



Henryk Banach

Minimalizacja strat mocy
w indukcyjnych silnikach trójfazowych
pracujących ze zmiennym obciążeniem



MONOGRAFIE

Minimalizacja strat mocy
w indukcyjnych silnikach trójfazowych
pracujących ze zmiennym obciążeniem

Monografie – Politechnika Lubelska



Politechnika Lubelska
Wydział Elektrotechniki i Informatyki
ul. Nadbystrzycka 38A
20-618 Lublin

Henryk Banach

Minimalizacja strat mocy w indukcyjnych silnikach trójfazowych pracujących ze zmiennym obciążeniem



Politechnika Lubelska
Lublin 2013

Recenzenci:

prof. dr hab. inż. Maria Dems, Politechnika Łódzka

dr hab. inż. Konrad Schoepp, prof. Politechniki Wrocławskiej

Redakcja i skład: Henryk Banach

Publikacja wydana za zgodą Rektora Politechniki Lubelskiej

© Copyright by Politechnika Lubelska 2013

ISBN: 978-83-62596-98-0

Wydawca: Politechnika Lubelska

ul. Nadbystrzycka 38D, 20-618 Lublin

Realizacja: Biblioteka Politechniki Lubelskiej

Ośrodek ds. Wydawnictw i Biblioteki Cyfrowej

ul. Nadbystrzycka 36A, 20-618 Lublin

tel. (81) 538-46-59, email: wydawca@pollub.pl

www.biblioteka.pollub.pl

Druk: TOP Agencja Reklamowa Agnieszka Łuczak

www.agencjatorp.pl

Elektroniczna wersja książki dostępna w Bibliotece Cyfrowej PL www.bc.pollub.pl

Nakład: 100 egz.

Spis treści

Wykaz ważniejszych pojęć i oznaczeń	7
1. Wstęp	10
1.1. Wprowadzenie	10
1.2. Poprawa sprawności silnika przez dobór napięcia zasilającego	12
1.3. Cel i zakres rozprawy	17
1.4. Uwagi dodatkowe	20
2. Opis parametrów silnika	21
2.1. Prąd stojana	21
2.2. Rezystancja uzwojenia stojana	22
2.3. Rezystancja uzwojenia wirnika	23
2.4. Reaktancja rozproszenia uzwojenia stojana i wirnika	24
2.5. Wyznaczanie prądu wirnika silnika klatkowego	25
2.6. Wyznaczanie prądu wirnika silnika pierścieniowego	26
2.7. Parametry gałęzi poprzecznej schematu zastępczego	27
2.8. Poślizg silnika	29
2.8.1. Wyznaczanie poślizgu silnika klatkowego	29
2.8.2. Wyznaczanie poślizgu silnika pierścieniowego	30
3. Opis strat mocy	31
3.1. Straty w rdzeniu przy biegu jałowym	31
3.2. Straty dodatkowe obciążeniowe	33
3.3. Straty w uzwojeniu stojana	34
3.4. Straty w uzwojeniu wirnika	35
3.5. Straty mechaniczne	35
3.6. Straty wywołane prądem magnesującym	35
3.7. Straty na zestyku ślizgowym szczotka-pierścień ślizgowy	36
3.8. Straty w uzwojeniach od prądu wirnika	36
3.9. Diagram mocy	36
4. Sprawność maksymalna stojana silnika indukcyjnego	38
4.1. Warunek na maksimum sprawności stojana dla $U = \text{const.}$ i $P_{\delta} = \text{var.}$	38
4.2. Warunek na maksimum sprawności stojana dla $P_{\delta} = \text{const.}$ i $U = \text{var.}$	40
5. Sprawność maksymalna silnika indukcyjnego zasilanego napięciem o stałej wartości	44
5.1. Warunek na maksimum sprawności dla silnika klatkowego	44
5.2. Weryfikacja pomiarowo-analityczna dla silnika klatkowego	52
5.3. Warunek na maksimum sprawności dla silnika pierścieniowego	55
5.4. Weryfikacja pomiarowo-analityczna dla silnika pierścieniowego	58
6. Sprawność maksymalna silnika indukcyjnego dla stałej wartości mocy wydawanej	61
6.1. Warunek na minimum strat dla silnika klatkowego	61
6.2. Analiza strat mocy i współczynników równania dla silnika klatkowego	63
6.3. Warunek na minimum strat dla silnika pierścieniowego	67
6.4. Analiza strat mocy i współczynników równania dla silnika pierścieniowego	69

7. Badania symulacyjne sprawności maksymalnych	73
7.1. Porównanie charakterystyk sprawności maksymalnych	75
7.2. Porównanie charakterystyk sterowania	77
7.3. Wykresy 3D sprawności	79
7.4. Porównanie strat całkowitych	82
8. Wyznaczanie parametrów pracy optymalnej metodą wybranej częstotliwości	85
8.1. Parametry optymalne silnika klatkowego	87
8.2. Weryfikacja analityczno-pomiarowa dla silnika klatkowego	90
8.3. Parametry optymalne silnika pierścieniowego	93
8.4. Weryfikacja analityczno-pomiarowa dla silnika pierścieniowego	94
9. Metoda uogólniona wyznaczania optymalnych parametrów zasilania	98
9.1. Wpływ częstotliwości na parametry	98
9.2. Zależności na parametry optymalne	102
9.3. Weryfikacja analityczno-pomiarowa	103
9.4. Optymalne prądy silnika klatkowego	105
10. Strategie sterowania minimalizujące straty mocy	108
10.1. Kryterium minimalnej mocy pobieranej	108
10.2. Kryterium minimalnego prądu stojana	109
10.2.1. Analiza teoretyczna	109
10.2.2. Weryfikacja pomiarowa	111
10.3. Kryterium stałego, uśrednionego współczynnika mocy	113
10.4. Kryterium minimalnych strat	118
11. Metoda cechowania hamownic prądu stałego	119
11.1. Opis metody wyznaczania napięcia indukowanego	121
11.2. Pomiary napięć wewnętrznych	124
12. Metoda pomiarowego wyznaczania charakterystyk sterowania silników indukcyjnych	127
12.1. Zasada pomiaru	127
12.2. Pomiary charakterystyk sterowania	129
13. Wnioski końcowe	131
14. Aneks	138
14.1. Budowa stanowiska badawczego	138
14.2. Dane znamionowe silników badanych	139
14.3. Dane znamionowe badanych hamownic	140
14.4. Badania symulacyjne	140
15. Bibliografia	142
Streszczenie w języku polskim	150
Streszczenie w języku angielskim	151

Wykaz ważniejszych pojęć i oznaczeń

sprawność maksymalna – największa wartość sprawności jaką może osiągnąć silnik indukcyjny przy pracy ze stałą wartością napięcia zasilającego bądź przy pracy ze stałą wartością mocy obciążenia (dla drugiego przypadku sprawność maksymalna określana jest w dalszej części pracy jako sprawność optymalna)

maksimum sprawności – określenie równoważne sprawności maksymalnej i używane zamiennie

sprawność optymalna – najwyższa sprawność, jaką może osiągnąć silnik indukcyjny dla danej wartości obciążenia, uzyskana przez regulację napięcia zasilającego

praca optymalna – praca silnika indukcyjnego ze sprawnością optymalną, inaczej z minimalnymi stratami

napięcie optymalne – napięcie zasilające odpowiednio dobrane dla danej wartości obciążenia umożliwiające pracę optymalną silnika indukcyjnego

poślizg optymalny – poślizg wynikający z pracy optymalnej silnika indukcyjnego, będący wynikiem zasilenia silnika indukcyjnego napięciem optymalnym dla danej wartości obciążenia.

Oznaczenia dla silnika indukcyjnego

- f_s – częstotliwość napięcia zasilającego uzwojenie stojana
- I_s – prąd stojana
- I_m – prąd magnesujący
- I_{Fe} – składowa czynna prądu biegu jałowego
- I_r – sprowadzony na stronę stojana prąd wirnika
- I_r' – pochodna prądu wirnika względem prądu magnesującego lub mocy wydawanej w zależności od rozważań dotyczących sprawności
- n – prędkość obrotowa silnika
- n_s – prędkość synchroniczna pola wirującego
- P – moc wydawana, moc na wale silnika, moc obciążenia
- P_δ – moc pola magnetycznego w szczelinie, moc wewnętrzna
- P_{in} – moc pobierana przez silnik z sieci
- P_{ino} – moc pobierana przez silnik przy biegu jałowym równa stratom biegu jałowego

P_{aLN}	– znamionowe dodatkowe straty obciążeniowe
P_{bp}	– straty na zestyku ślizgowym szczotka-pierścień ślizgowy
P_f	– straty w uzwojeniu stojana od prądu magnesującego
P_{Fe}	– straty w rdzeniu pomierzone przy biegu jałowym określane w skrócie jako straty w rdzeniu
P_{Fe}'	– pochodna strat w rdzeniu względem prądu magnesującego I_m
P_k	– sumaryczne straty w uzwojeniach stojana i wirnika od prądu wirnika
P_m	– straty mechaniczne
P_t	– straty całkowite
P_{ts}	– straty całkowite w stojanie
P_{tr}	– straty całkowite w wirniku
P_{ws}	– straty w uzwojeniu stojana od prądu stojana
P_{wr}	– straty w uzwojeniu wirnika od prądu wirnika
R_s	– rezystancja jednej fazy uzwojenia stojana z uwzględnieniem dodatkowych strat obciążeniowych w stojanie
R_r	– sprowadzona na stronę stojana rezystancja jednej fazy uzwojenia wirnika z uwzględnieniem dodatkowych strat obciążeniowych
R_{sDC}	– rezystancja uzwojenia stojana dla prądu stałego
R_{rDC}	– rezystancja uzwojenia wirnika dla prądu stałego
R_{saL}	– dodatkowa rezystancja uzwojenia stojana wynikająca z uwzględnienia strat dodatkowych obciążeniowych
R_{raL}	– dodatkowa rezystancja uzwojenia wirnika wynikająca z uwzględnienia strat dodatkowych obciążeniowych
R_k	– rezystancja zwarcia
s	– poślizg silnika indukcyjnego
s_{opt}	– poślizg optymalny silnika indukcyjnego
T_s	– moment na wale silnika
U_i	– sprowadzona na stronę stojana wartość napięcia indukowanego w uzwojeniu wirnika
U_i'	– pochodna napięcia indukowanego wirnika względem prądu I_m
U	– międzyfazowe napięcie zasilania
U_{opt}	– optymalne napięcie zasilania

U_{phopt}	– optymalne fazowe napięcie zasilania
X_k	– reaktancja zwarcia
X_s	– reaktancja rozproszenia jednej fazy uzwojenia stojana
X_r	– sprowadzona reaktancja rozproszenia jednej fazy uzwojenia wirnika
X_m	– reaktancja magnesująca
η	– sprawność silnika
η_{opt}	– sprawność optymalna silnika
η_e	– sprawność stojana silnika indukcyjnego
ΔU_b	– sprowadzona na stronę stojana wartość spadku napięcia na zestyku ślizgowym w silniku pierścieniowym
I_{sd}	– składowe wektora przestrzennego prądu stojana w układzie
I_{sq}	wirujących współrzędnych d-q
U_{sd}	– składowe wektora przestrzennego napięcia stojana w układzie
U_{sq}	wirujących współrzędnych d-q

Oznaczenia dla maszyny prądu stałego

I_a	– prąd twornika
I_f	– prąd wzbudzenia
P_a	– moc wydawana przez hamownicę do obwodu zewnętrznego
P_{aL}	– moc strat dodatkowych obciążeniowych
P_e	– moc wewnętrzna maszyny prądu stałego
P_o	– straty jałowe maszyny
P_{pb}	– moc strat przejścia na rezystancji przejścia
R_{at}	– suma rezystancji w obwodzie twornika
R_p	– rezystancja przejścia na zestyku szczotka – komutator
U_a	– napięcie na zaciskach obwodu twornika
U_i	– napięcie indukowane w uzwojeniu twornika w stanie obciążenia, napięcie wewnętrzne

1. Wstęp

1.1 Wprowadzenie

Silniki elektryczne są głównymi konsumentami energii elektrycznej. Według danych za rok 1998 w krajach Unii Europejskiej napędy z silnikami elektrycznymi konsumowały 69 % energii elektrycznej zużywanej do celów przemysłowych oraz 38 % energii zużywanej w pozostałych sektorach takich jak rolnictwo, budownictwo, usługi, gospodarka komunalna [35]. Wśród napędów przemysłowych, jak i w innych sektorach przeważają napędy z silnikami indukcyjnymi. Ich udział szacuje się na około 90 %. Ta powszechność zastosowań silnika indukcyjnego wynika z jego zalet w postaci prostej i wytrzymałej budowy, dobrych właściwości ruchowych oraz niskiej ceny. Od lat osiemdziesiątych ubiegłego wieku, wskutek intensywnego rozwoju przemienników częstotliwości, silnik ten jeszcze bardziej zyskał na atrakcyjności przez stworzenie mu możliwości płynnej regulacji prędkości obrotowej przez zmianę częstotliwości, wypierając nawet w niektórych obszarach zastosowań, napędy z silnikami prądu stałego. Jednak maszyna ta wykazuje też pewne niekorzystne właściwości związane z niskim współczynnikiem mocy, który wynika z poboru relatywnie dużego w stosunku do innych maszyn, prądu magnesującego. Szczególnie uwidacznia się to niekorzystne zjawisko przy pracy z niewielkimi obciążeniami, a zwłaszcza przy biegu jałowym. Konieczność poboru dużej mocy biernej niezbędnej do magnesowania maszyny, wpływa niekorzystnie nie tylko na wartość współczynnika mocy ale również na sprawność. Właśnie ze względu na powszechność zastosowań silników indukcyjnych już od wielu lat podejmowane były działania na rzecz poprawy ich sprawności i obniżania tym samym kosztów eksploatacyjnych. Okazuje się, że około 70 % strat energii w silnikach indukcyjnych przypada na maszyny o mocy poniżej 52 kW [32]. Dotychczas podejmowane były wieloletnie działania mające na celu zwiększenie ich sprawności. Należą do nich:

Budowa silników o podwyższonej sprawności w stosunku do wykonń standardowych

Prekursorem w budowie takich silników była amerykańska firma „Gould”, która pod koniec lat siedemdziesiątych ubiegłego wieku wprowadziła serię silników energooszczędnych. Po kilku latach, produkcję takich silników podjęły również niektóre firmy europejskie, np. Siemens. Poprawę sprawności w tych silnikach uzyskuje się przez zwiększenie masy materiałów czynnych, co prowadzi do obniżenia wartości indukcji magnetycznej w magnetowodzie oraz zmniejszenia gęstości prądu w uzwojeniach. Wynikiem takich działań jest zmniejszenie strat w maszynie i niższy przyrost temperatury pracy [34]. Ostatnio coraz powszechniejsze staje się zastępowanie klatki aluminiowej przez klatkę wykonaną z miedzi, co w sposób znaczący wpływa na dalszą poprawę sprawności [37,93]. Efektem tych wszystkich działań jest poprawa sprawności silnika o 1-8 % w zależno-

ści od mocy znamionowej. Największy wzrost sprawności następuje dla silników małej mocy i ulega on zmniejszeniu w miarę wzrostu mocy znamionowej silnika. Należy podkreślić, że wzrost sprawności następuje praktycznie dla każdego obciążenia, od najmniejszych wartości aż po znamionowe. Zastosowanie większej ilości materiałów czynnych w silnikach energooszczędnych powoduje, że ich cena wzrasta. Dlatego zakup takiego silnika staje się opłacalny, gdy okres rocznej eksploatacji będzie wynosił kilka tysięcy godzin [102]. Gwarantuje to relatywnie szybki zwrot powiększonych kosztów zakupu takiego silnika w stosunku do ceny silnika standardowego. Zgodnie z rozporządzeniem unijnym obecnie w przedziale mocy 7,5 – 375 kW mogą być budowane silniki o klasie sprawności IE2 (high efficiency), a w dalszej perspektywie od roku 2015 już o wyższej klasie IE3 (premium efficiency). Docelowo od roku 2017 wszystkie produkowane silniki indukcyjne w przedziale mocy 0,75 – 375 kW muszą posiadać klasę sprawności IE3.

Budowa silników w których maksimum sprawności przypada dla najczęściej występującego obciążenia

Ten sposób poprawy sprawności stosowany jest od dawna. Silniki mają najczęściej tak ukształtowaną krzywą sprawności, że jej maksimum przypada dla obciążeń najczęściej występujących w przedziale $(0,6 - 0,8) P_N$. Przedział tych mocy wynika najczęściej z warunków doboru silników do potrzeb napędu [48]. Obecnie powstają nowe możliwości dalszego rozwinięcia tej koncepcji. Otóż można zamówić silnik na potrzeby konkretnego napędu z przykładowo 10 % lub 20 % zapasem mocy i zażądać od producenta, aby zaprojektował maksymalną sprawność dla tego konkretnego obciążenia tj. 0,9 lub 0,8 P_N . Firmy są już przygotowane do budowy silników „na miarę” czyli pod konkretne potrzeby użytkownika [111]. Ten sposób poprawy sprawności można nazwać lokalnym, gdyż zapewnia maksymalną sprawność dla konkretnego obciążenia.

Dobór wartości napięcia zasilającego do aktualnego obciążenia

O ile poprzednie sposoby poprawy sprawności można nazwać konstrukcyjnymi, to ten trzeci sposób będzie mógł być nazwany eksploatacyjnym. Polega on na zasilaniu obciążonego silnika odpowiednio dobranym napięciem. Ogólnie zmniejszającemu się obciążeniu powinno towarzyszyć zmniejszanie wartości napięcia zasilającego. Badania teoretyczne nad tym zagadnieniem były prowadzone już w latach siedemdziesiątych ubiegłego wieku. Pierwszym praktycznym rozwiązaniem był opracowany przez amerykańskiego inżyniera F. Nola układ znany pod nazwą „Nola Power Factor Controller” przeznaczony do silników indukcyjnych jednofazowych [90]. W latach osiemdziesiątych powstało wiele publikacji i propozycji układów z przemiennikami częstotliwości dla silników trójfazowych. Jednocześnie starano się doskonalić teoretyczny opis tego zagadnienia. Dobór napięcia zasilającego jest obecnie możliwy przez zastosowanie odpowiednio zaprojektowanych przemienników częstotliwości bądź też

rozruszników elektronicznych, wyposażonych w odpowiednie układy sterujące. Jednak tematyka ta, mimo pewnych praktycznych realizacji układów, pozostaje nadal aktualną. Dotyczy to zarówno teoretycznego opisu tego sposobu minimalizacji strat, jak też ewentualnych poszukiwań nad znalezieniem odpowiedniej strategii sterowania umożliwiającej optymalną pracę silnika indukcyjnego, tj. pracę z minimalnymi stratami dla każdej wartości obciążenia. Tym właśnie zagadnieniom poświęcono najwięcej uwagi w niniejszej rozprawie.

1.2. Poprawa sprawności silnika przez dobór napięcia zasilania

Ten sposób poprawy sprawności dotyczy silników indukcyjnych pracujących ze zmiennym obciążeniem, teoretycznie od biegu jałowego aż po obciążenie znamionowe. Zakłada się, że praca przy poszczególnych wartościach zmiennego obciążenia będzie trwała dostatecznie długo, gdyż wtedy będzie to przynosiło określone efekty ekonomiczne. Praktycznie warunki pracy silnika zostają narzucone przez pewne procesy technologiczne czyli przez maszynę roboczą. W przypadku zmiany obciążenia i ustalenia się jego nowej wartości, zasilenie silnika indukcyjnego odpowiednio dobraną wartością napięcia prowadzi do obniżenia strat mocy w maszynie. Ten proces minimalizacji strat dla danego obciążenia korzystnie wpływa na temperaturę pracy silnika, doprowadzając do jej obniżenia. Obniżenie temperatury pracy pociąga za sobą zmniejszenie rezystancji uzwojeń i dalsze obniżenia strat w maszynie. Oczywiście takie zjawisko można zaobserwować, jeżeli praca silnika przy nowej wartości obciążenia będzie trwała dostatecznie długo. Minimalizacja strat i zmniejszenie tym samym kosztów eksploatacyjnych to nie jedyna korzyść jaką osiąga użytkownik napędu. Dochodzą jeszcze dodatkowe korzyści w postaci:

- zwiększenia trwałości silników wskutek pracy przy niższych temperaturach,
- obniżenia poziomu hałasu przy mniejszych obciążeniach spowodowane pracą przy obniżonych wartościach strumienia magnetycznego,
- zmniejszenia poboru mocy biernej,
- obniżenia poziomu drgań,
- wzrostu pozornej pojemności cieplnej i stworzenia przez to pewnej rezerwy cieplnej na wypadek przeciążenia [52].

Proces minimalizacji strat może być realizowany przez specjalne układy zwane niekiedy układami optymalizacyjnymi. Poprzez realizację założonej strategii sterowania będą one optymalizowały sprawność silnika w stanach ustalonych inaczej stanach statycznych w odróżnieniu od stanów dynamicznych. Poszukiwanie efektywnych strategii sterowania trwa już od ponad dwudziestu lat. Pierwszą pracą która próbowała dać pewne podstawy teoretyczne, jak również rozwiązania praktyczne była publikacja Kusko i Gallera, pracowników MIT z roku 1983 [72], dotycząca optymalizacji sprawności silnika indukcyjnego oraz silnika prądu stałego. Praca ta spowodowała zainteresowanie tą problematyką

wielu innych ośrodków naukowych, co zaowocowało bardzo dużą ilością publikacji w latach osiemdziesiątych i pierwszej połowie lat dziewięćdziesiątych. Później nastąpiło zmniejszenie się ilości artykułów związanych z poprawą sprawności silników indukcyjnych na korzyść innych maszyn takich jak silniki synchroniczne konwencjonalne [79,80], silniki prądu stałego [84], silniki synchroniczne z magnesami trwałymi [38,83], silniki synchroniczne reluktancyjne [67,78], silniki reluktancyjne przełączalne [66] czy też silniki indukcyjne jednofazowe [81,82]. Obecnie wzrasta ponownie zainteresowanie silnikami indukcyjnymi i pojawiają się propozycje nowych sposobów sterowania z zastosowaniem algorytmów genetycznych, algorytmów opartych o sieci neuronowe i logikę zbiorów rozmytych [41,61,62,95,97,99,109]. Niektóre propozycje sterowania silników indukcyjnych opracowane w przeszłości nie wzbudziły większego zainteresowania, np. sterowanie oparte o trzecią harmoniczną strumienia [87], bądź też sterowanie przy stałej wartości poślizgu [B8],[56,69], jak też z zachowaniem maksymalnej wartości współczynnika mocy [69,100].

Ogólnie strategie sterowania można podzielić na trzy grupy [32,77]:

1. Strategie poszukiwawcze

Najczęściej opisywanymi układami są układy poszukiwawcze zwane również testującymi [B7],[32,33,68]. Często określane są jako metody „on-line”. Przykładowo ich praca może polegać na dokonywaniu kolejnych zmian napięcia zasilającego i jednoczesnej obserwacji wybranych parametrów takich jak moc pobierana bądź prąd stojana. Osiągnięcie minimum mocy pobieranej lub minimum prądu stojana sprawia, że układ sterujący doprowadza silnik do punktu pracy optymalnej. Układ sterujący może zapewnić pracę optymalną silnika indukcyjnego również przez utrzymywanie określonej wartości współczynnika mocy. Te pomocnicze wielkości, w wyniku obserwacji których układ dochodzi do punktu pracy optymalnej nazywane są kryteriami sterowania. Obecnie do strategii poszukiwawczych zaczęto niekiedy stosować algorytmy usprawniające proces dochodzenia do punktu pracy optymalnej oparte na sieciach neuronowych z użyciem regulatorów kontrolujących moc pobieraną [95]. Zastosowanie znajdują również algorytmy genetyczne [41,99] oraz algorytmy oparte o logikę zbiorów rozmytych [97].

2. Strategie oparte na modelu strat

Straty w silniku indukcyjnym mogą być opisane przy pomocy równań. Na ich podstawie można skonstruować zależności pozwalające na wyznaczenie parametrów optymalnych. Modele takie można budować na potrzeby sterowania skalarnego [B6,B7,B8], [63,64,65,69,72,85,91,104,105] bądź też sterowania wektorowego. Tak skonstruowany model strat bazuje najczęściej na równaniach opisujących silnik indukcyjny w układzie wirujących współrzędnych wirnika d-q [B6,B13,27,28,34,44,53,64,106]. Modele strat budowane dla obu rodzajów sterowań zawierają tylko przybliżony opis strat i dlatego wyznaczane z ich po-

mocą sterowanie optymalne może być niekiedy obciążone znacznym błędem [B11]. Te rozbieżności są wynikiem poczynionych uproszczeń, dzięki którym łatwiejszym staje się znalezienie relacji pomiędzy poszczególnymi wielkościami i parametrami silnika indukcyjnego, pozwalających na opracowanie algorytmu wyznaczania parametrów optymalnych.

3. Strategie hybrydowe

Ten interesujący rodzaj strategii został zaproponowany w roku 2003 przez Yoishi Horigo [39]. Polega ona na wstępnym wyznaczeniu parametrów optymalnych przy pomocy przybliżonego modelu strat, po czym dochodzenie do punktu pracy optymalnej odbywa się z zastosowaniem strategii poszukiwawczej. Zaletą tego rodzaju strategii jest zwiększenie szybkości dochodzenia do punktu pracy optymalnej, [45,54,103,108].

Z powyższego skrótowego przeglądu wynika, że najbardziej atrakcyjny byłby układ, dla którego optymalne sterowanie wyznaczane byłoby na podstawie modelu strat. Przemawia za tym szereg pozytywnych czynników w postaci:

- Szybkości działania

Jeżeli opracowany model strat nie będzie zbyt skomplikowany, to nawet poszukiwanie rozwiązania na drodze numerycznej, pozwoli na pracę układu w czasie rzeczywistym. Szybkie obliczenie parametrów sterowania zapewni odpowiednio szybką reakcję układu na zmianę warunków pracy napędu. Jest to bardzo istotny atut, gdyż w przypadku układów testujących proces dochodzenia do optymalnej wartości mocy pobieranej może przeciągać się do kilkadziesiąt sekund, o ile w tym czasie nie pojawią się zakłócenia.

- Dokładności wyznaczenia sterowania optymalnego

Algorytm poszukiwania sterowania optymalnego zbudowany w oparciu o dokładny model strat, pozwoli na określenie optymalnych parametrów sterowania z dużą dokładnością. Wynika to z faktu, że analizie poddawane są tylko straty i dla nich wyznacza się ich minimum. W przypadku posługiwania się sprawnością i koniecznością obliczania jej z użyciem wartości strat mocy oraz wartości mocy pobieranej lub wydawanej, dokładność wyznaczenia sterowania optymalnego znacznie się pogorszy.

- Względnie niskich kosztów budowy układu

Jeżeli założyć się, że niektóre wielkości niezbędne do wyznaczenia sterowania optymalnego będą estymowane, koszt budowy takiego układu byłby niewiele większy od kosztów budowy układu testującego z pomiarem mocy wejściowej. Układ sterowania należałoby wyposażać w układ do pomiaru mocy wejściowej, napięcia i prądu stojana oraz układ do ciągłego pomiaru rezystancji uzwojenia stojana. Przy założeniu, że prędkość obrotowa będzie regulowana przez zmianę częstotliwości, wyznaczenie wartości poślizgu odbywałoby się przez estymację prędkości obrotowej.

Dotychczasowe próby konstrukcji algorytmu do obliczeń parametrów optymalnych opartego na modelu strat zawierały najczęściej cały szereg założeń upraszczających, które czyniły otrzymywane tą drogą wyniki, mało dokładnymi. Praktycznie w przeważającej większości prac na ten temat zakładano linearyzację charakterystyki magnesowania. Przypuszczalnie brało się to z chęci uproszczenia analizy bądź też braku koncepcji na powiązanie charakterystyki magnesowania z innymi parametrami rozważanej maszyny. Należy podkreślić, że aproksymacja charakterystyki magnesowania równaniem prostej w sposób diametralny zmienia relacje pomiędzy stratami i daje rozwiązanie, które dość istotnie odbiega od wyniku rzeczywistego. Z punktu widzenia rachunku optymalizacyjnego jest to raczej niedopuszczalne i należy uznać takie założenie za podstawowe źródło pojawiających się błędów. Inne najczęściej spotykane w publikacjach uproszczenia to:

- pomijanie strat dodatkowych, podczas gdy straty te mogą osiągać wartość kilkunastu procent strat całkowitych, więc ich pominięcie może dość istotnie wpłynąć na dokładność rozwiązania [B7, 56, 91],
- przyjmowanie jako mocy na wale mocy wewnętrznej bądź też operowanie momentem elektromagnetycznym zamiast momentem na wale [5, 49, 64, 65, 81, 85, 86, 91],
- zakładanie równości rezystancji uzwojenia stojana i sprowadzonej rezystancji uzwojenia wirnika [91],
- pomijanie reaktancji rozproszenia uzwojeń silnika [110],
- pomijanie strat mechanicznych [99],
- pomijanie w drastycznych przypadkach strat w żelazie i prowadzenie rozważań z uwzględnieniem tylko strat w uzwojeniach, [B6], [100],
- przyjmowanie parametrów gałęzi poprzecznej schematu zastępczego jako niezależnych od zmian napięcia zasilającego [32, 44, 46, 49, 51, 53, 56, 65, 72, 75],
- analizowanie pracy silnika przy założeniu stałości momentu na wale i milczącym założeniu, że oznacza to pracę przy stałej mocy wydawanej, mimo zmian napięcia zasilającego i wywoływanych tym samym zmian poślizgu [B7, B8],
- przyjmowanie, że napięcie indukowane jest równe napięciu optymalnemu, co w przypadku silników mniejszej mocy może być przyczyną dużych błędów [B6],
- zbędny, zdaniem autora, rozkład strat w żelazie na wiropądowe i histerezyowe oparty na wzorze Steinmetza, który stanowi próbę przedstawienia ich w funkcji zmian częstotliwości, a w rezultacie prowadzi do przybliżonego opisu tych strat [56, 64, 65, 86].

Powyższe przedstawienie uproszczeń, jakie stosowali autorzy wielu publikacji wskazuje wyraźnie, że warto temu zagadnieniu poświęcić więcej uwagi.

Tym bardziej, że jak zauważają autorzy publikacji z roku 2001 [103] oraz z roku 2003 [39] nie znaleziono jeszcze metody pozwalającej na dokładne wyznaczenie parametrów zasilania dla pracy optymalnej. Od tego czasu niewiele się zmieniło. Podjęte próby uwzględnienia nieliniowości obwodu magnetycznego zaowocowały bardzo ogólnym zapisem w równaniach w postaci dL_m/dI_f bez podania sposobu policzenia tej pochodnej [47]. W [108] zaproponowano skomplikowane wyrażenie na aproksymację charakterystyki magnesowania do wyznaczenia sterowania optymalnego ale sami autorzy dość sceptycznie ocenili przydatność takiego rozwiązania. Podjęto również próby uwzględnienie nieliniowości przez zastosowanie skomplikowanych obliczeń iteracyjnych [107].

W przypadku skonstruowania dokładnego modelu strat i powiązania tego modelu z warunkiem na występowanie optymalnej sprawności, możliwe jest opracowanie algorytmu pozwalającego na wyznaczenie optymalnej wartości napięcia z dużą dokładnością na potrzeby sterowania skalarne. Aby to uczynić należy rozważyć podstawy teoretyczne związane ze sprawnością silnika indukcyjnego i zależności tej sprawności od takich parametrów jak moc obciążenia i napięcie zasilające. Przedstawiane w literaturze zależności określające występowanie maksymalnej sprawności są nieprecyzyjne. Na ich podstawie budowane były algorytmy do wyznaczenia optymalnego sterowania. Poprzez pogłębioną analizę strat w maszynie indukcyjnej oraz uwzględnienie ich wzajemnych powiązań, stworzono dokładniejszy model strat, który umożliwił poprawę dokładności wyznaczenia sterowania optymalnego.

Przy konstruowaniu pewnych koncepcji teoretycznych często zachodzi konieczność ich laboratoryjnej weryfikacji. W przypadku prowadzenia rozważań dotyczących minimalizacji strat bardzo istotne znaczenie ma jak najdokładniejsze wyznaczenie sprawności badanych maszyn. Dokładność jej wyznaczenia, przy zastosowaniu metody bezpośredniej, zależy od dokładności wycechowania hamownicy prądu stałego. W pracy wykazano, że problem ten staje się możliwy do rozwiązania przez wprowadzenie do obliczeń mocy, wartości napięć indukowanych w uzwojeniu twornika w stanie obciążenia.

Kolejnym problemem do rozwiązania było opracowanie laboratoryjnej metody pozwalającej na wyznaczenie parametrów pracy optymalnej, która posłużyłaby do weryfikacji wyników otrzymanych na drodze teoretycznej. Okazuje się, że poszukiwania optymalnej sprawności przy założeniu stałej wartości mocy obciążenia badanego silnika indukcyjnego są bardzo trudne w realizacji. Badania te należy prowadzić przy zmianach wartości napięcia zasilającego, a te z kolei wywołują każdorazową zmianę poślizgu. W związku z tym należało szukać sposobu na rozwiązanie tego problemu. Stało się to możliwe przez analizę zależności na sprawność silnika i skierowanie uwagi na moc pobieraną.

1.3. Cel i zakres rozprawy

Z przedstawionych w poprzednim podrozdziale treści wynika, że zagadnienie minimalizacji strat w silniku indukcyjnym pracującym przy zmiennym obciążeniu zawiera jeszcze wiele elementów wymagających pogłębionej analizy prowadzącej do ostatecznego wyjaśnienia niektórych problemów z jednoczesnym przedstawieniem ich rozwiązań. Dotyczy to pewnych zagadnień teoretycznych, metod laboratoryjnej weryfikacji otrzymanych rozwiązań, jak również wskazania możliwości technicznych zastosowań opracowanych metod. W związku z tym można sformułować istotne cele rozprawy jako:

1. Uporządkowanie i przedstawienie całokształtu problematyki związanej ze sprawnością maksymalną silnika indukcyjnego w różnych warunkach pracy, tj. przy $U = \text{const.}$ i $P = \text{var.}$ oraz $U = \text{var.}$ i $P = \text{const.}$.
2. Wyprowadzenie dokładnych zależności w postaci warunków na występowanie maksymalnych sprawności z uwzględnieniem nieliniowości obwodu magnetycznego oraz mocy na wale silnika.
3. Opracowanie metody wyznaczania optymalnych parametrów zasilania na potrzeby sterowania skalarnego i przekształcenie tejże metody do postaci umożliwiającej jej zastosowanie dla dowolnej częstotliwości.
4. Zaproponowanie udoskonalonych strategii sterowania w oparciu o opracowaną metodę wyznaczania napięcia optymalnego oraz w oparciu o stałą wartość uśrednionego współczynnika mocy.
5. Opracowanie laboratoryjnej metody wyznaczania charakterystyk sterowania dla silników indukcyjnych oraz dokładnej i prostej w zastosowaniu metody cechowania hamownic prądu stałego dla potrzeb pomiarów sprawności.

Realizacja powyższych celów wymagała rozwiązania wielu szczegółowych problemów natury teoretycznej oraz technicznej, związanej głównie z laboratoryjną weryfikacją otrzymywanych rozwiązań. Zagadnienia te zostały przedstawione w kolejnych rozdziałach rozprawy.

Rozdział 2

W rozdziale tym przedstawiono poszczególne wielkości i parametry silnika klatkowego oraz silnika pierścieniowego w postaci prądów, napięć indukowanych, rezystancji uzwojeń oraz reaktancji rozproszenia uzwojeń. Podano sposoby ich opisu, wyznaczania i ewentualnego oszacowania ich wartości. Najbardziej istotne dla dalszych rozważań jest przedstawienie charakterystyki magnesowania silnika indukcyjnego w postaci wielomianu oraz zapis pozwalający na wyznaczenie prądu wirnika w zależności od mocy obciążenia i parametrów uzwojenia wirnika.

Rozdział 3

Zawiera opis strat występujących w silnikach indukcyjnych i sposoby ich przedstawienia. Zaproponowane w tym rozdziale przedstawienie strat w rdzeniu w funkcji prądu magnesującego okazało się celnym pomysłem, prowadzącym do budowy bardzo użytecznego modelu strat. Drugim, równie użytecznym rozwiązaniem było rozdzielenie dodatkowych strat obciążeniowych na stojan i wirnik, i przedstawienie ich w postaci rezystancji zastępczej włączonej do rezystancji uzwojeń.

Rozdział 4

W rozdziale tym wprowadzono pojęcie sprawności stojana i określono warunki na występowanie sprawności maksymalnej w odniesieniu do mocy pola wirującego. Rozważania zawarte w tym rozdziale stanowią jednocześnie przygotowanie do pogłębionej analizy strat i sprawności silnika indukcyjnego w kolejnych rozdziałach.

Rozdział 5

Dla pracy silnika indukcyjnego przy stałej wartości napięcia zasilającego sformułowano dokładniejszy niż przedstawiany w literaturze warunek na występowanie maksimum sprawności, mówiący o równości strat biegu jałowego i strat w uzwojeniach od prądu wirnika. Przedstawiono możliwość wykorzystania tej zależności do analitycznego wyznaczania położenia maksimum sprawności.

Rozdział 6

W rozdziale tym wyprowadzono dokładną, znacznie różniącą się od dotychczas spotykanych w literaturze, zależność na występowanie optymalnej sprawności dla silnika pracującego przy stałej wartości mocy obciążenia. Zależność ta, pomysłnie zweryfikowana przez pomiary laboratoryjne, stanowiła podstawę do opracowania metody wyznaczania optymalnych parametrów zasilania silnika dla pracy z minimalnymi stratami.

Rozdział 7

Rozdział ten zawiera badania porównawcze charakterystyk sprawności maksymalnych otrzymanych dla różnych warunków pracy silnika tj. dla $U=\text{const.}$ oraz $P=\text{const.}$ Okazało się, że wartości sprawności maksymalnych dla obu rodzajów pracy są zróżnicowane. Istniejące różnice zostały wyjaśnione na podstawie sporządzonego wykresu sprawności 3D w funkcji napięcia zasilającego i mocy wydawanej.

Rozdział 8

Znajduje się tutaj opis metody wyznaczania parametrów pracy optymalnej silnika takich jak optymalne napięcie zasilania, optymalny prąd magnesujący, optymalne napięcie indukowane i zasilające, poślizg optymalny oraz optymalne wartości wektora przestrzennego prądu stojana i napięcia stojana w układzie współ-

rzędnych wirujących d-q. Została ona nazwana metodą wybranej częstotliwości, gdyż opracowano ją przy założeniu $f_s = \text{const}$.

Rozdział 9

Analiza strat w rdzeniu, jak również analiza zależności $U_i / f_s = f(I_m)$ pozwoliła na zmodyfikowanie metody wybranej częstotliwości tak, aby było możliwe wyznaczenie optymalnych parametrów zasilania dla każdej wartości częstotliwości. Podano przykład obliczeń i otrzymane wyniki.

Rozdział 10

W rozdziale przedstawiono cztery wybrane strategie sterowania optymalnego, które z założenia mogą zapewnić pracę silnika indukcyjnego z minimalnymi stratami. Jedna z nich oparta jest o kryterium minimalnych strat z zastosowaniem opracowanej metody wyznaczania napięcia optymalnego. Druga również opracowana przez autora, wprowadza jako kryterium stałą, uśrednioną wartość współczynnika mocy. Trzecia przedstawiona strategia jako kryterium przyjmuje minimum prądu stojana, a czwarta minimum mocy pobieranej.

Rozdział 11

Rozdział ten poświęcony jest opisowi opracowanej metody cechowania hamownic prądu stałego. Metoda ta opierająca się na pomiarze napięć na zaciskach twornika przy pracy silnikowej i prądnicowej, pozwala na wyznaczenie napięcia indukowanego w stanie obciążenia. Na podstawie wartości tego napięcia można określić moc wewnętrzną maszyny i po dodaniu strat jałowych wyznaczyć moc pobieraną przez hamownicę od silnika badanego.

Rozdział 12

Konieczność weryfikacji opracowanych analitycznych metod wyznaczania metody pomiarowej pozwalającej na wyznaczenie charakterystyk sterowania optymalnych parametrów zasilania doprowadziła do opracowania oryginalnej dla silników indukcyjnych. Pomiary przeprowadzane są przy stałej wartości mocy pobieranej $P_{in} = \text{const}$. z użyciem miernika parametrów sieci N10.

Aneks

Prezentowano w nim parametry badanych silników i hamownic, schemat układu do badań laboratoryjnych sprawności oraz schemat zastępczy silnika używany do badań symulacyjnych.

Praca zawiera wszystkie istotne elementy teorii minimalizacji strat mocy w silniku indukcyjnym, opracowane na bazie dokładnej analizy strat. Daje również wskazania odnośnie metodologii postępowania, przydatne do określania algorytmów pracy energooszczędnej. Zaproponowane w niej rozwiązania, szczególnie odnośnie strategii sterowania, mogą być kontynuowane i znaleźć realizację w postaci konkretnych układów optymalizacyjnych. W pracy zawarto

również bogaty materiał doświadczalny, będący wynikiem przeprowadzonych badań symulacyjnych i laboratoryjnych.

Zagadnienia przedstawione w pracy wiążą się z uruchomionym wcześniej w Polsce programem PEMP, którego celem było zmniejszenie zużycia energii elektrycznej między innymi przez napędy elektryczne [B15]. Program PEMP był pochodną programu GEF (Globalnego Funduszu Środowiska) przygotowanego w latach dziewięćdziesiątych ubiegłego wieku przez ONZ z myślą o ograniczeniu emisji gazów cieplarnianych towarzyszących działalności przemysłowej człowieka. W roku 2008 nastąpiło zakończenie tego programu. Jego obecną kontynuacją jest Program Efektywności Energetycznej w Napędach Elektrycznych nawiązujący ściśle do działań podejmowanych w ramach poprzedniego programu.

1.4. Uwagi dodatkowe

Przedstawione w pracy wyprowadzenia matematycznych zależności czynione były przy założeniu sinusoidalnych przebiegów prądów i napięć. Badania symulacyjne zostały przeprowadzone na częściowo zmodyfikowanym klasycznym schemacie zastępczym dla silnika indukcyjnego przedstawionym w aneksie.

Badań laboratoryjnych dokonano na silnikach zasilanych napięciem sinusoidalnym. Rozważaniom teoretycznym i laboratoryjnej weryfikacji poddano standardowy silnik klatkowy typu Sg 90 S-4 o mocy $P_N = 1,1$ kW oraz silnik pierścieniowy typu SUDf 100 L-6A o mocy $P_N = 0,8$ kW. Dobór do badań silników małej mocy był podyktowany dużym udziałem strat całkowitych w stosunku do mocy pobieranej, co pozwalało na przeprowadzenie dokładnych pomiarów sprawności metodą bezpośrednią.

Dodatkowo przeprowadzono badania symulacyjne sprawności i innych wybranych wielkości dla silnika klatkowego 2SGP 200 S-4 o mocy $P_N = 30$ kW oraz dla silnika 2SGPK 315-4 o mocy $P_N = 132$ kW. Parametry wszystkich omawianych w pracy silników jak również hamownic prądu stałego zamieszczono w aneksie. W tekście i w przedstawianych zależnościach matematycznych użyto w większości oznaczeń zalecanych przez PN [N3,N4].

W wyprowadzeniach i przekształceniach matematycznych znajdujących się w pracy zastosowano w większości oznaczenie „prim” dla pierwszej pochodnej. Taki zapis sprawił, że zależności matematyczne zostały przedstawione w zwartej formie, wpływając tym samym na ograniczenie objętości rozprawy.

2. Opis parametrów silnika

W rozdziale tym przedstawiono tylko parametry silnika niezbędne do przeprowadzenia analizy strat i dalszych rozważań w kolejnych rozdziałach pracy. Znajomość wybranych parametrów silników indukcyjnych i sposobu ich opisu jest bardzo istotna w procesie formułowania pewnych zależności. Duże znaczenie ma sposób określania pewnych parametrów. W niektórych przypadkach można te parametry wyrazić przez zastosowanie prostych zależności, pozwalających na ich wyznaczenie z dużą dokładnością. Przedstawione w tym rozdziale, jak również i w dalszych rozdziałach zależności wyprowadzono przy założeniu, że silnik indukcyjny posiada uzwojenia stojana połączone w gwiazdę. Dotyczy to również uzwojenia wirnika silnika pierścieniowego.

Parametry stojana oznaczone zostały indeksem „s”, natomiast parametry wirnika indeksem „r”. Wszystkie parametry wirnika, jak również inne wielkości związane z wirnikiem przedstawione są w postaci sprowadzonej na stronę stojana. Nie zostały one opatrzone zwyczajowym znacznikiem „prim”, gdyż to oznaczenie zostało zarezerwowane dla określenia pierwszej pochodnej różnych analizowanych wielkości pojawiających się w tekście pracy.

2.1. Prąd stojana

Prąd stojana I_s w ogólnym przypadku stanowi sumę geometryczną trzech prądów tj. sprowadzonego prądu wirnika I_r i prądu I_{Fe} związanego ze stratami w żelazie oraz prądu magnesującego I_m , który generuje strumień główny w maszynie. Do celów analizy strat wykorzystano wykres fazorowy prądów, przedstawiony na rys.2.1. Wprowadzono tutaj pewne uproszczenie polegające na założeniu, że nie występuje przesunięcie fazowe pomiędzy sprowadzonym napięciem indukowanym U_i oraz sprowadzonym prądem wirnika I_r . Takie założenie nie pogarsza w istotnym stopniu dokładności prowadzonych obliczeń, a wynika ono z faktu, że rzeczywiste przesunięcie występuje, ale jest ono bardzo niewielkie rzędu kilku stopni. Dla takich przesunięć współczynnik mocy dla obwodu wirnika wynosi $\cos\varphi_r = (0,99 - 0,98)$ i praktycznie może być przyjęty jako równy jedności.

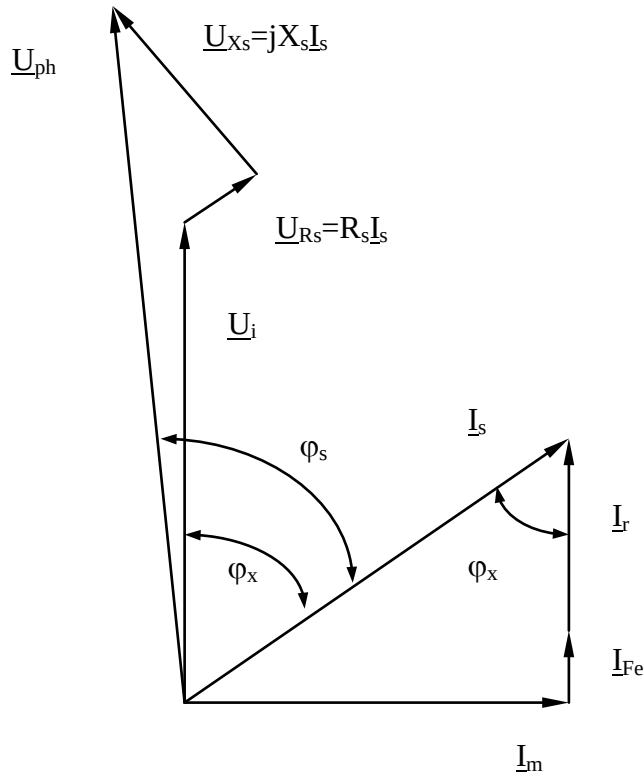
Prąd stojana zgodnie z rys.2.1 będzie równy

$$I_s = \sqrt{I_m^2 + (I_{Fe} + I_r)^2} \quad (2.1)$$

Ponieważ w zależnościach na straty prąd stojana występuje w kwadracie, wygodniej jest przedstawić go w postaci rozpisanej:

$$I_s^2 = I_m^2 + I_{Fe}^2 + 2I_{Fe}I_r + I_r^2 \quad (2.2)$$

W dalszych rozważaniach stosowana będzie zależność (2.2).



Rys.2.1. Wykres fazorowy prądów składowych silnika indukcyjnego

2.2. Rezystancja uzwojenia stojana

Rezystancja jednej fazy uzwojenia stojana R_s może być przedstawiona jako suma rezystancji pomierzonej prądem stałym R_{sDC} oraz rezystancji reprezentującej straty dodatkowe obciążeniowe R_{saL}

$$R_s = R_{sDC} + R_{saL} \quad (2.3)$$

Przedstawienie rezystancji stojana w takiej postaci pozwoli na znaczne uproszczenie analizy strat bez potrzeby wprowadzania osobnych składników reprezentujących straty dodatkowe obciążeniowe. Sposób określania rezystancji R_{saL} oraz R_{raL} opisano w rozdziale 3.2.

2.3.Rezystancja uzwojenia wirnika

Sprowadzoną na stronę stojana rezystancję wirnika R_r można określić z próby zwarcia pomiarowego wyznaczając najpierw rezystancję zwarcia R_k

$$R_k = R_s + R_r \quad (2.4)$$

Z powyższej zależności można wyliczyć wartość rezystancji jednej zastępczej fazy uzwojenia wirnika jako

$$R_r = R_k - R_s \quad (2.5)$$

Dla uzwojenia wirnika można zastosować podobny zapis jak dla uzwojenia stojana przedstawiając rezystancję wirnika jako sumę rezystancji pomierzonej prądem stałym R_{rDC} oraz rezystancji reprezentującej straty dodatkowe R_{aLr}

$$R_r = R_{rDC} + R_{aLr} \quad (2.6)$$

Takie łączne przedstawienie rezystancji zastępczej uzwojenia wirnika również ułatwi analizę strat, gdyż unika się podziału na straty podstawowe i dodatkowe. Pozostawienie tych strat w postaci rozdzielonej bardzo komplikuje obliczenia i czyni je mało przejrzystymi. Należy podkreślić, że wyznaczenie rezystancji wirnika z próby zwarcia jest mało dokładne ze względu na bardzo intensywne nagrzewanie się uzwojenia wirnika związane z brakiem chłodzenia, [B2,B13]. Należałoby wtedy stosować specjalne procedury w celu ograniczenia nagrzewania klatki do minimum [B9,B13]. Dodatkowo należałoby przeprowadzać próbę zwarcia przy zasilaniu napięciem o obniżonej częstotliwości, co pozwoliłoby na częściowe przynajmniej wyeliminowanie zjawiska wypierania prądu w pręcie wpływającego na pozorny wzrost rezystancji uzwojenia wirnika. W przypadku silników małej mocy, które mają relatywnie duży prąd magnesujący otrzymana wartość rezystancji zwarcia R_k może być jeszcze dodatkowo zawyżona [B3], gdyż rezystancja wyznaczona z pomiaru wyrazi się wówczas poniższą zależnością:

$$R_k = R_s + (1 + \tau_s) R_r \quad (2.7)$$

gdzie:

τ_s - rozproszenie pierwotne uzwojenia stojana równe stosunkowi reaktancji rozproszenia X_s do reaktancji magnesującej X_m

$$\tau_s = \frac{X_s}{X_m} \quad (2.8)$$

Istnieje również możliwość estymacji rezystancji wirnika podczas pracy. Przedstawiono ją w pracach [58,101] z uwzględnieniem potrzeb sterowania polowozorientowanego.

2.4.Reaktancja rozproszenia uzwojenia stojana i wirnika

Znajomość reaktancji rozproszenia uzwojenia stojana będzie niezbędna do wyznaczenia wartości napięcia optymalnego U_{opt} , natomiast dane o reaktancji rozproszenia uzwojenia wirnika będą konieczne do wyznaczenia poślizgu optymalnego s_{opt} . W przybliżony sposób wartość tej reaktancji może być określona na podstawie próby zwarcia zgodnie z zależnością:

$$X_k = \sqrt{Z_k^2 - R_k^2} \quad (2.9)$$

Przy założeniu, że reaktancja rozproszenia uzwojenia stojana oraz sprowadzona na stronę stojana reaktancja wirnika będą sobie równe, otrzyma się

$$X_r \approx X_s \approx \frac{X_k}{2} \quad (2.10)$$

Korzystając z tej przybliżonej zależności, unika się kłopotliwego wyznaczania reaktancji rozproszenia polegającej na badaniu silnika przy wyjętym wirniku i zakładaniu odpowiednich cewek pomiarowych [B9]. Orientacyjne relacje pomiędzy reaktancjami rozproszenia uzwojenia stojana i wirnika według [B1] są przedstawione w tab.2.1. Dane te zostały otrzymane na podstawie przeprowadzonych badań na wielu egzemplarzach różnych rodzajów silników.

Tabela 2.1: Względne wartości reaktancji rozproszenia uzwojeń stojana i wirnika dla różnych konstrukcji wirnika

Konstrukcja wirnika	X _s oraz X _r wyrażone jako wartość względna reaktancji zwarcia X _k	
	X _s	X _r
Wirnik pierścieniowy	0,5	0,5
Wirnik klatkowy A	0,5	0,5
Wirnik klatkowy B	0,4	0,6
Wirnik klatkowy C	0,3	0,7
Wirnik klatkowy D	0,5	0,5

W tabeli 2.1 umieszczono dane dotyczące silnika pierścieniowego i różnorodnych wirników silników klatkowych. Poniżej przedstawiono charakterystyczne cechy silników z różnymi konstrukcjami wirników klatkowych.

- Silnik klatkowy A
Silnik standardowy, o przeciętnym momencie rozruchowym i przeciążalności $(2-3)T_N$, o prądzie rozruchowym rzędu $(5-8)I_N$ i poślizgu mniejszym niż 5 %.
- Silnik klatkowy B
Silnik standardowy o przeciętnym momencie rozruchowym i przeciążalności około $2 T_N$, poślizgu znamionowym mniejszym niż 5% i obniżonym o około 25% prądzie rozruchowym.
- Silnik klatkowy C
Silnik o dużym momencie rozruchowym rzędu $2,5 T_N$ i zmniejszonym prądzie rozruchowym, o przeciążalności niewiele niższej niż silnik A, poślizgu znamionowym mniejszym niż 5 %. Wirniki tych silników budowane są jako dwuklatkowe.
- Silnik klatkowy D
Silnik o dużym momencie rozruchowym ponad $2,75 T_N$ i zmniejszonym prądzie rozruchowym. Poślizg znamionowy powiększony w stosunku do pozostałych silników. Pręty wirnika smukłe i wykonane z materiału o zwiększonej rezystancji.

2.5.Wyznaczanie prądu wirnika silnika klatkowego

Wyprowadzenie zależności opisującej prąd wirnika będzie wymagało uwzględnienia mocy wewnętrznej zwanej inaczej mocą pola magnetycznego w szczelinie P_δ . Moc tę można zapisać jako

$$P_\delta = 3U_i I_r \cos \varphi_r \quad (2.11)$$

W przypadku pracy w zakresie poślizgów mniejszych znacznie od poślizgu krytycznego kąt fazowy φ_r pomiędzy napięciem indukowanym w uzwojeniu wirnika oraz fazorem prądu wirnika jest praktycznie bliski zeru wobec czego można przyjąć, że

$$\cos \varphi_r \approx 1 \quad (2.12)$$

Dla takiego uproszczenia moc wewnętrzną wyrazi wzór

$$P_\delta = 3U_i I_r \quad (2.13)$$

W celach poznawczych, w rozdziale 4, będzie rozpatrywana teoretyczna sprawność silnika w odniesieniu do mocy wewnętrznej, która określa sprawność stojana, wówczas do wyprowadzeń będzie przyjmowana zależność na prąd wirnika o postaci

$$I_r = \frac{P_\delta}{3U_i} \quad (2.14)$$

Jeżeli natomiast będzie rozpatrywana sprawność zgodnie z definicją w odniesieniu do mocy wydawanej na wale, wówczas należy przedstawić moc wewnętrzną jako sumę następujących składników:

- mocy na wale P ,
- mocy strat w uzwojeniach wirnika P_{wr} ,
- mocy strat mechanicznych P_m .

W związku z tym moc wewnętrzna będzie równa:

$$3U_i I_r = P + P_m + 3R_r I_r^2 \quad (2.15)$$

Po przekształceniu do równania kwadratowego i obliczeniu wyróżnika otrzymuje się rozwiązanie na prąd wirnika w postaci:

$$I_r = \frac{3U_i - \sqrt{9U_i^2 - 12R_r(P + P_m)}}{6R_r} \quad (2.16)$$

Rozwiązanie ze znakiem dodatnim przed $\sqrt{\Delta}$ zostaje odrzucone, gdyż otrzymana z niego wartość prądu wirnika byłaby większa od prądu zwarcia..

2.6.Wyznaczanie prądu wirnika silnika pierścieniowego

W przypadku silnika pierścieniowego dochodzi jeszcze jeden element strat, mianowicie straty na zestyku ślizgowym szczotka-pierścień ślizgowy. Po ich uwzględnieniu równanie na moc wewnętrzną przybierze postać

$$3U_i I_r = P + P_m + 3R_r I_r^2 + 3\Delta U_b I_r \quad (2.17)$$

gdzie: ΔU_b - sprowadzona na stronę stojana wartość spadku napięcia na zestyku ślizgowym

Z równania (2.17) otrzymuje się rozwiązanie na prąd wirnika

$$I_r = \frac{3(U_i - \Delta U_b) - \sqrt{9(U_i - \Delta U_b)^2 - 12R_r(P + P_m)}}{6R_r} \quad (2.18)$$

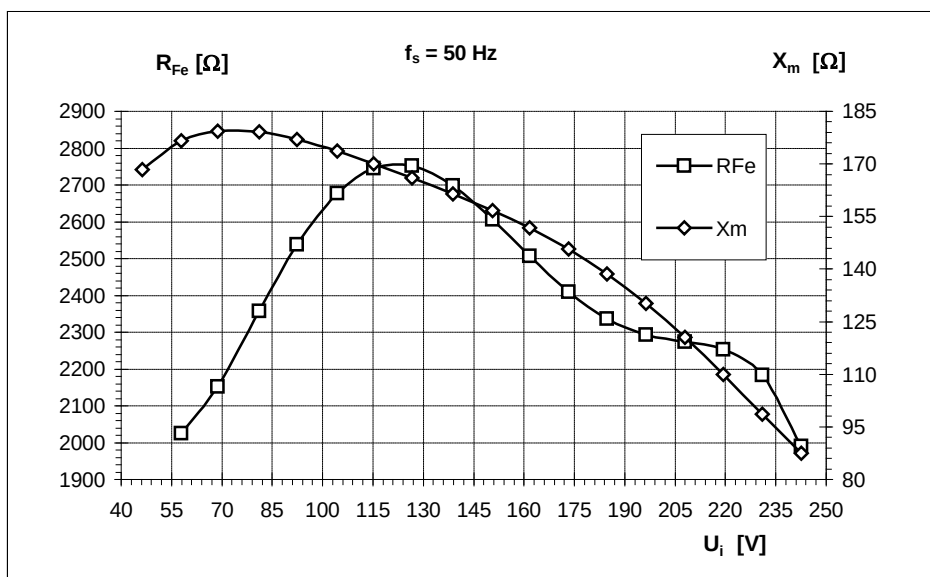
Rozwiązanie ze znakiem dodatnim przed $\sqrt{\Delta}$ zostaje odrzucone, z podobnych względów jak w przypadku silnika klatkowego. Prąd wirnika dla obu silników jest funkcją obciążenia P , natomiast dla przypadku $P = \text{const.}$ będzie on funkcją prądu magnesującego I_m , gdyż napięcie indukowane U_i wyrażone jest funkcją $U_i = U_i(I_m)$, zgodnie z zależnością (2.19).

2.7. Parametry gałęzi poprzecznej schematu zastępczego

Do parametrów tych należą:

- reaktancja magnesująca X_m ,
- rezystancja reprezentująca straty w rdzeniu R_{Fe} ,
- napięcie indukowane U_i .

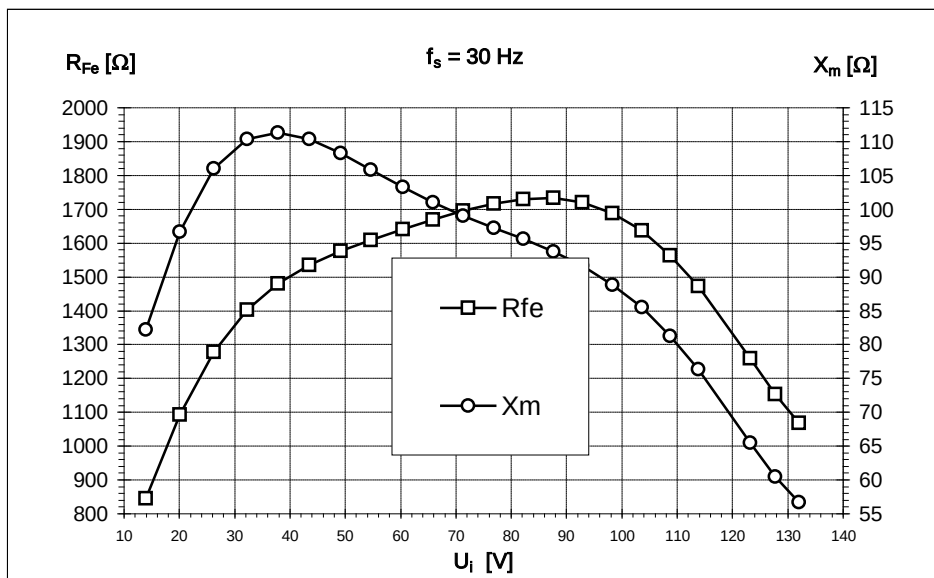
Analiza rys.2.2 i rys.2.3 wskazuje, że zarówno reaktancja magnesująca jak też rezystancja reprezentująca straty w rdzeniu, wykazują dużą zależność od napięcia indukowanego.



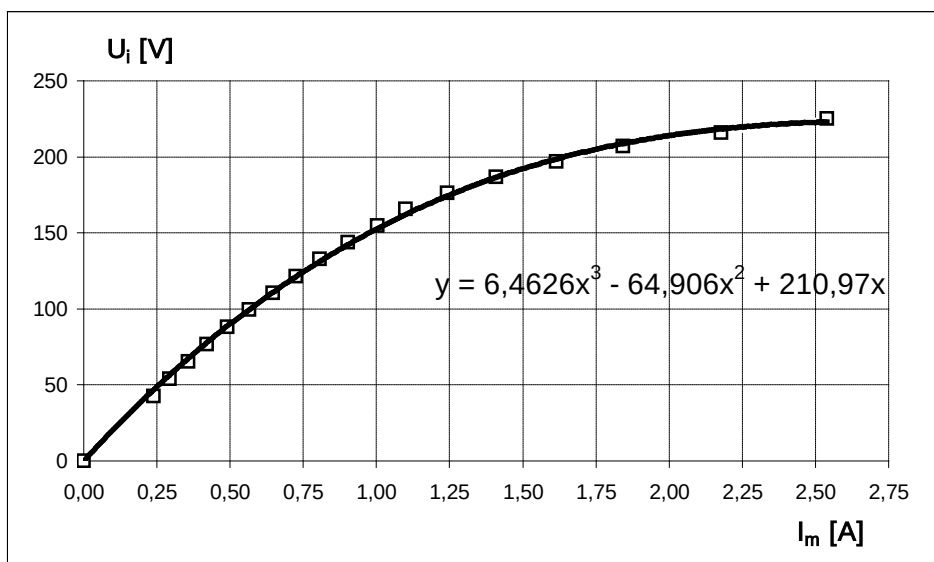
Rys. 2.2. Rezystancja R_{Fe} i reaktancja magnesująca X_m silnika klatkowego Sg 90 S-4 w funkcji napięcia indukowanego dla $f_s = 50$ Hz [9]

Oba te parametry, wyznaczone z pomiarów przy biegu jałowym, mogą być aproksymowane wielomianem n -tego stopnia, wyrażonym w zależności od napięcia indukowanego $X_m = f(U_i)$ oraz $R_{Fe} = f(U_i)$, [9]. Taki sposób zapisu pozwala na wprowadzenie ich do procesu symulacyjnego, którego zadaniem jest wyznaczenie sprawności maksymalnych oraz innych danych badanych silników indukcyjnych, przy zmieniających się wartościach napięcia zasilającego. Trzeci ważny parametr to napięcie indukowane, które można wyznaczyć w trakcie próby biegu jałowego i przedstawić w zależności od prądu magnesującego, przykładowo, jako wielomian trzeciego stopnia,

$$U_i = U_i(I_m) = aI_m^3 + bI_m^2 + cI_m \quad (2.19)$$



Rys. 2.3. Rezystancja R_{Fe} i reaktancja magnesująca X_m silnika klatkowego Sg 90 S-4 w funkcji napięcia indukowanego U_i dla $f_s = 30$ Hz [9]



Rys.2.4. Charakterystyka napięcia indukowanego silnika klatkowego Sg 90 S-4 w funkcji prądu magnesującego dla $f_s = 50$ Hz

Na rys.2.4 przedstawiono przykładową charakterystykę napięcia indukowanego silnika klatkowego sporządzoną dla częstotliwości 50 Hz. Funkcja aproksymacyjna z dużą dokładnością odwzorowuje zmiany napięcia indukowanego. Taką dokładność uzyskano również dla innych częstotliwości.

Należy podkreślić, że wprowadzenie zależności na napięcie indukowane (2.19) jak również dość skomplikowanych zależności na prąd wirnika, (2.16) i (2.18), do odpowiednich równań strat spowodowało, że przybrały one złożoną postać ale w sposób bardzo znaczący poprawiły dokładność opisu tych strat.

2.8. Poślizg silnika

Wyrażenia na poślizg przedstawiane w literaturze, szczególnie w książkach dotyczących projektowania silników indukcyjnych, posiadają najczęściej dość skomplikowaną formę. Wynika to z faktu, że wyrażenia na poślizg poszukuje się na podstawie parametrów schematu zastępczego widzianego od strony zasilania. Komplikuje to bardzo otrzymywane zależności i wymaga uwzględniania, szczególnie przy zmianach napięcia zasilania, zmiany parametrów gałęzi poprzecznej. Przyjęcie zasady, że obliczenia poślizgu będą odbywały się z uwzględnieniem tylko obwodu wirnika, znakomicie upraszcza zależności na poślizg i korzystnie wpływa na dokładność obliczeń. Punktem wyjścia do obliczeń poślizgu jest znajomość prądu wirnika oraz napięcia indukowanego, jak też parametrów uzwojenia wirnika tj. rezystancji R_r i reaktancji rozproszenia X_r .

2.8.1.Wyznaczanie poślizgu silnika klatkowego

Poniżej przedstawiono wyprowadzenie zależności na poślizg pozwalające na jego obliczenie na podstawie znajomości parametrów obwodu wirnika.

Sprowadzony prąd fazowy uzwojenia wirnika daje się wyznaczyć wg zależności

$$I_r = \frac{U_i}{\sqrt{\left(\frac{R_r}{s}\right)^2 + X_r^2}} \quad (2.20)$$

Z powyższego równania można wyznaczyć poślizg jako:

$$s = \frac{I_r R_r}{\sqrt{U_i^2 - (I_r X_r)^2}} \quad (2.21)$$

Z wyprowadzonej zależności wynika, że mając dany prąd wirnika i napięcie indukowane można w bardzo prosty sposób wyznaczyć wartość poślizgu silnika. Inną znaną zależnością, na podstawie której można określić wartość poślizgu jest związek pomiędzy mocą wewnętrzną maszyny, a stratami w uzwojeniu wirnika

$$P_{wr} = sP_{\delta} \quad (2.22)$$

Poślizg w związku z tym będzie równy

$$s = \frac{3I_r^2 R_r}{3U_i I_r} = \frac{I_r^2 R_r}{U_i I_r} = \frac{I_r R_r}{U_i} \quad (2.23)$$

Porównanie obu wyrażeń na poślizg (2.21) i (2.23) pozwala zauważyć, że wartości poślizgu otrzymane z zależności (2.25) powinny być większe niż z zależności (2.23). Po przeprowadzeniu obliczeń dla silnika klatkowego Sg 90 S-4 okazało się, że praktycznie obie te zależności dawały takie same wyniki. Do dalszych obliczeń poślizgu wykorzystywana będzie zależność (2.21).

2.8.2. Wyznaczanie poślizgu silnika pierścieniowego

W obwodzie wirnika silnika pierścieniowego występuje dodatkowo rezystancja przejścia pomiędzy szczotką, a pierścieniem ślizgowym.

Rezystancję tę można wyznaczyć z zależności:

$$R_{pb} = \frac{\Delta U_b}{I_r} \quad (2.24)$$

Ponieważ wartość spadku napięcia na zestyku ślizgowym jest w przybliżeniu stała, rezystancja przejścia będzie malała wraz ze wzrostem prądu wirnika. Rezystancję tę należy uwzględnić w wyrażeniu na poślizg (2.26) i wtedy zależność przybierze postać

$$s = \frac{I_r \left(R_r + \frac{\Delta U_b}{I_r} \right)}{\sqrt{U_i^2 - (I_r X_r)^2}} \quad (2.25)$$

Wzór na poślizg może być też przedstawiony jako

$$s = \frac{I_r R_r + \Delta U_b}{\sqrt{U_i^2 - (I_r X_r)^2}} \quad (2.26)$$

Przedstawiona zależność na poślizg wyraża się przez relacje pomiędzy spadkami napięć związanymi z parametrami schematu zastępczego wirnika i napięcia indukowanego. Należy podkreślić, że wzory te zostały wyprowadzone tylko na potrzeby specyficznych obliczeń dotyczących poszukiwań sprawności maksymalnej i posłużą do wyznaczenia wartości poślizgu optymalnego tj. poślizgu przy którym silnik indukcyjny pracuje z minimalnymi stratami.

3. Opis strat mocy

Wyprowadzenie pewnych zależności opisujących występowanie maksimum sprawności w różnych warunkach pracy wymaga odpowiedniego przedstawienia strat, jak również innych parametrów silnika wiążących się pośrednio bądź bezpośrednio ze stratami. Dotyczy to także innych elementów niezbędnych w procesie rozwiązywania tego zagadnienia takich, jak moc elektromagnetyczna czy też moc na wale. Dla przypomnienia, rozważania prowadzone są dla silnika z uzwojeniami stojana połączonymi w gwiazdę. Zakłada się również, że uzwojenie wirnika silnika pierścieniowego połączone jest także w gwiazdę.

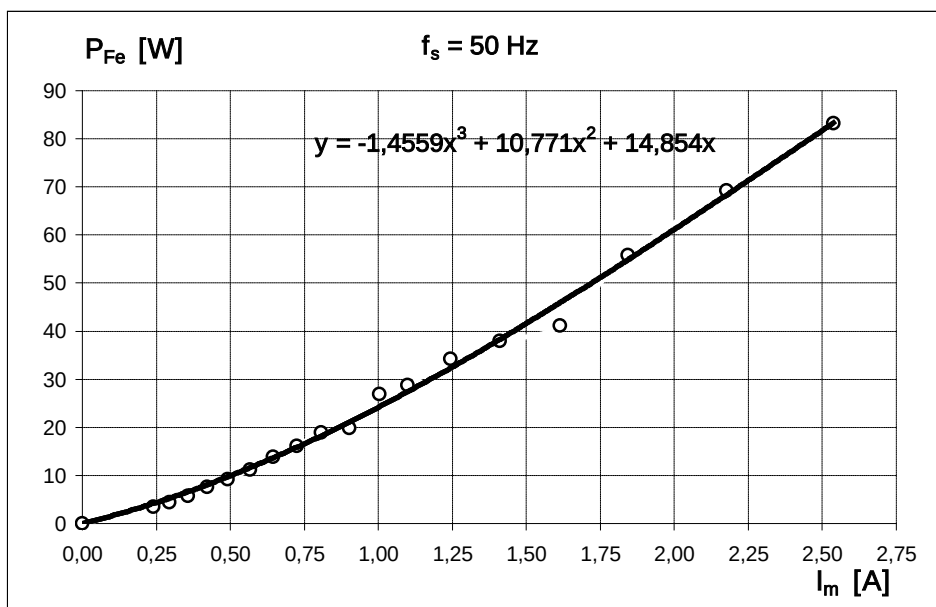
3.1. Straty w rdzeniu przy biegu jałowym

Do strat w rdzeniu P_{Fe} zalicza się straty podstawowe oraz straty dodatkowe przy biegu jałowym tj. straty pulsacyjne i powierzchniowe. Mierzone są one łącznie podczas próby biegu jałowego. Straty te w dalszej części pracy będą określane jako straty w rdzeniu. Przedstawiane są najczęściej w funkcji kwadratu napięcia zasilającego [N2], ewentualnie w funkcji kwadratu napięcia indukowanego [98]. Aproksymacja strat w rdzeniu funkcją liniową nie pozwala na względnie dokładne przedstawienie zmian tych strat w funkcji kwadratu napięcia zasilającego. Dotyczy to szczególnie strat przy najmniejszych wartościach indukcji jak też strat przy indukcjach bliskich strumieniowi znamionowemu. Wskutek nasycania się pewnych elementów obwodu magnetycznego szczególnie takich jak zęby stojana i wirnika, straty w żelazie rosną szybciej niż w kwadracie indukcji. Na wykresie obserwuje się wtedy wyraźną różnicę pomiędzy aproksymującą prostą, a krzywą strat. Te różnice pogłębiają się szczególnie dla napięć zasilających większych od napięcia znamionowego [B17]. Z powyższego opisu wynika, że zapis tych strat w funkcji kwadratu napięcia zasilającego jest zbyt niedokładny, jak na potrzeby prowadzonych rozważań. W sposób jednoznaczny wskazują na to przykłady podane w [17].

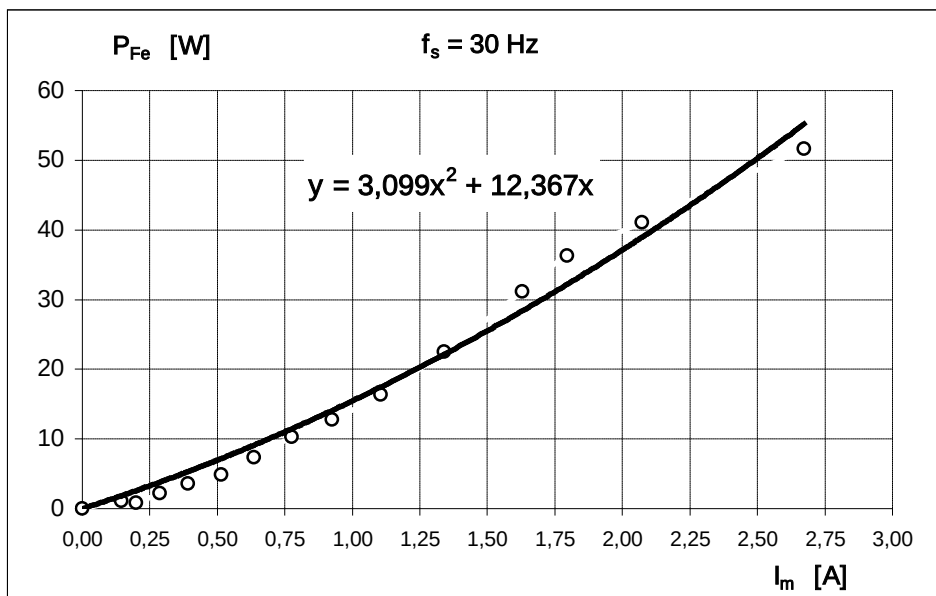
W celu poprawy dokładności opisu strat w rdzeniu wyznaczonych przy biegu jałowym wprowadzono inny sposób ich przedstawienia, mianowicie w funkcji prądu magnesującego, który w sposób bezpośredni powiązany jest ze strumieniem charakterystyką magnesowania [17]. Przykładowo na rys.3.1 i rys.3.2 przedstawiono dwie charakterystyki $P_{Fe} = P_{Fe}(I_m)$ sporządzone dla dwóch częstotliwości 50 i 30 Hz, dla silnika klatkowego o mocy $P = 1,1$ kW.

Jak widać aproksymacja tych charakterystyk wielomianem trzeciego stopnia daje bardzo dużą dokładność opisu, nawet powyżej $I_{mN} = 1.74$ A, nieosiągalną przy tradycyjnym przedstawieniu. Wielomian ten w ogólnej postaci można przedstawić jako

$$P_{Fe} = P_{Fe}(I_m) = dI_m^3 + eI_m^2 + fI_m \quad (3.1)$$



Rys.3.1. Straty w rdzeniu silnika klatkowego Sg 90 S-4 przedstawione w funkcji prądu magnesującego dla $f_s = 50$ Hz



Rys.3.2. Straty w rdzeniu silnika klatkowego Sg 90 S-4 przedstawione w funkcji prądu magnesującego dla $f_s = 30$ Hz

Należy zaznaczyć, że oprócz strat w rdzeniu wyznaczanych przy biegu jałowym, które można uznać za zależne od strumienia głównego [17], a niezależne od obciążenia, istnieją również straty w rdzeniu powstające w maszynie obciążonej, których wartość może być porównywalna ze stratami wyznaczonymi przy biegu jałowym [16]. Ponieważ straty te są zależne od obciążenia, zalicza się je do strat dodatkowych obciążeniowych.

3.2. Straty dodatkowe obciążeniowe

Do strat tych zalicza się:

- straty w częściach konstrukcyjnych spowodowanych strumieniami rozproszenia wokół połączeń czołowych,
- straty spowodowane wypieraniem prądu w uzwojeniu wirnika, do których dołączają się straty na rezystancji przejścia pakiet-pręt wirnika spowodowane prądami skrośnymi,
- straty pulsacyjne i powierzchniowe wywołane wyższymi harmonicznymi w wypadkowej krzywej napięcia magnetycznego.

Moc dodatkowych strat obciążeniowych może być wyznaczona na podstawie specjalnych pomiarów bądź też oszacowana wg zaleceń PN [N1], [42,43,57]. Pomiaru strat dodatkowych obciążeniowych metodą bezpośrednią są kłopotliwe, gdyż wymagają zastosowania wycechowanej hamownicy lub urządzeń do pomiaru momentu obrotowego, jak również dokładnych przyrządów do pomiaru mocy pobieranej [B17]. Najprostszym rozwiązaniem tego problemu byłoby oszacowanie dodatkowych strat obciążeniowych i wprowadzenie tych wartości do obliczeń w ramach opracowanej metody minimalizacji strat, przedstawionej w rozdziale 8 i rozdziale 9.

Straty dodatkowe zależą od konstrukcji silnika i praktycznie mogą mieć różną wartość dla każdego silnika. Dotychczasowy szacunek tych strat zakładający ich wartość równą 0,5 % mocy pobieranej przez silnik przy obciążeniu znamionowym był zaniżony. Prowadzone badania wykazały, że straty te przybierają znacznie większe wartości. Wobec tego w nowej normie [N1] wzorowanej na normie amerykańskiej IEEE, zaleca się aby straty dodatkowe szacować przyjmując ich wartość jako 1,8 % mocy znamionowej dla silników w przedziale mocy 0,75 – 90 kW oraz 1,5 % P_N dla silników o mocy 91 – 160 kW. Można założyć z pewnym przybliżeniem, że dodatkowe straty obciążeniowe rozkładają się po połowie na stojan i na wirnik [36,43,98]. Według zaleceń norm przyjmuje się zależność tych strat od prądu obciążenia, dokładniej od kwadratu prądu obciążenia. Taka zależność pozwala na przedstawienie tych strat za pomocą zastępczej rezystancji na schemacie zastępczym silnika.

Przy założeniu, że wartości znamionowych dodatkowych strat obciążeniowych w stojanie i wirnika są porównywalne,

$$P_{saLN} = P_{raLN} = \frac{1}{2} P_{aLN}, \quad (3.2)$$

można wyznaczyć rezystancję reprezentującą straty dodatkowe w stojanie z zależności

$$R_{saL} = \frac{P_{saLN}}{3I_{sN}^2} = \frac{1}{2} \frac{P_{aLN}}{3I_{sN}^2}, \quad (3.3)$$

natomiast podobna rezystancja w obwodzie wirnika będzie równa

$$R_{raL} = \frac{P_{raLN}}{3I_{rN}^2} = \frac{1}{2} \frac{P_{aLN}}{3I_{rN}^2} \quad (3.4)$$

Tak wyznaczone rezystancje zastępcze można wykorzystać zarówno do obliczeń symulacyjnych jak też innych obliczeń, gdzie zachodzi konieczność uwzględnienia strat dodatkowych obciążeniowych. Jeżeli zachodzi konieczność określenia dodatkowych strat obciążeniowych dla innej częstotliwości niż znamionowa, wówczas można skorzystać z następującego zmodyfikowanego przeliczenia opartego o zależność podaną w [84]:

$$P_{aLN}^* = P_{aLN} \left(\frac{\Omega_s^*}{\Omega_s} \right)^2 = P_{aLN} \left(\frac{n_s^*}{n_s} \right)^2 = P_{aLN} \left(\frac{f_s^*}{f_s} \right)^2 \quad (3.5)$$

gdzie: P_{aLN} - znamionowe straty dodatkowe obciążeniowe dla częstotliwości znamionowej,

P_{aLN}^* - znamionowe straty dodatkowe obciążeniowe dla częstotliwości przeliczanej,

Ω_s, n_s - prędkość synchroniczna kątowna i obrotowa dla częstotliwości znamionowej f_s ,

Ω_s^*, n_s^* - prędkość synchroniczna kątowna i obrotowa dla częstotliwości przeliczanej f_s^* .

Przeliczone straty dodatkowe należy rozdzielić po połowie na stojan i wirnik, zgodnie z sugestią zawartą w [B9], a następnie wyznaczyć odpowiednie rezystancje ich reprezentujące.

3.3. Straty w uzwojeniu stojana

Straty te wywołane są prądem stojana płynącym przez to uzwojenie. Przedstawia je zależność

$$P_{ws} = 3R_s I_s^2 \quad (3.5)$$

Ponieważ rezystancja R_s zgodnie z zależnością (2.3) stanowi sumę rezystancji uzwojenia stojana pomierzonej prądem stałym i rezystancji wynikającej z obecności dodatkowych strat obciążeniowych, wobec tego straty wyliczone wg powyższej zależności będą sumą strat podstawowych i dodatkowych strat obciążeniowych.

3.4. Straty w uzwojeniu wirnika

Straty te wynikają z przepływu prądu wirnika przez uzwojenia faz wirnika. Wyznacza je się z zależności

$$P_{wr} = 3R_r I_r^2 \quad (3.6)$$

W równaniu tym rezystancja R_r jest rezystancją jednej fazy wirnika dla prądu stałego i rezystancji reprezentującej straty dodatkowe obciążeniowe wg zależności (2.6). W związku z tym straty wyliczone wg powyższej zależności uwzględniają zarówno straty podstawowe, jak i straty dodatkowe obciążeniowe w wirniku.

3.5. Straty mechaniczne

Do rozważań przyjmuje się wartość strat mechanicznych P_m wyznaczonych z próby biegu jałowego i zakłada się ich stałą wartość niezależną od zmian prędkości obrotowej związanej ze zmianami obciążenia. Można dopuścić takie założenie, gdyż straty te mają niewielki udział w bilansie strat szczególnie w zakresie obciążeń większych, bliskich znamionowemu. Natomiast dla obciążeń niewielkich, kiedy udział strat mechanicznych zaczyna rosnąć, ich wartość jest bardzo bliska wartości rzeczywistej, gdyż silnik pracuje wtedy przy poślizgach, przy których wyznaczono wartość tych strat.

3.6. Straty wywołane prądem magnesującym

Straty mocy P_f wywołane prądem magnesującym I_m związane są z przepływem tego prądu przez rezystancję uzwojenia stojana. Mogą być one określone jako straty wzbudzenia P_f

$$P_f = 3R_s I_m^2 \quad (3.7)$$

W celu uzyskania możliwie wysokiej dokładności obliczeń związanych z analizą strat zachodzi konieczność wyodrębnienia tych strat, gdyż ich wartość ze względu na znaczący udział prądu magnesującego w prądzie stojana, jest relatywnie duża. Oczywiście wartość tych strat silnie zależy od wartości strumienia magnetycznego w maszynie, a tym samym od wartości napięcia zasilającego. Straty te dają się pomierzyć przy biegu jałowym..

3.7. Straty na zestyku ślizgowym szczotka – pierścień ślizgowy

Analiza sprawności silnika pierścieniowego będzie prowadzona przy założeniu, że będzie on pracował ze szczotkami stale nalegającymi do pierścieni ślizgowych. Ma to miejsce najczęściej w silnikach pierścieniowych niewielkiej mocy. W takim przypadku zachodzi konieczność uwzględnienia w bilansie mocy strat przejścia na szczotkach P_{pb} . Straty te przeliczone na stronę stojana będą równe iloczynowi sprowadzonego prądu wirnika i sprowadzonego spadku napięcia na zestyku ślizgowym ΔU_b

$$P_{pb} = 3\Delta U_b I_r \quad (3.8)$$

Sprowadzony na stronę stojana spadek napięcia na zestyku ślizgowym będzie równy

$$\Delta U_b = n_{sr} \Delta U_b^* \quad (3.9)$$

gdzie: n_{sr} - przekładnia uzwojeniowa silnika pierścieniowego,

ΔU_b^* - rzeczywisty spadek napięcia na zestyku ślizgowym.

Do obliczeń przyjmowano dla szczotek metalowęglowych $\Delta U_b^* = 0,3$ V, gdyż taką wartość wykazały pomiary laboratoryjne. Potwierdzają to dane znajdujące się w katalogu szczotek produkcji zakładów „Elektrokarbon” [K1], jak również zalecenia nowej normy [N5].

3.8. Straty w uzwojeniach od prądu wirnika

Przy zapisie strat ze względów formalnych pojawiają się straty w uzwojeniach stojana i wirnika wywołane przez prąd wirnika, które zostały oznaczone jako P_k .

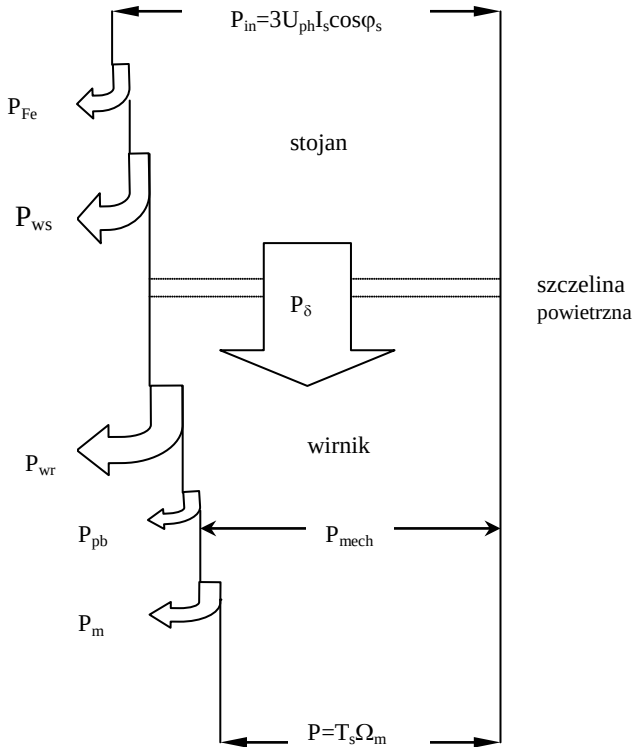
$$P_k = 3(R_s + R_r)I_r^2 \quad (3.10)$$

Oznaczenie tych strat spotyka się tylko przy opisie wykresów.

3.9. Diagram mocy

W celu lepszego przybliżenia obrazu zjawisk energetycznych, jakie zachodzą w silniku indukcyjnym w związku z przetwarzaniem mocy, sporządza się

diagram mocy, znany w polskiej literaturze jako wykres Sankey'a. Na rys.3.3 przedstawiono taki diagram mocy dla silnika indukcyjnego pierścieniowego zbudowany bez wyeksponowania dodatkowych strat obciążeniowych w stojanie i wirniku. W przypadku silnika klatkowego straty te zostały włączone do strat w uzwojeniu stojana P_{ws} i strat w uzwojeniu wirnika P_{wr} .



Rys.3.3. Diagram mocy sporządzony dla indukcyjnego silnika pierścieniowego, dla silnika klatkowego $P_{pb} = 0$.

Przedstawiony diagram mocy uwzględnia straty występujące w indukcyjnym silniku pierścieniowym. Oczywiście jest, że dla rozważań prowadzonych dla silnika klatkowego należy pominąć straty na rezystancji przejścia P_{pb} . Zgodnie z przedstawionym diagramem mocy będzie prowadzona analiza strat i sprawności silników w kolejnych rozdziałach. Schemat zastępczy indukcyjnego silnika klatkowego odpowiadający przedstawionemu diagramowi mocy został zamieszczony w aneksie, rys.14.2.

4. Sprawność maksymalna stojana silnika indukcyjnego

Teoretycznie sprawność stojana definiowana jako stosunek mocy wewnętrznej do mocy pobieranej z sieci, dotyczyłaby silnika indukcyjnego wyposażonego w bezstratny wirnik.

Przeprowadzenie rozważań dotyczących sprawności maksymalnej stojana miało na celu:

- wykazanie jakie elementy strat mocy i jakie składowe prądu stojana można pominąć w pogłębionych rozważaniach nad sprawnością maksymalną silnika indukcyjnego,
- przygotowanie czytelnika do rozważań prowadzonych w kolejnych rozdziałach, związanych z analizą sprawności maksymalnej silnika indukcyjnego w różnych warunkach pracy. .

Dokonana w tym rozdziale analiza wskazuje na związki pomiędzy stratami i mocą wewnętrzną maszyny, i teoretycznie zdefiniowaną sprawnością stojana. Rozważania przeprowadzono w celu wyznaczenia warunku na występowania maksymalnej sprawności stojana dla dwóch przypadków pracy:

- silnik pracuje zasilany napięciem o stałej wartości i zmieniającej się mocy wewnętrznej,
- silnik pracuje obciążony mocą wewnętrzną o stałej wartości i zmieniającym się napięciu zasilającym.

4.1. Warunek na maksimum sprawności stojana dla $U = \text{const.}$ i $P_{\delta} = \text{var.}$

Do rozważań należy przyjąć straty, jakie występują na drodze przepływu mocy przez stojan, od zacisków silnika do szczeliny powietrznej. Z przedstawionego na rys.3.3 diagramu mocy wynika, że na rozpatrywanej drodze przepływu mocy występują straty w żelazie oraz straty na rezystancjach uzwojenia stojana, wywołane prądem stojana z uwzględnieniem dodatkowych strat obciążeniowych. Należy podkreślić, że przedstawione wyprowadzenie jest słuszne zarówno dla silnika klatkowego, jak i dla silnika pierścieniowego. Zakłada się stałą częstotliwość napięcia zasilającego. Rozpatrywanie sprawności stojana, jak już wspomniano, ma znaczenie tylko teoretyczne, jednak ze względu na otrzymane rozwiązanie jest interesujące i daje pewien pogląd o relacjach strat, przygotowując tym samym czytelnika do bardziej skomplikowanej analizy zagadnień sprawności z uwzględnieniem całokształtu strat.

Teoretycznie zdefiniowana sprawność stojana η_e będzie wyznaczana z zależności:

$$\eta_e = \frac{P_\delta}{P_\delta + P_{ts}} \quad , \quad (4.1)$$

gdzie P_{ts} to straty całkowite stojana.

Straty w uzwojeniu stojana po uwzględnieniu składowych prądu stojana (2.2)

$$P_{ws} = 3R_s (I_m^2 + I_r^2 + I_{Fe}^2 + 2I_r I_{Fe}) \quad (4.2)$$

Po przekształceniach, uwzględniając że

$$I_o^2 = I_m^2 + I_{Fe}^2 \quad , \quad (4.3)$$

otrzymuje się zależność

$$P_{ws} = 3R_s I_o^2 + 3R_s I_r^2 + 6R_s I_r I_{Fe} \quad (4.4)$$

Wobec tego straty całkowite stojana P_{ts} będą równe

$$P_{ts} = 3R_s I_o^2 + 3R_s I_r^2 + 6R_s I_r I_{Fe} + P_{Fe} \quad (4.5)$$

Wyznaczone straty można wstawić do wyrażenia na sprawność (4.1)

$$\eta_e = \frac{P_\delta}{P_\delta + P_{Fe} + 3R_s I_o^2 + 3R_s I_r^2 + 6R_s I_r I_{Fe}} \quad (4.6)$$

Przed zróżniczkowaniem wyrażenia (4.6), należy prąd wirnika sprowadzony na stronę stojana i wyznaczony z zależności (2.14), podstawić do wyrażenia na sprawność

$$\eta_e = \frac{P_\delta}{P_\delta + P_{Fe} + 3R_s I_o^2 + 3R_s \frac{P_\delta^2}{(3U_i)^2} + 6R_s \frac{P_\delta}{3U_i} I_{Fe}} \quad (4.7)$$

Przy założeniu stałej wartości napięcia zasilającego można przyjąć również stałość napięcia indukowanego, $U_i = \text{const}$. Wobec tego straty w rdzeniu wyznaczone przy biegu jałowym, jak również straty w uzwojeniu stojana wywołane prądem biegu jałowego I_o , będą niezależne od obciążenia.

Pochodna sprawności η_e względem mocy wewnętrznej wyrazi się zależnością

$$\frac{d\eta_e}{dP_\delta} = \frac{P_\delta + P_{Fe} + 3R_s I_o^2 + 3R_s \frac{P_\delta^2}{(3U_i)^2} + 6R_s \frac{P_\delta}{3U_i} I_{Fe}}{M^2} - \frac{P_\delta \left(1 + 6R_s \frac{P_\delta}{(3U_i)^2} + 6R_s \frac{1}{3U_i} I_{Fe} \right)}{M^2} \quad (4.8)$$

gdzie: M – mianownik wyrażenia na sprawność η_e .

Po przyrównaniu do zera otrzymanego wyrażenia na pochodną i dokonaniu pewnych przekształceń otrzymuje się równanie strat mocy

$$P_{Fe} + 3R_s I_o^2 = 3R_s I_r^2 \quad (4.9)$$

Otrzymana zależność jest warunkiem na maksimum sprawności η_e powiązanej z mocą wewnętrzną i wyrażonym w oparciu o relacje strat. Wynika z niego, że maksimum sprawności stojana wystąpi przy obciążeniu, dla którego suma strat w rdzeniu i strat w uzwojeniu stojana od prądu biegu jałowego będzie równa stratom w uzwojeniu stojana wywołanym przez sprowadzony prąd wirnika. Lewa strona równania stanowi sumę strat niezależnych od obciążenia, które można określić jako straty stałe, prawa natomiast przedstawia sobą straty zmienne zależne od obciążenia.

4.2. Warunek na maksimum sprawności stojana

dla $P_\delta = \text{const.}$ i $U = \text{var.}$

Poniższe rozważania prowadzą do określenia warunku na minimum strat całkowitych. Oczywiście jest, że warunek ten będzie tożsamy warunkowi na maksimum sprawności. Dla rozważań prowadzonych przy stałej mocy wewnętrznej punktem wyjścia staje się równanie strat stojana P_{ts} o postaci

$$P_{ts} = 3R_s I_s^2 + P_{Fe}(I_m) \quad (4.10)$$

Oba składniki będą w tym przypadku stratami zmiennymi, zależnymi od zmian wartości napięcia zasilającego. W związku z tym napięcie indukowane będzie się zmieniało i musi być przedstawione jako funkcja prądu magnesującego $U_i = f(I_m)$, zgodnie z zależnością (2.19):

$$U_i(I_m) = aI_m^3 + bI_m^2 + cI_m,$$

natomiast prąd wirnika będzie przedstawiony wg zależności (2.14).

Po podstawieniu wyrażenia na kwadrat prądu stojana (2.2), równanie strat przybierze postać:

$$P_{ts} = 3R_s I_m^2 + 3R_s I_r^2 + 3R_s I_{Fe}^2 + 6R_s I_r I_{Fe} + P_{Fe} \quad (4.11)$$

Ponieważ w dalszych rozważaniach zajdzie konieczność wyznaczenia pochodnej dP_{ts}/dI_m , co będzie związane z liczeniem pochodnych poszczególnych składników strat, należy wcześniej oszacować wartości wybranych elementów w stosunku do innych przez policzenie ich pochodnych.

Składową czynną prądu biegu jałowego I_{Fe} można przedstawić jako:

$$I_{Fe}(I_m) = \frac{P_{Fe}(I_m)}{3U_i(I_m)}, \quad (4.12)$$

a straty wywołane tym prądem w uzwojeniu stojana będą równe

$$3R_s I_{Fe}^2 = 3R_s \frac{P_{Fe}^2(I_m)}{9U_i^2(I_m)} \quad (4.13)$$

Ponieważ straty w rdzeniu, jak również napięcie indukowane są funkcją prądu magnesującego, wobec tego pochodna tych strat względem prądu magnesującego będzie równa

$$\frac{d}{dI_m}(3R_s I_{Fe}^2) = \frac{d}{dI_m} \left(3R_s \frac{P_{Fe}^2(I_m)}{9U_i^2(I_m)} \right) = 6R_s \frac{P_{Fe}^2}{(3U_i)^2} \left(\frac{P'_{Fe}}{P_{Fe}} - \frac{U'_i}{U_i} \right) \quad (4.14)$$

gdzie:

$$P'_{Fe} = \frac{dP_{Fe}}{dI_m} \quad \text{oraz} \quad U'_i = \frac{dU_i}{dI_m}$$

Ostatecznie równanie (4.14) po przekształceniach przybierze postać

$$(3R_s I_{Fe}^2)' = 6R_s I_{Fe}^2 \left(\frac{P'_{Fe}}{P_{Fe}} - \frac{U'_i}{U_i} \right) \quad (4.15)$$

Z otrzymanego wyrażenia wynika, że straty wywołane prądem I_{Fe} na rezystancji R_s będą niewielkie. Spowodowane to jest relatywnie małą wartością tego prądu, jak też wyrażeniem w nawiasie, którego niewielka wartość wynika

z różnicy dwóch ułamków, a zwłaszcza ze stosunku pochodnych do zmiennych. Dodatkowo, ten element strat jest bardzo skomplikowany w zapisie i w związku z tym, bez istotnego zmniejszenia dokładności równania, można ten element strat pominąć.

Drugi element strat o równie skomplikowanym zapisie to pochodna poniższego iloczynu również liczona względem prądu magnesującego

$$\begin{aligned} \frac{d}{dI_m}(6R_s I_r I_{Fe}) &= \frac{d}{dI_m} \left(6R_s \frac{P_\delta}{3U_i(I_m)} \frac{P_{Fe}(I_m)}{3U_i(I_m)} \right) = \\ &= 6R_s \frac{P_\delta}{3U_i} \left[\frac{P'_{Fe}}{3U_i} \frac{P_{Fe}}{P_{Fe}} - 2 \frac{P_{Fe}}{3U_i} \frac{U'_i}{U_i} \right] \end{aligned} \quad (4.16)$$

Ostatecznie pochodna strat wynikające z iloczynu dwóch prądów może być przedstawiona jako

$$(6R_s I_r I_{Fe})' = 6R_s I_r I_{Fe} \left(\frac{P'_{Fe}}{P_{Fe}} - 2 \frac{U'_i}{U_i} \right) \quad (4.17)$$

W tym przypadku również ze względu na bardzo skomplikowany i trudny w interpretacji zapis tych strat, jak również ich relatywnie niewielką wartość można ten element strat pominąć. Przeprowadzone obliczenia dla optymalnego punktu pracy silnika klatkowego dla $P = 1057$ W i $f_s = 50$ Hz pokazały, że wartość składnika (4.15) wyniosła 0,15 W, natomiast wartość składnika (4.17) była równa 1,75 W. Wskazuje to na możliwość pominięcia obu składników strat w dalszych rozważaniach.

W związku z pominięciem tych dwóch elementów strat, równanie strat przybierze uproszczoną postać

$$P_{ts} = 3R_s I_m^2 + 3R_s I_r^2 + P_{Fe} \quad (4.18)$$

Powyższy zapis strat jest praktycznie równoważny przyjęciu do rozważań tylko dwóch składowych prądów stojana, prądu magnesującego i prądu wirnika, z pominięciem składowej czynnej prądu biegu jałowego I_{Fe} .

$$I_s^2 = I_m^2 + I_r^2 \quad (4.19)$$

Taka forma zapisu prądu stojana będzie stosowana w dalszych rozważaniach dotyczących minimalizacji strat w odniesieniu do mocy wydawanej na wałę. Pozwoli to na znaczne uproszczenie zapisu strat przy jednoczesnym minimal-

nym pogorszeniu dokładności obliczeń. Dodatkowy zysk wynikający z tych uproszczeń to możliwość uzyskania przejrzystych zależności.

W związku z uwzględnieniem tylko dwóch składowych prądu stojana równanie strat przybierze postać

$$P_{ts} = 3R_s I_m^2 + 3R_s \frac{P_\delta^2}{(3U_i)^2} + P_{Fe} \quad (4.20)$$

Kolejnym krokiem będzie wyznaczenie pochodnej dP_{ts} / dI_m i po przyrównaniu jej do zera równanie strat przybierze postać:

$$3R_s I_m^2 \frac{1}{I_m} + \frac{1}{2} P_{Fe} \frac{P_{Fe}'}{P_{Fe}} = 3R_s \frac{P_\delta^2}{(3U_i)^2} \frac{U_i'}{U_i} \quad (4.21)$$

Końcowa postać będzie następująca:

$$3R_s I_m^2 \frac{1}{I_m} + \frac{1}{2} P_{Fe} \frac{P_{Fe}'}{P_{Fe}} = 3R_s I_r^2 \frac{U_i'}{U_i} \quad (4.22)$$

Można ją jeszcze przekształcić do formuły bardziej zwężłej w zapisie

$$3R_s I_m^2 (\ln I_m)' + \frac{1}{2} P_{Fe} (\ln P_{Fe})' = 3R_s I_r^2 (\ln U_i)' \quad (4.23)$$

Jest to postać równania będąca jednocześnie warunkiem na minimum strat przy zadanej wartości mocy wewnętrznej. Wynika z niego, że po lewej stronie występują straty na rezystancji uzwojenia stojana od prądu magnesującego oraz połowa strat w rdzeniu, natomiast po prawej stronie znajdują się straty na rezystancji uzwojenia stojana od prądu wirnika. Przy każdym z poszczególnych elementów strat występuje określony współczynnik wyrażający się ilorazem pochodnej danej wielkości do jej funkcji. Współczynnik ten może być przedstawiony jako pochodna logarytmu naturalnego z poszczególnych wielkości. Współczynniki te będą się zmieniały w zależności od przyjętej wartości mocy wewnętrznej. Wskutek zmiany tych współczynników relacje strat tj. suma strat $3R_s I_m^2 + P_{Fe}$ do strat $3R_s I_r^2$ nie będą stałe, lecz również będą się zmieniały. Znamiennym jest, że w równaniu (4.23) występuje tylko połowa wartości strat w rdzeniu. Oznacza to, że straty te są marginalizowane w stosunku do strat w uzwojeniach. Ich udział ze względu na współczynnik 0,5 ulega wyraźnemu zmniejszeniu w równaniu strat mocy.

5. Sprawność maksymalna silnika indukcyjnego zasilanego napięciem o stałej wartości

Jest to przypadek pracy powszechnie spotykany. Wiadomo, że krzywa sprawności jest zazwyczaj tak ukształtowana, że jej maksimum przypada dla obciążenia mniejszego od znamionowego, najczęściej w przedziale $(0,6-1,0)P_N$. Na ten zakres wskazują wyniki badań przeprowadzone na wielu silnikach indukcyjnych.

W literaturze brakuje dotychczas dokładnego zapisu warunku na występowanie maksimum sprawności, sformułowanego w oparciu o dokładny zapis strat. Rozważania ograniczają się zwykle do powierzchniowej analizy strat i najczęściej warunek ten zostaje sprowadzony do równości strat stałych i strat zmiennych. Jako straty stałe przyjmowane są straty podstawowe w żelazie i straty mechaniczne, natomiast jako straty zmienne przedstawiane są straty obciążeniowe [B3,B12]. Niekiedy do strat stałych zaliczane są straty od prądu magnesującego w uzwojeniu stojana [2], [B4,B6,B10]. Podejmowane wcześniej próby dokładniejszej analizy strat i sformułowania bardziej precyzyjnego warunku na maksimum sprawności doprowadziły do podania nowej definicji mówiącej o równości strat biegu jałowego i strat w uzwojeniach od prądu wirnika, które w sposób przybliżony można określić jako straty zwarcia [3,4,5]. Jednak te rozważania zawierały również w tym przypadku pewne uproszczenia polegające na przyjmowaniu mocy wewnętrznej maszyny jako mocy na wale. Jak już wspomniano, tego rodzaju uproszczenie spotykane jest dość często przy analizowaniu przebiegu krzywej sprawności.

W rozdziale tym zostanie przeprowadzona analiza strat i sprawności z uwzględnieniem mocy na wale silnika, prowadząca do sformułowania dokładniejszego warunku na występowanie maksimum sprawności w silniku klatkowym oraz silniku pierścieniowym przy stałej wartości napięcia zasilającego. Wyprowadzone zależności mogą być wykorzystane do analitycznego wyznaczania wartości mocy odpowiadającej maksymalnej sprawności silnika indukcyjnego [26,27].

5.1. Warunek na maksimum sprawności dla silnika klatkowego

Poszukiwania powyższego warunku muszą uwzględniać wszystkie straty występujące zarówno w stojanie, jak i w wirniku. Sprawność zdefiniowana zostanie jako stosunek mocy wydawanej do sumy mocy wydawanej i strat całkowitych silnika

$$\eta = \frac{P}{P + P_t} \quad (5.1)$$

Straty całkowite P_t będą równe

$$P_t = P_{Fe} + P_m + 3R_s I_s^2 + 3R_r I_r^2 \quad (5.2)$$

Podstawiając wyrażenie na prąd stojana (2.2) otrzymuje się

$$P_t = P_{Fe} + P_m + 3R_s (I_m^2 + I_r^2 + I_{Fe}^2 + 2I_r I_{Fe}) + 3R_r I_r^2 \quad (5.3)$$

Przekształcenie tego równania prowadzi do postaci określającej straty całkowite:

$$P_t = P_{Fe} + P_m + 3R_s I_o^2 + 3(R_s + R_r)I_r^2 + 6R_s I_r I_{Fe} \quad (5.4)$$

Przy założeniu, że napięcie zasilania pozostaje stałe $U_s = \text{const.}$ oraz napięcie indukowane $U_i = \text{const.}$, z powyższego wyrażenia można wyodrębnić straty biegu jałowego niezależne od obciążenia

$$P_{ino} = P_{Fe} + P_m + 3R_s I_o^2 \quad (5.5)$$

Pomija się tutaj niewielką składową prądu wirnika występującą przy biegu jałowym, która dodaje się do prądu I_{Fe} . Pominiecie tej składowej prądu biegu jałowego praktycznie nie ma istotnego wpływu na wartość prądu I_o , gdyż o jego wartości decyduje składowa magnesująca I_m .

Po podstawieniu wyrażenia na straty całkowite otrzymuje się wyrażenie na sprawność

$$\eta = \frac{P}{P + P_{ino} + 3(R_s + R_r)I_r^2 + 6R_s I_r I_{Fe}} \quad (5.6)$$

Prąd wirnika związany jest z mocą obciążenia zależnością (2.16) wyprowadzoną w rozdziale 2.5 o postaci

$$I_r = \frac{3U_i - \sqrt{9U_i^2 - 12R_r(P + P_m)}}{6R_r}$$

Pochodna sprawności względem mocy wydawanej będzie równa

$$\begin{aligned} \frac{d\eta}{dP} = & \frac{P + P_{ino} + 3(R_s + R_r)I_r^2 + 6R_s I_r I_{Fe}}{M^2} - \\ & + \frac{P[1 + 6(R_s + R_r)I_r I_r' + 6R_s I_r' I_{Fe}]}{M^2} \end{aligned} \quad (5.7)$$

gdzie:

$$I_r' = \frac{dI_r}{dP} \quad \text{oraz} \quad M - \text{mianownik wyrażenia na sprawność.}$$

Po przyrównaniu do zera i przekształceniach otrzymuje się równanie o postaci

$$\begin{aligned} P + P_{ino} + 3(R_s + R_r)I_r'^2 + 6R_s I_r I_{Fe} = \\ = P + 6P(R_s + R_r)I_r I_r' + 6PR_s I_r' I_{Fe} \end{aligned} \quad (5.8)$$

Po redukcji wyrazów podobnych równanie powyższe można zapisać w postaci

$$P_{ino} = 3(R_s + R_r)I_r'^2 \left(2P \frac{I_r'}{I_r} - 1 \right) + 6R_s I_r I_{Fe} \left(P \frac{I_r'}{I_r} - 1 \right) \quad (5.9)$$

Aby móc właściwie zinterpretować otrzymany wynik należy oszacować jaką wartość mogą przybierać wyrażenia w kolejnych nawiasach. W tym celu należy wyznaczyć pochodną prądu wirnika I_r względem mocy P występującą w wyrażeniach umieszczonych w nawiasach

$$\frac{dI_r}{dP} = - \frac{-12R_r}{12R_r \sqrt{9U_i^2 - 12R_r(P + P_m)}} = \frac{1}{\sqrt{9U_i^2 - 12R_r(P + P_m)}} \quad (5.10)$$

Pierwsze analizowane wyrażenie w nawiasie w równaniu (5.9) można oznaczyć jako G_k

$$2P \frac{I_r'}{I_r} - 1 = G_k \quad (5.11)$$

Wstawiając wyrażenie na prąd wirnika i jego pochodną do (5.11) otrzymuje się

$$G_k = 2P \frac{1}{\sqrt{9U_i^2 - 12R_r(P + P_m)}} \times \frac{6R_r}{3U_i - \sqrt{9U_i^2 - 12R_r(P + P_m)}} - 1 \quad (5.12)$$

Po kolejnych przekształceniach wyrażenie przybierze postać:

$$G_k = \frac{P}{P + P_m} \left\{ \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{12R_r(P + P_m)}{9U_i^2}}} + 1 \right\} - 1 \quad (5.13)$$

Wyrażenie pod pierwiastkiem jest bliskie jedności. Aby to wykazać można się posłużyć przykładem obliczonym dla badanego silnika klatkowego Sg 90 L-4

Dane do obliczeń:

$$\begin{aligned} P &= 950 \text{ W (moc obciążenia dla maksimum sprawności przy } U_N = 380 \text{ V)} \\ P_m &= 33 \text{ W} \\ U_i &= 197 \text{ V (napięcie indukowane wyliczone dla obciążenia } P = 950 \text{ W)} \\ R_r &= 4,9 \Omega \end{aligned}$$

Wyrażenie podpierwiastkowe będzie równe

$$1 - \frac{12 \times 4,9(950 + 33)}{9 \times 197^2} = 1 - 0,165 = 0,835$$

Odwrotność pierwiastka wyniesie

$$\frac{1}{\sqrt{0,835}} = 1,09$$

Z powyższego przykładu wynika, że analizowane wyrażenie bliskie jest jedności, a całość wyrażenia w nawiasie będzie w przybliżeniu równa dwa. Przy takim założeniu wyrażenie G_k przybierze postać

$$G_k \approx \frac{2P}{P + P_m} - 1 \approx \frac{P - P_m}{P + P_m} \quad (5.14)$$

Przeanalizowania wymaga również drugie wyrażenie H_k z zależności (5.9) o postaci

$$P \frac{I_r'}{I_r} - 1 = H_k \quad (5.15)$$

Po wstawieniu odpowiednich wyrażeń otrzymuje się

$$H = P \frac{1}{\sqrt{9U_i^2 - 12R_r(P + P_m)}} \times \frac{6R_r}{3U_i - \sqrt{9U_i^2 - 12R_r(P + P_m)}} - 1 \quad (5.16)$$

Po kilku przekształceniach wyrażenie otrzyma postać:

$$H_k = \frac{P}{2(P + P_m)} \left\{ \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{12R_r(P + P_m)}{9U_i^2}}} + 1 \right\} - 1 \quad (5.17)$$

Podobnie jak w przypadku zależności G_k , wartość wyrażenia w nawiasie będzie w przybliżeniu równa 2, wobec tego

$$H_k \approx \frac{2P}{2(P + P_m)} - 1 \approx \frac{P}{P + P_m} - 1 \approx -\frac{P_m}{P + P_m} \quad (5.18)$$

Po uwzględnieniu przekształconych wyrażeń G i H równanie (5.9) można przedstawić w postaci

$$P_{ino} = 3(R_s + R_r)I_r^2 \frac{P - P_m}{P + P_m} - 6R_s I_r I_{Fe} \frac{P_m}{P + P_m} \quad (5.19)$$

Ze względu na małą wartość prądu I_{Fe} oraz niewielką wartość wyrażenia H_k drugi człon równania może być pominięty i wówczas

$$P_{ino} \approx 3(R_s + R_r)I_r^2 \frac{P - P_m}{P + P_m} \quad (5.20)$$

Z wartości podanych w przykładzie jednoznacznie wynika, że ze względu na relatywnie dużą wartość mocy P i niewielką wartość strat mechanicznych P_m wyrażenie G_k praktycznie bliskie jest jedności. Wobec tego równanie przybierze bardzo prostą postać

$$P_{ino} \approx 3(R_s + R_r)I_r^2 \quad (5.21)$$

Zgodnie z wprowadzonym oznaczeniem w podrozdziale 3.6, wzór (3.10), powyższą zależność można zapisać jako

$$P_{ino} \approx P_k \quad (5.22)$$

Z wyprowadzonej zależności wynika, że maksimum sprawności dla silnika pracującego przy stałym napięciu zasilającym wystąpi przy takim obciążeniu, dla którego straty biegu jałowego będą równe stratom w uzwojeniach stojana i wirnika wywołane prądem wirnika. Otrzymana zależność jest identyczna jak w pracy [5] mimo, iż znajdujące się tam wyprowadzenie zostało dokonane z zastosowaniem większych uproszczeń. Należy dodać, że identyczną zależność można wyprowadzić dla transformatora [10]. Świadczy to o tym, że obraz zjawisk związany z relacją strat dla maksymalnej sprawności jest dla obu maszyn bardzo podobny. Podobnie jak dla transformatora, można zdefiniować współczynnik względnego obciążenia dla którego wystąpi maksimum sprawności. Zakładając, że moc na wale jest proporcjonalna do prądu wirnika

$$P \approx k_p I_r \quad (5.23)$$

oraz dla mocy znamionowej

$$P_N \approx k_p I_{rN}, \quad (5.24)$$

to współczynnik względnego obciążenia będzie można zdefiniować następująco:

$$k_p = \frac{P}{P_N} \approx \frac{I_r}{I_{rN}} \quad (5.25)$$

Równanie na maksimum sprawności może być przedstawione jako

$$P_{ino} \approx 3(R_s + R_r)(k_p I_{rN})^2 \quad (5.26)$$

Wyliczona wartość względnego obciążenia

$$k_p \approx \sqrt{\frac{P_{ino}}{3(R_s + R_r)I_{rN}^2}} \quad (5.27)$$

Z powyższej zależności wynika wniosek, że na podstawie pomiaru strat biegu jałowego i obliczonych stratach w uzwojeniach od znamionowej wartości prądu wirnika można oszacować wartość względnego obciążenia przy którym wystąpi maksimum sprawności.

Wyprowadzona wcześniej dokładna zależność (5.9) stwarza możliwość relatywnie ścisłego wyznaczenia mocy obciążenia dla maksymalnej sprawności. Może ona znaleźć zastosowanie praktyczne, szczególnie w odniesieniu do silników średniej i dużej mocy dla których przeprowadzenie próby obciążenia połączonej z dokładnym wyznaczeniem przebiegu krzywej sprawności może być utrudnione. Do równania (5.10) należy podstawić wyrażenia na I_r i I_r' i w wyniku otrzymuje się równanie (5.28).

$$\begin{aligned} P_{ino} = & 3(R_s + R_r) \left[\frac{3U_i - \sqrt{9U_i^2 - 12R_r(P + P_m)}}{6R_r} \right]^2 \times \\ & \times \left[2P \frac{1}{\sqrt{9U_i^2 - 12R_r(P + P_m)}} \times \frac{6R_r}{3U_i - \sqrt{9U_i^2 - 12R_r(P + P_m)}} \right] + \\ & + 6R_s I_{Fe} \frac{3U_i - \sqrt{9U_i^2 - 12R_r(P + P_m)}}{6R_r} \times \\ & \times \left(P \frac{1}{\sqrt{9U_i^2 - 12R_r(P + P_m)}} \times \frac{6R_r}{3U_i - \sqrt{9U_i^2 - 12R_r(P + P_m)}} \right) \end{aligned} \quad (5.28)$$

Rozwiązanie powyższego równania ze względu na P pozwoli na określenie usytuowania maksimum sprawności. Równanie takie można rozwiązać numerycznie posługując się programem „Mathematica” bądź „Mathcad”.

Aby je rozwiązać trzeba znać występujące w równaniu parametry i wielkości takie jak:

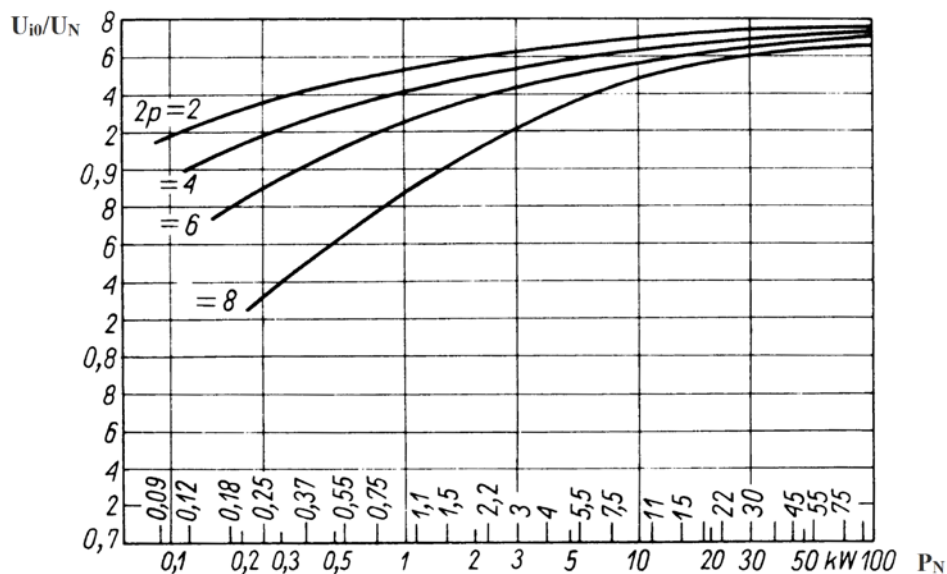
- rezystancja uzwojenia stojana z uwzględnieniem strat dodatkowych obciążeniowych R_s ,
- rezystancja uzwojenia wirnika z uwzględnieniem strat dodatkowych obciążeniowych R_r ,
- straty mechaniczne P_m ,
- wartość składowej czynnej prądu biegu jałowego I_{Fe} ,
- wartość napięcia indukowanego U_i ,
- wartość strat biegu jałowego P_{ino} .

Praktycznie prawie wszystkie te parametry można określić przeprowadzając próbę biegu jałowego oraz próbę zwarcia pomiarowego najlepiej na maszynie nagrzanej. Pewne wątpliwości budzi tutaj konieczność przyjęcia pewnej wartości napięcia indukowanego, które wystąpiłoby dla obciążenia z maksimum sprawności. W przypadku maszyn o mocach przekraczających 100 kW napięcie indukowane będzie prawie równe fazowemu napięciu zasilającemu [B2,B5]. Ustalenie wartości napięcia indukowanego dla maszyn o mniejszych mocach będzie wiązało się z koniecznością skorzystania z odpowiednich wykresów zamieszczonych w [B5] i przedstawionych na rys.5.1 i rys.5.2. Obrazują one względne wartości napięć indukowanych przy biegu jałowym oraz przy obciążeniu znamionowym w funkcji mocy znamionowej i liczby par biegunów.

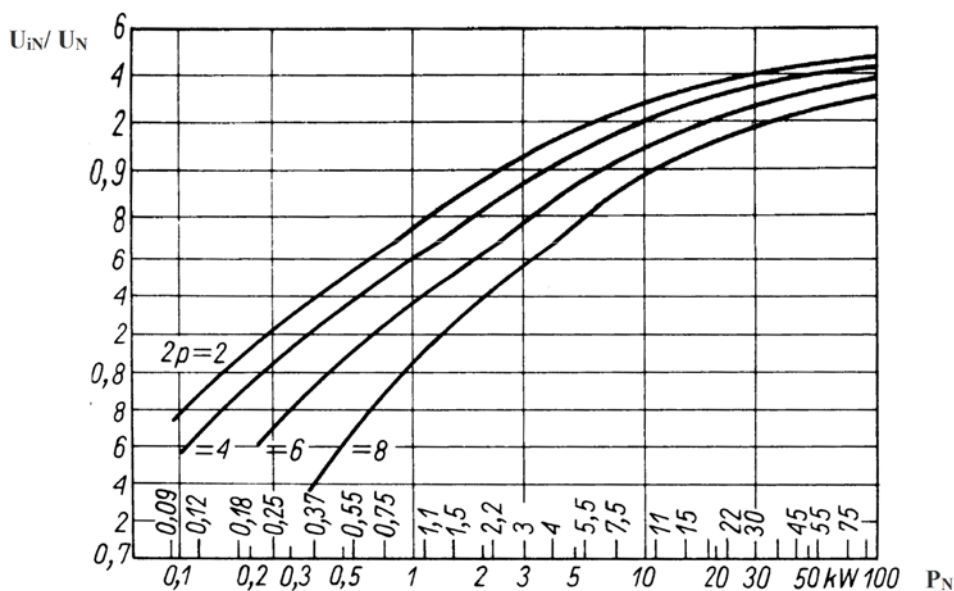
Na podstawie tych wykresów można oszacować wartość napięcia indukowanego dla obciążenia z maksimum sprawności. Statystycznie maksimum sprawności przypada dla obciążeń znajdujących się w przedziale $(0,6 - 0,8) P_N$ i dla takiego obciążenia należałoby przyjmować szacunki napięcia indukowanego. Następnie należałoby określić straty w żelazie oraz straty w uzwojeniach stojana dla przyjętej wartości napięcia indukowanego. Podkreślenia wymaga fakt, że w przypadku silników małej mocy dokładność wyznaczenia położenia maksimum sprawności dość istotnie zależy od oszacowanej wartości napięcia indukowanego i związanych z nim strat. W związku z tym można określić dwa przypadki postępowania:

1. dla maszyn o mocach powyżej 100 kW

Przyjmuje się, że napięcie indukowane jest równe napięciu fazowemu znamionowemu, a straty biegu jałowego będą równe stratom pomierzonym przy znamionowym napięciu zasilającym.



Rys.5.1. Względne wartości napięć indukowanych przy biegu jałowym dla silników klatkowych w zależności od ich mocy znamionowej i liczby par biegunów [B5]



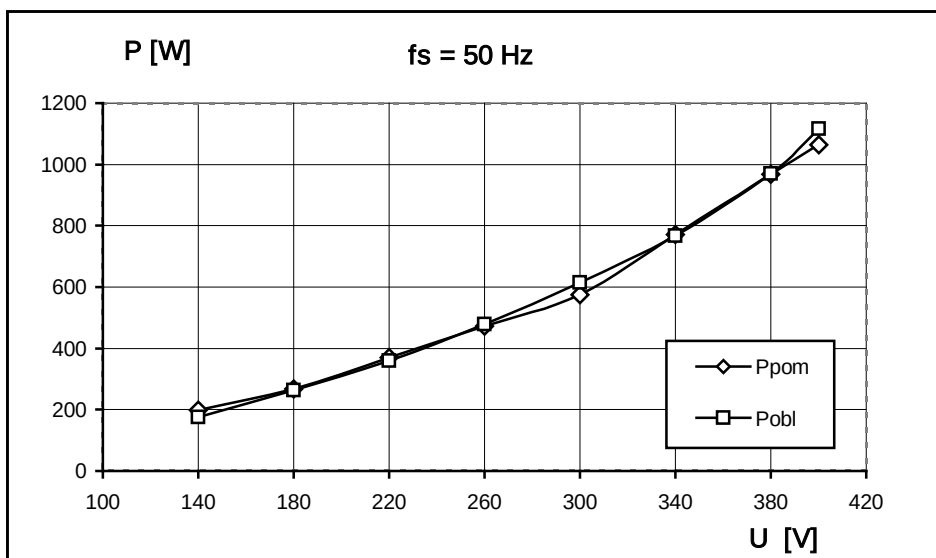
Rys.5.2. Względne wartości napięć indukowanych w stanie obciążenia znamionowego dla silników klatkowych w zależności od ich mocy i liczby par biegunów [B5]

2. dla maszyn o mocach poniżej 100 kW

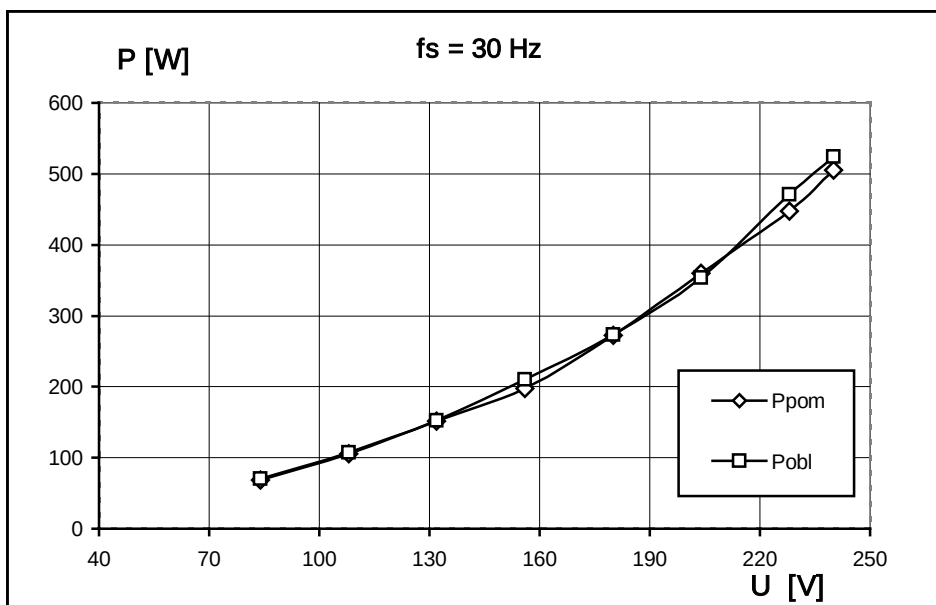
Należy oszacować wartość napięcia indukowanego na podstawie odpowiednich wykresów i dla tego napięcia odczytać straty biegu jałowego na podstawie charakterystyk sporządzonych w funkcji napięcia zasilającego ewentualnie w funkcji napięcia indukowanego.

5.2. Weryfikacja pomiarowo-analityczna dla silnika klatkowego

Sprawdzenie słuszności wzoru (5.28) pozwalającego na wyznaczenie mocy obciążenia silnika klatkowego dla maksymalnej sprawności przy zasilaniu napięciem o stałej wartości zostało dokonane przy przyjęciu tej samej wartości napięcia indukowanego. Na podstawie pomiarów przeprowadzonych dla kilku wybranych wartości napięcia zasilającego otrzymano określone wartości mocy obciążenia dla sprawności maksymalnej, podobnie jak to przedstawiono na rys.7.1 i dla nich obliczono wartości napięcia indukowanego. Następnie dla wyliczonych napięć indukowanych określono wartości strat biegu jałowego na podstawie sporządzonych charakterystyk biegu jałowego. Wyliczone wartości napięć indukowanych, jak również inne parametry wstawiono do równania (5.28) i rozwiązano je ze względu na moc obciążenia P . Obliczeń dokonano przy pomocy programu „Mathematica”. Pomierzone i wyliczone wartości mocy dla maksimów sprawności przedstawiono na rys.5.3 i rys.5.4.



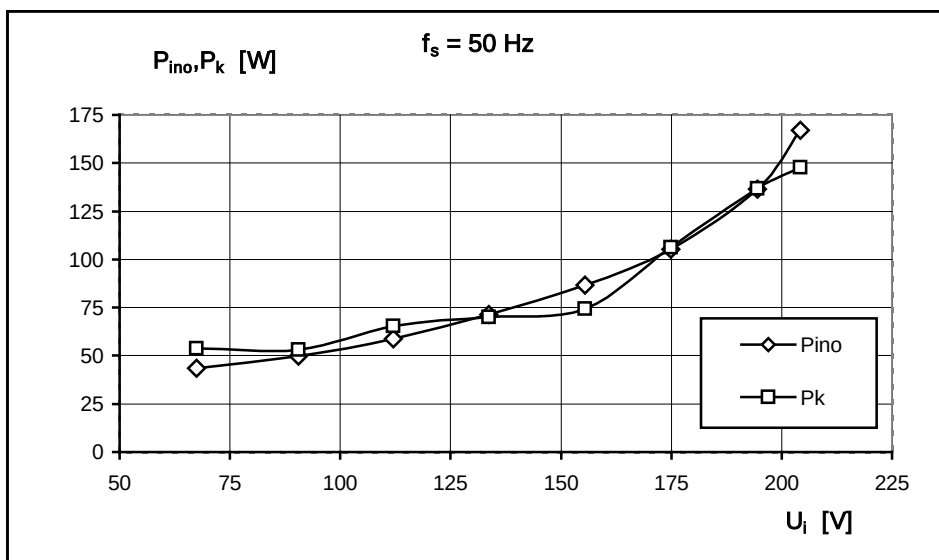
Rys.5.3. Wartości mocy wydawanej obliczone i pomierzone odpowiadające maksymalnej sprawności silnika klatkowego Sg 90 S-4 dla $f_s = 50$ Hz [26]



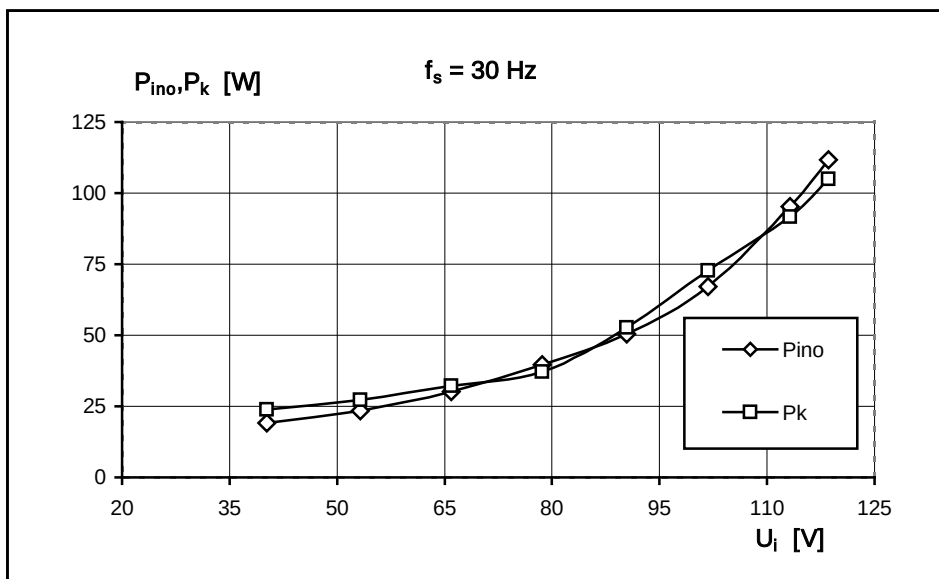
Rys.5.4. Wartości mocy wydawanej obliczone i pomierzone odpowiadające maksymalnej sprawności silnika klatkowego Sg 90 S-4 dla $f_s = 30$ Hz [26]

Otrzymane wykresy pokazują dobrą zgodność wyników otrzymanych na drodze pomiarowej i analitycznej, co wskazuje na poprawność wyprowadzonej zależności i możliwość jej zastosowania do analitycznego wyznaczenia położenia maksimum sprawności.

Kolejnej weryfikacji należało poddać wyprowadzoną zależność mówiącą o równości strat biegu jałowego i strat w uzwojeniach od prądu wirnika dla maksymalnej sprawności. Posłużono się tutaj wynikami z badań laboratoryjnych. Dla każdej wartości mocy obciążenia odpowiadającej maksimum sprawności, wyliczono wartość napięcia indukowanego i odpowiednie straty biegu jałowego. Następnie z prądu stojana dla rozpatrywanego punktu pracy wydzielono analitycznie wartość sprowadzonego prądu wirnika i wyliczono straty w uzwojeniach od tego prądu. Wykresy przedstawione na rys.5.5 i rys.5.6 potwierdzają słuszność wyprowadzonej zależności. Rozbieżności pomiędzy stratami biegu jałowego i stratami w uzwojeniach wywołanych prądem wirnika są raczej niewielkie. Należy podkreślić, że dokładność wyznaczenia położenia maksimum sprawności w bardzo istotny sposób zależy od przyjętych wartości rezystancji uzwojeń stojana i wirnika.



Rys.5.5. Porównanie strat biegu jałowego P_{ino} i strat w uzwojeniach P_k dla obciążeń, dla których występuje maksimum sprawności dla $f_s = 50$ Hz dla silnika klatkowego Sg 90 S-4 [26]



Rys.5.6. Porównanie strat biegu jałowego P_{ino} i strat w uzwojeniach P_k dla obciążeń, dla których występuje maksimum sprawności dla $f_s = 30$ Hz dla silnika klatkowego Sg 90 S-4 [26]

5.3. Warunek na maksimum sprawności dla silnika pierścieniowego

Przy rozważaniu tego zagadnienia w odniesieniu do silnika pierścieniowego należy uwzględnić dodatkowo straty na zestykach ślizgowych. W związku z tym do zależności określającej sprawność (5.6) dla silnika klatkowego wprowadza się straty P_{pb}

$$\eta = \frac{P}{P + P_{ino} + 3(R_s + R_r)I_r^2 + 6R_s I_r I_{Fe} + 3\Delta U_b I_r} \quad (5.29)$$

Prąd wirnika związany jest z mocą obciążenia zależnością (2.18) wyprowadzoną w rozdziale 2.6 o postaci

$$I_r = \frac{3(U_i - \Delta U_b) - \sqrt{9(U_i - \Delta U_b)^2 - 12R_r(P + P_m)}}{6R_r}$$

Należy wyznaczyć pochodną sprawności względem mocy obciążenia

$$\begin{aligned} \frac{d\eta}{dP} = & \frac{P + P_{ino} + 3(R_s + R_r)I_r^2 + 6R_s I_r I_{Fe} + 3\Delta U_b I_r}{M^2} - \\ & + \frac{P(1 + 6(R_s + R_r)I_r I_r' + 6R_s I_r' I_{Fe} + 3\Delta U_b I_r')}{M^2} \end{aligned} \quad (5.30)$$

gdzie:

$$I_r' = \frac{dI_r}{dP} \quad \text{oraz} \quad M - \text{mianownik wyrażenia na sprawność.}$$

Po przyrównaniu pochodnej do zera i przekształceniach otrzymuje się

$$\begin{aligned} P + P_{ino} + 3(R_s + R_r)I_r^2 + 6R_s I_r I_{Fe} + 3\Delta U_b I_r = \\ = P + 6P(R_s + R_r)I_r I_r' + 6PR_s I_r' I_{Fe} + 3P\Delta U_b I_r' \end{aligned} \quad (5.31)$$

Po redukcji i uporządkowaniu równania przybierze ono postać

$$P_{ino} = 3(R_s + R_r)I_r^2 \left(2P \frac{I_r'}{I_r} - 1 \right) + 6R_s I_r I_{Fe} \left(P \frac{I_r'}{I_r} - 1 \right) + 3\Delta U_b I_r \left(P \frac{I_r'}{I_r} - 1 \right) \quad (5.32)$$

Do dalszych obliczeń niezbędna będzie znajomość pochodnej dI_r / dP

$$\begin{aligned}\frac{dI_r}{dP} &= -\frac{-12R_r}{12R_r\sqrt{9(U_i - \Delta U_b)^2 - 12R_r(P + P_m)}} = \\ &= \frac{1}{\sqrt{9(U_i - \Delta U_b)^2 - 12R_r(P + P_m)}}\end{aligned}\quad (5.33)$$

Iloraz I_r' / I_r będzie równy

$$\begin{aligned}\frac{I_r'}{I_r} &= \frac{1}{\sqrt{9(U_i - \Delta U_b)^2 - 12R_r(P + P_m)}} \times \\ &\times \frac{6R_r}{3(U_i - \Delta U_b) - \sqrt{9(U_i - \Delta U_b)^2 - 12R_r(P + P_m)}}\end{aligned}\quad (5.34)$$

Podobnie jak dla silnika klatkowego można oszacować wartość wyrażeń występujących w nawiasach. Wyrażenie na G_p przybierze postać

$$G_p = \frac{P}{P + P_m} \left\{ \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{12R_r(P + P_m)}{9(U_i - \Delta U_b)^2}}} + 1 \right\} - 1 \quad (5.35)$$

Wartość w dużym nawiasie będzie zbliżona do dwóch, wobec tego ostateczna postać tej zależności będzie w przybliżeniu równa

$$G_p \approx \frac{2P}{P + P_m} - 1 \approx \frac{P - P_m}{P + P_m} \quad (5.36)$$

Wyrażenie H_p dla silnika pierścieniowego przybierze postać

$$H_p = \frac{P}{2(P + P_m)} \left\{ \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{12R_r(P + P_m)}{9(U_i^2 - \Delta U_b)^2}}} + 1 \right\} - 1 \quad (5.37)$$

Tutaj również wartość w dużym nawiasie będzie zbliżona do dwóch i po przekształceniach otrzyma się

$$H_p \approx \frac{2P}{2(P + P_m)} - 1 \approx \frac{P}{P + P_m} - 1 \approx -\frac{P_m}{P + P_m} \quad (5.38)$$

Wynika z tego, że przybliżone wartości wyrażeń G_p i H_p będą takie same jak dla silnika klatkowego. Równanie strat (5.32) przybierze postać

$$P_{ino} \approx 3(R_s + R_r)I_r^2 \frac{P - P_m}{P + P_m} - 6R_s I_r I_{Fe} \frac{P_m}{P + P_m} - 3\Delta U_b I_r \frac{P_m}{P + P_m} \quad (5.39)$$

Drugi składnik równania, ze względu na niewielką wartość prądu I_{Fe} oraz znikomej, ze względu na straty mechaniczne, wartości ilorazu $P_m / P + P_m$, można pominąć. Równanie uprości się do postaci

$$P_{ino} \approx 3(R_s + R_r)I_r^2 \frac{P - P_m}{P + P_m} - 3\Delta U_b I_r \frac{P_m}{P + P_m} \quad (5.40)$$

Straty na zestyku ślizgowym pomnożone przez iloraz $P_m / P + P_m$ również można pominąć i otrzymuje się zależność zbliżoną do tej uzyskanej dla silnika klatkowego

$$P_{ino} \approx 3(R_s + R_r)I_r^2 \quad (5.41)$$

Z równania wynika, że maksimum sprawności dla silnika pierścieniowego wystąpi przy obciążeniu, dla którego straty w uzwojeniach wywołane prądem wirnika będą równe stratom biegu jałowego. Również w tym przypadku, podobnie jak dla silnika klatkowego, można oszacować miejsce występowania maksimum sprawności przez obliczenie współczynnika względnego obciążenia (5.27).

Zależność wyjściowa (5.32) może posłużyć do dokładnego wyznaczenia wartości mocy dla maksimum sprawności. Podobnie jak w przypadku silnika klatkowego, może znaleźć pewne zastosowanie praktyczne, kiedy zachodzi konieczność dopasowania silnika do obciążenia. Do równania tego należy dokonać odpowiednich podstawień na I_r i I_r' .

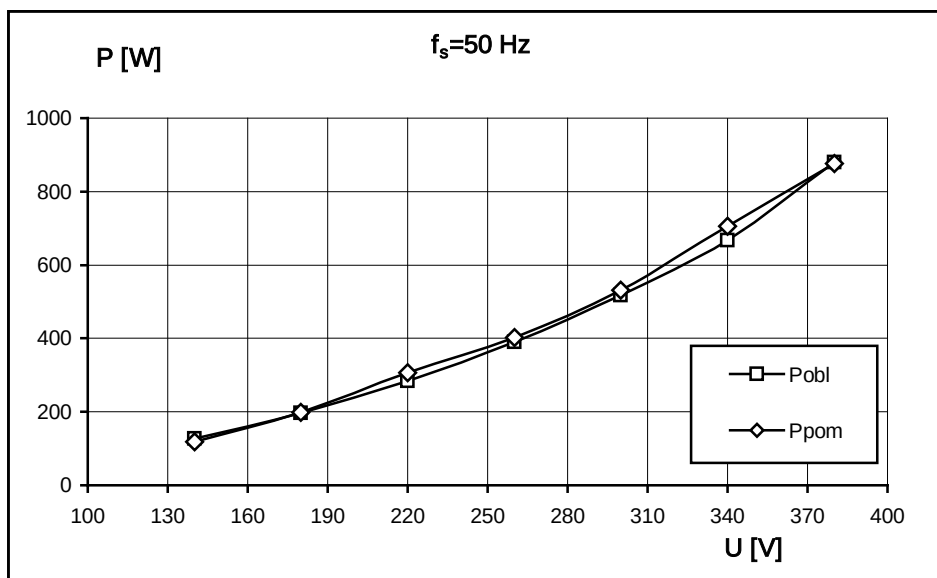
Po podstawieniach, równanie (5.32) przybierze postać (5.42). Również w tym przypadku do rozwiązania tego równania należy posłużyć się profesjonalnym programem. Parametry występujące w równaniu należy określić przeprowadzając odpowiednie pomiary przy próbie biegu jałowego oraz przy próbie zwarcia pomiarowego. Jeśli chodzi o przyjmowane wartości napięcia indukowanego będą one wymagały oszacowania podobnie jak dla silnika klatkowego wg przytoczonych wykresów, rys.5.1 i rys.5.2. Zasady postępowania przy ustalaniu wartości napięcia indukowanego będą podobne jak dla silnika klatkowego.

$$\begin{aligned}
P_{ino} = & 3(R_s + R_r) \left[\frac{3(U_i - \Delta U_b) - \sqrt{9(U_i - \Delta U_b)^2 - 12R_r(P + P_m)}}{6R_r} \right]^2 \times \\
& \times \left[\frac{2P}{\sqrt{9(U_i - \Delta U_b)^2 - 12R_r(P + P_m)}} \times \right. \\
& \times \left. \frac{6R_r}{3(U_i - \Delta U_b) - \sqrt{9(U_i - \Delta U_b)^2 - 12R_r(P + P_m)}} - 1 \right] + \\
& + (6R_s I_r I_{Fe} + 3\Delta U_b I_r) \times \\
& \times \left[\frac{P}{\sqrt{9(U_i - \Delta U_b)^2 - 12R_r(P + P_m)}} \times \right. \\
& \times \left. \frac{6R_r}{3(U_i - \Delta U_b) - \sqrt{9(U_i - \Delta U_b)^2 - 12R_r(P + P_m)}} - 1 \right]
\end{aligned} \tag{5.42}$$

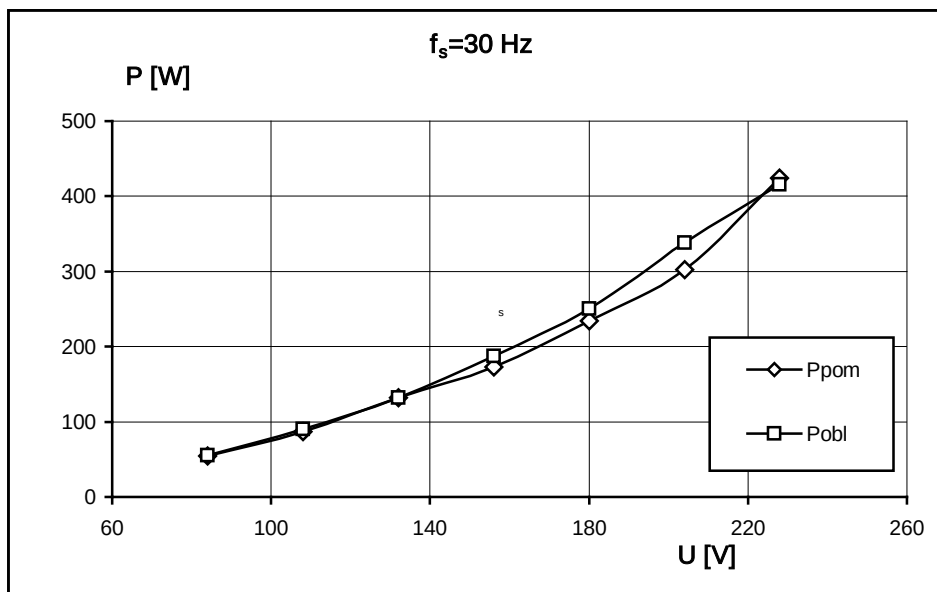
5.4. Weryfikacja pomiarowo-analityczna dla silnika pierścieniowego

Poprawność wyprowadzonej zależności dla silnika pierścieniowego, pozwalającej na wyliczenie mocy dla maksymalnej sprawności, została sprawdzona w podobny sposób jak to uczyniono dla silnika klatkowego. Wykonane wykresy wskazują na dobrą zgodność wyliczonych i pomierzonych wartości mocy obciążenia dla poszczególnych maksimum sprawności, rys.5.7 i rys.5.8. Potwierdza to przydatność tej zależności do analitycznego określania wartości mocy obciążenia odpowiadającej maksimum sprawności.

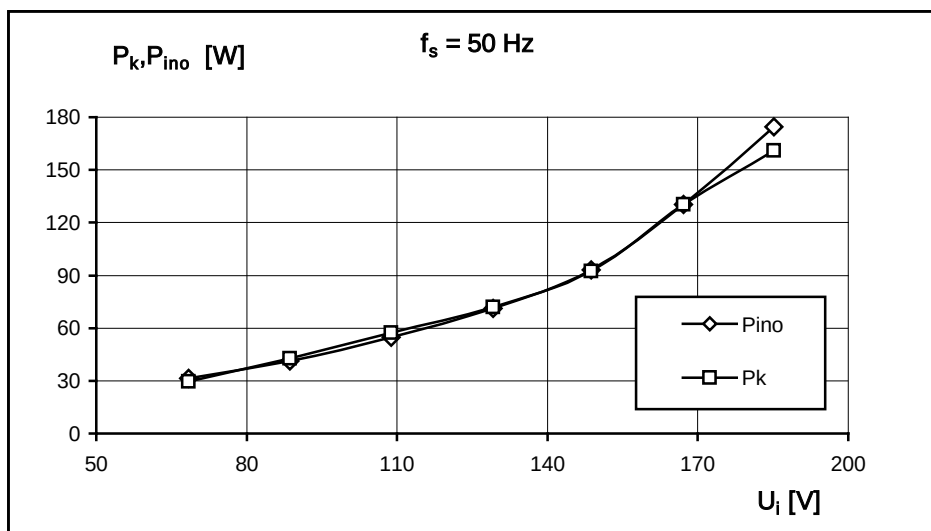
Weryfikacji poddano również zależność mówiącą o równości strat biegu jałowego i strat w uzwojeniach od prądu wirnika. Procedura postępowania była podobna jak dla silnika klatkowego. Straty biegu jałowego określono na podstawie pomiarów dla wyliczonej wartości napięcia indukowanego, natomiast straty w uzwojeniach wyznaczono analitycznie. Jak widać na przedstawionych wykresach, rys.5.9 i rys. 5.10, wartości obu strat nie wykazują większych różnic. Wynika z tego wniosek, że również dla silnika pierścieniowego słuszna jest zależność mówiąca o tym, że dla maksymalnej sprawności straty biegu jałowego równe są praktycznie stratom w uzwojeniach wywołanych prądem wirnika.



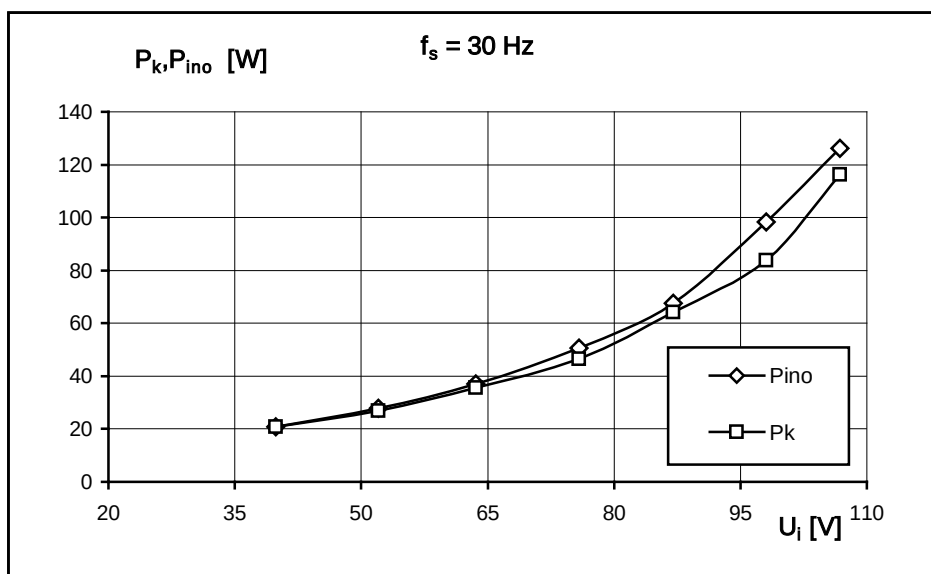
Rys.5.7. Wartości mocy wydawanej obliczone i pomierzone odpowiadające maksymalnej sprawności silnika pierścieniowego SUDf 100 L-6A dla $f_s = 50 \text{ Hz}$ [27]



Rys.5.8. Wartości mocy wydawanej obliczone i pomierzone odpowiadające maksymalnej sprawności silnika pierścieniowego SUDf 100 L-6A dla $f_s = 30 \text{ Hz}$ [27]



Rys.5.9. Porównanie strat biegu jałowego P_{ino} i strat w uzwojeniach P_k silnika pierścieniowego SUDf 100 L-6A dla obciążeń, dla których występuje maksimum sprawności dla $f_s = 50$ Hz [27]



Rys.5.10. Porównanie strat biegu jałowego P_{ino} i strat w uzwojeniach P_k silnika pierścieniowego SUDf 100 L-6A dla obciążeń, dla których występuje maksimum sprawności dla $f_s = 30$ Hz [27]

6. Sprawność maksymalna silnika indukcyjnego dla stałej wartości mocy wydawanej

Rozważania dotyczące maksymalnej sprawności można również prowadzić przy założeniu stałej wartości mocy wydawanej. Aby znaleźć maksymalną wartość sprawności należy zmieniać wartość napięcia zasilającego. Posługiwanie się napięciem zasilającym przy analizie strat bardzo skomplikowałoby zależności matematyczne i w związku z tym zachodziła konieczność uproszczenia tej procedury. Udało się to osiągnąć przez wprowadzenie do obliczeń napięcia indukowanego wyrażonego jako funkcja prądu magnesującego.

Przy analizie strat i określeniu warunku na występowanie maksymalnej sprawności tożsamemu warunkowi na minimum strat całkowitych, zachodzi konieczność prowadzenia tych rozważań osobno dla silnika klatkowego i silnika pierścieniowego

6.1. Warunek na maksimum sprawności dla silnika klatkowego

Równanie strat całkowitych w tym przypadku wyrazi się zależnością

$$P_t = 3R_s I_s^2 + P_{Fe} + 3R_r I_r^2 + P_m \quad (6.1)$$

Przyjmując, że prąd stojana ma tylko dwie składowe I_m oraz I_r zgodnie z ustaleniami zawartymi w rozdziale 4.3, równanie powyższe przybierze postać

$$P_t = 3R_s I_m^2 + 3R_s I_r^2 + 3R_r I_r^2 + P_{Fe} + P_m \quad (6.2)$$

Przekształcając dalej otrzymuje się

$$P_t = 3R_s I_m^2 + 3(R_s + R_r) I_r^2 + P_{Fe} + P_m \quad (6.3)$$

Prąd wirnika zgodnie z wyprowadzoną wcześniej zależnością (2.16) będzie równy

$$I_r = \frac{3U_i - \sqrt{9U_i^2 - 12R_r(P + P_m)}}{6R_r}$$

Ponieważ $U_i = U_i(I_m)$, to wyrażenie na prąd wirnika staje się również funkcją prądu magnesującego $I_r = I_r(I_m)$.

Po podstawieniu wyrażenia (2.16) do równania strat (6.3), otrzyma się:

$$P_t = 3R_s I_m^2 + 3(R_s + R_r) \left[\frac{3U_i - \sqrt{9U_i^2 - 12R_r(P + P_m)}}{6R_r} \right]^2 + P_{Fe} + P_m \quad (6.4)$$

Poszukując pochodnej dP_t / dI_m otrzymuje się

$$\begin{aligned} \frac{dP_t}{dI_m} = & 6R_s I_m + 6(R_s + R_r) \frac{1}{(6R_r)^2} \left[3U_i - \sqrt{9U_i^2 - 12R_r(P + P_m)} \right] \times \\ & \times \left[3U_i' - \frac{18U_i U_i'}{2\sqrt{9U_i^2 - 12R_r(P + P_m)}} \right] + P_{Fe}' \end{aligned} \quad (6.5)$$

gdzie:

$$P_{Fe}' = \frac{dP_{Fe}}{dI_m} \quad \text{oraz} \quad U_i' = \frac{dU_i}{dI_m}$$

Po przekształceniach otrzymuje się ostateczną postać wyrażenia na pochodną

$$\begin{aligned} \frac{dP_t}{dI_m} = & 6R_s I_m - 6(R_s + R_r) \left[\frac{3U_i - \sqrt{9U_i^2 - 12R_r(P + P_m)}}{6R_r} \right]^2 \times \\ & \times \frac{3U_i'}{\sqrt{9U_i^2 - 12R_r(P + P_m)}} + P_{Fe}' \end{aligned} \quad (6.6)$$

Wyrażenie o poniższej postaci daje się przedstawić jako iloraz pochodnej i prądu wirnika

$$\frac{3U_i'}{\sqrt{9U_i^2 - 12R_r(P + P_m)}} = \frac{I_r'}{I_r} \quad (6.7)$$

gdzie: $I_r' = \frac{dI_r}{dI_m}$

Korzystając z powyższego zapisu, po przyrównaniu pochodnej dP_t / dI_m do zera i dokonując prostych przekształceń otrzymuje się równanie o postaci

$$3(R_s + R_r)I_r I_r' = 3R_s I_m + \frac{1}{2} P_{Fe}' \quad (6.8)$$

Równanie to można przekształcić do postaci równania strat

$$3(R_s + R_r)I_r^2 \frac{I_r'}{I_r} = 3R_s I_m^2 \frac{1}{I_m} + \frac{1}{2} P_{Fe} \frac{P_{Fe}'}{P_{Fe}} \quad (6.9)$$

Równaniu strat można nadać jeszcze inną postać:

$$3(R_s + R_r)I_r^2 (\ln I_r)' = 3R_s I_m^2 (\ln I_m)' + \frac{1}{2} P_{Fe} (\ln P_{Fe})' \quad (6.10)$$

Poszczególne wyrażenia występujące przy stratach można oznaczyć jako:

$$A = (\ln I_r)' \quad (6.11)$$

$$B = (\ln I_m)' \quad (6.12)$$

$$C = \frac{1}{2} (\ln P_{Fe})' \quad (6.13)$$

Równanie strat mocy przybierze wówczas postać;

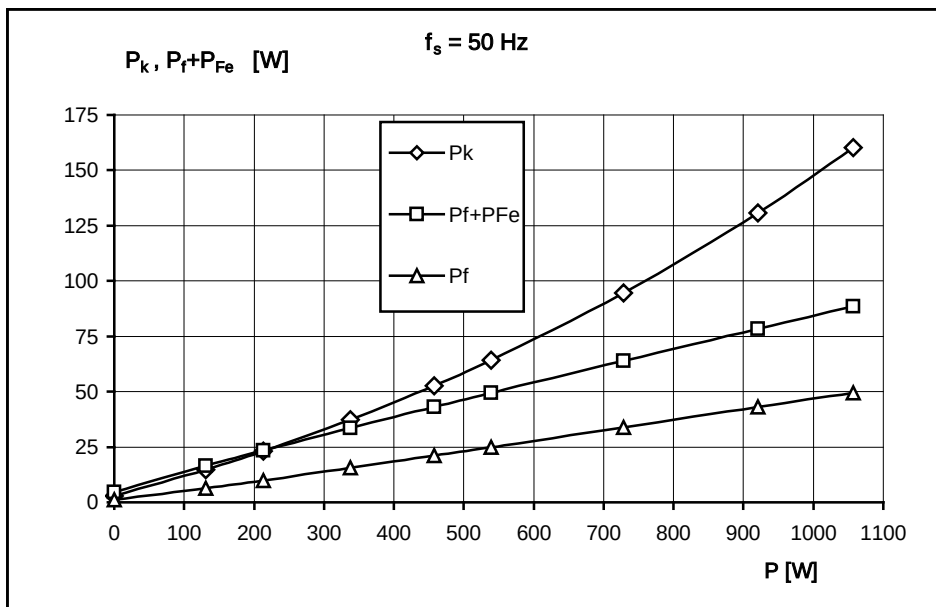
$$3(R_s + R_r)I_r^2 A = 3R_s I_m^2 B + P_{Fe} C \quad (6.14)$$

Przedstawione równanie jest równaniem strat mocy dla minimum strat całkowitych przy danej mocy obciążenia P . Wynika z niego, że straty w uzwojeniach wywołane prądem wirnika muszą być równe stratom wywołanym prądem magnesującym oraz stratom w rdzeniu z odpowiednimi współczynnikami. Współczynniki te są bezpośrednio funkcją prądu magnesującego, a pośrednio mocy obciążenia, gdyż zmiana przyjętej mocy obciążenia będzie powodowała zmianę wartości współczynników przy poszczególnych składnikach strat. Ponieważ współczynniki jak i poszczególne elementy strat uzależnione są od przyjętej wartości mocy obciążenia spowoduje to, że relacje pomiędzy stratami będą również się zmieniały w funkcji obciążenia.

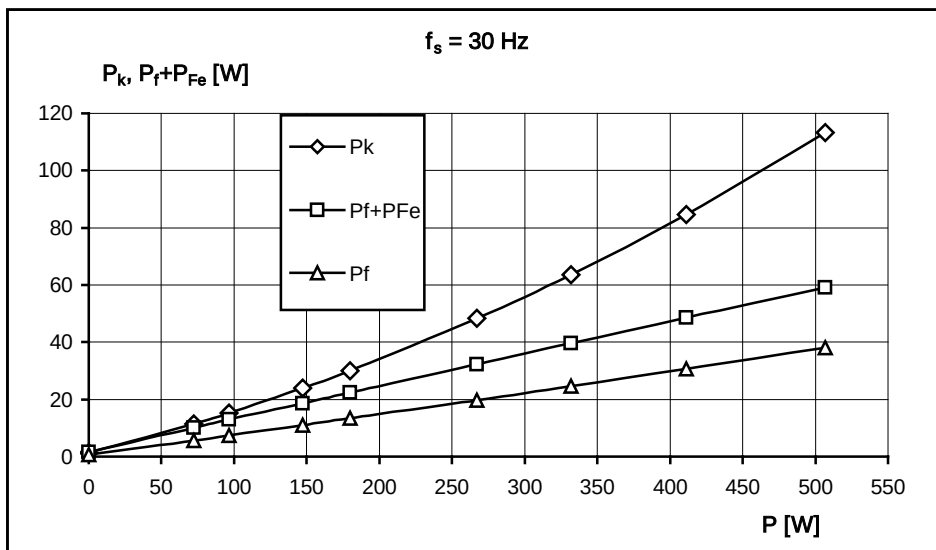
Wprowadzona zależność ma bardzo istotne znaczenie, gdyż będzie stanowiła podstawę do opracowania metody wyznaczania optymalnych parametrów zasilania przy których, przy założonej mocy obciążenia, silnik pracuje z minimalnymi stratami.

6.2. Analiza strat mocy i współczynników równania dla silnika klatkowego

Przeprowadzenie analizy strat w warunkach pracy z maksymalną sprawnością przy stałych wartościach mocy obciążenia zostało dokonane na drodze obliczeń. Aby dokonać obliczeń strat i wartości współczynników równania (6.14) należało najpierw wyznaczyć tzw. optymalną wartość prądu magnesującego dla założonej wartości mocy obciążenia. Znajac tę wartość w dalszej kolejności były wyliczane pozostałe parametry optymalne wg zaleceń zawartych w rozdziale 8. Na rys.6.1 i rys.6.2 przedstawiono wykresy strat i współczynników równania dla silnika klatkowego dla dwóch wybranych częstotliwości, 50 Hz i 30 Hz.



Rys.6.1. Relacje pomiędzy stratami w silniku klatkowym Sg 90 S-4 w funkcji obciążenia dla pracy z maksymalną sprawnością dla częstotliwości $f_s = 50 \text{ Hz}$



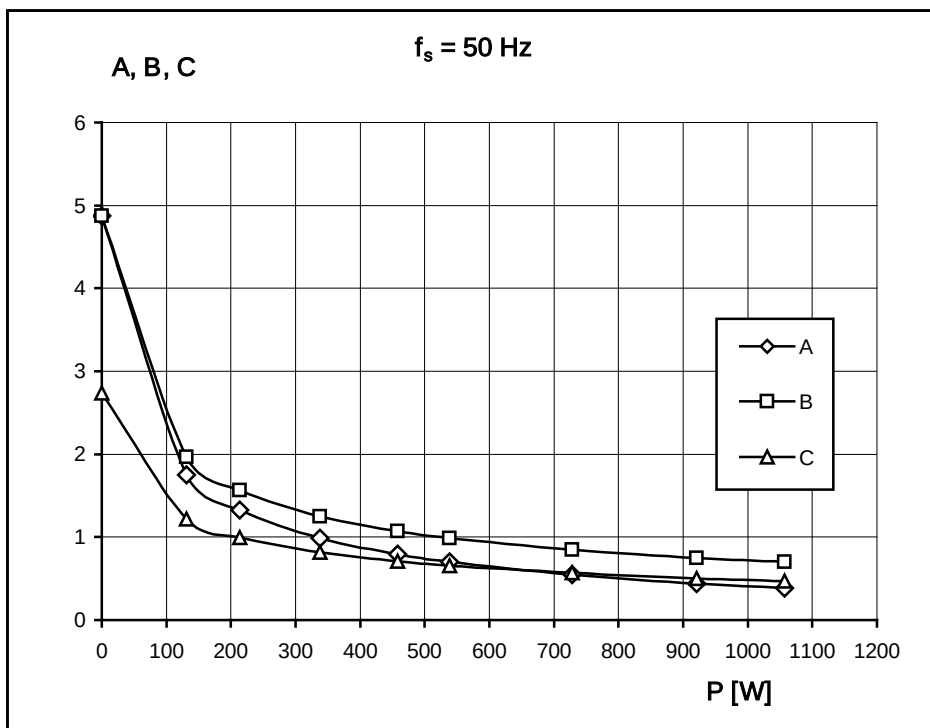
Rys.6.2. Relacje pomiędzy stratami w silniku klatkowym Sg 90 S-4 w funkcji obciążenia dla pracy z maksymalną sprawnością dla częstotliwości $f_s = 30 \text{ Hz}$

Bardzo istotnym wnioskiem wypływającym z analizy strat jest stwierdzenie, że dla pracy z maksymalną sprawnością, suma strat w rdzeniu i strat w uzwojeniu stojana wywołanych prądem magnesującym nie jest równa stratom w uzwojeniach wywołanych prądem wirnika.

Jak już wspomniano we wstępie, pogląd o równości tych strat był prezentowany dość szeroko w literaturze [B6,B7,B8],[1,52,83] i był wynikiem uproszczonych założeń związanych z linearyzacją charakterystyki magnesowania maszyny indukcyjnej. Należy podkreślić, że ten uproszczony model jest nadal wykorzystywany w wielu publikacjach. Zapis tej zależności, wg obowiązujących w pracy oznaczeń, przedstawiałby się następująco:

$$3(R_s + R_r)I_r^2 = 3R_s I_m^2 + P_{Fe} \quad (6.15)$$

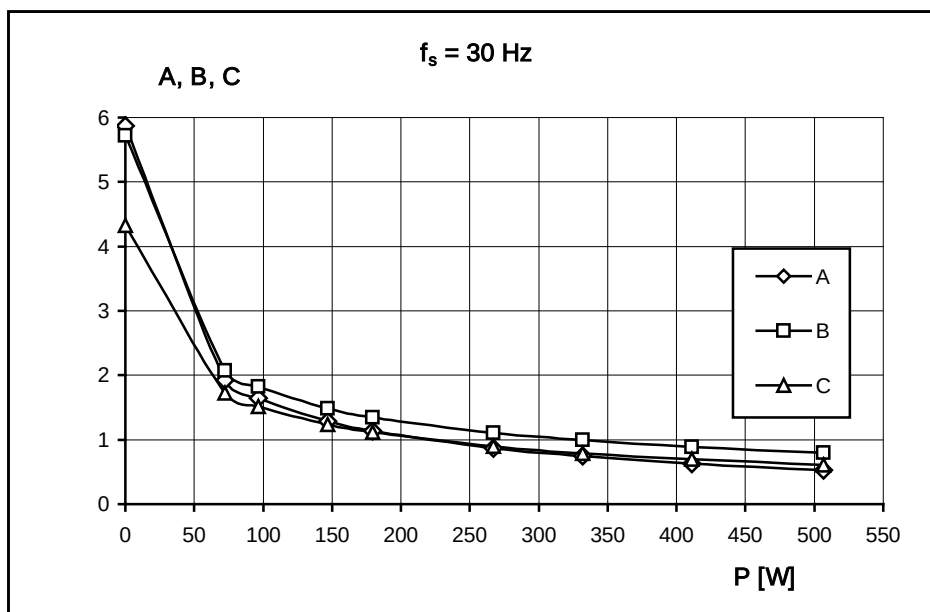
Wprowadzenie do analizy rzeczywistej charakterystyki magnesowania pozwoliło na istotną weryfikację tego poglądu. Spostrzeżenie to ma istotne znaczenie, gdyż na bazie dotychczasowego twierdzenia o równości strat (6.15), budowane były algorytmy do wyznaczania parametrów optymalnego sterowania.



Rys.6.3. Zmiany wartości współczynników strat mocy w funkcji mocy obciążenia dla pracy z maksymalną sprawnością silnika klatkowego Sg 90 S-4 dla $f_s = 50$ Hz

Porównanie strat dokonane na podstawie przedstawionych wykresów wskazuje na zależność relacji strat od mocy obciążenia. Dla niewielkich wartości mocy silnik zasilany jest napięciem o niewielkiej wartości, czyli pracuje praktycznie na prostoliniowej części charakterystyki magnesowania. W tym obszarze stosunek strat mocy $P_k / P_f + P_{Fe}$ jest bardzo bliski jedności. W miarę wzrostu mocy obciążenia i wzrostu tym samym wartości napięcia zasilającego, iloraz tych strat zwiększa się dochodząc do dwóch, dla największych dla danej częstotliwości mocy. Zwraca uwagę fakt, że największy udział mają straty w uzwojeniach od prądu wirnika, następnie straty od prądu magnesującego i kolejno straty w rdzeniu.

Drugim bardzo istotnym elementem równania strat (6.14), będącego warunkiem na wystąpienie minimum strat, są współczynniki równania A, B, C. Jak już wcześniej wspomniano, współczynniki te z racji powiązania ich z takimi wielkościami jak prąd wirnika, prąd magnesujący i straty w żelazie oraz pochodnymi tych wielkości, powinny się zmieniać w miarę wzrostu mocy obciążenia. Analiza wykresów przedstawionych na rys.6.3 i 6.4 potwierdza te tezę.



Rys.6.4. Zmiany wartości współczynników strat mocy w funkcji mocy obciążenia dla pracy z maksymalną sprawnością silnika klatkowego Sg 90 S-4 dla $f_s = 30$ Hz

Jeżeli analizie podda się wykres dla $f_s = 50$ Hz to można stwierdzić, że w przedziale od mocy znamionowej do połowy tej mocy, współczynniki osiągały wartości mniejsze od jedności. Idąc w kierunku coraz mniejszych mocy, ich wartości zaczynają dość istotnie wzrastać, aby przy braku obciążenia, czyli przy

biegu jałowym, osiągnąć relatywnie duże wartości. Wynoszą one dla współczynników A i B około pięciu, natomiast dla C około 2,7. Podobnie zmieniają się wartości poszczególnych współczynników dla innych częstotliwości. Trudno jest nadać fizyczny sens współczynnikom A, B, C, gdyż wynikają one z matematycznego formalizmu. Należy przypuszczać, że ich obecność wynika z różnej szybkości zmian poszczególnych strat spowodowanych zmianami napięcia i mocy obciążenia.

6.3. Warunek na maksimum sprawności dla silnika pierścieniowego

W przypadku tego silnika zachodzi konieczność uwzględnienia strat na zestyku ślizgowym szczotka-pierścień ślizgowy P_{pb} . Równanie strat (6.1) powiększone zostanie o ten element.

$$P_t = 3R_s I_s^2 + P_{Fe} + 3R_s I_r^2 + P_{pb} + P_m \quad (6.15)$$

Zakładając, że prąd stojana ma tylko dwie składowe I_m oraz I_r dostaje się

$$P_t = 3R_s I_m^2 + 3(R_s + R_r) I_r^2 + P_{Fe} + 3\Delta U_b I_r + P_m \quad (6.16)$$

Prąd wirnika zgodnie z (2.22) przedstawiony zostanie jako funkcja napięcia indukowanego U_i ,

$$I_r = \frac{3(U_i - \Delta U_b) - \sqrt{9(U_i - \Delta U_b)^2 - 12R_r(P + P_m)}}{6R_r}$$

gdzie napięcie indukowane zapisywane jest wg zależności (2.23) jako funkcja prądu magnesującego I_m . W wyniku takiego zapisu prąd wirnika jest również funkcją prądu magnesującego. Po podstawieniu do wyjściowego równania strat (6.15) zależności na prąd wirnika, otrzymuje się

$$P_t = 3R_s I_m^2 + 3(R_s + R_r) \left[\frac{3(U_i - \Delta U_b) - \sqrt{9(U_i - \Delta U_b)^2 - 12R_r(P + P_m)}}{6R_r} \right]^2 + P_{Fe} + 3\Delta U_b \frac{3(U_i - \Delta U_b) - \sqrt{9(U_i - \Delta U_b)^2 - 12R_r(P + P_m)}}{6R_r} + P_m \quad (6.17)$$

Z obliczenia pochodnej równania strat względem prądu magnesującego dP_t/dI_m wynika zależność:

$$\begin{aligned} \frac{dP_t}{dI_m} = & 6(R_s + R_r) \frac{1}{(6R_r)^2} \left[3(U_i - \Delta U_b) - \sqrt{9(U_i - \Delta U_b)^2 - 12R_r(P + P_m)} \right] \\ & \times \left[3U_i' - \frac{18(U_i - \Delta U_b)U_i'}{2\sqrt{9(U_i - \Delta U_b)^2 - 12R_r(P + P_m)}} \right] + 6R_s I_m + P_{Fe}' + \\ & + 3\Delta U_b \frac{1}{6R_r} \left[3U_i' - \frac{18(U_i - \Delta U_b)U_i'}{2\sqrt{9(U_i - \Delta U_b)^2 - 12R_r(P + P_m)}} \right] \end{aligned} \quad (6.18)$$

gdzie: $P_{Fe}' = \frac{dP_{Fe}}{dI_m}$ oraz $U_i' = \frac{dU_i}{dI_m}$.

Po kolejnych przekształceniach dochodzi się do postaci końcowej

$$\begin{aligned} \frac{dP_t}{dI_m} = & -6(R_s + R_r) \left[\frac{3(U_i - \Delta U_b) - \sqrt{9(U_i - \Delta U_b)^2 - 12R_r(P + P_m)}}{6R_r} \right]^2 \times \\ & \times \frac{3U_i'}{\sqrt{9(U_i - \Delta U_b)^2 - 12R_r(P + P_m)}} + 6R_s I_m + \\ & + P_{Fe}' - 3\Delta U_b \left[\frac{3(U_i - \Delta U_b) - \sqrt{9(U_i - \Delta U_b)^2 - 12R_r(P + P_m)}}{6R_r} \right] \times \\ & \times \frac{3U_i'}{\sqrt{9(U_i - \Delta U_b)^2 - 12R_r(P + P_m)}} \end{aligned} \quad (6.19)$$

Podobnie jak dla silnika klatkowego, wyrażenie (6.20) będzie równe

$$\frac{3U_i'}{\sqrt{9(U_i - \Delta U_b)^2 - 12R_r(P + P_m)}} = \frac{I_r'}{I_r} \quad (6.20)$$

gdzie: $I_r' = \frac{dI_r}{dI_m}$

Po przyrównaniu pochodnej dP_t / dI_m do zera i przekształceniach otrzymuje się równanie o postaci

$$3(R_s + R_r)I_r I_r' + \frac{3}{2}\Delta U_b I_r' = 3R_s I_m + \frac{1}{2}P_{Fe}' \quad (6.21)$$

Równanie to można przekształcić również do postaci równania strat

$$3(R_s + R_r)I_r^2 \frac{I_r'}{I_r} + \frac{3}{2}\Delta U_b I_r \frac{I_r'}{I_r} = 3R_s I_m^2 \frac{1}{I_m} + \frac{1}{2}P_{Fe} \frac{P_{Fe}'}{P_{Fe}} \quad (6.22)$$

Powyższe równanie można zapisać jako

$$3(R_s + R_r)I_r^2 (\ln I_r)' + \frac{3}{2}\Delta U_b I_r (\ln I_r)' = 3R_s I_m^2 (\ln I_m)' + \frac{1}{2}P_{Fe} (\ln P_{Fe})' \quad (6.23)$$

Również w przypadku tego równania można wprowadzić odpowiednie współczynniki

$$A = (\ln I_r)' \quad (6.24)$$

$$D = \frac{1}{2}(\ln I_r)' \quad (6.25)$$

$$B = (\ln I_m)' \quad (6.26)$$

$$C = \frac{1}{2}(\ln P_{Fe})' \quad (6.27)$$

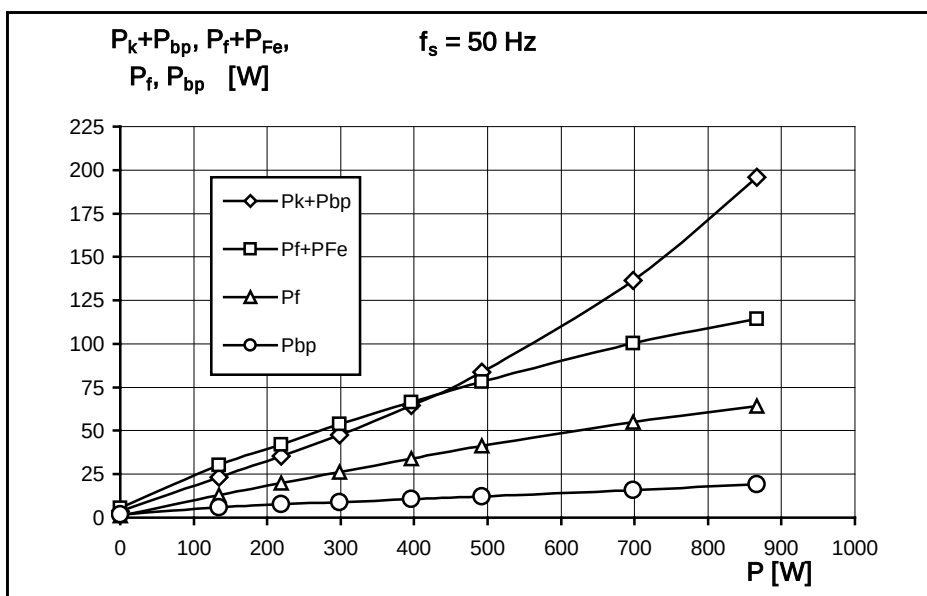
Równanie strat mocy otrzyma wówczas zapis

$$3(R_s + R_r)I_r^2 A + 3\Delta U_b I_r D = 3R_s I_m^2 B + P_{Fe} C \quad (6.28)$$

Otrzymane równanie strat stanowi warunek dla wystąpienia minimum strat przy założonej mocy obciążenia, która jest w zależności (2.18) na prąd wirnika I_r . Z równania (6.28) wynika, że suma strat na rezystancji uzwojeń wywołanych prądem wirnika i strat na zestyku ślizgowym brana z odpowiednimi współczynnikami będzie równa stratom wywołanym prądem magnesującym w uzwojeniu stojana i stratom w rdzeniu również mnożonym przez odpowiednie współczynniki. Należy podkreślić, że w literaturze nie przedstawiono dotychczas dla silnika pierścieniowego podobnej zależności, nawet dla uproszczonego modelu silnika, zakładającego liniowość obwodu magnetycznego. Otrzymana zależność posłuży również do opracowania dla silnika pierścieniowego metody wyznaczania optymalnej wartości napięcia dla założonego obciążenia, pozwalającego na zminimalizowanie strat mocy.

6.4. Analiza strat mocy i współczynników równania dla silnika pierścieniowego

Podobnie jak dla silnika klatkowego wykonano wykresy strat mocy dla dwóch wartości częstotliwości. Ich analiza wskazuje na zmianę relacji strat dla obciążeń największych, związanych ze znamionową wartością momentu obrotowego w porównaniu z silnikiem klatkowym. Dla obciążenia znamionowego relacja strat w uzwojeniach wywołanych prądem wirnika i strat na zestyku ślizgowym do strat wywołanych prądem magnesującym i strat w rdzeniu jest znacznie mniejsza od dwóch. Zwraca również uwagę fakt, że dla obciążenia od biegu jałowego do ponad połowy obciążenia znamionowego, stosunek tychże strat jest zbliżony do jedności.

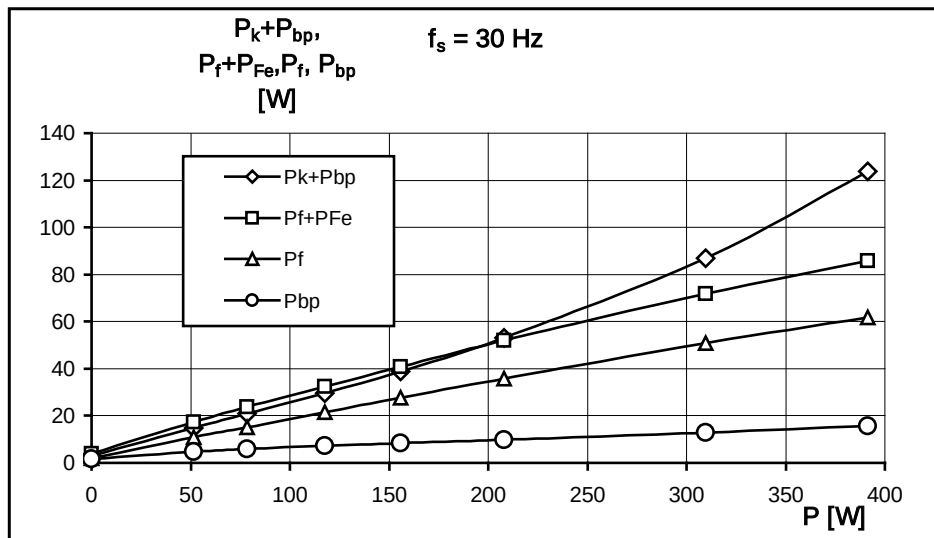


Rys. 6.5. Relacje pomiędzy stratami mocy badanego silnika pierścieniowego SUDf 100 L-6Aw funkcji obciążenia dla pracy z optymalną sprawnością dla $f_s = 50$ Hz

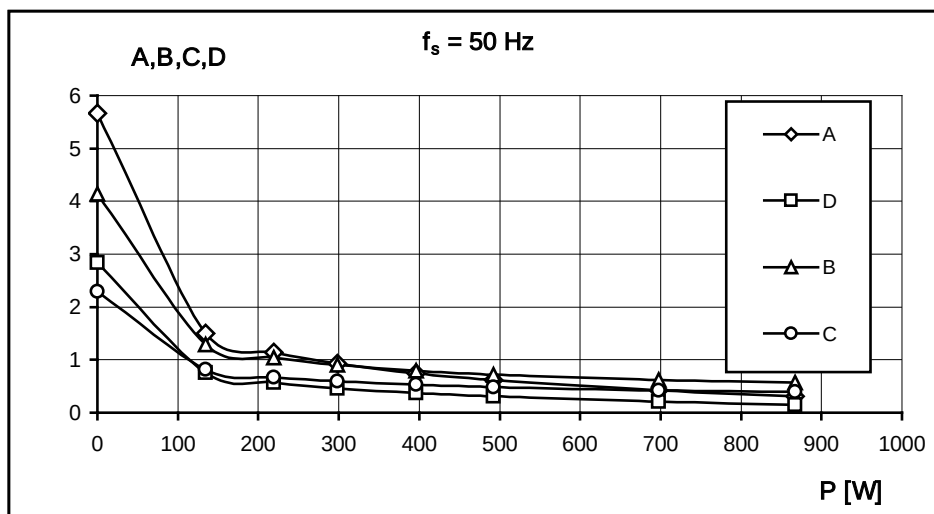
Taka relacja strat mocy, bliska jedności dla mniejszych obciążeń, mogła być spowodowana kształtem charakterystyki magnesowania. Po jej zbadaniu okazało się, że charakterystyka magnesowania silnika pierścieniowego w dużej części ma przebieg zbliżony do prostoliniowego. Dla części prostoliniowej tej charakterystyki można zastosować liniowy model obwodu magnetycznego i dla takiego modelu relacja strat $P_k + P_{bp} / P_f + P_{Fe}$ będzie zbliżona do jedności.

Udział poszczególnych strat kształtuje się podobnie jak dla silnika klatkowego. Największą wartość w tym bilansie osiągają straty na rezystancji uzwojeń wywołane prądem wirnika, następnie straty wywołane prądem magnesującym, stra-

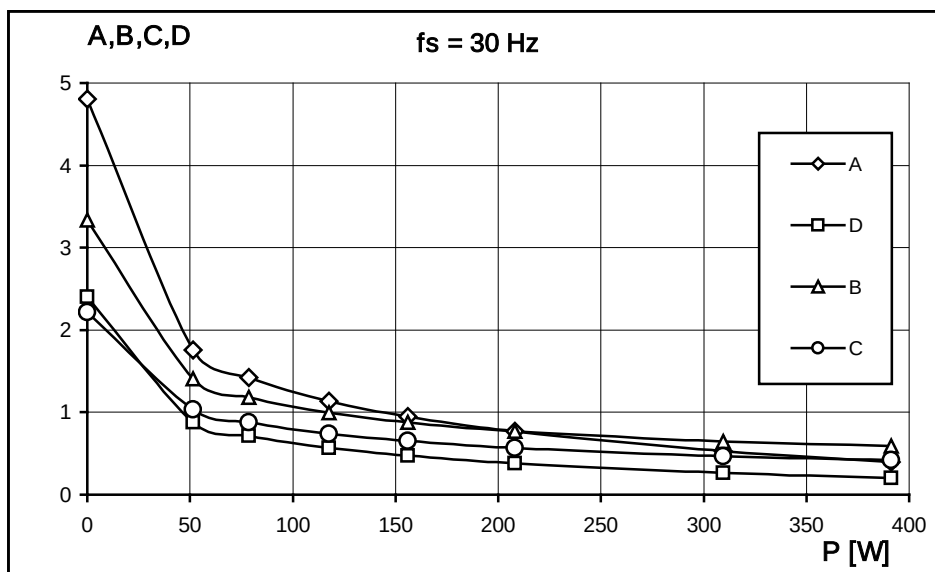
ty w rdzeniu i straty na zestyku ślizgowym. Zauważalne jest zmniejszanie się udziału strat w rdzeniu w ogólnym bilansie, w miarę obniżania częstotliwości. Wynika ono z zależności tych strat od częstotliwości.



Rys.6.6. Relacje pomiędzy stratami silnika pierścieniowego SUDf 100 L-6A w funkcji obciążenia dla pracy z optymalną sprawnością dla $f_s = 30 \text{ Hz}$



Rys.6.7. Zmiany współczynników strat mocy w funkcji mocy obciążenia dla pracy silnika pierścieniowego SUDf 100 L-6A z maksymalną sprawnością dla $f_s = 50 \text{ Hz}$



Rys.6.8. Zmiany współczynników strat mocy w funkcji mocy obciążenia dla pracy silnika pierścieniowego SUDf 100 L-6A z maksymalną sprawnością dla $f_s = 30 \text{ Hz}$.

Dla silnika pierścieniowego ilość współczynników w równaniu (6.28) ulega zwiększeniu do czterech: A, B, C, D. Występuje silniejsze zróżnicowanie ich wartości praktycznie dla każdej mocy obciążenia w porównaniu z silnikiem klatkowym. Przypuszczalnie spowodowane to zostało pojawieniem się strat na zestyku ślizgowym, które rosną tylko proporcjonalnie do prądu. Dla malejących obciążeń obserwuje się również, tak jak w silniku klatkowym, relatywnie szybki wzrost wartości poszczególnych współczynników. Ich zmiany przedstawiono na rys.6.7 i rys.6.8.

7. Badania symulacyjne sprawności maksymalnych

Sprawność silnika indukcyjnego jest ogólnie funkcją dwóch parametrów tj. napięcia zasilającego oraz mocy wydawanej:

$$\eta = f(U, P) \quad (7.1)$$

Rozważania nad wpływem poszczególnych parametrów na sprawność można przeprowadzać, przyjmując jeden z parametrów za stały i dokonując zmiany drugiego parametru. W związku z tym należy przeprowadzić badania sprawności dla dwóch przypadków:

1. Badania przy $U = \text{const.}$ i $P = \text{var.}$

Ten rodzaj pracy jest powszechnie spotykany i znany. Silnik pracuje najczęściej zasilany napięciem o stałej wartości, równej lub bliskiej napięciu znamionowemu. Przy zmianie obciążenia, dla pewnej jego wartości, stosunek strat do mocy pobieranej osiąga wartość minimalną, dając tym samym maksymalną wartość sprawności. Potwierdza to praktyka, zostało to również wykazane w rozdziale 5.

2. Badania przy $P = \text{const.}$ i $U = \text{var.}$

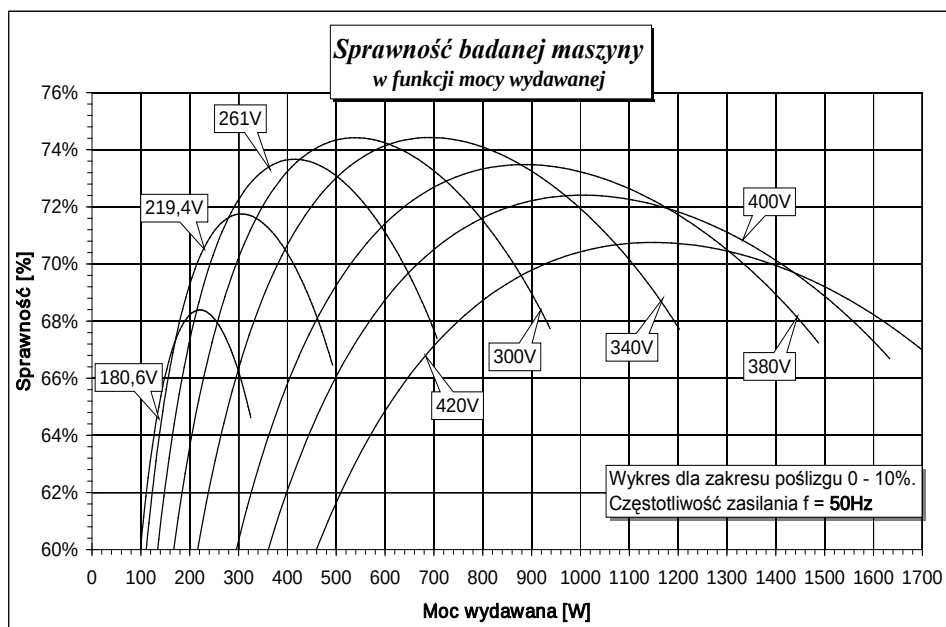
Ten przypadek pracy, kiedy moc obciążenia jest stała, a zmieniane jest napięcie zasilające, spotykany jest tylko w układach minimalizujących straty. Rozważania przeprowadzone w rozdziale 6 wykazują, że przy zmianie napięcia i utrzymywaniu jednocześnie stałej wartości mocy obciążenia można również uzyskać dla pewnej wartości tego napięcia, maksymalną wartość sprawności.

Ponieważ zarówno przy $U = \text{const.}$ jak i $P = \text{const.}$ można uzyskać maksymalną wartość sprawności pojawia się pytanie, czy otrzymane w ten sposób sprawności maksymalne będą sobie równe czy też ich wartości będą się różniły. Jeżeli pojawiają się różnice, to która ze sprawności będzie sprawnością wyższą. Tego rodzaju badania składające się z dwóch etapów, można przeprowadzić zarówno na drodze pomiarów laboratoryjnych jak też obliczeń symulacyjnych opartych o zmodyfikowany schemat zastępczy przedstawiony w aneksie - rys.14.2, [7,8,9,13]. Szczególna przydatność badań symulacyjnych polega na tym, że można je prowadzić przy zachowaniu stałości parametrów rezystancyjnych. Na otrzymane wyniki nie mają wpływu takie zjawiska jak zmiana rezystancji pod wpływem zmian temperatury uzwojeń [B10,86.]. Otrzymane w ten sposób wyniki są łatwiejsze w interpretacji. Dodatkowym atutem jest możliwość przeprowadzenia badań przy $P = \text{const.}$, co przy pomiarach laboratoryjnych byłoby dość skomplikowane i obejście tych trudności wymagałoby podjęcia specjalnych działań.

Przeprowadzenie pełnych badań symulacyjnych obejmujących w szerokim zakresie zmiany mocy wydawanej, jak też napięcia zasilającego może dać obiektywny pogląd na zachowanie się sprawności maksymalnej wyznaczonej w różnych warunkach pracy. W tym celu badania sprawności podzielono na dwa etapy [9,13]:

- Etap pierwszy: $U = \text{const.}$ i $P = \text{var.}$

Bada się przebieg sprawności dla wybranych wartości napięcia zasilającego. Dla każdej wartości napięcia określa się wartość obciążenia dla sprawności maksymalnej. Na podstawie pomiarów sporządza się charakterystyki sprawności w funkcji obciążenia dla wybranych wartości napięcia $\eta = f(P)$ i dla każdego maksimum sprawności odczytuje się wartość mocy obciążenia, rys.7.1.

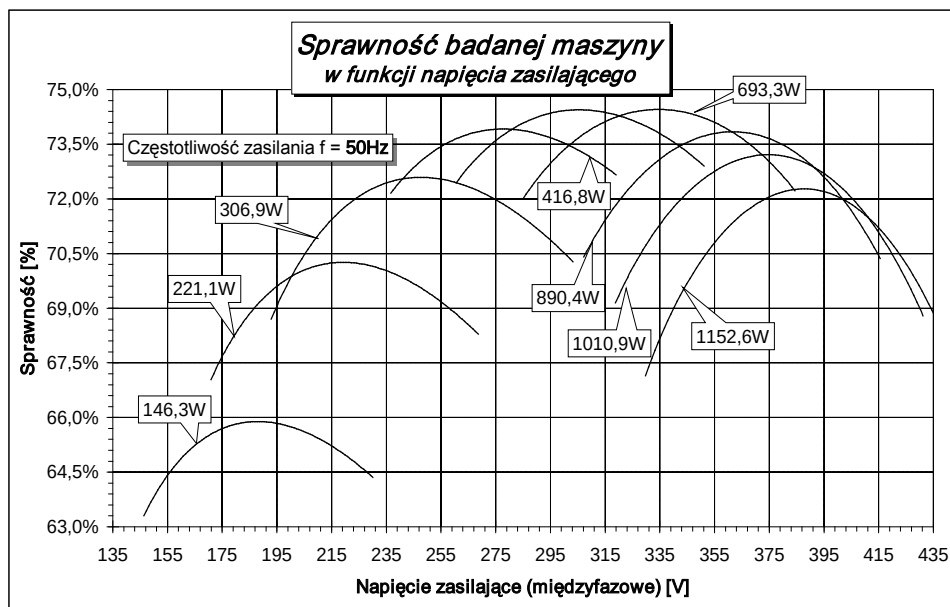


Rys.7.1. Sprawność silnika klatkowego Sg 90 S-4 w funkcji mocy wydawanej dla wybranych wartości napięcia zasilającego – badania symulacyjne dla $f_s = 50\text{ Hz}$ [13]

- Etap drugi: $P = \text{const.}$ i $U = \text{var.}$

Dla każdej wartości obciążenia związanej z maksimum sprawności etapu pierwszego należy przeprowadzić dodatkowe badania polegające na zmianie napięcia zasilającego przy zachowaniu stałej wartości mocy wydawanej. Zmiana tego napięcia zawarta jest w przedziale $U_{\min} < U < U_{\max}$, gdzie U jest napięciem dla którego wyznaczono sprawność maksymalną w pierwszym etapie. Badania te

należy przeprowadzić dla wszystkich wartości mocy określonych w etapie I. Następnie należy wykreślić charakterystyki sprawności w funkcji napięcia zasilającego $\eta = f(U)$, rys.7.2.



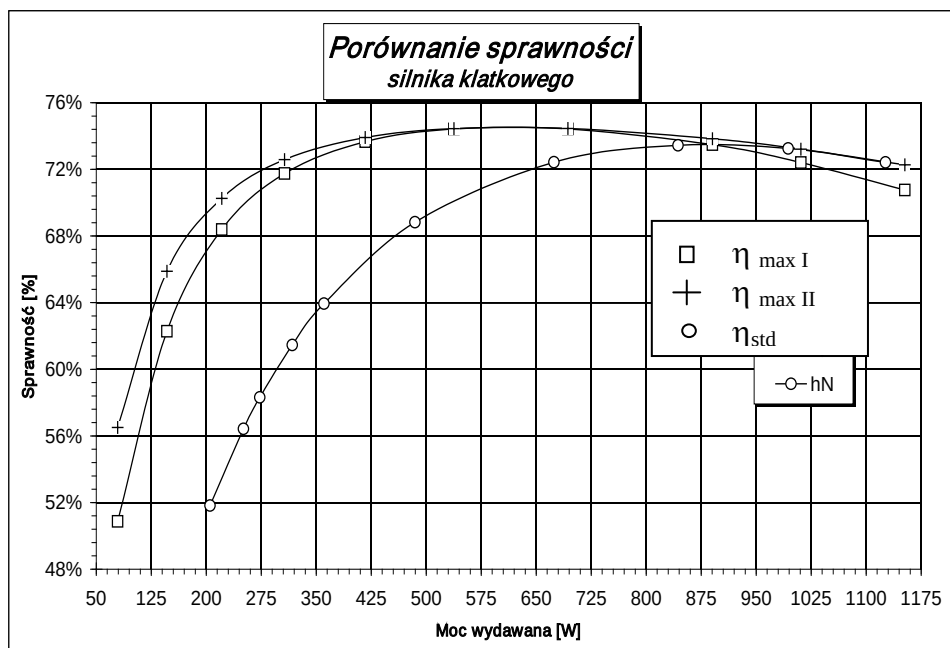
Rys.7.2. Sprawność silnika klatkowego Sg 90 S-4 w funkcji napięcia dla wartości mocy obciążenia wyznaczonych w etapie I - badania symulacyjne dla $f_s = 50\text{ Hz}$ [13]

7.1. Porównanie charakterystyk sprawności maksymalnych

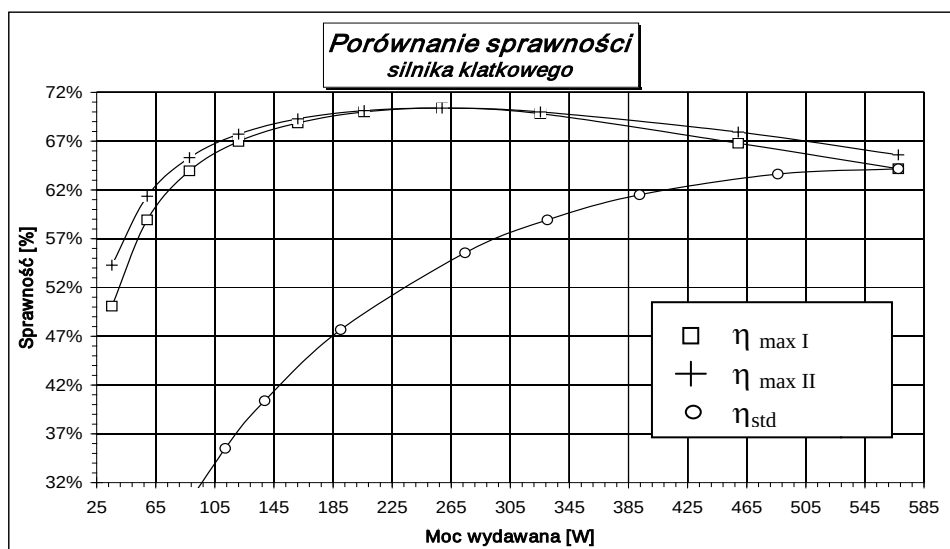
Na rys.7.1 przedstawiono wyniki badań symulacyjnych sprawności dla analizowanego silnika klatkowego. Każdemu punktowi tak wyznaczonej sprawności maksymalnej odpowiada określona wartość mocy obciążenia. Na podstawie tych danych można skonstruować tzw. charakterystykę sprawności maksymalnej w funkcji mocy obciążenia $\eta_{\max I} = f(P)$ dla $U = \text{const}$. Przedstawiono ją na rys.7.3 i rys.7.4. Posługując się wykresami znajdującymi się na rys.7.2 można sporządzić kolejną charakterystykę sprawności maksymalnej w funkcji mocy wydawanej $\eta_{\max II} = f(P)$ dla $P = \text{const}$. Charakterystykę tę umieszczono na rys.7.3 i rys.7.4. W celu porównania sprawności maksymalnych otrzymanych na podstawie dwuetapowych badań przedstawiono je na wspólnych wykresach. Dodatkowo w celach poglądowych zamieszczono również charakterystykę „standardową” sprawności uzyskaną w wyniku zasilenia silnika napięciem znamionowym. Poniżej przedstawiono wykresy sprawności maksymalnych sporządzone dla $f_s = 50$ i 30 Hz . Dla innych częstotliwości tj. $40, 20, 10\text{ Hz}$ układają się one podobnie [13].

Z przedstawionych wykresów jednoznacznie wynika, że najkorzystniejszą charakterystykę sprawności $\eta_{\max II}$ uzyskuje się z drugiego etapu badań dla $P = \text{const.}$. W kolejnych rozdziałach sprawność ta będzie określana jako sprawność optymalna. Poniżej będzie przebiegała charakterystyka sprawności maksymalnej $\eta_{\max I}$ otrzymana w pierwszym etapie badań przy $U = \text{const.}$.

Praca silnika wg tej charakterystyki może również przynieść podobną poprawę jego sprawności, jednak będzie ona nieznacznie gorsza niż w przypadku charakterystyki $\eta_{\max II}$. Możliwość pracy silnika indukcyjnego zgodnie z charakterystyką $\eta_{\max I}$ była proponowana w [3,5,6,75,104]. Istotnym walorem takiej pracy jest łatwość wyznaczenia charakterystyk sterowania na drodze prostych pomiarów laboratoryjnych [13]. Opracowana metoda określania tych charakterystyk dla silnika klatkowego i pierścieniowego opiera się tylko na pomiarach w stanie jałowym i stanie zwarcia [3,5]. Interesującą cechą charakterystyczną obu wykresów jest to, że dla pewnej wartości obciążenia mają punkt wspólny. Ten punkt wspólny występuje dla każdej przebadanej częstotliwości, a odpowiadająca jemu wartość obciążenia przypada dla największych wartości sprawności obu charakterystyk.



Rys.7.3. Sprawności maksymalne silnika klatkowego Sg 90 S-4 wyznaczone na podstawie I i II etapu badań oraz sprawność „standardowa” dla napięcia znamionowego $f_s = 50 \text{ Hz}$ [13]

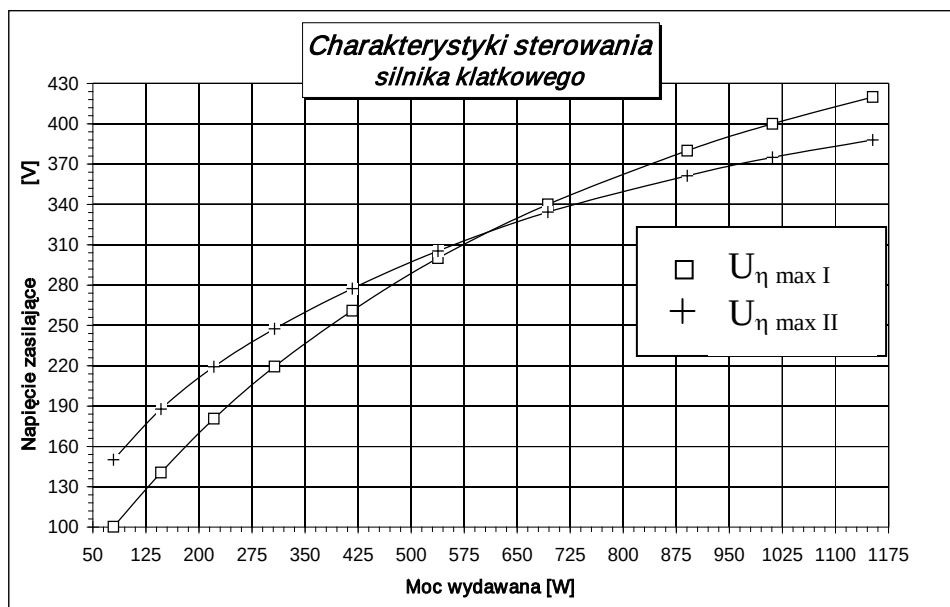


Rys.7.4. Sprawności maksymalne silnika klatkowego Sg 90 S-4 wyznaczone na podstawie I i II etapu badań oraz sprawność „standardowa” dla napięcia znamionowego $f_s = 30$ Hz [13]

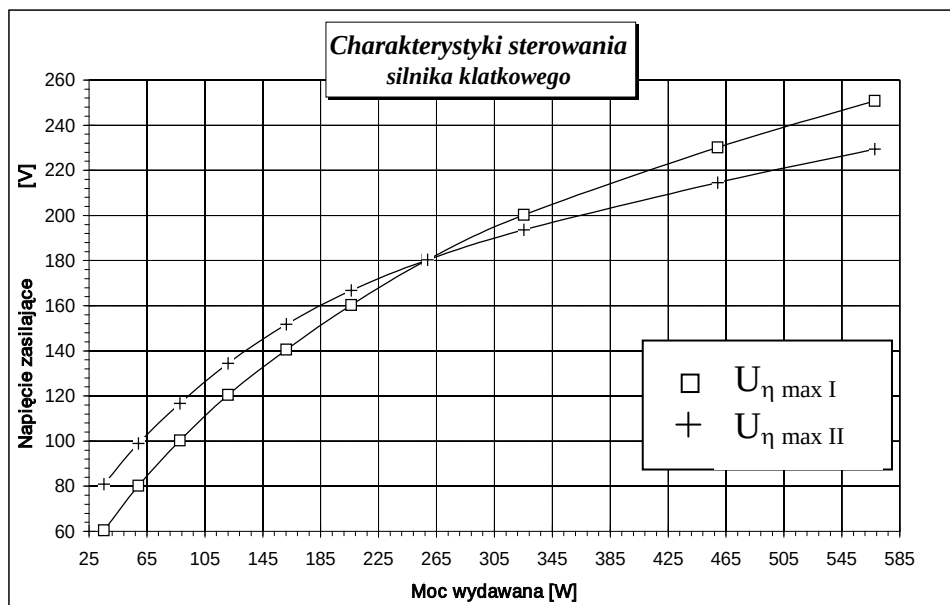
Aby mieć możliwość dokonania porównań, na wykresie zbiorczym umieszczono charakterystykę sprawności „standardową”. Jej obecność pozwala na ocenę, jak dużą poprawę sprawności można uzyskać przez pracę silnika wg jednej bądź drugiej charakterystyki sprawności maksymalnej. Należy przyznać, że w przypadku silników małej mocy jest ona znaczna. Z porównania charakterystyk wynika, że dużą poprawę sprawności badanego silnika można uzyskać przez odpowiednie sterowanie silnika zgodnie z jedną, bądź drugą charakterystyką sprawności maksymalnej.

7.2. Porównanie charakterystyk sterowania

Sterowanie dla osiągnięcia maksymalnej sprawności polega na zasileniu silnika napięciem o odpowiednio dobranej wartości. Posługując się wykresami przedstawionymi na rys.7.1 i rys.7.2 można również sporządzić tzw. charakterystyki sterowania wiążące napięcie zasilające z mocą obciążenia. Na podstawie wykresów z rys.7.1 sporządzono charakterystykę sterowania $U_{\eta_{\max I}} = f(P)$ dla $U = \text{const}$, natomiast rys.7.2 posłużył do opracowania charakterystyki sterowania $U_{\eta_{\max II}} = f(P)$ dla $P = \text{const}$. Na rys.7.5 przedstawiono charakterystyki napięcia zasilającego sporządzone na podstawie I i II etapu badań dla częstotliwości napięcia zasilającego $f_s = 50$ Hz. Punkt przecięcia obu charakterystyk napięć odpowiada miejscu styku charakterystyk sprawności maksymalnych przedstawionych na wcześniejszych wykresach, rys.7.3 i rys.7.4.



Rys.7.5. Napięcia sterowania silnika klatkowego Sg 90 S-4 dla sprawności maksymalnych określonych na podstawie I i II etapu badań dla $f_s = 50$ Hz [13]



Rys.7.6. Napięcia sterowania silnika klatkowego Sg 90 S-4 dla sprawności maksymalnych określonych na podstawie I i II etapu badań dla $f_s = 30$ Hz [13]

Analiza obu charakterystyk sterowania prowadzi do wniosku, że sprawności maksymalnej uzyskanej z drugiego etapu będą towarzyszyły relatywnie mniejsze zmiany wartości napięcia zasilającego dla tych samych zmian obciążenia. Podobne wnioski wynikają z analizy wykresów wykonanych dla $f_s = 30$ Hz, rys.7.6. Ponieważ praca silnika indukcyjnego zgodnie z charakterystyką sterowania $U_{\eta_{max II}} = f(P)$ zapewnia największą poprawę sprawności, wobec tego będzie ona określana w dalszej części pracy jako charakterystyka napięcia optymalnego.

7.3. Wykresy 3D sprawności

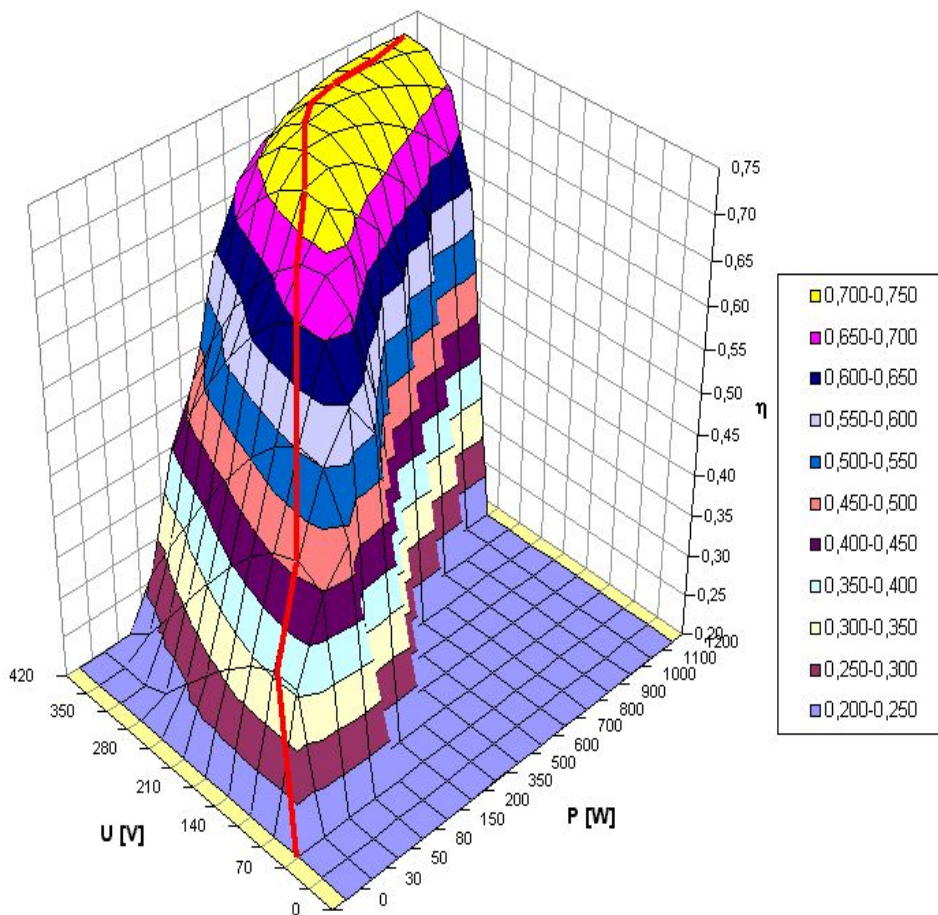
Możliwość otrzymania na podstawie pomiarów bądź badań symulacyjnych dwóch różniących się charakterystyk sprawności maksymalnych $\eta_{max I}$ i $\eta_{max II}$ z charakterystycznym jednym punktem wspólnym wymaga wyjaśnienia. Punktem wyjścia dla tych rozważań jest ogólne równanie sprawności (7.1), gdzie zarówno moc wydawana P , jak i napięcie zasilające U będą zmiennymi niezależnymi, [22].

Dokonano obliczeń symulacyjnych sprawności dla dwóch silników klatkowych: Sg 90 S-4 o mocy znamionowej $P_N = 1,1$ kW oraz 2SGPK 315-4 o mocy $P_N = 132$ kW, dla wielu stałych wartości mocy i stałych wartości napięcia zasilającego. Ich wynikiem są otrzymane wykresy przestrzenne sprawności. Wykres przestrzenny 3D stwarza najlepszą możliwość przedstawienia sprawności w funkcji dwóch zmiennych. Na wykresie tym sprawność tworzy powierzchnię o wyraźnie zarysowanej wypukłości - rys.7.7.

Stopień wypukłości powierzchni sprawności będzie uzależniony od mocy maszyny. Ogólna tendencja jest taka, że w miarę wzrostu mocy maszyny wypukłość powierzchni sprawności staje się coraz mniejsza. Na rys.7.7 przedstawiono również linie przecięcia powierzchni sprawności płaszczyznami ortogonalnymi dla $U = \text{const.}$ i $P = \text{const.}$ Linie przecięcia powierzchni sprawności płaszczyzną o $P = \text{const.}$ tworzą wykresy sprawności w funkcji napięcia zasilającego. Wartości maksymalne tej sprawności będą usytuowane na „grzbiecie” powierzchni sprawności. Linia czerwona łącząca punkty maksymalnych sprawności usytuowane na grzbiecie, obliczone dla przyjętych wartości mocy wydawanej, tworzy sprawność maksymalną $\eta_{max II}$, największą z możliwych do osiągnięcia. Z tego też względu sprawność ta będzie nazywana dalej sprawnością optymalną i takie określenie będzie pojawiało się w następnych rozdziałach.

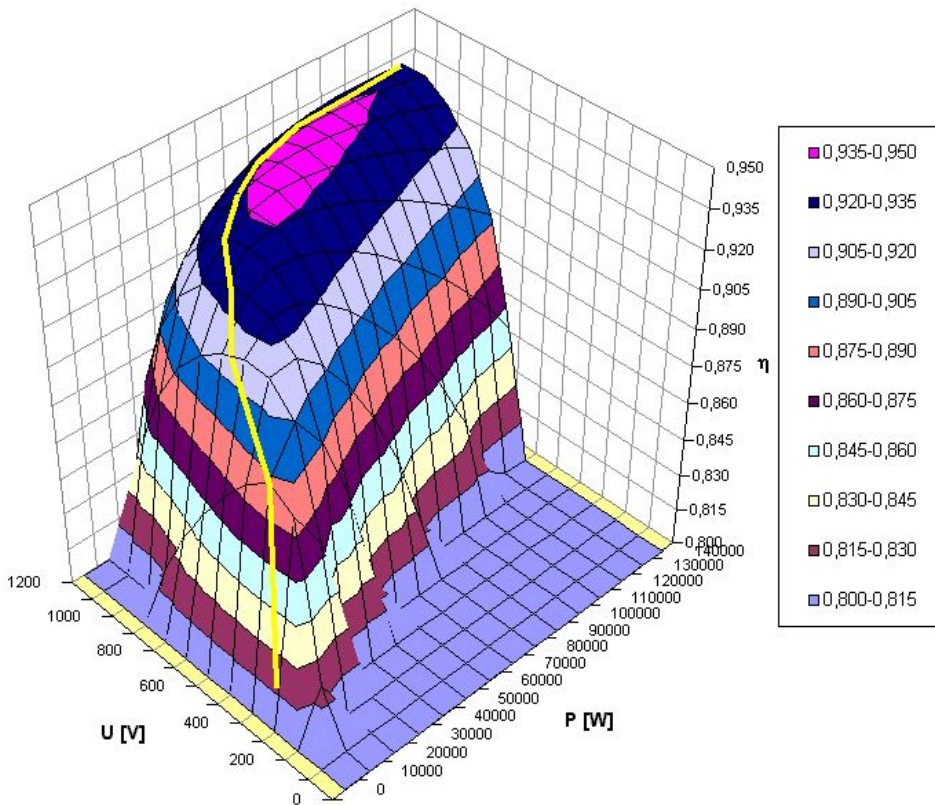
Linie powstające w wyniku przecięcia powierzchni sprawności płaszczyzną $U = \text{const.}$ tworzą wykresy sprawności w funkcji mocy obciążenia. Połączenie wyznaczonych w ten sposób wartości maksymalnych sprawności odpowiadających poszczególnym wartościom mocy obciążenia pozwoli na wykreślenie charakterystyki sprawności maksymalnej $\eta_{max I}$. Z poprzednich wykresów wynika-

ło, że w ogólnym przypadku punkty sprawności maksymalnej z charakterystyki $\eta_{max I}$ miały mniejsze wartości niż punkty sprawności optymalnej. Spstrzeżenie to potwierdza wykres 3D na którym wartości maksymalne sprawności uzyskane dla $U = \text{const.}$ leżą poniżej wartości sprawności optymalnej. Istnieje tylko jeden punkt, gdzie maksymalne sprawności wyznaczone z charakterystyk $\eta_{max I}$ i $\eta_{max II}$ będą takie same. Punktowi temu odpowiada wierzchołek powierzchni sprawności. Z tego też względu miejsce styku dwóch charakterystyk $\eta_{max I}$ i $\eta_{max II}$ na wcześniejszych wykresach zawsze występowało dla ich największych wartości, ale dla znacznie mniejszych mocy niż moc znamionowa silnika.



Rys.7.7. Wykres 3D sprawności silnika klatkowego Sg 90 S-4 w funkcji mocy na wale i napięcia zasilającego wykonany dla częstotliwości $f_s = 50$ Hz [22]

Na rys.7.8 przedstawiono powierzchnię sprawności obliczoną dla silnika klatkowego o mocy $P = 132 \text{ kW}$ i prędkości znamionowej $n_N = 1460 \text{ obr/min}$. W przypadku tego silnika daje się zauważyć, że górną część powierzchni sprawności cechuje mniejsze zróżnicowanie wartości sprawności. Innymi słowy wypukłość powierzchni sprawności jest łagodniejsza niż dla badanego silnika klatkowego małej mocy. Punkty sprawności optymalnej zostały połączone na tym wykresie linią o kolorze żółtym.



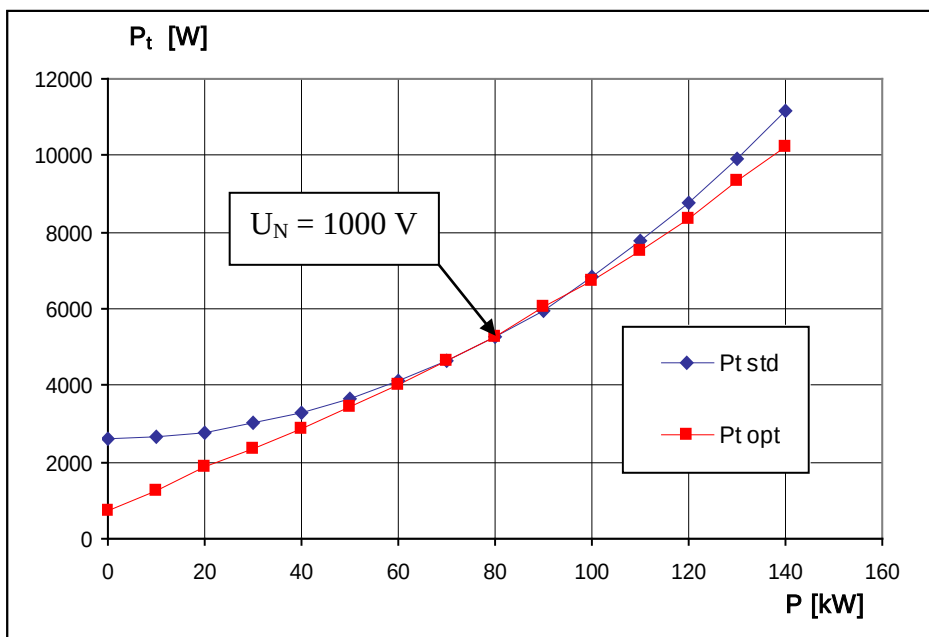
Rys.7.8. Wykres 3D sprawności silnika klatkowego 2SGPK 315-4 o mocy $P_N = 132 \text{ kW}$ w funkcji mocy na wale i napięcia zasilającego wykonany dla częstotliwości $f_s = 50 \text{ Hz}$

Dla mocy obciążenia bliskich mocy znamionowej, silnik ten zasilany napięciem znamionowym ma mniejszą sprawność niż sprawność optymalna. Ogranicza to możliwość wpływania na sprawność silnika pracującego przykładowo przy obciążeniu znamionowym, przez dobranie odpowiedniej wartości napięcia zasilającego; rys.7.9.

Należy podkreślić, że w przypadku silnika klatkowego o mocy 1,1 kW, dla częstotliwości 50 Hz i dla obciążenia znamionowego, napięcie zasilające ma wartość optymalną i silnik pracuje z najwyższą z możliwych sprawności.

7.4. Porównanie strat całkowitych

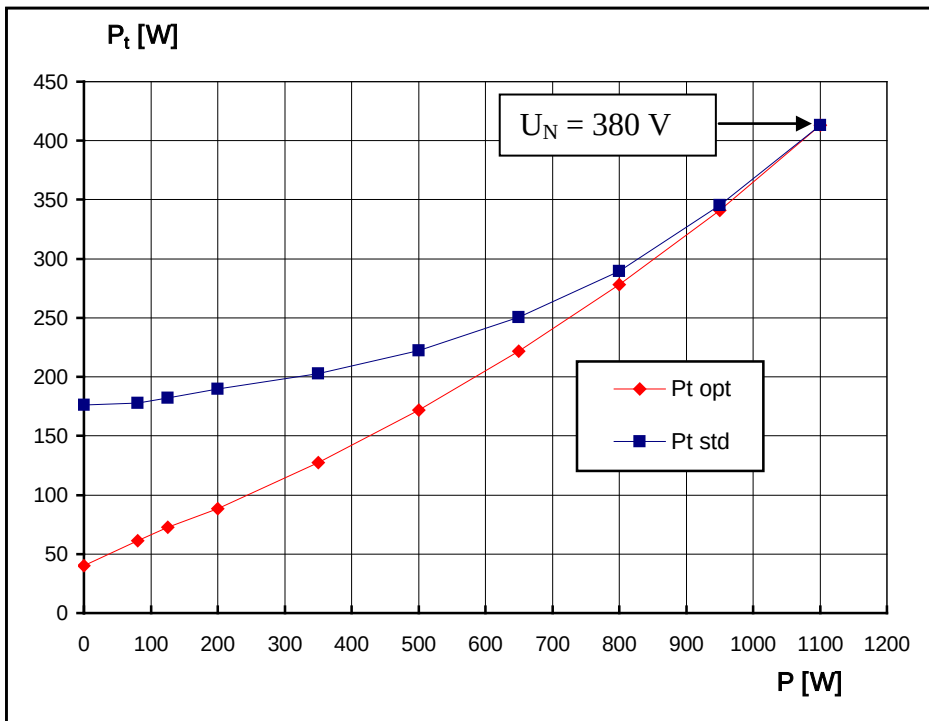
Interesującym jest porównanie całkowitych strat mocy w silnikach indukcyjnych pracujących przy zasilaniu napięciem znamionowym oraz przy zasilaniu napięciem optymalnym. Na rys.7.9 przedstawiono straty całkowite silnika klatkowego o mocy $P_N = 132$ kW i częstotliwości $f_s = 50$ Hz. Dla pracy ze sprawnością optymalną straty te zmieniają się prawie linowo w funkcji mocy wydawanej, natomiast dla sprawności standardowej zmieniają się one parabolicznie. Dla pewnej wartości mocy obciążenia, około 80 kW, następuje zrównanie strat. Ten charakterystyczny punkt odpowiada napięciu zasilającemu równemu napięciu znamionowemu $U_N = 1000$ V.



Rys.7.9. Straty całkowite w funkcji mocy wydawanej P dla pracy ze sprawnością optymalną $P_{t\ opt}$ i ze sprawnością standardową $P_{t\ std}$ dla silnika klatkowego 2SGPK 315-4 $P_N=132$ kW

Z przedstawionych charakterystyk jednoznacznie wynika, że dla obciążeń większych od 80 kW, możliwość pracy optymalnej byłaby związana z podwyższeniem wartości napięcia zasilającego powyżej 1000 V. Ponieważ układ izolacyjny silnika został zbudowany na takie właśnie napięcie znamionowe, wobec tego praca przy napięciu podwyższonym byłaby dla niego zagrożeniem. Dla tak skonstruowanego silnika traci się więc możliwość minimalizacji strat całkowitych w przedziale obciążeń ok. 80-132 kW. Dla tego przedziału mocy silnik może być zasilany tylko napięciem o znamionowej wartości.

Z analizy wykresów wynika, że zmniejszenie strat mocy jest tym większe, im mniejsze jest obciążenie silnika. W skrajnym przypadku dla biegu jałowego można dokonać maksymalnego zmniejszenia strat, około 1700 W, natomiast teoretycznie dla obciążenia znamionowego, około 600 W.



Rys.7.10. Straty całkowite w funkcji mocy wydawanej P dla pracy ze sprawnością optymalną $P_{t\ opt}$ i ze sprawnością standardową $P_{t\ std}$ dla silnika klatkowego Sg 90 S-4, $P_N = 1,1$ kW [18,22]

Zupełnie inaczej przebiegają relacje strat całkowitych dla badanego silnika klatkowego Sg 90 S-4 o mocy znamionowej $P_N = 1,1$ kW sporządzone dla częstotliwości $f_s = 50$ Hz; rys.7.10. Przebieg zmian poszczególnych całkowitych strat

mocy w funkcji obciążenia jest podobny jak dla silnika dużej mocy. Odmienne natomiast kształtują się relacje strat w zależności od mocy wydawanej. Przedstawiony tutaj przypadek przebiegu strat mocy jest interesujący ze względu na fakt, że zrównanie się wartości strat nastąpiło przy obciążeniu znamionowym i dla znamionowej wartości napięcia optymalnego. Wynika z tego, że w badanym silniku istnieje możliwość zmniejszenia strat w całym zakresie obciążeń. Tutaj również największe oszczędności na stratach mocy daje się uzyskać dla biegu jałowego, ok. 130 W.

Na podstawie przeprowadzonej analizy można stwierdzić, że silniki przeznaczone do pracy przy zróżnicowanym obciążeniu powinny wykazywać optymalną wartość sprawności dla obciążenia znamionowego i dla znamionowej wartości napięcia zasilającego. Dla tak zaprojektowanego silnika, optymalne wartości sprawności dla obciążeń mniejszych od znamionowego, będą mogły być używane dla wartości napięć zasilających mniejszych od napięcia znamionowego.

8. Wyznaczanie parametrów pracy optymalnej metodą wybranej częstotliwości

W rozdziale tym będą rozważane zagadnienia pracy optymalnej, tj. pracy z optymalną sprawnością dla każdej wartości obciążenia silnika. Należy zaznaczyć, że w literaturze znajdują się dość fragmentaryczne i uproszczone rozważania na ten temat. Wymagają one uporządkowania oraz nadania im takiego kształtu, aby dokładność wyznaczenia poszukiwanych parametrów była jak największa.

W poprzednim rozdziale wykazano, że optymalną czyli największą z możliwych sprawności można uzyskać przez dobór napięcia zasilającego przy założeniu stałej mocy obciążenia. Założeniem podstawowym przy tego rodzaju rozważaniach jest stałość częstotliwości napięcia zasilającego. Dla przyjętej częstotliwości muszą być znane parametry badanego silnika takie jak:

- straty w rdzeniu w funkcji prądu magnesującego,
- zależność napięcia indukowanego w funkcji prądu magnesującego,
- rezystancja uzwojenia stojana i sprowadzona rezystancja uzwojenia wirnika,
- reaktancja rozproszenia uzwojenia stojana,
- straty mechaniczne.

W przypadku konieczności wyznaczenia poślizgu optymalnego należy znać jeszcze sprowadzoną reaktancję uzwojenia wirnika. Ponieważ obliczenia będą przeprowadzane dla pracy optymalnej silnika przy jednej wartości częstotliwości w związku z tym zaproponowany sposób prowadzenia obliczeń zostanie nazwany „metodą wybranej częstotliwości”.

Aby silnik pracował z optymalną sprawnością muszą być spełnione pewne warunki, jeśli chodzi o parametry zasilania. Jeżeli rozważania zostaną ograniczone do jednej wartości mocy wydawanej, to minimum strat całkowitych zostanie osiągnięte dla jednej konkretnej wartości napięcia, którą można określić jako napięcie optymalne. Wyznaczając wartość tego napięcia dla poszczególnych wartości mocy wydawanej można skonstruować charakterystykę napięcia optymalnego w funkcji mocy obciążenia $U_{opt}=f(P)$ bądź momentu na wale $U_{opt}=f(T_s)$ silnika. Charakterystykę tę można nazwać charakterystyką sterowania silnika indukcyjnego w warunkach pracy optymalnej. Wartość poślizgu wynikająca z obciążenia silnika założoną mocą i zasilania optymalną dla tego obciążenia wartością napięcia, może być określona jako poślizg optymalny. Wprowadzenie tego pojęcia wiązało się z tym, że autorom publikacji [56] znacznie łatwiej było wyznaczyć analitycznie na podstawie schematu zastępczego poślizg optymalny niż napięcie optymalne. Po dogłębnej analizie tego artykułu okazało się, że przy wyprowadzeniu zależności na poślizg założono

stałe, niezależne od wartości napięcia parametry gałęzi poprzecznej schematu zastępczego. Może to prowadzić do pewnych błędów w świetle rozważań przedstawionych w rozdziale 2. Pomijając jednak aspekt dokładności wyprowadzonych zależności, wprowadzenie pojęcia poślizgu optymalnego jest w pełni zasadne. Ponieważ zarówno napięcie optymalne jak i poślizg optymalny są parametrami mierzalnymi, wobec tego można je określić jako parametry optymalne zewnętrzne.

Wyznaczenie parametrów optymalnych będzie się wiązało z przeprowadzeniem niezbędnych wieloetapowych obliczeń. W ich trakcie będzie zachodziła konieczność wyznaczenia innych wielkości związanych z pracą optymalną silnika. Do parametrów tych będą należały:

- optymalny prąd magnesujący,
- optymalne napięcie indukowane,
- optymalny prąd wirnika,
- optymalna składowa czynna prądu biegu jałowego I_{Fe} .

Ponieważ wielkości te są praktycznie niemierzalne podczas pracy z obciążeniem, można je określić jako wewnętrzne parametry optymalne. Natomiast optymalny prąd stojana może być uznany za optymalny parametr zewnętrzny.

Wynika z tego, że dla założonej mocy obciążenia istnieje określona wartość optymalnego napięcia zasilającego i poślizgu, jak również optymalne wartości prądu magnesującego, napięcia indukowanego i prądu wirnika oraz prądu odwzorowującego straty w żelazie oraz prądu stojana..

Aby móc sterować silnikiem w sposób optymalny dla założonej wartości częstotliwości napięcia zasilającego wystarczy znać praktycznie tylko dwa parametry tj. moc obciążenia i optymalną wartość napięcia. Poślizg optymalny będzie wynikiem obciążenia silnika określoną mocą i zasilenia tego silnika napięciem o odpowiednio dobranej wartości czyli napięciem optymalnym.

Wyznaczenie optymalnej wartości napięcia dla założonej wartości obciążenia będzie wymagało przeprowadzenia kilkietapowych obliczeń. Ich kolejność będzie następująca:

1. obliczenie na podstawie równania wyjściowego optymalnej wartości prądu magnesującego,
2. obliczenie optymalnej wartości napięcia indukowanego na podstawie znajomości optymalnej wartości prądu magnesującego,
3. obliczenie strat w rdzeniu związanych z optymalną wartością prądu magnesującego,
4. obliczenie optymalnej wartości składowej czynnej prądu biegu jałowego,

5. obliczenie optymalnej wartości sprowadzonego prądu wirnika,
6. obliczenie optymalnej wartości prądu stojana,
7. obliczenie przybliżonej wartości kąta przesunięcia fazowego φ_{sopt} pomiędzy napięciem zasilającym i prądem stojana,
8. obliczenie optymalnej wartości napięcia zasilającego,
9. obliczenie składowych wektora przestrzennego prądu i napięcia stojana niezbędnych do sterowania pracą przemiennika częstotliwości.

Dodatkowo można również wyznaczyć optymalną wartość poślizgu korzystając z zależności wyprowadzonych w rozdziale 2. Może być ona wyznaczona dopiero w ostatnim etapie obliczeń, a do jej wyznaczenia należy znać wartość reakcji rozproszenia uzwojenia wirnika, która najczęściej będzie szacowana. W związku z tym dokładność wyznaczenia tego poślizgu będzie gorsza niż wartości napięcia optymalnego. Jak już wspomniano, znajomość tego poślizgu nie jest jednak konieczna do sterowania silnikiem, w zupełności wystarczy informacja o wartości napięcia optymalnego. Podobnie jak w poprzednich rozdziałach zachodzi konieczność przeprowadzenia odpowiednich rozważań dla silnika klatkowego i pierścieniowego.

8.1. Parametry optymalne silnika klatkowego

Poniżej zostanie przedstawiona kolejność i sposób wyznaczania parametrów optymalnych silnika klatkowego.

• Optymalny prąd magnesujący

W celu wyznaczenia optymalnej wartości prądu magnesującego dla przyjętej wartości mocy obciążenia P można skorzystać z każdej z podanych zależności (6.8), (6.9), (6.10). Do wybranej zależności należy podstawić wyrażenie na prąd wirnika, w którym napięcie indukowane będzie wyrażone jako funkcja prądu magnesującego oraz wyliczoną pochodną strat w rdzeniu. Do przeprowadzenia obliczeń należy raczej dobrać równanie o najmniejszym stopniu skomplikowania. Może to być równanie (6.8), do którego po podstawieniu wyrażenia na prąd wirnika (2.16), otrzymuje się:

$$\begin{aligned}
 & 3(R_s + R_r) \frac{3U_i - \sqrt{9U_i^2 - 12R_r(P + P_m)}}{6R_r} \frac{d}{dI_m} \left[\frac{3U_i - \sqrt{9U_i^2 - 12R_r(P + P_m)}}{6R_r} \right] \\
 & = 3R_s I_m + \frac{1}{2} P'_{Fe}
 \end{aligned} \tag{8.1}$$

gdzie: $P'_{Fe} = \frac{dP_{Fe}}{dI_m}$ oraz $U_i = U_i(I_m)$

Do równania (8.1) należy wstawić wyrażenia na napięcie indukowane (2.19) oraz zależność na straty w rdzeniu (3.1). Następnie posługując się odpowiednim programem profesjonalnym np. 'Mathematica' bądź „Mathcad”, z równania tego można wyznaczyć optymalną wartość prądu magnesującego.

- **Optymalna wartość napięcia indukowanego**

Wartość indukowanego napięcia wyznacza się z zależności (2.19) otrzymanej na podstawie pomiarów, po podstawieniu wyliczonej optymalnej wartości prądu magnesującego

$$U_{i\ opt} = aI_{m\ opt}^3 + bI_{m\ opt}^2 + cI_{m\ opt} \quad (8.2)$$

- **Straty w żelazie dla optymalnej wartości napięcia indukowanego**

Wyznaczone zostaną one z równania opisującego straty w żelazie (3.1) po podstawieniu optymalnej wartości prądu magnesującego

$$P_{Fe} = dI_{m\ opt}^3 + eI_{m\ opt}^2 + fI_{m\ opt} \quad (8.3)$$

- **Optymalna wartość składowej czynnej prądu biegu jałowego**

Po obliczeniu wartości strat w żelazie można wyznaczyć optymalną składową czynną prądu biegu jałowego z poniższej zależności

$$I_{Fe\ opt} = \frac{P_{Fe}}{3U_{i\ opt}} \quad (8.4)$$

- **Optymalna wartość prądu wirnika**

Prąd wirnika wyznacza się z zależności (2.16) po wprowadzeniu optymalnej wartości napięcia indukowanego

$$I_{r\ opt} = \frac{3U_{i\ opt} - \sqrt{9U_{i\ opt}^2 - 12R_r(P + P_m)}}{6R_r} \quad (8.5)$$

- **Optymalna wartość prądu stojana**

Prąd stojana wyznacza się w oparciu o wykres fazorowy prądów rys.2.1.

$$I_{s\ opt} = \sqrt{I_{m\ opt}^2 + (I_{r\ opt} + I_{Fe\ opt})^2} \quad (8.6)$$

- **Przybliżona wartość kąta przesunięcia fazowego φ_s**

Przybliżoną wartość tego kąta można wyznaczyć na podstawie wykresu fazorowego z rys.2.1 zgodnie z zależnością

$$\cos \varphi_{s \text{ opt}} \approx \cos \varphi_x \approx \frac{I_{r \text{ opt}} + I_{Fe \text{ opt}}}{I_{s \text{ opt}}} \quad (8.7)$$

- **Optymalna wartość napięcia zasilającego**

Tę wartość napięcia daje się wyznaczyć z następującej zależności, [B13]:

$$U_{\text{opt}} \approx \sqrt{3} [U_{i \text{ opt}} + I_{s \text{ opt}} (R_s \cos \varphi_s + X_s \sin \varphi_s)] \quad (8.8)$$

Należy podkreślić, że w rozważaniach tego typu spotykanych w literaturze często przyjmuje się równość napięcia indukowanego i fazowego napięcia zasilania. Tego rodzaju uproszczenie jest dopuszczalne dla silników dużej mocy, natomiast w przypadku silników małej mocy takie założenie może być źródłem dużych błędów. Wyznaczenie dokładnej fazowej wartości napięcia optymalnego $U_{ph \text{ opt}}$ można uzyskać stosując zależność (8.9), [29,40]:

$$U_{ph \text{ opt}} = \sqrt{[U_{i \text{ opt}} + (I_{r \text{ opt}} + I_{Fe \text{ opt}})X_s + (I_{r \text{ opt}} + I_{Fe \text{ opt}})R_s]^2 + (I_{m \text{ opt}}R_s - I_{m \text{ opt}}X_s)^2} \quad (8.9)$$

- **Poślizg optymalny**

Zgodnie z zależnością (2.21) poślizg ten będzie równy

$$s_{\text{opt}} = \frac{I_{r \text{ opt}} R_r}{\sqrt{U_{i \text{ opt}}^2 - (I_{r \text{ opt}} X_r)^2}} \quad (8.10)$$

Praktyczna realizacja zasilania silnika napięciem o optymalnej wartości dla danego obciążenia będzie się odbywała za pośrednictwem przemiennika częstotliwości wyposażonego dodatkowo w układ optymalizujący sprawność maszyny. Do sterowania pracą przemiennika częstotliwości w procesie minimalizacji strat niezbędna jest znajomość składowych wektorów przestrzennych prądu i napięcia stojana. Składowe te wyznaczone są dla stanu ustalonego w układzie współrzędnych d-q wirujących synchronicznie z wektorem strumienia skojarzonego wirnika. Składowe wektora przestrzennego prądu dają się wyznaczyć na podstawie obliczonych wcześniej składowych fazora prądu stojana, natomiast składowe wektora przestrzennego napięcia wyznacza się na podstawie obliczonych składowych fazora napięcia stojana, [B11,B14],[29,30]:

- **Składowe wektora przestrzennego prądu stojana**

$$I_{sd \text{ opt}} = \frac{3}{2} \sqrt{2} I_{m \text{ opt}} \quad (8.11)$$

$$I_{sqopt} = \frac{3}{2} \sqrt{2} (I_{ropt} + I_{Feopt}) \quad (8.12)$$

• **Składowe wektora przestrzennego napięcia stojana**

Podobnie można wyznaczyć składowe wektora przestrzennego napięcia stojana w układzie współrzędnych wirujących d-q, [30,40]:

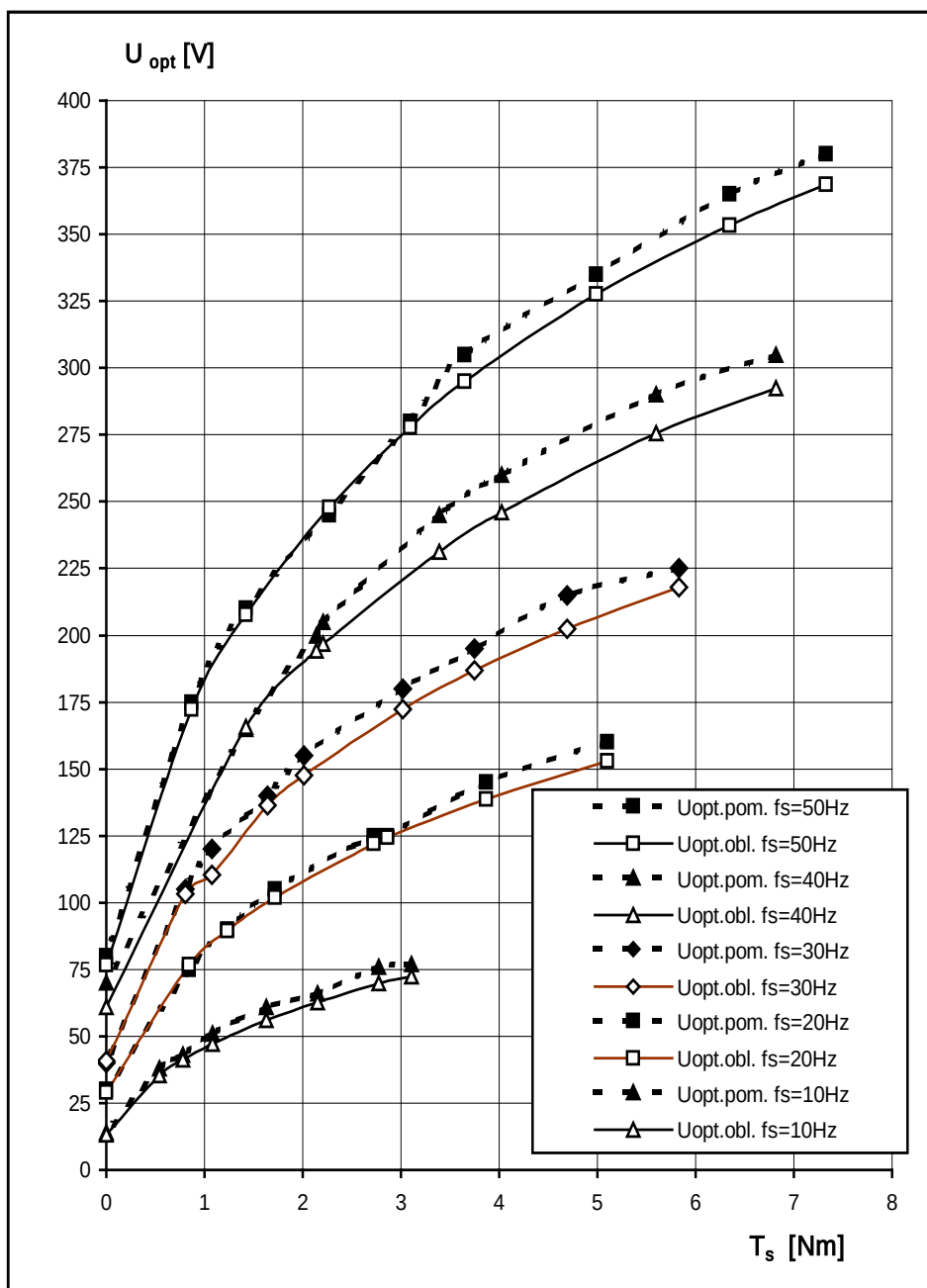
$$U_{sd} = \frac{3}{2} \sqrt{2} [U_{iopt} + (I_{ropt} + I_{Fopte}) X_s + (I_{ropt} + I_{Feopt}) R_s] \quad (8.13)$$

$$U_{sq} = \frac{3}{2} \sqrt{2} (I_{mopt} R_s - I_{mopt} X_s) \quad (8.14)$$

8.2. Weryfikacja analityczno-pomiarowa dla silnika klatkowego

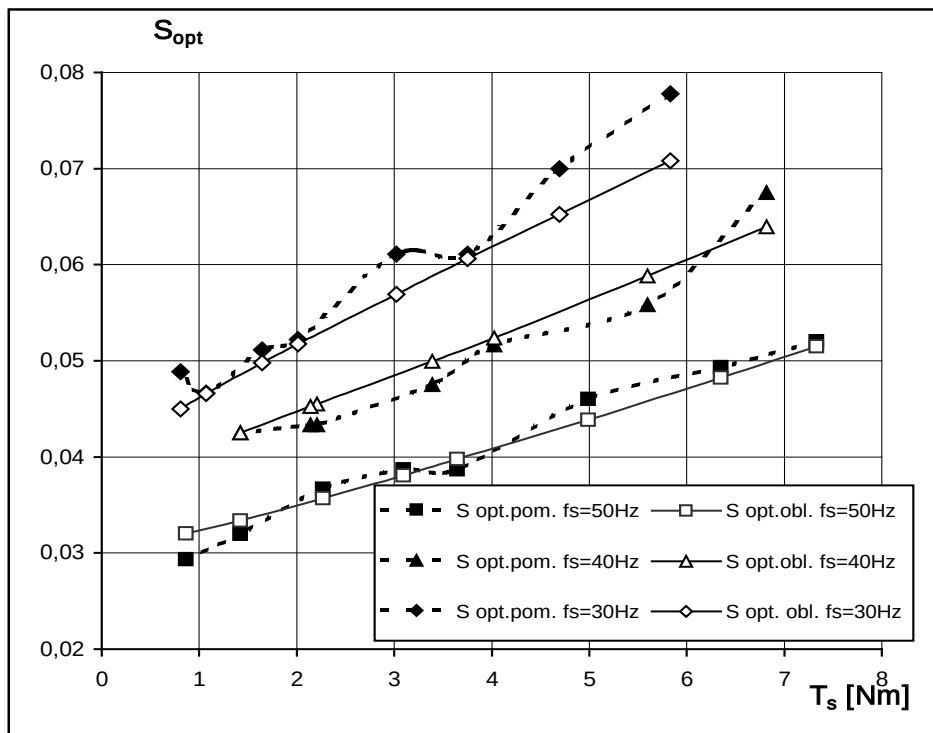
Zgodnie z zaproponowanym sposobem wyznaczania parametrów optymalnych, dokonano właściwych obliczeń optymalnego napięcia i poślizgu optymalnego dla wybranych wartości mocy wydawanej. Wartości te przyjęto z wyznaczonych na drodze pomiarów laboratoryjnych punktów pracy optymalnej [19,23,29]. Wyznaczone w ten sposób wartości napięć i poślizgów optymalnych zostały porównane z wartościami uzyskanymi na drodze obliczeń. Pomiary i obliczenia przeprowadzono dla pięciu wartości częstotliwości 50, 40, 30, 20, 10 Hz. Formalnie wykresy te powinny być przedstawione w funkcji mocy wydawanej, jednak wtedy należałoby je prezentować na oddzielnych wykresach dla poszczególnych częstotliwości. W postaci zbiorczej dają się przedstawić w funkcji momentu na wale, rys.8.1.

Przedstawione wykresy wskazują na dobrą zgodność wartości napięć obliczonych i pomierzonych. Wskazuje to wyraźnie na poprawność przedstawionej metody. Generalnie można stwierdzić, że dla wszystkich częstotliwości w zakresie większych mocy obliczone charakterystyki przebiegają poniżej charakterystyk otrzymanych na drodze pomiarowej. Jest to wynikiem niedoszacowania wartości prądu wirnika przez przyjęcie wartości $\cos\varphi_r = 1$. Dla malejących obciążeń dokładność analitycznego wyznaczenia wartości napięcia optymalnego poprawia się ze względu na wzrost współczynnika mocy wirnika wynikający ze zmniejszania się poślizgu wirnika. Cenną zaletą przedstawionej metody jest możliwość obliczenia z dużą dokładnością minimalnej wartości napięcia dla biegu jałowego, kiedy to silnik obciążony jest tylko stratami mechanicznymi. Należy podkreślić, że znaczący wpływ na wyniki obliczeń miało przyjęcie uśrednionej wartości rezystancji uzwojenia stojana i wirnika dla serii pomiarów wykonywanych w ramach próby obciążenia dla danej częstotliwości.



Rys.8.1. Charakterystyki napięcia optymalnego uzyskane na podstawie badań laboratoryjnych i obliczeń dla silnika klatkowego Sg 90 S-4: linia przerywana - wartości pomierzone, linia ciągła - wartości obliczone [29]

Straty w uzwojeniach zgodnie z wyprowadzoną zależnością (6.9) mają w niej największy udział i dlatego od wartości przyjętych rezystancji zależy dokładność wyznaczenia wartości napięcia optymalnego. Im bliższe będą one rzeczywistym wartościom rezystancji uzwojeń silnika, tym z mniejszym błędem zostanie wyznaczona wartość napięcia optymalnego. Należy dodać, że jako wartości optymalne napięcie pomierzonych dla biegu jałowego ($T_s = 0$) przyjęto napięcia odpowiadające minimum prądu stojana przy biegu jałowym. Jest to zgodne z sugestią zawartą w [B7]. Daje to możliwość stabilnej pracy silnika przy biegu jałowym. Natomiast w praktyce minimum mocy pobieranej przy biegu jałowym przypada dla mniejszych wartości napięcia niż minimum prądu stojana. Wyniki obliczeń tych napięć są takie, że praktycznie pokrywają się z pomierzonymi napięciami.



Rys.8.2. Charakterystyki poślizgu optymalnego uzyskane na podstawie badań laboratoryjnych i obliczeń dla silnika klatkowego Sg 90 S-4 dla trzech wybranych częstotliwości: linia przerywana - wartości pomierzone, linia ciągła – wartości obliczone

W układzie napędowym silnik indukcyjny współpracuje z określoną maszyną roboczą. Nawet kiedy maszyna robocza nie jest obciążona, stanowi ona dla silnika pewne stałe obciążenie ze względu na jej straty mechaniczne, jak też straty

w innych elementach napędu, np. straty w przekładni, straty w sprzęgle. Z tego też względu, minimalna wartość napięcia optymalnego będzie obliczana w praktyce dla pewnego już wstępnego obciążenia silnika.

Na rys.8.2 przedstawiono wartości obliczone i pomierzone poślizgu optymalnego. Znajdują się na nim wykresy sporządzone dla trzech wartości częstotliwości 50,40,30 Hz, [9]. Porównanie wartości poślizgu uzyskanych w dwojaki sposób wskazuje na stosunkowo niedużą rozbieżność wyników. Podkreślić należy, że na dokładność wyznaczenia wartości poślizgu optymalnego wpływać będzie dokładność określenia napięcia indukowanego, jak również sprowadzonych parametrów wirnika w postaci rezystancji i reaktancji rozproszenia uzwojenia wirnika. Ogólnie wzrostowi mocy obciążenia odpowiada wzrost poślizgu optymalnego. Podobną tendencję zmian potwierdza literatura, jak również własne badania symulacyjne i laboratoryjne przeprowadzone na silnikach klatkowych i pierścieniowych [8,9,11]. Wcześniej można było niekiedy spotkać się z poglądem, że poślizg optymalny ma wartość praktycznie stałą, niezależną od obciążenia, jednak takie twierdzenie było wynikiem analizy uproszczonego, z liniowym obwodem magnetycznym, schematu zastępczego silnika indukcyjnego [56,91].

8.3. Parametry optymalne silnika pierścieniowego

Wyznaczanie parametrów optymalnych dla tego silnika będzie odbywało się w podobnej kolejności jak dla silnika klatkowego, [20,30].

- **Optymalny prąd magnesujący**

Z wyprowadzonych równań przedstawionych w rozdziale 6 można wyznaczyć optymalną wartość prądu magnesującego. Najlepiej do tego celu będzie nadawało się równanie (6.21) o postaci

$$3(R_s + R_r)I_r I_r' + \frac{3}{2} \Delta U_b I_r' = 3R_s I_m + \frac{1}{2} P_{Fe}'$$

Po podstawieniu do powyższej zależności wyrażenia na prąd wirnika (2.18) dostaje się zależność (8.15) o dość skomplikowanej formie:

Do wyrażenia (8.15) należy podstawić wielomiany opisujące napięcie indukowane i straty w rdzeniu, a następnie wyliczyć pochodną prądu wirnika i pochodną strat w rdzeniu względem prądu magnesującego. Następnie przyjmując założoną wartość mocy na wale P można z powyższego równania poprzez numeryczne rozwiązanie wyznaczyć optymalną wartość prądu magnesującego. Wyznaczenie kolejnych wartości optymalnych napięcia indukowanego, strat w rdzeniu oraz składowej czynnej prądu biegu jałowego odbywa się wg tych samych zależności jak dla silnika klatkowego

$$\begin{aligned}
& 3(R_s + R_r) \frac{3(U_i - \Delta U_b) - \sqrt{9(U_i - \Delta U_b)^2 - 12R_r(P + P_m)}}{6R_r} \times \\
& \times \frac{d}{dI_m} \left[\frac{3(U_i - \Delta U_b) - \sqrt{9(U_i - \Delta U_b)^2 - 12R_r(P + P_m)}}{6R_r} \right] + \\
& + \frac{3}{2} \Delta U_b \frac{d}{dI_m} \left[\frac{3(U_i - \Delta U_b) - \sqrt{9(U_i - \Delta U_b)^2 - 12R_r(P + P_m)}}{6R_r} \right] = \\
& = 3R_s I_m + \frac{1}{2} P'_{Fe}
\end{aligned} \tag{8.15}$$

gdzie: $P'_{Fe} = \frac{dP_{Fe}}{dI_m}$ oraz $U_i = U_i(I_m)$.

- **Optymalna wartość prądu wirnika**

Wartość sprowadzoną prądu wirnika wyznaczyć można z równania (2.18)

$$I_{r\ opt} = \frac{3(U_{i\ opt} - \Delta U_b) - \sqrt{9(U_{i\ opt} - \Delta U_b)^2 - 12R_r(P + P_m)}}{6R_r} \tag{8.16}$$

Kolejne wartości optymalne składowych fazora prądu stojana, kąta przesunięcia fazowego $\varphi_{s\ opt}$ i optymalnej wartości napięcia zasilającego wyznacza się również z takich samych zależności jak dla silnika klatkowego.

- **Poślizg optymalny**

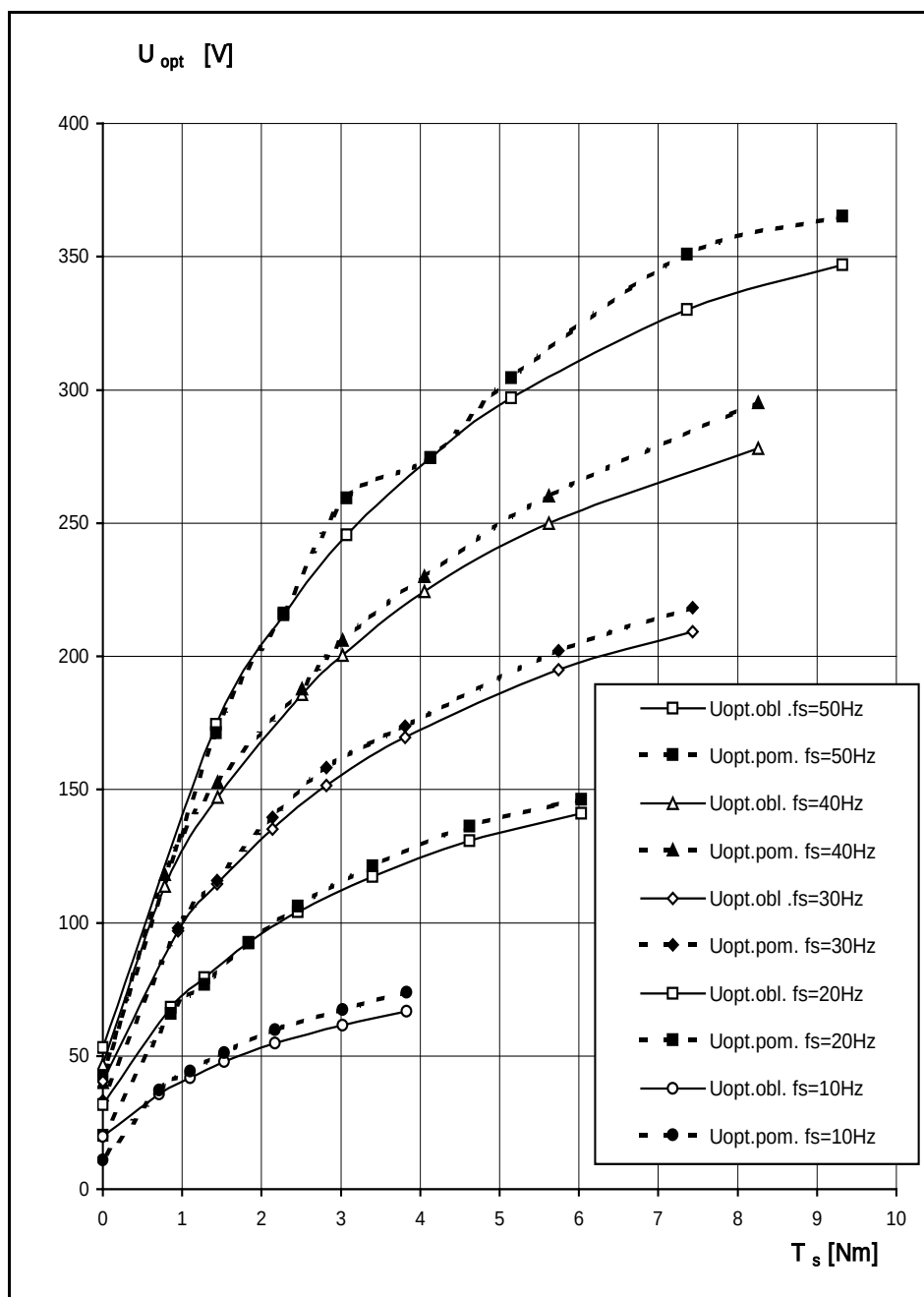
Poślizg ten daje się wyznaczyć z zależności wyprowadzonej dla silnika pierścieniowego (2.26)

$$s_{opt} = \frac{I_{r\ opt} R_r + \Delta U_b}{\sqrt{U_{i\ opt}^2 - (I_{r\ opt} X_r)^2}} \tag{8.17}$$

Wartości składowych wektora przestrzennego prądu i napięcia stojana we współrzędnych wirujących d-q można wyznaczyć wg zależności przedstawionych w podrozdziale 8.3.

8.4. Weryfikacja analityczno-pomiarowa dla silnika pierścieniowego

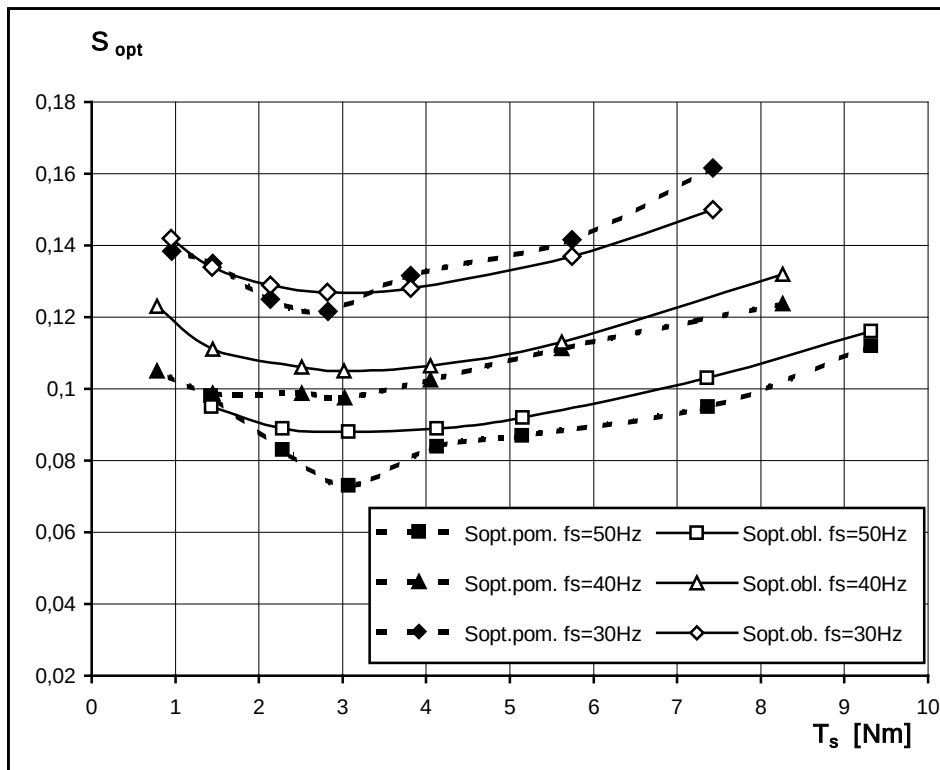
Obliczone wartości napięcia optymalnego wg powyższej metody zostały przedstawione w funkcji momentu na wale, rys.8.3.



Rys.8.3. Porównanie wartości napięcia optymalnego uzyskanego z badań laboratoryjnych i obliczeń dla silnika pierścieniowego SUDf 100 L-6A : linia przerywana - wartości pomierzone, linia ciągła – wartości obliczone [20]

W celu dokonania porównań na wykresach umieszczono również wartości napięć optymalnych otrzymanych z pomiarów, [20,30]. Stwierdza się pewne rozbieżności pomiędzy optymalnymi wartościami napięć szczególnie dla dużych obciążeń. Podobnie jak dla silnika klatkowego są one wynikiem niedoszacowania prądu wirnika przez przyjęcie założenia, że $\cos\varphi_r = 1$.

Pojawiające się rozbieżności nie mają jednak istotnego znaczenia, gdyż dla większych obciążeń krzywa sprawności jest płaska i zmiana napięcia nawet o kilkanaście woltów w stosunku do jego optymalnej wartości w minimalnym stopniu wpłynie na zmniejszenie sprawności. Należy dodać, że do obliczeń przyjmowano uśrednione wartości rezystancji uzwojeń, natomiast w trakcie badań laboratoryjnych mogły się one zmieniać w zależności od obciążenia. To zjawisko również mogło wpłynąć na powstanie pewnych rozbieżności pomiędzy napięciami. Należy jednak stwierdzić, że również w przypadku silnika pierścieniowego przydatność opracowanej metody znalazła potwierdzenie.



Rys.8.4. Porównanie pomierzonych i obliczonych wartości poślizgu optymalnego silnika pierścieniowego SUDf 100 L-6A dla różnych częstotliwości napięcia zasilającego: linia przerywana - wartości pomierzone, linia ciągła – wartości obliczone

Przedstawione na rys.8.4 wartości obliczone i pomierzone poślizgu optymalnego wskazują na dobrą zgodność. Występują pewne różnice, ale nie są one aż tak znaczące. Wskazuje to na poprawność wyprowadzonego wzoru na poślizg, jak również poprawność całego toku wcześniejszych obliczeń prowadzących do wyznaczenia optymalnej wartości napięcia.

Bardzo istotnym walorem opracowanej metody jest praktyczna możliwość wyznaczenia wartości napięcia optymalnego dla każdej wartości obciążenia, począwszy od biegu jałowego aż po obciążenie znamionowe.

Zastosowanie metody wyznaczania napięcia optymalnego wymaga przeprowadzenia pomiarów mających na celu wyznaczenie parametrów silnika i innych niezbędnych wielkości. Jedynie straty dodatkowe obciążeniowe są szacowane w celu uniknięcia kłopotliwych pomiarów związanych z trudną procedurą wyznaczania tych strat. Pozostałe niezbędne pomiary można przeprowadzić podczas łatwych w realizacji prób tj. próby biegu jałowego i próby zwarcia. Stanowi to dodatkową zaletę w przypadku aplikacji tej metody.

9. Metoda uogólniona wyznaczania optymalnych parametrów zasilania

W rozdziale 8 zaprezentowano możliwość wyznaczenia parametrów optymalnych silnika w funkcji mocy obciążenia dla wybranych częstotliwości napięcia zasilającego. Dotyczy to szczególnie wartości napięcia optymalnego, gdyż ten parametr należy uznać za najważniejszy. Relatywnie duża dokładność wyznaczenia parametrów optymalnych na podstawie wyprowadzonych zależności skłania do postawienia pytania, czy nie udałoby się uogólnić równania strat pozwalającego na określenie wartości napięcia optymalnego dla dowolnej częstotliwości napięcia zasilającego i założonej mocy obciążenia. W tym celu należy przeanalizować równanie strat (6.9) dla optymalnej sprawności wyprowadzone dla silnika klatkowego.

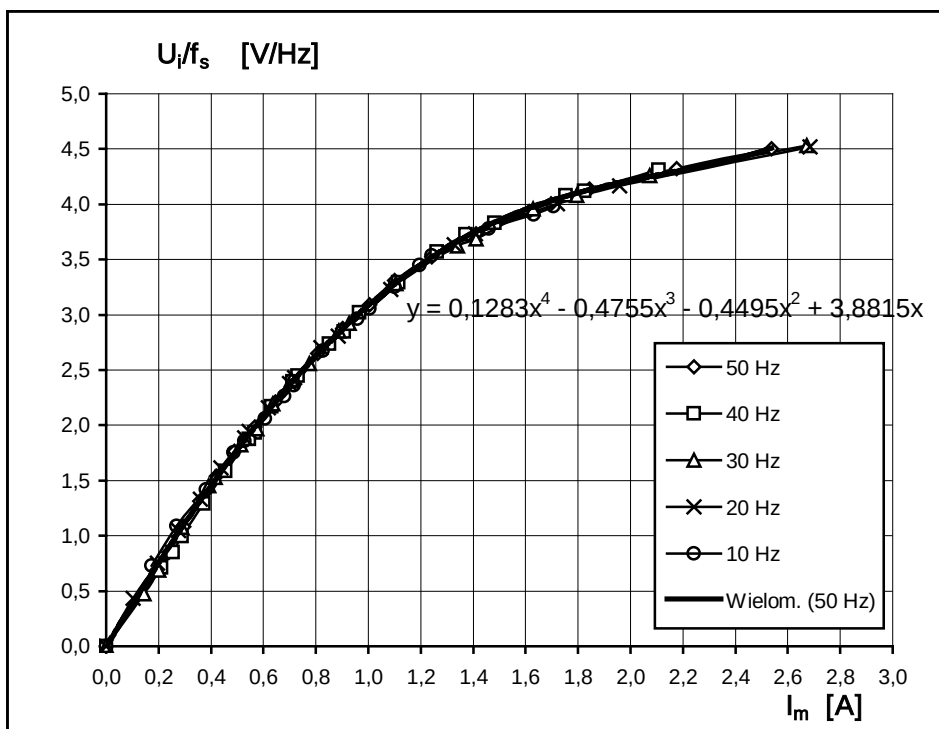
$$3(R_s + R_k)I_r^2 \frac{I_r'}{I_r} = 3R_s I_m^2 \frac{1}{I_m} + \frac{1}{2} P_{Fe} \frac{P_{Fe}'}{P_{Fe}}$$

9.1. Wpływ częstotliwości na parametry

Rozważaniom należy poddać kilka wielkości występujących w powyższym wzorze i zbadać ich zależność od częstotliwości napięcia zasilającego. Do parametrów niezależnych praktycznie od częstotliwości należą:

- prąd wirnika,
- prąd magnesujący,
- rezystancja uzwojeń stojana i wirnika.

Prąd wirnika zależy od mocy obciążenia. Stanowi ona dla obwodu wirnika wymuszenie na wale, które wywołuje przepływ prądu o zmieniającej się wartości. Niezależność prądu magnesującego od zmian częstotliwości wynika z faktu, że praktycznie dla każdej częstotliwości charakterystyka magnesowania jest taka sama. Potwierdzeniem tego są charakterystyki przedstawione na rys.9.1, gdzie na osi rzędnych występuje wyrażenie U_i/f_s , które można uznać za miarę strumienia magnetycznego. Przedstawione charakterystyki, w podanym zakresie zmian I_m , praktycznie się pokrywają i mogą być zapisane w postaci wielomianu trzeciego bądź czwartego stopnia, gdzie zmienną niezależną będzie prąd magnesujący. W pierwszym przybliżeniu można również przyjąć niezależność rezystancji uzwojeń stojana i wirnika od częstotliwości. Jednak wg zapisu (2.3) i (2.6), to tylko dominująca rezystancja uzwojeń dla prądu stałego R_{sDC} i R_{rDC} , będzie niezależna od częstotliwości, natomiast znacznie mniejsza część reprezentująca dodatkowe straty obciążeniowe R_{sal} i R_{ral} , w tym również straty od wypierania prądu, będzie uzależniona od zmian częstotliwości. Zmiany tej rezystancji dają się oszacować przez zastosowanie zależności (3.2 – 3.5).



Rys.9.1. Charakterystyki magnesowania obwodu magnetycznego silnika klatkowego Sg 90 S-4 sporządzone dla wybranych częstotliwości [31]

Do parametrów zależnych od częstotliwości należą:

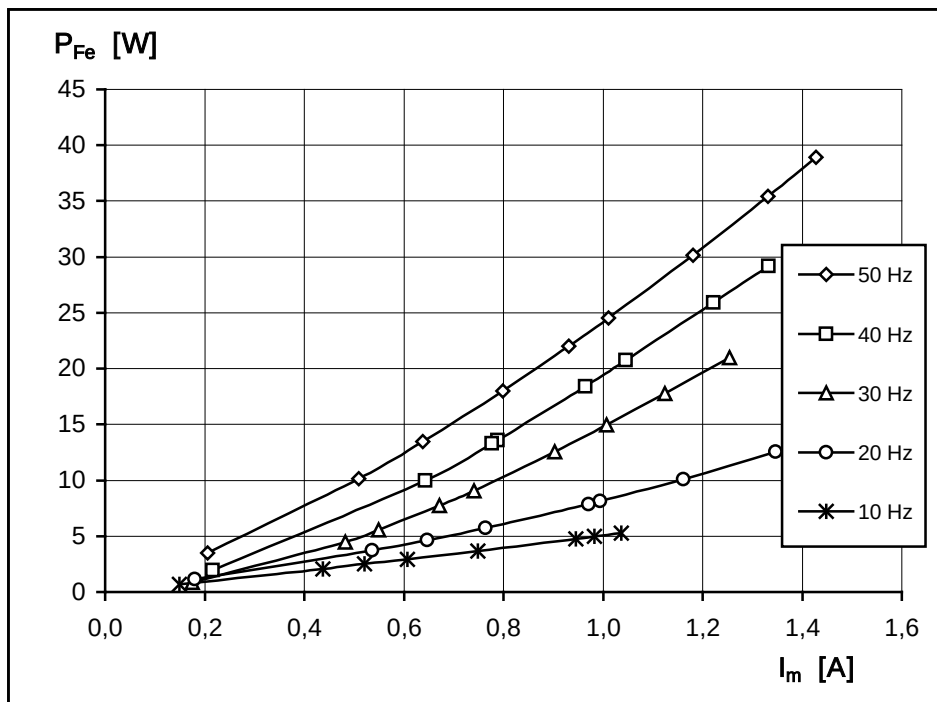
- napięcie indukowane,
- reaktancje rozproszenia uzwojenia stojana i wirnika,
- straty mechaniczne,
- straty w rdzeniu.

Zależność reaktancji rozproszenia poszczególnych uzwojeń oraz napięcia indukowanego od częstotliwości jest oczywista. W przypadku napięcia indukowanego istotna jest forma zapisu pozwalającego określić wartość tego napięcia dla dowolnej częstotliwości f_s . Przybierze ona następującą postać

$$U_i = U_i(f_s, I_m) = f_s (aI_m^4 + bI_m^3 + cI_m^2 + dI_m) \quad (9.1)$$

gdzie wielomian w nawiasie jest ogólnym zapisem charakterystyki U_i / f_s , zgodnie z aproksymacją przedstawioną na rys.9.1. Zależność tę będzie można podstawiać do wyrażenia na prąd wirnika. Kolejnym parametrem zależnym od częstotliwości są straty w rdzeniu. Wpływ częstotliwości na wartość strat w rdzeniu

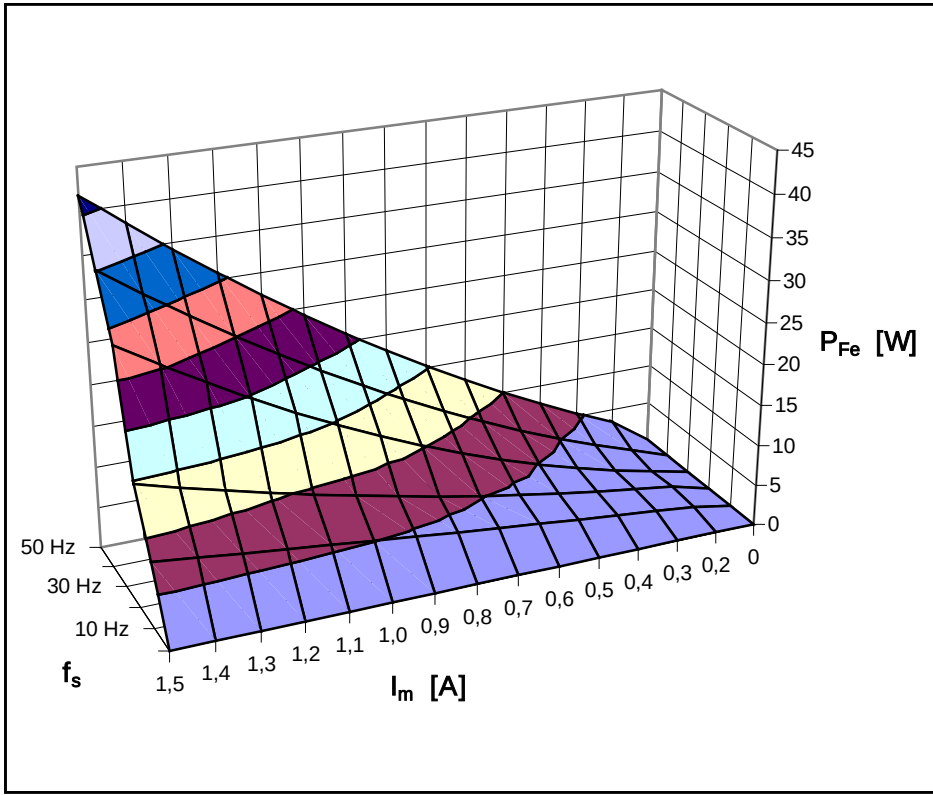
dla rozpatrywanego silnika klatkowego przedstawiono na rys.9.2. Znajomość wartości tych strat będzie wpływała na dokładność wyznaczenia parametrów optymalnych.



Rys.9.2 Zależność strat w żelazie od prądu magnesującego pomierzona dla wybranych częstotliwości dla silnika klatkowego Sg 90 S-4

Dokonane wcześniej pomiary strat w rdzeniu, przedstawione na rys.9.2, wykorzystano do przeprowadzenia obliczeń pozwalających na wyznaczenie równania opisującego te straty w funkcji dwóch parametrów; częstotliwości i prądu magnesującego. Należy oczekiwać, że straty w rdzeniu na wykresie przestrzennym utworzą powierzchnię, której krawędzie ułożą się wzdłuż osi częstotliwości i prądu magnesującego. Ilustracją tych strat jest wykres przedstawiony na rys.9.3.

Zgodnie z oczekiwaniami, straty te utworzyły powierzchnię o krawędziach rozpiętych na osiach. Linie przecięcia powstałe w wyniku cięcia powierzchni strat płaszczyznami prostopadłymi, obrazują zależność tych strat w funkcji częstotliwości przy stałej wartości prądu magnesującego bądź też zależność strat od prądu magnesującego przy stałej wartości częstotliwości.



Rys.9.3. Straty w rdzeniu w funkcji częstotliwości i prądu magnesującego wyznaczone dla silnika klatkowego Sg 90 S-4 [31]

Straty w rdzeniu jako funkcja dwóch zmiennych mogą być przedstawione w postaci wielomianu bądź też iloczynu funkcji potęgowych. Do celu wyznaczenia optymalnej wartości prądu magnesującego zastosowano opis strat w rdzeniu w postaci funkcji będącej iloczynem dwóch wielomianów drugiego stopnia

$$P_{Fe} = P_{Fe}(f_s, I_m) = (af_s^2 + bf_s)(cI_m^2 + dI_m) \quad (9.2)$$

Funkcja ta po wymnożeniu przybierze postać

$$P_{Fe}(f_s, I_m) = k_1 f_s^2 I_m^2 + k_2 f_s^2 I_m + k_3 f_s I_m^2 + k_4 f_s I_m \quad (9.3)$$

Poszczególne współczynniki k_1, k_2, k_3, k_4 są wynikiem mnożenia odpowiednich współczynników z równania (9.2). Można je wyznaczyć stosując profesjonalny program do aproksymacji funkcji dwóch zmiennych.

9.2. Zależności na parametry optymalne

W celu wyznaczenia optymalnej wartości prądu magnesującego należy posłużyć się równaniem (6.8). Po podstawieniu do tego równania wyrażeń na napięcie indukowane (9.1) oraz na straty w rdzeniu (9.2) i straty mechaniczne $P_m(f_s)$ przedstawione przez funkcję aproksymacyjną na rys.9.4, otrzymuje się równanie:

$$\begin{aligned} & 3(R_s + R_r) \frac{3U_i(f_s, I_m) - \sqrt{9[U_i(f_s, I_m)]^2 - 12R_r[P + P_m(f_s)]}}{6R_r} \times \\ & \times \frac{d}{dI_m} \left[\frac{3U_i(f_s, I_m) - \sqrt{9[U_i(f_s, I_m)]^2 - 12R_r[P + P_m(f_s)]}}{6R_r} \right] = \quad (9.4) \\ & = 3R_s I_m + \frac{1}{2} \frac{d}{dI_m} P_{Fe}(f_s, I_m) \end{aligned}$$

Z powyższego równania można wyznaczyć optymalną wartość prądu magnesującego dla założonej wartości mocy obciążenia P i założonej częstotliwości napięcia zasilającego f_s , wtedy:

$$U_i(f_s, I_m) = U_i(I_m), \quad P_{Fe}(f_s, I_m) = P_{Fe}(I_m), \quad P_m(f_s) = P_m.$$

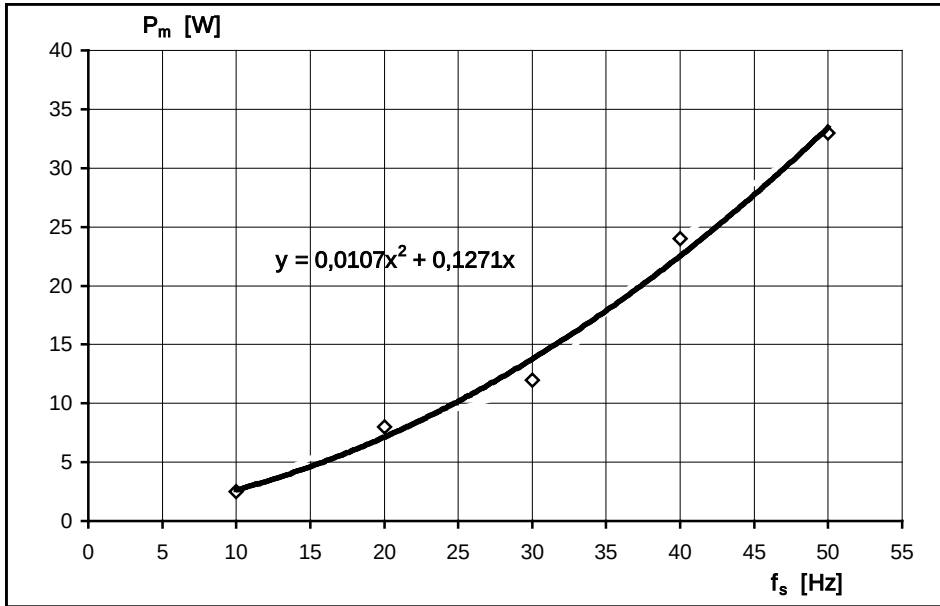
Po wyznaczeniu optymalnej wartości prądu magnesującego należy postępować podobnie jak to przewiduje procedura opisana w rozdziale 8. Optymalną wartość fazowego napięcia zasilającego wyznacza się z zależności (8.10) pamiętając o wstawieniu do równania reaktancji stojana X_s odpowiedniej dla badanej częstotliwości.

$$\begin{aligned} U_{phopt} &= \\ &= \sqrt{[U_{iopt} + (I_{ropt} + I_{Feopt})X_s(f_s) + (I_{ropt} + I_{Feopt})R_s]^2 + [I_{mopt}R_s - I_{mopt}X_s(f_s)]^2} \quad (9.5) \end{aligned}$$

Podobnie można zmodyfikować zależność na poślizg optymalny

$$s_{opt} = \frac{I_{ropt}R_r}{\sqrt{U_{iopt}^2 - [I_{ropt}X_r(f_s)]^2}} \quad (9.6)$$

Do celów sterowania pracą przemiennika częstotliwości można wyznaczyć składowe wektorów przestrzennych prądu stojana i napięcia stojana w układzie współrzędnych wirujących d-q w podobny sposób jak to zrobiono w rozdziale 8, zależności (8.12 – 8.15).



Rys.9.4. Straty mechaniczne w funkcji częstotliwości napięcia zasilającego dla silnika klatkowego Sg 90 S-4 z podaną funkcją aproksymacyjną [31]

9.3. Weryfikacja analityczno-pomiarowa

Dla silnika klatkowego Sg 90 S-4 o mocy $P_N = 1,1$ kW przeprowadzono obliczenia napięcia optymalnego dla częstotliwości $f_s = 50, 40, 30, 20, 10$ Hz. Obliczenia poprzedzono wyznaczeniem współczynników równań opisujących wartość napięcia indukowanego $U_i(f_s, I_m)$ oraz wartość strat w żelazie $P_{Fe}(f_s, I_m)$.

Napięcie indukowane daje się zapisać w postaci wielomianu czwartego stopnia zgodnie z zależnością 9.1:

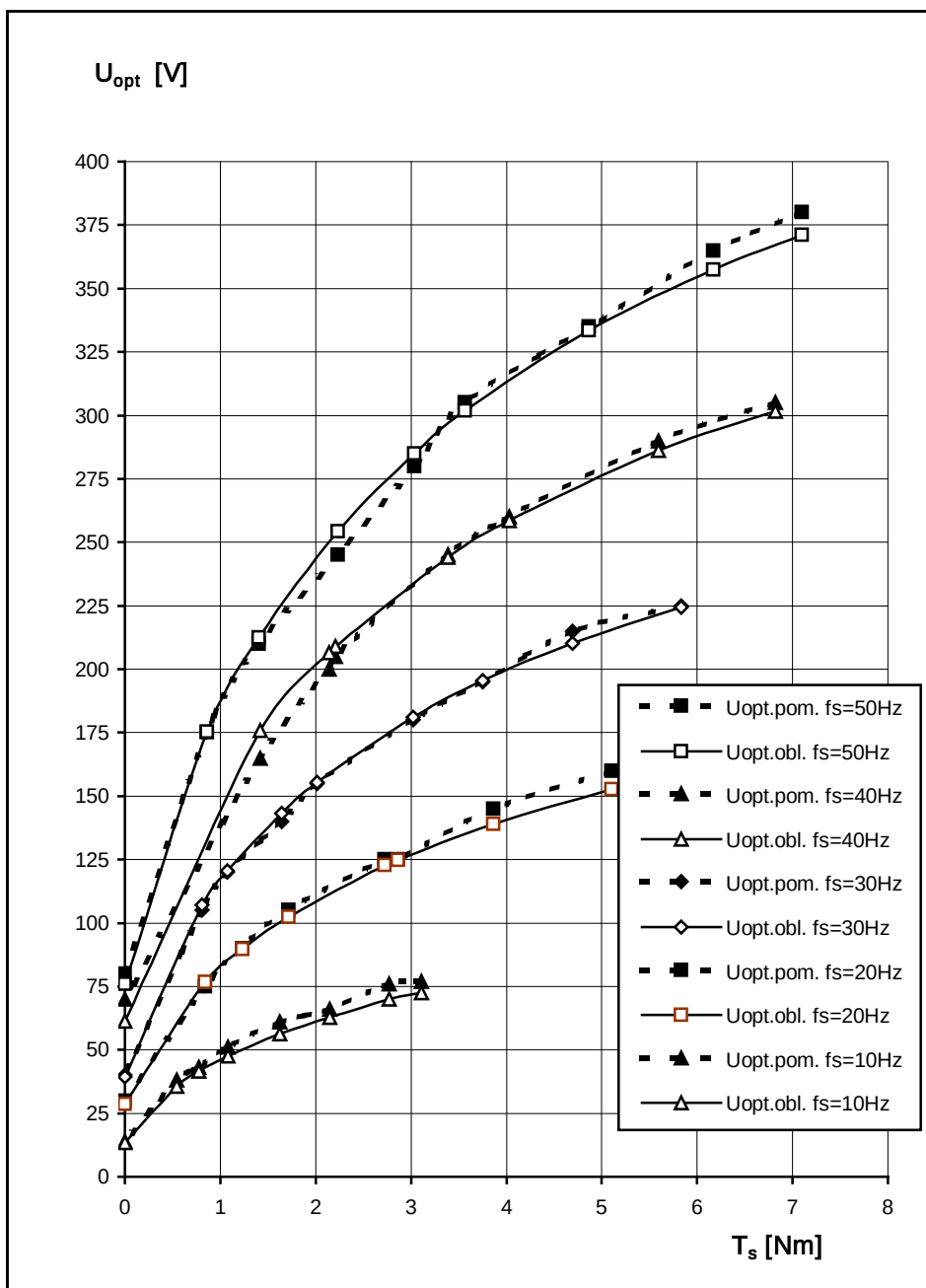
$$U_i = f_s (0,1283I_m^4 + 0,4755I_m^3 + 0,4495I_m^2 + 3,8815I_m) \quad (9.7)$$

Straty w rdzeniu można zgodnie z zależnością 9.3 przedstawić jako:

$$P_{Fe} = 0,0017662 f_s^2 I_m^2 + 0,06385 f_s^2 I_m + 0,001097 f_s I_m^2 + 0,272923 f_s I_m \quad (9.8)$$

Straty mechaniczne zgodnie z aproksymacją przedstawioną na rys.9.4 będą równe:

$$P_m = 0,0107 f_s^2 + 0,1271 f_s \quad (9.9)$$



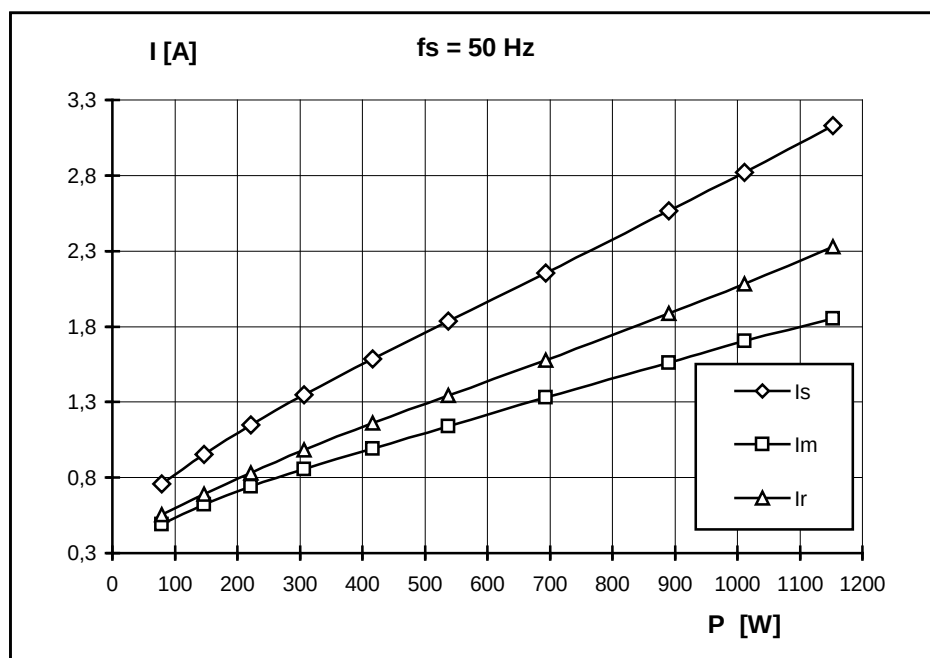
Rys.9.5. Charakterystyki napięcia optymalnego pomierzone – linia przerywana i obliczone – linia ciągła wg metody uogólnionej dla silnika klatkowego Sg 90 S-4 [31]

Przyjmowane wartości pozostałych parametrów były takie same, jak w obliczeniach prowadzonych w rozdziale 8. Na rys.9.5 przedstawiono wykresy obliczonych napięć optymalnych metodą uogólnioną oraz napięć optymalnych pomierzonych dla poszczególnych częstotliwości.

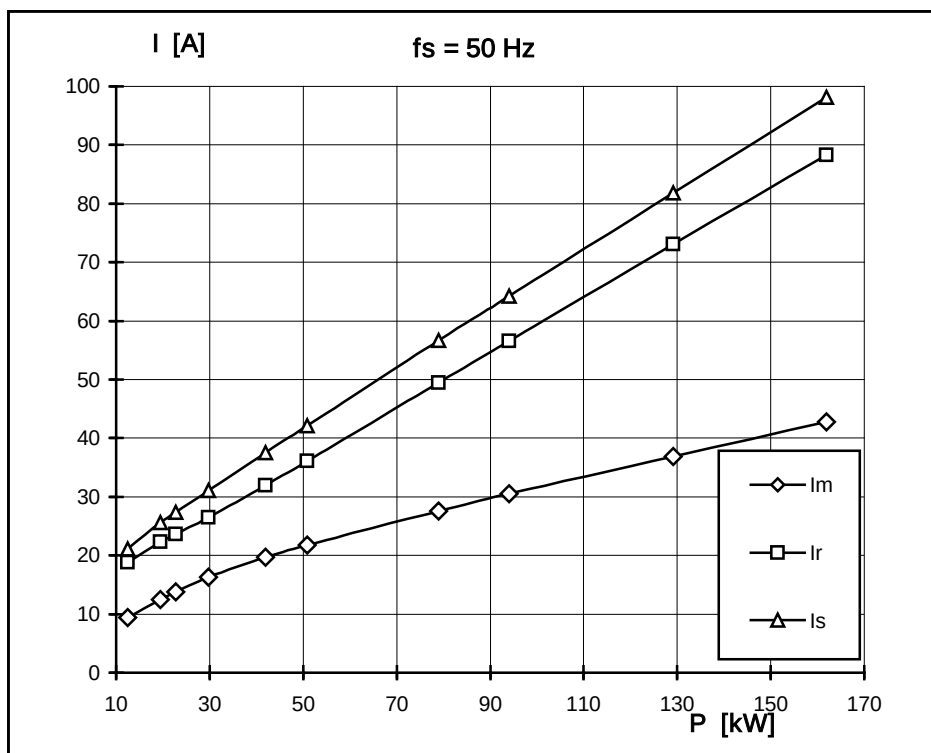
Badania porównawcze obliczonych i pomierzonych charakterystyk napięcia optymalnego w funkcji mocy obciążenia wskazują na dobrą zbieżność otrzymanych wyników. Charakterystyka otrzymana przy pomocy metody uogólnionej, z założenia mniej dokładna, ze względu na konieczność opisu strat w rdzeniu w funkcji dwóch parametrów, leży bardzo blisko charakterystyki pomierzonej. Wynika z tego, że uogólniona metoda sprawdza się i może być wykorzystana do potrzeb minimalizacji strat mocy w silnikach indukcyjnych.

9.4. Optymalne prądy silnika klatkowego

Interesującym jest, jak zmienia się prąd stojana i jego składowe przy pracy optymalnej. Dokonano obliczeń dla silnika klatkowego Sg 90 S-4 oraz dla silnika klatkowego dużej mocy 2SGPK 315-4 przy częstotliwości $f_s = 50$ Hz, a wyniki przedstawiono odpowiednio na rys.9.6 i rys.9.7.



Rys.9.6. Wykresy prądów stojana I_s , prądu magnesującego I_m i doprowadzonego prądu wirnika I_r silnika klatkowego Sg 90 S-4 o mocy $P_N = 1,1$ kW dla pracy optymalnej [18]

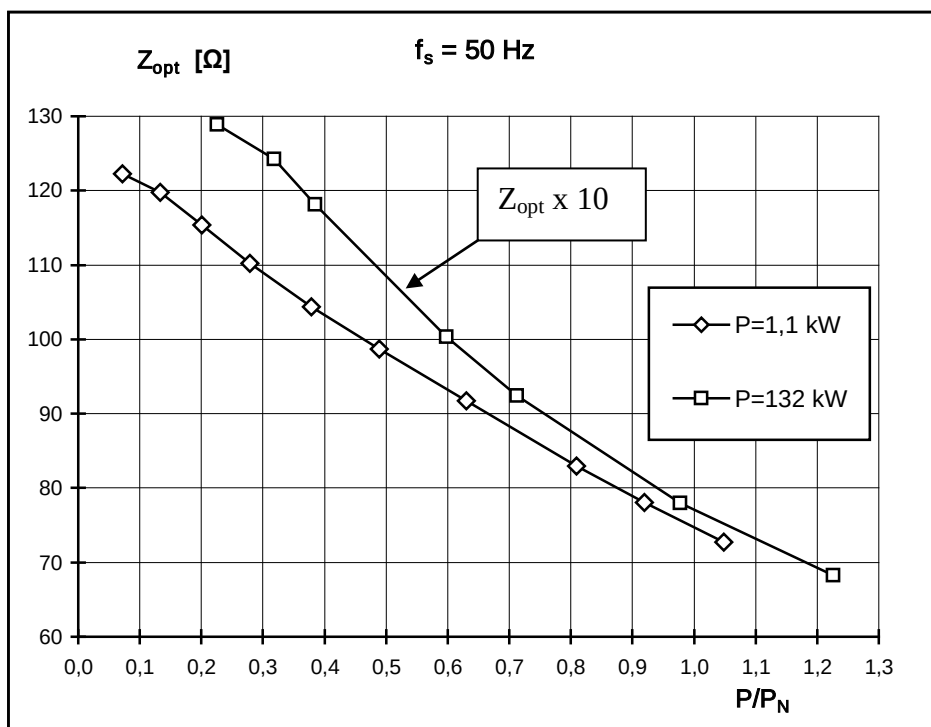


Rys.9.7. Wykresy prądów stojana I_s , prądu magnesującego I_m i sprowadzonego prądu wirnika I_r dla silnika klatkowego 2SGPK 315-4 o mocy $P_N = 132$ kW przy pracy optymalnej

Z przedstawionych wykresów wynika, że dla pracy optymalnej, obserwuje się dla obu rozpatrywanych silników prawie liniowe zmiany poszczególnych prądów w funkcji mocy na wale. Analizując bliżej prąd wirnika i prąd magnesujący można stwierdzić, że relacje pomiędzy nimi zależą od mocy znamionowej silnika.

Dla silnika małej mocy stosunek prądu wirnika do prądu magnesującego dla mocy znamionowej jest większy od jedności, natomiast dla najmniejszych mocy obciążenia oba prądy przybierają prawie taką samą wartość. W przypadku silnika dużej mocy ogólnie stosunek obu prądów wynosi 2:1, chociaż dla pewnych obciążeń odbiega od tej wartości ze względu na lokalne nieliniowe zmiany prądu magnesującego. Takie zachowanie się obu składowych prądu stojana nasuwa przypuszczenie, że współczynnik mocy przy zmianach obciążenia również nie będzie ulegał dużym zmianom. Analiza wykresów przedstawionych na rys.10.3, rys.10.4 i rys.10.6 w rozdziale 10 wykazuje całkowitą zgodność z tak postawioną tezą.

Prąd stojana zmienia się praktycznie liniowo przy wzroście obciążenia, natomiast przebieg napięcie optymalnego odbiega od liniowego. Wynika z tego, że impedancja badanego silnika w warunkach pracy optymalnej będzie się zmieniała. Potwierdzeniem tego są wykresy przedstawione na rys.9.8.



Rys.9.8. Impedancje indukcyjnych silników klatkowych Sg 90 S-4 i 2SGPK 315-4 w warunkach pracy optymalnej wyznaczone dla $f_s = 50$ Hz, [18]

Uogólniona metoda podobnie jak metoda wybranej częstotliwości została opracowana na bazie wielkości fazowych silnika indukcyjnego. Dla potrzeb sterowania pracą przemiennika częstotliwości w procesie minimalizacji strat mocy niezbędne są informacje o wartości składowych wektora przestrzennego prądu oraz napięcia stojana. Składowe te w układzie współrzędnych wirujących d-q dają się wyznaczyć na podstawie składowych prądu fazowego i składowych napięcia fazowego stojana wg zależności przedstawionych w rozdziale 8. Pozwala to na minimalizację strat mocy w ustalonych stanach pracy silnika przez zastosowanie, w zależności od potrzeb, sterowania prądowego lub napięciowego bądź też sterowania multiskalarnego, opracowanego w Politechnice Gdańskiej przez prof. Zbigniewa Krzemińskiego [73].

10. Strategie sterowania minimalizujące straty mocy

Strategie sterowania optymalizujące sprawność silnika indukcyjnego mogą funkcjonować w oparciu o różne kryteria. Chociaż te kryteria mogą być zróżnicowane, strategie oparte na nich mogą prowadzić do tego samego celu, jakim jest minimalizacja strat mocy w maszynie elektrycznej. Poniżej przedstawiono cztery wybrane kryteria wg których mógłby być sterowany silnik indukcyjny. Wszystkie one gwarantują obniżenie strat w silniku indukcyjnym pracującym ze zmiennym obciążeniem. Niektóre z nich mogą zapewnić pracę optymalną tj. pracę ze zminimalizowanymi stratami dla każdej wartości obciążenia, natomiast inne pracę energooszczędną, dla której osiągane wartości sprawności mogą być tylko nieznacznie gorsze od pracy optymalnej. Rozważaniom zostaną poddane strategie o następujących kryteriach:

1. kryterium minimalnej mocy pobieranej,
2. kryterium minimalnego prądu stojana,
3. kryterium stałego, uśrednionego współczynnika mocy,
4. kryterium minimalnych strat całkowitych.

W literaturze przedstawiane są niekiedy inne kryteria np. kryterium maksymalnego współczynnika mocy, kryterium minimalnej temperatury uzwojeń, kryterium stałego poślizgu [B6,B8], [52,56,70,100]. Nie zostały one tutaj uwzględnione, gdyż ich efektywność w procesie optymalizacji sprawności wydaje się być dość wątpliwa. Zastosowanie tych kryteriów może doprowadzić do obniżenia strat w maszynie ale będzie to dalekie od pracy optymalnej.

10.1. Kryterium minimalnej mocy pobieranej

Najczęściej opisywanym układem jest układ korzystający z pomiaru mocy wejściowej [33,64,72]. Określany jest on jako układ testujący. Przy założeniu, że moc obciążenia pozostaje praktycznie stała, układ dokonuje niewielkich zmian napięcia zasilającego i obserwuje zmiany mocy pobieranej. Jeżeli kierunek zmian napięcia będzie właściwy, to układ będzie zmierzał do optymalnej czyli minimalnej wartości mocy pobieranej. Zasada pracy układu jest niesłychanie prosta, a dodatkowym atutem jest to, że praktycznie nie wymaga żadnych informacji o obiekcie. Zmiana rezystancji uzwojeń silnika podczas pracy nie stanowi problemu dla tego układu, gdyż poddaje on obserwacji tylko moc pobieraną. Zdawać by się mogło, że tak pracujący układ jest idealnym do technicznych zastosowań, niestety nie jest on pozbawiony pewnych wad. W układzie testującym, w którym dokonuje się pomiaru mocy na wejściu, nie jest możliwe znalezienie wartości minimalnej, jeżeli w ogólnym przypadku występują zmiany obciążenia. Mogą one być spowodowane fluktuacjami momentu obciążenia bądź prędkości obrotowej. Okazuje się, że w przypadku napędów dużej mocy, cechujących się zazwyczaj dużą sprawnością, ich przydatność jest również

wątpliwa [72]. Wynika ona z tego, że otoczenie maksimum sprawności jest płaskie i proces dochodzenia do wartości optymalnej sprawności bardzo by się wydłużał. Również w tym przypadku niewielka fluktuacja obciążenia będzie mogła w sposób znaczący zakłócić i przedłużyć proces optymalizacji. Dodatkowe problemy stwarza sam pomiar mocy w przypadku współpracy silnika z przemiennikiem częstotliwości. Wielkości na podstawie których określa się moc pobieraną są najczęściej odkształcone. Pomiar mocy w takiej sytuacji może być mało wiarygodny. Z tego względu pojawiła się propozycja układu z pomiarem mocy prądu stałego w układzie pośredniczącym przemiennika częstotliwości [64,74]. Taki pomiar jest łatwiejszy w realizacji i bardziej wiarygodny, zapewniając jednocześnie optymalizację sprawności układu składającego się z silnika indukcyjnego i falownika.

Tego rodzaju układy cieszą się dużym zainteresowaniem badaczy i większość wysiłków skierowana jest na skrócenie czasu dochodzenia do optymalnego punktu pracy przez zastosowanie odpowiednich strategii sterowania. Może to być strategia „złotego podziału” [103] bądź strategia hybrydowa [39]. Inne proponowane rozwiązania przedstawione zostały również w pracach [40,47,103].

10.2. Kryterium minimalnego prądu stojana

Jednym z kryteriów sterowania silnika indukcyjnego stwarzającego możliwości pracy energooszczędnej jest sterowanie wg minimalnej wartości prądu stojana [B6],[56]. Kryterium to ma być zdaniem niektórych autorów równoważne kryterium sterowania przy minimum strat całkowitych. Aby jednoznacznie zweryfikować to twierdzenie o równoważności obu kryteriów można skorzystać z dwóch sposobów:

- dokonać porównania poprzez teoretyczną analizę,
- dokonać weryfikacji pomiarowej.

10.2.1. Analiza teoretyczna

Punktem wyjścia do analizy teoretycznej jest przybliżone równanie prądu stojana

$$I_s = \sqrt{I_m^2 + I_r^2}$$

Prąd wirnika dla silnika klatkowego określa zależność (2.16) o postaci

$$I_r = \frac{3U_i - \sqrt{9U_i^2 - 12R_r(P + P_m)}}{6R_r}$$

Po podstawieniu prąd stojana będzie równy

$$I_s = \sqrt{I_m^2 + \left[\frac{3U_i - \sqrt{9U_i^2 - 12R_r(P + P_m)}}{6R_r} \right]^2} \quad (10.1)$$

Poszukując pochodnej prądu stojana względem prądu magnesującego dI_s/dI_m otrzymuje się:

$$\begin{aligned} \frac{dI_s}{dI_m} &= \frac{1}{2 \sqrt{I_m^2 + \left[\frac{3U_i - \sqrt{9U_i^2 - 12R_r(P + P_m)}}{6R_r} \right]^2}} \times \\ &\times \left[2I_m + 2 \frac{3U_i - \sqrt{9U_i^2 - 12R_r(P + P_m)}}{6R_r} \right] \times \frac{1}{6R_r} \times \\ &\times \left[3U_i' - \frac{9U_i U_i'}{\sqrt{9U_i^2 - 12R_r(P + P_m)}} \right] \end{aligned} \quad (10.2)$$

Po przyrównaniu do zera powyższego wyrażenia i przekształceniach otrzymuje się:

$$2I_m = 2 \left[\frac{3U_i - \sqrt{9U_i^2 - 12R_r(P + P_m)}}{6R_r} \right]^2 \times \frac{3U_i'}{\sqrt{9U_i^2 - 12R_r(P + P_m)}} \quad (10.3)$$

Zależność (10.3) można przekształcić do postaci

$$I_m = I_r^2 \frac{3U_i'}{\sqrt{9U_i^2 - 12R_r(P + P_m)}} \quad (10.4)$$

Iloraz po prawej stronie zależności (10.3) będzie równy wyrażeniu zgodnie z (6.7)

$$\frac{3U_i'}{\sqrt{9U_i^2 - 12R_r(P + P_m)}} = \frac{I_r'}{I_r}$$

Ostateczna równanie prądów będzie miało postać:

$$I_r^2 \frac{I_r'}{I_r} = I_m^2 \frac{1}{I_m} \quad (10.5)$$

Z przedstawionego równania wynika, że prąd stojana osiągnie wartość minimalną przy założonej wartości mocy obciążenia, jeżeli jego prądy składowe będą w takiej relacji jak powyżej. Jeżeli porówna się wyrażenie (6.9) stanowiące warunek na minimum strat przy zadanej mocy obciążenia, to prądy występujące w równaniu również pozostają w takiej samej relacji, jak w zależności wyprowadzonej powyżej. Wynikiem tych teoretycznych rozważań jest wniosek, że zachowanie tych samych relacji pomiędzy prądami jest równoznaczne z zachowaniem takich samych relacji strat warunkujących otrzymanie optymalnej sprawności. Z przytoczonych porównań wynika wniosek, że dla takich samych założeń odnośnie składowych prądu stojana, przy uwzględnieniu tylko prądu magnesującego i sprowadzonego prądu wirnika, strategie oparte na obu kryteriach powinny być równoważne.

Dla zastosowanego modelu nieliniowego silnika indukcyjnego, po przekształceniu równania (10.5) otrzymuje się zależność

$$I_r I_r' = I_m \quad (10.6)$$

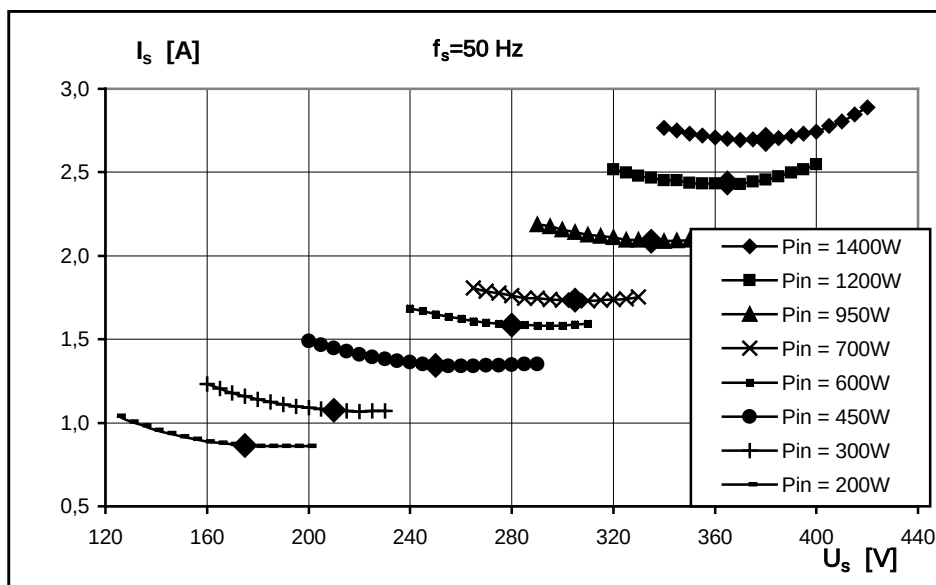
Z zależności tej wynika, że relacja pomiędzy składowymi prądu może się zmieniać. W przypadku posłużenia się modelem liniowym, zachodzi równość składowych prądu stojana [B6],

$$I_r = I_m, \quad (10.7)$$

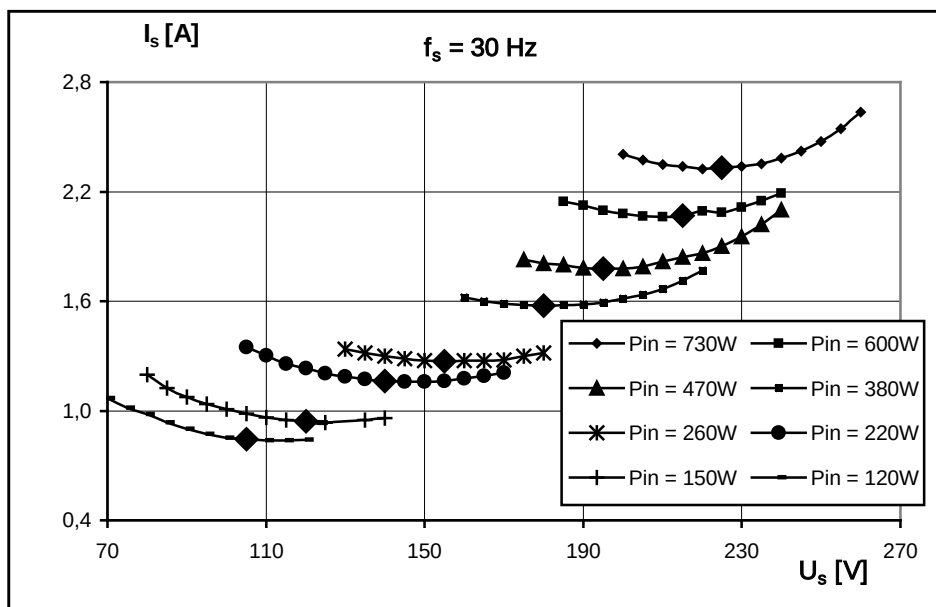
co zostało wykorzystane do strategii sterowania opartej o kryterium minimum prądu stojana, w której założono równość składowych wektora przestrzennego prądu stojana: $I_{sd} = I_{sq}$, [50,55].

10.2.2. Weryfikacja pomiarowa

Weryfikacja równoważności obu kryteriów poprzez badania laboratoryjne wymaga dużej staranności i sumienności. Polegają one na sprawdzeniu, czy dla optymalnej sprawności wystąpi minimum prądu stojana. Badań takich dokonuje się przy zmianach napięcia zasilającego i utrzymywaniu stałej wartości mocy pobieranej. Dla pewnej wartości napięcia moc wydawana przez silnik osiąga wartość maksymalną i tym samym osiąga on maksymalną sprawność dla tego punktu pracy. Na rys.10.1 i rys.10.2 przedstawiono zmiany prądów stojana badanego silnika klatkowego w funkcji zmian napięcia zasilającego dla dwóch reprezentatywnych częstotliwości 50 i 30 Hz.



Rys.10.1. Wykresy prądu stojana silnika klatkowego Sg90 S-4 w funkcji napięcia zasilającego pomierzone przy stałych wartościach mocy pobieranej dla $f_s = 50$ Hz

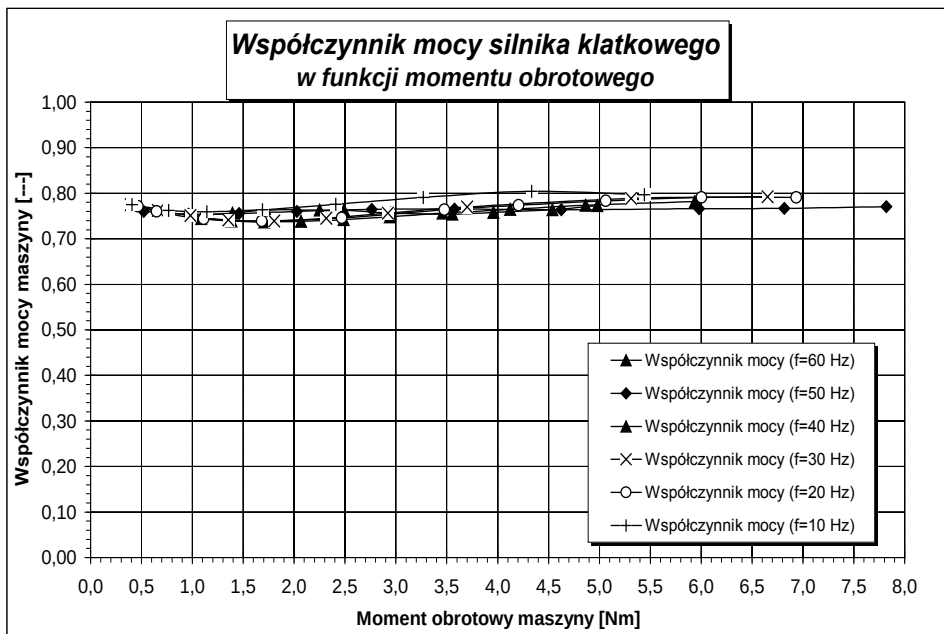


Rys.10.2. Wykresy prądu stojana silnika klatkowego Sg90 S-4 w funkcji napięcia zasilającego pomierzone przy stałych wartościach mocy pobieranej dla $f_s = 30$ Hz

Wartości prądu stojana, którym odpowiada maksymalna sprawność zostały oznaczone punktami w postaci powiększonych rombów. Analiza wykresów prądów wskazuje, że minimalne wartości prądu pokrywają się bądź leżą w pobliżu punktów o maksymalnej sprawności. Taka sytuacja występuje dla każdej z przedstawionych częstotliwości. Prowadzi to do wniosku, że kryterium minimalnego prądu stojana może być uznane za praktycznie równoważne kryterium minimalnych strat. Strategia sterowania wg minimum prądu stojana byłaby najprostszą w technicznej realizacji. Wadą jej jest jednak stosunkowo mała wrażliwość na zmiany napięcia zasilającego w pobliżu maksymalnej sprawności. Widoczne jest to na przedstawionych wykresach, rys.10.1 i rys.10.2. Przy technicznej realizacji układu proces dochodzenia do minimalnej wartości prądu stojana mógłby się bardzo wydłużać. Dodatkowo mogłyby zakłócać ten proces fluktuacje prądu związane ze stochastycznymi zmianami parametrów zasilania i obciążenia silnika.

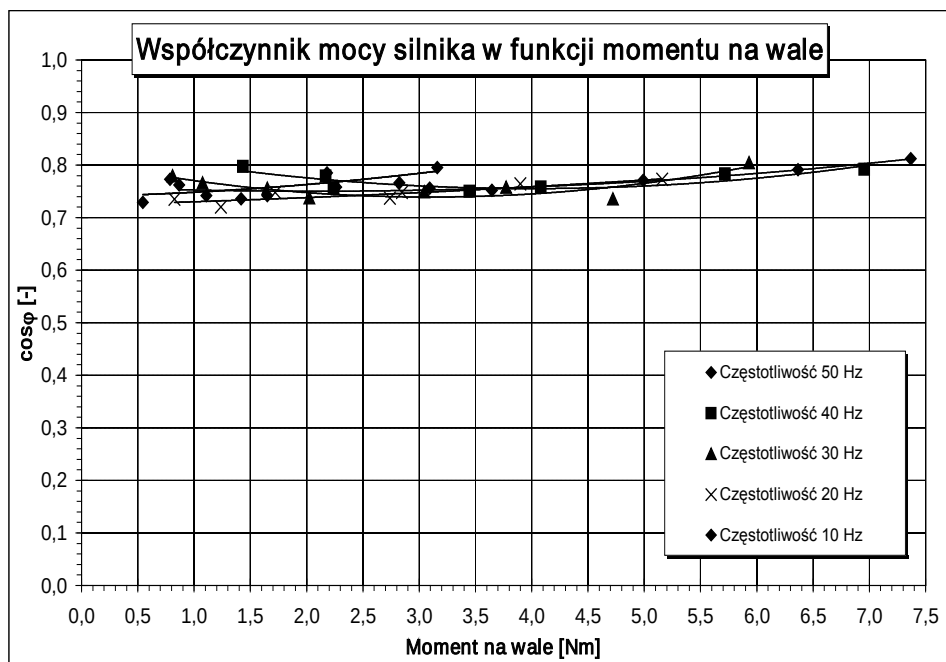
10.3. Kryterium stałego, uśrednionego współczynnika mocy

Analiza wyników z licznych badań laboratoryjnych i symulacyjnych doprowadziła do wniosku dotyczącego zachowania się współczynnika mocy w warunkach pracy optymalnej silnika indukcyjnego.



Rys.10.3. Współczynnik mocy silnika klatkowego Sg 90 S-4 w warunkach pracy optymalnej otrzymany na drodze badań symulacyjnych [14]

Okazuje się, że zmiany współczynnika mocy przy zmianach obciążenia od mocy minimalnych do mocy znamionowej przy jednej częstotliwości są bardzo niewielkie. To spostrzeżenie potwierdzone zostało wcześniej w pracach [1,56],[B7], gdzie zawarto również sugestie odnośnie sterowania ze względu na wartość $\cos\varphi$.

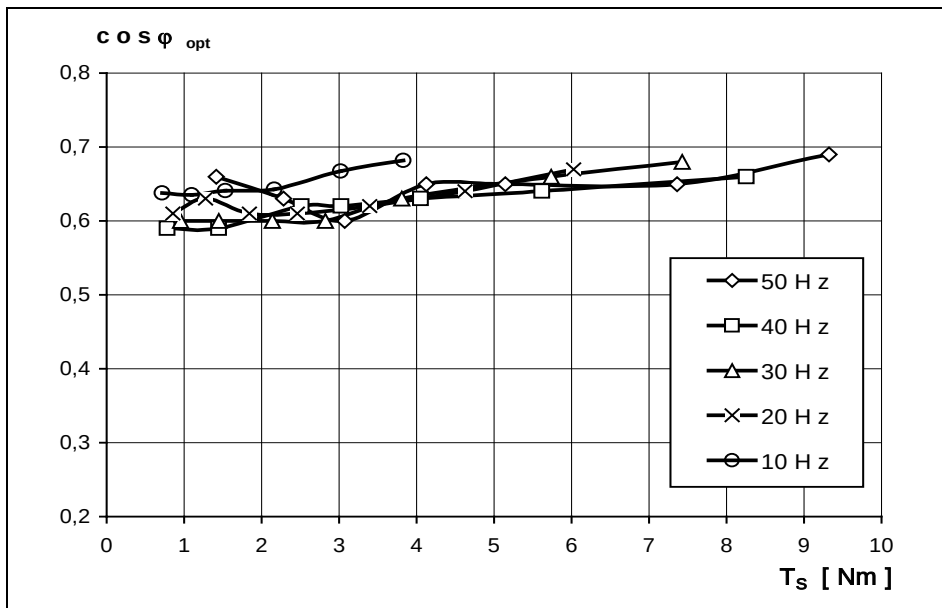


Rys.10.4. Współczynnik mocy silnika klatkowego Sg 90 S-4 w warunkach pracy optymalnej otrzymany na podstawie badań laboratoryjnych [14]

Jeżeli zmiany $\cos\varphi$ są niewielkie, to można wprowadzić pewną uśrednioną wartość i uznać ją za stałą, niezależną od obciążenia. Brakowało natomiast informacji o zachowaniu się współczynnika mocy w warunkach pracy optymalnej w całym zakresie zmian częstotliwości. W tym celu dla badanego silnika klatkowego przeprowadzono pomiary $\cos\varphi$ w warunkach pracy z minimalnymi stratami, których wyniki przedstawiono na rys. 10.4. Przeprowadzono również dodatkowo badania symulacyjne, rys.10.3. Wyniki z badań symulacyjnych, jak też z badań laboratoryjnych potwierdzają, że zmiany współczynnika mocy dla szerokiego zakresu zmian momentu obrotowego są rzeczywiście niewielkie [14]. Zarówno zakres zmian, jak i wartości $\cos\varphi$ są podobne w obu przypadkach. Stwierdzono również, że zmiany współczynnika mocy dla różnych częstotliwości są niewielkie i w związku z tym, dla celów minimalizacji strat mocy w silniku indukcyjnym, może być przyjęta pewna wspólna dla wszystkich częstotliwości uśredniona wartość współczynnika mocy. Wartość ta dla badanego silnika

klatkowego wynosiłaby około $\cos\varphi = 0,75-0,76$. Katalogowa znamionowa wartość współczynnika mocy dla tego silnika wynosi $\cos\varphi_N = 0,8$, natomiast wartość otrzymana w trakcie próby obciążenia wynosiła $\cos\varphi_N = 0,81$. Wynika z tego wniosek, że pracę energooszczędną tego silnika uzyskać można dla wartości współczynnika mocy mniejszej niż znamionowa.

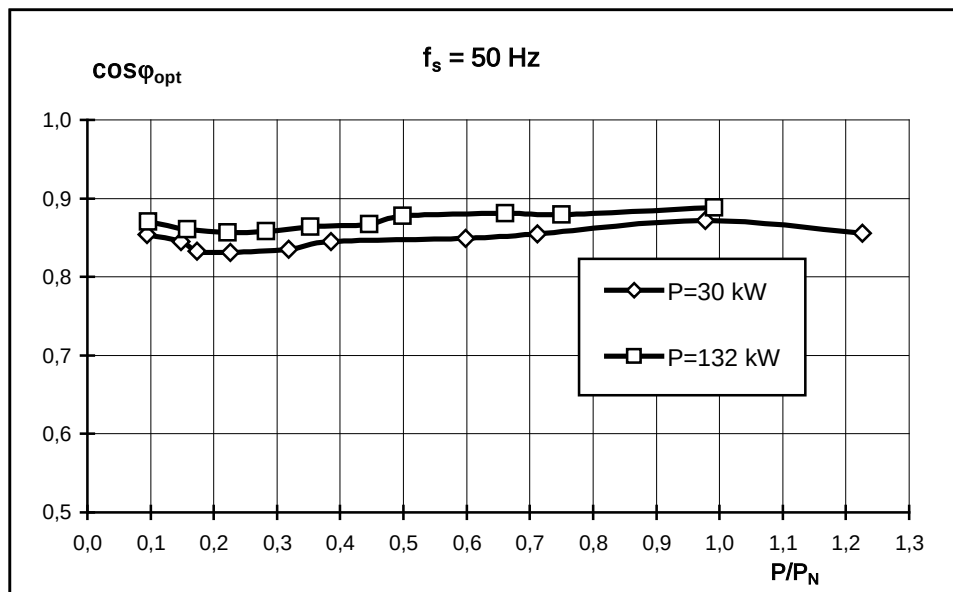
Podobne badania laboratoryjne wykonano dla silnika pierścieniowego, rys.10.5. Tutaj również obserwuje się niewielkie zmiany $\cos\varphi$ są w funkcji obciążenia i częstotliwości. Uśredniona wartość $\cos\varphi$ dla tego silnika wynosiłaby około 0,65 i byłaby ona mniejsza od znamionowej katalogowej wartości $\cos\varphi_N = 0,7$.



Rys.10.5. Współczynnik mocy silnika pierścieniowego SUDf 100 L-6A w warunkach pracy optymalnej otrzymany na podstawie pomiarów

Należałoby mieć pewien pogląd na zachowanie się $\cos\varphi$ również w przypadku silników większej mocy. W tym celu wykonano badania symulacyjne dla dwóch indukcyjnych silników klatkowych o mocach 30 i 132 kW. Badania te przeprowadzono dla częstotliwości 50 Hz na podstawie danych zawartych w [K2, K3], rys.10.6. Wartości współczynnika mocy przy pracy optymalnej obu silników również zmieniają się nieznacznie, przyjmując w obu silnikach średnią wartość około $\cos\varphi_{opt} = 0,85$. Praktyczną stałość współczynnika mocy w warunkach pracy zbliżonej do optymalnej, potwierdzono również w badaniach symulacyjnych silnika trakcyjnego o mocy $P_N = 500$ kW w zakresie częstotliwości 20-164,5 Hz, [76]. Stała wartość współczynnika mocy w warunkach pracy opty-

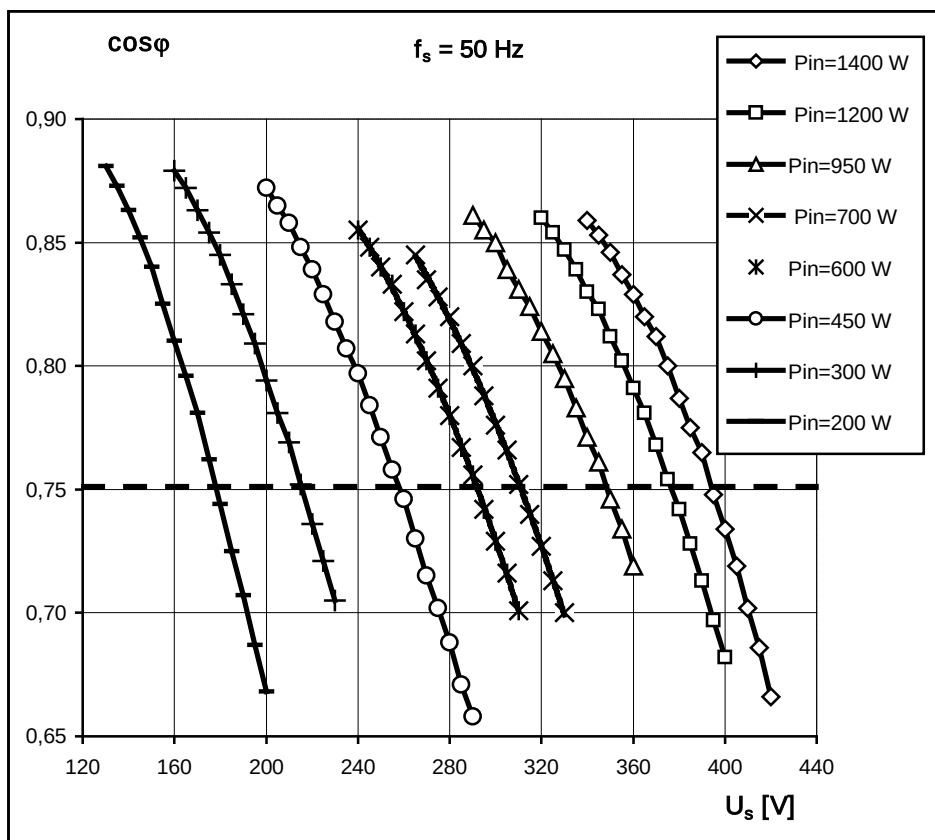
malnej występuje również w trójfazowym synchronicznym silniku reluktancyjnym o mocy $P = 1,8$ kW. Jego wartość dla przedziału częstotliwości 10-50 Hz wynosiła $\cos\varphi_{opt} = 0,5$ [28].



Rys.10.6. Współczynnik mocy silnika klatkowego średniej mocy 2SGP 200 S-4 i dużej mocy 2SGPK 315-4 w warunkach pracy optymalnej – badania symulacyjne

Prezentowane dotychczas w literaturze wykresy współczynnika mocy pomierzone lub obliczone dla pracy energooszczędnej sporządzane były dla jednej częstotliwości, [B7], [1,56]. Przedstawione w pracy zestawienie zmian współczynnika mocy dla różnych częstotliwości, pozwoliło dostrzec w jak niewielkim stopniu wartości tego współczynnika różnią się od siebie. Stwarza to potencjalną możliwość zastosowania kryterium sterowania, opartego na stałej, uśrednionej wartości $\cos\varphi$, niezależnej praktycznie od częstotliwości. Należy się jednak liczyć z tym, że dla uśrednionej wartości współczynnika mocy silnik nie będzie pracował ze sprawnością optymalną, jednak różnice w wartościach sprawności nie powinny być duże.

Sterowanie silnika wg kryterium uśrednionego współczynnika mocy pozwala na bardzo szybkie dochodzenie do założonej wartości $\cos\varphi$ przy zmianach obciążenia silnika. Wynika to z bardzo dużej wrażliwości tej wielkości na zmiany wartości napięcia zasilającego. Zastosowanie odpowiednich algorytmów do utrzymywania założonej wartości $\cos\varphi$ pozwoli na szybkie reagowanie na zmiany obciążenia.



Rys.10.7. Współczynnik mocy badanego silnika klatkowego w funkcji napięcia zasilającego dla stałych wartości mocy pobieranej – badania laboratoryjne

Rys.10.7 ilustruje wrażliwość $\cos\phi$ na zmiany wartości napięcia zasilającego. Przedstawiono na nim zmiany współczynnika mocy badanego silnika klatkowego przy zmianach napięcia zasilającego i zachowaniu stałej wartości mocy pobieranej. Na wykresie linią przerywaną zaznaczono uśrednioną wartość $\cos\phi = 0,75$, która mogłaby być użyta w procesie minimalizacji strat. Z wykresu wyraźnie wynika, że już relatywnie niewielkie zmiany napięcia wywołują znaczące zmiany wartości współczynnika mocy, wyraźnie odbiegające od wartości uśrednionej. Podobne zachowania współczynnika mocy można zaobserwować w przypadku silników średniej i dużej mocy. Ta duża wrażliwość $\cos\phi$ na zmiany napięcia pozwoli w praktyce szybko dojść do założonej wartości uśrednionej. Ten sposób sterowania ma jeszcze jedną dodatkową zaletę polegającą na małej wrażliwości $\cos\phi$ na zmiany parametrów silnika.

10.4. Kryterium minimalnych strat

Jeżeli silnik indukcyjny będzie sterowny wg optymalnych dla danego obciążenia wartości napięcia zasilającego to wówczas można określić jego pracę jako pracę z minimalnymi stratami. W rozdziale 9 podano tok postępowania dla wyznaczania wartości optymalnych napięcia. Jest to algorytm obliczania optymalnych wartości składowych prądu i napięcia stojana. Zastosowanie tego algorytmu wymaga jednak znajomości zarówno parametrów uzwojeń silnika, jak i opisu niezbędnych strat. Należą do nich:

- rezystancja uzwojenia stojana i sprowadzona rezystancja uzwojenia wirnika z uwzględnieniem dodatkowych strat obciążeniowych,
- reaktancja rozproszenia uzwojenia stojana,
- równanie opisującą zależność stosunku napięcia indukowanego do częstotliwości U_i / f_s ,
- zależność opisującą straty w żelazie w funkcji prądu magnesującego i częstotliwości napięcia zasilającego,
- zależność strat mechanicznych w funkcji częstotliwości napięcia zasilającego.

Zastosowanie tego kryterium sterowania pozwala na bardzo szybkie przejście z jednego punktu pracy optymalnej do drugiego w przypadku zmiany obciążenia. Po zmianie obciążenia powinno nastąpić natychmiastowe obliczenie optymalnej wartości napięcia. Dla dokładności obliczeń bardzo istotna jest znajomość rzeczywistej wartości rezystancji uzwojeń stojana i wirnika, gdyż straty te mają największy udział w bilansie strat. Rezystancja stojana może być monitorowana przez specjalny układ pozwalający na jej pomiar przy pracującym silniku. Może być również estymowana np. na podstawie pomiaru temperatury czoł uzwojeń przy pomocy specjalnych czujników. Możliwa jest również estymacja rezystancji wirnika [58,101]. W przypadku braku estymacji można by przyjąć wartości rezystancji dla maszyny nagrzananej.

Kolejnym zagadnieniem byłoby oszacowanie mocy obciążenia. Moc tę można określić na podstawie wskazań miernika momentu obrotowego i wskazań miernika prędkości obrotowej. Tego rodzaju rozwiązanie sprawdza się w laboratoriach dydaktycznych i przemysłowych. Natomiast w przypadku maszyn pracujących w przemyśle instalowanie tego rodzaju czujników byłoby kłopotliwym i drogim rozwiązaniem. Dlatego też najlepszym wyjściem byłaby również estymacja mocy wewnętrznej silnika P_δ i obliczenie mocy na wale wg zależności

$$P = P_\delta(1 - s) - P_m(f_s) \quad (10.8)$$

Z powyższej zależności wynika, że do wyznaczenia aktualnej mocy na wale niezbędna będzie znajomość prędkości obrotowej lub poślizgu.

11. Metoda cechowania hamownic prądu stałego

Badanie sprawności maszyn elektrycznych wymaga przeprowadzenia odpowiednich pomiarów w laboratorium. Jeżeli wyznaczanie sprawności odbywa się przy pomocy metody strat poszczególnych, to wówczas należy dokonać pomiaru strat i parametrów badanej maszyny. Jeśli sprawność będzie wyznaczana metodą bezpośrednią, to wówczas stanowisko badawcze musi być wyposażone w starannie wycechowaną hamownicę. Są to zazwyczaj prądnice obcowzbudne prądu stałego pracujące przy stałej wartości prądu wzbudzenia. Właściwie wycechowana hamownica pozwala na określenie mocy wydawanej przez badany silnik z dość dużą dokładnością. Proces cechowania hamownicy sprowadza się zasadniczo do sporządzenia charakterystyki strat jałowych w funkcji prędkości obrotowej $P_o = f(n)$ przy stałej, najczęściej znamionowej wartości prądu wzbudzenia $I_f = I_{fN} = \text{const.}$. Charakterystyka ta może być wyznaczona przy pracy prądnicowej bądź też przy pracy silnikowej [B9]. Hamownica w trakcie prowadzonych badań może być obciążona rezystorem, ewentualnie może oddawać wytworzoną moc do sieci prądu stałego. Moc przekazywaną przez badany silnik do hamownicy przy danej prędkości obrotowej można wyrazić jako sumę mocy wewnętrznej (idealnej) P_e oraz strat jałowych P_o :

$$P = P_e(n) + P_o(n) \quad (11.1)$$

Moc wewnętrzna może być obliczona jako

$$P_e = P_a + (R_{at} + R_p)I_a + P_{aL} + P_o(n) \quad (11.2)$$

gdzie:

$P_a = U_a I_a$ - moc wydawana przez hamownicę do obwodu zewnętrznego,

R_{at} - suma rezystancji w obwodzie twornika na którą składają się rezystancja uzwojenia twornika oraz rezystancja uzwojenia komutacyjnego,

R_p - rezystancja przejścia,

P_{aL} - straty obciążeniowe dodatkowe, które dla prądnicy bez uzwojenia kompensacyjnego można oszacować wg [N5] jako

$$P_{aL} = 0,005P_N \left(\frac{I_a}{I_{aN}} \right)^2 \quad (11.3)$$

O ile pomiary rezystancji uzwojeń komutacyjnych, a także rezystancji uzwojenia wirnika nie przysparzają większych problemów technicznych, to konieczność wyznaczenia rezystancji przejścia wiąże się z dość skomplikowanymi i czasochłonnymi procedurami. Szczegółowy opis wyznaczania tej rezystancji znajduje się w [B9].

Pomiarów takich można uniknąć przez przedstawienie strat przejścia jako iloczynu prądu twornika i spadku napięcia na rezystancji przejścia:

$$P_{pb} = 2\Delta U_b I_a \quad (11.4)$$

W takim przypadku moc wewnętrzną maszyny można zapisać jako

$$P_e = P_a + R_{at} I_a^2 + 2\Delta U_b I_a + P_{al} + P_o(n) \quad (11.5)$$

Korzystanie z zależności (11.2) bądź (11.5) stwarza możliwość wprowadzenia pewnych błędów do obliczeń wskutek:

- przyjęcia stałych wartości spadku napięcia na szczotkach $2\Delta U_b = 2 \text{ V}$,
- przyjęcia stałych wartości sumy rezystancji uzwojenia twornika i komutacyjnego R_{at} ,
- oszacowania wartości strat dodatkowych.

Spadek napięcia na szczotkach szybko maleje w zakresie niewielkich obciążeń prądem twornika i przy obliczeniach mocy w tym zakresie mogą pojawić się zwiększone błędy. Nie będzie to jednak miało istotnego znaczenia dla użytkownika, gdyż pogorszenie dokładności przy wyznaczaniu sprawności wystąpi tylko dla niewielkich obciążeń.

Drugim znacznie ważniejszym elementem mogącym zniekształcić wyniki pomiarów sprawności jest przyjęcie stałej wartości rezystancji uzwojeń należących do obwodu twornika R_{at} , wyznaczonej zazwyczaj dla nagrzanego maszyny. W trakcie pomiarów przy zmianach obciążenia, rezystancja uzwojeń jak również w mniejszym stopniu rezystancja przejścia [B4,B9] zmieniają się ze względu na zmianę temperatury pracy. Szczególnie daje się to zauważyć przy długotrwałych pomiarach i dotyczy głównie maszyn o mniejszych mocach wykazujących mniejszą stałą czasową cieplną. Szacowanie wartości dodatkowych strat obciążeniowych również może być źródłem znaczących błędów.

Tych mankamentów można uniknąć przez posłużenie się napięciem indukowanym w stanie obciążenia zwanym niekiedy napięciem wewnętrznym. Znajomość tego napięcia pozwala na obliczenie mocy wewnętrznej wg prostej zależności

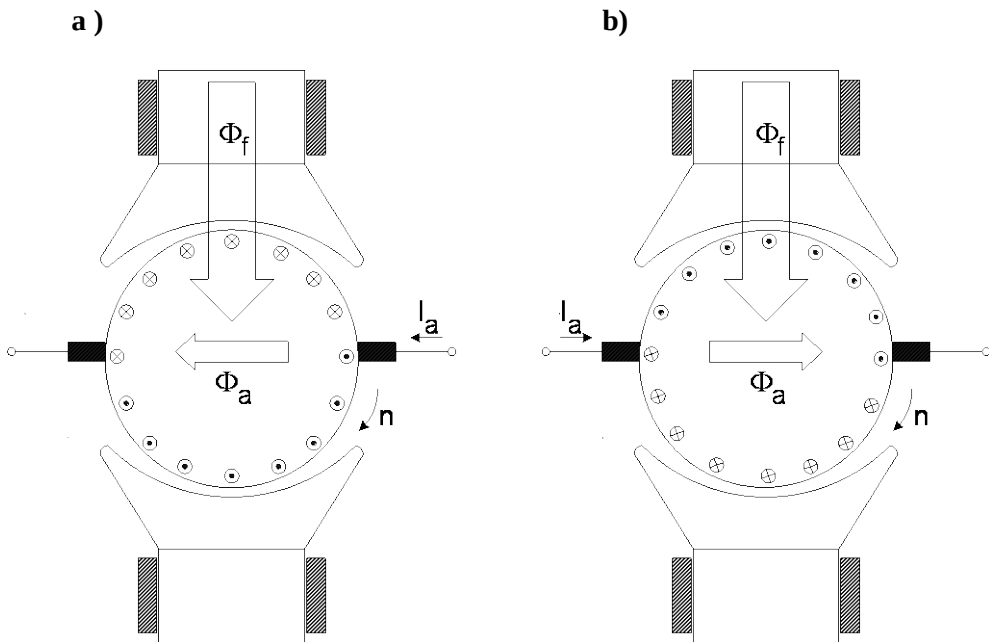
$$P_e = U_i(I_a) I_a \quad (11.6)$$

Analiza zjawisk związanych z oddziaływaniem twornika w maszynie prądu stałego jak również uwzględnienie pewnych sugestii o wartości napięć indukowanych w uzwojeniu twornika przy pracy prądnicowej i silnikowej zawartych w [B9] zainspirowała do opracowania relatywnie prostej metody pomiarowej, pozwalającej na wyznaczenie napięć indukowanych bez specjalnych zabiegów i przygotowań [15,16,21].

11.1. Opis metody wyznaczania napięcia indukowanego

Opracowana metoda daje się zastosować w odniesieniu do maszyn prądu stałego, które będą spełniały określone warunki. Należą do nich:

- ustawienie szczotek w osi neutralnej,
- istnienie symetrii magnetycznej obwodu magnetycznego przejawiającej się w tym, że skutki oddziaływania twornika na rozkład pola magnetycznego w maszynie będą takie same dla różnych kierunków prądu twornika.



Rys.11.1. Przykładowe kierunki pól magnetycznych i prądu twornika przy wyznaczaniu napięć indukowanych wg opracowanej metody dla: a) pracy prądnicowej; b) pracy silnikowej [21]

Kolejne warunki to:

- zachowanie jednego kierunku wirowania maszyny,
- zachowanie jednego kierunku prądu wzbudzenia, a tym samym jednego kierunku strumienia wzbudzenia w maszynie.

Istota metody polega na pomiarach napięć na zaciskach uzwojenia twornika przy pracy silnikowej U_s i przy pracy prądnicowej U_G . Napięcie indukowane przy pracy silnikowej U_s będzie równe

$$U_i = U_s - I_a (R_a + R_p), \quad (11.7)$$

natomiast napięcie indukowane przy pracy prądnicowej U_G wyrazi się zależnością

$$U_i = U_G + I_a(R_a + R_p) \quad (11.8)$$

Zakładając, że wartości prądu wzbudzenia I_f oraz prądu twornika I_a dla danego pomiaru (praca silnikowa + praca prądnicowa) pozostają takie same, będzie to oznaczało, że dla obu stanów pracy wartość napięcia indukowanego powinna być taka sama. Wynika to z faktu, że wartość strumienia wypadkowego w maszynie w obu przypadkach pracy praktycznie nie ulegnie zmianie [B4]. Wyrażenia (11.7) i (11.8) tworzą układ równań, który po rozwiązaniu daje wzór na napięcie indukowane

$$U_i = \frac{U_G + U_s}{2} \quad (11.9)$$

Z powyższego równania wynika, że do wyznaczenia wartości napięcia indukowanego niezbędna jest tylko znajomość wartości pomierzonych napięć na zaciskach uzwojenia twornika. We wzorze nie występuje ani rezystancja obwodu twornika, ani rezystancja przejścia i tym samym znajomość tych parametrów staje się zbędną przy posługiwaniu się tą metodą. Istotnym jest jednak, aby podczas pomiarów wszystkie rezystancje obwodu twornika nie ulegały zmianie. Taki stan rzeczy można osiągnąć wtedy, jeżeli pomiary przeprowadzane będą na nagrzanym silniku i w krótkim czasie.

Przy korzystaniu z proponowanej metody można wyróżnić dwa charakterystyczne przypadki:

- prądnica hamownicza współpracuje z silnikiem synchronicznym bądź też silnikiem prądu stałego o stałej prędkości obrotowej lub też innym silnikiem pracującym przy stałej prędkości obrotowej.

Dla tego przypadku należy wyznaczyć charakterystykę napięcia indukowanego w funkcji prądu twornika przy stałej wartości prądu wzbudzenia i stałej prędkości n_s właściwej dla prędkości pracy badanej maszyny. Przy wyznaczaniu mocy oddawanej na wale silnika badanego korzysta się z zależności

$$P = U_i(I_a, n_s)I_a + P_o(n_s), \quad (11.20)$$

gdzie:

U_i - napięcie indukowane przy prędkości n_s i obciążeniu hamownicy prądem I_a ,

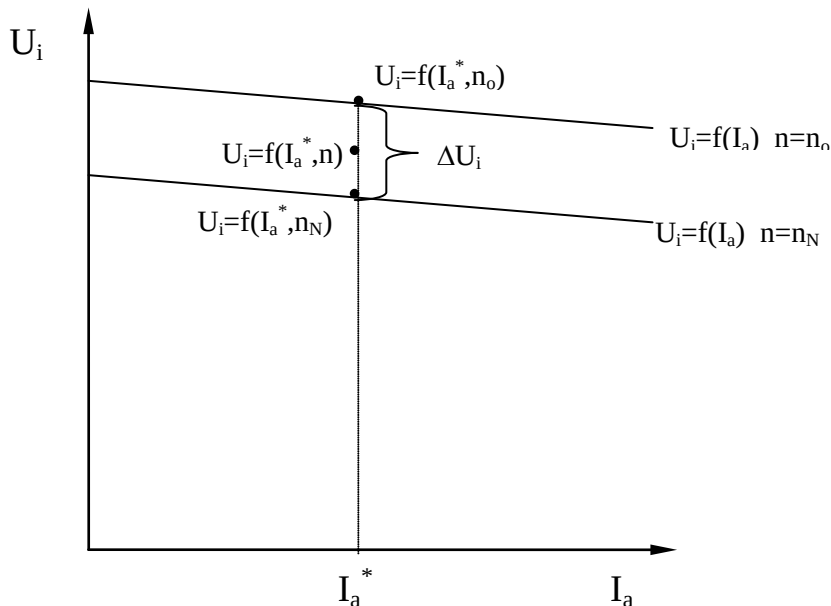
P_o - straty jałowe przy znamionowym prądzie wzbudzenia i prędkości n_s .

- prądnica hamownicza współpracuje z silnikiem indukcyjnym bądź silnikiem prądu stałego o prędkości zależnej od obciążenia lub też innym silnikiem o prędkości obrotowej determinowanej zmianami obciążenia

Jest to przypadek trudniejszy gdyż będzie wymagał przeliczania napięcia indukowanego na odpowiednią prędkość. Punktem wyjścia będzie charakterystyka napięcia indukowanego sporządzona dla znamionowego prądu wzbudzenia, i przykładowo, dla znamionowej prędkości obrotowej silnika badanego. Przy korzystaniu z takiego wykresu należy dokonać odczytu wartości napięcia indukowanego dla danego obciążenia i następnie dokonać przeliczenia tego napięcia na rzeczywistą prędkość obrotową odpowiadającą danemu obciążeniu wg zależności

$$U_i(I_a, n) = U_i(I_a, n_N) \frac{n}{n_N} \quad (11.21)$$

Zakłada się tutaj, że wykresy napięcia indukowanego dla prędkości innych niż znamionowa będą układały się równoległe do charakterystyki wyjściowej. Dokładność wyznaczania napięcia indukowanego dla innej prędkości obrotowej można poprawić przez sporządzenie większej ilości wykresów np. dla prędkości obrotowej biegu jałowego n_0 i prędkości znamionowej n_N .



Rys.11.2. Określanie wartości napięcia indukowanego dla prędkości obrotowej n i prądu twornika I_a^*

Rzeczywiste wartości napięcia indukowanego będą układały się w obszarze zawartym pomiędzy tymi dwiema charakterystykami. W celu wyznaczenia rzeczywistej wartości napięcia indukowanego należy zastosować odpowiednią interpolację. Różnica napięć dla danej wartości obciążenia I_a^* wynikająca z różnych prędkości obrotowych będzie równa

$$\Delta U_i = U_i(I_a^*, n_0) - U_i(I_a^*, n_N) \quad (11.22)$$

Wartość napięcia indukowanego dla prędkości rzeczywistej n można wyznaczyć z zależności

$$U_i(I_a^*, n) = U_i(I_a^*, n_N) + \Delta U_i \frac{n - n_N}{n_0 - n_N} \quad (11.23)$$

bądź też z zależności

$$U_i(I_a^*, n) = U_i(I_a^*, n_0) - \Delta U_i \frac{n_0 - n}{n_0 - n_N} \quad (11.24)$$

Jeżeli silnik pracuje z obciążeniem większym od znamionowego i jego prędkość obrotowa jest mniejsza od znamionowej $n < n_N$, to dla takiego przypadku wartości napięć indukowanych będą leżały poniżej charakterystyki sporządzonej dla prędkości znamionowej. Charakterystyka ta będzie charakterystyką odniesienia i wówczas można skorzystać z zależności (11.21) pozwalającej na określenie wartości napięcia indukowanego na podstawie jednej charakterystyki.

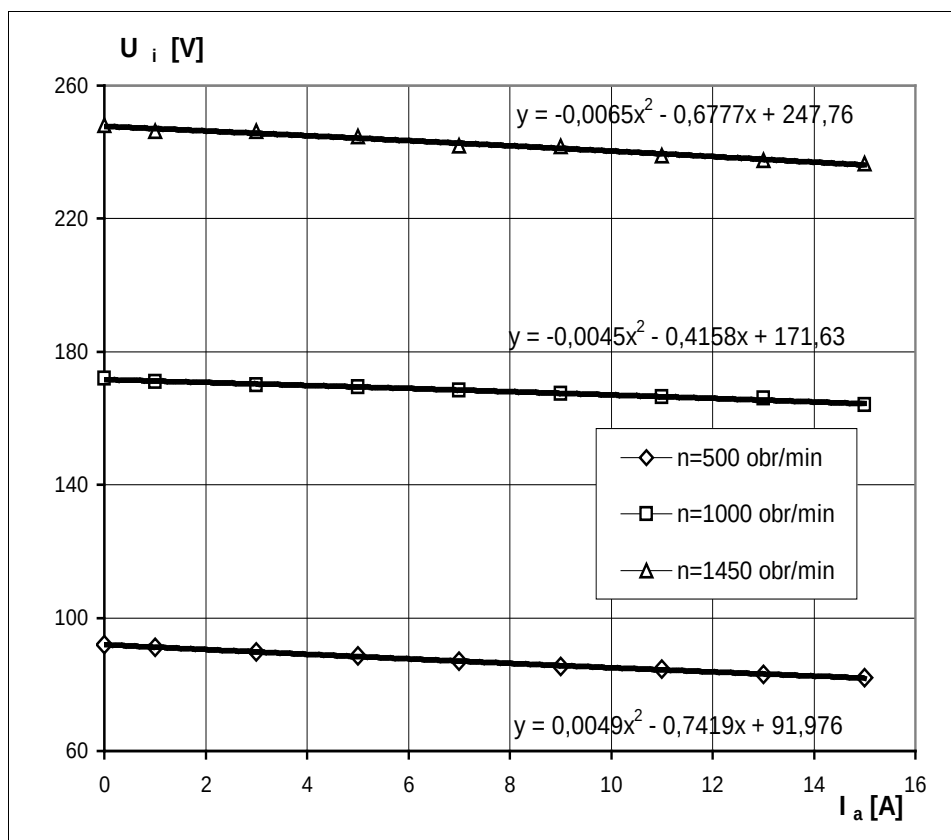
Moc na wale silnika będzie równa

$$P = U_i(I_a^*, n)I_a^* + P_o(n) \quad (11.25)$$

Zgodnie z powyższą zależnością moc wydawana przez badany silnik będzie równa sumie mocy wewnętrznej hamownicy i strat jałowych hamownicy określonych dla właściwej prędkości obrotowej zespołu.

11.2. Pomiary napięć wewnętrznych

W celu sprawdzenia przydatności opisanej metody cechowania hamownic przebadano dwie maszyny prądu stałego, sporządzając dla nich charakterystyki napięcia indukowanego w funkcji prądu twornika dla wybranych prędkości obrotowych. Pierwszą była hamownica PZMb 54s o mocy $P_N = 3.5$ kW, rys.11.3 [15]. Drugą maszyną była hamownica PZMb 44b o mocy $P_N = 1.5$ kW. Współpracowała ona z silnikiem klatkowym Sg 90 S-4. Hamownica ta została bardzo starannie wycechowana przez sporządzenie dla każdej częstotliwości zasilania silnika klatkowego, trzech charakterystyk napięcia indukowanego, rys.11.4 [21].



Rys.11.3. Napięcie indukowane hamownicy PZMb 54s w funkcji prądu twornika, wyznaczone dla $I_f = 0,7$ A [21]

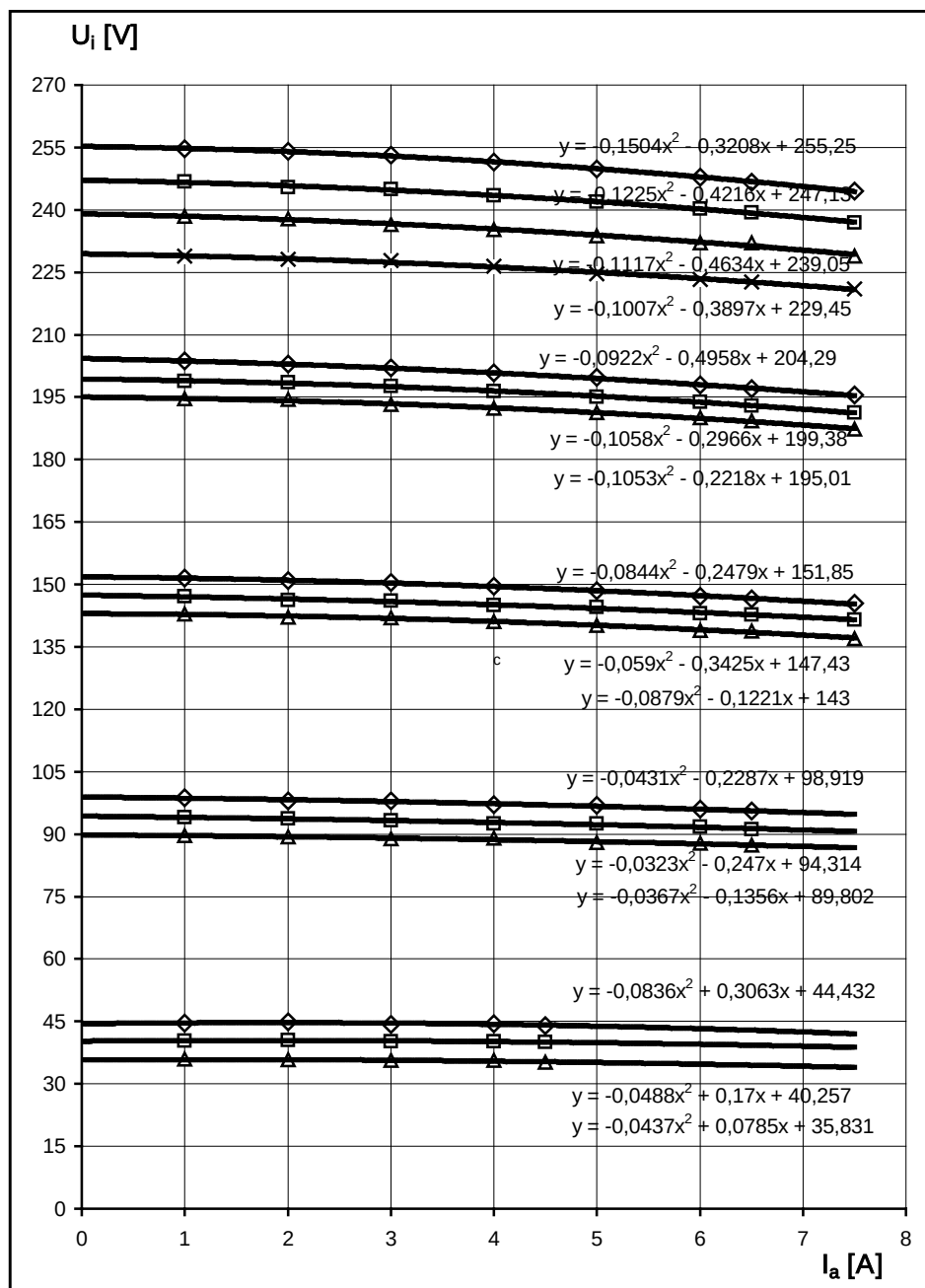
Każda charakterystyka napięcia indukowanego została aproksymowana wielomianem drugiego stopnia o ogólnym zapisie w postaci:

$$U_i = aI_a^2 + bI_a + c \quad (11.26)$$

gdzie:

- a , b – współczynniki równania o odpowiednich wartościach i znakach,
- c – wyraz wolny, który wyznacza wartość napięcia indukowanego dla biegu jałowego hamownicy.

Równanie dla poszczególnych charakterystyk zostało określone przy pomocy programu „Excel”. Po podstawieniu określonej wartości prądu wyznacza się wartość napięcia wewnętrznego, które następnie przelicza się na prędkość obrotową pomiaru wg zależności (11.21) lub (11.23).



Rys.11.4. Charakterystyki napięcia indukowanego hamownicy PZMb 44b w funkcji prądu twornika dla prędkości obrotowych 1450, 1400, 1350, 1300, 1150, 1125, 1100, 850, 825, 800, 550, 525, 500, 250, 225, 200 obr / min. , dla $I_{fN} = 0,42$ A

12. Metoda pomiarowego wyznaczania charakterystyk sterowania silników indukcyjnych

Weryfikacja przedstawionych w pracy analitycznych metod wyznaczania optymalnych parametrów zasilania dla potrzeb minimalizacji strat mocy wymagała opracowania specjalnej metody pomiarowej pozwalającej na wyznaczenie charakterystyk sterowania, tj. optymalnego napięcia w funkcji mocy wydawanej na wale $U_{opt} = f(P)$, bądź też optymalnego napięcia w funkcji momentu na wale $U_{opt} = f(T_s)$ [24].

Należy przypuszczać, że charakterystyki sterowania wyznaczone poprzez pomiar będą dokładniejsze niż charakterystyka otrzymana za pomocą metod analitycznych, które z założenia dopuszczają pewne uproszczenia, niezbędne do stworzenia tzw. modelu strat. Pomierzone charakterystyki wiążące optymalną wartość napięcia z obciążeniem silnika mogą być określane jako optymalne charakterystyki sterowania.

12.1. Zasada pomiaru

W przypadku, kiedy układ pomiarowy składający się z silnika indukcyjnego i hamownicy zawiera czujnik z miernikiem momentu, stosowana jest procedura polegająca na utrzymywaniu założonej wartości momentu obciążenia i dokonywaniu zmian wartości napięcia zasilającego [91]. Po przeprowadzeniu niezbędnych obliczeń wyszukuje się optymalną wartość napięcia zasilającego dla przyjętej wartości momentu obciążenia, kierując się maksymalną sprawnością.

Jeżeli układ będzie pracował bez czujnika i miernika momentu, tylko przykładowo z wycechowaną hamownicą prądu stałego, to wówczas należy obrać inną strategię wyznaczania charakterystyk sterowania.

Sprawność silnika indukcyjnego wyraża się zależnością

$$\eta = \frac{P}{P_{in}} \quad (12.1)$$

gdzie: P – moc mechaniczna wydawana na wale

P_{in} - moc elektryczna pobierana przez silnik z sieci.

Silnik indukcyjny, w którym minimalizowane są straty mocy to silnik pracujący z optymalną sprawnością. Badania zmierzające do znalezienia optymalnej sprawności mogą być prowadzone przy założeniu stałej mocy wydawanej P bądź stałej mocy pobieranej P_{in} . W związku z tym należy rozważyć dwa przypadki:

- **$P = \text{const}$**

W tym przypadku badanie sprawności odbywa się przy zachowaniu stałej wartości mocy wydawanej. Zmieniając wartości napięcia zasilającego, porównuje się otrzymane wartości sprawności i poszukuje wartości maksymalnej. Utrzymywanie stałej wartości mocy wydawanej na wale będzie w tym przypadku niesłychanie kłopotliwe. Moc na wale wyraża się zależnością

$$P = T_s \Omega_m \quad (12.2)$$

gdzie: T_s - moment na wale silnika,

Ω_m - prędkość kątowna silnika indukcyjnego.

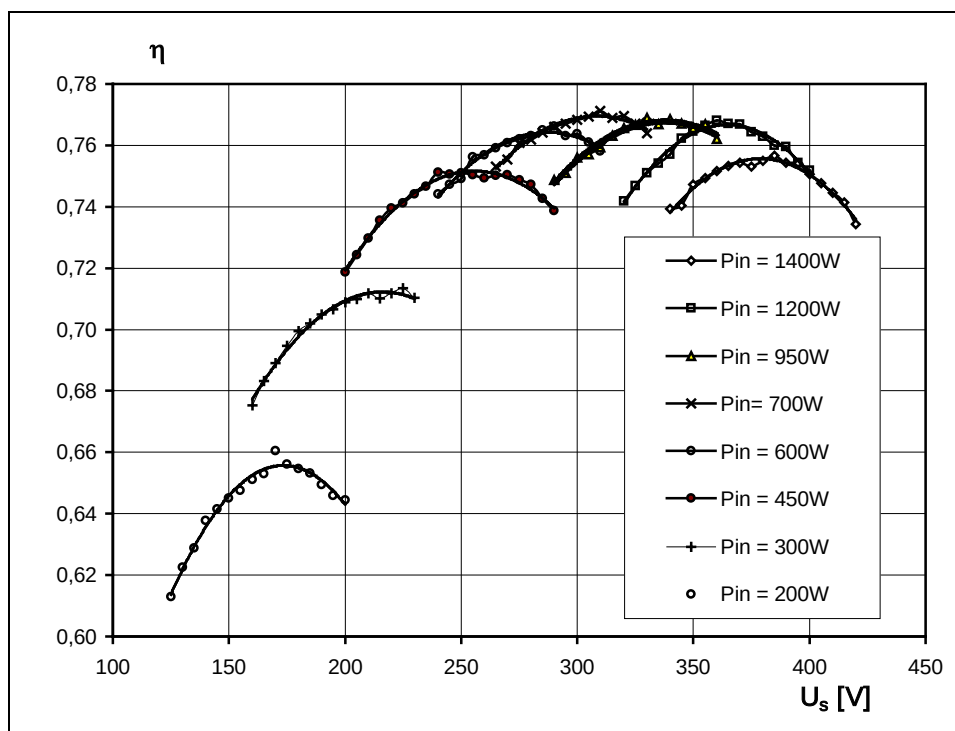
Każda zmiana napięcia zasilającego wywołuje zmianę poślizgu silnika, czyli zmianę prędkości kątowej. Dla każdej kolejnej zmiany wartości napięcia zasilającego należałoby dokonywać korekty obciążenia, aby zachować stałość iloczynu zgodnie z zależnością (12.2). Zmiana wartości momentu obciążenia wywołuje z kolei zmianę wartości poślizgu, co sprawia, że dochodzenie do założonej wartości mocy po każdej zmianie napięcia wymagałoby kilku korekcyj. Taka procedura pomiaru byłaby bardzo uciążliwa i czasochłonna, i dlatego będzie nieprzydatną w odniesieniu do silników indukcyjnych.

Należy podkreślić, że uzyskanie optymalnej sprawności dla $P = \text{const}$. nastąpi wtedy, gdy moc pobierana z sieci osiągnie minimum. Wynika z tego, że metoda ta oparta jest na minimalizacji mocy pobieranej. Powyższa metoda doskonale sprawdza się w przypadku silników pracujących ze stałą prędkością obrotową, np. silników synchronicznych. Wtedy to bez większych trudności udaje się zachować stałość mocy wydawanej.

- **$P_{in} = \text{const}$**

Zachowanie stałej wartości mocy pobieranej przy jednoczesnych zmianach wartości napięcia zasilającego pozwala na szybkie i sprawne przeprowadzenie pomiarów. Odbywa się to przez przyjęcie kolejnych założonych wartości mocy pobieranej przez silnik. Dla każdej założonej wartości mocy pobieranej P_{in} dokonuje się zmian wartości napięcia zasilającego. Następnie wyznacza się moc wydawaną na wale i oblicza sprawność [21]. Optymalną sprawność uzyskuje się w tym przypadku przy maksymalnej mocy wydawanej. Wynika z tego, że metoda ta wykorzystuje maksymalizację mocy wydawanej, rys.12.1.

Pomiary należy przeprowadzać z zastosowaniem miernika parametrów sieci. Jego użycie pozwala na dokładny pomiar mocy całkowitej pobieranej z sieci trójfazowej oraz wielu innych wielkości, np. uśrednionej wartości prądu przewodowego, uśrednionej wartości napięć międzyprzewodowych oraz uśrednionego współczynnika mocy.



Rys 12.1. Sprawność silnika klatkowego Sg 90 S-4 w funkcji wartości napięcia zasilającego U_s dla założonych wartości mocy pobieranej z sieci P_{in} [24]

12.2. Pomiary charakterystyk sterowania

Pomiary charakterystyk sterowania przeprowadzono z zastosowaniem układu przedstawionego w rozdziale 14, rys.14.1. Ponieważ silnik miał być przebadany dla pięciu założonych wartości częstotliwości, zbudowano zespół składający się z silnika prądu stałego i trójfazowej prądnicy synchronicznej. Moc pobieraną przez silnik indukcyjny z prądnicy synchronicznej mierzono miernikiem parametrów sieci 3-fazowej N10 firmy „Lumel”, rys.12.2.

Użyto miernika o zakresach pomiarowych: $U = 400$ V, $I = 5$ A [24]. W przypadku badania silników o większych mocach, istnieje możliwość zwiększania zakresów pomiarowych miernika przez zastosowanie przekładników prądowych i napięciowych. Miernik ten oprócz pomiarów podstawowych parametrów energii elektrycznej, pozwala również na przeprowadzenia analizy harmonicznych od 1 do 25. Pomierzone charakterystyki sterowania dla silnika klatkowego oraz silnika pierścieniowego przedstawiono w rozdziale 8 i rozdziale 9.



Rys.12.2. Widok miernika parametrów sieci N10 firmy „Lumel”

Przedstawiona metoda wyznaczania charakterystyk sterowania dla silników indukcyjnych pracujących z minimalnymi stratami może znaleźć zastosowanie w laboratoriach badawczych. Będzie ona szczególnie przydatna w układach pomiarowych składających się z silnika indukcyjnego i hamownicy prądu stałego, wyposażonych w miernik parametrów sieci. Może również znaleźć zastosowanie w przypadku układów wyposażonych w czujnik momentu i dowolną hamownicę.

Opisana metoda pozwala na wyznaczenie charakterystyk sterowania w funkcji mocy na wale $U_{opt} = f(P)$ bądź momentu na wale: $U_{opt} = f(T_s)$. W przypadku konieczności opracowania charakterystyk sterowania dla sterowania prądowego przez przemiennik częstotliwości, składowe prądu stojana można wyznaczyć na podstawie pomiarów wykonanych w celu wyznaczenia optymalnych wartości napięcia. Należy podkreślić, że pomiarów należy dokonywać na silniku nagrzanym, gdyż wtedy rezystancja uzwojeń przybiera wartości właściwe dla silnika normalnie pracującego.

Należy zwrócić uwagę na fakt, że zastosowana metoda pomiarowa pozwala na analizę najbardziej ogólnego przypadku, kiedy operuje się mocą na wale. Większość prac zajmujących się tą tematyką rozważa przy badaniu sprawności tylko przypadek pracy ze stałym momentem obciążenia. Wynika to z trudności przeprowadzenia badań przy zachowaniu stałej wartości mocy na wale i dlatego pomiary wykonywane są najczęściej z zachowaniem stałej wartości momentu, przy użyciu czujnika momentu obrotowego i miernika momentu obrotowego. Praca ze stałym momentem obciążenia jest szczególnym przypadkiem pracy silnika indukcyjnego. Bardziej ogólne są rozważania dotyczące pracy silnika przy stałej wartości mocy na wale silnika.

13. Wnioski końcowe

Przedstawiona w rozprawie problematyka eksploatacyjnej minimalizacji strat mocy w silnikach indukcyjnych wskazuje jednoznacznie, że postawione cele pracy zostały zrealizowane. Rozważania będące treścią tej rozprawy można podzielić na trzy grupy zagadnień, które wymagały szerszego omówienia i oceny. Można je ująć jako:

1. Przedstawienie w uporządkowany sposób całokształtu zagadnień teoretycznych i praktycznych związanych ze sprawnością maksymalną silnika indukcyjnego w różnych warunkach pracy.
2. Opracowanie analitycznych metod wyznaczania parametrów pracy optymalnej i wskazania na możliwość ich zastosowania w strategiach sterowania minimalizujących straty mocy w silnikach indukcyjnych.
3. Opracowanie laboratoryjnej metody wyznaczania charakterystyk parametrów optymalnych z dużą dokładnością.

13.1. Zagadnienia grupy pierwszej

W ramach grupy zagadnień teoretycznych przedstawiono, wyprowadzone na podstawie wcześniej opracowanego opisu strat, zależności na występowanie maksymalnej sprawności dla różnych warunków pracy silnika indukcyjnego. Zależności te zostały sformułowane w postaci równań strat mocy.

Pierwszym rozpatrywanym przypadkiem było występowanie sprawności maksymalnej przy zasilaniu silnika napięciem o stałej wartości. Wyprowadzona zależność wskazuje, że maksimum sprawności występuje praktycznie przy równości strat biegu jałowego i strat w uzwojeniach wywołanych prądem wirnika. Taki warunek obowiązuje dla silnika klatkowego, jak też dla silnika pierścieniowego. Różni się on od powszechnie spotykanej zależności mówiącej o równości strat jałowych i strat obciążeniowych. Równanie strat mocy (5.10), będące warunkiem na występowanie maksimum sprawności, stworzyło możliwość analitycznego wyznaczenia wartości mocy obciążenia dla maksymalnej sprawności. W celu znalezienia tej mocy, należałoby określić straty biegu jałowego dla przyjętej wartości napięcia indukowanego i rezystancje uzwojeń..

Należy podkreślić, że wyznaczanie tego obciążenia w zaproponowany sposób jest szczególnie przydatne dla silników średniej i dużej mocy, dla których przeprowadzenie próby obciążenia połączone z wyznaczaniem sprawności może być utrudnione. W silnikach tych dokładność wyznaczenia położenia maksimum sprawności będzie większa ze względu na fakt, że napięcie indukowane jest prawie równe napięciu fazowemu zasilającemu

Drugim rozpatrywanym przypadkiem, bardzo istotnym dla całokształtu pracy, było poszukiwanie warunku na występowanie maksimum sprawności dla pracy silnika ze stałą mocą obciążenia. Uwzględnienie w opisie strat charakterystyki magnesowania oraz mocy na wale sprawiło, że otrzymana zależność (6.14) mówi o równości strat w uzwojeniach wywołanych prądem wirnika branych z odpowiednim współczynnikiem i sumy strat od prądu magnesującego oraz strat w rdzeniu przy biegu jałowym branych też z odpowiednimi współczynnikami. Wyprowadzone równanie ze względu na obecność współczynników dość istotnie różni się od równania prezentowanego w publikacjach, gdzie występują tylko wspomniane straty bez współczynników.

Podkreślenia wymaga fakt, że współczynniki równania strat zmieniają się w zależności od mocy wydawanej na wale. Dla badanego silnika klatkowego Sg 90 S-4 i silnika pierścieniowego SUDf 100 L-4a, dla mocy znamionowych przybierają one wartości poniżej jedności, natomiast dla obciążeń niewielkich, ich wartość może wzrosnąć kilkukrotnie. Każdy z tych współczynników zmienia się w różny sposób. Potwierdzeniem przydatności wyprowadzonej zależności są sporządzone na jej podstawie wykresy strat. Obliczone one zostały dla punktów pracy ze sprawnością maksymalną. Dla badanego silnika klatkowego Sg 90 S-4, o mocy $P_N = 1,1$ kW dla obciążenia znamionowego, stosunek strat w uzwojeniach od prądu wirnika do sumy strat wzbudzenia i strat w żelazie zbliża się do dwóch, rys.6.1. Rezultat ten jest dowodem na niedokładność zależności prezentowanej w literaturze opartej o liniowy model, wg której stosunek powyższych strat powinien być równy jedności, np.[B1,B7,B8],[1,52,68,83].

Należy zaznaczyć, że zależności wynikające z zastosowania modelu liniowego stosowane są nadal w ukazujących się publikacjach związanych z tematyką minimalizacji strat mocy. Wyprowadzone przez autora zależności na występowanie maksimum sprawności przy pracy ze stałym obciążeniem dla indukcyjnych silników klatkowych i pierścieniowych mogą być stosowane przy wyznaczaniu sprawności maksymalnej, poprawiając tym samym dokładność ich wyznaczenia.

Kolejnym zagadnieniem było przedstawienie sprawności silnika indukcyjnego w zależności od napięcia zasilającego i mocy obciążenia. Przeprowadzone obliczenia symulacyjne pozwoliły na wykonanie wykresów 3D sprawności dla silnika klatkowego małej i dużej mocy. Na podstawie tych wykresów można było jednoznacznie ocenić i porównać wartości poszczególnych sprawności maksymalnych uzyskanych w różnych warunkach pracy silnika. Z przeprowadzonych wcześniejszych badań charakterystyk sprawności maksymalnych wynika, że największe wartości sprawności maksymalnych uzyskuje się przez regulację napięcia i zachowaniu stałej mocy wydawanej. Tak wyznaczoną sprawność, osiągającą najwyższe z możliwych wartości dla danego silnika, nazwano sprawnością optymalną, natomiast odpowiadające tej sprawności prądy i napięcie zasilania, optymalnymi.

13.2. Zagadnienia grupy drugiej

Druga grupa zagadnień wiąże się z opracowaniem metod wyznaczania parametrów pracy optymalnej. Najważniejszym parametrem do wyznaczenia, przy założonej mocy obciążenia, jest napięcie optymalne. Na podstawie wyprowadzonego warunku na maksimum sprawności dla $P = \text{const.}$ opracowano dwie analityczne metody wyznaczania parametrów optymalnych. Jedna z nich nazwana metodą wybranej częstotliwości obowiązuje tylko dla jednej wybranej częstotliwości, przykładowo dla częstotliwości technicznej, druga natomiast tzw. metoda uogólniona pozwala na wyznaczenie parametrów optymalnych dla dowolnej wartości częstotliwości. Przeprowadzona weryfikacja wartości napięć optymalnych obliczonych i wyznaczonych poprzez badania laboratoryjne wykazała dobrą zgodność, potwierdzając tym samym jej przydatność do zastosowań technicznych. Pozytywne potwierdzenie użyteczności obu metod uzyskano zarówno dla silnika klatkowego jak i silnika pierścieniowego.

Cenną zaletą obu metod jest możliwość wyznaczenia optymalnych parametrów zasilania dla każdej wartości obciążenia, od znamionowej aż po bieg jałowy. Opracowane przez autora metody stwarzają możliwość ich aplikacji w ramach strategii sterowania opartej o kryterium minimum strat całkowitych. Jej zastosowanie sprawi, że układ sterowania będzie mógł bardzo szybko przechodzić przy zmianach obciążenia z jednego punktu pracy optymalnej do następnego. Układ taki powinien mieć informacje z przetworników o wartości mocy pobieranej, wartości prądu stojana i napięcia zasilającego oraz wartości rezystancji uzwojenia stojana. Pozostałe niezbędne parametry jak prąd wirnika, prędkość obrotowa, rezystancja uzwojenia wirnika i moc na wale mogą być estymowane. Jeżeli estymowane parametry będą bliskie wartościom rzeczywistym, to dokładność pracy układu działającego wg takiej strategii będzie duża. Jeżeli takie rozwiązanie okaże się zbyt kosztowne bądź zbyt skomplikowane, można zastosować strategię zaproponowaną przez autora, opartą o kryterium stałego, uśrednionego współczynnika mocy. Ponieważ współczynnik mocy wykazuje dużą wrażliwość na zmiany napięcia zasilającego, to dochodzenie do punktu pracy optymalnej, mimo poszukiwawczego trybu pracy układu optymalizującego, będzie następowało bardzo szybko, a otrzymane wartości sprawności sterowanego silnika będą niewiele gorsze od jego sprawności optymalnej. Strategia oparta o uśrednioną wartość współczynnika mocy wykazuje wiele zalet takich jak: relatywnie duża szybkość działania, względnie dobra dokładność i niski koszt układu.

Należy podkreślić, że opracowane strategie powstały przy założeniu sinusoidalnego kształtu prądów i napięć zasilających. Mogą one być wdrożone do zastosowań technicznych z wykorzystaniem falowników szerokopasmowych o sinusoidalnych parametrach wyjściowych w zakresie częstotliwości 0-150 Hz i zakresie regulacji amplitudy znamionowej wartości wyjściowej w przedziale

(0,01-1,0) U_N [89,92,94]. Silnik indukcyjny współpracujący z takim przemiennikiem częstotliwości jest zasilany napięciem o lepszych parametrach pod względem kształtu niż w przypadku współpracy z siecią. W związku z tym nie występują straty dodatkowe wywołane wyższymi harmonicznymi napięć i prądów generowanymi przez falownik.

13.3. Zagadnienia grupy trzeciej

Trzecie zagadnienie wiąże się z problematyką pomiarów sprawności i wyznaczaniem charakterystyk parametrów optymalnych. Aby móc dokładnie wyznaczyć wartości sprawności metodą bezpośrednią należy mieć bardzo dokładnie wycechowaną hamownicę prądu stałego oraz taki sposób na przeprowadzenia pomiarów, aby było możliwe dokładne wyznaczenie punktów pracy o sprawności optymalnej. W przypadku hamownicy wykazano, że dużą dokładność pomiaru mocy można uzyskać przez posłużenie się mocą wewnętrzną. Jest ona iloczynem prądu twornika i napięcia wewnętrznego. Chociaż napięcie wewnętrzne jest niemierzalne, okazuje się jednak, że istnieje możliwość jego wyznaczenia w sposób pośredni przy pomocy metody opracowanej przez autora. Polega ona na pomiarach napięcia na zaciskach hamownicy przy pracy silnikowej i prądnicowej, przy zachowaniu w obu przypadkach tej samej wartości prądu wzbudzenia oraz tego samego kierunku i wartości prędkości obrotowej. Na podstawie takich pomiarów można sporządzić charakterystykę napięcia wewnętrznego w zależności od prądu twornika przy stałej wartości prędkości obrotowej. Stosując odpowiednie przeliczenia można wyznaczyć wartość napięcia wewnętrznego dla innej prędkości obrotowej w otoczeniu charakterystyki bazowej. Po wyliczeniu mocy wewnętrznej hamownicy i dodaniu strat jałowych otrzymuje się moc całkowitą hamownicy, czyli moc jaką obciąża ona silnik badany. Metoda ta cechuje się prostotą w swojej koncepcji, jak też w zastosowaniach. Może znaleźć zastosowanie w laboratoriach uczelnianych, szkolnych i małych laboratoriach przemysłowych, i być w dalszym ciągu konkurencyjną pod względem dokładności z układami bazującymi na pomiarach momentu obrotowego.

Mając dokładnie wycechowaną hamownicę można było się zająć opracowaniem metody pomiaru sprawności pozwalającej na wyznaczenie charakterystyk parametrów optymalnych. Ponieważ utrzymywanie stałej wartości mocy na wale, przy jednoczesnej regulacji napięcia zasilającego, wymagałoby ciągłych przeliczeń i korekcji obciążenia wskutek zmian poślizgu, co bardzo zwiększałoby czasochłonność pomiarów i negatywnie odbijałoby się na ich dokładności, należało opracować inną koncepcję poszukiwań sprawności optymalnej. Ta oryginalna koncepcja opiera się na utrzymywaniu stałej wartości mocy pobieranej i jednoczesnej zmianie napięcia zasilającego. Jej realizacja jest możliwa w przypadku zastosowania miernika parametrów sieci. Pełną użyteczność metody

potwierdzono w trakcie laboratoryjnego wyznaczania sprawności badanych silników i opracowywania charakterystyk napięć optymalnych w funkcji mocy wydawanej. Należy dodać, że tak wyznaczone charakterystyki sterowania mogą być zapisywane w pamięci układu optymalizującego sprawność, który na podstawie informacji o wartości aktualnego obciążenia będzie mógł dobrać optymalną wartość napięcia dla sterowanego silnika indukcyjnego.

Minimalizacja strat mocy prowadzi do obniżenia kosztów eksploatacyjnych. Dotyczy to przede wszystkim napędów regulowanych, w przypadku których wprowadzenie dodatkowego układu optymalizacyjnego do przemiennika częstotliwości związane jest raczej z niewielkimi kosztami w stosunku do ceny samego przemiennika. Wynika z tego, że dodatkowe koszty układu ulegną szybkiemu zwrotowi w trakcie eksploatacji. Można nawet twierdzić, że poczynione oszczędności na energii elektrycznej wskutek minimalizowania strat mocy są, w przypadku tego rodzaju napędu, czystym zyskiem. Te sumaryczne oszczędności będą w miarę upływu lat rosły, gdyż obserwuje się systematyczny, z roku na rok, wzrost liczby napędów regulowanych.

Należy podkreślić, że poprawa sprawności będzie tym większa, im mniejsze jest obciążenie i im niższa będzie prędkość obrotowa silnika. Z tego też względu, nawet w przypadku zastosowania do napędu regulowanego indukcyjnego silnika energooszczędnego, minimalizacja strat mocy może również znaleźć zastosowanie, mimo iż poczynione oszczędności mogą być mniejsze niż dla silnika standardowego. Zastosowanie przemienników częstotliwości do zasilania silników energooszczędnych pozwala również na ograniczenie ich relatywnie dużych prądów rozruchowych [59,88].

Mniej obiecująco przedstawia się to zagadnienie w przypadku napędów nieregulowanych, zasilanych najczęściej napięciem o częstotliwości technicznej. Umożliwienie odpowiedniej regulacji napięcia do celów minimalizacji strat może nastąpić przez zastosowanie rozrusznika elektronicznego (soft-start) z opcją pracy energooszczędnej. Koszty tego rodzaju urządzeń, są znaczne i ich zwrot w postaci zaoszczędzonej energii elektrycznej mógłby w ogólnym przypadku rozciągnąć się na lata. Rozważania nad opłacalnością zastosowania rozrusznika elektronicznego optymalizującego sprawność silników indukcyjnych o mocach do 7,5 kW potwierdziły te sceptyczne przypuszczenia, mimo iż poddano analizie silniki o większej liczbie par biegunów, wykazujących w związku z tym niższą sprawność [71].

Przeprowadzone rozważania wskazują na możliwości budowy w przyszłości silników indukcyjnych predystynowanych do pracy ze zmiennym obciążeniem i współpracy z układem sterującym pracą przemiennika częstotliwości w celu zapewnienia silnikowi optymalnej sprawności dla każdej wartości obciążenia. W przypadku projektowania tego rodzaju silników musiałaby ulec zmianie rela-

cja strat w porównaniu do dotychczasowych konstrukcji tak, aby przy zasileniu silnika napięciem znamionowym i znamionowym obciążeniu wystąpiła sprawność optymalna dla tego obciążenia. Wówczas w przypadku przejścia do pracy przy obciążeniach mniejszych, układ sterujący będzie mógł dobrać wartość optymalną napięcia zasilającego odpowiednio mniejszą od napięcia znamionowego silnika.

Być może w przyszłości producenci silników indukcyjnych wezmą pod uwagę konieczność budowy takich właśnie maszyn przystosowanych do potrzeb eksploatacyjnej minimalizacji strat mocy. W procesie ich projektowania pomocne mogą być, wyprowadzone przez autora, zależności w postaci równań strat mocy będące warunkiem na występowanie optymalnej sprawności. W przypadku zastosowania do minimalizacji strat strategii opracowanych przez autora, zachodziłaby też konieczność przeprowadzenia dokładnych pomiarów strat i parametrów na silniku nagrzanym, niezbędnych do sformułowania odpowiednich zależności pozwalających na wyznaczenie parametrów pracy optymalnej. Wobec tego użytkownik wraz z zamówionym silnikiem dostawałby od producenta również protokoły z przeprowadzonych niezbędnych pomiarów.

Do najważniejszych osiągnięć autora przedstawionych w rozprawie należy zaliczyć:

1. Opracowanie opisu strat mocy i parametrów silnika indukcyjnego na potrzeby prowadzonej analizy strat w aspekcie poszukiwań sprawności maksymalnej.
2. Wprowadzenie teoretycznego pojęcia sprawności stojana i sformułowanie warunku na występowanie sprawności maksymalnej w odniesieniu do mocy wewnętrznej silnika indukcyjnego.
3. Wyprowadzenie zależności na maksimum sprawności silnika indukcyjnego klatkowego i pierścieniowego, zasilanego napięciem o stałej wartości i opracowanie na bazie tej zależności przybliżonej metody analitycznego wyznaczania położenia maksimum sprawności na podstawie znajomości strat biegu jałowego i strat w uzwojeniach wywołanych prądem wirnika.
4. Wyprowadzenie zależności na występowanie maksimum sprawności silnika indukcyjnego klatkowego i pierścieniowego pracującego przy stałej wartości mocy obciążenia i zmieniającej się wartości napięcia zasilającego z uwzględnieniem nieliniowości obwodu magnetycznego.
5. Dokonanie badań porównawczych charakterystyk sprawności maksymalnych silnika klatkowego uzyskanych w różnych warunkach pracy i wyjaśnienie różnic w ich przebiegu na podstawie wykresów 3D sprawności w funkcji napięcia zasilającego i mocy obciążenia.

6. Opracowanie oryginalnej analitycznej metody wyznaczania optymalnych parametrów zasilania silnika indukcyjnego klatkowego i pierścieniowego na podstawie wyprowadzonej zależności na minimum strat całkowitych dla wybranej częstotliwości.
7. Opracowanie oryginalnej uogólnionej metody pozwalającej na wyznaczenie optymalnych parametrów zasilania dla dowolnego obciążenia i dowolnej częstotliwości z możliwością jej implementacji w rozwiązaniach technicznych.
8. Zaproponowanie udoskonalonych strategii sterowania minimalizujących straty mocy w silniku indukcyjnym z zastosowaniem opracowanych metod wyznaczania napięcie optymalnego oraz drugiej opartej o kryterium stałej, uśrednionej wartości współczynnika mocy.
9. Opracowanie laboratoryjnej metody wyznaczania charakterystyk napięcia optymalnego na podstawie pomiarów sprawności dla indukcyjnego silnika klatkowego i pierścieniowego z zastosowaniem miernika parametrów sieci.
10. Opracowanie metody cechowania hamownic prądu stałego polegającej na wyznaczaniu charakterystyk napięcia wewnętrznego w funkcji prądu twornika, pozwalającej na posługiwanie się mocą wewnętrzną przy sporządzaniu bilansu mocy w hamownicy.

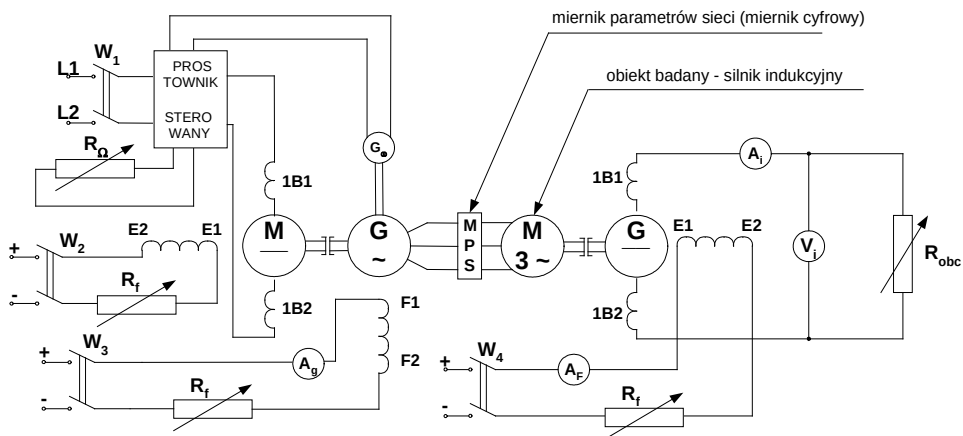
Należy zaznaczyć, że zaprezentowana problematyka może znaleźć kontynuację w postaci dalszego rozwijania i udoskonalania strategii sterowania minimalizującej straty, jak też w postaci opracowania koncepcji silnika indukcyjnego zaprojektowanego na potrzeby pracy przy zmiennych obciążeniach.

Stworzenie modeli matematycznych do analizy zagadnień związanych ze sprawnością optymalną w silniku indukcyjnym daje solidną podstawę do prowadzenia dalszych badań nad poprawą sprawności w warunkach pracy ze zmiennym obciążeniem, układu falownik – silnik lub idąc dalej, układu przemiennik częstotliwości – silnik, a w przypadku silników dużej mocy, rozpatrywanie jeszcze bardziej złożonego układu w postaci transformator – przemiennik częstotliwości – silnik. indukcyjny.

14. Aneks

14.1. Budowa stanowiska badawczego

Do badań laboratoryjnych silników indukcyjnych małej mocy został skonstruowany zespół maszynowy składający się z prądnicy synchronicznej napędzanej silnikiem prądu stałego. Silnik napędzający zasilany był z prostownika sterowanego, z ujemnym sprzężeniem prędkościowym. Napięcie do tego sprzężenia pobierane było z prądniczki tachometrycznej prądu stałego. Regulacja amplitudy napięcia zasilającego badany silnik indukcyjny odbywała się przez zmiany prądu wzbudzenia prądnicy synchronicznej. Regulacja częstotliwości napięcia zasilającego realizowana była przez zmianę prędkości zespołu silnik napędowy – prądnica synchroniczna. Badany silnik indukcyjny obciążony był obcowzbudną hamownicą prądu stałego pracującą przy znamionowej wartości prądu wzbudzenia. Hamownica obciążana była specjalnym rezystorem złożonym z szeregu żarówek połączonych równolegle, co pozwalało na regulację mocy obciążenia w szerokim zakresie i zapewniało dużą stabilność obciążenia. Bardzo istotnym elementem stanowiska badawczego był cyfrowy miernik parametrów sieci N10, który pozwalał na dokładny pomiar mocy pobieranej przez badany silnik, jak również pomiary średniej wartości napięcia międzyprzewodowego, średniej wartości prądu stojana oraz uśrednionego współczynnika mocy $\cos \varphi$.



Rys.14.1. Schemat układu pomiarowego do badania silników indukcyjnych [24]

Należy podkreślić, że wprowadzenie miernika parametrów umożliwiło dokonywanie pomiarów przy stałej wartości mocy pobieranej $P_{in} = const.$. Wiązało się to z koniecznością przeprowadzenia pomiarów pozwalających na wyznaczenie punktów o sprawności maksymalnej przy zmianach napięcia zasilającego.

14.2. Dane znamionowe silników badanych

W pracy przedstawiono wyniki badań laboratoryjnych dwóch silników indukcyjnych małej mocy o następujących danych:

Silnik klatkowy

Typ Sg 90 S-4
 $P_N = 1,1 \text{ kW}$
 $U_N = 380 \text{ V}$
 $I_N = 2,8 \text{ A}$
 $\cos\varphi_N = 0,8$
 $n_N = 1415 \text{ obr/min}$
 $\eta_N = 0,74$
 rodzaj pracy S1

Silnik pierścieniowy

Typ SUDf 100 L-6A
 $P_N = 0,8 \text{ kW}$
 $U_N = 380 \text{ V}$
 $I_N = 3,0 \text{ A}$
 $\cos\varphi_N = 0,61$
 $n_N = 905 \text{ obr/min}$
 $\eta_N = 0,669$
 rodzaj pracy S1

Zastosowanie silników o tak małych mocach do badań sprawności wiązało się z tym, że w silnikach takich stosunek strat całkowitych do mocy wydawanej jest stosunkowo duży. Powoduje to, że sprawność takich silników nie przekracza 0,75, co pozwala już na pomiar sprawności przy relatywnie dobrej dokładności, metodą bezpośrednią.

Badania symulacyjne przeprowadzono również dla dwóch silników klatkowych dużej i średniej mocy [K2],[K3], o następujących danych :

Typ 2SGPK 315-4

$P_N = 132 \text{ kW}$
 $U_N = 1000 \text{ V}$
 $I_N = 95 \text{ A}$
 $\cos\varphi_N = 0,86$
 $n_N = 1465 \text{ obr/min}$
 $\eta_N = 0,93$

Typ 2SGP 200 S-4

$P_N = 30 \text{ kW}$
 $U_N = 500 \text{ V}$
 $I_N = 43,4 \text{ A}$
 $\cos\varphi_N = 0,88$
 $n_N = 1460 \text{ obr/min}$
 $\eta_N = 0,91$

Dla powyższych silników możliwe było przeprowadzenie badań symulacyjnych tylko dla częstotliwości 50 Hz. Tylko dla takiej częstotliwości wykonano pomiary, których wyniki zamieszczono w dokumentacjach obu silników. Na podstawie tych pomiarów opracowano niezbędne dane do procesu symulacji.

14.3. Dane znamionowe badanych hamownic

Charakterystyki napięcia wewnętrznego przedstawione w rozdziale 11 sporządzone zostały dla dwóch prądnic prądu stałego. Dane znamionowe tych maszyn są następujące:

Hamownica nr 1

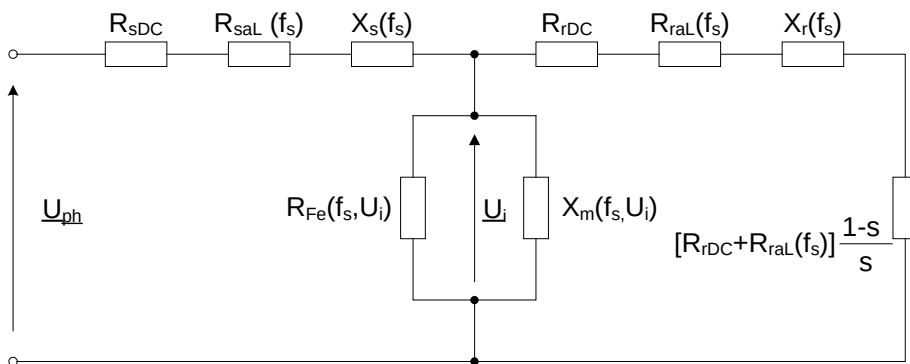
Typ PZMb 54s
 $P_N = 3,5 \text{ kW}$
 $U_N = 220 \text{ V}$
 $I_N = 15,2 \text{ A}$
 $I_{fN} = 0,73 \text{ A}$
 $n_N = 1450 \text{ obr/min}$

Hamownica nr 2

Typ PZMb 44b
 $P_N = 1,5 \text{ kW}$
 $U_N = 230 \text{ V}$
 $I_N = 6,5 \text{ A}$
 $I_{fN} = 0,42 \text{ A}$
 $n_N = 1450 \text{ obr/min.}$

14.4. Badania symulacyjne

Oprócz badań laboratoryjnych przeprowadzano również dla silników badania symulacyjne. W przypadku silnika klatkowego małej mocy po jego nagraniu przeprowadzono próbę biegu jałowego i próbę zwarcia oraz pomierzono rezystancję uzwojeń stojana. Podobne badania przeprowadzono również dla silnika pierścieniowego z dodatkowym pomiarem rezystancji uzwojenia wirnika. Wymienione próby wykonano dla następujących częstotliwości napięcia zasilającego: 50 Hz, 40 Hz, 30 Hz, 20 Hz, 10 Hz. Jako źródła napięcia o regulowanej częstotliwości użyto wspomnianej już prądnicy synchronicznej. W przypadku silników indukcyjnych o mocach 30 i 132 kW niezbędne dane do badań symulacyjnych pozyskano z dokumentacji zawierającej wyniki badań przeprowadzonych przez producentów [K2, K3].



Rys.14.2. Zmodyfikowany schemat zastępczy silnika indukcyjnego [9]

Do obliczeń zastosowano zmodyfikowany klasyczny schemat zastępczy wzbogacony o dodatkowe rezystancje R_{sLa} oraz R_{rLa} reprezentujące straty dodatkowe obciążeniowe w tym silniku, rys.14.2. W zależności od częstotliwości dokonano przeliczenia dodatkowych strat obciążeniowych i wyznaczono odpowiednie rezystancje zastępcze.

Przedstawione na schemacie zastępczym reaktancje rozproszenia uzwojeń stojana $X_s(f_s)$ oraz sprowadzoną na stronę stojana reaktancję rozproszenia wirnika $X_r(f_s)$ obliczono na podstawie pomierzonej reaktancji zwarcia $X_K(f_s)$, zakładając że:

$$X_s(f_s) = X_r(f_s) = \frac{X_K(f_s)}{2} \quad (14.1)$$

Z próby biegu jałowego określono rezystancję reprezentującą straty w żelazie R_{Fe} , jak również reaktancję magnesującą X_m . Dla każdej częstotliwości wyznaczono również ich wartości w funkcji napięcia indukowanego, inaczej w funkcji strumienia magnetycznego w maszynie.

Straty mechaniczne wyznaczono poprzez rozdzielenie strat jałowych silnika pomierzonych dla wybranych częstotliwości, natomiast rezystancje reprezentujące dodatkowe straty obciążeniowe R_{aLs} i R_{aLr} wyznaczono wg opisu w podrozdziale 3.2.

15. Bibliografia

Książki, monografie

- [B1] Chapman S.J.: *Electric Machinery Fundamentals*. McGraw – Hill Book Company New York 1985
- [B2] Dąbrowski M.: *Projektowanie maszyn elektrycznych prądu przemiennego*. WNT Warszawa 1988
- [B3] Dubicki B.: *Maszyny elektryczne. Tom III. Silniki indukcyjne*. WNT Warszawa 1964
- [B4] Glinka T.: *Badania diagnostyczne maszyn elektrycznych w przemyśle*. BOBRME Komel, Katowice 2002
- [B5] Głowacki A.: *Obliczenia elektromagnetyczne silników indukcyjnych trójfazowych*. WNT Warszawa 1993
- [B6] Gruszczyński P.: *Wybrane zagadnienia optymalizacji statycznej sterowania napędów przekształtnikowych*. Zeszyty Naukowe PG nr 499, Elektryka, Gdańsk 1993
- [B7] Kaźmierkowski M.P., Krishnen R., Blaabjerd F.: *Control in Power Electronics*. Academic Press-USA, 2002
- [B8] Krygier J.: *Praca energooszczędna silników indukcyjnych klatkowych (wybrane zagadnienia)*. Politechnika Szczecińska, Instytut Elektrotechniki, Szczecin 1995
- [B9] Latek W.: *Badania maszyn elektrycznych w przemyśle*. WNT Warszawa 1979
- [B10] Nürnberg W.: *Die Asynchronmaschine*. 2 Auflage. Berlin. Springer 1963
- [B11] Orłowska- Kowalska T.: *Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi*. Oficyna Wydawnicza Politechniki . Wrocławskiej Wrocław 2003
- [B12] Радин В.И., Брускин Д.Э., Зохорович А.Е.: *Электрические машины. Асинхронные машины*. Москва „Высшая Школа” 1988
- [B13] Śliwiński T., Głowacki A.: *Parametry rozruchowe silników indukcyjnych*. PWN Warszawa 1982
- [B14] Trzynadłowski A.M. : *Control of Induction Motors*. Academic Pres, 2001
- [B15] Zwierchanowski R., Kaźmierkowski M, Kalus M: *Polski program efektywnego wykorzystania energii w napędach elektrycznych*. Krajowa Agencja Poszanowania Energii S.A. Warszawa 2004
- [B16] Dems M., Komęza K.: *Modelowanie statycznych i dynamicznych stanów pracy silników indukcyjnych*. Monografie Politechniki Łódzkiej Łódź 2011
- [B17] Śliwiński T.: *Metody obliczania silników indukcyjnych t.1 Analiza*. Wydawnictwo Naukowe PWN Warszawa 2008

Normy

- [N1] PN-E-06741 / 1999: Maszyny elektryczne wirujące. Silniki indukcyjne trójfazowe klatkowe o wysokiej sprawności. Wymagania
- [N2] PN-72 / E-04272: Maszyny elektryczne wirujące. Silniki indukcyjne trójfazowe. Metody badań
- [N3] PN- HD 60027-1:2005: Oznaczenia wielkości i jednostek miar używanych w elektryce. Postanowienia ogólne. Wielkości podstawowe.

- [N4] PN- EN 60027-4:2007: Oznaczenia wielkości i jednostek miar używanych w elektryce. Maszyny elektryczne wirujące
- [N5] PN-EN 60034-2:2000: Maszyny elektryczne wirujące. Straty i sprawność
- [N6] PN-EN 60034-2-2:2010: Maszyny elektryczne wirujące. Metody wyznaczania strat i sprawności na podstawie badań (z wyjątkiem maszyn pojazdów trakcyjnych)

Dokumentacja techniczna, katalogi

- [K1] Katalog: Szczotki węglowe do maszyn elektrycznych. Fabryka Podzespołów Elektro-technicznych „Elektrocarbon” w Tarnowskich Górach
- [K2] Przedsiębiorstwo Remontowo-Produkcyjne Górniczych Maszyn Elektrycznych „Damel”. Sprawozdanie nr TL/04/98 z przeprowadzonych prób pełnych silnika typu 2SGPk 315-4 nr fabryczny 298 B 003 o parametrach 132 kW, 1000 V, 50 Hz.
- [K3] Branżowy Ośrodek Badawczo-Rozwojowy Maszyn Elektrycznych „Komel” Sprawozdanie nr ZE/001/91 z przeprowadzonych prób pełnych silnika typu SGP2000 S-4 nr fabr. 002. Katowice , luty 1990

Artykuły

- [1] Abrahamsen F. at al.: *On the Energy Optimized Control of Standard and High-Efficiency Induction Motors in CT and HVAC Applications*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.34, No.4, 1998, p.822-831.
- [2] Auinger H.: *Consideration About the Determination and Designation of the Efficiency of Electric Machines*. Energy Efficiency Improvements in Electric Motors and Drives, Springer 1997, p.284-304.
- [3] Banach H.: *Metoda doboru napięcia zasilającego dla pracy silnika indukcyjnego pierścieniowego z maksymalną sprawnością*. Wydawnictwa Uczelniane Politechniki Lubelskiej „30-lecie Wydziału Elektrycznego”, 1994, s. 233-238.
- [4] Banach H.: *Determination of Maximum Efficiency Position of a Slip-Ring Induction Motor*. 34th International Symposium on Electrical Machines , SME’ 98, Lodz, June 15-18, 1998, Zeszyty Naukowe Politechniki Łódzkiej Elektryka Nr 92, s.199-204.
- [5] Banach H.: *Wyznaczanie charakterystyki sterowania $U=f(P)$ dla pracy indukcyjnego silnika klatkowego z minimalnymi stratami w szerokim zakresie obciążeń*. XXXV Międzynarodowe Sympozjum Maszyn Elektrycznych SME’ 99, Prace Naukowe Politechniki Warszawskiej – Elektryka z.111/1999, s.337-342.
- [6] Banach H.: *Selection on Supply Voltage for Minimum Losses Operation of a Wound-Induction Motor*. International Workshop on Electric Machines in Praque, 08-09.1999, s.49-53.
- [7] Banach H., Drob M.: *Charakterystyki sterowania indukcyjnego silnika klatkowego małej mocy pracującego z minimalnymi stratami*. V Sympozjum Naukowe „Sterowanie i Monitorowanie Układów Przemysłowych” SM 2002, Lublin, 16-17.05. 2002, s.113-118
- [8] Banach H., Drob M.: *Poślizg optymalny indukcyjnego silnika klatkowego dużej mocy*. Zeszyty Problem.-Maszyny Elektryczne, Nr 64/2002, wyd. BOBRME Komel, s.15-17
- [9] Banach H., Drob M.: *Poślizg optymalny indukcyjnego silnika klatkowego małej mocy*. Proceedings of XXXVIII International Symposium on Electrical Machines SM 2002, Cedzyna-Kielce, 18-21.06.2002, s.671-679

- [10] Banach H.: *Określanie położenia maksimum sprawności w transformatorze*. VIII Konferencja Naukowo – Techniczna „Zastosowania komputerów w elektrotechnice”, Kiekrz - Poznań, 7-9.04.2003, s.549-551.
- [11] Banach H., Drob M.: *Poślizg optymalny indukcyjnego silnika pierścieniowego małej mocy* Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne Nr 66/2003, wyd. BOBRME Komel, s.137-140.
- [12] Banach H., Drob M.: *Charakterystyki sterowania indukcyjnego silnika pierścieniowego pracującego z minimalnymi stratami*. VI Sympozjum Naukowo- Techniczne „Sterowanie i Monitorowanie Układów Przemysłowych”, Lublin 08.05.2003, s.7-12.
- [13] Banach H., Drob M.: *Minimalizacja strat mocy w indukcyjnym silniku klatkowym*. Materiały X Sympozjum „Podstawowe problemy energoelektroniki i elektromechaniki”, Wisła 7-10.12.2003, s.132-135.
- [14] Banach H.: *Współczynnik mocy indukcyjnego silnika klatkowego pracującego z minimalnymi stratami*. Proceedings of XL International Symposium on Electrical Machines SME 2004, Hajnówka 15-18.06.2004, s.56-57
- [15] Banach H.: *Pomiary napięć indukowanych w obciążonej maszynie obcowzbudnej i szeregowej prądu stałego*. Proceedings of XLI International Symposium on Electrical Machines SME 05, Opole- Jarnołtówek, 14-17 June 2005, p.627-633
- [16] Banach H.: *Metoda pomiaru napięć indukowanych w uzwojeniu twornika obciążonej maszyny prądu stałego*. III Międzynarodowe Forum „Efektywność energetyczna napędów z silnikami elektrycznymi”, Podlesice 19-21.10.2005, Zeszyty Problemowe-Maszyny Elektryczne, Nr 3/2005, wyd. BOBRME Komel, s.153-156
- [17] Banach H.: *Modified Method for Losses Separating by No-load Test in Induction Motor*. Proceedings of XLII International Symposium on Electrical Machines, Cracow, Poland, July 3-6, 2006, p.267-270
- [18] Banach H.: *Optimal Operation of a Small Squirrel-Cage Induction Motor*. Proceedings of XLIII International Symposium on Electrical Machines, Poznań, Poland, July 2-5, 2007, p.143-146.
- [19] Banach H.: *Metoda doboru napięcia zasilającego minimalizującego straty mocy w indukcyjnym silniku klatkowym*. IV Forum „Efektywność energetyczna napędów z silnikami elektrycznymi”, Korytnica 24-26.10.2007, Zeszyty Problemowe-Maszyny Elektryczne, Nr 78/2007, wyd. BOBRME Komel, s.91-95
- [20] Banach H.: *Method of Supply Voltage Selection for Power Losses Minimization in an Induction Slip-Ring Motor*. XLIII International Symposium on Electrical Machines, Szklarska Poręba, Poland, June 17-20, 2008, Zeszyty Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 28/2008, s.158-162
- [21] Banach H.: *Pomiary mocy obciążenia silników elektrycznych z użyciem hamownicy prądu stałego*. Pomiary, Automatyka, Kontrola, nr 5/2009, s.310-313
- [22] Banach H., Drob M.: *Analiza charakterystyk sterowania minimalizujących straty mocy w indukcyjnych silnikach klatkowych*. Zeszyty Problemowe-Maszyny Elektryczne, Nr 82/2009, wyd. BOBRME Komel, s.227-233
- [23] Banach H.: *Wyznaczanie optymalnych parametrów zasilania dla minimalizacji strat mocy w silniku indukcyjnym*. Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne, Nr 84/2009, wyd. BOBRME Komel, s.107-113
- [24] Banach H.: *Pomiarowe wyznaczanie charakterystyk sterowania silników indukcyjnych pracujących z minimalnymi stratami*. Pomiary, Automatyka, Kontrola, nr 4/2010, s.301- 304

-
- [25] Banach H.: *Optimalizacja sprawności silnika indukcyjnego z zastosowaniem kryterium minimalnego prądu stojana*. Zeszyty Problemowe-Maszyny Elektryczne, Nr 86/2010, wyd. BOBRME Komel, s.237-240
- [26] Banach H.: *Sprawność maksymalna indukcyjnego silnika klatkowego*. Zeszyty Problemowe-Maszyny Elektryczne, Nr 88/2010, wyd. BOBRME Komel, s.147-152.
- [27] Banach H.: *Sprawność maksymalna indukcyjnego silnika pierścieniowego*. Zeszyty Problemowe-Maszyny Elektryczne, Nr 92/2011, wyd. BOBRME Komel, s.105-110
- [28] Banach H.: *Minimalizacja strat mocy w trójfazowym synchronicznym silniku reluktancyjnym*. Zeszyty Problemowe-Maszyny Elektryczne, Nr 94/2012, wyd. BOBRME Komel, s.139-143
- [29] Banach H.: *Metoda wyznaczania optymalnych parametrów zasilania dla minimalizacji strat mocy w indukcyjnym silniku klatkowym*. Przegląd Elektrotechniczny Nr 9a / 2012, s.196-199
- [30] Banach H.: *Metoda wyznaczania optymalnych parametrów zasilania dla minimalizacji strat mocy w indukcyjnym silniku pierścieniowym*. Przegląd Elektrotechniczny Nr 1/2013, s.34-37
- [31] Banach H.: *Uogólniona metoda wyznaczania parametrów zasilania dla minimalizacji strat mocy w indukcyjnym silniku klatkowym*. Przegląd Elektrotechniczny (oddany do druku)
- [32] Barra K., Benmahammed K. *New extended cascaded predictive control with multiple reference models ECGPC/MRM of an induction motor drive with efficiency optimization*. Journal of Elect. Engineering, Vol.58, No.2, 2007, p.71-78
- [33] Bazzi A.M., Krein P.T.: *Review of Methods for Real-Time Loss Minimization in Induction Machines*. IEEE Transactions on Industry Application, Vol.46, No.6, 2010, p.2319-2328
- [34] Bazzi A.M., Krein P.T.: *Input power minimization of an induction motor operating from an electronic drive under ripple correlation control*. Power Electronics Specialists Conference, 15-19 June 2008, p.4675-4671
- [35] Bertoldi P., Atanasiu B.: *The European Motor Challenge Programme*. Zeszyty Problemowe -Maszyny Elektryczne nr 73/ 2005, wyd. BOBRME Komel s.7-13.
- [36] Boglietti A., Cavagino A., Pastorelli M.: *International Standards for the Induction Motor Efficiency Evaluation: A Critical Analysis of the Stray-Load Loss Determination*. IEEE Transac. on Industry Applications, Vol.40, No.5, September/October 2004, p.1294-1301
- [37] Boglietti A. at al.: *No Tooling Cost Process for Induction Motors Energy Efficiency Improvements..* IEEE Transac. on Industry Applications, vol.41, No.3, 2005, p.808-816
- [38] Cavallaro C., at al.: *Efficiency Enhancement of Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives by Online Loss Minimization Approaches*. Transaction on Industrial Electronics, Vol.52, No.4, 2005, p.1153-1160
- [39] Charkraborty Ch., Hori Y.: *Fast Efficiency Optimization Techniques for the Indirect Vector-Controlled Induction Motor Drives*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.39, No.4, 2003, p.1070-1076.
- [40] Dong G., Ojo O.: *Efficiency Optimizing Control of Induction Motor Using Natural Variables*. IEEE Transactions on Industry Electronics, Vol.53, No.6, 2006, p.1791-1798.
- [41] Dong H.K., Hirota K.: *Vector control for loss minimization of induction motor using GA-PSO*. Applied Soft Computing Journal, Vol.8, 2008, p.1692-1702
- [42] Dąbala K.: *Current Study Concerned Induction Motor Efficiency and its Experimental Determination*. Prace Instytutu Elektrotechniki nr 223/2005, s.43-57.

- [43] Dąbala K.: *Sprawność w małych silnikach klatkowych*. VIII Sympozjum PPEE 1999, Ustroń 22-25.03.99, s.495-498.
- [44] Dominguez R. at al.: *Copper and Core Loss Minimization for Induction Motors Using High-Order Sliding-mode Control* . IEEE Transactions on Industry Electronics, Vol.59, Issue:7, 2012, p.2877-2889
- [45] Farasat M., Karaman *Efficiency-optimized hybrid field oriented and direct torque control of induction motor drive*. International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 20-23 August 2011, p.1-4
- [46] Farhani F., Zaafori A.: *On-line tuning of efficiency optimization of induction machine drive*. IEEE Meditearrear Electrotechnical Conference (MELECON), 25-28 March 2012, p.1137-1140
- [47] Fernandez F., Garcia A., Faure R: *Model-Based Loss Minimization for DC and AC Vector- Controlled Motors Including Core Saturation*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.36, No.3, 2000, p.755-763.
- [48] Ferreira F., de Almeida A.: *Method for in-Field Evaluation of the Stator Winding Connection of Three-Phase Induction Motor to Maximize Efficiency and Power Factor*. IEEE Transac. on Energy Conversion, Vol.21, No.2, 2006, p.370-379
- [49] Garcia G.O. at al: *An Efficient Controller for an Adjustable Speed Induction Motor Drive*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.41, No.5.1994, p.533-539
- [50] Gonzales C.M.V., Arribas J.R.: *Optimal Vector Control of Pumping and Ventilation Induction Motor*. IEEE Transac. on Industry Electronics, Vol.49, No.4, 2002, p.889-895
- [51] Grouni S., at al.: *Application of indirect Field oriented Control with Optimum Flux for Induction Machines Drives*. Advanced techniques in Computing and Software Engineering, 2010, p.7-12
- [52] Gruszczyński P., Gnaciński P.: *Optimalizacja strumienia w silniku indukcyjnym*. Przegląd Elektrotechniczny nr 6/1995, s.144-146
- [53] Haddoun A. at al.: *A Loss- Minimization DTC Scheme for EV Induction Motors* IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol.56, 2007, p.81-88
- [54] Hajian M. at al.: *Adaptive Nonlinear Direct Toque Control of Sensorless IM Drives With Efficiency Optimization* . IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.57, 2010, p.975-985
- [55] Iwasaki K.at al.: *A Method of High Efficient Control for Induction Motor*. ICEROS-SICE International Joint Conference 2009, August 18-21 Fukuoka-Japan, p.4310-4313
- [56] Jian T.W., Schmitz N.L., Novotny D.G.: *Characteristics Induction Motor Slip Values for Variable Voltage Part Load Performance Optimization*. IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-102,No.1, 1983, p.38-45
- [57] Jakubiec M., Kłapiński K., Zając G.: *Straty dodatkowe w silnikach indukcyjnych*. Zeszyty Problemowe–Maszyny Elektryczne, wyd. BOBRME Komel nr 58/1999, s.105-11
- [58] Jarzyna W.: *Estymacja parametrów wirnika w zastosowaniu do diagnostyki silnika indukcyjnego*. IX Sympozjum „Problemy Energoelektroniki i Elektromechaniki”, Wisła 2000, s.127-131
- [59] Korolewski B., Ligocki P.: *Rozruch energooszczędnych silników indukcyjnych*. Przegląd Elektrotechniczny nr 3/2004, s.274-276
- [60] Kaushik M., Debarshi B.: *A novel approach towards electrical loss minimization in vector controlled induction machine drive for EV/HEV*. Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2012 IEEE, p.1-5

-
- [61] Kim D.H.: *GA-PSO based vector control of indirect three phase induction motor*. Applied Soft Computing Journal, Vol.7, 2007, p.601-611
- [62] Kim D.H, Hirota K.: *Vector control for loss minimization of induction motor using GA-PSO*. Applied Soft Computing Journal, Vol. 8, (2008), p.1692-1702
- [63] Kirschen S.D. at al.: *Minimizing Induction Motor Losses by Excitation Control in Variable Frequency Drives*. IEEE Transactions on Industry Applications . Vol. IA-20, No.5, 1984, p.1244-1250.
- [64] Kirschen S.D. at al.: *On-Line Efficiency Optimization of a Variable Frequency Induction Motor Drive*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-21, No.4, 1985, p.610-616
- [65] Kioskeridis I., Margaris N.: *Loss Minimization in Induction Motor Adjustable-Speed Drives*. IEEE Tran. on Indust. Electronics, Vol.43, No.1,1996, p.226-231
- [66] Kioskeridis I., Mademlis C.: *Maximum Efficiency in Single-Pulse Controlled Switched Reluctance Motor Drives*. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.20, No.4, 2005, p.809-817
- [67] Kioskeridis I., Mademlis C.: *Energy efficiency optimization in synchronous reluctance motor drives*. IEE Proc-Electr. Power Appl. Vol.150, No.2, 2003, p.201-209.
- [68] Kioskeridis I., Mademlis C.: *Loss Minimization in Scalar-Controlled Induction Motor Drives with Search Controllers*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.11, No.2, March 1996, p.213-215
- [69] Koczara W., Szeliga R.: *Przekształtnik wytwarzający napięcie sinusoidalne dla układu regulacji prędkości indukcyjnego silnika klatkowego*. XXXV Międzynarodowe Sympozjum Maszyn Elektrycznych SME'99, Prace Naukowe Politechniki Warszawskiej – Elektryka z.111/1999, s.297-302
- [70] Krygier J.: *Algorytmy regulacji napięcia zasilającego silnik indukcyjny*. Przegląd Elektrotechniczny, nr10/1997, s.257-261
- [71] Krzemień J.: *Pobór energii elektrycznej przez silniki indukcyjne pracujące przy zmiennych obciążeniach i obniżonym napięciu*. Zeszyty Problemowe-Maszyny Elektryczne nr 64/2002, wyd. BOBRME Komel, s.19-23
- [72] Kusko A., Galler D.: *Control Means for Minimization of Losses in AC and DC Motor Drives*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-19, No.4, 1983, p.561-570.
- [73] Krzemiński Z., Adamowicz M.: *Sterowanie silnikiem indukcyjnym w szerokim zakresie prędkości kątowej wału*. Przegląd Elektrotechniczny, nr 12/2007, s.10-13
- [74] Li Y.W. at al.: *DC-Link Current Minimization for High-power Current-Source Motor Drives*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.24, No.1, 2009, p.232-240
- [75] Lim S., Nam K.: *Loss-minimizing control scheme for induction motor*. IEE Proc. Elect. Power Appl. Vol.150, No.4, July 2004, p.385-397
- [76] Lipiński L., Miszewski M.: *Ocena współczynnika mocy silnika jako parametru optymalizacyjnego w skalarnych napędach asynchronicznych, optymalnych pod względem energetycznym*. Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne, Nr 90/2011, s.45-50
- [77] Lipiński L.: *Praktyczne metody regulacji trakcyjnych silników indukcyjnych optymalne pod względem energetycznym*. Zeszyty Problemowe-Maszyny Elektryczne Nr 78/2007, s.109-114
- [78] Lubin T, Razik H.: *On-line efficiency optimization of a synchronous reluctance motor*. Electric Power Systems Research, Vol.77, 2007, p.484-493

- [79] Mademlis Ch., Xyperas J., Margaris N.: *Loss Minimization in Wound-Field Cylindrical Rotor Synchronous Motor Drive*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.13, No.2, March 1998, p.288-296
- [80] Mademlis Ch., Margaris N., Xyperas J.: *Magnetic and Thermal Performance of a Synchronous Motor under Loss Minimization Control*. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.15, No.2, June, 2000, p.135-142
- [81] Mademlis Ch., Kioskeridis I., Theodoulidis T.: *Optimization on Single-Phase Induction Motors-Part I: Maximum Energy Efficiency Control*. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.20, No.1, 2005, p.187-195
- [82] Mademlis Ch., Kioskeridis I., Theodoulidis T.: *Optimization of Single-Phase Induction Motors-Part II: Magnetic and Torque Performance under Optimal Control*. IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol.20, No.1, 2005, p.196-203
- [83] Mademlis Ch., Kioskeridis I., Margaris N.: *Optimal Efficiency Control Strategy for Interior Permanent- Magnet Synchronous Motor Drives*. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.19, No.4, 2004, p.715-723
- [84] Margaris N. at al.: *Loss Minimization in DC Drives*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.38, No.5, 1991, p.328-336
- [85] Matsuse K. at al.: *A Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motor Operating of High Efficiency Taking Core Loss into Account*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.37, No.2, 2001, p.548-557
- [86] Meshecheryakov V.N., : Bedzdenzhnykh D.V.: *Electric Drive Based on Double-Inverter-Fed Induction Machine with Minimization of Power Losses*. Russian Electrical Engineering , 2010, Vol.81, No.10, p.515-520
- [87] Moreira C.J., Lipo A.T., Blasko V.: *Simple Efficiency Maximizer for an Adjustable Frequency Induction Motor Drive*. IEEE Transactions on Industry Applications Vol.2, No.5, 1991, p.940-946
- [88] Mróz J.: *Porównanie własności rozruchowych silnika dwuklatkowego oraz silnika jednoklatkowego z falownika*. Przegląd Elektrotechniczny nr 1/2005, s.85-88
- [89] Niedziałkowski A.: *Power Flex TM 7000. Nowa generacja przemienników częstotliwości na średnie napięcie*. Napędy i Sterowanie, nr 2/2001, s.24-26
- [90] Nola F.: *Power Factor Control System for AC Induction Motors*. US Patent No. 4-052-648
- [91] Orlewski W.: *Metoda oceny energooszczędności układów napędowych z silnikiem asynchronicznym*. XVII International Symposium on Electrical Machines, SME 2006, Cracow, July 3-6, 2006, p.79-82.
- [92] Orłowska- Kowalska T.: *Stan obecny i tendencje rozwojowe napędu elektrycznego*. Przegląd Elektrotechniczny nr 6/2004, s.185-197
- [93] Parasiliti F.: *Design Strategies, New Materials and Technologies to Improve Induction Motor Efficiency*. Proceedings of Electrotechnical No. 223/2005. Workshop 2005 Losses and Efficiency in Electrical Machines, Warsaw 4-5 October 2005, p.27-41
- [94] Porada R., Gwóźdź M.: *Szerokopasmowe falowniki energoelektroniczne napięcia i prądu*. Zeszyty Problemowe-Maszyny Elektryczne nr 73/2005, wyd. BOBRME Komel, s.101-106
- [95] Prymak B. at al.: *Neural network flux optimization using a model of losses in induction motor drives*, Mathematics and Computers in Simulation, Vol.71, Issue 4-6, June 2006, p.290-298

-
- [96] Qu Z. at al.: *Loss-Minimizing Flux Level Control of Induction Motor Drives*. IEEE Transaction on Industry Applications, Vol.48, No.3, 2012, p.952-961
- [97] Ramesh L.at al. *Efficiency optimization of induction motor using a fuzzy logic based optimum flux search controller*. Proc. Int. Conf. Power Electron. Drives Energy System 2006, p.1-6
- [98] Renier B.at al.: *Comparision of Standards for Determining Efficiency of Three Phase Induction Motors*. IEEE Transac. on Energy Conversion, Vol.14 No.3, 1999, p.512-517
- [99] Rouabah Z.at al.: *On-line losses minimization of induction motor vector control using real coded genetic algorithms*. Electromotion 18 (2011) p.15-21
- [100] Schönwandt U.: *Wirkungsgradverbesserung der Asynchronmaschine durch adaptive Leistungsfaktorregelung*. Automatisierungstechnik Nr 38 (1990), s.43-47.
- [101] Silino J., Ritter C., De Resende P.: *Rotor Resistance Estimation for Slip Adaptation in Sensorless Induction Machines Drives*. Electric Machines and Power Systems, Vol.26, No.8, 1998, p.777-788
- [102] Śliwiński T.: *Koszt przetwarzania energii przez silniki indukcyjne*. Zeszyty Problemowe-Maszyny Elektryczne, nr 63/2001, s.21-26
- [103] Ta C-M., Hori Y.: *Convergence Improvement of Efficiency Optimization Control of Induction Motor Drives*. IEEE Transactions on Industry Applications. Vol.37, No.6, November/December 2001, p. 1746-1753
- [104] Tomita H.: *Optimal Efficiency Control for Energy Saving of Variable Speed AC Motors*. Proc. of 3rd European Conference on Power Electronics and Applications, Aachen 1989, p.819-822
- [105] Uddin AN., Nam SW.: *Development of a Non-linear and Model-Based Online Loss Minimization Control of an IM Drives*. IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol. 23, No: 4 (2008), p.1015-1024
- [106] Udin, M.N., Sang, W.N.: *New Online Loss-Minimization-Based Control of an Induction Motor Drive*. IEEE Transaction. on Power Electronics, Vol.23, 2008, p.926-933
- [107] Vinogradov A.B.at al.: *Method to Optimize Efficiency of Vector Control System Induction Traction Electric Drive with Parameter Identifier* Russian Electrical Engineering , 2010, Vol.81, No.12, p.635-643
- [108] Vukusovic S.N., Levi E.: *Robust DSP-based Efficiency Optimization of a Variable Speed Induction Motor Drive*. IEEE Transaction of Industrial electronics, Vol.50, No.3, June 2003, p.560-570
- [109] Yatim A.H.M., Utomo W.M.: *Neural Network Efficiency Optimization Control of a Variable Speed Compressor Motor Drive*. Electric Machines and Drives Conference, 2007, p.1716-1720
- [110] Xinghua Z., Houbei Z., Zhenxing S.: *Efficiency optimization of direct torque controlled induction motor drives for electric vehicles*. International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011, 20-23 August, p.975-985
- [111] Zapaśnik R.: *Silniki indukcyjne przemysłowe u progu nowego tysiąclecia*. Wiadomości Elektrotechniczne nr 6/2000, s.284-289

Minimalizacja strat mocy w indukcyjnych silnikach trójfazowych pracujących ze zmiennym obciążeniem

Słowa kluczowe: silniki indukcyjne, minimalizacja strat mocy, sprawność optymalna, poprawa sprawności, strategie sterowania optymalizujące sprawność.

Streszczenie

Rozprawa podzielona jest tematycznie na trzy części. W części pierwszej przedstawiono wyprowadzenia zależności na występowanie sprawności maksymalnej w różnych warunkach pracy silnika indukcyjnego tj. przy $U=\text{const.}$ oraz przy $P=\text{const.}$ Dokonano badań porównawczych tych sprawności maksymalnych i wykazano, że sprawność maksymalna wyznaczona przy $P=\text{const.}$ osiąga wartości największe z możliwych. Sprawność tę nazwano sprawnością optymalną, a odpowiadające jej parametry zasilania, optymalnymi. Przeprowadzone badania zilustrowano wykresami 3D sprawności przedstawionej w funkcji napięcia zasilającego i mocy wydawanej, sporządzonymi dla dwóch silników klatkowych.

W części drugiej przedstawiono „metodę wybranej częstotliwości” pozwalającą na wyznaczenie optymalnych wartości składowych prądu i napięcia stojana dla założonej wartości mocy obciążenia. Opisana metoda, słuszna dla wybranej częstotliwości, daje się uogólnić dla dowolnej wartości częstotliwości i została przedstawiona w pracy jako „metoda uogólniona”. Weryfikacja polegająca na porównaniu wyników obliczeń uzyskanych wg przedstawionych metod z wynikami pomiarów laboratoryjnych przeprowadzonych dla silnika klatkowego i pierścieniowego, potwierdziły ich pełną przydatność do zastosowań technicznych. Cenną zaletą opisanych metod jest to, że wyznaczenie niezbędnych danych do obliczeń wartości napięcia optymalnego wymaga przeprowadzenia badań silnika tylko przy biegu jałowym oraz przy zwarcu pomiarowym. Tę część pracy zakończono przedstawieniem wybranych strategii sterowania skalarnego optymalizujących sprawność silnika indukcyjnego, w tym dwóch metod udoskonalonych przez autora.

Trzecia część pracy prezentuje opracowaną laboratoryjną metodę wyznaczania charakterystyk napięcia optymalnego. Stwarza ona możliwość znaczącego uproszczenia pomiarów. W celu poprawy dokładności wyznaczania sprawności opracowano również metodę cechowania prądnic hamowniczych. Polega ona na wyznaczaniu napięć wewnętrznych na podstawie badań przy pracy prądnicowej i silnikowej hamownicy, co pozwala na operowanie mocą wewnętrzną. W rozprawie przedstawiono również ogólną koncepcję silnika indukcyjnego przystosowanego do pracy przy zmiennych obciążeniach, współpracującego z odpowiednim układem sterowania optymalizującym sprawność.

Loss minimization in three-phase induction motors operating at variable load

Keywords: induction motor, loss minimization, optimal efficiency, efficiency improving, efficiency optimization control.

Summary

This dissertation is topical divided into three parts. In the first part derived expressions of maximum efficiency occurrence of an induction motor in different conditions are presented; i.e. at $U = \text{const.}$ and at $P = \text{const.}$ An investigation of two maximal efficiency characteristics was made, and it was proved, that the maximal efficiency determined at $P = \text{const.}$ achieve the highest value. This efficiency is called as an optimal efficiency and the supply parameters corresponding this efficiency as optimal. The investigation of maximal efficiency is illustrated with efficiency diagrams 3D as a function of the supply voltage and the output power, plotted for two squirrel-cage motors.

In the second part “the method of selected frequency” is presented, which makes possible to calculate an optimal value of components of the stator current and voltage for given output power. This described method can be generalized for optional frequency and is termed as “the generalized method”. The close agreement between calculations and experimental results made for an squirrel-cage motor and a slip-ring motor, confirmed the validity and usefulness of these methods for technical applications. The best advantage of both methods is, that all necessary data for calculations of the optimal voltage can be obtained from no-load and short-circuit test. This part of work is finished with describing of selected scalar control strategies for efficiency optimization. Two of these strategies were improved by author.

The third part presents a laboratory test for determining of optimal voltage characteristics. This method significant simplify measurements of optimal operation points. In order to attain improving of measurement accuracy of induction motor efficiency, a calibrations method of electric dynamometer was worked out. This method is based on measurement of armature generated voltage at motor and generator operation. In that case, an ideal power to calculate a power balance in electric dynamometer can be used. In the work is also presented a general conception of an induction motor, which could operate at varying load with an optimal efficiency, using a control technique.