-napięciowych łuków.



Rys. 9.8. Obraz ekranu dla opcji Charakterystyki z charakterystyką rozkładu natężenia promieniowania

Najbardziej kompleksową informację o obwodzie pieca łukowego można uzyskać wybierając podopcję Charakterystyki prądowo-mocowe. Obraz ekranu dla tej podopcji przedstawiono na rysunku 9.9.



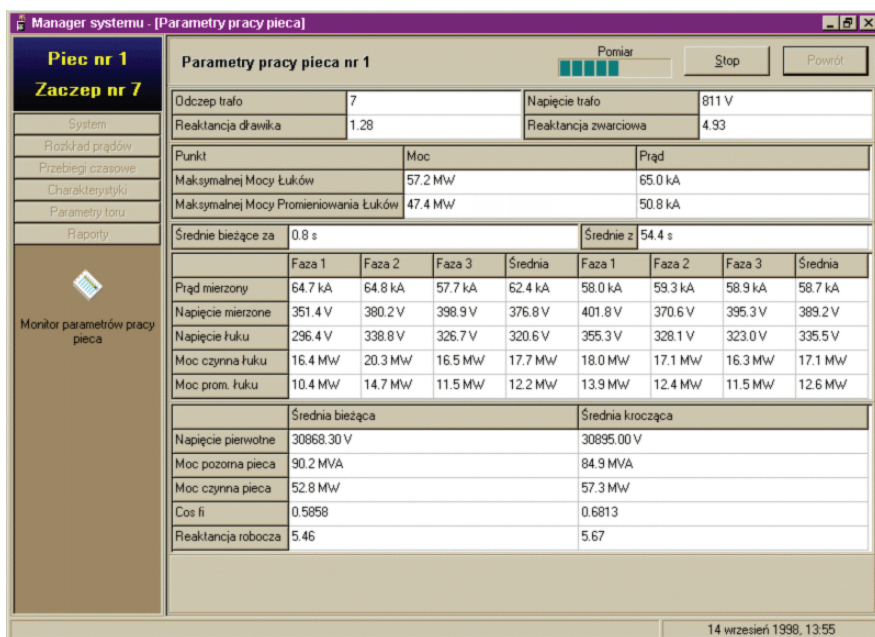
Rys. 9.9. Obraz ekranu dla opcji Charakterystyki, podopcja Charakterystyki prądowo-mocowe obwodu elektroenergetycznego pieca łukowego

Jako tło punktów pracy obwodu, wyznaczanych co 1 sekundę, przyjęto krzywe charakterystyk:

- mocy całkowitej: dla obciążenia liniowego (oznaczono kolorem zielonym) oraz dla obciążenia nieliniowego (oznaczono kolorem żółtym),
- mocy promieniowanej: dla obciążenia liniowego (oznaczono kolorem niebieskim) oraz dla obciążenia nieliniowego (oznaczono kolorem białym).

Naniesione punkty pokazują dobrą zgodność charakterystyk wyznaczonych na podstawie parametrów roboczych i zmierzonych. Wykresy słupkowe, położone równolegle do osi wykresu charakterystyk prądowo-mocowych przedstawiają odpowiednio prądy i moce czynne w poszczególnych fazach obwodu, przy czym wykres pionowy (mocy czynnych) ma dynamiczną skalę mocy i stałą skalę udziału mocy łuków w poszczególnych fazach, co ułatwia ocenę symetrii rozkładu mocy w piecu łukowym.

Na podstawie wieloletniej eksploatacji pieców łukowych w Stalowni Elektrycznej Huty „Zawiercie” kierownictwo służby utrzymania ruchu stalowni Elektrycznej określiło formę przedstawiania pracy obwodu pieca łukowego. Obraz ekranu przedstawiającego w postaci cyfrowej wielkości charakteryzujące piec łukowy zilustrowanego na rysunku 9.10.



Rys. 9.10. Obraz ekranu dla opcji Raporty, Monitor parametrów pracy pieca

W pierwszych dwóch liniach wyświetlane są parametry obwodu: odczep transformatora, międzyprzewodowe napięcie zasilania, reaktancja dławika po stronie pierwotnej transformatora piecowego oraz wyliczona całkowita reaktancja obwodu

wielkoprądowego w mΩ. Dla tych parametrów wyliczane są współrzędne punktów ekstremalnych charakterystyk prądowo-mocowych wyświetlane w kolejnych dwóch wierszach. Poniżej prezentowane są w dwóch kolumnach: średnia bieżąca za okres 0,8 sekundy oraz średnia od początku włączenia przyrządu monitorującego w poszczególnych fazach: prądy, napięcia mierzone i napięcia łuków oraz moce czynne łuków: całkowite i promieniowane. Niżej, w kolejnych pięciu wierszach umieszczono wielkości charakteryzujące obwód pieca łukowego całościowo: napięcia międzyprzewodowe zasilania transformatora piecowego, moc pozorną pieca, moc czynną pieca, współczynnik mocy oraz reaktancję roboczą w mΩ. Reaktancja ta jest o ok. 10% większa od reaktancji zwarciowej. Zjawisko to omówiono w rozdziale 7.

PODSUMOWANIE

System monitorowania pracy pieca łukowego wykonano jako przenośny system diagnostyczny, włączany doraźnie w celu sprawdzenia parametrów obwodu elektroenergetycznego oraz nadzoru punktu pracy pieca łukowego. Sprawdzał się w codziennej eksploatacji w ciężkich warunkach stalowni elektrycznej.

Zaprojektowany układ kondycjonowania wykazał dużą odporność na zakłócenia, pracując w otoczeniu silnych pól magnetycznych. Stanowi to potwierdzenie poprawności przyjętych zasad projektowania części analogowej. Obecnie są dostępne doskonałe wzmacniacze operacyjne, które ułatwiłyby konstrukcję tego układu. Dostępne są też lepsze układy akwizycji. Pozostałaby czterowarstwowa struktura układu, która sprawdziła się funkcjonalnie. Świadczy to o pewnej „dojrzałości” konstrukcji prezentowanego rozwiązania.

Podstawy matematyczne algorytmów obliczeniowych przedstawiono w podrozdziale 9.2. Wynikają one z rozważań teoretycznych opisanych we wcześniejszych rozdziałach.

W aktualnych warunkach oprogramowanie takie powinno znajdować się na komputerze sterującym pracą pieca łukowego, pracującym w systemie sieciowym zakładu metalurgicznego.

LITERATURA DO ROZDZIAŁU 9

- [9.1] IEC EN60676.: Test methods for furnaces with direct arc furnaces, A1:2000
- [9.2] System diagnostyki toru elektrycznego urządzenia łukowego, Raport z realizacji zlecenia Nr 3.21/1.06 Huty Zawiercie, Politechnika Świętokrzyska, Samodzielny Zakład Urządzeń i Systemów Automatyki, Kielce 1996
- [9.3] Wciślik M., Rolek J.: *Czujnik rozkładu prądów w wiązce przewodów elastycznych toru elektrycznego urządzenia łukowego*, PES2, Kościelisko 1999
- [9.4] Hering M.: *Podstawy elektrotermii*, Cz. 1, WNT, Warszawa 1992

ELEKTROTECHNIKA PIECÓW ŁUKOWYCH PRĄDU PRZEMIENNEGO. ZAGADNIENIA WYBRANE

Streszczenie

Piece łukowe wykorzystuje się najczęściej do wytwarzania stali ze złomu stalowego, w ramach recyklingu stali. Charakteryzują się one wysoką efektywnością energetyczną i ekonomiczną w porównaniu do innych instalacji produkcji stali. Dlatego piec łukowy uznawany jest za urządzenie produkcyjne proekologiczne. Pewne ograniczenia stosowania stalowniczych pieców łukowych wiążą się z oddziaływaniami pieców łukowych i systemu energetycznego. Ze względu na intensywność oraz duże moce tych oddziaływań, zjawiska te mogą być szczególnie wyraźne w torze elektrycznym pieca łukowego prądu przemiennego. Analiza tych zjawisk może być użyteczna dla rozumienia zjawisk w systemach zasilania z rozproszoną generacją energii.

W monografii przedstawiono najpierw zagadnienia rozwoju produkcji stali i jej ograniczenia, następnie omówiono wahania napięcia w systemie zasilania pieca łukowego i określono model systemu zasilania pieca łukowego do analizy oddziaływań systemu zasilania i nieliniowego odbiornika trójfazowego. Jako obciążenie nieliniowe przyjęto model łuku opracowany przez Lowkiego, dostosowując go do zasilania prądem przemiennym. Przyjęty model toru elektrycznego pieca łukowego był sprawdzony w trakcie pomiarów w dwu największych stalowniach Polski. Przeprowadzono analizę jakościową zjawisk występujących w badanym obwodzie. Szczególną uwagę zwrócono na przebiegi chwilowe mocy czynnej, biernej, sumy kwadratów prądów i ich pochodnych.

Przedstawiono ogólną postać modeli charakterystyk opisujących stan przejściowy, po załączeniu obwodu, i stan ustalony – podstawowy stan pracy obwodu pieca łukowego. Do opisu stanu ustalonego zastosowano model w postaci linearyzowanej. Model ten zawiera dwie części: symetryczną oraz niesymetryczną. Część symetryczną tego modelu, dla obciążenia nieliniowego opisanego funkcją signum, otrzymano analitycznie. Dla innych nieliniowości zastosowano metodę symulacji komputerowej, przy czym wyniki symulacji aproksymowano dobierając postać wyników wzorowaną na rozwiązaniu analitycznym. Określono wielkości użyteczne do identyfikacji nieliniowości i elementów jej schematu zastępczego.

Oddzielnie rozpatrywano część modelu linearyzowanego odpowiadającą za asymetrię wnoszone przez wielkości wejściowe, takie jak: indukcyjności obwodu wieloprądowego, napięcia łuków oraz napięcia zasilania. Analitycznie otrzymano postać tej części modelu dla obciążenia liniowego, natomiast symulacyjnie dla obciążenia nieliniowego. Otrzymane wartości parametrów dla asymetrii napięciowej weryfikowano porównując je z określonymi na podstawie pomiarów. Na zakończenie przedstawiono system monitorowania pracy pieca łukowego, zbudowany na Wydziale Elektrotechniki, Automatyki i Informatyki Politechniki Świętokrzyskiej. Tworząc ten system wykorzystano podstawy teoretyczne przedstawione w niniejszej monografii.

ELECTRIC ENGINEERING OF ALTERNATING CURRENT ARC FURNACES. SELECTED ISSUES

S u m m a r y

In the recycling process of the steel, arc furnaces are most often used to produce steel from steel scrap. They are characterized by a high energy and economic efficiency in comparison with other steel production installations. Therefore arc furnace is considered as the environment-friendly production device. Some limitations of concerning the use of steelmaking arc furnaces are associated with interactions arc furnaces and the power supply system. Due to intensity and high powers of the interactions they may be particularly distinct in the electric installation of the alternating current arc furnace. The analysis of the above phenomena can be useful to understand the phenomena of the energy supply systems with the distributed energy generation.

The development of the steel production and restraints connected with it were introduced in the monograph at first. Next voltage fluctuations in the arc furnace supplying system were discussed and a model of the supply system of the arc furnace for the analysis of interactions between the system and the non-linear, three-phase load was determined. An electric arc model, worked out by Lowke adjusted to alternating current circuit, was assumed as non-linear load model. The model of the installation of electric arc furnace was tested and verified during measurements taken in two biggest steelworks in Poland. The qualitative analysis of phenomena in the test circuit was carried out. Particular attention was paid to instantaneous waveforms of both active and passive powers as well as sums of squares of the currents and of their derivatives.

A general form of characteristics models presenting the transient processes after switching the circuit on and the steady state, (essential operational state) of the arc furnace circuit were described. A model used for the description of the steady state has a linearized form. The model contains two parts: symmetrical and asymmetrical. The symmetrical part, described for the non-linear load by signum function, was obtained analytically. For other nonlinearities a method of computer simulation was applied. The results of the simulation were approximated by selecting the form patterned on the analytical solution of the circuit. The output variables useful in identification of nonlinearity parameter and its equivalent diagram elements were described.

A part of the linearized model, responsible for asymmetries caused by input variables, such as: inductance of the high-current circuit, arc voltages and supply voltages was analyzed separately. For the linear load, this part of the model was obtained analytically and for the non-linear load it was described by means of computer simulation. The value of model parameters for the voltage asymmetry was verified by comparing them with the ones determined from measurements made on the real arc furnace. The arc furnace working monitoring system, constructed at the Department of the Electrical Engineering, Automatics and Computer Science of the Kielce University of Technology was presented in the final part of the book. The system is based upon theoretical results included in the monograph.