



Ryszard Goleman

Szybkoobrotowe hybrydowe silniki indukcyjne zasilane bezpośrednio z sieci 50 Hz

MONOGRAFIE

Szybkoobrotowe hybrydowe
silniki indukcyjne zasilane
bezpośrednio z sieci 50 Hz

Monografie – Politechnika Lubelska



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

Ryszard Goleman

Szybkoobrotowe hybrydowe silniki indukcyjne zasilane bezpośrednio z sieci 50 Hz



Politechnika Lubelska
Lublin 2013

Recenzent:

prof. dr hab. inż. Jan Sikora

Publikacja wydana za zgodą Rektora Politechniki Lubelskiej

© Copyright by Politechnika Lubelska 2013

ISBN: 978-83-63569-79-2

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.agencjatop.pl

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

Nakład: 100 egz.

Spis treści

Wykaz ważniejszych oznaczeń	7
1. Wstęp	13
1.1. Cel i teza	20
1.2. Zakres pracy	21
2. Magnetyczne układy zwielokrotniania częstotliwości jako integralne elementy silnika	23
2.1. Magnetyczny układ do zwielokrotnienia częstotliwości typu Spinelli	23
2.1.1. Napięcie wyjściowe w stanie jałowym	24
2.1.2. Charakterystyki obciążenia obwodu wyjściowego	28
2.1.3. Prąd pierwotny	29
2.2. Magnetyczny układ do zwielokrotnienia częstotliwości z rdzeniami trójkolumnowymi	31
2.2.1. Struktura i charakterystyki jednofazowego układu do potrojenia częstotliwości	31
2.2.2. Równania jednofazowego układu do potrojenia częstotliwości	34
2.2.3. Układ do potrojenia częstotliwości z wejściem i wyjściem wielofazowym	39
3. Jednofazowe hybrydowe silniki indukcyjne	43
3.1. Wytwarzanie pola wirującego w magnetowodzie silnika	43
3.2. Modele hybrydowych silników szybkoobrotowych	47
3.2.1. Modele silników z biegunami wydatnymi	47
3.2.2. Modele fizyczne silników z biegunami utajonymi	51
3.2.3. Analiza obwodu generującego trzecią harmoniczną strumienia w magnetowodach modelu silnika	57
3.3. Model matematyczny i schemat zastępczy szybkoobrotowego silnika indukcyjnego	59
3.3.1. Schemat zastępczy modelu silnika hybrydowego I	59
3.3.2. Model matematyczny silnika hybrydowego II w dziedzinie czasu	61
3.3.3. Model matematyczny silnika hybrydowego II w ujęciu metody zmiennych stanu	67
4. Rozwiązanie równań stanu hybrydowego silnika jednofazowego	75
4.1. Model silnika hybrydowego w aplikacji PSpice	75
4.1.1. Schemat silnika hybrydowego	75
4.1.2. Parametry schematu silnika hybrydowego	78
4.2. Charakterystyki dynamiczne silnika hybrydowego	78

5.	Modele hybrydowych silników indukcyjnych zasilanych trójfazowo.....	85
5.1.	Silniki z biegunami wydatnymi.....	85
5.1.1.	Struktura silnika hybrydowego.....	85
5.1.2.	Równania obwodowo-polowe silnika hybrydowego	87
5.1.3.	Pole elektromagnetyczne i charakterystyki dynamiczne	91
5.2.	Silniki z biegunami utajonymi.....	108
5.2.1.	Struktura silnika hybrydowego - model I.....	108
5.2.2.	Równania obwodowo-polowe silnika hybrydowego - model I.....	111
5.2.3.	Pole elektromagnetyczne i charakterystyki dynamiczne - model I.....	112
5.2.4.	Struktura silnika hybrydowego - model II.....	117
5.2.5.	Symulacja procesów przejściowych silnika hybrydowego - model II	122
6.	Badania laboratoryjne.....	135
6.1.	Układ pomiarowy	135
6.2.	Strumienie magnetyczne i prądy modelu II silnika	136
6.3.	Charakterystyki modelu silnika	147
6.4.	Pomiary laboratoryjne hałasu i wibracji modelu hybrydowego silnika indukcyjnego.....	152
6.4.1.	Wyniki pomiaru hałasu	153
6.4.2.	Wyniki pomiarów wibracji.....	157
7.	Podsumowanie i wnioski	161
	Literatura.....	167
	Aneks	189
	Streszczenie	199
	Summary	201

Wykaz ważniejszych oznaczeń

$\vec{A}$	-	magnetyczny potencjał wektorowy, wartość chwilowa (Wb/m),
A_z	-	składowa magnetycznego potencjału wektorowego (Wb/m),
a, b, c, d, l_3	-	wymiary liniowe (m)
B	-	indukcja magnetyczna, (T),
B_{1m}, B_{3m}, B_{9m}	-	amplitudy odpowiednio, pierwszej, trzeciej i dziewiątej harmonicznej indukcji T,
ΔB_i	-	przedział indukcji (T),
B_{30N}, B_{30L}, B_{30}	-	amplitudy indukcji trzeciej harmonicznej w stanie jałowym w kolumnie nieliniowej i liniowej (T),
$b(x)$	-	rozkład indukcji magnetycznej wzdłuż podziałki biegunowej (T),
b_{sk}	-	skos żłobka,
$\vec{dS}$	-	wektor elementu powierzchni (m ²),
D_φ	-	współczynnik tarcia w ruchu obrotowym (N·m·s)
D_s	-	średnica wewnętrzna stojana (m),
D_w	-	średnica zewnętrzna wirnika (m),
$D_{pñ}$	-	średnia wartość średnicy pierścienia (m),
G_N, G_L	-	konduktancje odwzorowujące straty mocy w rdzeniach kolumny liniowej i nieliniowej (S)
i_1, i_2	-	wartości chwilowe prądów (A),
$i_d^s, i_q^s, i_d^r, i_q^r$	-	wartości chwilowe prądów w uzwojeniach w osiach d i q (A),
I_1, I_{1z}	-	wartości skuteczne prądu wejściowego w stanie obciążenia i stanie zwarcia przetwornika częstotliwości (A),
I_2, I_{2z}	-	wartości skuteczne prądu wyjściowego w stanie obciążenia i stanie zwarcia przetwornika częstotliwości (A),
I_{1k}	-	k-ta harmoniczna prądu pierwotnego (A),
I_{2w}^+, I_{2w}^-	-	prądy wirnika wywołane polem współbieżnym i przeciwbieżnym (A),

J	-	masowy moment bezwładności wirnika (N·m),
$\vec{j}_0$	-	wektor gęstości prądu źródłowego (A/m ²),
J_0	-	moduł wektora gęstości prądu (A/m ²),
k_c	-	współczynnik Cartera,
k_r	-	współczynnik wypełnienia,
$k_{du}^s, k_{qu}^s, k_{du}^r, k_{qu}^r$	-	współczynniki uwzględniające rozłożenie uzwojeń stojana i wirnika,
l	-	długość pakietu stojana (m),
l_c	-	średnia długość połączenia czołowego,
l_i	-	długość pakietu stojana magnetycznie aktywna (m),
l_{pr}	-	długość pręta z uwzględnieniem skosu (m),
l_{pre}	-	zastępcza długość pręta klatki (m),
L	-	indukcyjność H,
$L_d^s, L_q^s, L_d^r, L_q^r$	-	indukcyjności własne w modelu d - q (H),
L_r, L_s	-	indukcyjności własne uzwojeń wirnika i stojana w modelu d - q maszyny symetrycznej (H),
$L_\sigma^s, L_{d\sigma}^r, L_{q\sigma}^r$	-	indukcyjności rozproszenia (H),
$L_{s\delta}$	-	indukcyjność pasma fazowego stojana związana ze strumieniem głównym w szczelinie (H),
L_{zs}	-	indukcyjność rozproszenia żłobkowego stojana (H),
L_{czs}	-	indukcyjność rozproszenia czoł uzwojenia stojana (H),
L_s	-	indukcyjność własna pasma fazowego uzwojenia stojana (H),
$L_{w\delta}$	-	indukcyjność wirnika związana ze strumieniem głównym w szczelinie (H),
L_{wsz}	-	indukcyjność rozproszenia szczelinowego wirnika (H),
L_{rpn}	-	indukcyjność rozproszenia segmentu pierścienia zwierającego (H),
L_{rz}	-	indukcyjność rozproszenia żłobkowego pręta wirnika (H),
L_{w1}	-	indukcyjność wirnika (H),
L_{wsk}	-	indukcyjność od skosu żłobków wirnika (H),
L_w	-	całkowita indukcyjność wirnika z uwzględnieniem skosu żłobków (H),

L'_w	- całkowita indukcyjność wirnika sprowadzona do uzwojenia stojana (H),
L_m	- średnia wartość poziomu dźwięku (dB),
L_p	- skorygowany poziom mocy akustycznej (dB),
m_1, m_2	- liczba faz stojan i wirnika,
$M_d^s, M_q^s, M_d^r, M_q^r$	- indukcyjności główne w modelu d - q (H),
M_d^{sr}, M_q^{sr}	- indukcyjności wzajemne w osiach d i q pomiędzy zastępczym uzwojeniem stojana i wirnika (H),
M_{sr}	- indukcyjność wzajemna między pasmami fazowymi uzwojenia stojana i wirnika (H),
M'_{sr}	- indukcyjność wzajemna między pasmami fazowymi uzwojenia stojana i wirnika, po sprowadzeniu do uzwojenia stojana (H),
M	- moment obrotowy (N·m),
M^+, M^-	- momenty napędowe wytwarzane przez współbieżne i przeciwbieżne pole magnetyczne (N·m),
M_e	- moment elektromagnetyczny (N·m),
M_d	- moment dynamiczny (N·m),
M_s	- moment strat mechanicznych (N·m),
M^r	- moment obrotowy przyłożony z zewnątrz (N·m),
n	- prędkość obrotowa (obr/min),
n_L, n_N	- przekładnie zwojowe obwodu liniowego i nieliniowego,
n_{sr}	- przekładnia uzwojeniowa,
p	- liczba par biegunów,
p, q	- oznaczenie biegunów silnika,
q	- liczba żłobków uzwojonych na biegun,
Q_r	- liczba żłobków wirnika,
Q_s	- liczba żłobków stojana,
R	- rezystancja (Ω),
R_{up}	- rezystancja uzwojenia w temp. 75°C, (Ω),
$R_{p\acute{n}}$	- rezystancja segmentu pierścienia klatki (Ω),
R_{pr}	- rezystancja pręta klatki (Ω),
R_{w1}	- rezystancja wirnika (Ω),

R_w	- rezystancja wirnika z uwzględnieniem skosu żłobków (Ω),
R'_w	- rezystancja wirnika z uwzględnieniem skosu żłobków sprowadzona do uzwojenia stojana (Ω),
s, r	- indeksy dotyczące stojana i wirnika,
S_2	- moc pozorna na wyjściu przetwornika częstotliwości ($V \cdot A$),
S_{2m}	- maksymalna moc pozorna obwodu wyjściowego ($V \cdot A$)
S	- powierzchnia pomiarowa, (m^2),
S_o	- powierzchnia źródła hałasu, (m^2),
S_{FeN}, S_{FeL}, S_{Fe}	- przekrój poprzeczny kolumny nieliniowej i liniowej (m^2),
$S_{pñ}$	- pole przekroju poprzecznego pierścienia (m),
S_{pr}	- pole przekroju poprzecznego pręta klatki (m),
t	- czas (s),
t_1	- podziałka żłobkowa stojana (m),
t_2	- podziałka żłobkowa wirnika (m),
u	- wartość chwilowa napięcia (V),
U_2, U_{20}	- wartości skuteczne napięcia wyjściowego przekształtnika częstotliwości w stanie obciążenia i jałowym (V),
W	- energia magnetyczna zgromadzona w układzie (J),
y	- rozpiętość uzwojenia (m),
z	- liczba zwojów,
z_s	- liczba zwojów uzwojenia,
$z_1, z_2, \dots, z_n$	- liczba zwojów w poszczególnych zezwojach,
z_N, z_L, z_2	- liczba zwojów uzwojenia kolumny liniowej, nieliniowej i uzwojenia wyjściowego,
z_{1zs}	- liczba zwojów „fazowych” stojana zastępczego, symetrycznego uzwojenia dwufazowego,
z_{2zs}	- liczba zwojów „fazowych” wirnika zastępczego symetrycznego uzwojenia dwufazowego,
α	- współczynnik temperaturowy rezystancji,
α, β	- współczynniki aproksymacji krzywej magnesowania rdzenia (A/m, 1/T),

α_i, β_i	- współczynniki aproksymacji krzywej magnesowania określone dla przedziałów indukcji ΔB_i (A/m, 1/T)
α_I, α_{II}	- odległości osi symetrii poszczególnych biegunów od przyjętego początku współrzędnych (m),
γ	- konduktywność materiału,
δ	- długość szczeliny powietrznej (m),
δ'	- zastępcza długość szczeliny (m),
θ	- położenie katowe (rad),
η_d	- przekładnia transformatora,
ϑ	- przyrost temperatury,
λ_c	- współczynnik przewodności magnetycznej rozproszenia dookoła połączeń czołowych,
λ_d, λ_q	- permeancje na drodze strumienia indukcji wzajemnej w osi podłużnej i poprzecznej (H),
$\lambda_{\sigma}^s, \lambda_{d\sigma}^s, \lambda_{q\sigma}^s$	- permeancje na drodze strumieni rozproszonych uzwojeń stojana (H),
$\lambda_{\sigma}^r, \lambda_{d\sigma}^r, \lambda_{q\sigma}^r$	- permeancje na drodze strumieni rozproszonych uzwojeń wirnika (H),
$\lambda_{z1}, \lambda_{z2}, \dots, \lambda_{zn}$	- współczynniki przewodności magnetycznej poszczególnych żłobków,
$\lambda_{p\dot{n}}$	- współczynnik przewodności segmentu pierścienia,
λ_{zw}	- współczynnik przewodności całego żłobka,
μ	- przenikalność magnetyczna (H/m),
μ_0	- przenikalność magnetyczna próżni (H/m),
$\xi_1 = \xi_g \cdot \xi_c$	- współczynnik uzwojenia dla pierwszej harmonicznej,
ξ_g	- współczynnik grupy,
ξ_c	- współczynnik cięciwy,
σ_{sk}	- współczynnik skosu,
σ_{wr}	- współczynnik rozproszenia,
τ	- podziałka biegunowa (m),
Φ_L, Φ_N, Φ_0	- strumienie magnetyczne w obwodzie liniowym, nieliniowym i dławiku obwodu wyjściowego (Wb),
Φ_p	- strumień magnetyczny w obwodzie przetwornika (Wb),

- | | | |
|--|---|---|
| $\psi_d^s, \psi_q^s, \psi_d^r, \psi_q^r$ | - | wartości chwilowe strumieni skojarzonych z uzwojeniami fazowymi zastępczej maszyny dwufazowej (Wb), |
| ω | - | prędkość kątowna wirnika (rad/s), |
| ω_s | - | prędkość synchroniczna składowych pól wirujących (rad/s), |

1. Wstęp

Maszyny elektryczne są najbardziej popularnymi urządzeniami stosowanymi w życiu codziennym, a liczba ich typów wzrasta wraz z rozwojem nauki, inżynierii i technologii [4, 13, 14, 24, 25, 118, 149, 151, 152, 217, 218].

Następuje upowszechnienie napędów indywidualnych (automatyzacja, robotyzacja, napęd sprzętu powszechnego użytku) oraz kongruencja maszyn małej mocy z urządzeniami odtwarzania i zapisu dźwięku, transportowymi, militarnymi, kosmicznymi, a także napędami informatycznymi [149, 195, 220].

Obserwuje się ciągle postęp w technologii elektrycznych maszyn elektrycznych, który jest stymulowany dostępnością nowych materiałów konstrukcyjnych, wystąpieniem nowych obszarów zastosowań, wpływem energoelektroniki, potrzebą oszczędzania energii i nowych wyzwań technologicznych [24, 89-100, 113-121, 220].

Ostatnio zostały opracowane nowe układy topologiczne silników o zwiększonym momencie obrotowym, silników o wysokiej prędkości oraz zintegrowanych napędów silnikowych i silników specjalnych [24]. Rozwój maszyn elektrycznych w ciągu najbliższych lat będzie głównie związany z ewolucją sprzętu komputerowego, urządzeń powszechnego użytku oraz aplikacji i systemów transportu publicznego (lądowych, morskich i powietrznych), systemów mikroelektromechanicznych, zastosowań specjalnych takich jak technologie nuklearne, systemy uzbrojenia i inne [24, 25, 113, 116, 117, 120, 203, 220, 243].

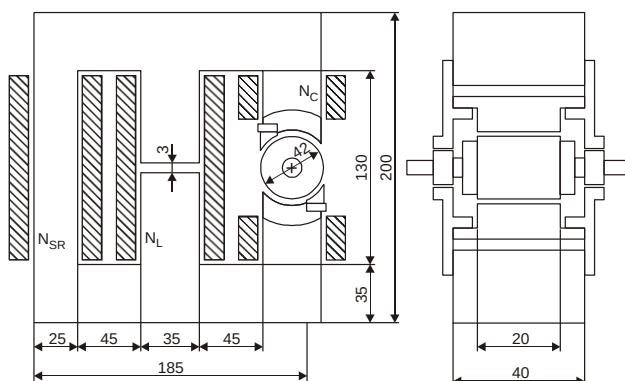
Przewiduje się również rozwój maszyn specjalnych o niekonwencjonalnych topologiach, takich jak: silniki z wzbudzanymi biegunami (written pole motors), z poprzecznym strumieniem (TFMs), hybrydowe, piezoelektryczne, rezonansowe, oscylacyjne, nadprzewodnikowe, obrotowo-liniowe, itp. [24].

Podstawowymi czynnikami wpływającymi na szybki rozwój maszyn są: nowe materiały magnetyczne, w tym głównie nowe materiały magnetycznie miękkie i twarde oraz materiały proszkowe, nowe materiały konstrukcyjne - przede wszystkim na łożyska i wały, nowe syntetyczne materiały izolacyjne umożliwiające pracę maszyn przy ciągle wyższych temperaturach [7-11, 18, 24, 75, 76, 105, 106, 122, 144-147, 150, 176, 177, 196-200, 210, 211, 215, 216, 138, 139]. Skojarzenie silnika z układami elektronicznymi i mikroprocesorami, często w jednej obudowie, daje jakościowo nowy rodzaj napędu, w którym silnik jest przetwornikiem energii o znacznej nieraz mocy.

W technice istnieje wiele sposobów podwyższania prędkości obrotowej silników asynchronicznych i osiągania prędkości większych niż przy bezpośrednim zasilaniu z sieci [4, 126, 128, 166]. W tym celu najczęściej stosuje się oddzielne źródło zasilania - przemienniki częstotliwości. Ponadto, silniki pierścieniowe mogą być zasilane dwustronnie, napięciami o różnych częstotliwościach, co daje możliwość kształtowania ich charakterystyk. Przyłączając dodatkową maszynę do obwodu wirnika tworzy się kaskady

(np. układ Scherbiusa i Leblanca) lub stosuje się inne rozwiązania, jak układ Rossmana, w którym główny silnik jest zasilany z sieci od strony wirnika. Znane są również szczególne konstrukcje tzw. silniki z wirnikiem pośrednim (np. firmy Derlikon lub silnik typu tandem), których prędkości można powiększyć do 6000 obr/min przy zasilaniu napięciem o częstotliwości 50 Hz [156].

Poszukiwanie nowych rozwiązań konstrukcyjnych silników jest ciągle w obszarze zainteresowań wielu ośrodków naukowych [78, 103, 104, 170, 173-176, 220]. W ostatnich latach ukazało się kilka publikacji [2, 3, 246, 247] autorów japońskich z Uniwersytetu Kanazawa, prezentujących nową konstrukcję silnika szybkoobrotowego indukcyjnego, który łączy cechy magnetycznego przetwornika częstotliwości i silnika klasycznego. To nowe rozwiązanie silnika było ściśle związane z pracami nad magnetycznymi układami do zwielokrotnienia częstotliwości [37, 38, 42, 44, 46, 47, 50, 53, 54, 56, 57, 67, 69, 73, 80-88, 201, 202, 222, 228, 239, 240], a szczególnie przetwornikami o krotności trzy, opartymi na rdzeniach trójkolumnowych [69, 141, 142, 205]. Jak wspomniano, podstawową strukturą magnetowodu silnika jest układ zwielokrotniający częstotliwość.

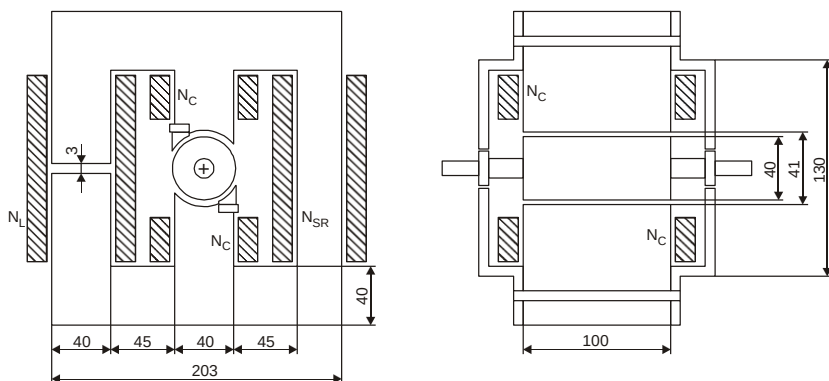


Rys. 1.1. Modele jednofazowego indukcyjnego silnika szybkoobrotowego z wirnikiem w skrajnej kolumnie magnetowodu [3, 247]

Prace nad tymi przetwornikami od wielu lat były prowadzone, między innymi przez autora monografii, w Instytucie Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii Politechniki Lubelskiej oraz podczas stażu w Laboratorium Przemian Energii Elektrycznej Uniwersytetu Kanazawa w Japonii [37, 38, 42, 44, 46, 47, 50, 53, 54, 56, 57, 67, 69, 73, 80, 86, 88, 143, 239, 240]. Autor zaadoptował wyniki tych badań i swych doświadczeń do opracowania i skonstruowania kompaktowych układów przetwornik magnetyczny - silnik indukcyjny w celu zwiększenia możliwości regulacji prędkości obrotowej. Przy zasilaniu silnika hybrydowego napięciem o częstotliwości sieciowej 50 Hz

można uzyskać pole wirujące z prędkością 9000 obr/min. Powstaje możliwość kształtowania charakterystyk silnika przez zmianę liczby par biegunów i skokową zmianę częstotliwości. Indukcyjne silniki hybrydowe są proste w konstrukcji i niezawodne w działaniu, nie wymagają skomplikowanych układów elektronicznych. Autor do chwili obecnej opracował kilka modeli silników jawnobiegunowych i z biegunami utajonymi [35, 36, 39, 40, 45, 48, 49, 51, 52, 58-61, 63, 65].

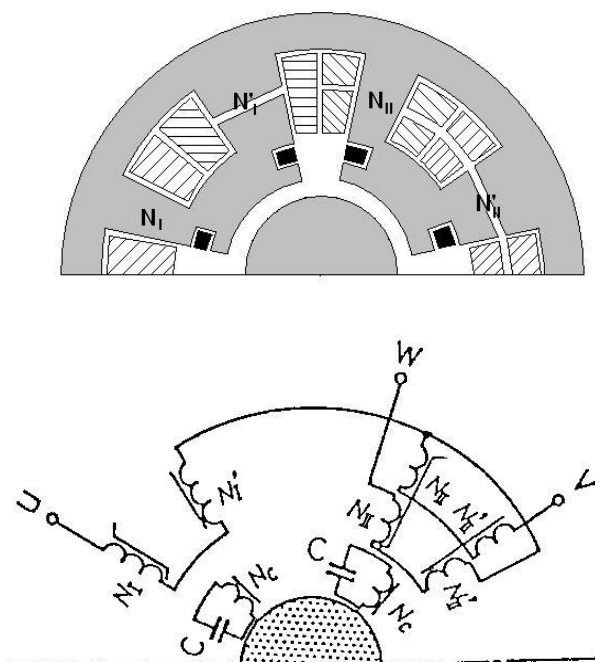
Dotychczas w Uniwersytecie Kanazawa zbudowano modele silników indukcyjnych ze zwartym uzwojeniem pomocniczym (rys. 1.1, 1.2) oraz silnik dwufazowy (rys. 1.3, 1.4). Podstawową strukturą magnetowodu silnika szybkoobrotowego jest rdzeń trójkolumnowy z obwodami liniowymi i nieliniowymi, w których są generowane trzecie harmoniczne strumieni magnetycznych.



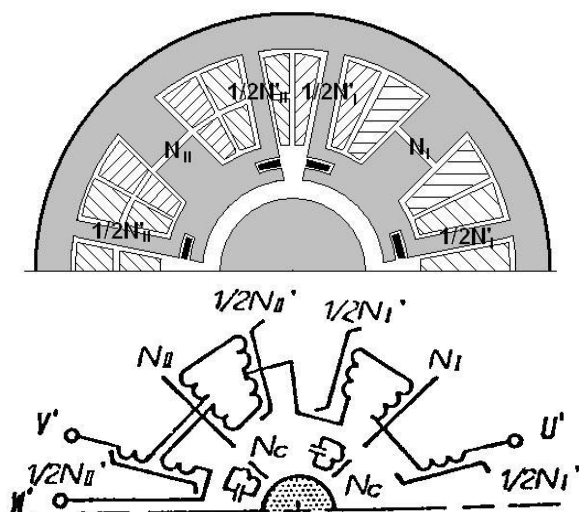
Rys. 1.2. Modele jednofazowego indukcyjnego silnika szybkoobrotowego z wirnikiem w środkowej kolumnie [3, 247]

Odpowiednie połączenie uzwojeń silnika oraz ukształtowanie obwodów magnetycznych tworzy warunki do kompensowania się pierwszych harmonicznych i sumowania się trzech harmonicznych strumieni w obszarze biegunów silnika. Daje to podstawę do powstawania pola wirującego o potrójnej pulsacji i wytwarzania momentu obrotowego. Aby uzyskać moment rozruchowy, w przypadku silników jednofazowych zastosowano najprostsze rozwiązanie - fazę ze zwojem zwartym (rys. 1.1, 1.2). Stąd też niewielka sprawność tych silników, wynosząca około 7 %.

W modelach o odmiennej strukturze magnetowodów i odpowiednim układzie połączeń uzwojeń (rys. 1.3 i 1.4), wskutek wytworzenia w magnetowodach strumieni o potrójnej częstotliwości przesuniętych w fazie o kąt $\pi/2$, powstaje wirujące pole kołowe, zapewniając lepsze parametry silników; sprawność wynosi około 13 %, zaś maksymalna moc 158 W.



Rys. 1.3. Struktura dwukolumnowa obwodu magnetycznego i schemat połączeń uzwojeń dwufazowego silnika indukcyjnego [2]

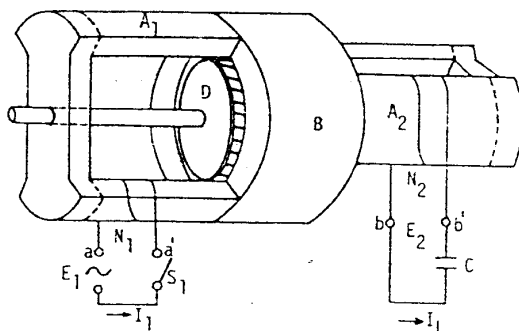


Rys. 1.4. Struktura trójkolumnowa obwodu magnetycznego i schemat połączeń uzwojeń dwufazowego silnika indukcyjnego [246]

Spośród wielu silników należących do klasy maszyn specjalnych należy wspomnieć o indukcyjnym silniku parametrycznym (rys. 1.5). Prace nad nim zapoczątkowano w Uniwersytecie Tohoku [140].

Jego budowa nie odbiega znacznie od konstrukcji konwencjonalnego jednofazowego silnika indukcyjnego, zasadnicza różnica polega na sposobie dokonania rozruchu obu silników. Silnik parametryczny wykorzystuje zjawisko oscylacji parametrycznych, które występuje również w transformatorze parametrycznym do generacji odpowiedniego napięcia w uzwojeniu wtórnym.

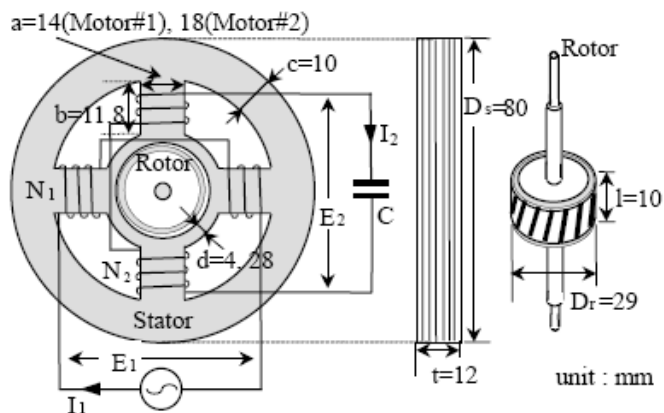
Rdzenie A_1 i A_2 oraz jarzmo B są zbudowane z blach elektrotechnicznych stalowo-krzemowych o grubości 0,35 mm o nieliniowej charakterystyce magnesowania. Uzwojenia silnika są przesunięte względem siebie o $\pi/2$, aby uzyskać wirowe pole magnetyczne. Jarzmo B spełnia rolę wspólnego obwodu magnetycznego dla obwodów pobudzania A_1 i A_2 , generuje wirowe pole magnetyczne i jest głównym elementem silnika. W przypadku silnika parametrycznego uzwojenie główne jest zasilane ze źródła jednofazowego, a uzwojenie pomocnicze jest od niego odseparowane elektrycznie i obciążone kondensatorem rezonansowym. Po rozruchu silnik parametryczny pracuje jak konwencjonalny jednofazowy silnik indukcyjny, gdyż proces oscylacji parametrycznych zanika, co powoduje zmniejszanie się napięcia na uzwojeniu pomocniczym.



Rys. 1.5. Uproszczona struktura silnika parametrycznego [140]

W parametrycznym silniku indukcyjnym możemy uzyskać stały maksymalny moment obrotowy, przy stałej wartości napięcia zasilającego, zmieniając tylko jego częstotliwość.

Kolejną wersję silnika parametrycznego z odmiennie ukształtowanym magnetowodem oraz obwodami uzwojenia głównego i pomocniczego, przedstawia rysunek 1.6.



Rys. 1.6. Budowa stojana oraz wirnika nowego parametrycznego silnika indukcyjnego [173]

Obwód magnetyczny stojana jest wykonany z blach elektrotechnicznych zorientowanych Si-Fe, o grubości 0,23 mm każda i składa się z dwóch pierścieni oraz czterech kolumn. Pierścień zewnętrzny o szerokości $c = 10$ mm i wewnętrzny o szerokości $d = 4,28$ mm są połączone ze sobą poprzez cztery kolumny o długości $b = 11,8$ mm każda i szerokości $a = 14$ mm, bądź $a = 18$ mm w zależności od typu silnika. Długość pakietu stojana wynosi $t = 12$ mm a jego średnica $D_s = 80$ mm. Aby obwód magnetyczny w stojanie mógł się nasycić i mogły powstać oscylacje parametryczne, odpowiednio zwężono wewnętrzny pierścień stojana. Wirnik jest zbudowany tak, jak w konwencjonalnym silniku indukcyjnym. Jego średnica i długość odpowiednio wynoszą: $D_r = 29$ mm, $l = 10$ mm [173].

Przesunięcie fazowe między napięciem zasilającym E_1 i napięciem generowanym w uzwojeniu pomocniczym E_2 wynosi prawie $\pi/2$, co sprawia, iż w szczeliny powstaje wirujące pole magnetyczne. Przy zasilaniu silnika parametrycznego napięciem prostokątnym, napięcie rezonansowe E_2 jest nadal sinusoidalne i charakterystyki silnika nie ulegają istotnym zmianom.

Z przedstawionych w pracy [173] charakterystyk silników parametrycznych wynika, iż maksymalna moc wyjściowa silnika pierwszego ($a = 14$ mm) wynosi 3 W, silnika drugiego ($a = 18$ mm) 3,4 W, natomiast maksymalne sprawności osiągają wartości odpowiednio 23,5 % i 26,5 %.

Pojawia się natomiast pewien problem, gdy obciążenie silnika rośnie wraz ze zmniejszającą się prędkością obrotową, oscylacje parametryczne stają się w pewnych przypadkach niestabilne, a wartość momentu obrotowego istotnie zmniejsza się. Proces uzyskania stabilności oscylacji parametrycznych staje się bardzo istotny dla zapewnienia prawidłowego działania silnika.

O stabilności procesu oscylacji parametrycznych decydują głównie, wartość pojemność rezonansowej C , amplituda strumienia głównego oraz kształt charakterystyki magnesowania wewnętrznego pierścienia stojana silnika parametrycznego.

Istnieje wiele innych rozwiązań silników niekonwencjonalnych jak silniki o ruchu złożonym i strukturze płaskiej, cylindrycznej i sferycznej [103, 104], parametryczne liniowe [107] i inne [72, 154, 155, 174, 220], nie będą one jednak przedmiotem dalszych rozważań.

Jak wspomniano, podstawową strukturą magnetowodu silnika hybrydowego jest przetwornik częstotliwości. Przedstawione w monografii nowe modele szybkoobrotowych maszyn elektrycznych są skojarzeniem magnetycznego układu do zwielokrotnienia częstotliwości i silnika indukcyjnego, które umożliwia uzyskanie pola wirującego w szczelinie z prędkością trzykrotnie większą niż wynika to z częstotliwości napięcia zasilającego. Zależnie od zastosowanego wirnika, silnik może być maszyną asynchroniczną lub synchroniczną.

Rozważania obejmą głównie silnik jednofazowy o biegunach wydających i utajonych; oraz silnik zasilany trójfazowo.

Wymaga to jednak przeprowadzenia dodatkowych badań teoretycznych nad podstawowym układem silnika, którym jest magnetowód realizujący funkcję przetwornika częstotliwości o wejściu trójfazowym i wyjściu trójfazowym lub dwufazowym.

Nowe rozwiązania silników szybkoobrotowych różnią się od modeli opracowanych przez autorów japońskich [2, 3, 246, 247] zastosowaniem uzwojenia pomocniczego kondensatorowego oraz odmiennie ukształtowanym magnetowodem. Utrudnia to konstrukcję, lecz pozwoli lepiej wykorzystać materiały czynne, poprawić sprawność i właściwości ruchowe silników. Poprawienie parametrów tych silników upatruje się również w wykorzystaniu do ich budowy nowych materiałów magnetycznych takich jak, żelazowo-krzemowe, żelazowo-kobaltowe, amorficzne oraz kompozyty proszkowe. Materiały te charakteryzują się niewielką stratnością, natomiast różną się wartościami indukcji nasycenia. Może to znacznie ułatwić technologię wykonania obwodów magnetycznych silników [24, 26-33, 75, 76, 78, 122-125, 138, 139, 177, 196-200, 204, 215, 216, 228, 238, 241].

Dotychczasowe wyniki badań pozwalają wnioskować, że możliwa jest budowa jednofazowych i trójfazowych silników indukcyjnych o prędkości ok. 880 rad/s przy zasilaniu z sieci 50 Hz. Zbudowane za granicą i w kraju modele fizyczne silników nie są konstrukcjami optymalnymi. W monografii podjęto próbę opracowania nowych układów magnetycznych i doboru układów połączeń silników tak, aby uzyskać korzystniejsze parametry. Opracowanie teorii i modeli matematycznych szybkoobrotowych silników indukcyjnych będzie uzupełnieniem istniejącej wiedzy i podstawą do przeprowadzenia badań symulacyjnych.

Zbadanie wpływu doboru konfiguracji obwodu magnetycznego stojana i wirnika na parametry ruchowe rozważanych modeli silników stanie się dogodniejsze, po wprowadzeniu ich opisu obwodowego oraz polowo-obwodowego z uwzględnieniem równań ruchu wirnika oraz nieliniowości magnetowodów.

1.1. Cel i teza

Wytworzenie w pod koniec XIX wieku pola wirującego zapoczątkowało rozwój maszyn elektrycznych prądu przemiennego, które obecnie odgrywają istotną rolę w procesach zarówno wytwarzania, jak i użytkowania energii elektrycznej. Maszyny indukcyjne, w tym maszyny specjalne, do których można zaliczyć hybrydowe silniki indukcyjne są w tej klasie licznie reprezentowane i wciąż zyskują na znaczeniu, zdobywając nowe obszary zastosowań [6, 19, 24, 70, 91-93, 100, 113, 114, 116, 117, 126, 128, 149, 151, 152, 218, 220, 246].

Dotychczas nie opracowano w dostatecznym stopniu teoretycznych podstaw działania i modeli matematycznych hybrydowych silników indukcyjnych. Maszyny te wykorzystują do generacji strumienia o potrójonej częstotliwości obwód magnetyczny silnie nasycony. Charakteryzują się zatem nieliniowością parametryczną powodującą, że związki między strumieniami skojarzonymi przetwornika i prądami wejściowymi są nieliniowe. Ponadto występuje nieliniowość strukturalna, związana z nieliniową zależnością momentu elektromagnetycznego od prądów w uzwojeniach i prędkości obrotowej. Różnorodność konstrukcji hybrydowych silników indukcyjnych sprawia, że istnieje konieczność dokładniejszego przewidywania ich własności zarówno w fazie wytwarzania, jak i eksploatacji. Jest to możliwe jedynie przez wprowadzanie bardziej zaawansowanych metod matematycznego modelowania zjawisk w ich nieliniowych obwodach magnetycznych i elektrycznych [5-12, 15-17, 19, 20, 23, 26, 34, 55, 63, 64, 74, 79, 99, 108-112, 129, 131-137, 143, 148, 166-172, 178, 179-194, 206, 212-214, 219, 220, 227, 245, 248, 252].

Metody te, pozwalają z jednej strony wnikać we wnętrze maszyny, a z drugiej - poznać ich zachowanie w stanach dynamicznych, są ciągle rozwijane, skutkując coraz to lepszymi rozwiązaniami konstrukcyjnymi, oszczędnymi materiałowo, często o korzystniejszych wskaźnikach dynamicznych i energetycznych [19, 24, 34, 70, 74, 90, 99, 102, 133, 175, 220]. Należy jednak pamiętać, że zalety tych silników są okupione obniżeniem ich wskaźników energetycznych w stosunku do maszyn w wykonaniu konwencjonalnym.

Ze względów poznawczych oraz występujących możliwości stosowania hybrydowych silników szybkoobrotowych istnieje potrzeba opracowania podstaw teoretycznych ich budowy i działania, modeli matematycznych oraz podstaw projektowania.

Celem monografii jest przedstawienie topologii obwodów magnetycznych i układów połączeń oraz teoretycznych podstaw budowy szybkoobrotowych silników indukcyjnych małej mocy, jednofazowych i trójfazowych o prędkości synchronicznej 9000 obr/min, zasilanych bezpośrednio z sieci 50 Hz.

Monografia w szczególności obejmuje opracowanie nowych konfiguracji magnetowodów i układów połączeń silników szybkoobrotowych:

- jednofazowego z kondensatorową fazą rozruchową,
- zasilanego trójfazowo,

sformułowanie ich modeli matematycznych, przeprowadzenie obliczeń numerycznych i zbadanie wpływu parametrów geometrycznych obwodu magnetycznego stojana i wirnika na właściwości silników szybkoobrotowych.

Odpowiednie połączenie uzwojeń i ukształtowanie magnetowodu pozwala utworzyć zintegrowany układ przetwornika częstotliwości i silnika indukcyjnego, w którym jest wytwarzany układ strumieni magnetycznych przesuniętych w fazie, zapewniający wirowanie pola w szczelnie z prędkością trzykrotnie większą niż wynika to bezpośrednio z częstotliwości napięcia zasilającego sieci komercyjnej.

Stwierdzenie to jest tezą rozprawy, wykazaną poprzez przedstawione rozważania teoretyczne, badania numeryczne i eksperymentalne opracowanych modeli silników hybrydowych.

Proponowany kierunek badań jest interesujący pod względem poznawczym i aplikacyjnym. Silniki hybrydowe z uwagi na swą nieskomplikowaną konstrukcję są niezawodne, poszerzają również możliwości kształtowania charakterystyk poprzez skokową zmianę częstotliwości i liczby par biegunów.

Szybkoobrotowe silniki indukcyjne zasilane jednofazowo mogą być użyteczne do napędu urządzeń gospodarstwa domowego. Silniki trójfazowe mogą znaleźć zastosowanie do napędu wielu urządzeń np. wentylatorów i pomp odśrodkowych, wirówek itp. Proponowane rozwiązania mogą być również podstawą do budowy szybkoobrotowych silników synchronicznych (9000 obr/s) z magnesami trwałymi i silników histerezowych.

1.2. Zakres pracy

Przedstawione opracowanie składa się siedmiu rozdziałów, przy czym pierwszy zawiera ogólne sformułowanie problemu i przedstawia stan zagadnienia.

Rozdział drugi zawiera opis podstawowych układów służących do zwielokrotnienia częstotliwości, ponieważ stanowią one integralny element indukcyjnego silnika hybrydowego. Przedstawiono w nim podstawy działania układu zbudowanego z trzech niezależnych obwodów magnetycznych i układów o trzech kolumnach zwartych jarzmami, zasilanych trójfazowo. Dla układu typu Spinelli [205], podano sposób wyznaczania wartości wyższych harmonicznych indukcji w magnetowodzie przekształtnika, zweryfikowany pomiarowo.

Omówiono również charakterystyki zewnętrzne i prądu wejściowego przetwornika przy różnych obciążeniach. W strukturach magnetowodów modeli silników hybrydowych mogą być też stosowane przekształtniki zbudowane z segmentów trójkolumnowych. W dalszej części podano ich charakterystykę z wyszczególnieniem układów zasilanych jednofazowo i trójfazowo. Ten fragment opracowania jest rozwinięciem i uogólnieniem poprzednich prac powstałych przy udziale i współudziale autora [37, 38, 41-44, 46, 47, 50, 53-57, 64, 67-69, 80-86, 88, 143, 239, 240].

Rozdział trzeci dotyczy modeli jednofazowych indukcyjnych silników hybrydowych opracowanych przez autora. Przedstawiono w nim schematy ideowe silników z biegunami wydatnymi oraz modele fizyczne silników z biegunami utajonymi z kondensatorową fazą rozruchową. Podano schematy zastępcze i równania opisujące modele z biegunami utajonymi, koncentrując się szczególnie na modelu II, dla którego sformułowano model matematyczny w dziedzinie czasu oraz model w ujęciu metody zmiennych stanu.

W rozdziale czwartym przedstawiono opracowany, na podstawie podanego wcześniej opisu matematycznego, obwodowy model silnika II w aplikacji PSpice. Zamieszczono również wyniki symulacji komputerowych w postaci przebiegów prądów, napięć, strumieni magnetycznych oraz charakterystyk prędkości obrotowej oraz momentu silnika.

Kolejna piąta część monografii jest poświęcona modelom, opracowanym przez autora, silników hybrydowych jawnobiegunowych i o biegunach utajonych, zasilanych trójfazowo. Przedstawia różne struktury magnetowodów oraz układów połączeń uzwojeń. Przetworniki silników mają uzwojenia połączone w zygzak lub w układ Scotta [101]. Sformułowano równania polowo-obwodowe modeli oraz przedstawiono wyniki obliczeń ich charakterystyk w stanach przejściowych.

Rozdział szósty zawiera opis wykonanych badań laboratoryjnych modelu fizycznego jednofazowego silnika hybrydowego oraz charakterystykę układu pomiarowego. Badania obejmują pomiary napięć, prądów, strumieni magnetycznych, charakterystyk prędkości obrotowej i momentu, oraz hałasu i wibracji modelu.

Na rozdział siódmy składa się podsumowanie i dyskusja uzyskanych wyników oraz wnioski wynikające z przeprowadzonych analiz.

W końcowej części monografii zawarto spis cytowanej literatury, streszczenia i załączniki, w których zestawiono wzory do obliczania indukcyjności własnych i wzajemnych oraz parametrów klatki wirnika, ponadto zamieszczono tabele z danymi modelu silnika hybrydowego.

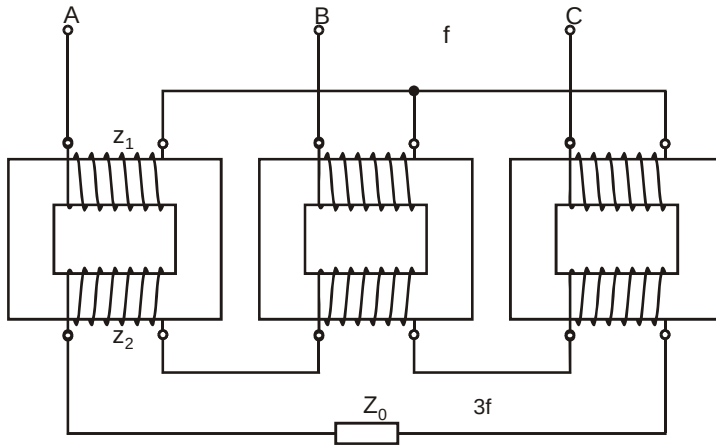
2. Magnetyczne układy zwielokrotniania częstotliwości jako integralne elementy silnika

Magnetyczne przetworniki częstotliwości są zaliczane do klasy magnetycznych przekształtników mocy. O ich miejscu w klasie przekształtników decyduje zarówno zakres zastosowań, wartości uzyskiwanych mocy wyjściowych oraz walory użytkowe. Przetworniki mogą spełniać wiele funkcji jak: podwyższanie częstotliwości sygnału przemiennego, zmiana liczby faz, transformacja i regulacja napięć, separacja obwodów wyjściowego i wejściowego. Źródłem przekształconej energii elektrycznej może być sieć prądu przemiennego oraz wyjście innego przemiennika mocy. W celu uzyskania wyższych mocy wyjściowych i sprawności przetworników częstotliwości, a w szczególności mnożników o krotności trzy, aktualnie są prowadzone prace w kilku kierunkach, mianowicie zastosowanie na rdzenie przetworników materiałów magnetycznych wyższej jakości o zmniejszonej stratności i wyższej indukcji nasycenia, takich jak Armco, Hiperco, a także materiałów amorficznych i kompozytów proszkowych w celu uzyskania rdzeni o niestandardowych kształtach [24, 75, 76, 139, 140, 177, 178, 240]. Następuje również wprowadzenie elementów elektronicznych do układów magnetycznych przemienników częstotliwości w celu rozszerzenia ich funkcji. Jednak w zastosowaniach wymagających dużej niezawodności, układy magnetyczne z uwagi na swą prostotę, dużą odporność na zmiany warunków środowiska i niską cenę wytworzenia są nadal konkurencyjne.

Pośród rodziny układów do zwielokrotniania częstotliwości, przetworniki o krotności trzy charakteryzują się największym współczynnikiem przenoszenia mocy i te układy na obecnym etapie będą rozważane jako podstawowe struktury magnetowodów silnika. Zostaną rozpatrzone dwie struktury przetworników częstotliwości, mianowicie układ zbudowany z trzech transformatorów jednofazowych typu Spinelli [37, 38, 42, 44, 46, 47, 56, 57, 141] oraz przetwornik wykorzystujący rdzeń trójkolumnowy [68, 69, 141, 205].

2.1. Magnetyczny układ do zwielokrotnienia częstotliwości typu Spinelli

Układ magnetyczny do potrojenia częstotliwości stanowią trzy transformatory jednofazowe (rys. 2.1) Ich uzwojenia pierwotne są skojarzone w gwiazdę i przyłączone do trójfazowej trójprzewodowej sieci zasilającej, natomiast uzwojenia wtórne poszczególnych transformatorów są połączone w otwarty trójkąt. Ponieważ charakterystyki magnesowania obwodów są nieliniowe, prądy pierwotne nie zawierają harmonicznych tworzących układy symetryczne zerowe, strumienie magnetyczne w rdzeniach są odkształcone szczególnie trzecią harmoniczną.



Rys. 2.1. Układ połączeń układu magnetycznego do potrojenia częstotliwości

W szeregowo połączonych uzwojeniach wtórnych podstawowe harmoniczne napięć kompensują się, zaś trzecie harmoniczne napięć, jako jednofazowe, dodają się algebraicznie tworząc napięcie wyjściowe potrojonej częstotliwości. Udział trzeciej harmonicznej w strumieniu w stanie jałowym jest zależny od nasycenia rdzeni i kształtu charakterystyki magnesowania obwodu. Napięcia fazowe transformatorów przetwornika są odkształcone wyższymi harmonicznymi tworzącymi układy kolejności zerowej, natomiast napięcia przewodowe pozostają sinusoidalne. Przy dużych nasyceniach zaznacza się wpływ dziewiątej harmonicznej strumienia na przebieg napięcia wyjściowego.

2.1.1. Napięcie wyjściowe w stanie jałowym

Wyznaczanie napięcia wyjściowego przetwornika w stanie jałowym sprowadza się do określenia udziału trzeciej harmonicznej indukcji [82]. Zaniedbując harmoniczne wyższe niż dziewiąta, wartości chwilowe indukcji w rdzeniach mają postać:

$$\begin{aligned}
 B_A &= B_{1m} \cos \omega t - B_{3m} \cos 3\omega t - B_{9m} \cos 9\omega t \\
 (2-1) \quad B_B &= B_{1m} \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) - B_{3m} \cos 3\omega t - B_{9m} \cos 9\omega t, \\
 B_C &= B_{1m} \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) - B_{3m} \cos 3\omega t - B_{9m} \cos 9\omega t
 \end{aligned}$$

przy czym: B_{1m}, B_{3m}, B_{9m} - amplitudy pierwszej, trzeciej i dziewiątej harmonicznej indukcji.

Ze względu na układ połączeń strony pierwotnej, prąd magnesujący przetwornika spełnia zależność:

$$(2-2) \quad i_A + i_B + i_C = 0 \quad .$$

Aproksymując charakterystykę magnesowania w postaci $i = f(B)$, równanie (2-2) przyjmie postać:

$$(2-3) \quad f(B_A) + f(B_B) + f(B_C) = 0 .$$

Zapisując równanie (2-4) dla argumentów $\omega t = 0$ i $\omega t = \pi/8$ otrzymujemy:
dla $t = 0$

$$(2-4) \quad \begin{aligned} B_A &= B_{1m} - B_{3m} - B_{9m} \\ B_B &= -\frac{1}{2}B_{1m} - B_{3m} - B_{9m} , \\ B_C &= -\frac{1}{2}B_{1m} - B_{3m} - B_{9m} \end{aligned}$$

dla $t = \pi/8$

$$(2-5) \quad \begin{aligned} B_A &= B_{1m} \cos \frac{\pi}{18} - B_{3m} \cos \frac{\pi}{6} \\ B_B &= B_{1m} \cos \frac{11}{18}\pi - B_{3m} \cos \frac{\pi}{6} . \\ B_C &= B_{1m} \cos \frac{13}{18}\pi - B_{3m} \cos \frac{\pi}{6} \end{aligned}$$

Równanie (2-3) można przedstawić następująco:

$$(2-6) \quad \begin{aligned} &f\left(B_{1m} \cos \frac{\pi}{18} - \frac{\sqrt{3}}{2} B_{3m}\right) + f\left(B_{1m} \cos \frac{11}{18}\pi - \frac{\sqrt{3}}{2} B_{3m}\right) + \\ &f\left(B_{1m} \cos \frac{13}{18}\pi - \frac{\sqrt{3}}{2} B_{3m}\right) = 0 \end{aligned} ,$$

$$(2-7) \quad f(B_{1m} - B_{3m} - B_{9m}) + 2f\left(-\frac{1}{2}B_{1m} - B_{3m} - B_{9m}\right) = 0 .$$

Rozwiązując równanie (2-6) można określić amplitudę trzeciej harmonicznej jako funkcję harmonicznej podstawowej. Podstawiając uzyskane rozwiązanie do równania (2-7) i rozwiązując je względem B_{3m} określamy dziewiątą harmoniczną indukcji. Analityczne rozwiązanie równań (2-6) i (2-7) jest możliwe tylko

dla wybranych aproksymacji charakterystyki magnesowania. Przyjmując często stosowaną aproksymację funkcją $H = \alpha \text{sh}(\beta B)$, z równania (2-6) można otrzymać:

$$(2-8) \quad \text{th}\left(\frac{\sqrt{3}}{2} \beta B_3\right) = \frac{\text{sha} + \text{shb} + \text{shc}}{\text{cha} + \text{chb} + \text{chc}},$$

gdzie:

$$a = \beta B_{1m} \cos \frac{\pi}{18},$$

$$b = \beta B_{1m} \cos \frac{11}{18} \pi,$$

$$c = \beta B_{1m} \cos \frac{13}{18} \pi.$$

Uwzględniając związek $\text{arth} x = \frac{1}{2} \ln \frac{1+x}{1-x}$, amplituda trzeciej harmonicznej indukcji wyniesie:

$$(2-9) \quad B_{3m} = \frac{1}{\sqrt{3}\beta} \ln \frac{e^a + e^b + e^c}{e^{-a} + e^{-b} + e^{-c}}.$$

Stosując podobną procedurę, z równania (2-7) otrzymujemy:

$$(2-10) \quad B_{3m} + B_{9m} = \frac{1}{2\beta} \ln \frac{e^{\beta B_{1m}} + 2e^{-0,5\beta B_{1m}}}{e^{-\beta B_{1m}} + 2e^{0,5\beta B_{1m}}}.$$

Biorąc pod uwagę wyrażenia (2-9), (2-10) wyznaczamy amplitudę dziewiątej harmonicznej

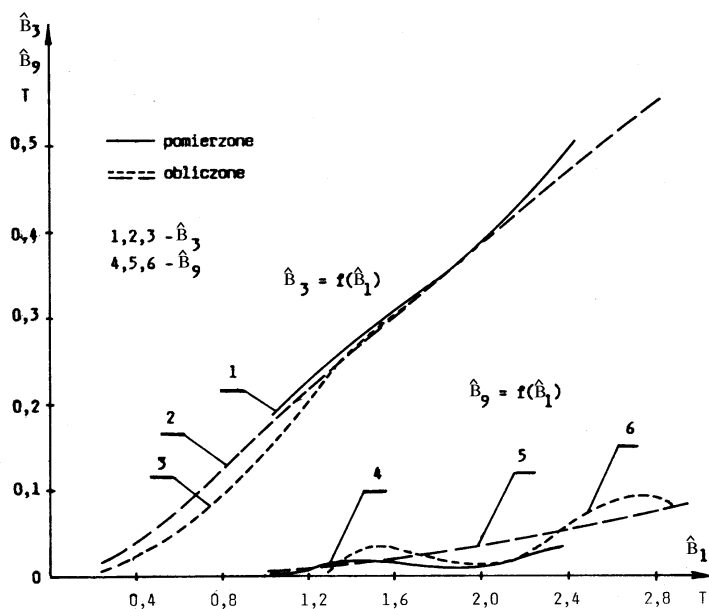
$$(2-11) \quad B_{9m} = \frac{1}{2\beta} \ln \frac{e^{\beta B_{1m}} + 2e^{-0,5\beta B_{1m}}}{e^{-\beta B_{1m}} + 2e^{0,5\beta B_{1m}}} \left(\frac{e^{-a} + e^{-b} + e^{-c}}{e^a + e^b + e^c} \right)^{\frac{2}{\sqrt{3}}}.$$

Zależności (2-9), (2-11) wyrażają amplitudy trzeciej i dziewiątej harmonicznej indukcji w bardzo prostej analitycznej postaci i łatwej w stosowaniu. Ponieważ jednak przyjęta aproksymacja charakterystyki magnesowania nie opisuje jej dokładnie w całym przedziale zmienności indukcji, równanie (2-11) może być stosowane tylko do określenia przybliżonej wartości dziewiątej harmonicznej. Stosując natomiast aproksymację charakterystyki magnesowania funkcjami sklejanymi w postaci $H = \alpha_i \text{sh}(\beta_i B)$, gdzie α_i i β_i są określone dla przedziałów indukcji ΔB_i , rozwiązując równania

(2-6), (2-7) metodą numeryczną, można uzyskać zadowalające rezultaty wyznaczając trzecią i dziewiątą harmoniczną indukcji.

Tabela 2.1. Współczynniki aproksymacji charakterystyki magnesowania transformatorów przetwornika wykonanych z blachy ET5 o grubości 0,35 mm

Lp.	ΔB_i	α_i	β_i
	T	A/m	1/T
1	$0 \div 1,0$	9,2844	3,0211
2	$1,0 \div 1,2$	0,7168	5,5799
3	$1,2 \div 1,4$	5,0224	3,9577
4	$1,4 \div 1,6$	17,692	3,0583
5	$1,6 \div 1,8$	0,0592	3,5498
6	$1,8 \div 2,0$	0,10500	5,9570
7	$2,0 \div 2,1$	0,006332	7,3650
8	$2,1 \div 2,2$	0,49587	5,2884
9	$2,2 \div 2,3$	5,7691	4,1730
10	$2,3 \div 2,35$	12,365	3,8416
11	$>2,35$	36,077	3,3859

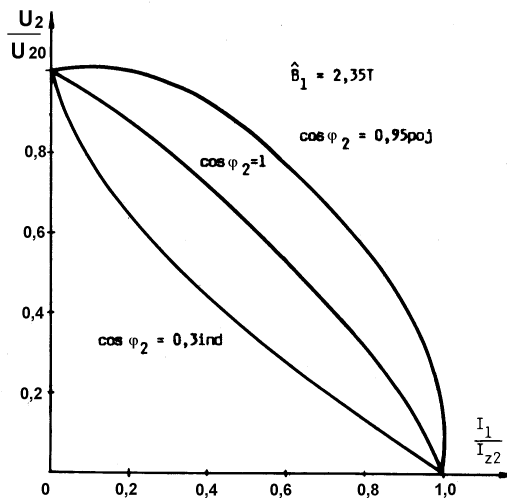


Rys. 2.2. Amplitudy trzeciej i dziewiątej harmonicznego indukcji w rdzeniu transformatorowego przetwornika częstotliwości, 1, 4 - z pomiarów; 2, 5 - analityczne rozwiązanie przy aproksymacji charakterystyki magnesowania funkcją $H = \alpha \sinh(\beta B)$; 3, 6 - rozwiązanie numeryczne dla aproksymacji funkcjami sklejanyymi $H_i = \alpha \sinh(\beta B_i)$ [82]

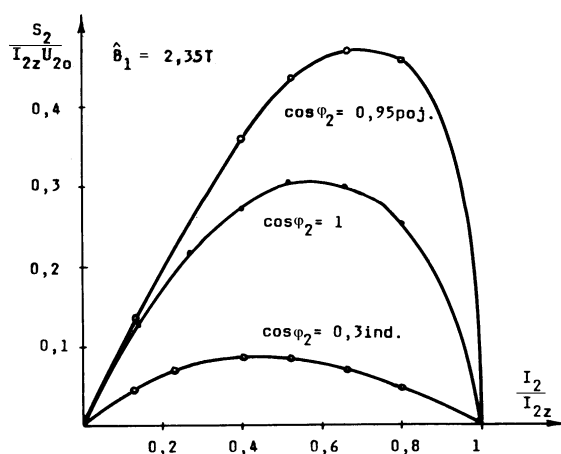
Przeprowadzono obliczenia stosując aproksymację w postaci $H = 3,1421sh(4,4168B)$ (przy czym B w teslach, zaś H w A/m) oraz funkcję sklejaną o współczynnikach podanych w tabeli 2.1. Wyniki obliczeń i ich weryfikację doświadczalną przedstawiono na rysunku 2.2. Okazuje się, że dziewiąta harmoniczna nie jest monotoniczną funkcją podstawowej harmoniczej indukcji w rdzeniu.

2.1.2. Charakterystyki obciążenia obwodu wyjściowego

Podstawowe wielkości obwodu wyjściowego w różnych warunkach pracy opisują charakterystyki zewnętrzne oraz charakterystyki mocy strony wtórnej. Ich znajomość jest niezbędna do określania obszarów pracy przetwornika i jego mocy maksymalnej. Zmiana obciążenia wpływa na warunki magnetyczne w rdzeniach wskutek oddziaływania przepływu wtórnego. Efektem tego jest zmniejszenie się napięcia wyjściowego przetwornika przy obciążeniach czynnych i czynno-indukcyjnych. Dla obciążeń czynno-pojemnościowych jest możliwy wzrost napięcia ponad wartość w stanie jałowym. Na rysunku 2.3 przedstawiono charakterystyki zewnętrzne $U_2 = f(I_2)$ w jednostkach względnych, odpowiadające różnym współczynnikom mocy strony wtórnej. Okazuje się, że zmiana współczynnika mocy $\cos \varphi_2$, w bardzo szerokim zakresie obciążeń indukcyjnych (do 0,95 ind.), powoduje nieznaczne zmiany przebiegu tych charakterystyk. W przypadku obciążeń rezystancyjnych a szczególnie pojemnościowych, ma miejsce istotna zmiana parametrów wyjściowych przy nieznacznych wahanach współczynnika mocy.



Rys. 2.3. Charakterystyki zewnętrzne transformatorowego przetwornika częstotliwości ujęte w jednostkach względnych [43]



Rys. 2.4. Moc wyjściowa transformatorowego przetwornika częstotliwości w funkcji prądu obciążenia [43]

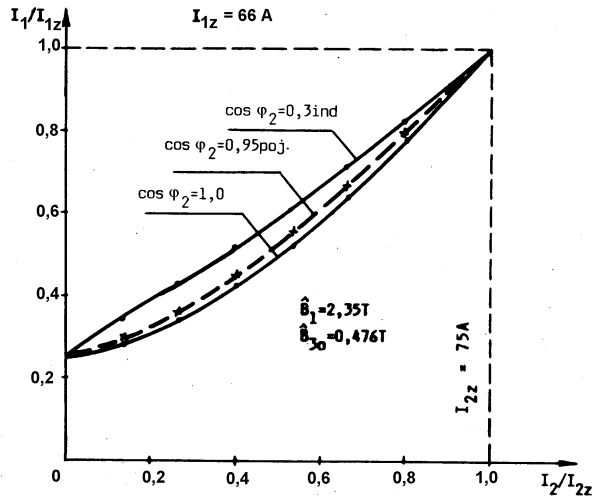
Wprowadzając pojęcie mocy odniesienia jako iloczynu napięcia w stanie jałowym i prądu w stanie zwarcia, wykreślono charakterystyki mocy wyjściowej przetwornika w funkcji prądu obciążenia (rys. 2.4). Krzywa mocy ma maksimum, którego wartość uzależniona jest od współczynnika mocy. W celu poprawy parametrów wyjściowych możliwa jest kompensacja pojemnościowa, szczególnie dla obciążeń czynno-indukcyjnych.

2.1.3. Prąd pierwotny

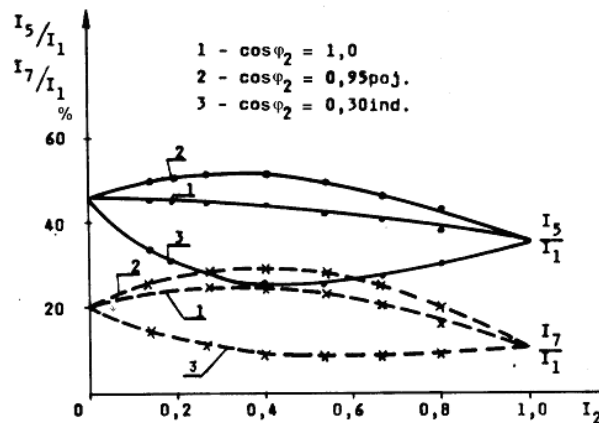
Ponieważ obwody magnetyczne przetwornika pracują w stanie nasycenia prąd pierwotny jest odkształcony. Trójprzewodowa sieć zasilająca zapewnia, że w jego widmie nie występują harmoniczne podzielne przez trzy. W transformatorowych przetwornikach częstotliwości o krotności trzy mechanizm przenoszenia mocy do obwodu wtórnego jest inny niż w transformatorze. Strumieniem roboczym w przetworniku jest trzecia harmoniczna, która uzależnia swą wartość i fazę od obciążenia. Strumień oddziaływania strony wtórnej indukuje sem również w uzwojeniu pierwotnym i w konsekwencji, obciążenie obwodu wyjściowego powoduje zmianę wartości i kształtu prądu pierwotnego. Charakterystyki zmienności wartości skutecznej prądu od obciążenia oraz udziały piątej i siódmej harmonicznej prądu przedstawiono odpowiednio na rysunkach 2.5 i 2.6.

Wartości skuteczne prądu pierwotnego przy obciążeniu czynno-pojemnościowym są nieznacznie większe w porównaniu z obciążeniem czynnym. Wynika to ze wzrostu składowej czynnej prądu, spowodowanego znacznym przyrostem mocy czynnej strony wtórnej, natomiast w niewielkim stopniu wskutek wzrostu wyższych harmonicznych. Dla obciążenia czynno-

indukcyjnego wskutek rozmagnesowującego oddziaływania prądu obciążenia na strumień w rdzeniach, występuje szybszy wzrost indukcji, co powoduje znaczny wzrost mocy biernej po stronie pierwotnej. Prąd pierwotny przetwornika typu transformatorowego jest odkształcony szczególnie piątą i siódmą harmoniczną, jednak kształt prądu zasilającego można znacznie poprawić stosując filtry na wejściu, co jest szczególnie wskazane dla jednostek większych mocy.



Rys. 2.5. Wartość skuteczna prądu pierwotnego I_1 odniesiona do prądu zwarcia I_{2z} w funkcji prądu obciążenia przetwornika w jednostkach względnych [43]



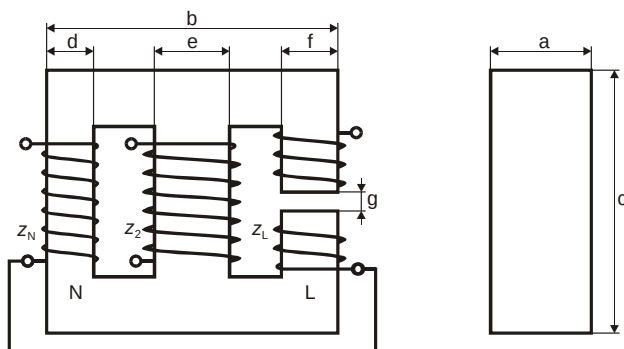
Rys. 2.6. Udział wyższych harmoniczych w prądzie pierwotnym przetwornika [43]

2.2. Magnetyczny układ do zwielokrotnienia częstotliwości z rdzeniami trójkolumnowymi

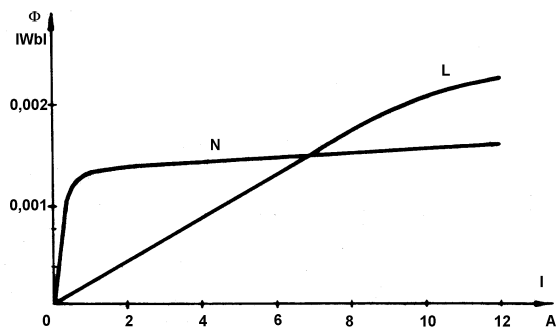
Ostatnio powstało wiele nowych układów do zwielokrotnienia częstotliwości wykorzystujących rdzenie trójkolumnowe [69, 141, 142, 205]. Ich działanie jest podobne jak wcześniej rozpatrywanych układów i opiera się na zjawisku generacji trzeciej harmonicznej strumienia magnetycznego podczas nasycania obwodu magnetycznego. Omówimy jednak tylko te układy, które mogą być najbardziej przydatne i zastosowane jako elementy magnetowodu do wytwarzania pola wirującego o potrojonej pulsacji, w stosunku do pola przy zasilaniu z sieci 50 Hz.

2.2.1. Struktura i charakterystyki jednofazowego układu do potrojenia częstotliwości

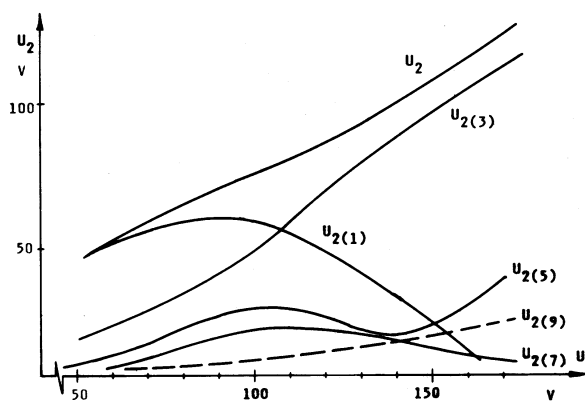
Obwód magnetyczny przetwornika (rys. 2.7) tworzą trzy kolumny zwarte jarzmami, przy czym jedna z nich ma szczelinę powietrzną w celu zapewnienia liniowości charakterystyki magnesowania. Uzwojenia pierwotne są umieszczone na dwóch kolumnach (liniowej i nieliniowej), zaś na kolumnie trzeciej znajduje się uzwojenie wtórne. Szeregowe połączenie uzwojeń na kolumnach (N) i (L) wpływa stabilizująco na wartość prądu pierwotnego tak, że zmienia się on niewiele przy zmianach obciążenia i wahaniach napięcia wejściowego. Występująca nieliniowość obwodu magnetycznego (N) powoduje, że napięcie wyjściowe zawiera wyższe harmoniczne, spośród których trzecia harmoniczna jest dominująca (rys. 2.9).



Rys. 2.7. Podstawowa struktura układu do potrojenia częstotliwości o połączonych szeregowo dławikach liniowym L i nieliniowym N [68, 69, 141, 205]



Rys. 2.8. Charakterystyki magnesowania obwodu liniowego L i nieliniowego N [68, 69]



Rys. 2.9. Udział wyższych harmonicznych w napięciu wyjściowym układu do potrojenia częstotliwości w stanie jałowym [141]

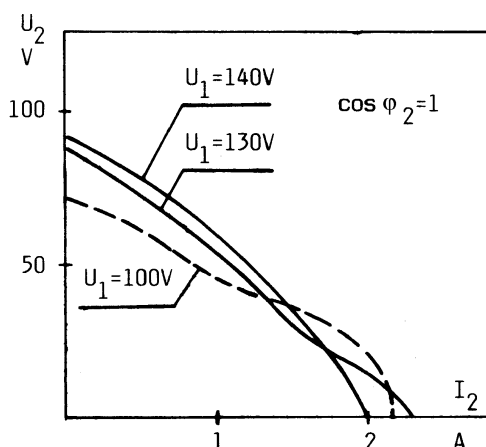
Przeprowadzona analiza harmoniczných prądu pierwotnego, podstawowej struktury przetwornika, potwierdziła małe zniekształcenie prądu piątą, siódmą i wyższymi harmonicznymi, występuje natomiast wyraźny wpływ trzeciej harmonicznej (tabela 2.2).

Tabela 2.2. Harmoniczne prądu pierwotnego trójkolumnowego układu do potrojenia częstotliwości w stanie jałowym i zwarcia, $U = 200V$

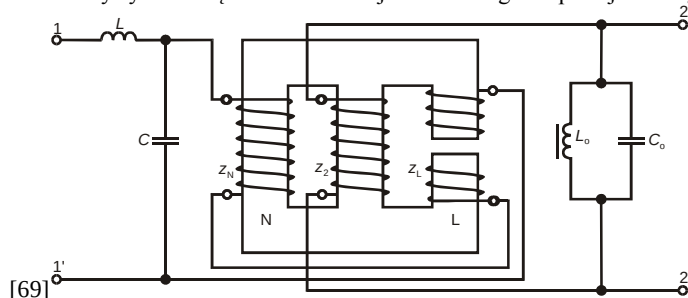
Rząd harmonicznej		1	3	5	7	9
I_{1k}/I_1 [%]	stan jałowy	95	28	2	1,9	1
	stan zwarcia	93	32	15	3,5	1,9

Przedstawione wyniki pomiarów dotyczą przetwornika na rdzeniu trójkolumnowym z blachy krzemowej zorientowanej Z11 o grubości 0,35 mm i następujących parametrach (rys. 2.9): $a = 126$ mm, $b = 110$ mm, $c = 50$ mm, $d = 10$ mm, $e = 30$ mm, $f = 20$ mm, szczelina powietrzna $g = 3$ mm, z uzwojeniami cylindrycznymi o liczbie zwojów: $z_N = 200$, $z_L = 200$, $z_2 = 200$.

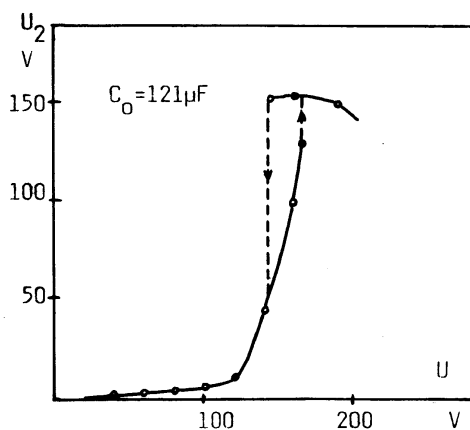
Charakterystyki zewnętrzne dla obciążeń rezystancyjnych przy różnych napięciach zasilających podaje rysunek 2.10. Aby zwiększyć obciążalność strony wtórnej oraz poprawić kształt napięcia wyjściowego, stosuje się obwód ferrezonansowy przyłączony do zacisków wyjściowych przetwornika (rys. 2.11). Układ ten jednocześnie stabilizuje napięcie wyjściowe, co ilustruje rysunek 2.12. Zastosowanie filtra wejściowego i równoległego obwodu po stronie wtórnej poprawia kształt charakterystyki zewnętrznej (rys. 2.13).



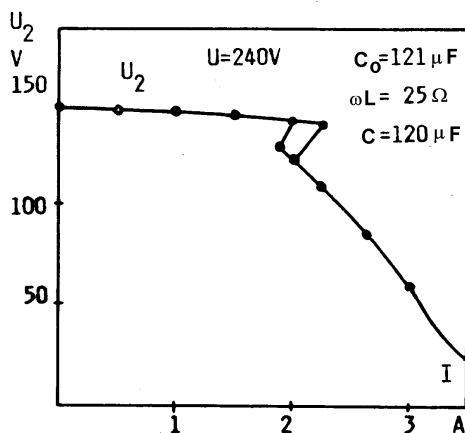
Rys. 2.10. Charakterystyki zewnętrzne układu trójkolumnowego do potrojenia częstotliwości



Rys. 2.11. Schemat połączeń trójkolumnowego układu do potrojenia częstotliwości z filtrem dolnoprzepustowym po stronie pierwotnej oraz obwodem ferrezonansowym w obwodzie wyjściowym [68, 69, 141, 205]



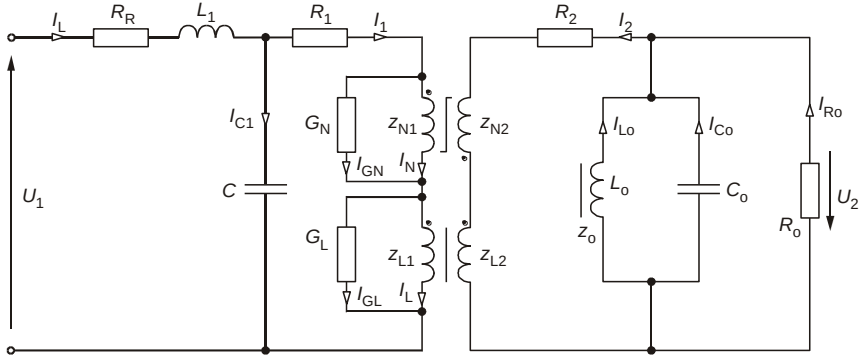
Rys. 2.12. Charakterystyka napięciowa układu trójkolumnowego do potrojenia częstotliwości z równoległym obwodem ferreazonansowym (L_0 , C_0) [69]



Rys. 2.13. Charakterystyka zewnętrzna układu trójkolumnowego do potrojenia częstotliwości współpracującego z filtrem wyjściowym i równoległym obwodem L_0 , C_0 po stronie wyjściowej [68, 69]

2.2.2. Równania jednofazowego układu do potrojenia częstotliwości

Schemat zastępczy układu do potrojenia częstotliwości można przedstawić za pomocą szeregowo połączonych transformatorów liniowego L i nieliniowego N o uzwojeniach wtórnych połączonych przeciwsobnie (rys. 2.14).



Rys. 2.14. Schemat zastępczy układu trójkolumnowego do potrojenia częstotliwości [141, 205]

Na podstawie prawa przepływu dla obwodów magnetycznych układu można napisać:

$$(2-12) \quad z_{N1}i_1 - z_{L2}i_2 = f(\Phi_N),$$

$$(2-13) \quad z_{L1}i_1 + z_{L2}i_2 = f(\Phi_L),$$

$$(2-14) \quad z_0i_{L0} = f(\Phi_0).$$

Na podstawie praw Kirchhoffa otrzymujemy:

$$(2-15) \quad Ri_L + L_1 \frac{di_L}{dt} + \frac{1}{C} \int i_{C1} dt = u_1,$$

$$(2-16) \quad \frac{1}{C} \int i_c dt = i_1 R_1 + z_{N1} \frac{d\Phi_N}{dt} + z_L \frac{d\Phi_L}{dt},$$

$$(2-17) \quad z_{N2} \frac{d\Phi_N}{dt} - z_N \frac{d\Phi_L}{dt} - R_2 i_2 - z_0 \frac{d\Phi_0}{dt} = 0,$$

$$(2-18) \quad z_0 \frac{d\Phi_0}{dt} = \frac{1}{C} \int i_{C0} dt = i_{R0} R_0,$$

$$(2-19) \quad z_{N1} \frac{d\Phi_N}{dt} = \frac{i_{GN}}{G_N},$$

$$(2-20) \quad z_{L1} \frac{d\Phi_L}{dt} = \frac{i_{GL}}{G_L},$$

$$(2-21) \quad i_{L1} = i_1 + i_{C1},$$

$$(2-22) \quad i_1 = i_N + i_{GN} = i_L + i_{GL} ,$$

$$(2-23) \quad i_2 = i_{Lo} + i_{Co} + i_{Ro} ,$$

Z równań (2-19), (2-20), (2-22) otrzymujemy:

$$(2-24) \quad i_N = i_1 - z_{N1} G_N \frac{d\Phi_N}{dt} ,$$

$$(2-25) \quad i_L = i_1 - z_{L1} G_L \frac{d\Phi_L}{dt} ,$$

Uwzględniając przekładnię transformatora liniowego i nieliniowego:

$$(2-26) \quad n_L = \frac{z_{L1}}{z_{L2}}; n_N = \frac{z_{N1}}{z_{N2}} ,$$

i podstawiając wyrażenie (2-24) oraz (2-25) do równań (2-12), (2-13), po przekształceniach otrzymujemy prądy strony pierwotnej i wtórnej w następującej postaci:

$$(2-27) \quad i_1 = \frac{1}{n_L n_N} [n_L z_{L1} G_L \frac{d\Phi_L}{dt} + n_N z_{N1} G_N \frac{d\Phi_N}{dt} + \frac{1}{z_{N2}} f(\Phi_N) + \frac{1}{z_{L2}} f(\Phi_L)] ,$$

$$(2-28) \quad i_2 = \frac{n_L n_N}{n_L + n_N} [z_{L1} G_L \frac{d\Phi_L}{dt} - n_N z_{N1} G_N \frac{d\Phi_N}{dt} + \frac{1}{z_{L1}} f(\Phi_L) - \frac{1}{z_{N1}} f(\Phi_N)] .$$

Różniczkując stronami równanie (2-16) można wyrazić prąd kondensatora następująco:

$$(2-29) \quad i_{C1} = \frac{R_1 C}{n_L + n_N} [n_L z_{L1} G_L \frac{d^2 \Phi_L}{dt^2} + n_N z_{N1} G_N \frac{d^2 \Phi_N}{dt^2} + \frac{1}{z_{N2}} C + \frac{1}{z_{L2}} \frac{df(\Phi_L)}{dt}] + z_{N1} C \frac{d^2 \Phi_N}{dt^2} + z_{L1} C \frac{d^2 \Phi_L}{dt^2} .$$

Biorąc pod uwagę równania (2-21), (2-27) oraz (2-29), po przekształceniach z równania (2-15) otrzymamy:

$$\begin{aligned}
& z_{N1} L_1 C \left(\frac{n_N R_1 G_N}{n_N + n_L} + 1 \right) \frac{d^3 \Phi_N}{dt^3} + [z_{N1} R_R C \left(1 + \frac{n_N R_1 G_N}{n_N + n_L} \right) + \\
& \frac{z_{N1} n_N L_1 G_N}{n_N + n_L}] \frac{d^2 \Phi_N}{dt^2} + \left(\frac{z_{N1} n_{N1} G_N R_R}{n_N + n_L} + \right. \\
& \left. \frac{z_{N1} n_{N1} G_N R_1}{n_N + n_L} + z_{N1} \right) \frac{d \Phi_N}{dt} + \frac{L_1 R_1 C}{(n_N + n_L) z_{N2}} \frac{d^2 f(\Phi_N)}{dt^2} + \\
& \frac{R_R R_1 C + L_1}{(n_N + n_L) z_{N2}} \frac{df(\Phi_N)}{dt} + \frac{R_R + R_1}{(n_N + n_L) z_{N2}} f(\Phi_N) + \\
& n_{L1} L_1 C \left(1 + \frac{n_L R_1 G_L}{n_N + n_L} \right) \frac{d^3 \Phi_L}{dt^3} + [z_{L1} R_R C \left(1 + \frac{n_L R_1 G_L}{n_N + n_L} \right) + \\
& \frac{z_{L1} n_L L_1 G_L}{n_N + n_L}] \frac{d^2 \Phi_L}{dt^2} + \\
& \left(\frac{z_{L1} n_L G_L R_R}{n_N + n_L} + \frac{z_{L1} n_L G_L R_1}{n_N + n_L} + z_{L1} \right) \frac{d \Phi_L}{dt} + \\
& \frac{L_1 R_1 C}{(n_N + n_L) z_{L2}} \frac{d^2 f(\Phi_L)}{dt^2} + \frac{R_R R_1 C + L_1}{(n_N + n_L) z_{L2}} \frac{df(\Phi_L)}{dt} + \\
& \frac{R_R + R_1}{(n_N + n_L) z_{L2}} f(\Phi_L) - U_1 = 0
\end{aligned}
\tag{2-30}$$

Podobnie, eliminując prąd z równania (2-17) mamy:

$$\begin{aligned}
& \left(\frac{z_{N1} n_N n_L R_2 G_N}{n_N + n_L} + z_{N2} \right) \frac{d \Phi_N}{dt} + \frac{n_N n_L R_2}{z_{N1} (n_N + n_L)} f(\Phi_N) - \\
& \left(\frac{z_{L1} n_N n_L R_2 G_L}{n_N + n_L} + z_{L2} \right) \frac{d \Phi_L}{dt} - \\
& - \frac{n_N n_L R_2}{z_{L1} (n_N + n_L)} f(\Phi_L) - z_o \frac{d \Phi_o}{dt} = 0
\end{aligned}
\tag{2-31}$$

natomiast z równania (2-23) otrzymamy:

$$\begin{aligned}
& z_o C_o \frac{d^2 \Phi_o}{dt^2} + \frac{z_o}{R_o} \frac{d \Phi_o}{dt} + \frac{1}{z_o} f(\Phi_o) + \frac{z_{N1} n_L n_N G_N}{n_L + n_N} \frac{d \Phi_N}{dt} + \\
& \frac{n_L n_N}{z_{L1} (n_L + n_N)} f(\Phi_N) - \frac{z_{L1} n_L n_N G_L}{n_L + n_N} \frac{d \Phi_L}{dt} - \\
& \frac{n_L n_N}{z_{L1} (n_L + n_N)} f(\Phi_L) = 0
\end{aligned}
\tag{2-32}$$

Nieliniowe równania różniczkowe (2-30), (2-31), (2-32) z niewiadomymi strumieniami Φ_N , Φ_L , Φ_0 , opisują magnetyczny układ trójkolumnowy do potrojenia częstotliwości.

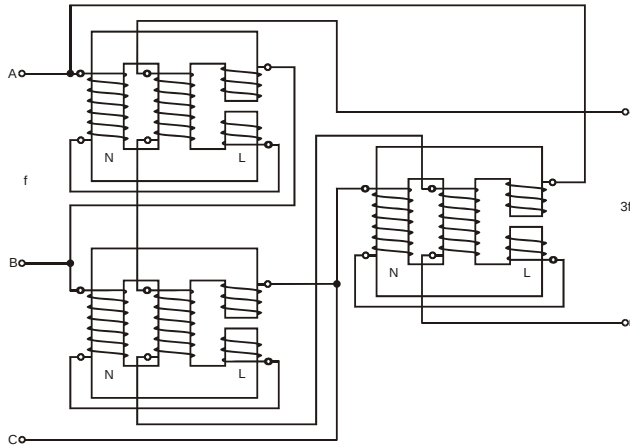
Układ tych równań różniczkowych można rozwiązać na przykład metodą bilansu harmonicznym [205], uwzględniając podstawową i trzecią harmoniczną indukcji w rdzeniach:

$$(2-33) \quad \Phi_N = \sum_{n=1}^2 \sum_{m=1}^2 A_{2n-1,m} \sin[(2n-1)\omega t + (m-1)\frac{\pi}{2}],$$

$$(2-34) \quad \Phi_L = \sum_{n=1}^2 \sum_{m=1}^2 B_{2n-1,m} \sin[(2n-1)\omega t + (m-1)\frac{\pi}{2}],$$

$$(2-35) \quad \Phi_0 = \sum_{m=1}^2 C_m \sin[\omega t + (m-1)\frac{\pi}{2}].$$

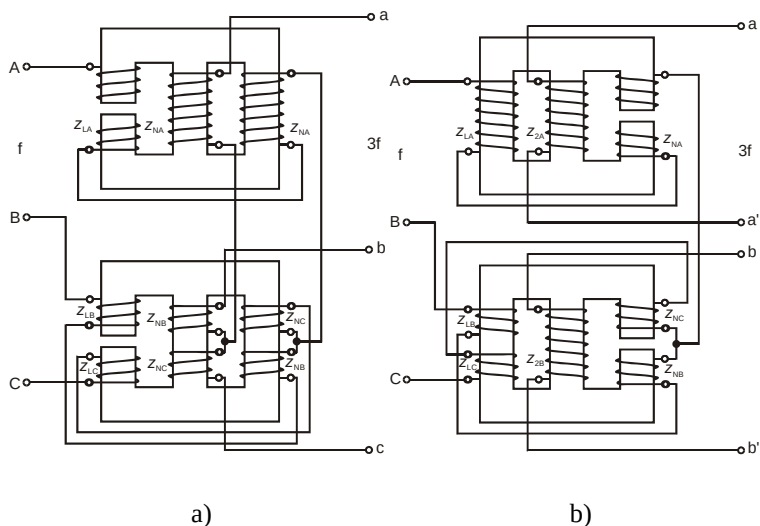
Połączenie trzech przetworników z rysunku 2.7 w strukturę zasilaną napięciem trójfazowym, tworzy układu do potrojenia częstotliwości z wyjściem jednofazowym (rys. 2.15) o wielu korzystnych cechach, z których najważniejszą jest małe zniekształcenie prądu pierwotnego.



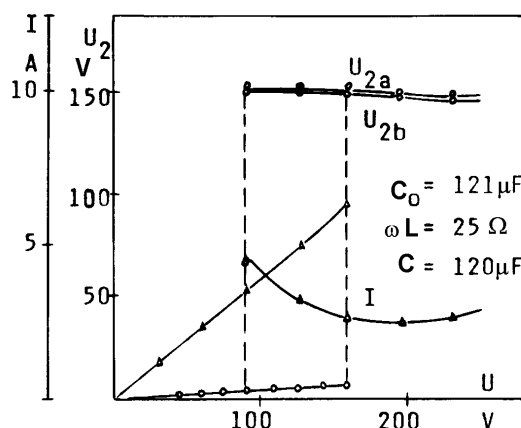
Rys. 2.15. Struktura układu do potrojenia częstotliwości o rdzeniach trójkolumnowych z wejściem trójfazowym [141, 205]

2.2.3. Układ do potrojenia częstotliwości z wejściem i wyjściem wielofazowym

Zastosowania układu podstawowego (rys. 2.7) do tworzenia nowych struktur przetworników częstotliwości mogą być wielorakie. Łącząc uzwojenia pierwotne w układ Scotta [101] można uzyskać przetwornik do potrojenia częstotliwości zasilany trójfazowo z wyjściem dwufazowym.



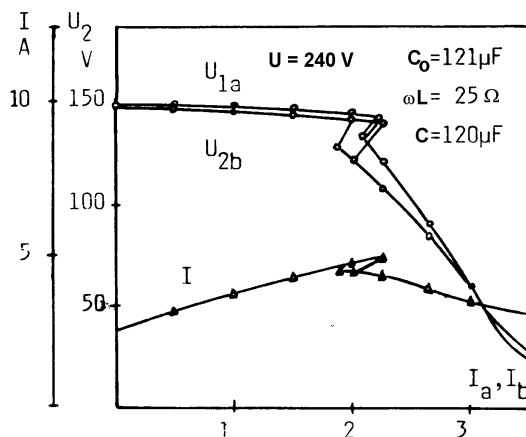
Rys. 2.16. Układ przetwornika do potrojenia częstotliwości zasilany trójfazowo z wyjściem trójfazowym (a), oraz z wyjściem dwufazowym (b) [68, 69, 141]



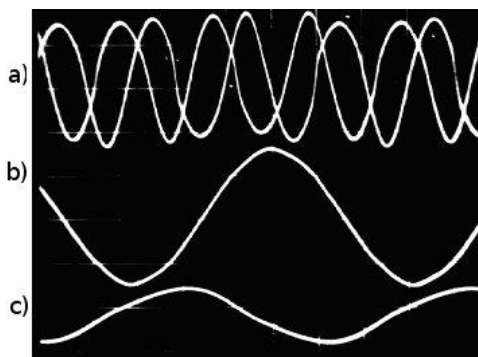
Rys. 2.17. Charakterystyki napięciowe i prąd pierwotny przetwornika do potrojenia częstotliwości z wyjściem dwufazowym [68, 69]

Połączenie uzwojeń pierwotnych w układ Scotta pozwala uzyskać przesunięcie fazowe strumieni podstawowych harmonicznych w odpowiadających sobie obwodach obu rdzeni o kąt $\pi/2$. Skutkiem tego trzecie harmoniczne strumieni w kolumnach środkowych będą przesunięte o kąt $3\pi/2$, co umożliwia uzyskanie dwufazowego układu napięć wyjściowych (rys. 2.16).

W celu stabilizacji napięcia wyjściowego oraz na uzwojeniach pierwotnych, poprawy kształtu prądu i napięć oraz powiększenia współczynnika mocy, można zastosować układy filtrów LC na wejściu i równoległe obwody ferorezonansowe po stronie wtórnej. Charakterystyki napięciowe i obciążenia układu do potrojenia częstotliwości z wyjściem dwufazowym przedstawiono na rysunkach 2.17 i 2.18.



Rys. 2.18. Charakterystyki obciążenia przetwornika do potrojenia częstotliwości z wyjściem dwufazowym [68, 69]



Rys. 2.19. Oscylogramy napięć i prądów przetwornika do potrojenia częstotliwości z wyjściem dwufazowym a - napięcia strony wtórnej, b - międzyfazowe napięcia zasilające, c - prąd wejściowy [68, 69]

W szerokim zakresie zmienności napięcia zasilającego napięcia wyjściowe pozostają praktycznie stałe, zaś prąd pierwotny zmienia się w nieznacznym stopniu. W stanie obciążenia napięcia wyjściowe utrzymują prawie niezmienną wartość równą napięciom stanu jałowego. Współczynnik mocy po stronie pierwotnej wynosi około 0,8, natomiast sprawność badanego modelu wynosi 40%. Przebiegi napięć i prądu zasilającego przedstawiono na rysunku 2.19.

Poza magnetycznymi przetwornikami o krotności trzy buduje się również pięciokrotniki i dziewięciokrotniki. W pierwszej kolejności będzie rozważany silnik z polem wirującym o potrojonej prędkości synchronicznej w odniesieniu do częstotliwości sieci, dlatego teoria pięciokrotnika i dziewięciokrotnika nie będzie przedstawiana.

3. Jednofazowe hybrydowe silniki indukcyjne

Analiza podstawowych struktur układów magnetycznych do zwielokrotniania częstotliwości oraz ocena zbudowanych w kraju i za granicą modeli, wskazuje na możliwość budowy silników szybkoobrotowych, zasilanych jednofazowo lub trójfazowo. Dane dostępne w literaturze oraz wyniki badań przeprowadzonych przez autora pozwalają wnioskować, że możliwa jest budowa jednofazowych i trójfazowych silników indukcyjnych o prędkości synchronicznej 9000 obr/min, przy zasilaniu z sieci 50 Hz. Dotychczas opracowane i zbudowane, w kraju oraz za granicą, modele fizyczne silników nie charakteryzują się korzystnymi wskaźnikami energetycznymi [2, 3, 246, 247]. W monografii przedstawiono nowe struktury magnetowodów i dobrano układy połączeń uzwojeń silników tak, aby uzyskać korzystniejsze parametry.

Obwody magnetyczne omawianych silników indukcyjnych szybkoobrotowych są bardziej skomplikowane niż w rozwiązaniach klasycznych. Mogą one być jednak wykonane w tradycyjnych strukturach blachowych, narzucających uprzywilejowane kierunki przepływu strumienia magnetycznego. Postęp w technologii produkcji materiałów magnetycznych sprawia, że kompozyty proszkowe mogą być odpowiednim materiałem na magnetowody, zwłaszcza dla silników szybkoobrotowych o małych mocach. Zastosowanie tych materiałów daje nowe możliwości konstrukcyjne kształtowania praktycznie izotropowych obwodów magnetycznych oraz tworzenia obwodów zintegrowanych.

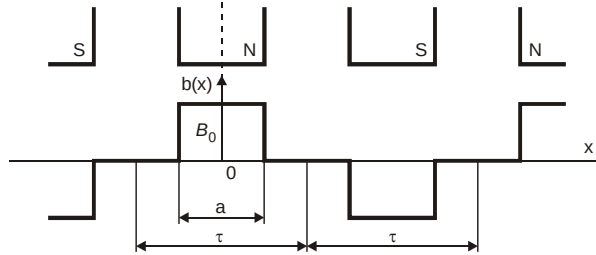
Brak jest też dostatecznie opracowanej teorii takich silników. Z uwagi na nieliniowość obwodów magnetycznych, celem jest sformułowanie opisu obwodowego i opisu polowo-obwodowego modeli z uwzględnieniem równań ruchu wirnika. Ułatwi to zbadanie wpływu doboru obwodu magnetycznego stojana i wirnika na parametry ruchowe rozważanych modeli silników.

Na obecnym etapie rozważano budowę modeli silników o mocy około stu watów z fazą rozruchową kondensatorową, zasilanych jednofazowo z sieci komercyjnej, których prędkość wynosi około 8500 obr/min. Opracowano kilka modeli silników jawnobiegunowych i z biegunami utajonymi.

3.1. Wytwarzanie pola wirującego w magnetowodzie silnika

Pole magnetyczne wytwarzane przez bieguny stojana zawiera w swym widmie harmoniczne czasowe rzędów nieparzystych z wydatną trzecią harmoniczną. Wskutek pola wytworzonego przez stojan w szczeliny silnika, które jest sumą pól wirujących harmonicznych, w uzwojeniach wirnika (klatce) płyną prądy generujące własne pole magnetyczne. Oddziaływanie obu pól prowadzi do powstania sił i momentów napędowych, które powodują obrót wirnika. Superpozycja obu pól stojana i wirnika daje wypadkowe pole

magnetyczne. Aby znaleźć rozkład pola twornika o biegunach jawnych dla maszyny dwufazowej, rozważmy wcześniej twornik o jednej parze biegunów jawnych, których cewki są zasilane prądem jednofazowym.



Rys. 3.1. Uproszczony rozkład indukcji magnetycznej wzdłuż podziałki biegunowej maszyny jednofazowej o biegunach jawnych [60]

Rozkład indukcji pod biegunami jest w przybliżeniu określony funkcją prostokątną (rys. 3.1), której szereg Fouriera ma następującą postać:

$$(3-1) \quad b(x) = \sum_{n=1} b_n \cos \frac{n\pi}{\tau} x,$$

gdzie:

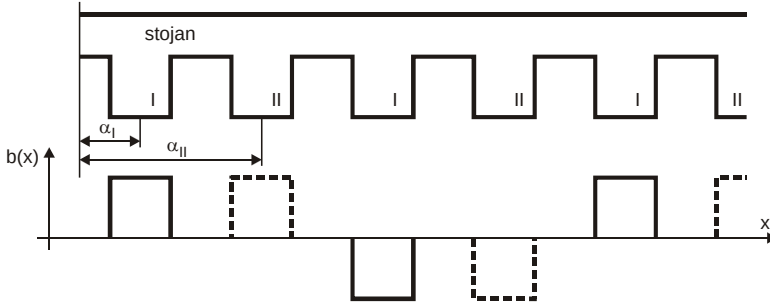
$$b_n = \frac{4B_0}{n\pi} \cos \frac{\tau-a}{2\tau} \pi,$$

$$n = 1, 5, 7, \dots$$

Przyjmując sinusoidalną zmienność indukcji w czasie, jej rozkład przestrzennoczasowy wzdłuż podziałki biegunowej będzie następujący:

$$(3-2) \quad \underline{b}(x) = B_0 e^{j\omega t} \sum_{n=1} b_n \cos \frac{n\pi}{\tau} x.$$

W przypadku obwodu magnetycznego twornika o biegunach jawnych (rys. 3.2) odległości osi symetrii poszczególnych biegunów od przyjętego początku współrzędnych wynoszą α_I i α_{II} . Prądy w uzwojeniach są również przesunięte o kąt fazowy β_k . Dla symetrycznego układu dwufazowego $\beta_k = \pi/2$.



Rys. 3.2. Stojan rozwinięty na płaszczyznę i krzywa pola silnika indukcyjnego dwufazowego, czterobiegunowego [60]

Przyjmując początek układu współrzędnych oraz oś czasu tak, że $\alpha_I = 0$ i $\beta_{Ik} = 0$ rozkłady przestrzenno-czasowe pól obu biegunów wyniosą:

$$(3-3) \quad \underline{b}_1(x, t) = \sum_{k=1} B_{oIk} e^{jk\omega t} \sum_{n=1} b_n \cos \frac{n\pi}{\tau} x,$$

$$(3-4) \quad \underline{b}_2(x, t) = \sum_{k=1} B_{oIIk} e^{j(k\omega t - \beta_{IIk})} \sum_{n=1} b_n \cos \left(\frac{n\pi}{\tau} x - n\alpha_{II} \right).$$

Wypadkowy rozkład ma postać:

$$(3-5) \quad \underline{b}(x, t) = \underline{b}_1(x, t) + \underline{b}_2(x, t) = \sum_{k=1} B_{oIk} e^{jk\omega t} \sum_{n=1} b_n \cos \frac{n\pi}{\tau} x + \sum_{k=1} B_{oIIk} e^{j(k\omega t - \beta_{IIk})} \sum_{n=1} b_n \cos \left(\frac{n\pi}{\tau} x - n\alpha_{II} \right) = \underline{B}^+ + \underline{B}^-.$$

Pole współbieżne $\underline{B}^+$ i przeciwbieżne $\underline{B}^-$ są opisane następująco:

$$(3-6) \quad \underline{B}^+ = \frac{1}{2} \sum_{k=1} \sum_{n=1} b_n [B_{oIk} + B_{oIIk} e^{j(\beta_{IIk} - n\alpha_{II})} e^{j(k\omega t - \frac{n\pi}{\tau} x)}],$$

$$(3-7) \quad \underline{B}^- = \frac{1}{2} \sum_{k=1} \sum_{n=1} b_n [B_{oIk} + B_{oIIk} e^{-j(\beta_{IIk} + n\alpha_{II})} e^{j(k\omega t + \frac{n\pi}{\tau} x)}].$$

Amplitudy n -tych harmonicznych fal indukcji, wirujących w kierunku zgodnym i przeciwnym, dla trzeciej harmonicznej czasowej, która jest dominującą, odpowiednio wynoszą:

$$(3-8) \quad \underline{B}_n^+ = \frac{1}{2} b_n [B_{oI3} + B_{oII3} e^{j(\beta_{II3} - n\alpha_{II})}],$$

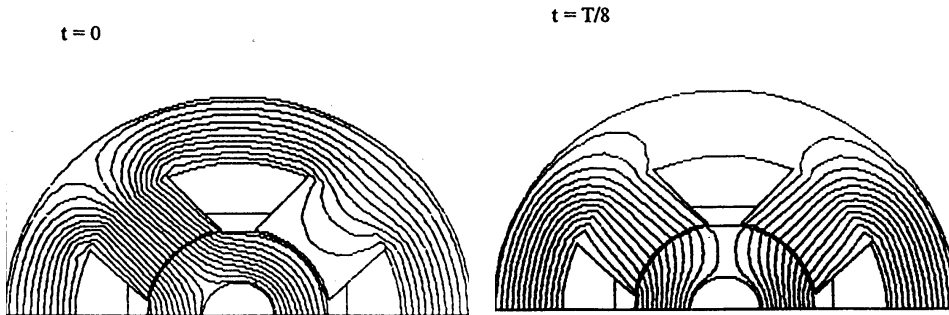
$$(3-9) \quad \underline{B}_n^- = \frac{1}{2} b_n [B_{o13} + B_{o113} e^{-j(\beta_{113} + n\alpha_{11})}] .$$

Na ogół bieguny są przesunięte względem siebie o kąt przestrzenny $\pi/2$ (za wyjątkiem silnika z fazą pomocniczą zwartą), zaś fazory strumieni są przesunięte o kąt β_{113} z przedziału $(0, \pi/2)$. Gdy $\beta_{113} = \pi/2$ i $\alpha_{11} = \pi/2$ oraz $B_{o13} = B_{o113} = B_{o3}$, pierwsza harmoniczna fali indukcji wirująca w kierunku zgodnym wyniesie:

$$(3-10) \quad \underline{B}_1^+ = \frac{1}{2} b_1 (B_{o13} + B_{o113}) = b_1 B_{o3} ,$$

zaś pierwsza harmoniczna wirująca w kierunku przeciwnym będzie równa zero, co stwarza warunki do wytworzenia momentu obrotowego.

Graficzną ilustrację powstawania pola wirującego obrazują wyniki numerycznych obliczeń rozkładu pola magnetycznego w obszarze magnetowodu o dwóch biegunach magnesowanych prądami sinusoidalnymi, przesuniętymi w fazie o $\pi/2$ (rys. 3.3). Porównując rozkład linii pola magnetycznego w różnych chwilach czasu, można zauważyć przemieszczanie się (wirowanie) linii pola w stojanie i wirniku w kierunku bieguna magnesowanego prądem opóźnionym w fazie. Wytwarzanie pola wirującego przez układ biegunów jawnych prowadzi do niesinusoidalnego rozkładu pola na powierzchni wirnika, który zawiera przestrzenne harmoniczne nieparzyste. Jest to zjawisko niekorzystne, może prowadzić do powstawania pasożytniczych momentów synchronicznych i asynchronicznych oraz pogorszenia parametrów silnika.



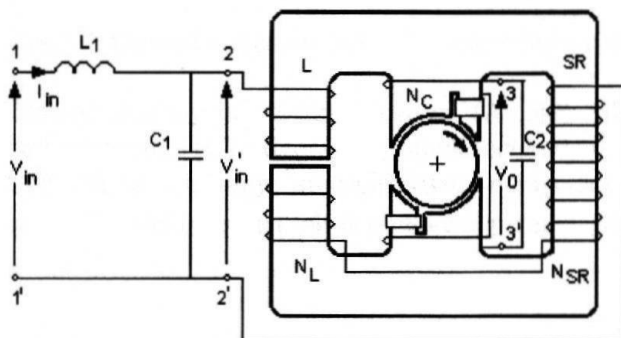
Rys. 3.3. Obraz linii pola magnetycznego w magnetowodzie o dwóch parach biegunów, magnesowanych prądami $I_{1m} \sin \omega t$ i $I_{2m} \cos \omega t$ w wybranych chwilach czasu $t = 0$ i $t = T/8$ [35]

3.2. Modele hybrydowych silników szybkoobrotowych

Kształtując obwód magnetyczny klasycznego silnika indukcyjnego poprzez wprowadzenie przetwornika częstotliwości, można zbudować silniki szybkoobrotowe zasilane jednofazowo z sieci 50 Hz, których prędkość wynosi około 8500obr/min. Zostaną przedstawione modele fizyczne oraz opracowania koncepcyjne kilku modeli silników jawnobiegunowych i z biegunami utajonymi.

3.2.1. Modele silników z biegunami wydatnymi

Dotychczas zbudowane modele silników szybkoobrotowych, wykorzystujące struktury magnetyczne przetworników częstotliwości, są maszynami jawnobiegunowymi, co jest warunkowane przede wszystkim względami technologicznymi i wynika z możliwości łatwego dostosowania magnetowodu przetwornika do wytwarzania pola magnetycznego w szczelinie powietrznej silnika [2, 3, 246, 247]. Silnik jednofazowy pokazany na rysunku 3.4 jest zbudowany na bazie trójkolumnowego rdzenia magnetycznego. Jedna z kolumn (środkowa) tworzy parę biegunów, pomiędzy którymi umieszczono wirnik klatkowy. Kolumny skrajne (liniowa i nasycająca się) mają uzwojenia połączone szeregowo, magnesowane prądem pierwotnym wytwarzają strumienie magnetyczne z wydatną trzecią harmoniczną. W kolumnie środkowej podstawowe harmoniczne strumieni kompensują się, zaś trzecie harmoniczne tworzą strumień roboczy.

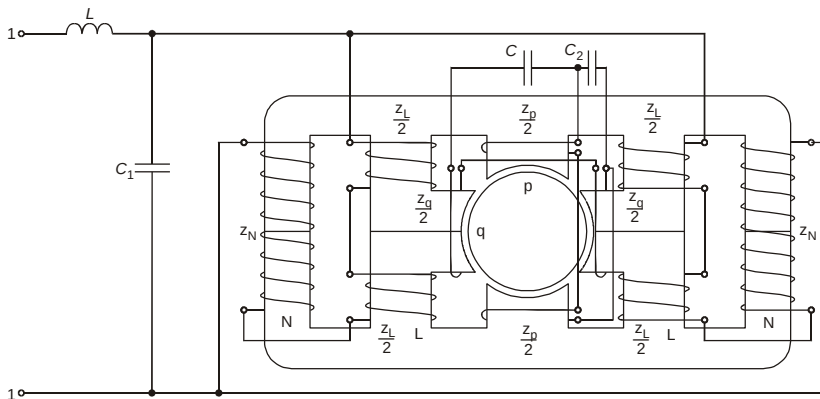


Rys. 3.4. Obwód magnetyczny i układ połączeń uzwojeń szybkoobrotowego silnika ze zwartą fazą rozruchową [246]

Liczby zwojów uzwojeń kolumn liniowej i nasycającej się oraz pola przekrojów obu kolumn należy dobrać tak, aby dla zadanej wartości napięcia zasilającego uzyskać żądany poziom trzeciej harmonicznej oraz zapewnić warunki kompensowania się pierwszych harmonicznych strumieni w szczelinie powietrznej pod biegunami. W rozważanym modelu dla uzyskania momentu

rozruchowego zastosowano fazę rozruchową w postaci zwoju zwartego, jakkolwiek pogarsza to parametry silnika. Hybrydowy silnik indukcyjny pokazany na rysunku 3.4 ma dużą prędkość obrotową w wąskim zakresie zmian napięcia wejściowego. Dlatego też, do stabilizacji napięcia zastosowano obwód w postaci czwórnika, zbudowany z dławika liniowego L_1 i kondensatora C_1 , dołączając go do zacisków 2-2' (rys. 3.4). Zmniejsza on odkształcenie prądu zasilającego i poprawia współczynnik mocy.

Wytwarzając w stojanie silnika wirujące pole kołowe można uzyskać poprawę jego parametrów. Układy takie przedstawiono na rysunkach 1.3 i 1.4. Silnik hybrydowy jest kombinacją silnika klasycznego oraz magnetycznego układu do potrojenia częstotliwości z wyjściem dwufazowym. Ma on dwie pary biegunów, przy czym każdemu z nich odpowiada elementarny obwód magnetyczny zbudowany z dwóch skrajnych nieliniowych rdzeni oraz rdzenia środkowego ze szczeliną powietrzną. Obydwie pary biegunów korespondują w działaniu ze strukturami składowymi w postaci jednofazowych przetworników z wyjściem dwufazowym (rys. 2.16b). Natomiast analizując drogę strumienia trzeciej harmonicznej, zamyka się on przez wirnik i magnetowód stojana silnika. Uzwojenia poszczególnych biegunów są połączone w układ Scotta przy zachowaniu odpowiedniego stosunku liczb zwojów kolumny liniowej i nieliniowej, mianowicie $N_I = 0,5\sqrt{3}N_{II}$, $N'_I = 0,5\sqrt{3}N'_{II}$. W celu podwyższenia wartości trzeciej harmonicznej, do uzwojeń N_C przyłączono kondensator C tworząc równoległy obwód ferorezonansowy, korespondujący z obwodem L_o, C_o z rysunku 2.11.



Rys. 3.5. Schemat ideowy modelu "a" silnika indukcyjnego szybkoobrotowego ($n \approx 8500$ obr/min) z fazą pomocniczą [41]

Odminną strukturę magnetowodu silnika hybrydowego, wykorzystującą rdzeń trójkolumnowy zaproponował autor w pracy [41] (rys. 3.5). Obwód

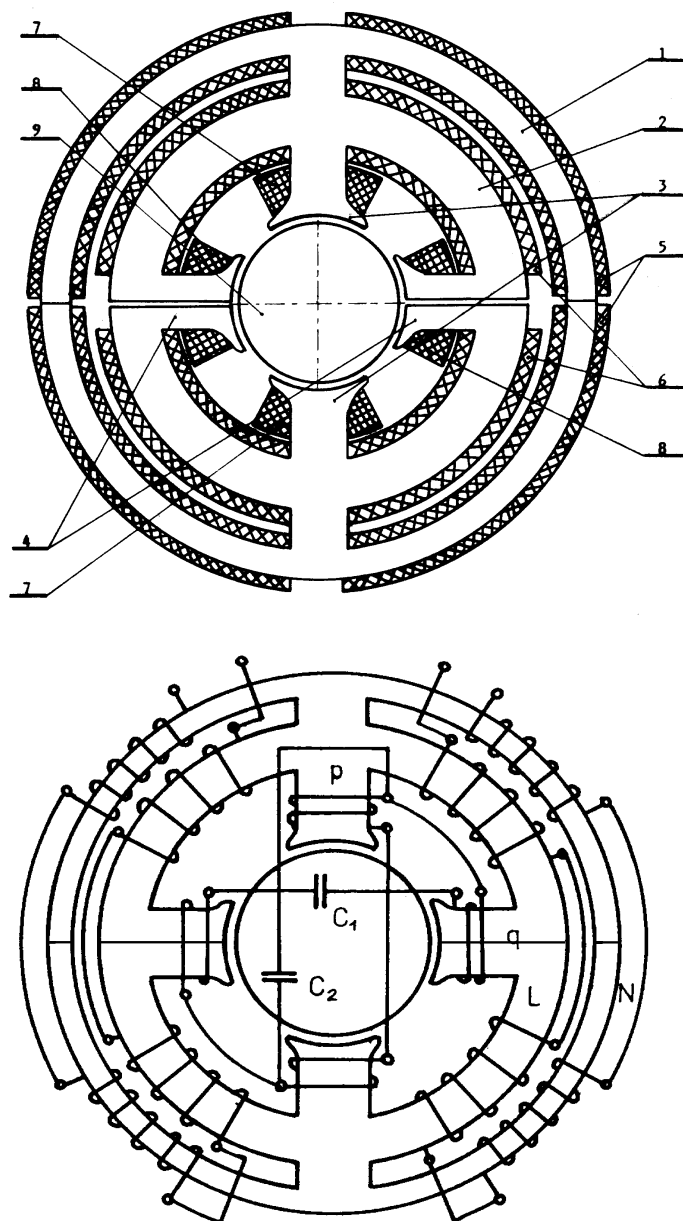
magnetyczny modelu "a" silnika składa się z pięciu kolumn zamkniętych przez jarzmo górne i dolne. Skrajne kolumny N są obwodami nasycającymi się, zaś kolumny wewnętrzne L ze szczelinami powietrznymi tworzą obwody liniowe. Kolumna środkowa tworzy parę biegunów p , pomiędzy którymi umieszczony jest wirnik klatkowy.

Para biegunów q jest przesunięta względem biegunów p o kąt $\pi/2$. Uzwojenia obwodu liniowego i nieliniowego połączone są szeregowo zgodnie. Części liniowa i nieliniowa magnetowodu, umieszczone obok siebie, tworzą podstawowy obwód generujący trzecią harmoniczną - przetwornik częstotliwości. W strukturze magnetowodu można wyróżnić dwa takie przetworniki. Ich uzwojenia mogą być łączone między sobą szeregowo lub równolegle. Strumienie trzecich harmoniczych, wytwarzanych w obwodach liniowym i nieliniowym, sumują się w środkowej kolumnie tworzącej biegun p . Podstawowa harmoniczna o częstotliwości 50 Hz zamyka się w kolumnach N i L i nie występuje w obszarze biegunów p . Przesunięcie fazowe strumienia magnetycznego biegunów q o kąt $\alpha \in <0, \pi/2>$ jest realizowane przez szeregowe połączenie kondensatora (lub rezystora) i uzwojeń biegunów q , oraz ich zasilanie napięciem z zacisków uzwojenia p . Strumień magnetyczny biegunów q zamyka się przez obie kolumny liniowe L oraz jarzma obwodu magnetycznego. W celu poprawy współczynnika mocy, stabilizacji napięcia na zaciskach uzwojeń silnika oraz poprawy kształtu prądu zasilającego zastosowano układ LC_1 w postaci filtru L .

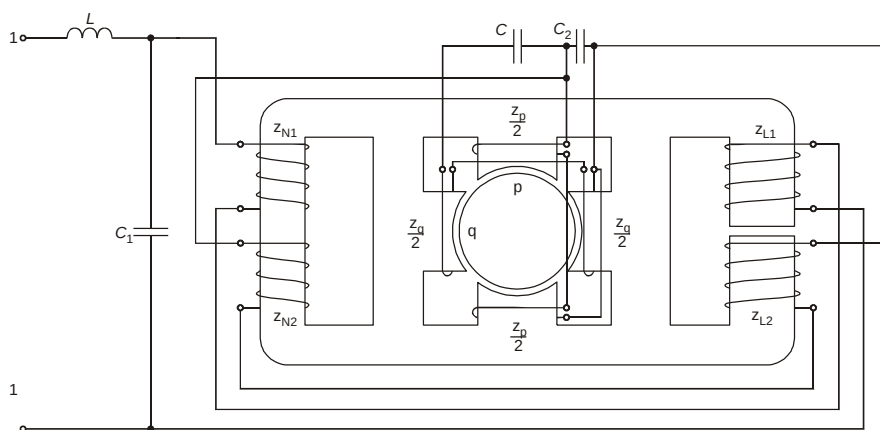
Przedstawiony model silnika szybkoobrotowego nie jest konstrukcją optymalną pod względem wykorzystania materiałów magnetycznych, lecz prostą w realizacji. Na rysunku 3.6 podano propozycję silnika z odmiennie ukształtowanymi magnetowodami o konstrukcji bardziej zwartej, zapewniającej mniejsze spadki napięć magnetycznych w obszarze stojana.

Kolejny opracowany na bazie pięciokolumnowego rdzenia magnetycznego model „c” silnika jednofazowego pokazano na rysunku 3.7. Magnetowód silnika może być wykonany z blach nieorientowanych w postaci prostokątnych pasków układanych na przemian w warstwy. Kolumny skrajne tworzą obwody: liniowy - ze szczeliną powietrzną i nasycający się. Kolumny wewnętrzne stanowią obwody o dogodnej drodze powrotnej dla strumieni magnetycznych, wytwarzanych w kolumnach skrajnych oraz dla strumieni trzeciej harmoniczej, występujących w biegunach silnika. Kolumna środkowa tworzy parę biegunów p , pomiędzy którymi umieszczono wirnik klatkowy.

Parę biegunów q przesuniętych w przestrzeni o kąt $\pi/2$ względem biegunów p tworzy jarzmo z otworem na wirnik, zawierające od wewnątrz dwie kolumny środkowe. Uzwojenie obwodu liniowego i nieliniowego są połączone szeregowo zgodnie. Kolumny liniowe i nasycająca się stanowią podstawowy obwód generujący trzecią harmoniczną strumienia.



Rys. 3.6. Model „b” silnika indukcyjnego szybkoobrotowego z fazą pomocniczą; 1 - obwód magnetyczny nasycający się N , 2 - obwód magnetyczny liniowy L , 3 - para biegunów p , 4 - para biegunów q , 5 - uzwojenie obwodu N , 6 - uzwojenie obwodu L , 7 - uzwojenie biegunów p , 8 - uzwojenie biegunów q , 9 - wirnik klatkowy [35]



Rys. 3.7. Schemat ideowy modelu „c” silnika indukcyjnego szybkoobrotowego ($n \approx 8500$ obr/min) z fazą pomocniczą [41]

Dodatkowe uzwojenie obwodu liniowego i nieliniowego połączone są szeregowo przeciwsobnie w celu eliminowania pierwszych harmonicznych w napięciu wyjściowym, uzyskiwanym z tych uzwojeń. Uzwojenia biegunów p i q silnika są zasilane napięciem z dodatkowych uzwojeń kolumn liniowej i nieliniowej. Uwydatnienie trzeciej harmonicznej następuje wskutek domagnesowującego oddziaływania obciążenia pojemnościowego C_2 obwodu wyjściowego przetwornika częstotliwości. Przesunięcie fazowe strumieni biegunów q o kąt $\alpha \in (0, \pi/2)$ jest uzyskiwane przez szeregowe połączenie kondensatora C_1 lub rezystora i uzwojeń biegunów q . Strumienie magnetyczne biegunów p i q zamykają się przez obie środkowe kolumny i jarzma magnetowodu silnika.

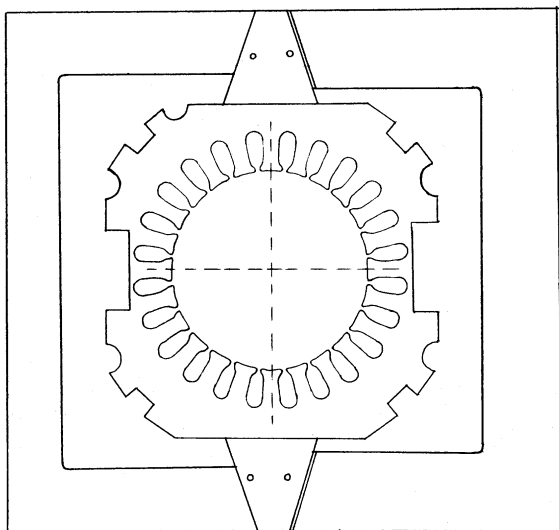
Kolumna nieliniowa magnetowodu silnika pracuje w obszarze znacznych nasyczeń i dokładne ustalenie wartości indukcji pracy na krzywej magnesowania wymaga weryfikacji doświadczalnej. Aby można było uzyskać, przy różnych napięciach zasilających, kompensowanie się napięć podstawowej harmonicznej w szeregowo połączonych dodatkowych uzwojeniach kolumny liniowej i nieliniowej, uzwojenia obu kolumn należy wykonać o różnej liczbie zwojów.

3.2.2. Modele fizyczne silników z biegunami utajonymi

Silniki z biegunami wydatnymi charakteryzują się niesinusoidalnym rozkładem pola magnetycznego w szczelinie silnika. Pola harmoniczne wirnika i stojana współdziałając wytwarzają momenty napędowe. Momenty asynchroniczne od wyższych harmonicznych są niekorzystne, ponieważ ograniczają moment wypadkowy i dla wartości poślizgu $s = 1$ szczególnie odkształcają charakterystykę momentu (pojawiają się lokalne ekstrema). Momenty synchroniczne mogą osiągać znaczne wartości i uniemożliwić rozruch silnika. Momenty te przy $s < 1$ są mniej

niebezpieczne z uwagi na bezwładność wirnika, który nie mogąc się nagle zatrzymać „przechodzi” przez krytyczne prędkości i osiąga prędkość podsynchroniczną. Pojawiają się również momenty przemienne, które zakłócają bieg wirnika przyspieszając go lub opóźniając.

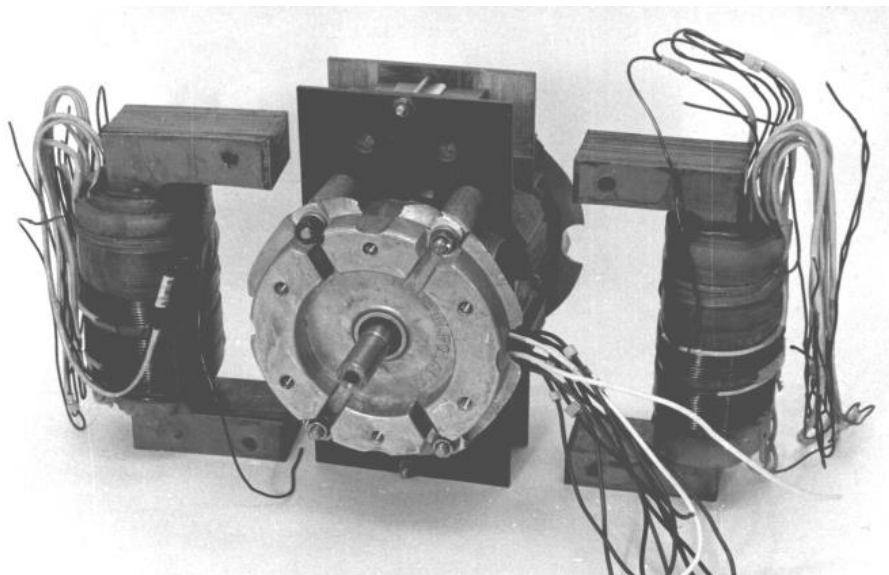
Aby osiągnąć bardziej równomierny rozkład pola magnetycznego na powierzchni wirnika, rozważono budowę modeli o uzłobkowanym stojanie (rys. 3.8 i rys. 3.9). Model I ma obwód magnetyczny o dwóch kolumnach liniowej i nieliniowej, które są magnesowane jednym prądem, podobnie jak w rozwiązaniu autorów japońskich [3, 247]. Strumienie magnetyczne w obu kolumnach są odkształcone trzecią harmoniczną. Strumienie podstawowej harmonicznej o częstotliwości 50 Hz są w fazie w obu kolumnach, natomiast trzeciej harmonicznej są w przeciwfazie. Różnica strumieni magnetycznych obu kolumn zawierająca trzecią harmoniczną jest skierowana w obszar uzłobkowany stojana i w obszar wirnika. Uzwojenie główne i rozruchowe są umieszczone w 24 żłobkach stojana. Szeregowo z uzwojeniem głównym może być połączony kondensator, aby zwiększyć wartość trzeciej harmonicznej.



Rys. 3.8. Struktura magnetowodu modelu I szybkoobrotowego silnika indukcyjnego [41]

Magnetowód modelu silnika tworzy pakiet składający się z 72 blach EP23 o grubości 0,5 mm. Uzwojenia kolumny liniowej i nieliniowej są nawinięte przewodem DNE ϕ 1,2 mm z odczepami o następującej liczbie zwojów: 400, 100, 50, 15, 10. Uzwojenia fazy głównej są wykonane przewodem DNE ϕ 0,52 mm, w postaci dwóch uzwojeń o czterech cewkach każde i liczbie zwojów: 46, 64, 64, 64 oraz odpowiednio 34, 46, 46, 46. Uzwojenia rozruchowe

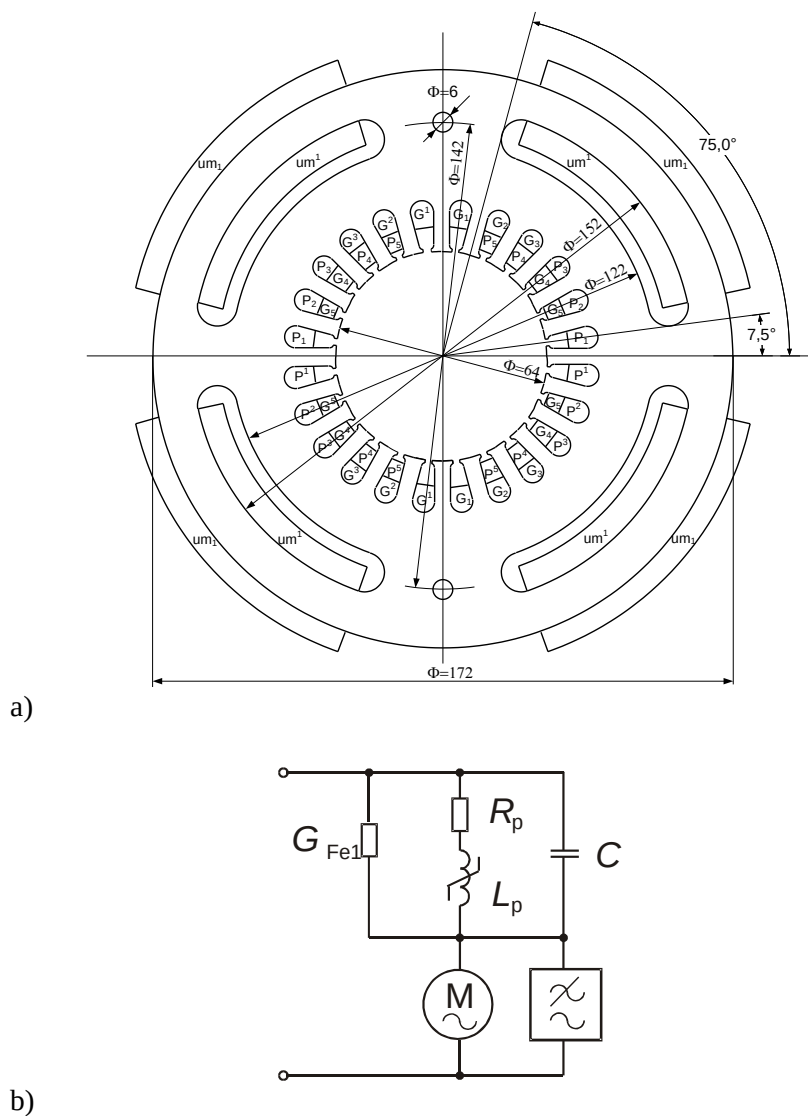
nawinięto przewodem DNE ϕ 0,35 mm, dwa jego uzwojenia składowe, które można łączyć szeregowo, mają po trzy cewki o liczbie zwojów: 63, 93, 125 oraz 38, 56, 75. Wirnik modelu silnika ma klatkę o 28 prętach, jest wirnikiem od silnika typu SH1, który był produkowany w Zakładach EDA w Poniatowej. Szczelina powietrzna pomiędzy wirnikiem i stojanem wynosi 0,3 mm. Magnetowód modelu I silnika indukcyjnego przedstawiony jest na rysunku 3.8.



Rys. 3.9. Widok elementów składowych modelu I szybkoobrotowego silnika indukcyjnego [41]

Magnetowód modelu II silnika, który spełnia jednocześnie funkcję przetwornika częstotliwości ma strukturę przedstawioną na rysunku 3.10.

Magnetowód wykonano z 96 blach EP23 o grubości 0,5 mm. Część wewnętrzna stojana ma 24 żłobki, w których są umieszczone uzwojenie główne i uzwojenie pomocnicze o osi przesuniętej o kąt $\pi/2$, służące do uzyskania momentu rozruchowego. Uzwojenia wykonano jako dwufazowe symetryczne tak, aby zapewnić zbliżony do sinusoidalnego rozkład pola magnetycznego w szczeliny silnika. Liczba żłobków na biegun i fazę wynosi 6. Uzwojenia fazy głównej i rozruchowe nawinięto przewodem DNE ϕ 0,45 mm w postaci dwóch pasm każde, o pięciu cewkach i liczbie zwojów: 69, 64, 55, 42, 36 oraz odpowiednio 41, 38, 33, 25, 21. W części zewnętrznej magnetowodu występują elementy, które pracują w nasyceniu magnetycznym i służą do uzyskania strumienia trzeciej harmonicznej. Elementy nieliniowe są magnesowane prądem płynącym przez 4 uzwojenia połączone szeregowo-zgodnie, które można nazwać uzwojeniami przetwornika częstotliwości.

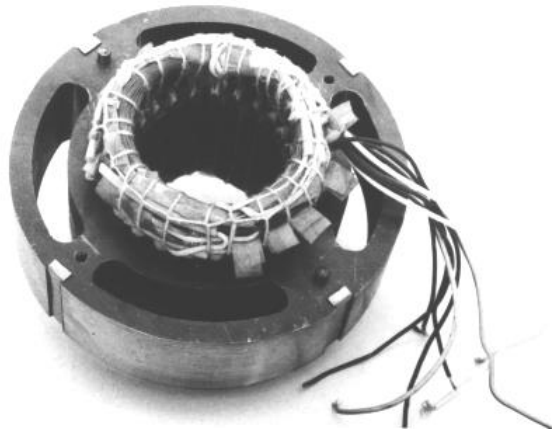


Rys. 3.10. Przekrój magnetowodu modelu II hybrydowego szybkoobrotowego silnika indukcyjnego (a) oraz jego schemat ideowy (b) [58]

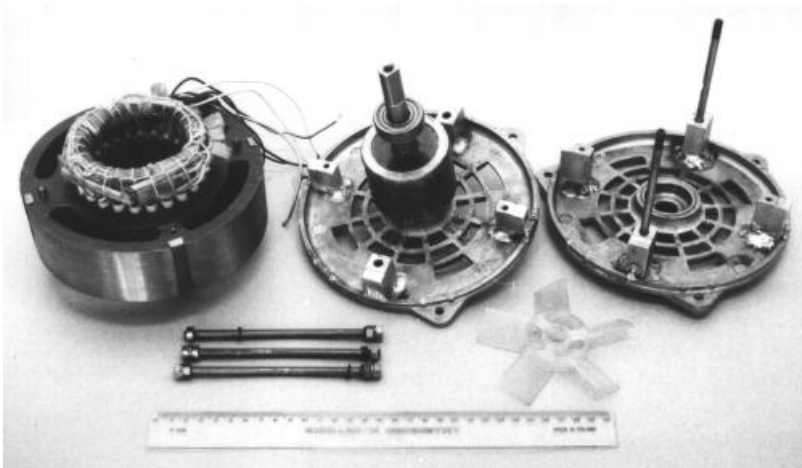
Każde z uzwojeń wykonano przewodem DNE ϕ 1 mm z odczepami o liczbie zwojów: 250, 30, 25, 20, 15, 10. Równolegle z tymi uzwojeniami łączymy kondensator kompensujący składową bierną pierwszej harmonicznej prądu. Wskutek tego, prąd płynący przez uzwojenie główne, połączone z uzwojeniami przetwornika i zaciskiem sieci (rys. 3.10b), zawiera dominującą składową potrójonej częstotliwości. Aby ograniczyć składową podstawową prądu

o częstotliwości sieci w uzwojeniu głównym i dodatkowym, równolegle z nimi można połączyć filtr dolnoprzepustowy o małej reaktancji dla pierwszej harmonicznej. Wirnik modelu silnika ma klatkę o 18 prętach, jest wirnikiem od silnika typu SED110-4, który był produkowany w Zakładach EDA w Poniatowej. Szczelina powietrzna pomiędzy wirnikiem i stojanem wynosi 0,3 mm.

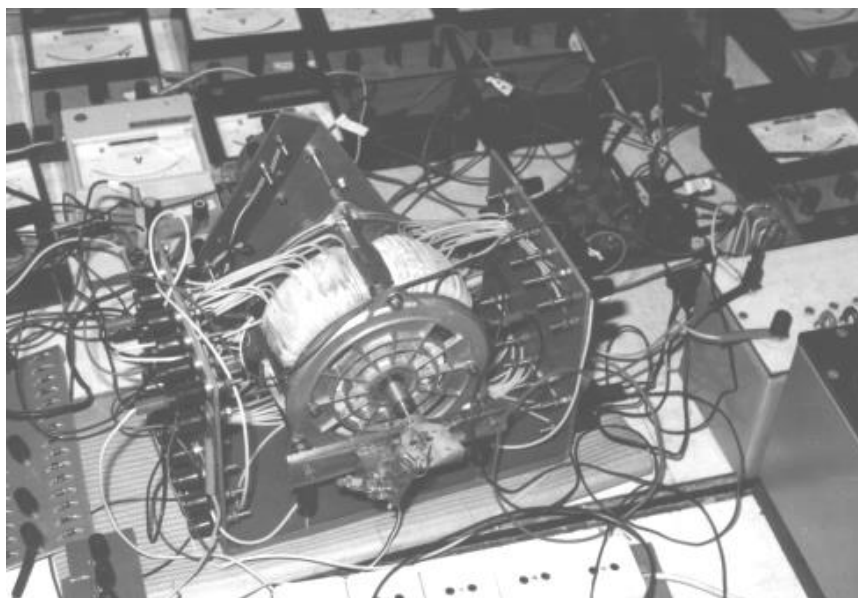
Magnetowód modelu II silnika hybrydowego oraz jego elementy składowe przedstawiono na rysunkach 3.11 i 3.12, natomiast widok modelu silnika wraz z urządzeniami stanowiska pomiarowego na rysunkach 3.13 i 3.14.



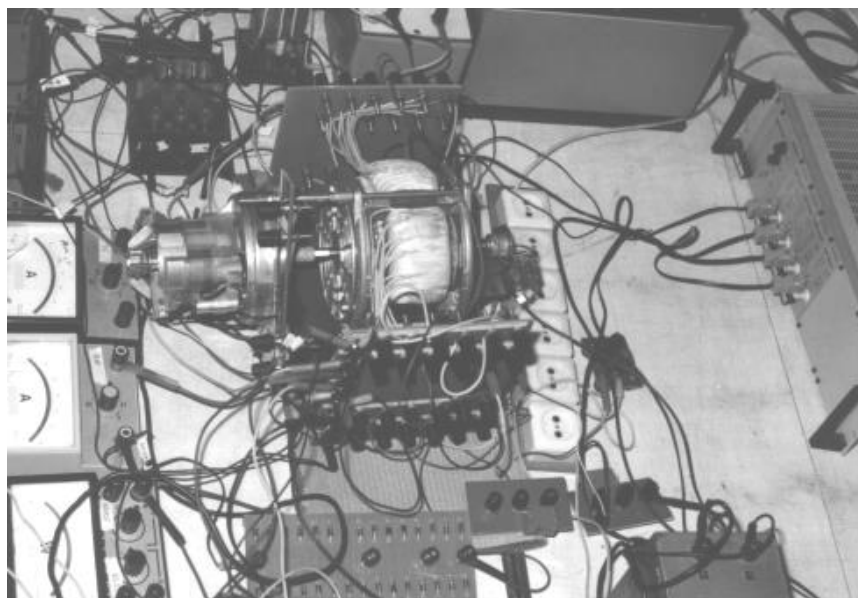
Rys. 3.11. Magnetowód modelu II hybrydowego szybkoobrotowego silnika indukcyjnego z uzwojeniami głównym i pomocniczym, bez uzwojeń przetwornika częstotliwości [58]



Rys. 3.12. Elementy składowe modelu II hybrydowego szybkoobrotowego silnika indukcyjnego



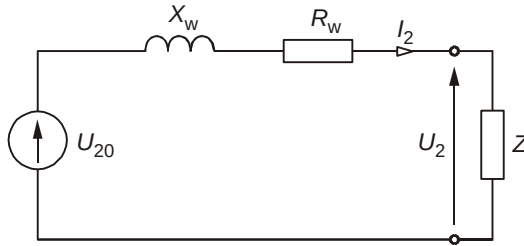
Rys. 3.13. Widok modelu II hybrydowego szybkoobrotowego silnika indukcyjnego



Rys. 3.14. Widok modelu II hybrydowego szybkoobrotowego silnika indukcyjnego oraz przyrządów stanowiska pomiarowego

3.2.3. Analiza obwodu generującego trzecią harmoniczną strumienia w magnetowodach modelu silnika

Utworzenie pełnego schematu zastępczego obwodu jest utrudnione ze względu na różne częstotliwości wejściową (50 Hz) i wyjściową (150 Hz). W uproszczonej analizie wygodnie jest wprowadzić schemat generatorowy (rys. 3.15), w którym jest źródło siły elektromotorycznej o wartości równej napięciu wyjściowemu w stanie jałowym przetwornika częstotliwości oraz reaktancja wewnętrzna i rezystancja. Wartość rezystancji stanowi, co najwyżej kilka procent wartości reaktancji i może być pominięta w rozważaniach.



Rys. 3.15. Schemat zastępczy obwodu wyjściowego generującego trzecią harmoniczną

Napięcie wyjściowe w stanie jałowym dla modelu I określone jest zależnością:

$$(3-11) \quad U_2 = 2\sqrt{2}\pi f_2 (S_{FeN} z_{2N} B_{30N} + S_{FeL} z_{2L} B_{30L}),$$

a dla modelu II silnika następująco:

$$(3-12) \quad U_2 = 2\sqrt{2}\pi f_2 S_{Fe} z_1 B_{30},$$

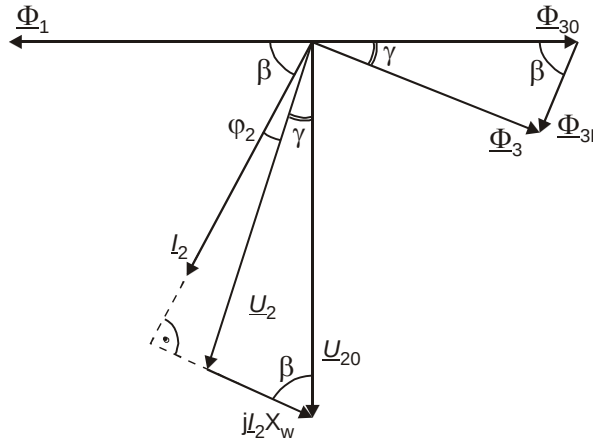
gdzie: f_2 - częstotliwość na wyjściu (150Hz),

B_{30N} , B_{30L} , B_{30} - amplitudy indukcji trzeciej harmoniczej w stanie jałowym w kolumnie nieliniowej i liniowej modelu I oraz w magnetowodzie przetwornika modelu II,

z_{N2} , z_{L2} , z_1 - liczba zwojów uzwojenia kolumny nieliniowej i liniowej modelu I oraz magnetowodu przetwornika modelu II,

S_{FeN} , S_{FeL} , S_{Fe} - przekrój poprzeczny kolumny nieliniowej i liniowej modelu I oraz magnetowodu przetwornika modelu II.

Dla danej chwili czasu, w której strumień podstawowej harmoniczej indukcji jest w przeciwfazie w stosunku do strumienia trzeciej harmoniczej, można przedstawić wykres fazorowy (rys. 3.16).



Rys. 3.16. Wykres fazorowy obwodu wtórnego generującego trzecią harmoniczną dla obciążenia o charakterze czynno-indukcyjnym

Prąd obciążenia obwodu wyjściowego wytwarza w rdzeniu strumień Φ_{3I} oddziaływania strony wtórnej, który dodając się geometrycznie do składowej Φ_{30} powoduje powstanie w rdzeniu wypadkowego strumienia Φ_3 przesuniętego w fazie o kąt γ . Powoduje to zmniejszenie wtórnej siły elektromotorycznej dla obciążeń o charakterze czynno-indukcyjnym.

Z trójkąta napięć możemy zapisać:

$$(3-13) \quad U_{20}^2 = U_2^2 + (I_2 X_w)^2 - 2U_2 I_2 X_w \cos(\pi/2 + \varphi_2),$$

rozwiązując równanie (3-13) względem napięcia U_2 otrzymamy:

$$(3-14) \quad U_2 = \sqrt{U_{20}^2 - (I_2 X_w \cos \varphi_2)^2} - I_2 X_w \sin \varphi_2.$$

Równanie (3-14) opisuje charakterystykę zewnętrzną obwodu generującego trzecią harmoniczną. Przebieg charakterystyk zewnętrznych zależy od charakteru obciążenia obwodu, wartości napięcia zasilającego oraz od nieliniowości obwodu magnetycznego. Charakterystyki mocy oddawanej przez obwód wyjściowy można wyznaczyć z równania (3-14) mnożąc je przez wartości prądu I_2 :

$$(3-15) \quad S_2 = I_2 (\sqrt{U_{20}^2 - (I_2 X_w \cos \varphi_2)^2} - I_2 X_w \sin \varphi_2).$$

Aby wyznaczyć ekstremum mocy wyjściowej można obliczyć pochodną mocy względem prądu I_2 . Porównując ją do zera i dokonując przekształceń otrzymamy, że maksimum mocy obwodu wyjściowego występuje przy wartości prądu:

$$(3-16) \quad I_{2Sm} = \frac{U_{20}}{X_w \sqrt{2(1 + \sin \varphi_2)}},$$

i wynosi:

$$(3-17) \quad S_{2m} = \frac{U_{20}^2}{2X_w(1 + \sin \varphi_2)}.$$

Charakterystyki maksimum mocy przesuwają się w stronę mniejszych wartości prądów dla obciążeń o charakterze czynno-indukcyjnym tym bardziej im wartość współczynnika mocy maleje. Natomiast przy obciążeniach o charakterze czynno-pojemnościowym, maksimum mocy przesuwają się w stronę większych wartości prądów obciążenia wraz ze zmniejszaniem się współczynnika mocy. Wzrost napięcia U_{20} oraz zmiana charakteru obciążenia na czynno-pojemnościowe powoduje znaczny wzrost mocy maksymalnej obwodu wyjściowego generującego trzecią harmoniczną.

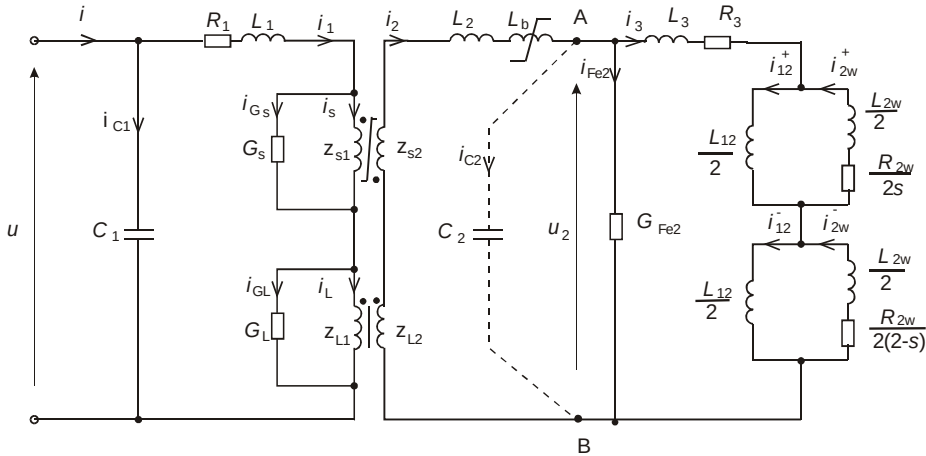
3.3. Model matematyczny i schemat zastępczy szybkoobrotowego silnika indukcyjnego

3.3.1. Schemat zastępczy modelu silnika hybrydowego I

Schemat zastępczy modelu I silnika hybrydowego można utworzyć z dwóch struktur (rys. 3.17) obwodu przemiennika częstotliwości, który zawiera szeregowo połączone transformatory - liniowy i nieliniowy o uzwojeniach wtórnych połączonych przeciwsobnie, oraz silnika jednofazowego z włączoną fazą główną, reprezentowanego przez obwód A-B dla dwóch składowych strumieni wirujących współbieżnej i przeciwbieżnej. Przekładnie zwojowe transformatora liniowego i nieliniowego wygodnie jest przyjąć równe jedności. W zbudowanym modelu fizycznym I (rys. 3.9), między innymi ze względów wytrzymałościowych i konstrukcyjnych, zastosowano bocznik magnetyczny, który na schemacie jest określony przez nieliniową indukcyjność L_b . W ustalonych warunkach pracy, blachy bocznika są nasycone magnetycznie i w przybliżeniu można przyjąć $L_b = 0$.

Na schemacie zastępczym silnika hybrydowego można wyróżnić elementy reprezentujące silnik klasyczny: L_{12} - indukcyjność związaną ze strumieniem głównym, R_{2w} , L_{2w} - rezystancję oraz indukcyjność zastępczego uzwojenia wirnika, sprowadzone do uzwojenia stojana, R_3 , L_3 - rezystancję uzwojenia stojana oraz jego indukcyjność rozproszenia. Ponadto występują elementy charakteryzujące przetwornik częstotliwości: są to dwa transformatory - nasycający się i liniowy o liczbie zwojów uzwojeń z_{s1} , z_{s2} oraz z_{L1} , z_{L2} , L_2 - indukcyjność rozproszenia uzwojeń wtórnych tych transformatorów, R_1 , L_1 - rezystancja oraz indukcyjność rozproszenia uzwojeń pierwotnych.

Kondensator C_1 służy do poprawy współczynnika mocy. Do uzwojeń umieszczonych w części uzłobkowanej stojana jest dołączona pojemność C_2 , wpływająca na wartość napięcia wyjściowego (strumienia trzeciej harmonicznej). Jej wartość na schemacie należy określić, w stosunku do rzeczywistej, uwzględniając liczby zwojów uzwojeń stojana i przetwornika częstotliwości oraz współczynniki uzwojeń. Elementy schematu zastępczego reprezentujące straty mocy w żelazie G_s , G_L , G_{Fe2} , można wyznaczyć eksperymentalnie dla ustalonych warunków pracy modelu.



Rys. 3.17. Schemat zastępczy modelu silnika hybrydowego I bez fazy rozruchowej

Moment obrotowy wytwarzany przez silnik ma dwie składowe - moment napędowy M^+ , wytwarzany przez współbieżne pole magnetyczne i hamujący M^- wytwarzany przez przeciwbieżne pole magnetyczne. Można wykazać [167], że przyjmuje on postać:

$$(3-18) \quad M = M^+ - M^- = \frac{R_{2w}(I_{2w}^+)^2}{2\omega_s s} - \frac{R_{2w}(I_{2w}^-)^2}{2\omega_s (2-s)},$$

gdzie:

ω_s - prędkość synchroniczna składowych pól wirujących,

I_{2w}^+, I_{2w}^- - prądy wirnika wywołane polem współbieżnym i przeciwbieżnym, sprowadzone do uzwojenia stojana.

Schemat zastępczy hybrydowego silnika indukcyjnego przedstawiono na rysunku 3.18. Część nieliniowa, w której generowany jest strumień trzeciej harmonicznej zastąpiony jest przez nieliniową indukcyjność L_p . Równolegle do niej jest dołączony kondensator służący do kompensacji harmonicznej prądu o częstotliwości sieci. Straty w żelazie w zewnętrznym obwodzie magnetowodu można w przybliżeniu określić wprowadzając empirycznie wyznaczoną konduktywność. Do opisu części liniowej silnika przyjęto model w układzie d - q .

w którym prądy i napięcia stojana ($i_d^s, i_q^s, u_d^s, u_q^s$) odpowiadają wielkościom rzeczywistym, natomiast zastąpienie zmiennych i_d^r, i_q^r zmiennymi rzeczywistymi, wymaga jedynie dokonania transformacji. Jak wiadomo uzwojenia stojana i wirnika maszyny $d-q$ są identyczne z uzwojeniami stojana i wirnika maszyny $a-b$, które z kolei są identyczne z uzwojeniami wyjściowej maszyny dwufazowej. W obszarze wirnika i części stojana, tworzących przetwornik elektromechaniczny, założono liniową charakterystykę magnesowania, co oznacza stałą wartość indukcyjności własnych i wzajemnych uzwojeń stojana i wirnika.

Na podstawie prądowego i napięciowego prawa Kirchhoffa można napisać:

$$(3-19) \quad u = i_p R_p + z_p \frac{d\Phi_p}{dt} + u_1,$$

$$(3-20) \quad u_1 = u_d^s = u_q^s + u_c = u_q^s + \frac{1}{C} \int i_q^s dt,$$

$$(3-21) \quad i_c + i_p + i_{Fe1} = i_d^s + i_q^s + i_{Fe2} + i_f,$$

Z prawa przepływu dla obwodu magnetycznego przetwornika mamy:

$$(3-22) \quad z_p i_p = f(\Phi_p),$$

Liniową część modelu opisują równania maszyny $d-q$ [149]:

$$(3-23) \quad u_d^s = R_d^s i_d^s + L_d^s \frac{di_d^s}{dt} + M_d^{sr} \frac{di_d^r}{dt},$$

$$(3-24) \quad u_q^s = R_q^s i_q^s + L_q^s \frac{di_q^s}{dt} + M_q^{sr} \frac{di_q^r}{dt},$$

$$(3-25) \quad M_d^{sr} \frac{di_d^s}{dt} + G_{dq}^{rs} \omega^r i_q^s + R_d^r i_d^r + L_d^r \frac{di_d^r}{dt} + G_{dq}^{\pi} \omega^r i_q^r = 0,$$

$$(3-26) \quad -G_{qd}^{rs} \omega^r i_d^s + M_q^{sr} \frac{di_q^s}{dt} - G_{qd}^{\pi} \omega^r i_d^r + R_q^r i_q^r + L_q^r \frac{di_q^r}{dt} = 0.$$

Równanie obwodu mechanicznego ma postać:

$$(3-27) \quad M_e = J \frac{d\omega^r}{dt} + D_\phi \omega^r + M^r,$$

gdzie:

M^r - moment obrotowy przyłożony z zewnątrz,

J - całkowity biegunowy moment bezwładności wirnika,

D_ϕ - współczynnik tarcia w ruchu obrotowym.

W równaniu (3-27) pominięto współczynnik sprężystości wału w ruchu obrotowym.

Moment elektromagnetyczny można wyrazić następująco:

$$(3-28) \quad M_e = -(G_{dq}^{rs} i_q^s + G_{dq}^{\pi r} i_d^r) i_d^r + (G_{qd}^{rs} i_d^s + G_{qd}^{\pi r} i_q^r) i_q^r.$$

W równaniach (3-25), (3-26), (3-27) literą G oznaczono współczynniki proporcjonalności między napięciami rotacji, indukowanymi w uzwojeniach wirnika, a prędkością obrotową ω^r i odpowiednimi prądami. Między indukcyjnościami rotacji a indukcyjnościami własnymi i wzajemnymi przy uwzględnieniu, że liczba par biegunów modelu $p = 1$ zachodzą następujące zależności dla wartości maksymalnych [149]:

$$(3-29) \quad \begin{aligned} G_{dq}^{rs} &= M_q^{sr}, G_{qd}^{rs} = M_d^{sr} \\ G_{dq}^{\pi r} &= L_q^r, G_{qd}^{\pi r} = L_d^r \end{aligned}$$

Indukcyjności własne modelu d - q maszyny są określone następująco[149]:

$$(3-30) \quad L_d^s = (\lambda_d + \lambda_\sigma^s)(z_d^s k_{du}^s)^2 = M_d^s + L_{d\sigma}^s,$$

$$(3-31) \quad L_d^s = (\lambda_d + \lambda_\sigma^s)(z_d^s k_{du}^s)^2 = M_d^s + L_{d\sigma}^s,$$

$$(3-32) \quad L_d^r = (\lambda_d + \lambda_\sigma^r)(z_d^r k_{du}^r)^2 = M_d^r + L_{d\sigma}^r,$$

$$(3-33) \quad L_q^r = (\lambda_q + \lambda_\sigma^r)(z_q^r k_{qu}^r)^2 = M_q^r + L_{q\sigma}^r,$$

przy czym:

$M_d^s, M_q^s, M_d^r, M_q^r$ - indukcyjności główne,

$L_{d\sigma}^s, L_{d\sigma}^r, L_{q\sigma}^r$ - indukcyjności rozproszenia,

λ_d, λ_q - permeancje na drodze strumienia indukcji wzajemnej w osi podłużnej i poprzecznej,

$\lambda_\sigma^s = \lambda_{d\sigma}^s = \lambda_{q\sigma}^s$ - permeancje na drodze strumieni rozproszonych uzwojeń stojana,

$\lambda_\sigma^r = \lambda_{d\sigma}^r = \lambda_{q\sigma}^r$ - permeancje na drodze strumieni rozproszonych uzwojeń wirnika,

$k_{du}^s, k_{qu}^s, k_{du}^r, k_{qu}^r$ - współczynniki uwzględniające rozłożenie uzwojeń stojana i wirnika.

W rozważaniach przyjęto założenie upraszczające, że permeancje na drodze strumieni rozproszonych uzwojeń w osiach d i q są jednakowe dla stojana i wirnika [33], indukcyjności wzajemne mają postać:

$$(3-34) \quad M_d^{sr} = \lambda_d (z_d^s k_{du}^s) (z_d^r k_{du}^r),$$

$$(3-35) \quad M_q^{sr} = \lambda_d (z_d^s k_{du}^s) (z_d^r k_{du}^r).$$

W maszynie o biegunach utajonych, permeancje na drodze strumieni indukcji wzajemnej są jednakowe:

$$(3-36) \quad \lambda_d = \lambda_q = \lambda,$$

natomiast dla wirnika klatkowego można przyjąć, że $k_{du}^r = k_{qu}^r = k_u^r$ oraz, że indukcyjności rozproszenia $L_{d\sigma}^r = L_{q\sigma}^r = L_\sigma^r$ zatem:

$$(3-37) \quad L_d^r = L_q^r = L^r.$$

Na podstawie zależności (3-29), (3-37) uwzględniających specyfikę modelu II silnika, równania modelu d - q dla części liniowej przyjmą postać:

$$(3-38) \quad u_d^s = R_d^s i_d^s + L_d^s \frac{di_d^s}{dt} + M_d^{sr} \frac{di_d^r}{dt},$$

$$(3-39) \quad u_q^s = R_q^s i_q^s + L_q^s \frac{di_q^s}{dt} + M_q^{sr} \frac{di_q^r}{dt},$$

$$(3-40) \quad M_d^{sr} \frac{di_d^s}{dt} + M_q^{sr} \omega^r i_q^s + R_d^r i_d^r + L_d^r \frac{di_d^r}{dt} + L_q^r \omega^r i_q^r = 0,$$

$$(3-41) \quad -M_d^{sr} \omega^r i_d^s + M_q^{sr} \frac{di_q^s}{dt} - L_d^r \omega^r i_d^r + R_q^r i_q^r + L_q^r \frac{di_q^r}{dt} = 0,$$

$$(3-42) \quad M_e = M_d^{sr} i_d^s i_q^r - M_q^{sr} i_q^s i_d^r.$$

Prądy w równaniu (3-21) można wyrazić następująco:

$$(3-43) \quad i_p = \frac{1}{z_p} f(\Phi_p),$$

$$(3-44) \quad i_{Fe1} = G_{Fe1} (i_p R_p + z_p \frac{d\Phi_p}{dt}),$$

$$(3-45) \quad i_c = C(R_p \frac{di_p}{dt} + z_p \frac{d^2 \Phi_p}{dt^2}),$$

$$(3-46) \quad i_{Fe2} = G_{Fe2} u_1,$$

$$(3-47) \quad i_f = f(u_1),$$

jeżeli założyć, że filtr dolnoprzepustowy jest dławikiem o pomijalnej rezystancji, wówczas:

$$(3-48) \quad i_f = \frac{1}{L} \int u_1 dt = \frac{1}{L} (R_d^s \int i_d^s dt + L_d^s i_d^s + M_d^{sr} i_d^r).$$

Biorąc pod uwagę zależności (3-38)-(3-48), po przekształceniach otrzymuje się równania obwodów elektrycznych modelu II hybrydowego silnika indukcyjnego:

$$(3-49) \quad u = \frac{1}{z_p} R_p f(\Phi_p) + z_p \frac{d\Phi_p}{dt} + R_d^s i_d^s + L_d^s \frac{di_d^s}{dt} + M_d^{sr} \frac{di_d^r}{dt},$$

$$(3-50) \quad z_p C \frac{d^3 \Phi_p}{dt^3} + G_{Fe1} z_p \frac{d^2 \Phi_p}{dt^2} + \frac{1}{z_p} C R_p \frac{d^2 f(\Phi_p)}{dt^2} + \frac{1}{z_p} (1 + R_p G_{Fe1}) \frac{df(\Phi_p)}{dt} - G_{Fe2} L_d^s \frac{d^2 i_d^s}{dt^2} - (1 + \frac{L_d^s}{L} +$$

$$G_{Fe2} R_d^s) \frac{di_d^s}{dt} - \frac{R_d^s}{L} i_d^s - G_{Fe2} M_d^{rs} \frac{d^2 i_d^r}{dt^2} - \frac{M_d^{rs}}{L} \frac{di_d^r}{dt} = 0$$

$$(3-51) \quad -R_d^s \frac{di_d^s}{dt} - L_d^s \frac{d^2 i_d^s}{dt^2} - M_d^{sr} \frac{d^2 i_d^r}{dt^2} + R_q^s \frac{di_q^s}{dt} + M_q^{sr} \frac{d^2 i_q^r}{dt^2} + \frac{1}{C_q^s} i_q^s = 0,$$

$$(3-52) \quad M_d^{sr} \frac{di_d^s}{dt} + M_q^{sr} \omega^r i_q^s + R_d^r i_d^r + L_d^r \frac{di_d^r}{dt} + L_q^r \omega^r i_q^r = 0,$$

$$(3-53) \quad M_d^{sr} \omega^r i_d^s + M_q^{sr} \frac{di_q^s}{dt} - L_d^r \omega^r i_d^r + R_q^r i_q^r + L_q^r \frac{di_q^r}{dt} = 0.$$

Równanie równowagi mechanicznej opisuje równanie (3-27), w którym moment elektromagnetyczny określa zależność (3-42).

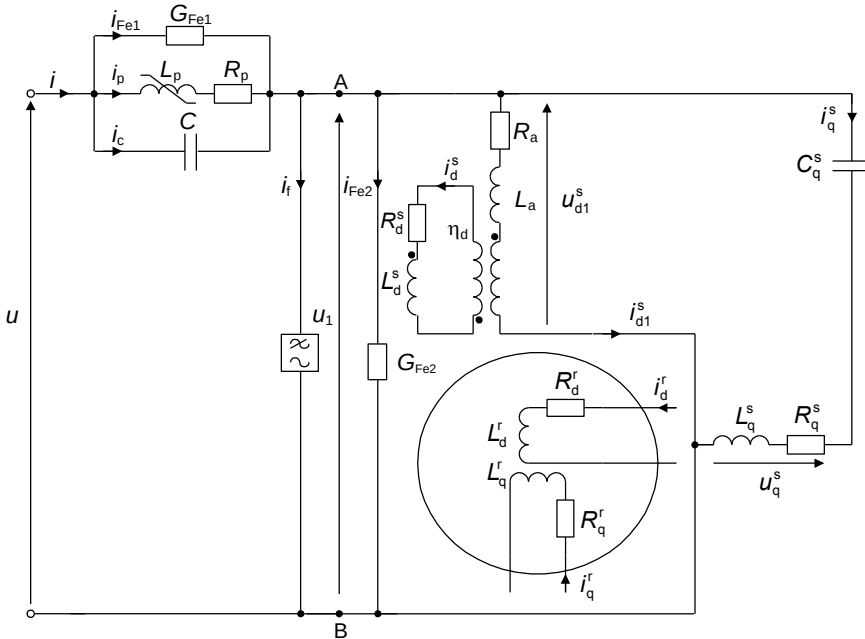
Układ równań różniczkowych (3-49), (3-50), (3-51), (3-52), (3-53), (3-27), opisujący model II silnika hybrydowego, można rozwiązać i otrzymać przebiegi chwilowe poszczególnych wielkości. Są one przedstawione na rysunkach 4.3-4.8 w rozdziale 4.

Aby uzyskać symetrię w modelu d - q silnika, w przypadku, gdy uzwojenie główne i pomocnicze różnią się wartościami parametrów, w schemacie zastępczym w gałęzi d lub q (rys. 3.19) można wprowadzić idealny transformator powietrzny o odpowiednio dobranej przekładni η_d .

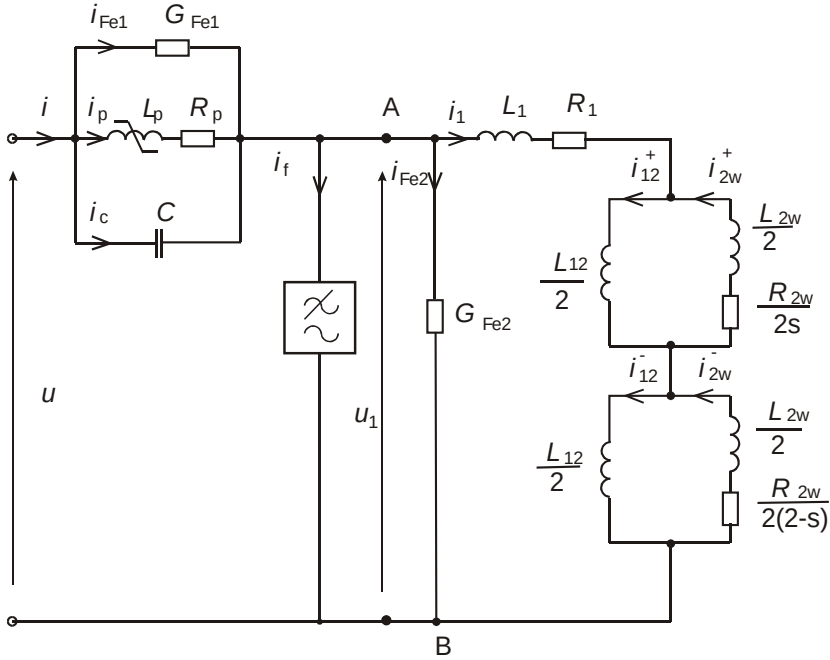
Związki pomiędzy indukcyjnościami i rezystancjami w osi d są wówczas następujące:

$$(3-54) \quad \begin{aligned} i_{d1}^s &= i_d^s \cdot \frac{1}{\eta_d} \\ L_{d1}^s &= L_d^s \cdot \eta_d^2 \\ R_{d1}^s &= R_d^s \cdot \eta_d^2 + R_a \\ M_{d1}^{sr} &= M_d^{sr} \cdot \eta_d \end{aligned}$$

Dla przypadku, gdy faza pomocnicza jest odłączona po rozruchu, schemat zastępczy modelu silnika hybrydowego II przedstawia rysunku 3.20, umożliwia on wyznaczenie statycznych charakterystyk silnika w funkcji obciążenia.



Rys. 3.19. Schemat zastępczy hybrydowego silnika indukcyjnego w przypadku występowania asymetrii uzwojeń, (model II)



Rys. 3.20. Schemat zastępczy modelu silnika hybrydowego II bez fazy rozruchowej

3.3.3. Model matematyczny silnika hybrydowego II w ujęciu metody zmiennych stanu

Opis dynamiki modelu silnika hybrydowego II zostanie również przedstawiony po wprowadzeniu metody zmiennych stanu [153]. Zależności między wielkościami można podać w postaci układu równań różniczkowych, przedstawiających równanie ruchu obrotowego wirnika oraz związki między napięciami, prądami i strumieniami magnetycznymi w układzie.

Jako zmienne stanu obierzemy wartości chwilowe strumieni skojarzonych z uzwojeniami fazowymi zastępczej maszyny dwufazowej, mają one następującą postać:

$$(3-55) \quad \Psi_d^s = L_d^s i_d^s + M_d^{sr} i_q^r,$$

$$(3-56) \quad \Psi_q^s = L_q^s i_q^s + M_q^{sr} i_d^r,$$

$$(3-57) \quad \Psi_d^r = L_d^r i_d^r + M_d^{sr} i_d^s,$$

$$(3-58) \quad \Psi_q^r = L_q^r i_q^r + M_q^{sr} i_q^s.$$

Napięcia w osiach p i q modelu (3-38), (3-39), (3-40) i (3-41) można zapisać w funkcji strumieni skojarzonych z uzwojeniami fazowymi:

$$(3-59) \quad u_d^s = R_d^s i_d^s + \frac{d\Psi_d^s}{dt},$$

$$(3-60) \quad u_q^s = R_q^s i_q^s + \frac{d\Psi_q^s}{dt},$$

$$(3-61) \quad R_d^r i_d^r + \frac{d\Psi_d^r}{dt} + \omega^r \Psi_q^r = 0,$$

$$(3-62) \quad R_q^r i_q^r + \frac{d\Psi_q^r}{dt} - \omega^r \Psi_d^r = 0.$$

Na podstawie powyższych związków wyrazimy składowe prądów w zależności od strumieni skojarzonych z uzwojeniami fazowymi.

Z równania (3-57) wyznaczmy prąd w uzwojeniu zastępczym wirnika w osi d :

$$(3-63) \quad i_d^r = \frac{\Psi_d^r}{L_d^r} - \frac{M_d^{sr}}{L_d^r} i_d^s,$$

podstawiając zależność (3-63) do równania (3-55) otrzymujemy:

$$(3-64) \quad \Psi_d^s = L_d^s i_d^s + \frac{M_d^{sr}}{L_d^r} \Psi_d^r - \frac{(M_d^{sr})^2}{L_d^r} i_d^s.$$

Stąd po przekształceniach, prąd w uzwojeniu stojana w osi d wyniesie:

$$(3-65) \quad i_d^s = \frac{L_d^r}{L_d^s L_d^r - (M_d^{sr})^2} \Psi_d^s - \frac{M_d^{sr}}{L_d^s L_d^r - (M_d^{sr})^2} \Psi_d^r.$$

Uwzględniając zależności (3-56) i (3-58), w podobny sposób można wyznaczyć prąd i_q^s w uzwojeniu stojana w osi q :

$$(3-66) \quad i_q^s = \frac{L_q^r}{L_q^s L_q^r - (M_q^{sr})^2} \Psi_q^s - \frac{M_q^{sr}}{L_q^s L_q^r - (M_q^{sr})^2} \Psi_q^r.$$

Prądy i_d^r, i_q^r w uzwojeniach zastępczych wirnika w osiach d i q , znajdujemy ze związków (3-55), (3-65) i (3-56), (3-66):

$$(3-67) \quad i_d^r = \frac{L_d^s}{L_d^s L_d^r - (M_d^{sr})^2} \Psi_d^r - \frac{M_d^{sr}}{L_d^s L_d^r - (M_d^{sr})^2} \Psi_d^s,$$

$$(3-68) \quad i_q^r = \frac{L_q^s}{L_q^s L_q^r - (M_q^{sr})^2} \Psi_q^r - \frac{M_q^{sr}}{L_q^s L_q^r - (M_q^{sr})^2} \Psi_q^s.$$

Pochodne czasowe składowych strumieni $\Psi_d^s, \Psi_d^r, \Psi_q^s, \Psi_q^r$ skojarzonych z uzwojeniami fazowymi silnika, wyrażone w funkcji prądów $i_d^s, i_d^r, i_q^s, i_q^r$, możemy wyznaczyć z równań (3-59), (3-60) i (3-61), (3-62). Uwzględniając zależności (3-65), (3-66), (3-67), (3-68), po przekształceniach otrzymujemy:

$$(3-69) \quad \frac{d\Psi_d^s}{dt} = u_d^s - a_{1d} \Psi_d^s + a_{1d} K_d^r \Psi_d^r,$$

$$(3-70) \quad \frac{d\Psi_q^s}{dt} = u_q^s - a_{1q} \Psi_q^s + a_{1q} K_q^r \Psi_q^r,$$

$$(3-71) \quad \frac{d\Psi_d^r}{dt} = b_{1d} K_d^s \Psi_d^s - b_{1d} \Psi_d^r - \omega^r \Psi_q^r,$$

$$(3-72) \quad \frac{d\Psi_q^r}{dt} = b_{1q} K_q^s \Psi_q^s - b_{1q} \Psi_q^r + \omega^r \Psi_d^r.$$

W równaniach (3-69), (3-70), (3-71), (3-72) przyjęto następujące oznaczenia:

$$\sigma_d = 1 - \frac{(M_d^{sr})^2}{L_d^s L_d^r} - \text{współczynnik rozproszenia w osi } d,$$

$$\sigma_q = 1 - \frac{(M_q^{sr})^2}{L_q^s L_q^r} - \text{współczynnik rozproszenia w osi } q,$$

$$K_d^s = \frac{M_d^{sr}}{L_d^s} - \text{współczynnik sprzężenia stojana w osi } d,$$

$$K_q^s = \frac{M_q^{sr}}{L_q^s} - \text{współczynnik stojana w osi } q,$$

$$K_d^r = \frac{M_d^{sr}}{L_d^r} - \text{współczynnik sprzężenia wirnika w osi } d,$$

$$K_q^r = \frac{M_q^{sr}}{L_q^r} - \text{współczynnik sprzężenia wirnika w osi } q,$$

$$a_{1d} = \frac{R_d^s L_d^r}{L_d^s L_d^r - (M_d^{sr})^2} = \frac{R_d^s}{\sigma_d L_d^s},$$

$$a_{1q} = \frac{R_q^s L_q^r}{L_q^s L_q^r - (M_q^{sr})^2} = \frac{R_q^s}{\sigma_q L_q^s},$$

$$b_{1d} = \frac{R_d^r L_d^s}{L_d^s L_d^r - (M_d^{sr})^2} = \frac{R_d^r}{\sigma_d L_d^r},$$

$$b_{1q} = \frac{R_q^r L_q^s}{L_q^s L_q^r - (M_q^{sr})^2} = \frac{R_q^r}{\sigma_q L_q^r}.$$

Wprowadzimy do równań (3-63), (3-64), (3-65), (3-66) kolejne współczynniki w celu uproszczenia ich zapisu:

$$c_{1d} = \frac{L_d^r}{L_d^s L_d^r - (M_d^{sr})^2} = \frac{1}{\sigma_d L_d^s},$$

$$c_{2d} = \frac{M_d^{sr}}{L_d^s L_d^r - (M_d^{sr})^2} = \frac{K_d^s}{\sigma_d L_d^r} = \frac{K_d^r}{\sigma_d L_d^s},$$

$$c_{3d} = \frac{L_d^s}{L_d^s L_d^r - (M_d^{sr})^2} = \frac{1}{\sigma_d L_d^r},$$

$$d_{1q} = \frac{L_q^r}{L_q^s L_q^r - (M_q^{sr})^2} = \frac{1}{\sigma_q L_q^s},$$

$$d_{2q} = \frac{M_q^{sr}}{L_q^s L_q^r - (M_q^{sr})^2} = \frac{K_q^s}{\sigma_q L_q^r} = \frac{K_q^r}{\sigma_q L_q^s},$$

$$d_{3q} = \frac{L_q^s}{L_q^s L_q^r - (M_q^{sr})^2} = \frac{1}{\sigma_q L_q^r}.$$

Prądy w uzwojeniach w osiach q i d przyjmą postać:

$$(3-73) \quad i_d^s = c_{1d} \Psi_d^s - c_{2d} \Psi_d^r,$$

$$(3-74) \quad i_q^s = d_{1q} \Psi_q^s - d_{2q} \Psi_q^r,$$

$$(3-75) \quad i_d^r = c_{3d} \Psi_d^r - c_{2d} \Psi_d^s,$$

$$(3-76) \quad i_q^r = d_{3q} \Psi_q^r - d_{2q} \Psi_q^s.$$

Zakładając, że uzwojenia stojana są symetryczne, co jest spełnione w modelu fizycznym, indukcyjności wzajemne i własne oraz rezystancje uzwojeń przyjmują postać:

$$(3-77) \quad M_d^{sr} = M_q^{sr} = M_{sr},$$

$$(3-78) \quad L_d^s = L_q^s = L_s,$$

$$(3-79) \quad L_d^r = L_q^r = L_r,$$

$$(3-80) \quad R_d^s = R_q^s = R_s,$$

$$(3-81) \quad R_d^r = R_q^r = R_r,$$

współczynniki rozproszenia, sprzężenia i współczynniki w równaniach (3-71), (3-72), (3-73), (3-74) można wyrazić następująco:

$$(3-82) \quad \sigma = \sigma_d = \sigma_q = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r},$$

$$(3-83) \quad K_s = K_d^s = K_q^s = \frac{M_{sr}}{L_s},$$

$$(3-84) \quad K_r = K_d^r = K_q^r = \frac{M_{sr}}{L_r},$$

$$(3-85) \quad a_1 = a_{1d} = a_{1q} = \frac{R_s L_r}{L_s L_r - (M_{sr})^2} = \frac{R_s}{\sigma L_s},$$

$$(3-86) \quad b_1 = b_{1d} = b_{1q} = \frac{R_r L_s}{L_s L_r - (M_{sr})^2} = \frac{R_r}{\sigma L_r},$$

$$(3-87) \quad c_1 = c_{1d} = d_{1q} = \frac{1}{\sigma L_s},$$

$$(3-88) \quad c_2 = c_{2d} = d_{2q} = \frac{K_r}{\sigma L_s},$$

$$(3-89) \quad c_3 = c_{3d} = d_{3q} = \frac{1}{\sigma L_r}.$$

W przypadku uzwojeń symetrycznych, pochodne czasowe składowych strumieni w osiach d i q , skojarzonych z uzwojeniami fazowymi silnika, oraz prądy w uzwojeniach przyjmują postać:

$$(3-90) \quad \frac{d\Psi_d^s}{dt} = u_d^s - a_1 \Psi_d^s + a_1 K_r \Psi_d^r,$$

$$(3-91) \quad \frac{d\Psi_q^s}{dt} = u_q^s - a_1 \Psi_q^s + a_1 K_r \Psi_q^r,$$

$$(3-92) \quad \frac{d\Psi_d^r}{dt} = b_1 K_s \Psi_d^s - b_1 \Psi_d^r - \omega^r \Psi_q^r,$$

$$(3-93) \quad \frac{d\Psi_q^r}{dt} = b_1 K_s \Psi_q^s - b_1 \Psi_q^r + \omega^r \Psi_d^r,$$

$$(3-94) \quad i_d^s = c_1 \Psi_d^s - c_2 \Psi_d^r,$$

$$(3-95) \quad i_q^s = c_1 \Psi_q^s - c_2 \Psi_q^r,$$

$$(3-96) \quad i_d^r = c_3 \Psi_d^r - c_2 \Psi_d^s,$$

$$(3-97) \quad i_q^r = c_3 \Psi_q^r - c_2 \Psi_q^s.$$

Część obwodu silnika hybrydowego stanowi przetwornik częstotliwości. Aby uzyskać model matematyczny tego silnika, wyrażony metodą zmiennych stanu, należy odpowiednio przekształcić równania (3-19), (3-20), (3-21), (3-22). Jako kolejne zmienne stanu przyjmujemy napięcie na kondensatorze przetwornika u_c , napięcie na kondensatorze fazy rozruchowej u_{cs} , i prąd w dławiku filtru i_f .

Po dokonaniu przekształceń i uwzględnieniu prądów w uzwojeniach w osiach d , q (3-94), (3-95), (3-96), (3-97) otrzymujemy:

$$(3-98) \quad \frac{du_c}{dt} = \frac{G_{Fe2}}{C} u - \frac{G_{Fe1} + G_{Fe2}}{C} u_c + \frac{c_1}{C_1} (\Psi_d^s + \Psi_q^s) - \frac{c_2}{C} (\Psi_d^r + \Psi_q^r) - \frac{f(\Psi)}{z_p C} + \frac{i_f}{C},$$

$$(3-99) \quad \frac{du_{cs}}{dt} = \frac{c_1}{C_{s1}} \Psi_q^s - \frac{c_2}{C_s} \Psi_q^r,$$

$$(3-100) \quad \frac{d\Phi}{dt} = \frac{u_c}{z_p} - \frac{R_p}{z_p^2} f(\Phi_p),$$

$$(3-101) \quad \frac{di_f}{dt} = \frac{u - u_c}{L},$$

$$(3-102) \quad u_d^s = u - u_c,$$

$$(3-103) \quad u_q^s = u_d^s - u_{cs}.$$

Moment elektromagnetyczny rozwijany przez maszynę (3-42) wyrazimy w funkcji strumieni skojarzonych z uzwojeniami fazowymi, uwzględniając zależności (3-65), (3-66), (3-67), (3-68), po przekształceniach otrzymujemy:

$$(3-104) \quad M_e = \frac{K_r}{\sigma L_s} (\Psi_q^s \Psi_d^r - \Psi_d^s \Psi_q^r).$$

Równania (3-90), (3-91), (3-92), (3-93) oraz (3-98), (3-99), (3-100), (3-101), (3-102), (3-103) wraz z równaniem równowagi mechanicznej (3-27) przedstawiają model matematyczny silnika hybrydowego II w ujęciu metody zmiennych stanu.

4. Rozwiązanie równań stanu hybrydowego silnika jednofazowego

Wyznaczenie charakterystyk silnika wymaga rozwiązania układu równań sformułowanego w rozdziale poprzednim. Równania te stanowią podstawę do konstrukcji schematu, budowanego z myślą o zastosowaniu symulatora, który dokonuje operacji całkowania równań i generuje jako sygnał wyjściowy, postać czasową zmiennych stanu i innych zmiennych wyjściowych.

4.1. Model silnika hybrydowego w aplikacji PSpice

4.1.1. Schemat silnika hybrydowego

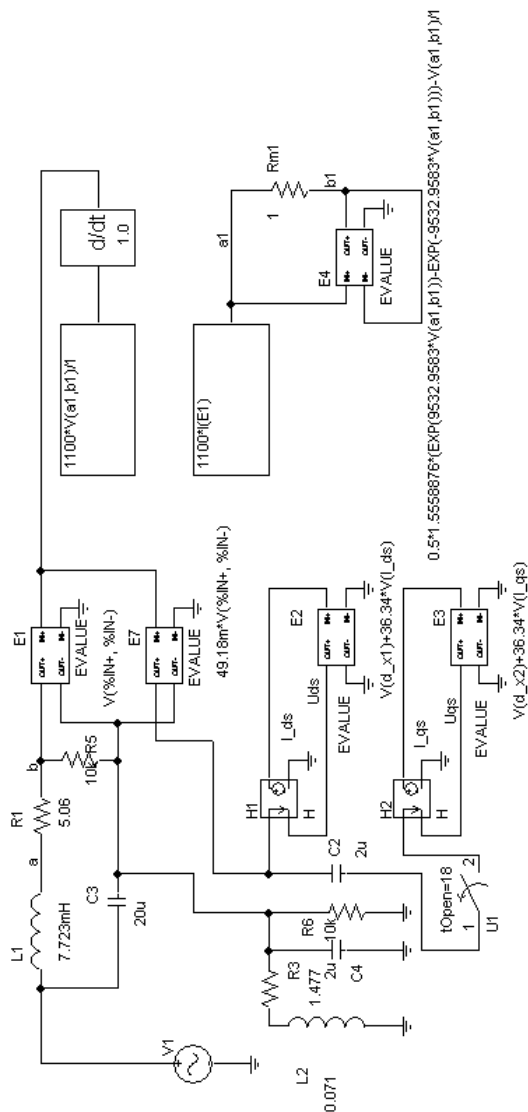
Model obwodowy silnika hybrydowego w konwencji aplikacji PSpice [136] jest przedstawiony w postaci dwóch segmentów na rysunkach 4.1 i 4.2. Zawiera on elementy pasywne R , L , C , elementy funkcyjne ABM oraz sterowane źródła napięcia i prądu. Przetwornik częstotliwości jest reprezentowany przez elementy E1, E7, będące sterowanymi źródłami napięcia, na wyjściu których występują sygnały zawierające dominującą trzecią harmoniczną. Nieliniowość magnetowodu opisuje charakterystyka magnesowania, określona funkcją hiperboliczną $H = \alpha \text{sh}(\beta B)$, gdzie $\alpha = 4,32191 \text{ A/m}$, $\beta = 4,57582 \text{ 1/T}$. Związek pomiędzy strumieniem w magnetowodzie i prądem w uzwojeniu przetwornika modelują elementy E4, R_{m1} oraz dwa bezwzględnie funkcyjne ABM. Rezystancję uzwojeń przetwornika oraz ich indukcyjność rozproszenia reprezentują elementy L_1 , R_1 . Straty mocy w magnetowodzie przetwornika reprezentuje rezystor R_5 , a w części wewnętrznej pakietu rezystor R_6 . Obwody silnika w osi d i q są reprezentowane przez sterowane źródła napięcia i prądu E2, E3 i H1, H2. Szeregowo z uzwojeniem w osi q jest włączony kondensator wraz z łącznikiem, umożliwiającym wyłączenie fazy rozruchowej. Równolegle do uzwojeń przetwornika jest dołączony kondensator kompensujący pierwszą harmoniczną prądu. Na wyjściu przetwornika zastosowano filtr dolnoprzepustowy składający się z cewki L_2 o rezystancji R_3 i kondensatora C_4 . Układ pięciu równań różniczkowych nieliniowych przedstawiających związek między strumieniami magnetycznymi w osi d i q , prędkością obrotową i momentem jest rozwiązywany przez układ elementów całkujących i funkcyjnych ABM, w których można wprowadzić formuły matematyczne występujące w równaniach stanu. Moment oporowy reprezentujący straty mechaniczne jest modelowany poprzez element funkcyjny i odpowiednią formułę matematyczną. Przyjęto na podstawie badań doświadczalnych modelu fizycznego, że moment oporowy opisuje zależność (6-4), którą w modelu obliczeniowym zmodyfikowano ze względu na zmianę jednostki prędkości obrotowej, i wyraża się następująco:

$$(4-1) \quad M_s = 1,2379154 \cdot 10^{-3} \omega^{0,456914},$$

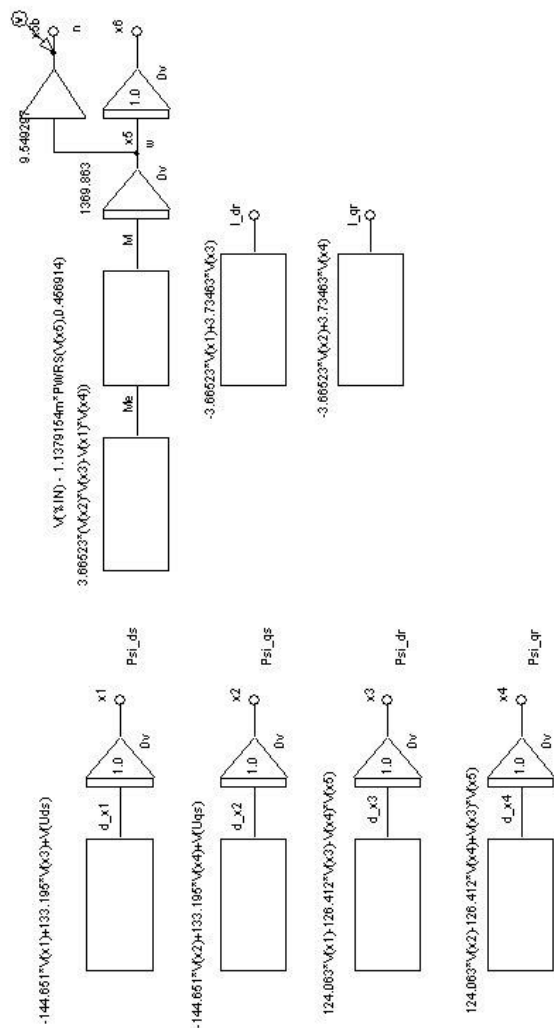
gdzie:

ω - prędkość wyrażona w rad/s,

M_s - moment oporowy wyrażony w N·m.



Rys. 4.1. Model jednofazowego hybrydowego silnika indukcyjnego w programie PSpice, segment 1



Rys. 4.2. Model jednofazowego hybrydowego silnika indukcyjnego w programie PSpice, segment 2

4.1.2. Parametry schematu silnika hybrydowego

Określenie współczynników występujących w równaniach stanu (3-90)-(3-97) i parametrów w modelu obliczeniowym, wymaga znajomości wartości indukcyjności i rezystancji uzwojeń przemiennika, silnika oraz wirnika. W tabelach A.1, A.2 i A.3 zamieszczonych a aneksie, zestawiono wymiary elementów stojana i wirnika oraz wartości potrzebnych danych do ich wyznaczenia. Wartości tych współczynników podaje tabela 4.1.

Tabela 4.1. Wartości współczynników w równaniach (3-90)-(3-97)

a_1	K_r	$a_1 \cdot K_r$	b_1	K_s	$b_1 \cdot K_s$
1/s	-	1/s	1/s	-	1/s
144,651	0,92081	133,195	126,412	0,981419	124,063
c_1	c_2		c_3		
1/H	1/H		1/H		
3,98048	3,66523		3,73463		

4.2. Charakterystyki dynamiczne silnika hybrydowego

Przeprowadzono symulacje rozruchu modelu silnika dla różnych wartości napięcia zasilającego i chwil jego włączenia. Podano wybrane wyniki analizy na rysunkach 4.3-4.8. Przy zasilaniu napięciem 220 V i gdy jego włączenie następuje w chwili przejścia przez zero, maksymalna wartość prądu zasilającego w stanie przejściowym wynosi 10 A, prądu w fazie głównej 1,9 A, w pomocniczej 1,8 A. Składowa przejściowa zanika po czasie około 0,11 s i następuje względne ustalanie się przebiegów (rys. 4.3)

Prąd zasilający jest praktycznie różnicą prądu przetwornika częstotliwości i prądu kondensatora kompensującego, zawiera harmoniczną o częstotliwości sieciowej oraz dominującą trzecią harmoniczną. W prądach uzwojenia głównego i pomocniczego występuje głównie trzecia harmoniczna, jednak w fazie pomocniczej, kondensator rozruchowy powoduje dodatkowo zwiększenie się udziału harmonicznnej piątej i siódmej.

W warunkach pracy ustalonej, przy zasilaniu napięciem 220 V, przebiegi czasowe strumieni magnetycznych przedstawia rysunek 4.4. Strumień magnetyczny występujący w zewnętrznym segmencie magnetowodu (przetworniku) zawiera wydatną trzecią harmoniczną. W strumieniach uzwojenia głównego i pomocniczego głównie występuje trzecia harmoniczna oraz są obecne harmoniczne nieparzyste o wyższych krotnościach, a te szczególnie w strumieniu fazy pomocniczej.

Po odłączeniu fazy rozruchowej, w stanie ustalonym, przebiegi czasowe strumieni magnetycznych przedstawia rysunek 4.5. Zmieniają się wówczas wartość indukcji w magnetowodzie przetwornika i wzrasta udział strumienia trzeciej harmonicznnej.

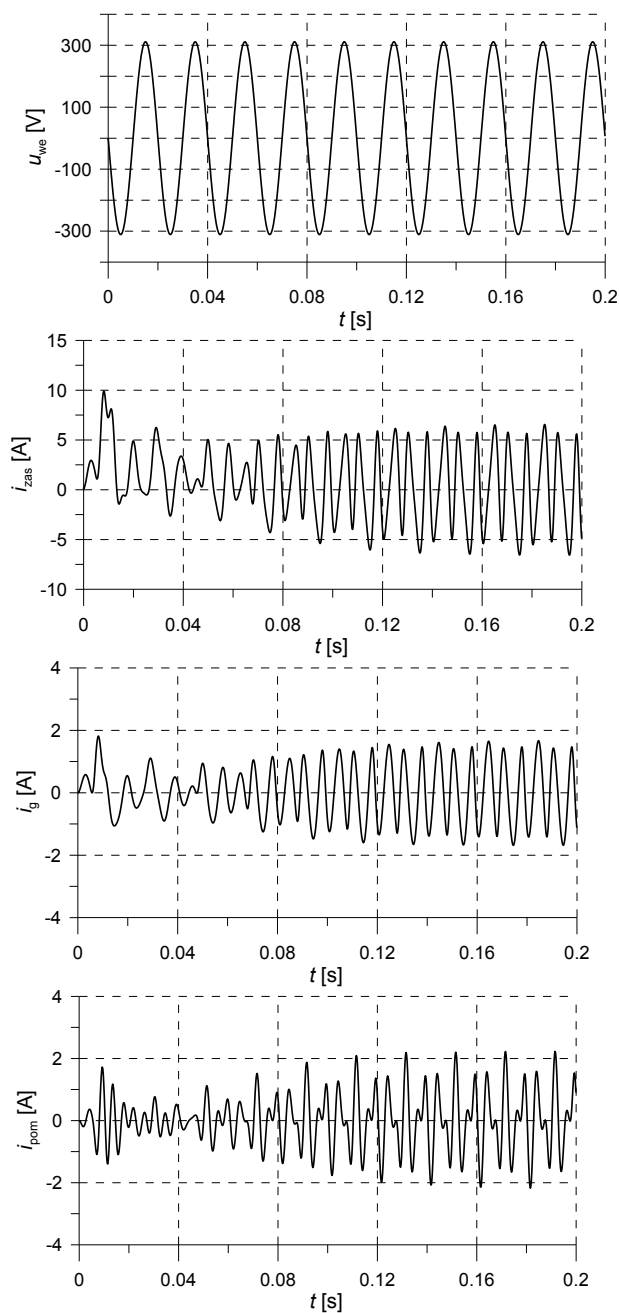
Stopień odkształcenia strumienia w przetworniku jest funkcją napięcia zasilającego. Przy niewielkim nasyceniu rdzenia przetwornika ($U_{we} = 200$ V) maleje amplituda trzeciej harmonicznej strumienia, co ma wpływ na kształt charakterystyk mechanicznych silnika (rys. 4.6 i rys. 4.7)

Ogólnie, wzrost napięcia zasilającego powoduje skrócenie czasu rozruchu, przy zmianie napięcia od 210V do 240 V, czasy te wynoszą odpowiednio 32 s i 12,5 s. Natomiast przy wzroście wartości napięcia do 250 V następuje jego wydłużenie i wynosi on 13 s.

Przebiegi charakterystyk prędkości $n = f(t)$ wskazują, że występuje wpływ harmonicznej strumienia o częstotliwości sieci na zmianę ich kształtu, przy prędkościach 3000-5000 obr/min. Początkowo harmoniczna ta powoduje wzrost prędkości, ale powyżej 3000 obr/min, w związku ze zmianą znaku wytwarzanego przez nią momentu, hamuje ruch wirnika.

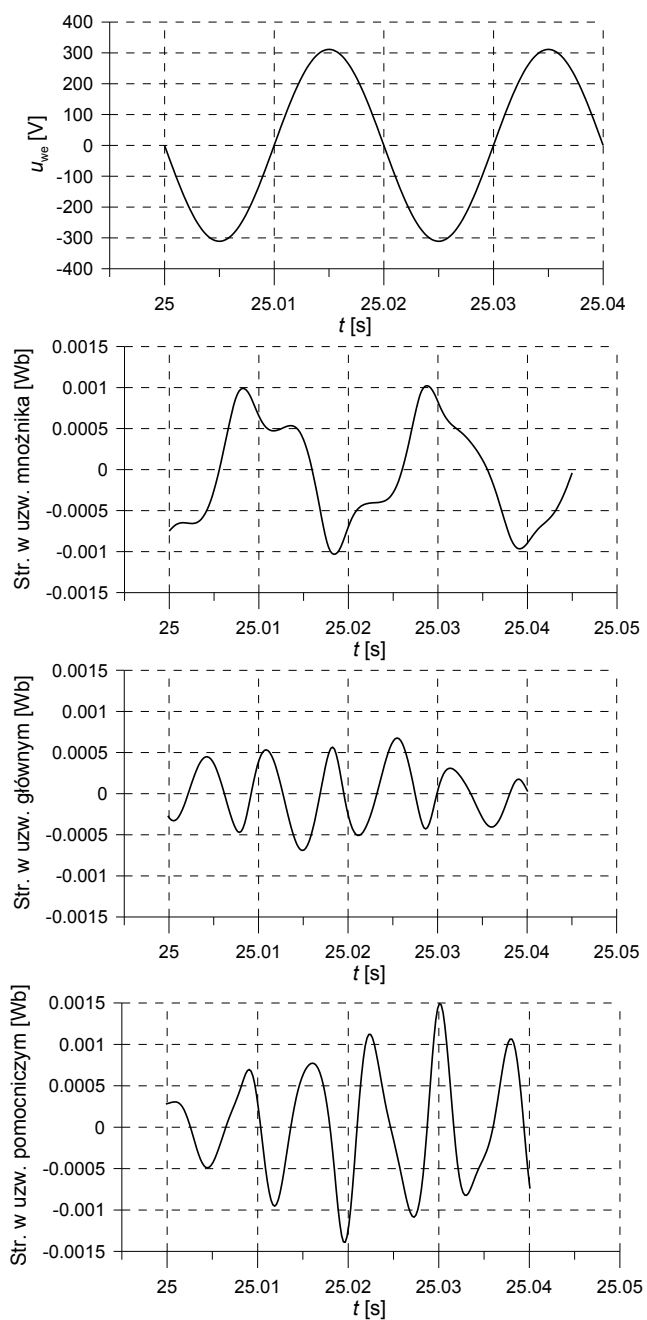
W końcowej fazie rozruchu występują tłumione oscylacje prędkości, związane z brakiem obciążenia, oraz oddziaływaniem podharmonicznej (50 Hz) i wyższych harmonicznych strumieni w uzwojeniu głównym i pomocniczym.

Odłączenie fazy rozruchowej ogranicza występowanie wyższych harmonicznych w strumieniach oraz zwiększa amplitudę trzeciej harmonicznej, co przyczynia się do graniczenia oscylacji prędkości i zwiększenia jej ustalonej wartości (rys. 4.7).

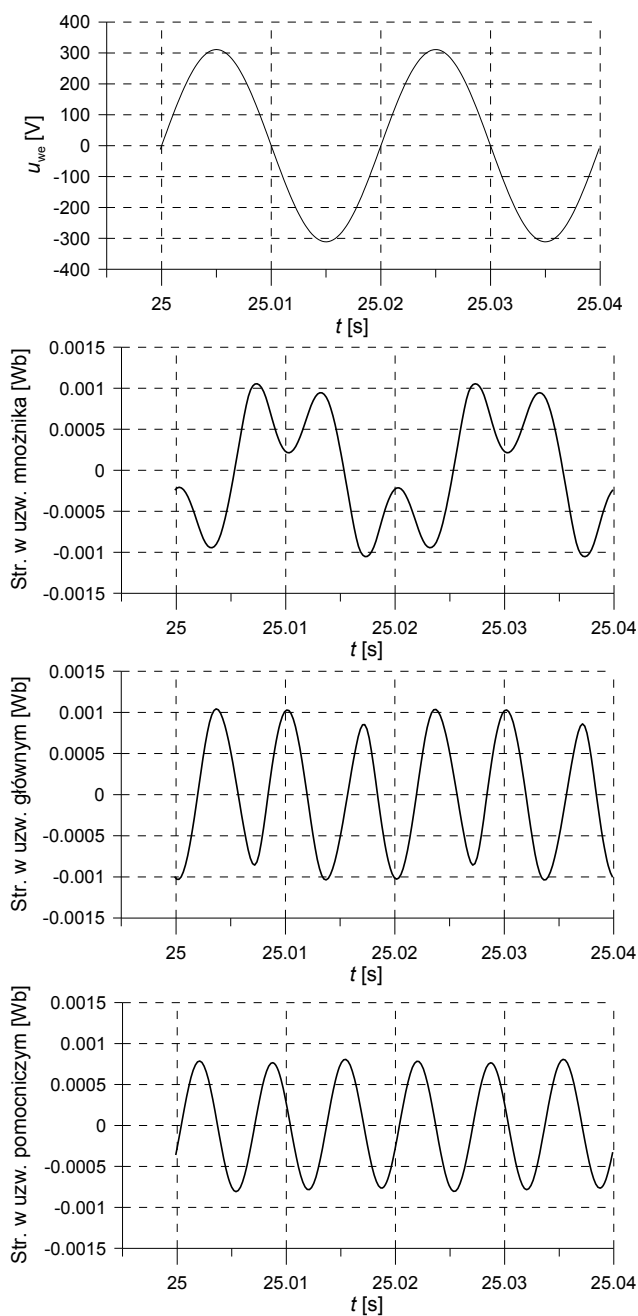


Rys. 4.3. Przebiegi chwilowe napięcia zasilającego i prądów: zasilającego, uzwojenia głównego oraz pomocniczego po podaniu napięcia na zaciski silnika w chwili jego przejścia przez zero,

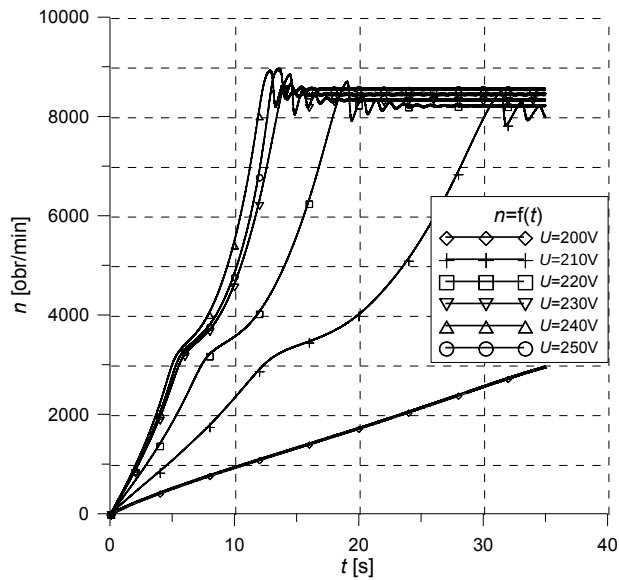
$$U_{we} = 220 \text{ V}, C_r = 2 \mu\text{F}$$



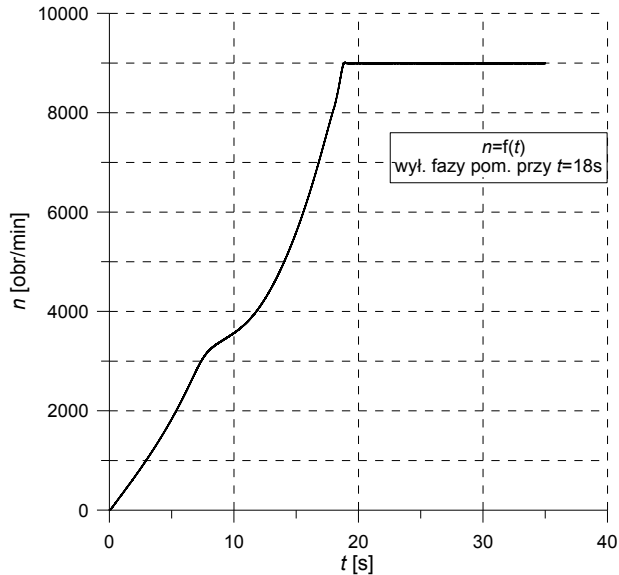
Rys. 4.4. Przebiegi chwilowe napięcia zasilającego, strumienia przetwornika, strumienia w uzwojeniu głównym i pomocniczym, $U_{we} = 220 \text{ V}$, $C_r = 2 \mu\text{F}$



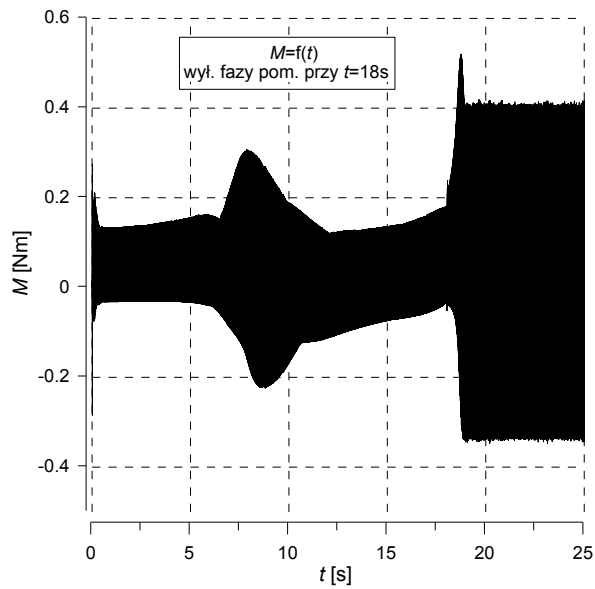
Rys. 4.5. Przebiegi chwilowe napięcia zasilającego, strumienia przetwornika, strumienia w uzwojeniu głównym i pomocniczym przy odłączonej fazie pomocniczej, $U_{we} = 220$ V



Rys. 4.6. Charakterystyki prędkości obrotowej w funkcji czasu trwania rozruchu przy różnych wartościach napięcia zasilającego, $C_r = 2\mu F$



Rys. 4.7. Charakterystyka prędkości obrotowej w funkcji czasu trwania rozruchu przy odłączeniu fazy pomocniczej w chwili $t = 18 s$, $U_{we} = 220 V$, $C_r = 2\mu F$



Rys. 4.8. Charakterystyka momentu w funkcji czasu trwania rozruchu przy odłączeniu fazy pomocniczej w chwili $t = 18$ s, $U_{we} = 220$ V, $C_r = 2\mu\text{F}$

5. Modele hybrydowych silników indukcyjnych zasilanych trójfazowo

Analizując struktury przetworników częstotliwości i układy ich połączeń elektrycznych można zauważyć, że istnieje możliwość ich adaptacji do opracowania nowych układów geometrycznych magnetowodów, dla silników hybrydowych zasilanych trójfazowo. W opracowaniu zostaną rozważone silniki z biegunami wydawnymi i utajonymi.

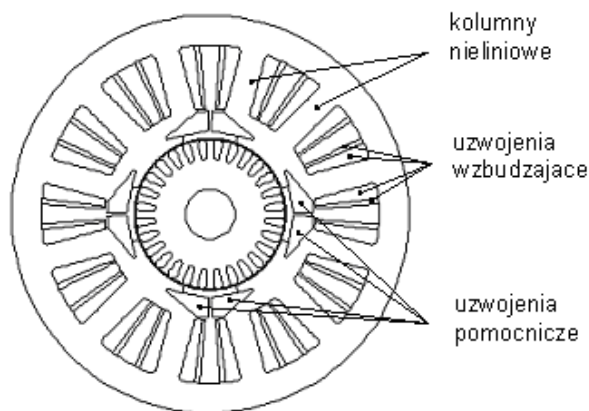
5.1. Silniki z biegunami wydawnymi

5.1.1. Struktura silnika hybrydowego

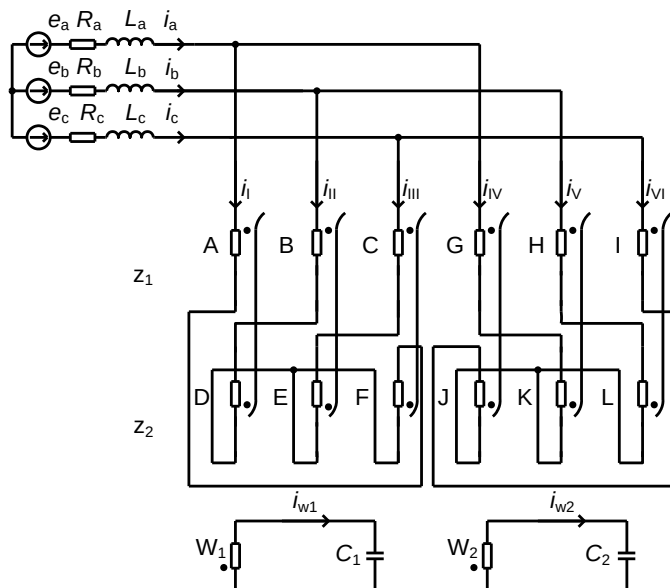
Niekonwencjonalne rozwiązanie silnika małej mocy, zasilanego trójfazowo przedstawiono na rysunku 5.1. Stojan jest wykonany z blachy prądnicowej i ma 4 wydawne bieguny. Wirnik stanowi typowe rozwiązanie, ma 28 żłobków, w których są umieszczone aluminiowe pręty klatki. W magnetowodzie stojana można wyróżnić 12 kolumn, które tworzą magnetyczne obwody nieliniowe, i są one zwarte jarzmami. Przedłużeniem jarzm dolnych są dwie pary odpowiednio ukształtowanych biegunów wydawnych. Są one przesunięte względem siebie o 90°. Pomiedzy biegunami znajduje się wirnik. Każdej parze biegunów jest przyporządkowanych 6 kolumn stojana. Obwody nieliniowe kolumn są magnesowane prądami tworzącymi układ trójfazowy, co prowadzi do wytwarzania w nich trzeciej harmonicznej strumienia magnetycznego. Strumienie poszczególnych kolumn jako jednakofazowe sumują się w strefie bieguna, i są kierowane w obszar wirnika. Harmoniczne strumieni o częstotliwości 50 Hz kompensują się w dolnej i górnej części jarzma. Uzwojenia magnesujące obwody nieliniowe tworzą dwie grupy (A, B,...F) i (G, H,...L), każda z nich jest połączona w asymetryczny zygzak i jest związana z określoną parą biegunów (rys. 5.2). W stojanie można zatem wyróżnić dwa przetworniki częstotliwości. Strumienie magnetyczne podstawowej harmonicznej w odpowiadających sobie kolumnach magnetowodu, magnesowanych np. prądem fazy A, są przesunięte względem siebie o 30°. Trzecie harmoniczne strumienia ulegną przesunięciu o 90° (rys. 5.3). Aby uzyskać wymagane przesunięcie fazowe strumieni trzeciej harmonicznej w obu biegunach, liczba zwojów uzwojeń połączonych w zygzak powinna spełniać następujące relacje:

$$(5-1) \quad \frac{Z_1}{Z} = 0,817, \quad \frac{Z_2}{Z} = 0,298,$$

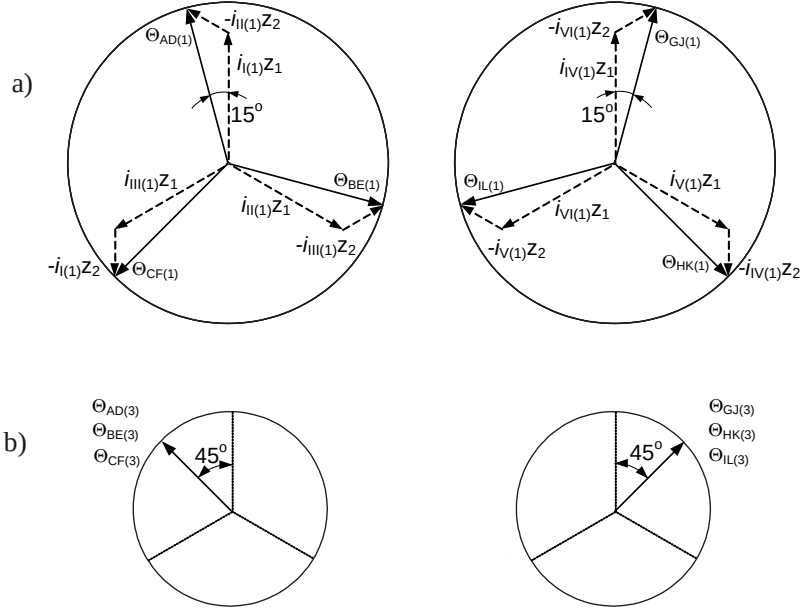
gdzie z jest liczbą zwojów hipotetycznego uzwojenia, połączonego w gwiazdę, które zapewnia w rdzeniu ten sam poziom natężenia pola magnetycznego, tak jak w przypadku połączenia w zygzak.



Rys. 5.1. Przekrój trójfazowego hybrydowego silnika indukcyjnego jawnobiegunowego, model 1



Rys. 5.2. Schemat połączeń uzwojeń trójfazowego hybrydowego silnika indukcyjnego, A, B, C, D, E, F oraz G, H, I, J, K, L - odpowiednio uzwojenia pierwszego i drugiego przetwornika częstotliwości, W_1 , W_2 - uzwojenia pomocnicze na biegunach wydanych



Rys. 5.3. Siły magnetomotoryczne wytworzone przez prądy pierwszej harmonicznej w uzwojeniach połączonych w tych zygzak, i wypadkowe smm ($\Theta_{I,VII(1)}, \dots$) w nieliniowych kolumnach pierwszego (a) i drugiego (b) przetwornika częstotliwości, jak również siły magnetomotoryczne trzeciej harmonicznej ($\Theta_{I,VII(3)}, \dots$) w kolumnach przetworników oraz smm hipotetycznego z uzwojenia połączonego w gwiazdę ($\Theta_{(3)}$) (c).

Zaproponowana konfiguracja obwodu magnetycznego i sposób połączenia uzwojeń pozwala wytworzyć dwa układy trójfazowe strumieni magnetycznych pierwszej harmonicznej w kolumnach nieliniowych, i wygenerować układ dwufazowy strumieni trzeciej harmonicznej oraz skierować je w obszar wirnika.

5.1.2. Równania obwodowo-polowe silnika hybrydowego

Równanie opisujące pole elektromagnetyczne w określonych podobzarach silnika można wyrazić w postaci [15, 39, 40, 51, 52, 179]:

$$(5-2) \quad \nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \vec{A} \right) = \vec{J}_o - \gamma \frac{d\vec{A}}{dt}$$

gdzie:

$\vec{A} = A_z \mathbf{1}_z$ - magnetyczny potencjał wektorowy,

$\vec{J}_o = J_o \mathbf{1}_z$ - gęstość prądu źródłowego,

γ - przewodność elektryczna,

μ - przenikalność magnetyczna.

Dla przyjętego dwuwymiarowego pola, wektor potencjału magnetycznego i gęstości prądu mają składowe w kierunku osi z , zgodnie z osią wału silnika. Pochodna substancjalna potencjału wektorowego uwzględnia jego zmianę w czasie i przestrzeni, zatem w równaniu (5-2) nie występuje składnik $\gamma \vec{u} \times \nabla \times \vec{A}$, zawierający wektor prędkości $\vec{u}$. W modelowanych podobszarach, poza uzwojeniami i prętami wirnika, prawa strona równania (5-2) jest równa zeru. Rozkład potencjału wektorowego wyznacza się na podstawie całkowitej gęstości prądu, którą w przewodniku można zapisać następująco:

$$(5-3) \quad \vec{J} = \vec{J}_o - \gamma \frac{d\vec{A}}{dt} = -\gamma \frac{d\vec{A}}{dt} + \gamma \frac{u}{l_p} \vec{1}_a,$$

gdzie:

u - napięcie między końcami przewodu,

l_p - długość przewodu.

Ponieważ pole magnetyczne zanika na zewnątrz stojana silnika, przyjęto zerowy warunek brzegowy Dirichleta $A_z = 0$ na okręgu usytuowanym w pewnej odległości od jego powierzchni. Analogiczny warunek występuje na osi z układu współrzędnych, która jest osią obrotu wirnika.

Równania obwodu stojana, uwzględniające napięcie trójfazowej sieci zasilającej, są sprzężone z równaniami pola elektromagnetycznego. Na podstawie napięciowego prawa Kirchhoffa, równania dla obwodów przetworników częstotliwości i uzwojeń domagnesowujących umieszczonych na biegunach wydalnych zapiszemy następująco:

$$(5-4) \quad \begin{aligned} e_a - e_b = & R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + (R_{z1A} + R_{z2F}) i_I + \frac{d\psi_A}{dt} - \frac{d\psi_F}{dt} + \\ & + \frac{d\psi_D}{dt} - \frac{d\psi_B}{dt} - (R_{z2D} + R_{z1B}) i_{II} - R_b i_b - L_b \frac{di_b}{dt}, \end{aligned}$$

$$(5-5) \quad \begin{aligned} e_b - e_c = & R_b i_b + L_b \frac{di_b}{dt} + (R_{z1B} + R_{z2D}) i_{II} + \frac{d\psi_B}{dt} - \frac{d\psi_D}{dt} + \\ & + \frac{d\psi_E}{dt} - \frac{d\psi_C}{dt} - (R_{z2E} + R_{z1C}) i_{III} - R_c i_c - L_c \frac{di_c}{dt}, \end{aligned}$$

$$(5-6) \quad \begin{aligned} e_a - e_b = & R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + (R_{z1G} + R_{z2K}) i_{IV} + \frac{d\psi_G}{dt} - \frac{d\psi_K}{dt} + \\ & + \frac{d\psi_L}{dt} - \frac{d\psi_H}{dt} - (R_{z2L} + R_{z1H}) i_V - R_b i_b - L_b \frac{di_b}{dt}, \end{aligned}$$

$$(5-7) \quad e_b - e_c = R_b i_b + L_b \frac{di_b}{dt} + (R_{z1H} + R_{z2L}) i_{II} + \frac{d\Psi_H}{dt} - \frac{d\Psi_L}{dt} + \frac{d\Psi_J}{dt} - \frac{d\Psi_I}{dt} - (R_{z2J} + R_{z1I}) i_{VI} - R_c i_c - L_c \frac{di_c}{dt},$$

$$(5-8) \quad e_c - e_a = R_c i_c + L_c \frac{di_c}{dt} + (R_{z1I} + R_{z2J}) i_{VI} + \frac{d\Psi_I}{dt} - \frac{d\Psi_J}{dt} + \frac{d\Psi_K}{dt} - \frac{d\Psi_G}{dt} + (R_{z2K} + R_{z1G}) i_{IV} - R_a i_a - L_a \frac{di_a}{dt},$$

$$(5-9) \quad \frac{d\Psi_{W1}}{dt} + R_{W1} i_{W1} + R_{W1cz} i_{W1} + L_{W1cz} \frac{di_{W1}}{dt} = 0,$$

$$(5-10) \quad \frac{d\Psi_{W2}}{dt} + R_{W2} i_{W2} + R_{W2cz} i_{W2} + L_{W2cz} \frac{di_{W2}}{dt} = 0,$$

gdzie:

$R_a, R_b, R_c, L_a, L_b, L_c$ - rezystancje oraz indukcyjności przewodów linii zasilającej,
 $R_{z1A}, R_{z1B}, \dots, R_{z1I}, R_{z1J}, R_{z1K}, R_{z1L}, R_{z1M}, R_{z1N}, R_{z1O}, R_{z1P}, R_{z1Q}, R_{z1R}, R_{z1S}, R_{z1T}, R_{z1U}, R_{z1V}, R_{z1W}, R_{z1X}, R_{z1Y}, R_{z1Z}$ - rezystancje sekcji uzwojeń przetworników częstotliwości,

$R_{W1cz}, R_{W2cz}, L_{W1cz}, L_{W2cz}$ - rezystancje oraz indukcyjności połączeń czołowych uzwojeń umieszczonych na biegunach wydalnych,

$\Psi_A, \Psi_B, \dots, \Psi_L$ - strumienie skojarzone sekcji uzwojeń połączonych w zygzak,

Ψ_{W1}, Ψ_{W2} - strumienie skojarzone uzwojeń umieszczonych na biegunach wydalnych.

Na podstawie prądowego prawa Kirchhoffa, równania bilansu prądów w węzłach obwodu wyrażają się następująco:

$$(5-11) \quad \begin{aligned} i_a + i_b + i_c &= 0 \\ i_I + i_{II} + i_{III} &= 0 \\ i_{IV} + i_V + i_{VI} &= 0 \\ i_a &= i_{ab} + i_I + i_{IV} - i_{ca} \\ i_b &= i_{bc} + i_{II} + i_V - i_{ab} \end{aligned}$$

Strumień magnetyczny sprzężony z uzwojeniami można wyrazić przez potencjał wektorowy:

$$(5-12) \quad \Psi = \frac{lz}{S} \iint_S \vec{A} \cdot d\vec{S},$$

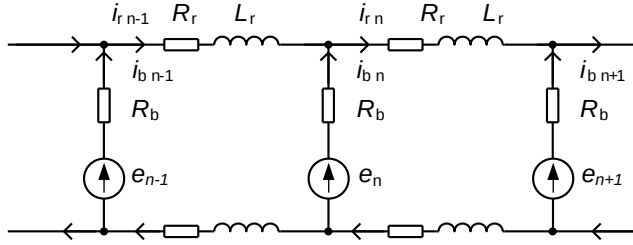
gdzie:

l - długość rdzenia,

z - liczba zwojów cewki,

S - pole przekroju poprzecznego uzwojenia.

Równoważny obwód wirnika jest przedstawiony na rysunku 5.4. Pręty klatki wirnika są reprezentowane przez rezystancje R_b , wynikające z ich pola przekroju i długości, oraz przez źródła napięcia indukowanego e_n . Pierścienie zwierające pręty są odwzorowane szeregowo połączonymi elementami reprezentującymi rezystancję R_r oraz indukcyjność rozproszenia wycinka pierścienia L_r .



Rys. 5.4. Schemat obwodu elektrycznego wirnika

Dla fragmentu obwodu wirnika, równania wynikające z praw Kirchhoffa mają postać:

$$(5-13) \quad e_n - e_{n-1} + R_b i_{bn} - R_b i_{bn+1} + 2i_{rn} R_r + 2L_r \frac{di_{rn}}{dt} = 0$$

$$i_{bn} = i_{rn} - i_{rn-1}$$

Siła elektromotoryczna indukowana w pręcie wirnika ma postać:

$$(5-14) \quad e_n = \frac{l_b}{S_b} \frac{d}{dt} \iint_S \vec{A} \cdot d\vec{S},$$

gdzie:

l_b - długość pręta wirnika,

S_b - przekrój poprzeczny pręta wirnika.

Równanie (5-2), przy zastosowaniu aplikacji Flux 2D [21, 22], jest rozwiązywane metodą kolejnych kroków czasowych w obszarach podlegających dyskretyzacji, w układzie współrzędnych związanych z stojanem i wirnikiem. Sieć elementów skończonych w szczeliny silnika jest w każdym kroku odtwarzana, w związku z ruchem obrotowym wirnika.

Równanie ruchu wirnika przedstawia zależność (3-27), w którym moment elektromagnetyczny silnika oblicza się na podstawie zmiany energii magnetycznej układu w odniesieniu do małego przemieszczenia kąowego wirnika:

$$(5-15) \quad M_e = -\frac{\partial W}{\partial \theta}.$$

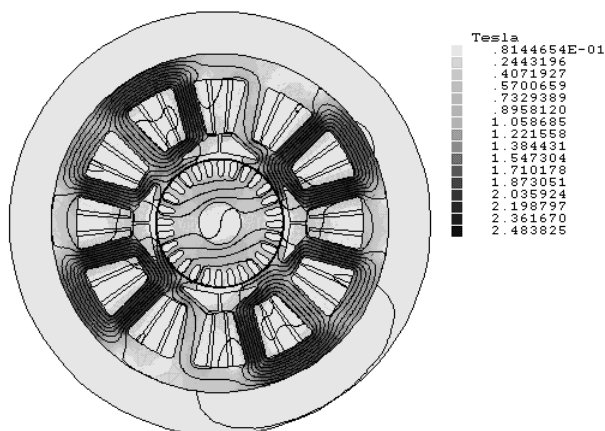
Rozwiązanie równań obwodowo-polowych metodą kroków czasowych wymaga wykonania określonych operacji składających się na krok czasowy: rozwiązania układu równań obwodowych, rozwiązania układu równań potencjałów, rozwiązania równania ruchu, wyznaczenie indukowanych napięć i momentu elektromagnetycznego.

5.1.3. Pole elektromagnetyczne i charakterystyki dynamiczne

Do wyznaczenia pola elektromagnetycznego w przekroju modelu silnika, przebiegów chwilowych prądów i napięć oraz momentu i prędkości obrotowej zastosowano metodę elementów skończonych, posłużono się oprogramowaniem Flux 2D. Dokonano dyskretyzacji podobszarów przekroju silnika, tworząc siatkę elementów skończonych zawierającą 7456 elementów i 14951 węzłów. Przyjęto, że magnetowód silnika został wykonany z blach prądnicowych PE-23, o grubości 0,5 mm, długość pakietu wynosi 25 mm a jego średnica 80 mm. Szczelina powietrzna pomiędzy stojanem i wirnikiem wynosi 0,3 mm. Wałek wirnika jest wykonany ze stali ST5, ma średnicę 10 mm. Szerokość każdego z biegunów w mierze kątowej wynosi 60°. Silnik zasilano ze źródła napięcia trójfazowego o przebiegu sinusoidalnym i wartości skutecznej napięcia fazowego 220 V. Przyjęto, że rezystancja oraz indukcyjność linii zasilającej i źródła w każdej fazie wynoszą $R_L = 0,05 \Omega$, $L_L = 0,15 \text{ mH}$. W tabeli 5.1 przedstawiono parametry uzwojeń i wirnika, które wyznaczono ze wzorów analitycznych i przyjęto do analizy. Obliczenia przeprowadzono dla silnika nieobciążonego. Rozkłady indukcji magnetycznej i linii strumienia, dla wybranej chwili czasu, są pokazane na rysunku 5.6. Charakterystyki wybranych wielkości elektromechanicznych przedstawiają rysunki 5.7-5.5.

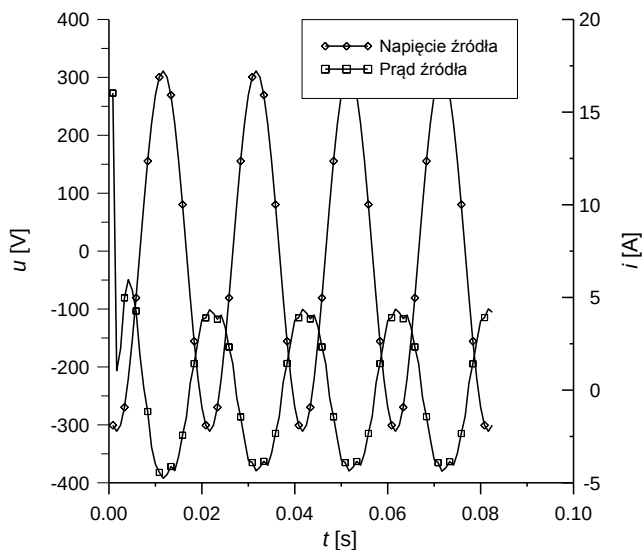
Tabela 5.1. Parametry uzwojeń i wirnika modelu 1

Sekcje uzwojenia połączone w zygzak	Uzwojenie pomocnicze	Pręty wirnika	Pierścienie wirnika	Wirnik
Rezystancja $R_{Z1} = 24,72 \Omega$ $R_{Z2} = 10,3 \Omega$	Rezystancja $R_w = 19,11 \Omega$	Rezystywność $\rho = 3,23 \times 10^{-8} \Omega \text{ m}$	Indukcyjności rozproszenia sektora pierścienia $L_r = 1 \times 10^{-9} \text{ H}$	Długość $l = 25 \times 10^{-3} \text{ m}$ Średnica $D_w = 30 \text{ mm}$
Liczba zwojów $Z_1 = 2000$ $Z_2 = 734$	Liczba zwojów $Z_2 = 2258$ Pojemność kondensatora $C_1 = C_2 = 2 \mu\text{F}$	Liczba prętów 28	Rezystancja sektora pierścienia $R_r = 4,05 \times 10^{-6} \text{ W}$	Moment bezwładności $J = 9,18 \times 10^{-6} \text{ kg} \cdot \text{m}$

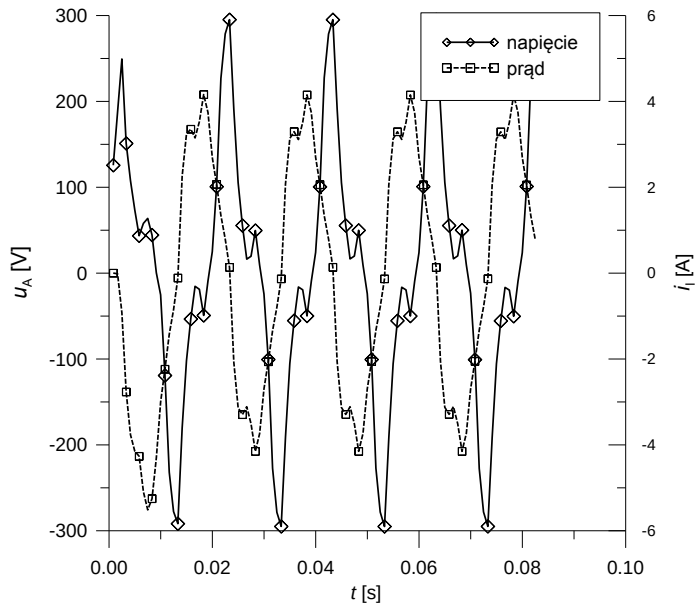


Rys. 5.6. Indukcja magnetyczna i linie strumienia w przekroju magnetowodu silnika, w chwili 0,21 s modelu 1

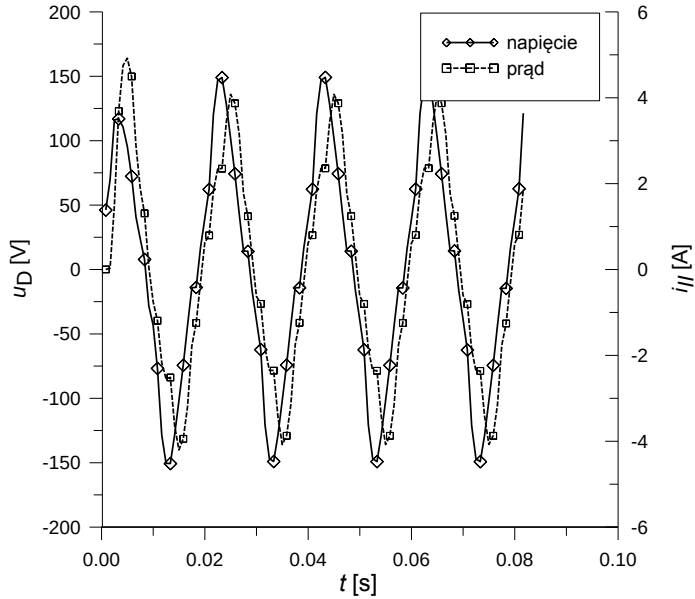
Wartości chwilowe indukcji powyżej 2 T występują w nieliniowych kolumnach przetworników. W wirniku indukcja magnetyczna przyjmuje wartości około 1 T. Prądy zasilające są sumą prądów dwóch grup uzwojeń połączonych w zygzak. Zawierają one mniejszy udział wyższych harmonicznych niż prądy magnesujące kolumny przetworników.



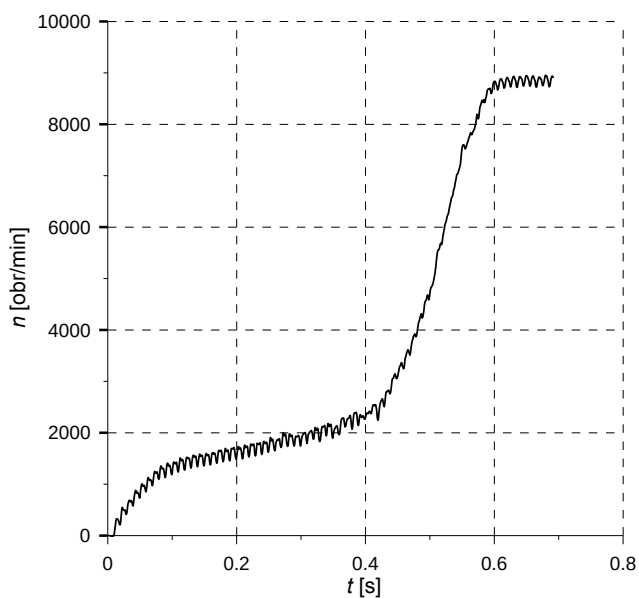
Rys. 5.7. Przebiegi napięcia i prądu zasilającego



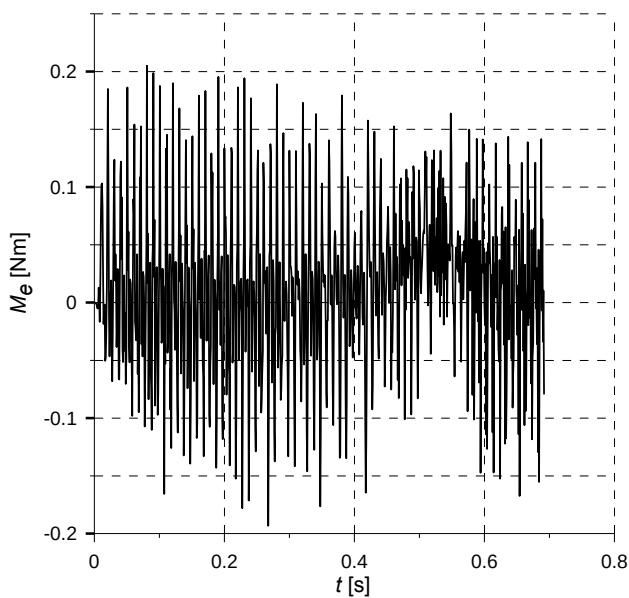
Rys. 5.8. Przebiegi napięcia i prądu w sekcji A uzwojenia połączonego w zygzak



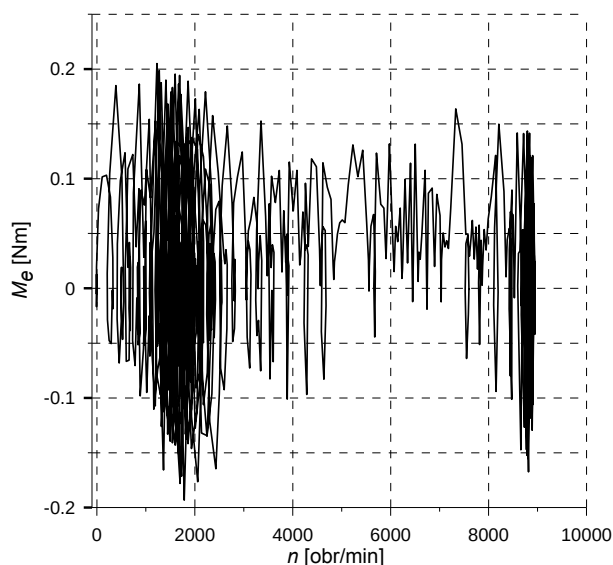
Rys. 5.9. Przebiegi napięcia i prądu w sekcji D uzwojenia połączonego w zygzak



Rys. 5.10. Charakterystyka prędkości obrotowej wirnika w stanie bez obciążenia



Rys. 5.11. Charakterystyka momentu elektromagnetycznego w funkcji czasu



Rys. 5.12. Charakterystyka momentu elektromagnetycznego w funkcji prędkości obrotowej

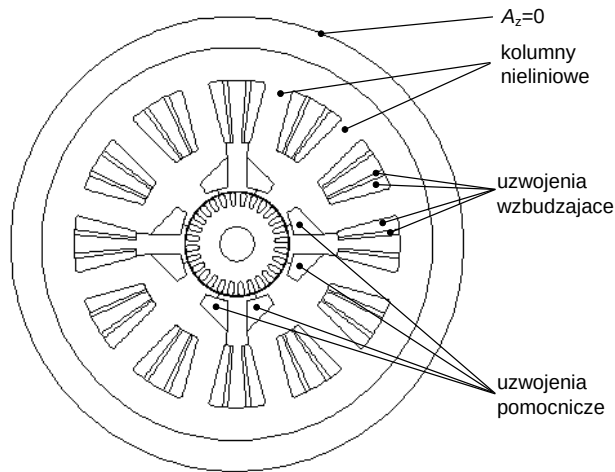
Wartości prądów w uzwojeniach centralnych kolumn przetworników o liczbie zwojów z_1 są o 30 % mniejsze niż te, które występują w uzwojeniach kolumn bocznych. Powodem tego są różnice reluktancji drogi, przebiegającej przez kolumny skrajne i środkowe, dla strumieni magnetycznych podstawowej harmonicznej.

Charakterystyka prędkości obrotowej silnika jest przedstawiona na rysunku 5.10. W pierwszej fazie rozruchu przyrosty prędkości są stosunkowo duże. Występuje pewne niekorzystne oddziaływanie pierwszej harmonicznej czasowej strumienia magnetycznego i wyższych harmonicznych przestrzennych rozkładu pola w szczelinie. Generują one momenty hamujące.

Moment obrotowy zwiększa swą wartość dla $t > 0,45$ s. Po czasie 0,6 s wirnik osiąga prędkość bliską 9000 obr/min.

Na przebieg charakterystyki prędkości obrotowej ma wpływ wewnętrzna reaktancja obwodu przetworników dla trzeciej harmonicznej oraz wypadkowe pole magnetyczne wytwarzane przez prądy w klatce wirnika i prądy w dodatkowych uzwojeniach obciążonych kondensatorami.

W celu oceny wpływu wymiarów stojana na parametry silnika opracowano model 2, w którym zwiększono długości i przekroje kolumn przetworników częstotliwości (rys. 5.13). Jego średnica zewnętrzna wynosi obecnie 110 mm. Zachowano niezmiennione parametry i wymiary wirnika, wału wirnika, długość szczeliny powietrznej, materiału z którego wykonano magnetowód oraz napięcia zasilającego. Schemat połączeń elektrycznych uzwojeń silnika pozostaje taki, jak dla modelu 1 (rys. 5.2).

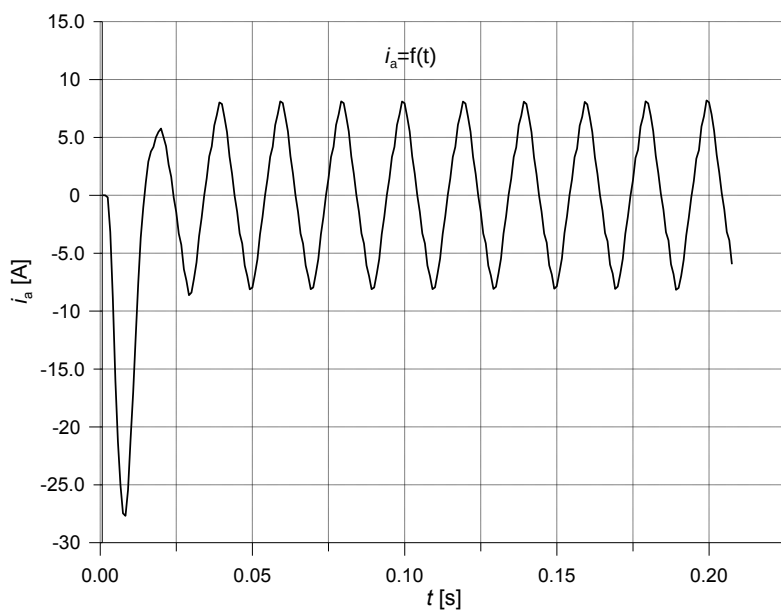
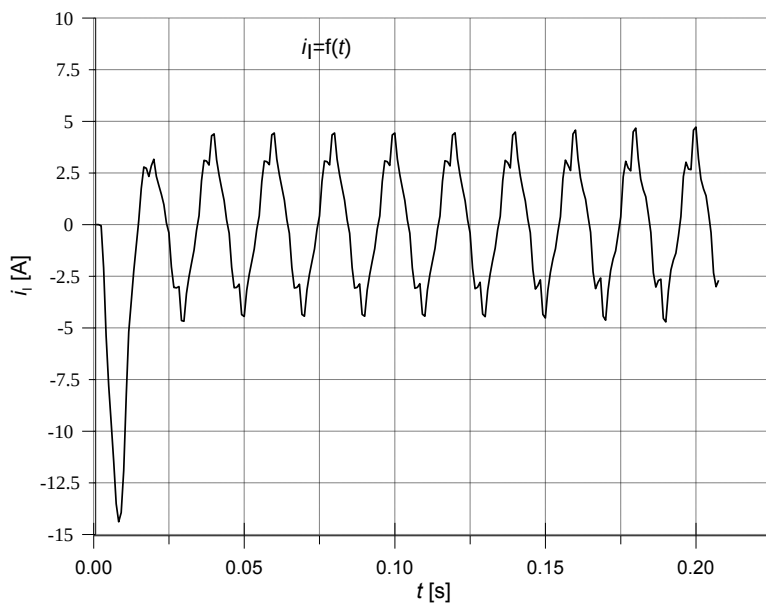


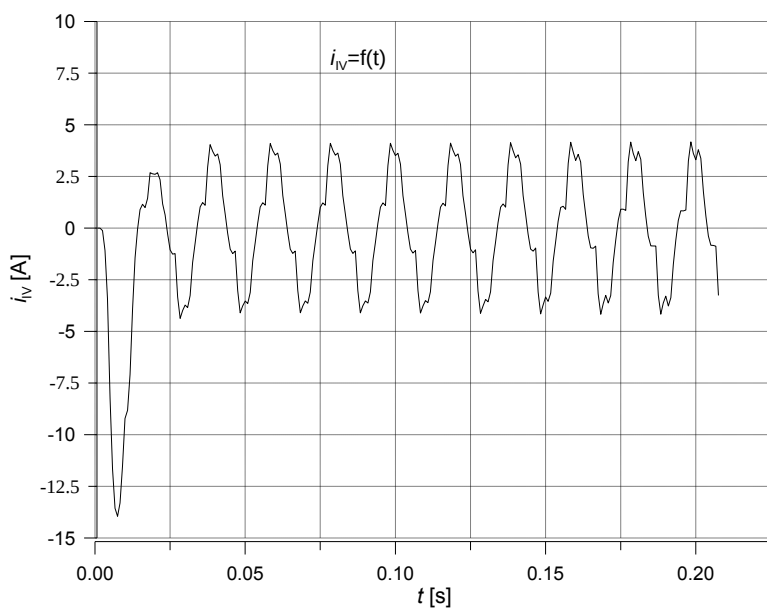
Rys. 5.13. Przekrój trójfazowego hybrydowego silnika indukcyjnego jawnobiegunowego, model 2

Analizę numeryczną pola elektromagnetycznego w przekroju modelu silnika i wyznaczenie przebiegów chwilowych wielkości elektromechanicznych przeprowadzono wykorzystując aplikację Flux 2D. Dokonano dyskretyzacji podobszarów przekroju silnika, tworząc siatkę elementów skończonych zawierającą 9348 elementów i 18755 węzłów. W tabeli 5.2 zestawiono parametry uzwojeń i wirnika. Zostały one wyznaczone ze wzorów analitycznych i przyjęte do analizy. Obliczenia przeprowadzono dla silnika nieobciążonego oraz z momentem hamującym zmieniającym się liniowo. Charakterystyki wybranych przebiegów chwilowych prądów i napięć oraz prędkości obrotowej dla silnika bez obciążenia przedstawiają rysunki 5.14-5.29.

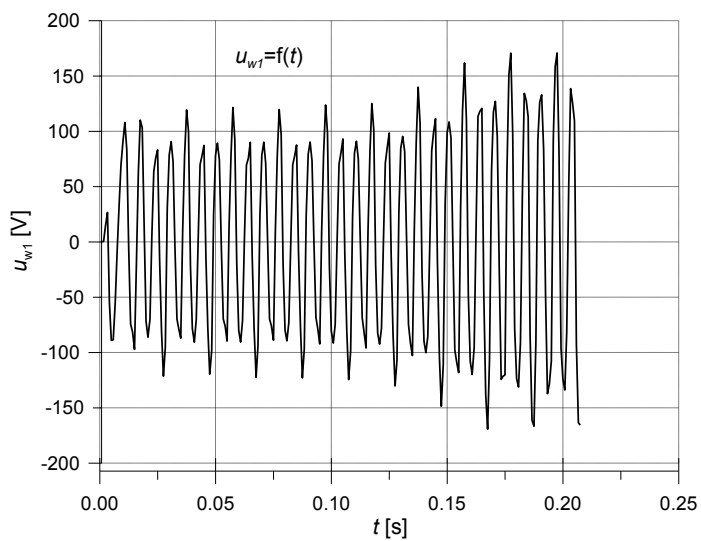
Tabela 5.2. Parametry uzwojeń i wirnika modelu 2

Sekcje uzwojenia połączone w zygzak	Uzwojenie pomocnicze	Pręty wirnika	Pierścienie wirnika	Wirnik
Rezystancja $R_{Z1} = 8,32 \Omega$ $R_{Z2} = 3 \Omega$	Rezystancja $R_w = 6,78 \Omega$	Rezystywność $\rho = 3,23 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$	Indukcyjności rozproszenia sektora pierścienia $L_r = 1 \times 10^{-9} H$	Długość $l = 25 \times 10^{-3} m$ Średnica $D_w = 30 mm$
Liczba zwojów $z_1 = 1686$ $z_2 = 617$	Liczba zwojów $z_2 = 1000$ Pojemność kondensatorów $C_1 = C_1$ {0, 4 μF }	Liczba prętów 28	Rezystancja sektora pierścienia $R_r = 4,05 \times 10^{-6} W$	Moment bezwładności $J = 9,18 \times 10^{-6} kg \cdot m$

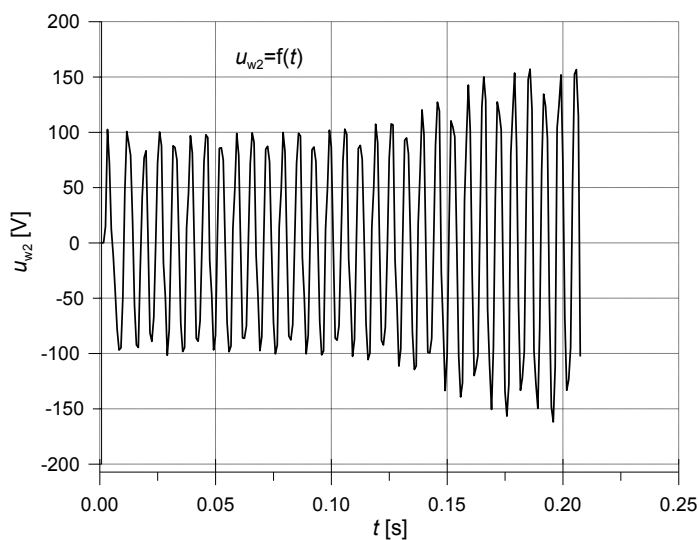
Rys. 5.14. Przebiegi prądu zasilającego fazy A modelu 2, ($C_1 = C_2 = 0$)Rys. 5.15. Przebiegi prądu w sekcji A uzwojenia połączonego w zygzak modelu 2, ($C_1 = C_2 = 0$)



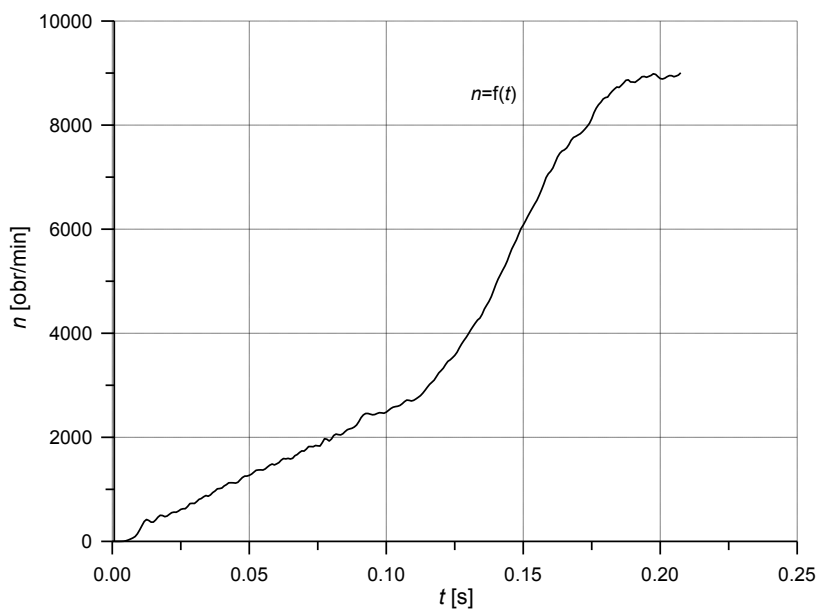
Rys. 5.16. Przebiegi prądu w sekcji G uzwojenia połączonego w zygzak modelu 2, ($C_1 = C_2 = 0$)



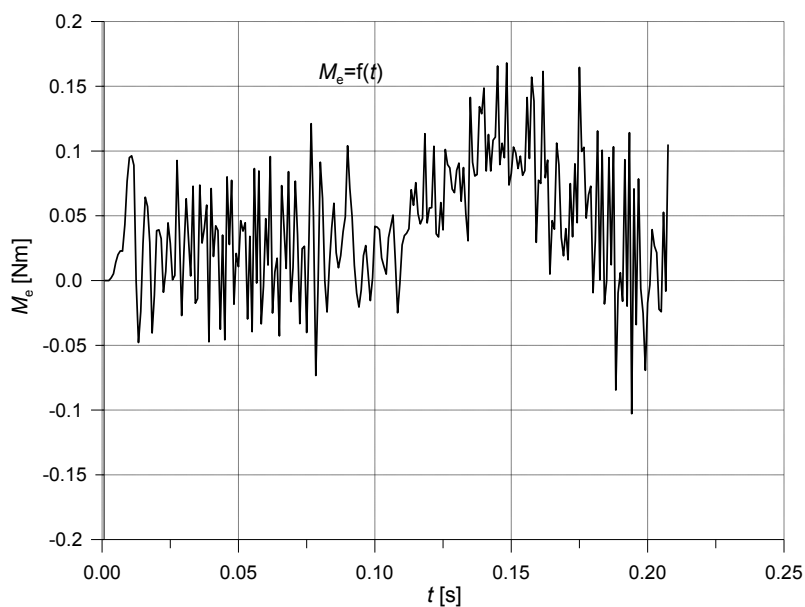
Rys. 5.17. Przebiegi napięcia na uzwojeniu pomocniczym w_1 modelu 2, ($C_1 = C_2 = 0$)



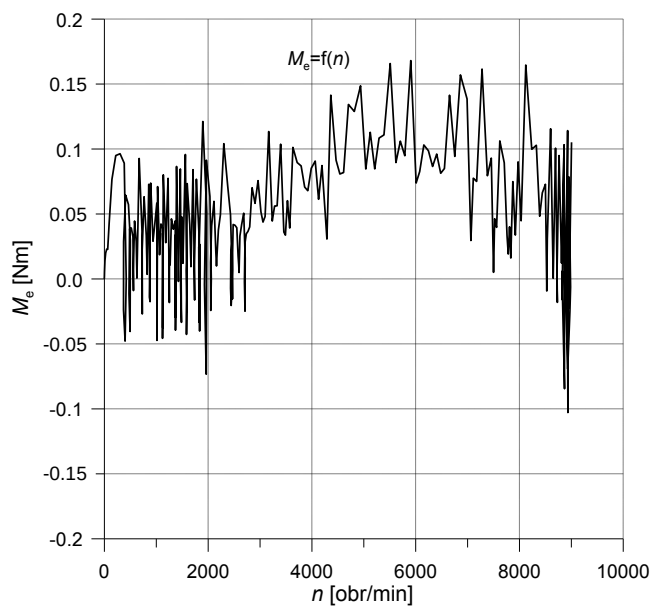
Rys. 5.18. Przebiegi napięcia na uzwojeniu pomocniczym w_2 modelu 2, ($C_1 = C_2 = 0$)



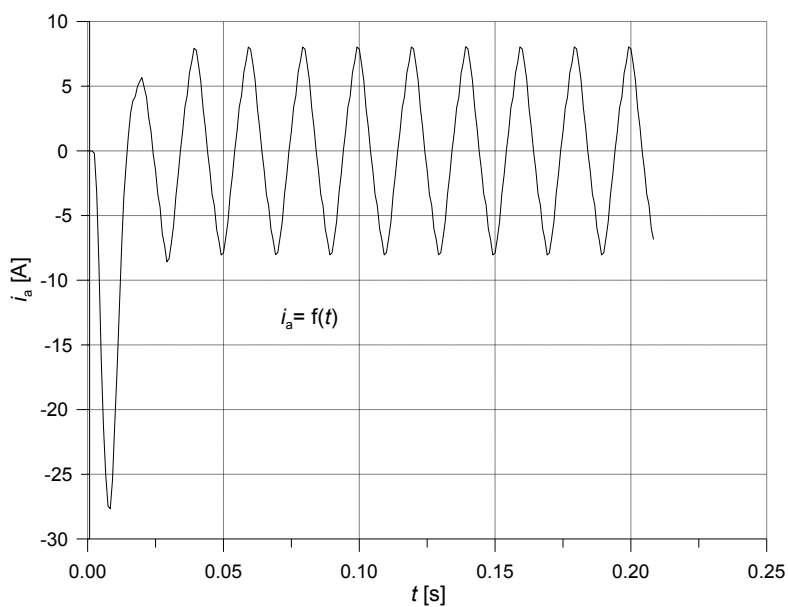
Rys. 5.19. Charakterystyka prędkości obrotowej wirnika w stanie bez obciążenia modelu 2, ($C_1 = C_2 = 0$)



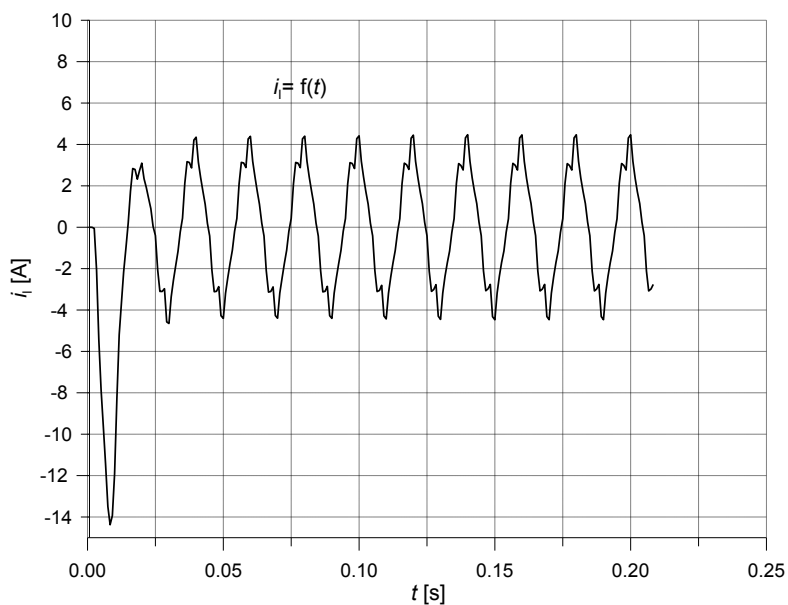
Rys. 5.20. Charakterystyka momentu elektromagnetycznego w funkcji czasu modelu 2, ($C_1 = C_2 = 0$)



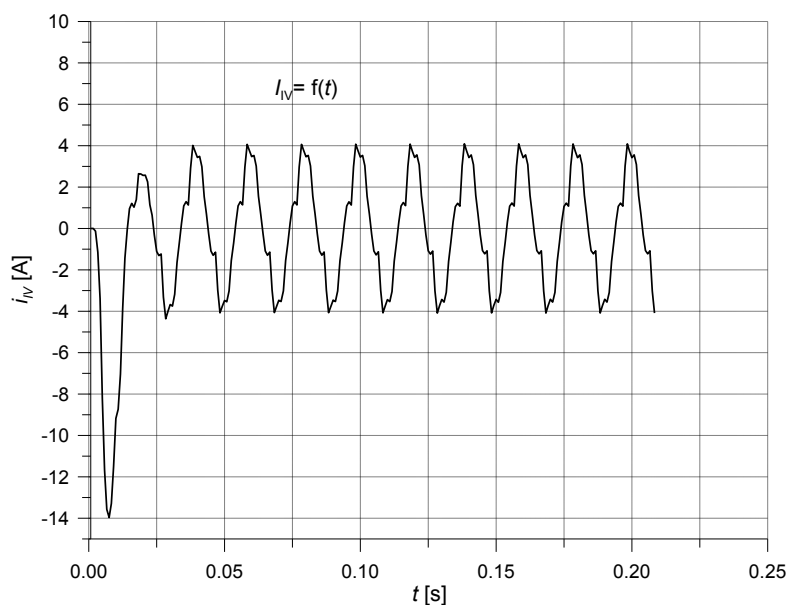
Rys. 5.21. Charakterystyka momentu elektromagnetycznego w funkcji prędkości obrotowej modelu 2, ($C_1 = C_2 = 0$)



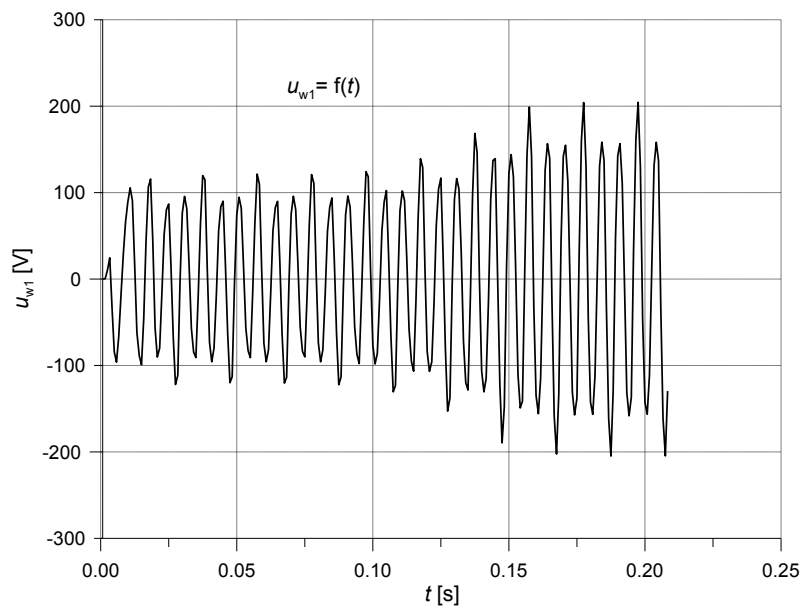
Rys. 5.22. Przebiegi prądu zasilającego fazy A modelu 2, ($C_1 = C_2 = 4\mu\text{F}$)



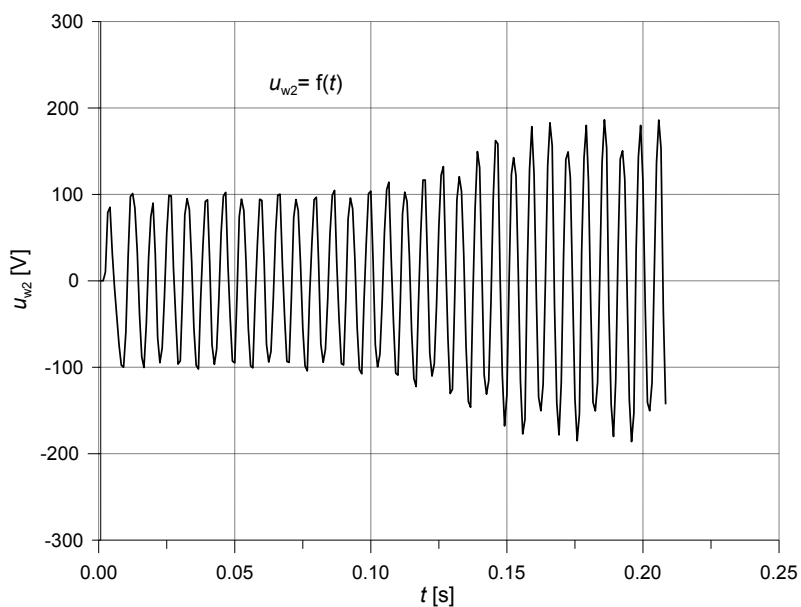
Rys. 5.23. Przebiegi prądu w sekcji A uzwojenia połączonego w zygzak modelu 2, ($C_1 = C_2 = 4\mu\text{F}$)



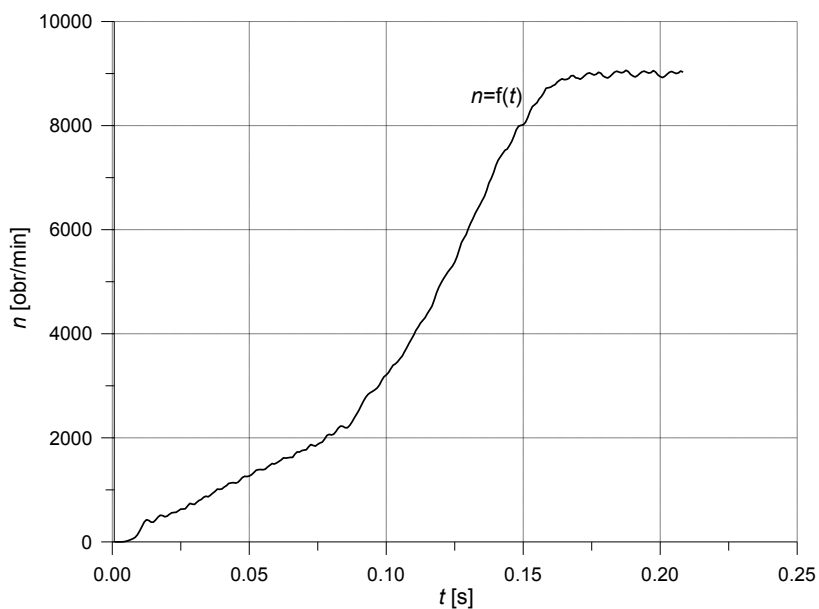
Rys. 5.24. Przebiegi prądu w sekcji G uzwojenia połączonego w zygzak modelu 2, ($C_1 = C_2 = 4\mu\text{F}$)



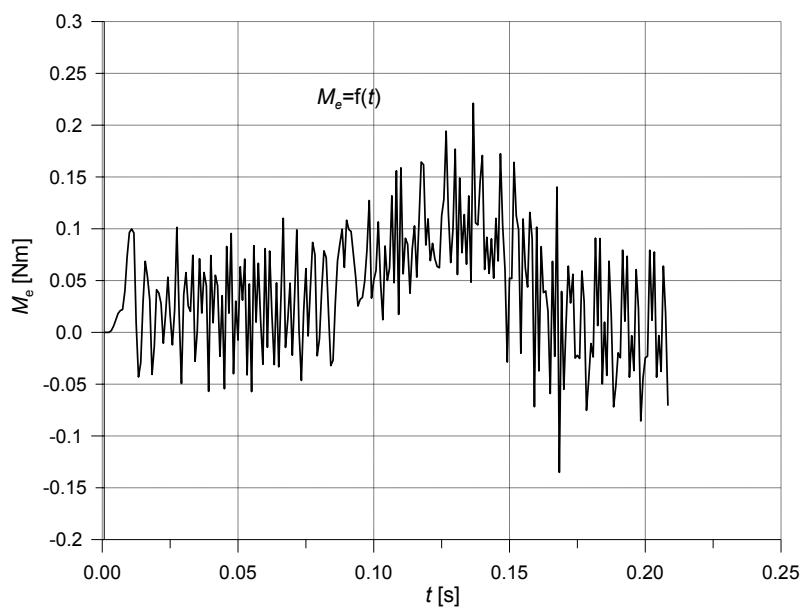
Rys. 5.25. Przebiegi napięcia na uzwojeniu pomocniczym w_1 modelu 2, ($C_1 = C_2 = 4\mu\text{F}$)



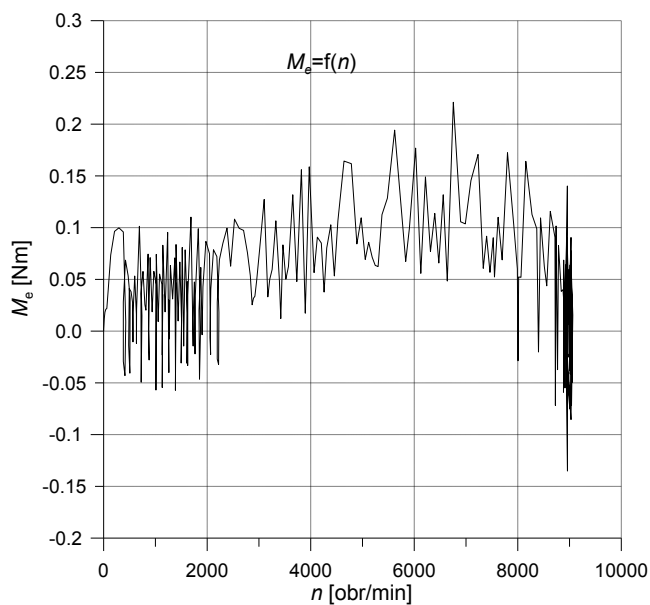
Rys. 5.26. Przebiegi napięcia na uzwojeniu pomocniczym w_2 modelu 2, ($C_1 = C_2 = 4\mu\text{F}$)



Rys. 5.27. Charakterystyka prędkości obrotowej wirnika w stanie bez obciążenia modelu 2, ($C_1 = C_2 = 4\mu\text{F}$)



Rys. 5.28. Charakterystyka momentu elektromagnetycznego w funkcji czasu modelu 2, ($C_1 = C_2 = 4\mu\text{F}$)



Rys. 5.29. Charakterystyka momentu elektromagnetycznego w funkcji prędkości obrotowej modelu 2, ($C_1 = C_2 = 4\mu\text{F}$)

W celu porównania przebiegu charakterystyk, przeprowadzono obliczenia dla silnika obciążonego momentem zmieniającym się liniowo z prędkością obrotową:

$$(5-16) \quad M^r = D_\varphi \cdot \omega,$$

gdzie:

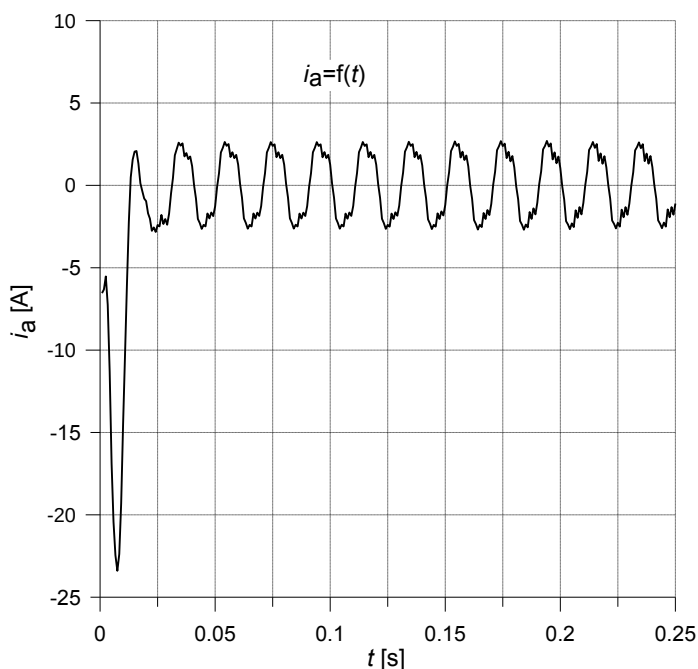
M^r - moment strat,

D_φ - współczynnik tarcia w N·m·s,

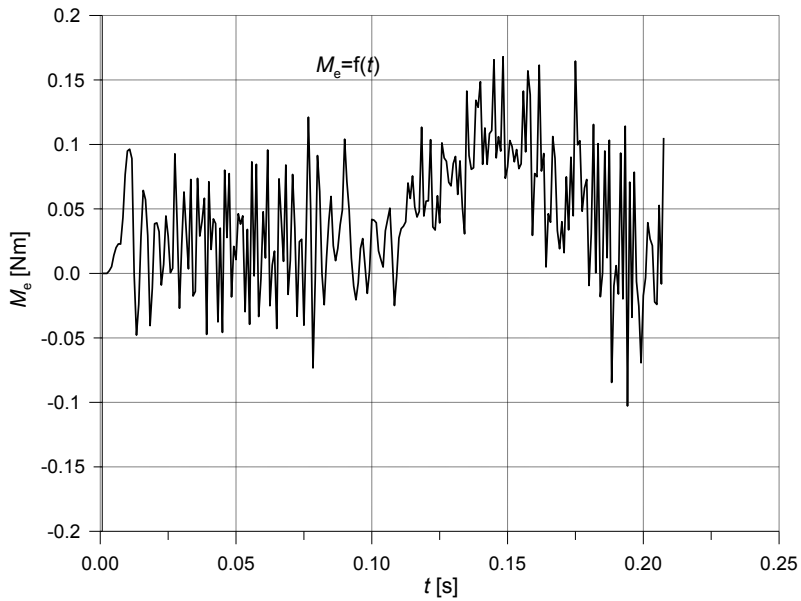
Ω - prędkość obrotowa w rad/s.

Aby zmniejszyć wartości prądu zasilającego, do zacisków silnika dołączono układ kompensacyjny złożony z trzech kondensatorów o pojemnościach 23 μF , połączonych w trójkąt.

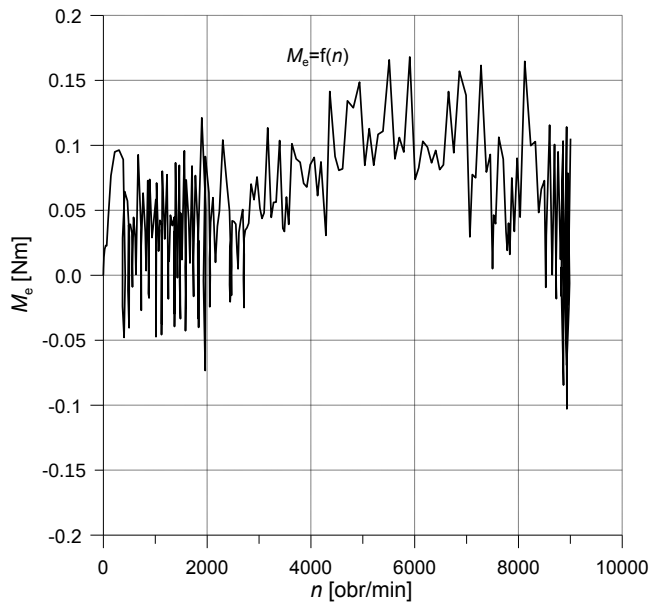
Tak jak poprzednio, uzwojenia pomocnicze są obciążone kondensatorami o wartości pojemności 4 μF . Charakterystyki prądu zasilającego fazy A i momentu silnika oraz zestawienie charakterystyk prędkości obrotowej przedstawiają rysunki 5.30-5.33.



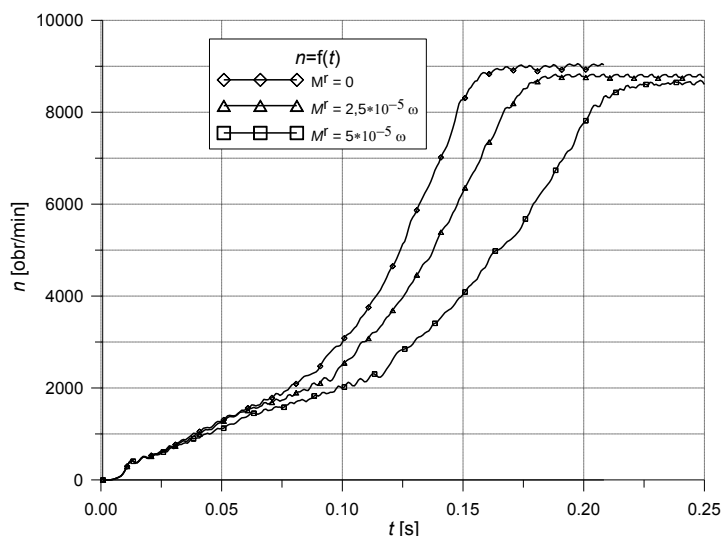
Rys. 5.30. Przebiegi prądu zasilającego fazy A, modelu 2 przy obciążeniu, ($C_1 = C_2 = 4\mu\text{F}$, $C_{ab} = C_{bc} = C_{ca} = 23\mu\text{F}$)



Rys. 5.31. Charakterystyka momentu elektromagnetycznego w funkcji czasu modelu 2, przy obciążeniu, ($C_1 = C_2 = 4\mu\text{F}$, $C_{ab} = C_{bc} = C_{ca} = 23\mu\text{F}$)



Rys. 5.32. Charakterystyka momentu silnika w funkcji prędkości obrotowej modelu 2, przy obciążeniu, ($C_1 = C_2 = 4\mu\text{F}$, $C_{ab} = C_{bc} = C_{ca} = 23\mu\text{F}$)



Rys. 5.33. Porównanie charakterystyk prędkości obrotowej modelu 2 w stanie bez obciążenia i przy obciążeniu momentem zmieniającym się liniowo, ($C_1 = C_2 = 4\mu\text{F}$, $C_{ab} = C_{bc} = C_{ca} = 23\mu\text{F}$)

Powiększenie wymiarów kolumn przekształtnika częstotliwości zwiększa jego moc wyjściową i moc silnika.

Charakterystyka zewnętrzna przekształtnika częstotliwości przy obciążeniu indukcyjnym jest „mięka”. Włączenie równolegle do uzwojeń pomocniczych odpowiednio dobranych kondensatorów powoduje jej usztywnienie, następuje wzrost strumienia trzeciej harmonicznej oraz momentu elektromagnetycznego i skrócenie czasu rozruchu.

W prądach zasilających występuje duży udział składowej biernej, gdyż magnetowód przekształtnika pracuje w nasyceniu. Składową bierną prądu można skompensować dołączając układ kondensatorów do zacisków silnika.

Maksymalna prędkość obrotowa silnika obciążonego momentem liniowo zmieniającym się z prędkością obrotową, jest niższa o około 4,5% od prędkości, jaką osiąga silnik nieobciążony, o tych samych parametrach obwodu elektrycznego.

5.2. Silniki z biegunami utajonymi

Modele silników dotychczas skonstruowanych i opisanych w literaturze mają bieguny jawne. Przy niewielkich mocach silników, takie rozwiązanie jest wystarczające. Wynika to również z rozwiązań technologicznych, łatwej adaptacji oraz możliwości kształtowania rdzenia magnetycznego przetwornika częstotliwości tak, aby wytworzyć pole magnetyczne o zwiększonej częstotliwości w szczelinie powietrznej silnika. W tych konstrukcjach, strumień trzeciej harmonicznej przekształtnika zamyka się przez szczelinę silnika, co powoduje zmniejszenie jego wartości. Lepsze wskaźniki energetyczne można uzyskać komplikując strukturę magnetowodu, tworząc drogę o mniejszej reluktancji dla strumienia trzeciej harmonicznej poprzez wprowadzenie żłobków, w celu umieszczenia w nich uzwojeń zasilanych z przetwornika.

Rozważymy dwa modele silników różniące się strukturą magnetowodów i sposobem połączenia uzwojeń przetworników częstotliwości.

5.2.1. Struktura silnika hybrydowego - model I

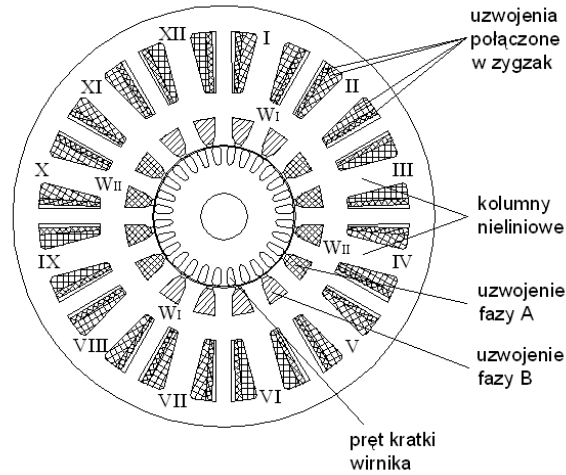
W monografii przedstawiono nową strukturę silnika hybrydowego (rys. 5.34). Stojan i wirnik silnika tworzą pakiet z blachy elektrotechnicznej nieorientowanej. Klatka wirnika jest zbudowana z 28 prętów aluminiowych. Podstawowym elementem silnika jest obwód magnetyczny utworzony z elementów nieliniowych, w których strumień jest odkształcony. Magnetowód stojana ma 12 kolumn pracujących w nasyceniu, na których są umieszczone uzwojenia przetworników częstotliwości. Można wyróżnić cztery grupy kolumn, każda z tych grup składa się z kolei z 3 kolumn, tworząc system, który generuje strumienie magnetyczne trzeciej harmonicznej.

Strumienie te mogą zamykać się przez kolumny o mniejszym przekroju, które są usytuowane na przemian z kolumnami nieliniowymi. Uzwojenia kolumn nieliniowych są zasilane z sieci trójfazowej i tworzą układ dwóch przetworników częstotliwości. Uzwojenia przetworników częstotliwości są połączone w zygzak (rys. 5.35). W odpowiadających sobie kolumnach każdego z przetworników, strumienie magnetyczne podstawowej harmonicznej są przesunięte odpowiednio o 15° w pierwszym i -15° w drugim, w odniesieniu do strumienia hipotetycznego układu, w którym uzwojenia są połączone w gwiazdę. Natomiast strumienie magnetyczne trzeciej harmonicznej będą przesunięte odpowiednio o 45° i -45° , a w stosunku do siebie o 90° . Aby uzyskać ten rezultat, liczba zwojów uzwojeń połączonych w zygzak powinna spełniać zależność:

$$(5-17) \quad \frac{z_1}{z_2} = \frac{\sin 105^\circ}{\sin 15^\circ} \cong 3,73,$$

$$(5-18) \quad \frac{z_1}{z} = \frac{\sin 105^\circ}{\sin 60^\circ} \cong 1,115, \quad \frac{z_2}{z} = \frac{\sin 15^\circ}{\sin 60^\circ} \cong 0,299,$$

gdzie z jest liczbą zwojów hipotetycznego uzwojenia, połączonego w gwiazdę, które zapewnia w rdzeniu ten sam poziom natężenia pola magnetycznego, tak jak w przypadku połączenia w zygzak.



Rys. 5.34. Przekrój trójfazowego hybrydowego silnika indukcyjnego, I, II, ... XII - kolumny nieliniowe, WI, WII - uzwojenia dwufazowe

Pomiędzy punktami neutralnymi sieci i uzwojeń połączonych w zygzak, występują napięcia trzeciej harmonicznej:

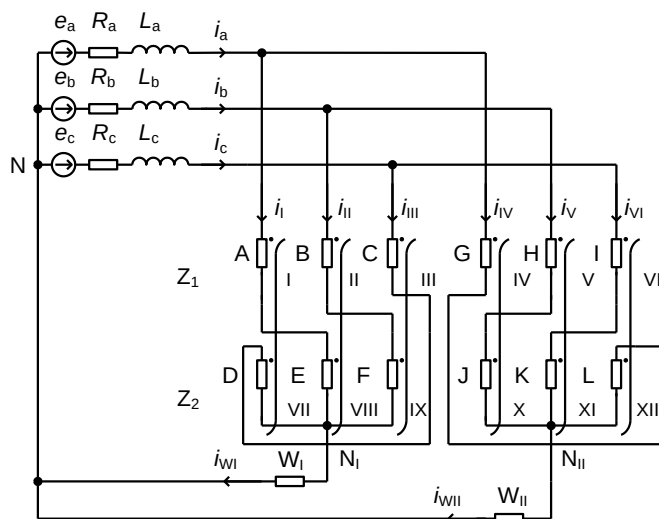
$$(5-19) \quad \underline{U}_{WI(3)} = \left(\frac{z_1}{z} + \frac{z_2}{z} \right) \underline{U}_{W(3)} e^{j\frac{\pi}{4}},$$

$$(5-20) \quad \underline{U}_{WII(3)} = \left(\frac{z_1}{z} + \frac{z_2}{z} \right) \underline{U}_{W(3)} e^{-j\frac{\pi}{4}},$$

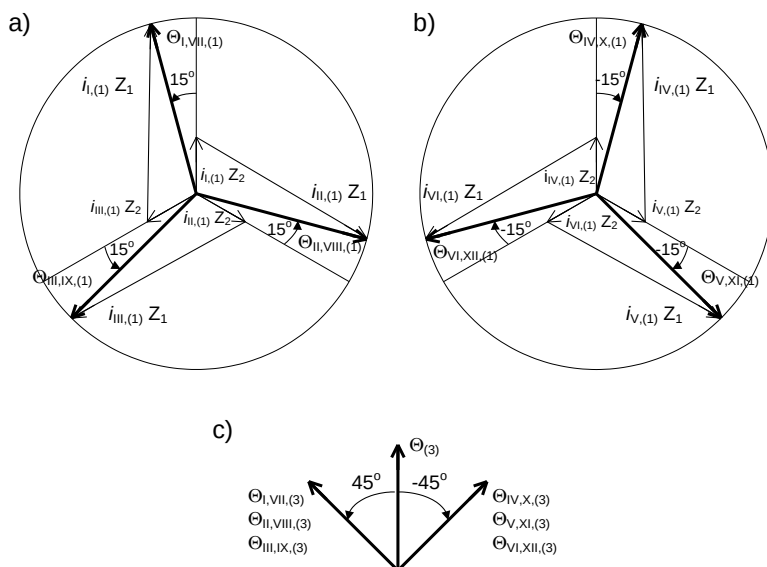
gdzie:

$\underline{U}_{W(3)}$ - napięcie trzeciej harmonicznej między punktami neutralnymi sieci i hipotetycznego uzwojenia połączonego w gwiazdę o liczbie zwojów z .

W 16 żłobkach stojana jest umieszczone symetryczne uzwojenie dwufazowe, o liczbie par biegunów $p = 1$. Każda z cewek posiada dwa zezwoje. Uzwojenia obu faz są przesunięte względem siebie o 90° i włączone między punkt neutralny sieci (N) i punkty neutralne uzwojeń połączonych w zygzak (N_I , N_{II}) przetwornika częstotliwości.



Rys. 5.35. Schemat połączeń uzwojeń trójfazowego hybrydowego silnika indukcyjnego, A, B, C, D, E, F oraz G, H, I, J, K, L - odpowiednio uzwojenia pierwszego i drugiego przetwornika częstotliwości, I, II, ... XII - kolumny nieliniowe, WI, WII - pasma uzwojenia dwufazowego



Rys. 5.36. Siły magnetomotoryczne wytworzone przez prądy pierwszej harmonicznej w uzwojeniach połączonych w tych zygzak, i wypadkowe smm ($\Theta_{I,VII,(1)}, \dots$) w nieliniowych kolumnach pierwszego (a) i drugiego (b) przetwornika częstotliwości, jak również siły magnetomotoryczne trzeciej harmonicznej ($\Theta_{I,VII,(3)}, \dots$) w kolumnach przetworników oraz smm hipotetycznego z uzwojenia połączonego w gwiazdę ($\Theta_{(3)}$) (c)

5.2.2. Równania obwodowo-polowe silnika hybrydowego - model I

Pole elektromagnetyczne w określonych podobszarach silnika jest opisane równaniem (5-2), w którym wektory potencjału wektorowego $\vec{A} = A_z \mathbf{1}_z$ i gęstości prądu $\vec{J}_0 = J_0 \mathbf{1}_z$ mają składowe w kierunku osi z przyjętego układu współrzędnych. Strumienie magnetyczne sprzężone z uzwojeniami są wyrażone przez potencjał wektorowy (5-12)

Na podstawie napięciowego prawa Kirchhoffa, równania dla obwodów przetworników częstotliwości i segmentu stojana, w której jest umieszczone uzwojenie dwufazowe silnika można zapisać następująco:

$$(5-21) \quad \begin{aligned} e_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + (R_{z1A} + R_{z2E}) i_I + \frac{d\Psi_A}{dt} + \frac{d\Psi_E}{dt} + \\ + R_{WI} i_{WI} + \frac{d\Psi_{WI}}{dt} + R_{WICz} i_{WI} + L_{WICz} \frac{di_{WI}}{dt} \end{aligned},$$

$$(5-22) \quad \begin{aligned} e_b = R_b i_b + L_b \frac{di_b}{dt} + (R_{z1B} + R_{z2F}) i_{II} + \frac{d\Psi_B}{dt} + \frac{d\Psi_F}{dt} + \\ + R_{WI} i_{WI} + \frac{d\Psi_{WI}}{dt} + R_{WICz} i_{WI} + L_{WICz} \frac{di_{WI}}{dt} \end{aligned},$$

$$(5-23) \quad \begin{aligned} e_c = R_c i_c + L_c \frac{di_c}{dt} + (R_{z1C} + R_{z2D}) i_{III} + \frac{d\Psi_C}{dt} + \frac{d\Psi_D}{dt} + \\ + R_{WI} i_{WI} + \frac{d\Psi_{WI}}{dt} + R_{WICz} i_{WI} + L_{WICz} \frac{di_{WI}}{dt} \end{aligned},$$

$$(5-24) \quad \begin{aligned} e_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + (R_{z1G} + R_{z2L}) i_{IV} + \frac{d\Psi_G}{dt} + \frac{d\Psi_L}{dt} + \\ + R_{WII} i_{WII} + \frac{d\Psi_{WII}}{dt} + R_{WIIcz} i_{WII} + L_{WIIcz} \frac{di_{WII}}{dt} \end{aligned},$$

$$(5-25) \quad \begin{aligned} e_b = R_b i_b + L_b \frac{di_b}{dt} + (R_{z1H} + R_{z2J}) i_V + \frac{d\Psi_H}{dt} + \frac{d\Psi_J}{dt} + \\ + R_{WII} i_{WII} + \frac{d\Psi_{WII}}{dt} + R_{WIIcz} i_{WII} + L_{WIIcz} \frac{di_{WII}}{dt} \end{aligned},$$

$$(5-26) \quad \begin{aligned} e_c = R_c i_c + L_c \frac{di_c}{dt} + (R_{z1I} + R_{z2K}) i_{VI} + \frac{d\Psi_I}{dt} + \frac{d\Psi_K}{dt} + \\ + R_{WII} i_{WII} + \frac{d\Psi_{WII}}{dt} + R_{WIIcz} i_{WII} + L_{WIIcz} \frac{di_{WII}}{dt} \end{aligned},$$

gdzie:

$R_a, R_b, R_c, L_a, L_b, L_c$ - rezystancje oraz indukcyjności przewodów linii zasilającej,
 $R_{z1A}, R_{z1B}, \dots, R_{z1I}, R_{z2D}, R_{z2E}, \dots, R_{z2L}$ - rezystancje sekcji uzwojeń przetworników częstotliwości,

$R_{W1cz}, R_{WIIcz}, L_{W1cz}, L_{WIIcz}$ - rezystancje oraz indukcyjności połączeń czołowych pasm uzwojenia dwufazowego,

$\Psi_A, \Psi_B, \dots, \Psi_L$ - strumienie skojarzone sekcji uzwojeń połączonych w zygzak,

Ψ_{WI}, Ψ_{WII} - strumienie skojarzone uzwojenia dwufazowego.

Powyższy układ równań należy uzupełnić, zapisując równania bilansu prądów w węzłach obwodu:

$$\begin{aligned}
 i_a + i_b + i_c &= 0 \\
 i_I + i_{II} + i_{III} &= i_{WI} \\
 i_{IV} + i_V + i_{VI} &= i_{WII} \cdot \\
 i_a &= i_I + i_{IV} \\
 i_b &= i_{II} + i_V
 \end{aligned}
 \tag{5-27}$$

Obwód wirnika jest opisany równaniami (5-13) i (5-14) i przedstawiony na rysunku 5.4.

Moment elektromagnetyczny silnika jest obliczany metodą pochodnej energii magnetycznej układu względem przesunięcia kąтового wirnika (2-15), natomiast równanie ruchu wirnika wyraża równanie (3-27).

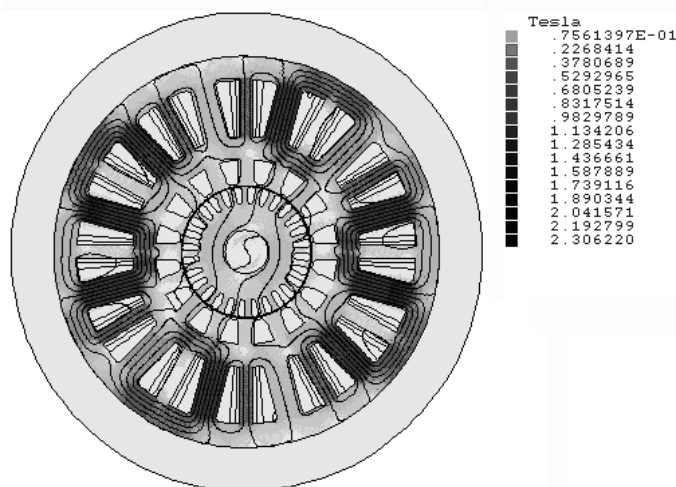
5.2.3. Pole elektromagnetyczne i charakterystyki dynamiczne - model I

Do wyznaczenia pola elektromagnetycznego w przekroju modelu silnika, przebiegów chwilowych prądów i napięć oraz momentu i prędkości obrotowej zastosowano metodę elementów skończonych, posłużono się oprogramowaniem Flux 2D. Dokonano dyskretyzacji podobszarów przekroju silnika, tworząc siatkę elementów skończonych zawierającą 8534 elementów i 17137 węzłów. Przyjęto, że magnetowód z silnika został wykonany z blach prądnicowych PE-23, o grubości 0,5 mm, długość pakietu wynosi 25 mm a jego średnica 90 mm. Silnik zasilano ze źródła napięcia trójfazowego o przebiegu sinusoidalnym i wartości skutecznej napięcia fazowego 220 V. W tabeli 5.3 przedstawiono parametry uzwojeń i wirnika, które wyznaczono ze wzorów analitycznych i przyjęto do analizy. Obliczenia przeprowadzono dla silnika nieobciążonego. Rozkłady indukcji magnetycznej i linii strumienia są pokazane na rysunku 5.37.

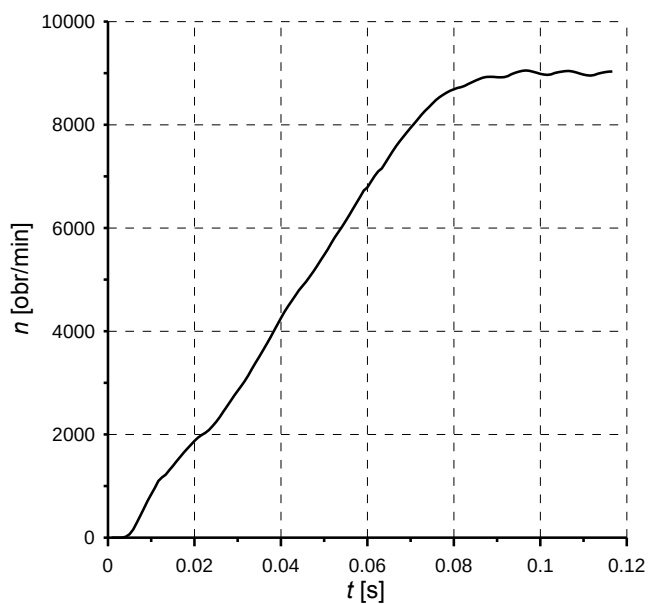
Tabela 5.3. Parametry uzwojeń i wirnika

Sekcje uzwojenia połączone w zygzak	Uzwojenie dwufazowe	Klatka wirnika	Pierścienie wirnika	Wirnik
Rezystancja $R_{Z1} = 22,81 \Omega$ $R_{Z2} = 7,06 \Omega$	Rezystancja $R_w = 20,16 \Omega$	Rezystywność $\rho = 3,23 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$	Indukcyjności rozproszenia sektora pierścienia $L_r \cdot 10^{-9} H$	Długość $l = 25 \times 10^{-3} m$ Średnica 30 mm
Liczba zwojów $Z_1 = 3071$ $Z_2 = 823$	Liczba zwojów $Z_2 = 950$ Liczba żłobków 16	Liczba prętów 28	Rezystancja sektora pierścienia $R_r = 4,05 \times 10^{-6} W$	Moment bezwładności $J = 9,18 \times 10^{-6} kg \cdot m$

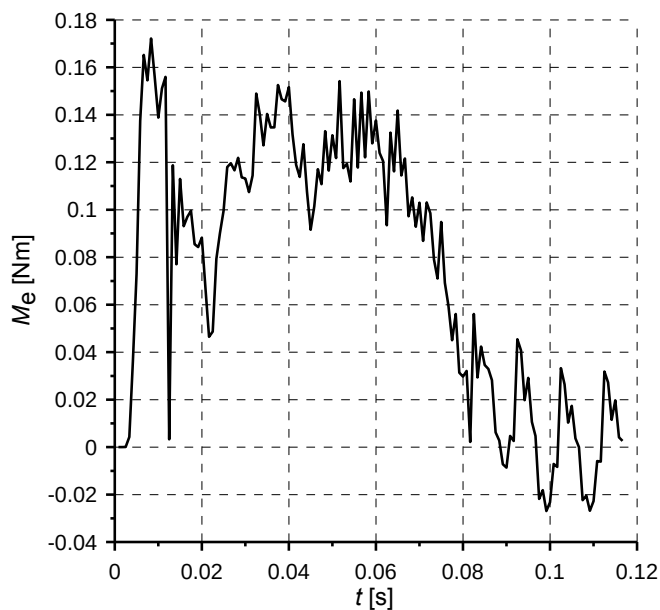
Chwilowe wartości indukcji magnetycznej występujące w nieliniowych kolumnach stojana osiągają wartości powyżej 2 T, natomiast w obszarze wirnika około 1 T. Prądy źródła są sumą prądów obu układów mnożących częstotliwość i zawierają mniejszy udział wyższych harmonicznych niż prądy w uzwojeniach przetworników. Charakterystyki prędkości obrotowej, momentu elektromagnetycznego jak również charakterystyki mechaniczne, przy braku obciążenia oraz w układzie bez kondensatorów i z kondensatorami połączonymi równolegle do pasm uzwojenia dwufazowego, są pokazane na rysunkach 5.38-5.44.



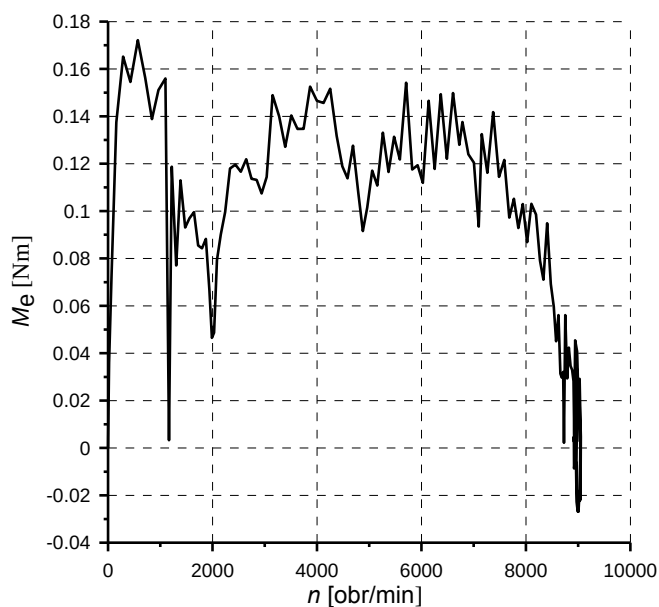
Rys. 5.37. Indukcja magnetyczna i linie strumienia w przekroju magnetowodu silnika, w chwili czasu 0,21 s



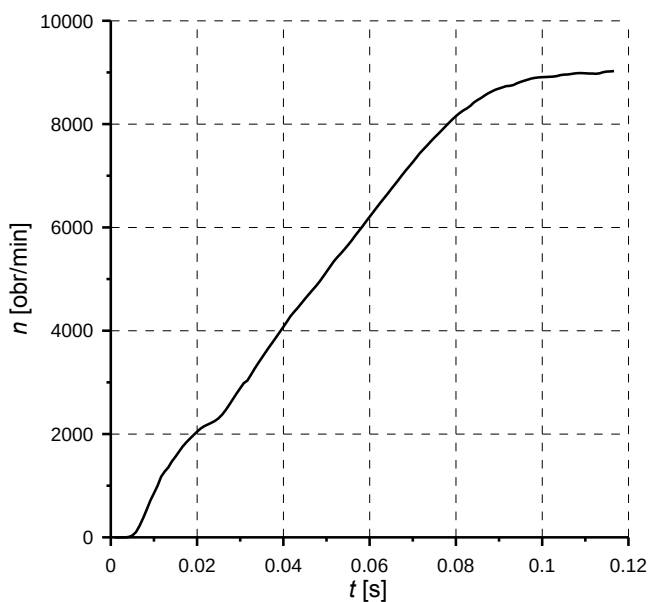
Rys. 5.38. Charakterystyka prędkości obrotowej wirnika w stanie bez obciążenia

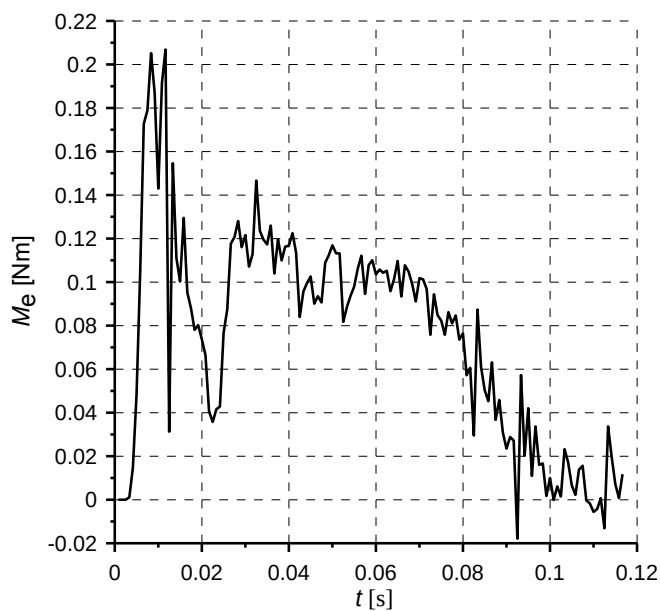


Rys. 5.39. Charakterystyka momentu elektromagnetycznego w funkcji czasu

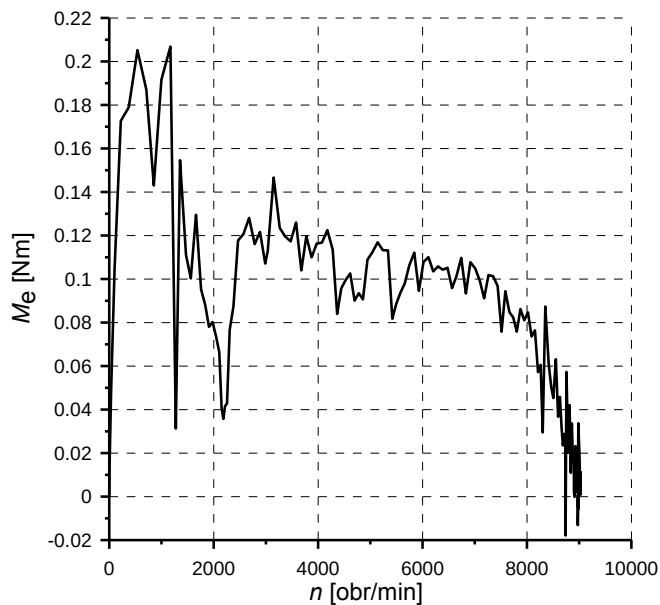


Rys. 5.40. Charakterystyka momentu elektromagnetycznego w funkcji prędkości obrotowej

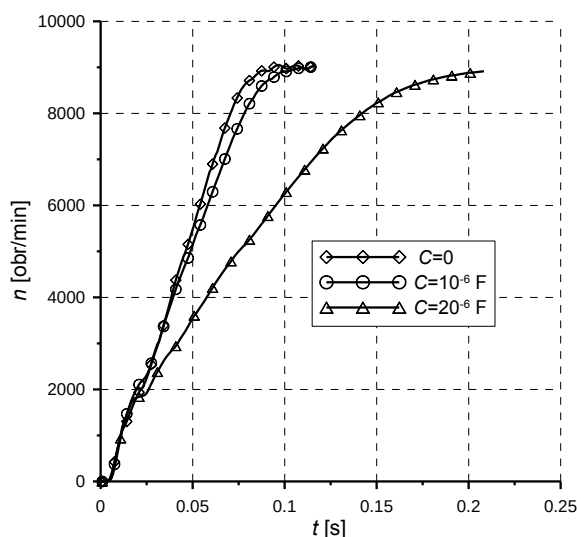
Rys. 5.41. Charakterystyka prędkości obrotowej wirnika w stanie bez obciążenia, ($C = 10\mu\text{F}$)



Rys. 5.42. Charakterystyka momentu elektromagnetycznego w funkcji czasu, ($C = 10\mu\text{F}$)



Rys. 5.43. Charakterystyka momentu elektromagnetycznego w funkcji prędkości obrotowej, ($C = 10\mu\text{F}$)



Rys. 5.44. Charakterystyki prędkości obrotowej wirnika, w stanie bez obciążenia, dla różnych wartości pojemności

Prędkość obrotowa w znacznym przedziale czasu wzrasta liniowo. W początkowej fazie rozruchu i tylko przy prędkości bliskiej synchronicznej, przyrosty prędkości są mniejsze. W przedział czasu od 0,01 s do 0,03 s występuje zauważalny wpływ pierwszej harmonicznej indukcji magnetycznej oraz przestrzennych harmonicznych pola w szczelinie powietrznej na kształt charakterystyk.

Podłączenie kondensatorów między punktem neutralnym sieci i punktami neutralnymi sekcji uzwojeń połączonych w zygzak, powoduje zmianę napięcia między tymi punktami podczas rozruchu silnika i w stanie ustalonym. To sprawia, że można wpływać na kształt charakterystyk prędkości i momentu obrotowego.

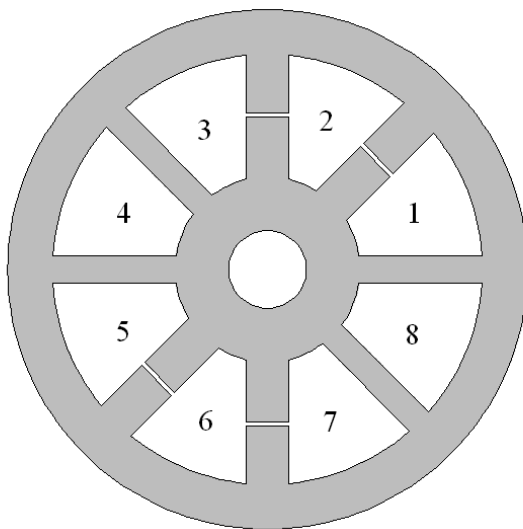
Przy wartościach pojemności kondensatorów ($C = 10 \mu\text{F}$ i większych) następuje zmniejszenie się nachylenia charakterystyk prędkości wirnika, a tym samym wydłuża się czas rozruchu.

Moment elektromagnetyczny silnika wzrasta w początkowej fazie rozruchu, następnie osiąga wartości mniejsze niż w konfiguracji bez kondensatorów.

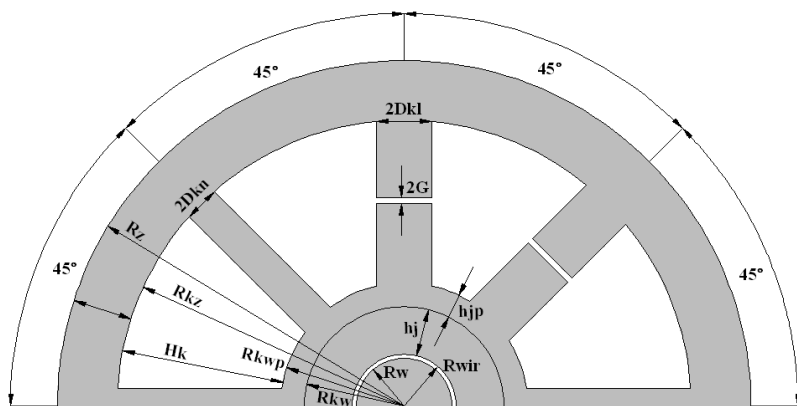
5.2.4. Struktura silnika hybrydowego - model II

Przedstawione zostanie kolejne rozwiązanie - model II silnika hybrydowego, który charakteryzuje się nową strukturą geometryczną magnetowodu i innym sposobem połączeń uzwojeń przetwornika (układ Scotta), co również umożliwia uzyskanie układu napięć dwufazowych potrójonej częstotliwości przy zasilaniu trójfazowym.

Przekrój magnetowodu silnika jest przedstawiony na rysunku 5.45. W stojanie można wyróżnić 8 kolumn rozchodzących się promieniście. Cztery z nich stanowią rdzenie liniowe (ze szczeliną powietrzną), czyli pracują w liniowej części charakterystyki magnesowania; kolejne cztery są nieliniowe (pracują w stanie nasycenia). Ich przekroje poprzeczne różnią się od siebie. Obie grupy kolumn są umieszczane na przemian, aby zapewnić symetrię. Okna przekroju różnią się polem powierzchni, są tam umieszczone uzwojenia przetwornika.



Rys. 5.45. Przekrój magnetowodu silnika hybrydowego, model II



Rys. 5.46. Przekrój magnetowodu silnika hybrydowego z wymiarami, model II

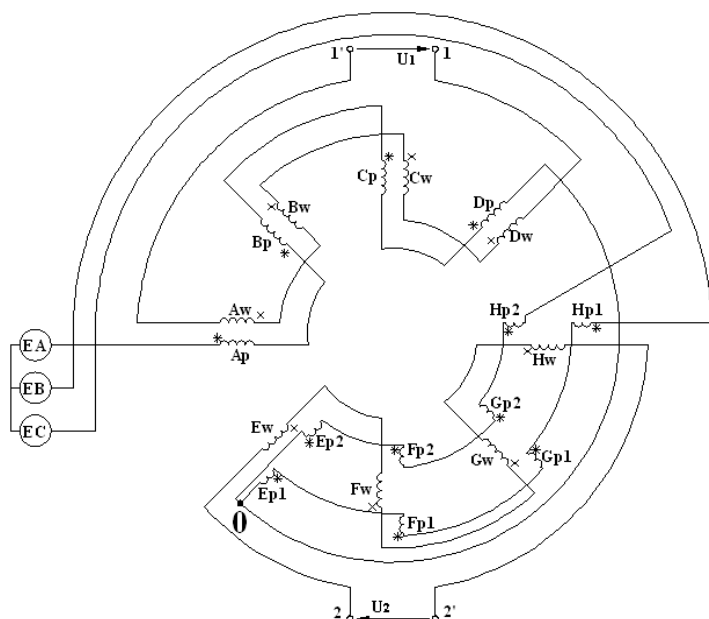
Parametry określające wymiary modelu przedstawia rysunek 5.46, ich wartości i objaśnienia zawiera tabela 5.4.

Tabela 5.4. Parametry określające wymiary modelu II

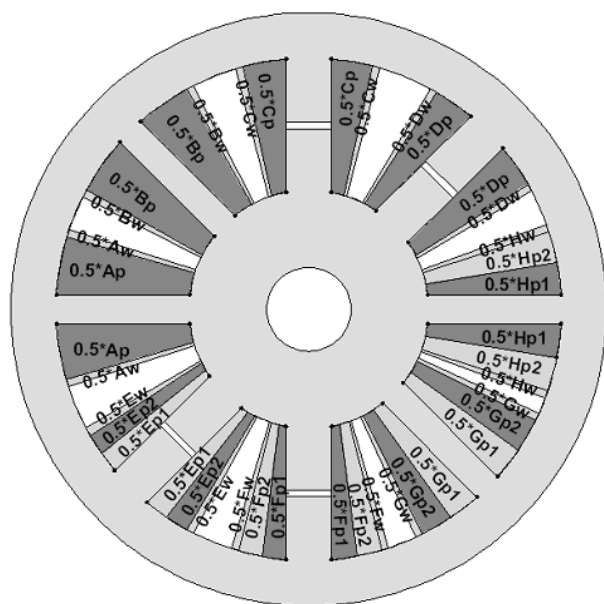
Nazwa	Opis	Wartość [mm]
$2D_{kn}$	Szerokość kolumny nieliniowej	9
$2D_{kl}$	Szerokość kolumny liniowej	14
$2G$	Szerokość szczeliny w kolumnach liniowych	1
R_z	Promień zewnętrzny pakietu stojana	92
R_w	Promień wewnętrzny pakietu stojana	12,25
R_{kw}	Promień wewnętrzny kolumny	27
R_{kwp}	Promień wewnętrzny kolumny powiększony o wysokość jarzma przetwornika częstotliwości w celu zapewnienia odpowiedniej drogi strumienia	37
R_{kz}	Promień zewnętrzny kolumny	78
H_k	Wysokość kolumn $= R_{kz} - R_{kwp}$	41
h_j	Wysokość jarzma w celu zapewnienia odpowiedniej drogi strumienia wytwarzanego przez uzwojenia silnika	14,75
h_{jp}	Wysokość jarzma w celu zapewnienia odpowiedniej drogi strumienia wytwarzanego przez przetwornik	10
$H_j + h_{jp}$	Łączna wysokość jarzma modelu $= R_{kwp} - R_w$	24,75
l_i	Długość pakietu stojana (długość obliczeniowa wirnika)	55

Przetwornik częstotliwości z wyjściem dwufazowym, zbudowany na rdzeniach trójkolumnowych, przedstawiono rysunku 2.16b. Uwzględniając zasadę połączeń uzwojeń przetwornika, specyfikę układu Scotta oraz warunki symetrii magnetycznej i geometrycznej, opracowano schemat obwodu elektrycznego przetwornika dla modelu II silnika hybrydowego (rys. 5.47).

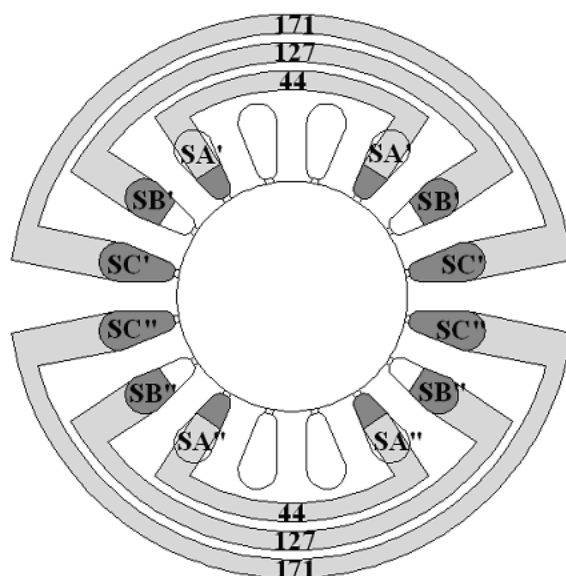
Obwód elektryczny przetwornika jest zasilany trójfazowo, uzwojenia pierwotne są połączone w układzie Scotta. Poszczególne cewki strony wtórnej przetwornika częstotliwości są połączone szeregowo przeciwsobnie, aby uzyskać efekt odejmowania się pierwszych harmonicznych indukowanych napięć. W następstwie można uzyskać na zaciskach 1-1' oraz 2-2' napięcia przesunięte względem siebie o 90°. Zasilają one uzwojenie główne i pomocnicze klatkowego silnika indukcyjnego. Przez odpowiedni dobór liczby zwojów poszczególnych cewek otrzymuje się napięcia o praktycznie jednakowej amplitudzie. Rozmieszczenie poszczególnych uzwojeń przetwornika ilustruje rysunek 5.48.



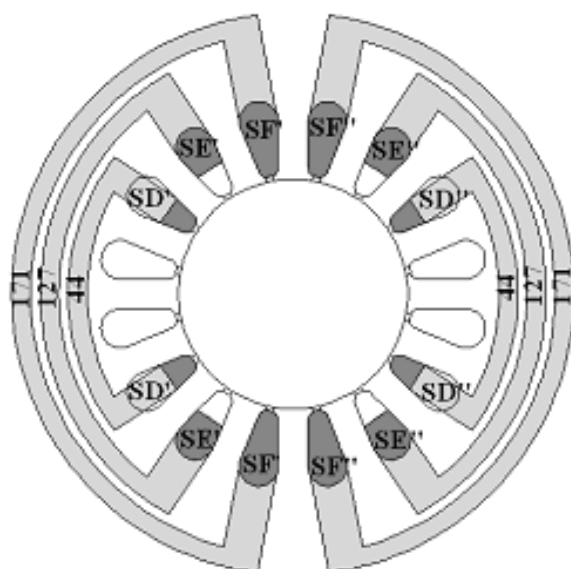
Rys. 5.47. Schemat obwodu elektrycznego przetwornika częstotliwości silnika hybrydowego, model II



Rys. 5.48. Schemat rozmieszczenia uzwojeń w przetworniku częstotliwości silnika hybrydowego, model II

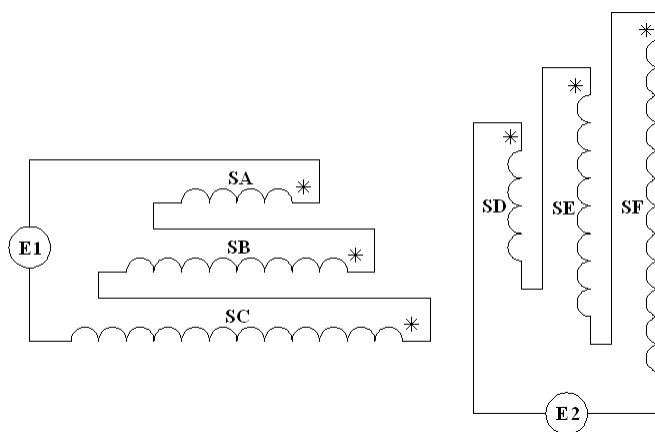


Rys. 5.49. Rozmieszczenia zezwojów uzwojenia fazy I



Rys. 5.50. Rozmieszczenia zezwojów uzwojenia fazy II

Uzwojenia obu faz są symetryczne oraz identyczne pod względem elektrycznym. Rozmieszczenie zwojów w żłobkach dobrano tak, aby uzyskać krzywą rozkładu pola zbliżoną do sinusoidy. Schematy poglądowe przedstawiające połączenia cewek i liczbę ich zwojów ilustrują rysunki 5.49 i 5.50. Schemat elektryczny uzwojeń silnika jest przedstawiony na rysunku 5.51. W tabeli 5.5 zestawiono wartości liczby zwojów i rezystancji dla cewek tworzących uzwojenia obu faz silnika (parametry dla obu faz są jednakowe).



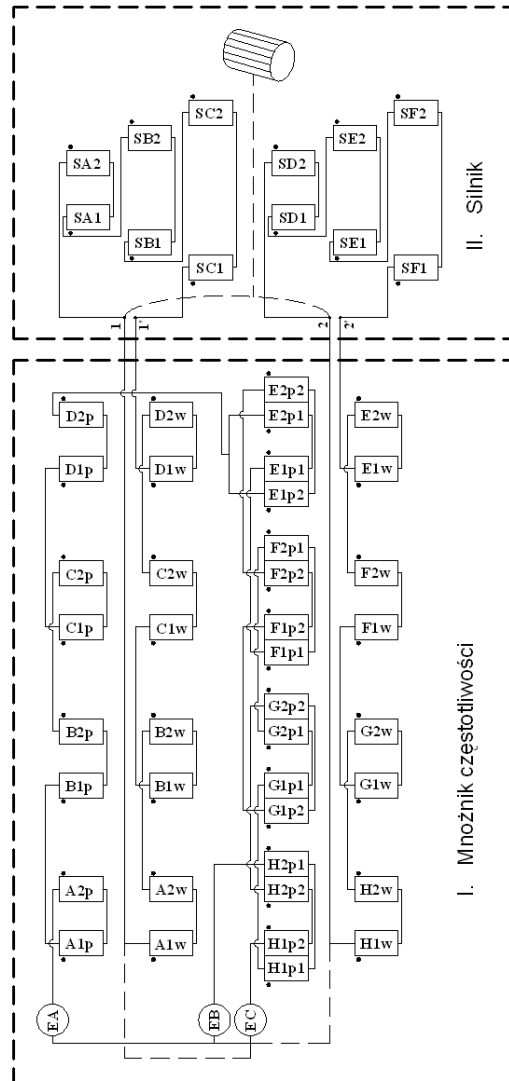
Rys. 5.51. Połączenie cewek uzwojeń silnika oraz ich oznaczenia

Tabela 5.5. Zestawienie parametrów poszczególnych cewek uzwojenia stojana (dla jednej fazy)

Cewka	Liczba zwojów	Rezystancja [Ω]
SA	$44 * 2 = 88$	3,31
SB	$127 * 2 = 254$	11,55
SC	$171 * 2 = 342$	18,49
Suma	684	33,35

5.2.5. Symulacja procesów przejściowych silnika hybrydowego - model II

Obliczenia pola elektromagnetycznego w przekroju silnika oraz napięć i prądów w jego obwodach zostały przeprowadzone przy zastosowaniu aplikacji Flux 2D. Rysunek 5.52 przedstawia schemat elektryczny silnika hybrydowego, sporządzony w konwencji stosowanego oprogramowania, w którym część I stanowi przetwornik częstotliwości, część II dwufazowy silnik indukcyjny o symetrycznych uzwojeniach obu faz. Elementy widoczne na schemacie, oznaczone jako A1p, A2p, B1p itd., reprezentują połowy poszczególnych uzwojeń widocznych w przekroju poprzecznym modelu.



Rys. 5.52. Schemat szybkoobrotowego silnika hybrydowego z uwzględnieniem podziału na jego części składowe: I - przetwornik częstotliwości, II - dwufazowy silnik indukcyjny

Pole elektromagnetyczne w poszczególnych podobszarach silnika opisuje równanie (5-2). W analizie dwuwymiarowej, wektor potencjału magnetycznego i gęstości prądu mają składowe w kierunku osi z , zgodnie z osią wału silnika. Na zewnątrz magnetowodu stojana, na okręgu usytuowanym w pewnej odległości od jego powierzchni, przyjęto zerowy warunek brzegowy Dirichleta. Analogiczny warunek występuje na osi z układu współrzędnych. Równania obwodu stojana

i wirnika są sprzężone z równaniami pola elektromagnetycznego. Prawdopodobne działanie silnika zależy od doboru wielu parametrów. Istotnym, między innymi, jest dobór liczby zwojów uzwojeń kolumn liniowych i nieliniowych przetwornika częstotliwości tak, aby zapewnić kompensowanie się podstawowych harmonicznych i sumowanie trzecich.

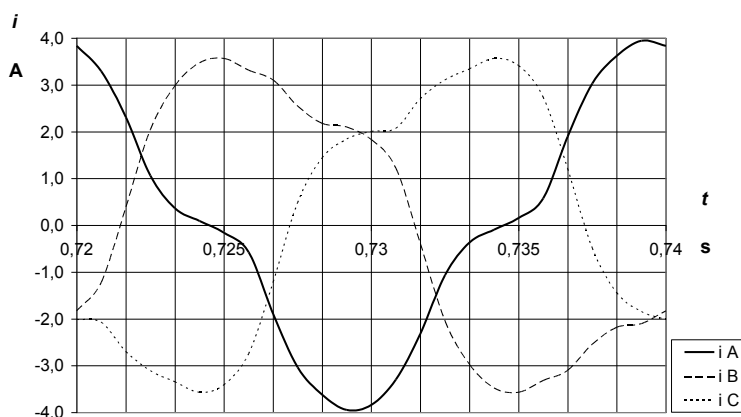
Przyjęto następujące dane wejściowe do analizy dla modelu silnika:

- napięcie zasilające trójfazowe $U_f = 230 \text{ V}$,
- częstotliwość napięcia zasilającego $f = 50 \text{ Hz}$,
- moment bezwładności silnika $j = 1,384 \cdot 10^{-5} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$,
- moment obciążenia $M_o = 0$,
- parametry obwodu silnika zamieszczono w tabeli 5.5,
- parametry obwodu przetwornika podaje tabela 5.6.

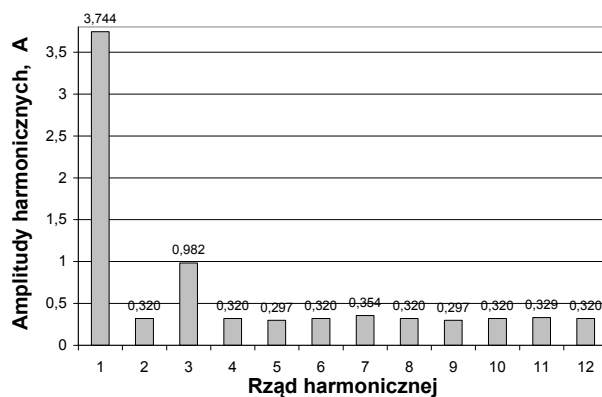
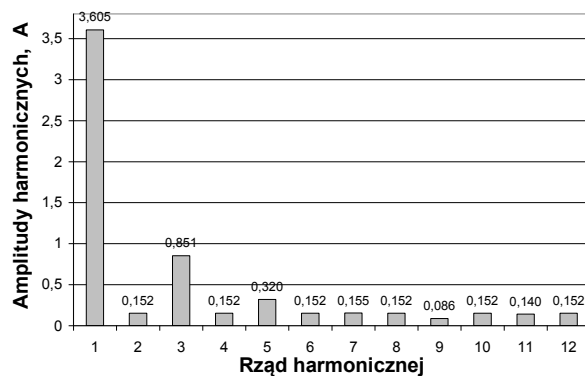
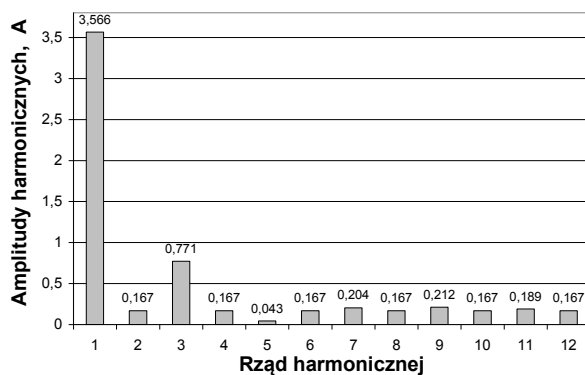
Tabela 5.6. Zestawienie parametrów modelu przetwornika częstotliwości w silniku

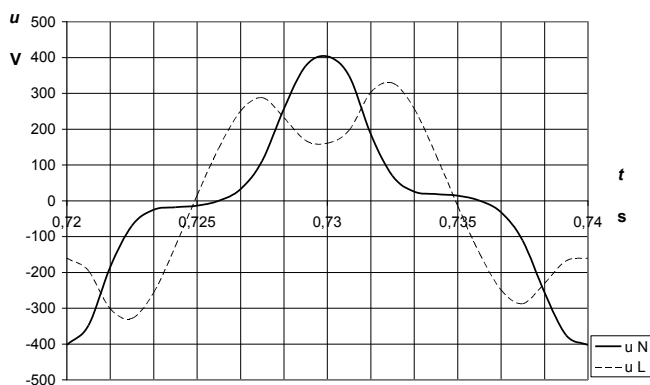
Strona pierwotna				
	z_N	z_L	z_N'	z_L'
Liczba zwojów	684	787	592	682
Rezystancja [Ω]	3,420	4,46	2,894	3,732
Strona wtórna				
	z_N	z_L	z_N'	z_L'
Liczba zwojów	805	927	805	927
Rezystancja [Ω]	34,362	44,503	33,082	42,822

Wyniki obliczeń napięć i prądów w obwodach silnika oraz mapy indukcji i linii pola magnetycznego ilustrują rysunki 5.53-5.79.

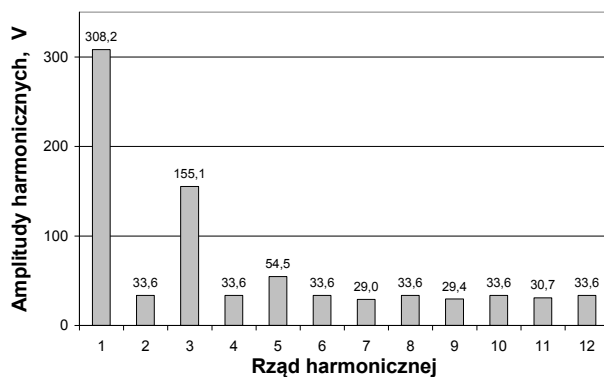


Rys. 5.53. Przebiegi prądów wejściowych i_A , i_B , i_C

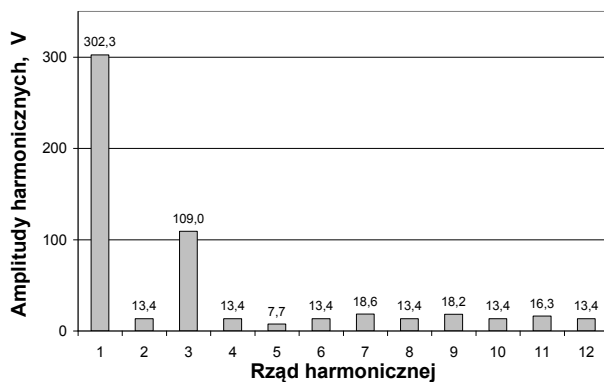
Rys. 5.54. Amplitudy harmonicznych prądu i_A Rys. 5.55. Amplitudy harmonicznych prądu i_B Rys. 5.56. Amplitudy harmonicznych prądu i_C



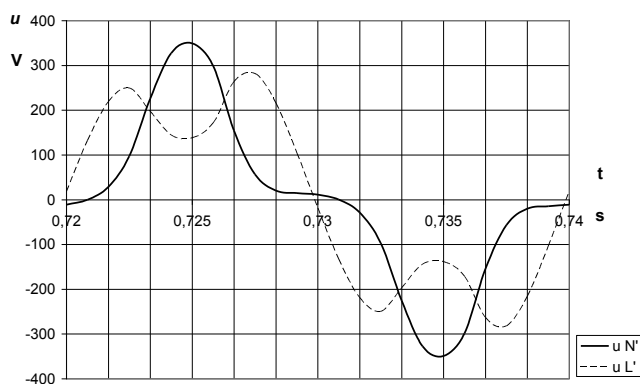
Rys. 5.57. Przebiegi napięć na kolumnie nieliniowej u_{N1} i liniowej u_{L1} strony pierwotnej, magnesowanych prądem i_A



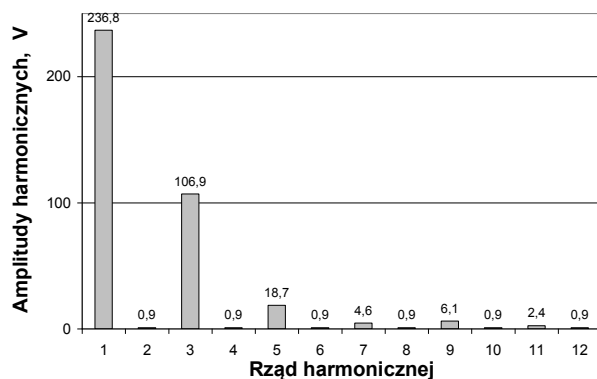
Rys. 5.58. Amplitudy harmoniczných napięcia u_{N1}



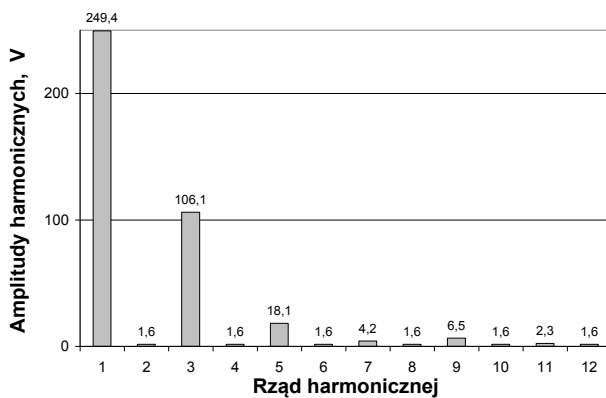
Rys. 5.59. Amplitudy harmoniczných napięcia u_{L1}



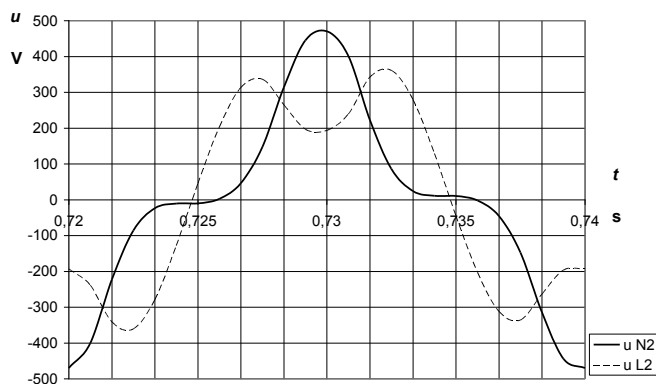
Rys. 5.60. Przebiegi napięć na kolumnie nieliniowej u_{N1}' i liniowej u_{L1}' strony pierwotnej, magnesowanych prądami i_B oraz i_C



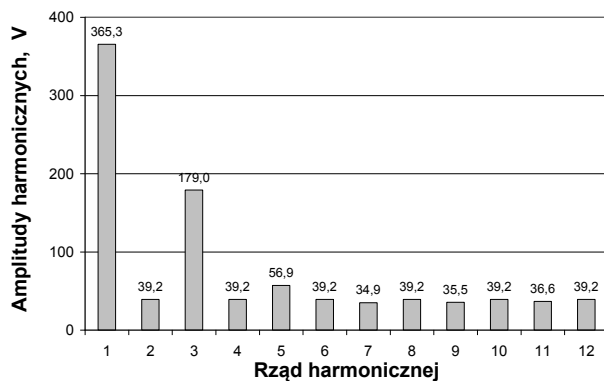
Rys. 5.61. Amplitudy harmoniczných napięcia u_{N1}'



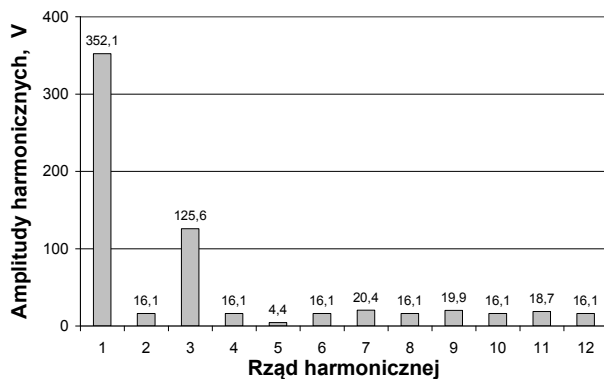
Rys. 5.62. Amplitudy harmoniczných napięcia u_{L1}'



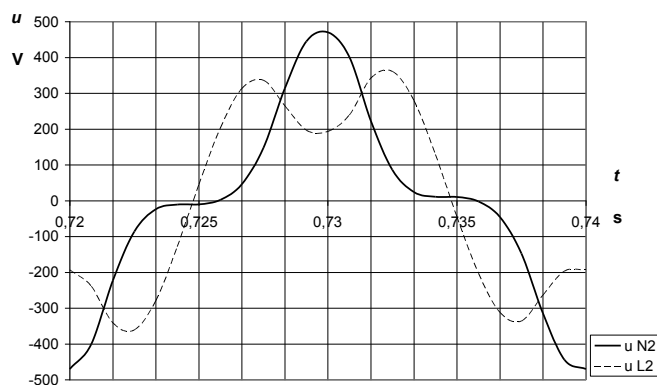
Rys. 5.63. Przebiegi napięć na kolumnie nieliniowej u_{N2} i liniowej u_{L2} strony wtórnej, magnesowanych prądem i_A



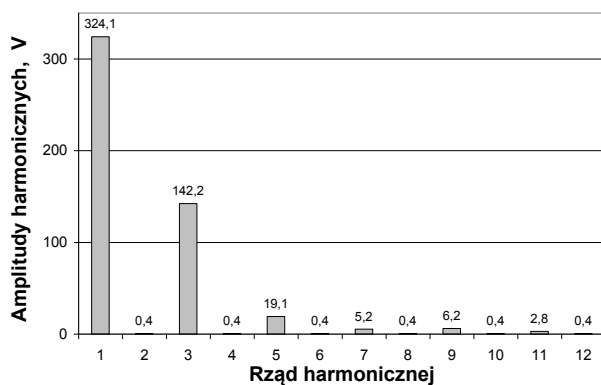
Rys. 5.64. Amplitudy harmonicznych napięcia u_{N2}



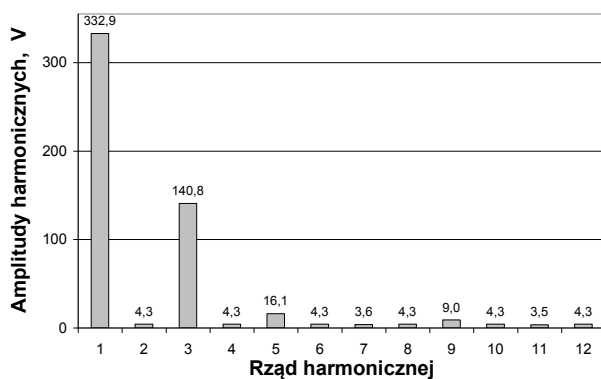
Rys. 5.65. Amplitudy harmonicznych napięcia u_{L2}



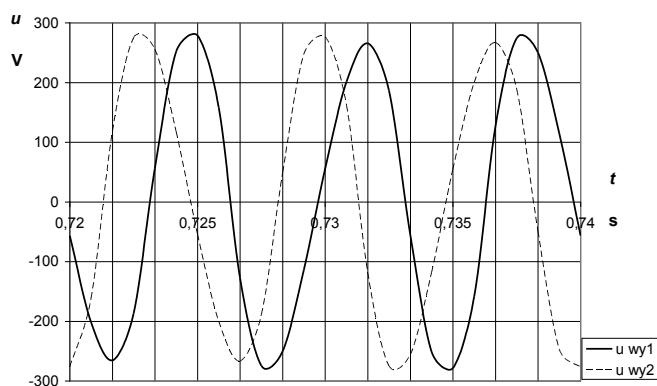
Rys. 5.66. Przebiegi napięć na kolumnie nieliniowej u_{N2} i liniowej u_{L2} strony wtórnej, magnesowanych prądami i_B oraz i_C



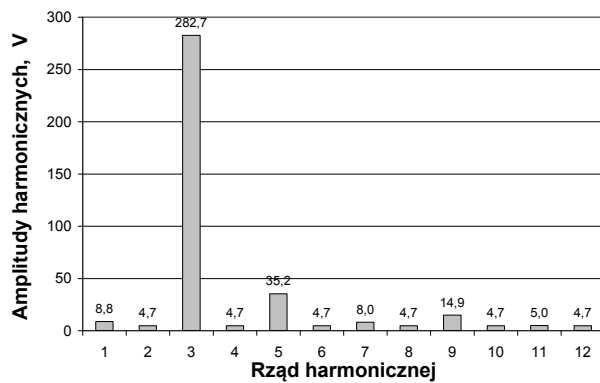
Rys. 5.67. Amplitudy harmonicznych napięcia u_{N2}



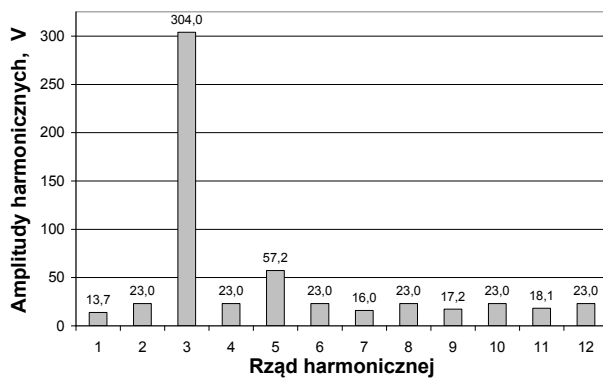
Rys. 5.68. Amplitudy harmonicznych napięcia u_{L2}



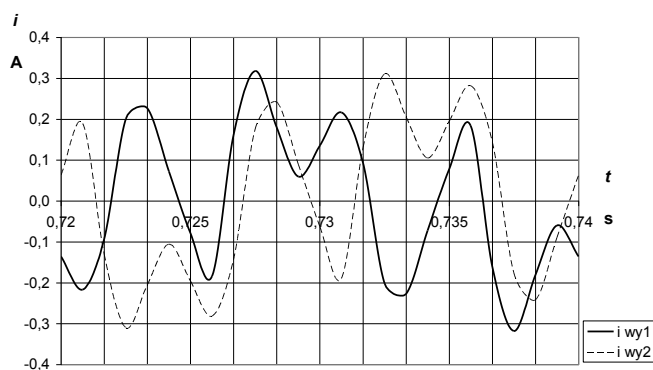
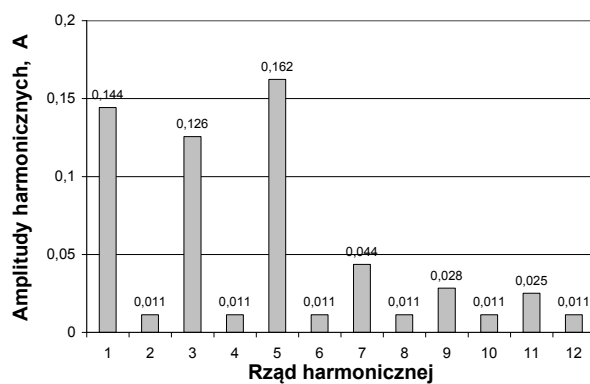
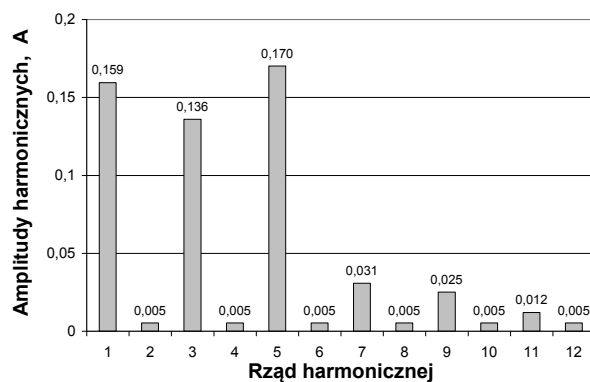
Rys. 5.69. Przebiegi napięć wyjściowych przetwornika u_{wy1} oraz u_{wy2}

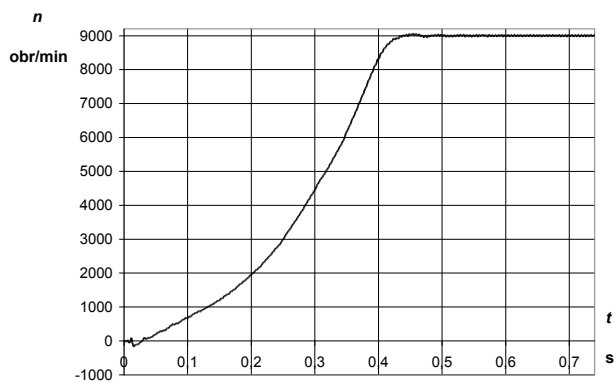


Rys. 5.70. Amplitudy harmoniczných napięć u_{wy1}

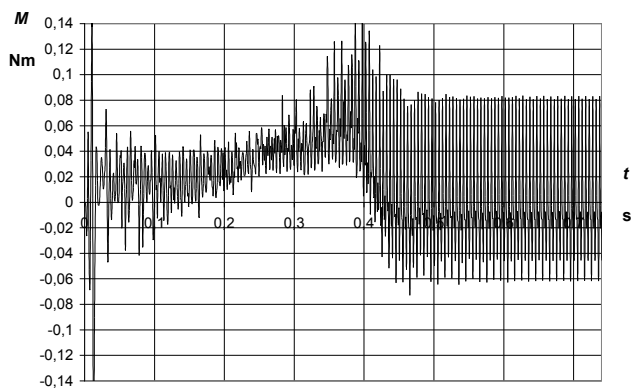


Rys. 5.71. Amplitudy harmoniczných napięć u_{wy2}

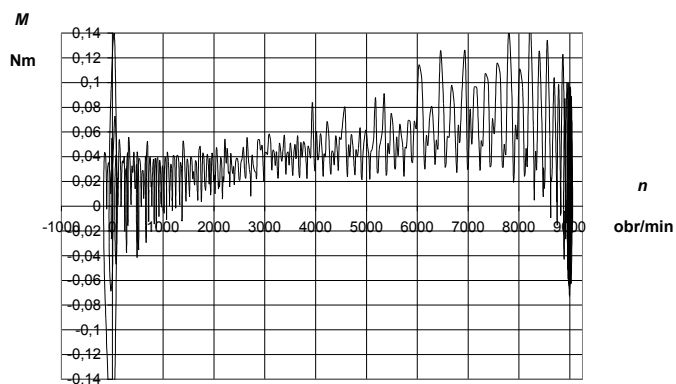
Rys. 5.72. Przebiegi prądów wyjściowych przetwornika i_{wy1} oraz i_{wy2} Rys. 5.73. Amplitudy harmonicznych prądu i_{wy1} Rys. 5.74. Amplitudy harmonicznych prądu i_{wy2}



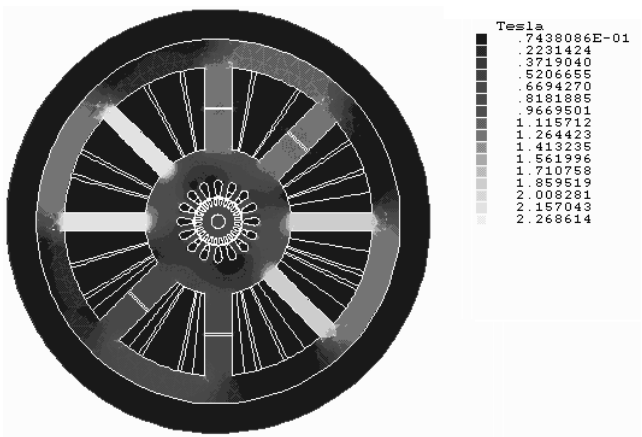
Rys. 5.75. Charakterystyka prędkości obrotowej w funkcji czasu



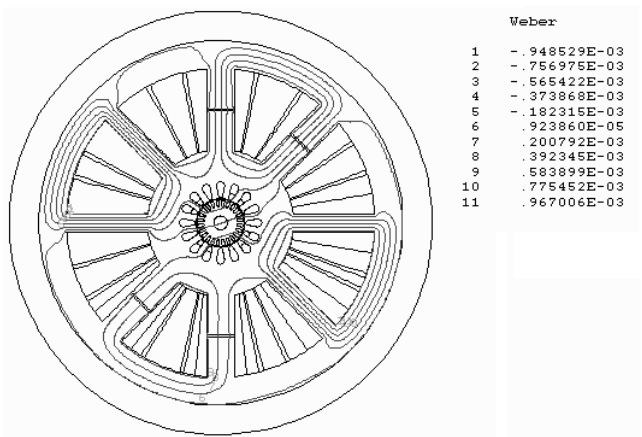
Rys. 5.76. Charakterystyka momentu obrotowego w funkcji czasu



Rys. 5.77. Charakterystyka mechaniczna silnika



Rys. 5.78. Rozkład indukcji magnetycznej w chwili czasu $t = 0,7275$ s



Rys. 5.79. Obraz linii strumienia magnetycznego w chwili czasu $t = 0,7275$ s

Tabela 5.7. Zestawienie wartości skutecznych napięć i prądów charakteryzujących obwód przetwornika

Strona pierwotna						
U_{N1}	U_{L1}	U_{N1}'	U_{L1}'	I_A	I_B	I_C
V	V	V	V	A	A	A
258,2	261,5	227,1	226,1	2,482	2,567	2,509
Strona wtórna						
U_{N2}	U_{L2}	U_{N2}'	U_{L2}'	U_{wy1}	U_{wy2}	I_{wy1}
V	V	V	V	V	V	A
251,5	258,0	250,7	255,4	201,1	201,0	0,185

Wartości skuteczne napięć i prądów w obwodach przetwornika częstotliwości i silnika przedstawiono w tabeli 5.7.

Odpowiedni dobór proporcji zwojów uzwojeń przetwornika częstotliwości i uzwojeń silnika, przy założonym napięciu wejściowym, zapewnia poprawne funkcjonowanie silnika hybrydowego. Silnik osiąga, przy braku obciążenia, prędkość obrotową ustaloną bliską 9000 obr/min po czasie 0,45 sekundy.

Prądy zasilające silnik hybrydowy są odkształcone wyższymi harmonicznymi, z których dominującą jest trzecia harmoniczna. Jej wartość w prądzie fazy A wynosi 26,2 %, w pozostałych fazach jest mniejsza o około 3 %. Wartości skuteczne prądów cechuje pewna asymetria, co jest charakterystyczne w układzie Scotta, w fazach B i C przyjmują wartości nieco większe niż w fazie A, odpowiednio 103 % i 101,1 %.

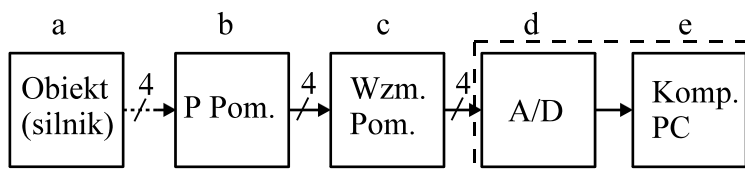
Napięcia na kolumnach liniowych i nieliniowych są odkształcone nieparzystymi harmonicznymi, z których trzecia jest wykorzystana do uzyskania napięć wyjściowych przetwornika częstotliwości.

Napięcia te stanowi różnice przebiegów na uzwojeniach wtórnych kolumny liniowej i nieliniowej; pierwsze harmoniczne odejmują się, natomiast trzecie sumują. W przebiegach tych napięć udział harmonicznej o częstotliwości sieci jest znikomy (3,1 % oraz 4,5 %) w stosunku do trzeciej harmonicznej. Napięcia te są przesunięte w fazie o 90° .

Prądy zasilające uzwojenia silnika są odkształcone i zawierają znaczny udział harmonicznej podstawowej, trzeciej i piątej. Ma to odzwierciedlenie w przebiegu momentu obrotowego w postaci przebiegu o znacznej amplitudzie, po ustaleniu się prędkości obrotowej.

6. Badania laboratoryjne

6.1. Układ pomiarowy



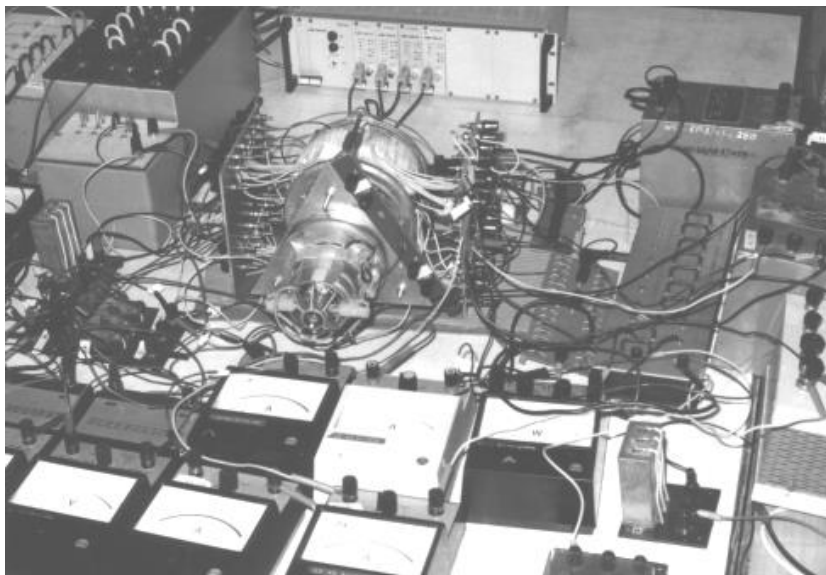
Rys. 6.1. Schemat blokowy układu pomiarowego

Układ pomiarowy, którego schemat blokowy przedstawiono na rysunku 6.1 składa się z następujących bloków:

- obiekt badany (silnik szybkoobrotowy i jego układ zasilający),
- przetworniki pomiarowe sprowadzające wybraną wielkość fizyczną do napięcia w zakresie ± 10 V,
- prąd/napięcie (badanie przebiegów prądów w obwodzie),
- Φ/U - strumień/napięcie (badanie przebiegów strumieni magnetycznych w poszczególnych elementach magnetowodu silnika),
- częstotliwość/napięcie, (pomiar prędkości obrotowej w oparciu o multitachometr DMT 21, MERA-PIAP i układ scalonego przetwornika f/U RC4151P firmy Raytheon),
- 4 kanałowa kaseata wzmacniaczy pomiarowych z filtrami analogowymi, sterowanie każdego kanału jest niezależne, współczynnik wzmocnienia programowany 1, 10, 100, 1000; programowana konfiguracja filtrów dolno-, górno-, pasmowoprzepustowa o regulowanych częstotliwościach granicznych (słowo sterujące 8 bitowe) i stałej dobroci 0,72,
- karta 8 kanałowego przetwornika analogowo-cyfrowego z układami próbkująco-pamiętającymi firmy Ambex, zbudowana w oparciu o scalony przetwornik AD 578 JN firmy Analog Devices o parametrach: rozdzielczość 12 bitów, maksymalna częstotliwość próbkowania 100 kHz, zakres napięć mierzonych ± 10 V (z możliwością zmiany na ± 5 V lub 0-10 V). Karta jest przeznaczona do współpracy z komputerem PC AT i posiada możliwość zaprogramowania parametrów sesji pomiarowej: częstotliwości próbkowania, ilości kanałów, ilości próbek,

- komputer PC 486 33 MHz 8MB RAM z zainstalowanym programem obsługującym kartę przetwornika analogowo-cyfrowego o nazwie MULT firmy Ambex, umożliwiający zaprogramowanie sesji pomiarowej, zgromadzenie i zapis wyników do pliku dyskowego w celu dalszej obróbki.

Podczas pomiarów wykorzystywane były cztery kanały przetwornika pomiarowego.



Rys. 6.2. Model II szybkoobrotowego silnika indukcyjnego i elementy stanowiska pomiarowego

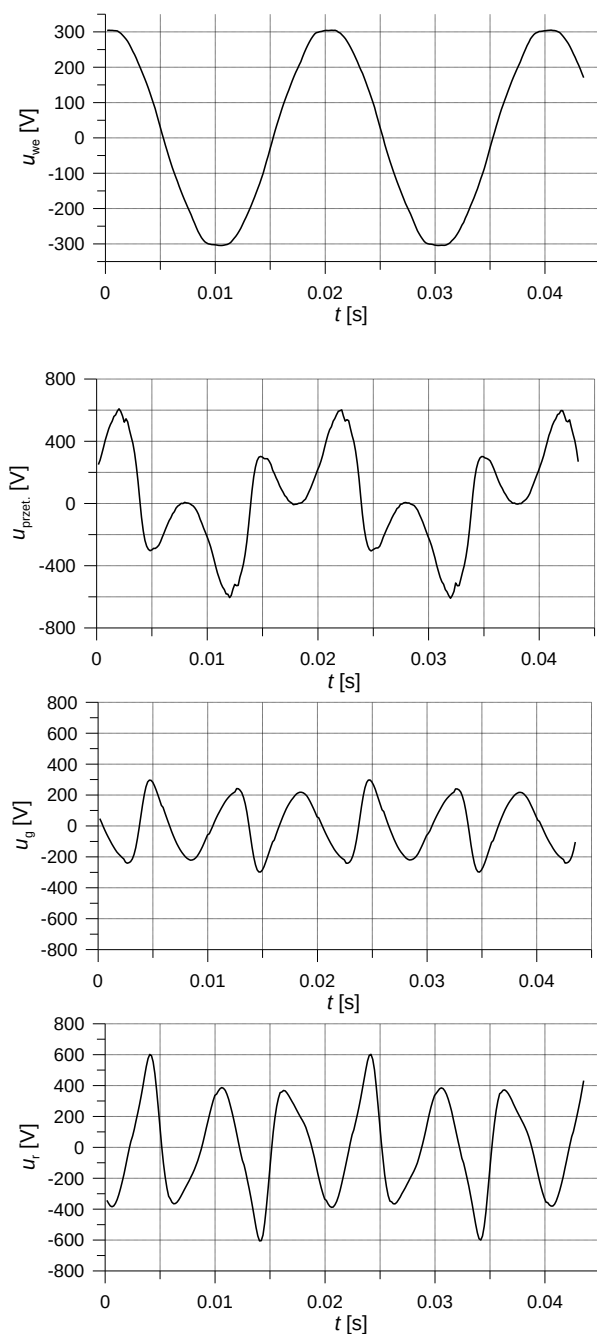
6.2. Strumienie magnetyczne i prądy modelu II silnika

Podczas badań przeprowadzono próby rozruchu i pracy silnika dla różnych kombinacji połączeń uzwojeń przetwornika i kilku wartości napięć zasilających. Przedstawiono tylko wybrane rezultaty badań. W warunkach pracy ustalonej przy zasilaniu napięciem 220 V przebiegi czasowe napięcia zasilającego oraz napięć na uzwojeniach głównym i pomocniczym modelu silnika zobrazowano na rysunku 6.3 a ich widmo harmonicznych na rysunku 6.4. Napięcie przetwornika jest odkształcone szczególnie harmoniczną o częstotliwości 150 Hz, której amplituda jest praktycznie równa amplitudzie harmonicznej o częstotliwości sieci. Napięcia fazy głównej i rozruchowej zawierają dominującą trzecią harmoniczną oraz podharmoniczną o częstotliwości 50 Hz oraz wyższe harmoniczne o częstotliwościach 250 Hz, 350 Hz, 450 Hz, 550 Hz, których względne udziały są różne w fazie głównej i rozruchowej. Odpowiadające przebiegom napięć z rysunku 6.3 przebiegi strumieni magnetycznych

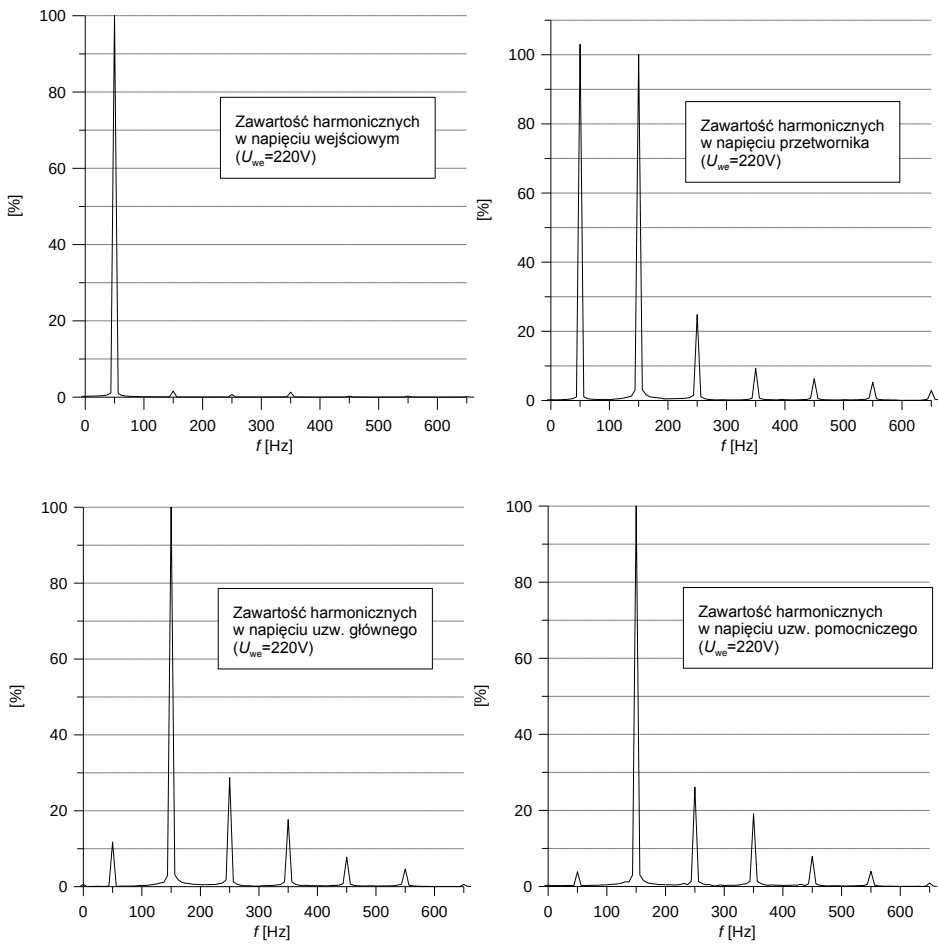
podaje rysunek 6.5, natomiast zawartości poszczególnych harmoniczných rysunek 6.6. Strumień magnetyczny zamykający się w zewnętrznej części magnetowodu (przetwornik) zawiera wydatną trzecią harmoniczną stanowiącą ok. 30 % harmonicznę o częstotliwości 50 Hz. W strumieniach uzwojenia głównego i pomocniczego zwłaszcza występuje trzecia harmoniczna oraz harmoniczne o częstotliwościach 50 Hz, 250 Hz, 350 Hz, ich amplitudy są znacznie mniejsze np. w strumieniu uzwojenia głównego wynoszą odpowiednio: 35 %, 17 % i 8 %. Model silnika pracuje również poprawnie przy odłączonej fazie rozruchowej. Odłączenie tego uzwojenia powoduje zmianę warunków magnetycznych w rdzeniu przetwornika i przy zadanych parametrach, wzrost wartości strumienia trzeciej harmonicznę. Przebiegi wartości chwilowych strumieni i ich analizę harmoniczných przedstawiają rysunki. 6.7 i 6.8.

Udziały harmoniczných w napięciach i strumieniach zależą od napięcia zasilającego. Przy niewielkim nasyceniu rdzenia przetwornika ($U_{we} = 200 \text{ V}$) maleje amplituda trzeciej harmonicznę (rys. 6.9), co ma wpływ na charakterystyki silnika.

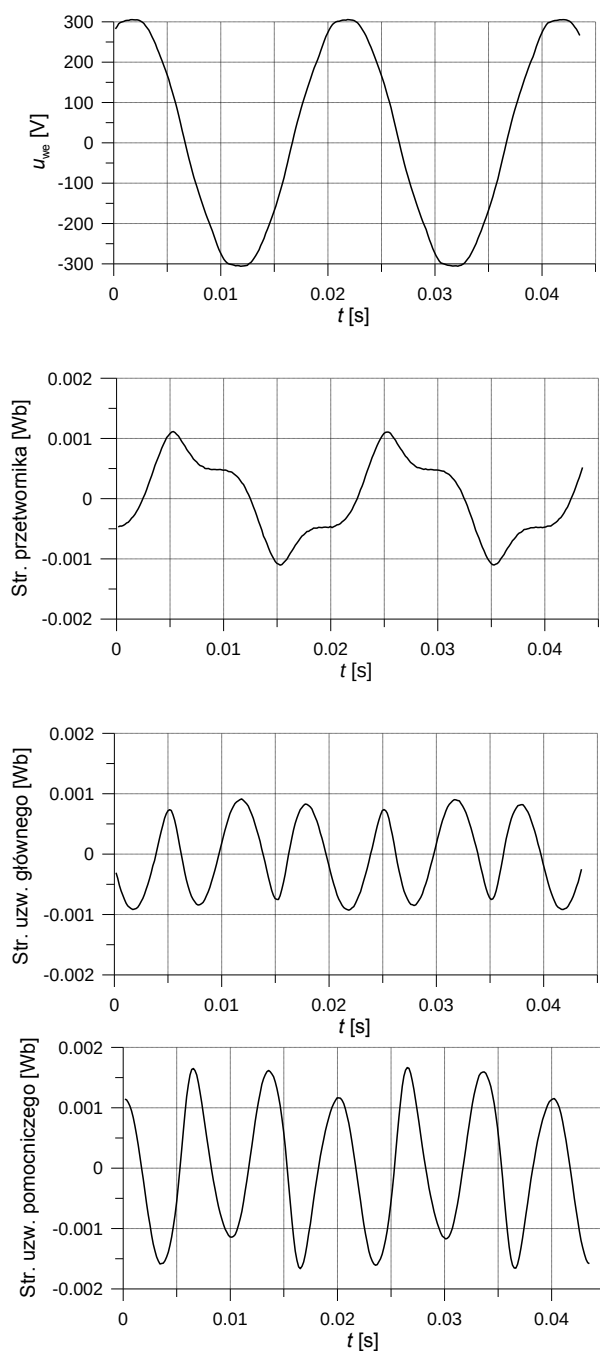
Przebiegi prądów w uzwojeniu głównym, pomocniczym i prądu zasilającego zależą od parametrów obwodu, wartości napięcia zasilającego oraz chwili jego włączenia. Dla dwóch różnych chwil włączenia napięcia, podają je rysunki 6.10 i 6.11, w pierwszym przypadku, gdy napięcie przechodzi przez zero i w drugim, gdy osiąga maksimum. Ustalanie się wartości przebiegów trwa ok. 0,1 s. Maksymalna wartość prądu zasilającego w stanie przejściowym wynosi 13 A, następnie jego wartość ustala się do ok. 5 A. W prądzie zasilającym występują głównie harmoniczne o częstotliwości sieci i częstotliwości potrojonej, natomiast w prądach uzwojeń głównego i pomocniczego trzecia harmoniczna.



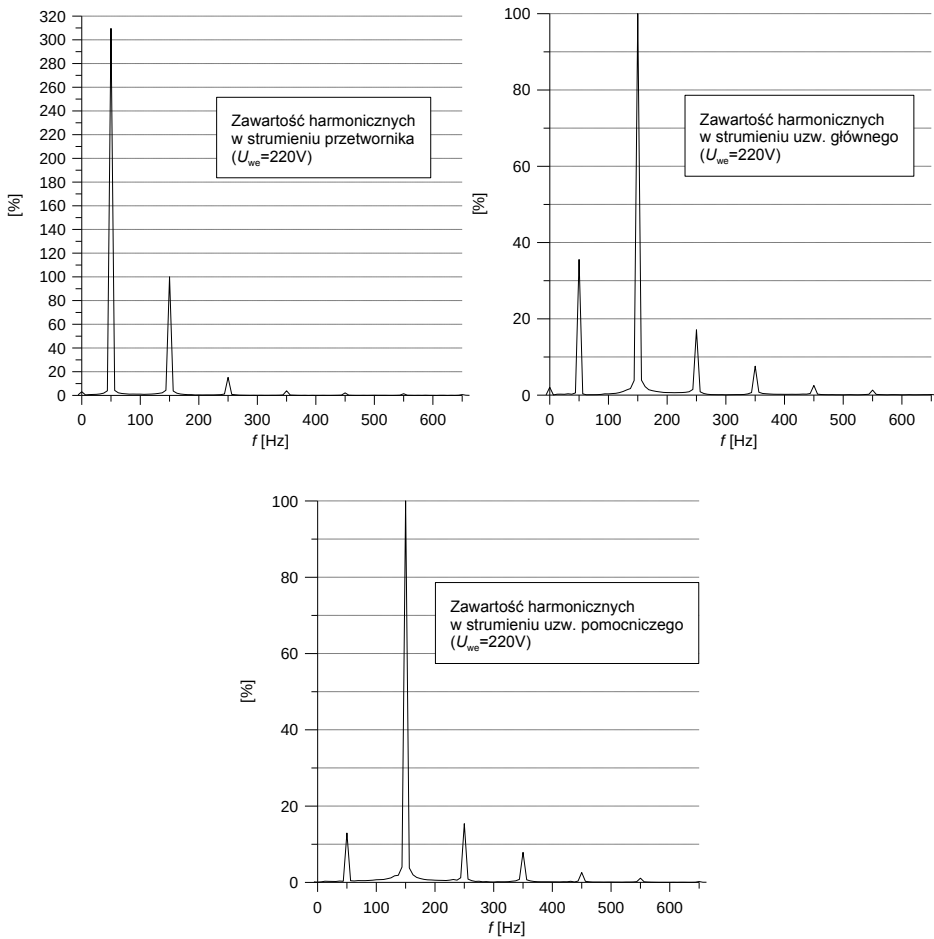
Rys. 6.3. Przebiegi chwilowe napięć: zasilającego, przetwornika, uzwojenia głównego i pomocniczego, $U_{we} = 220$ V, $C_r = 2\mu\text{F}$



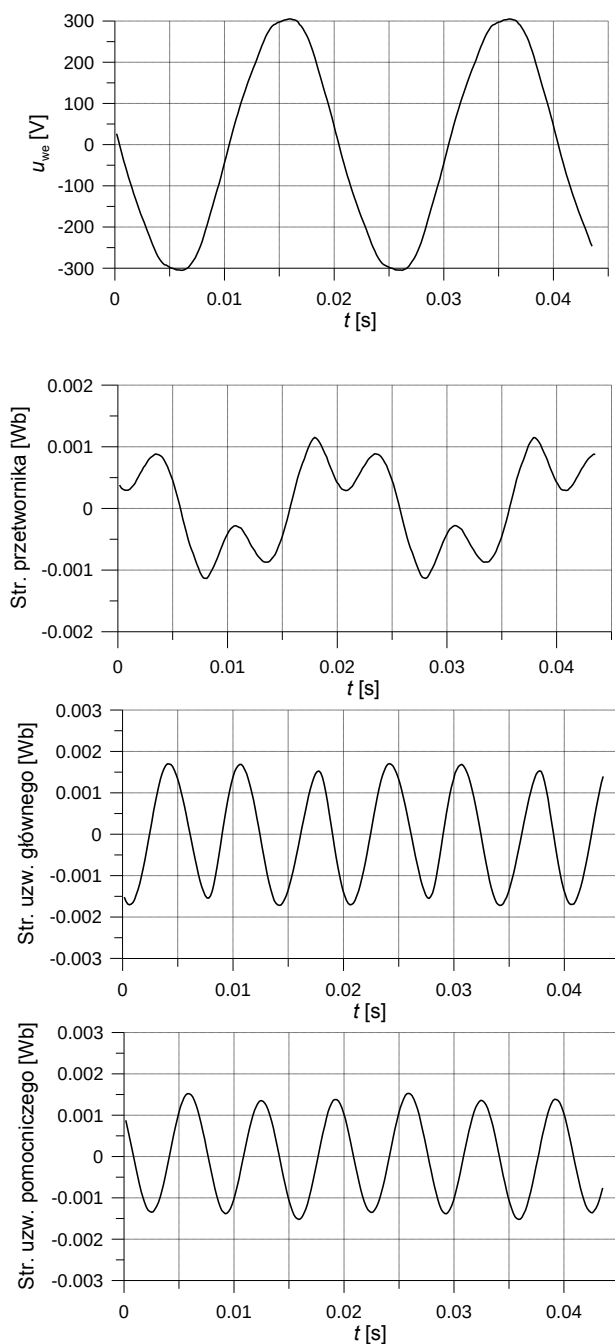
Rys. 6.4. Udziały wyższych harmoniczných w napięciu zasilającym, przetwornika oraz w napięciach uzwojenia głównego i pomocniczego, $U_{we} = 220 V$, $C_r = 2\mu F$



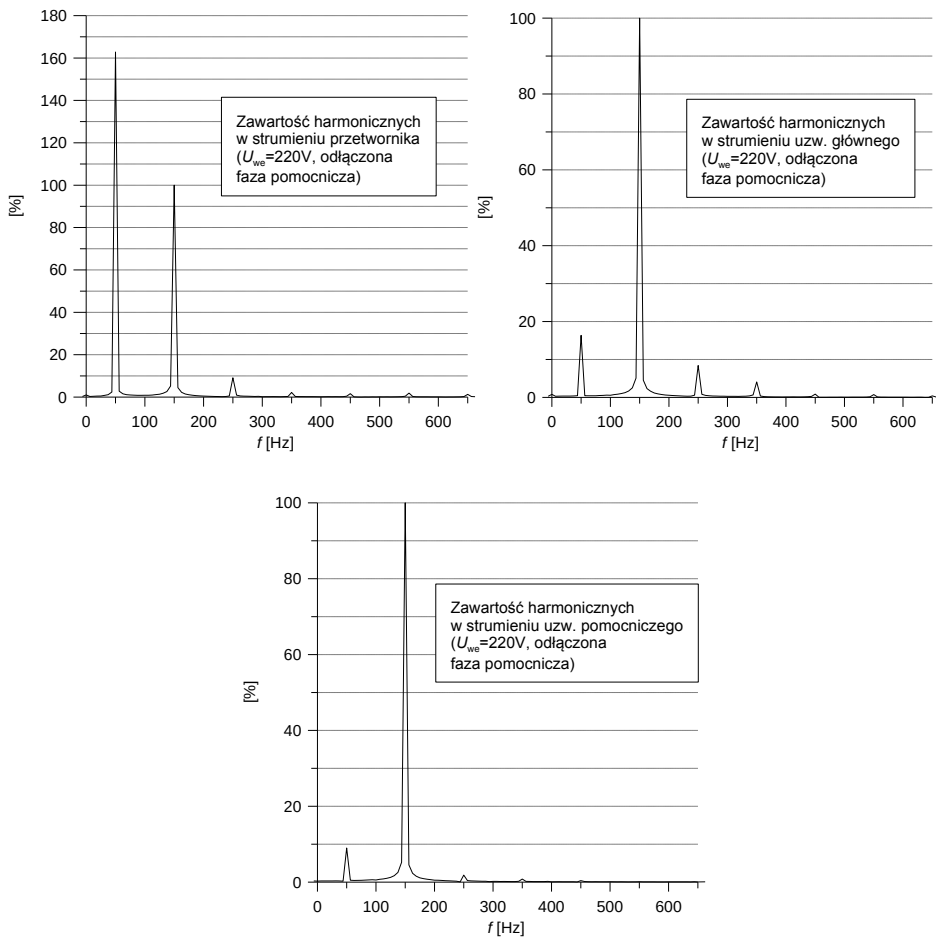
Rys. 6.5. Przebiegi chwilowe napięcia zasilającego, strumienia przetwornika, strumienia uzwojenia głównego i pomocniczego, $U_{we} = 220$ V, $C_r = 2\mu\text{F}$



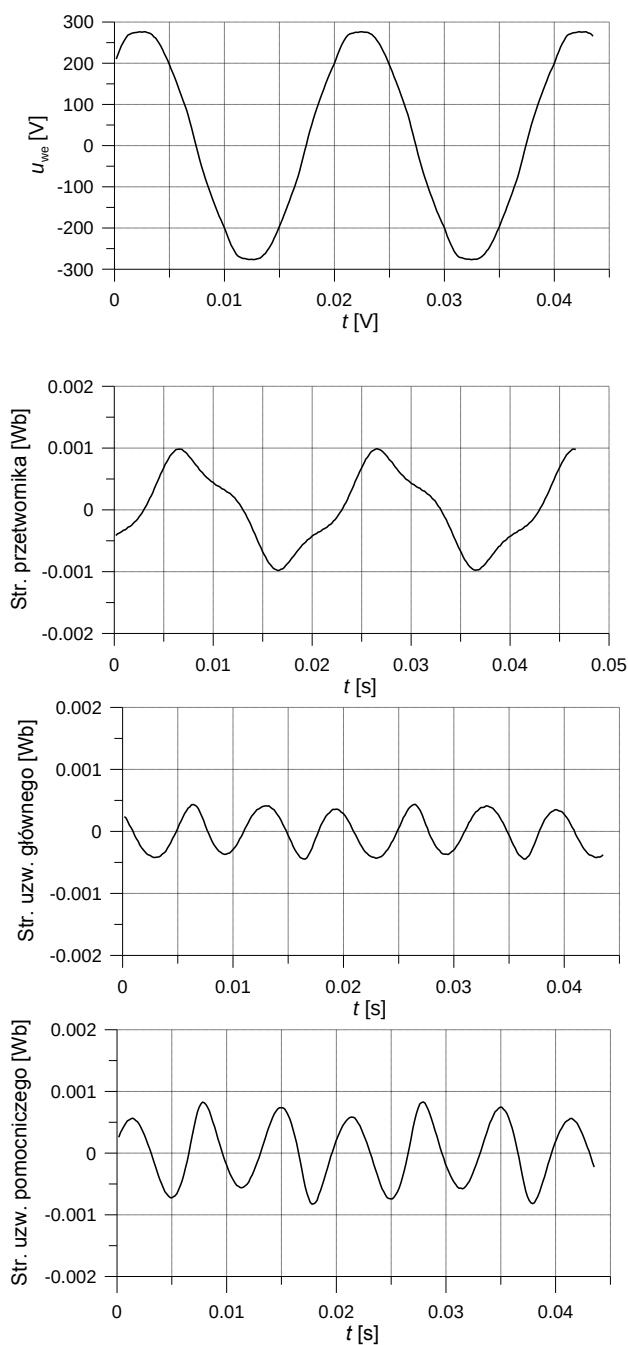
Rys. 6.6. Udziały wyższych harmonicznych w strumieniu przetwornika oraz w strumieniach uzwojenia głównego i pomocniczego, $U_{we} = 220\text{ V}$, $C_r = 2\mu\text{F}$



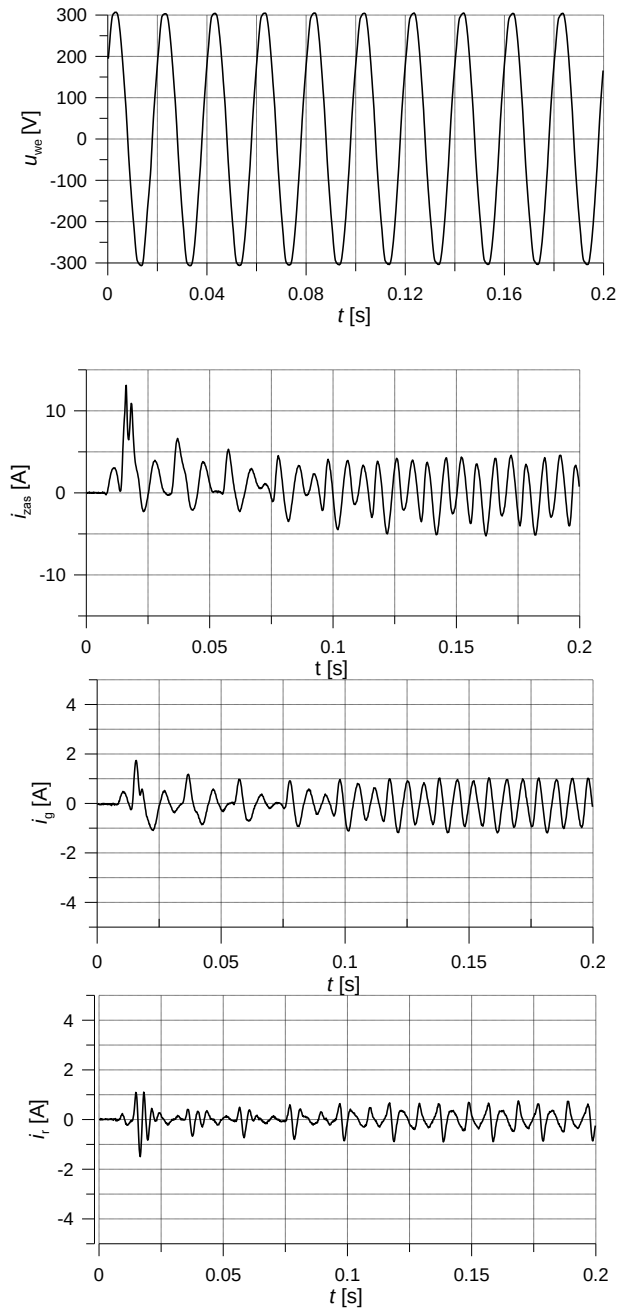
Rys. 6.7. Przebiegi chwilowe napięcia zasilającego, strumienia przetwornika, strumienia uzwojenia głównego oraz strumienia w uzwojeniu pomocniczym w modelu silnika szybkoobrotowego, ($U_{we} = 220$ V, odłączona faza rozruchowa)



Rys. 6.8. Udziały wyższych harmoniczných w strumieniu przetwornika oraz w strumieniach uzwojenia głównego i pomocniczego ($U_{we} = 220\text{ V}$, odłączona faza rozruchowa)

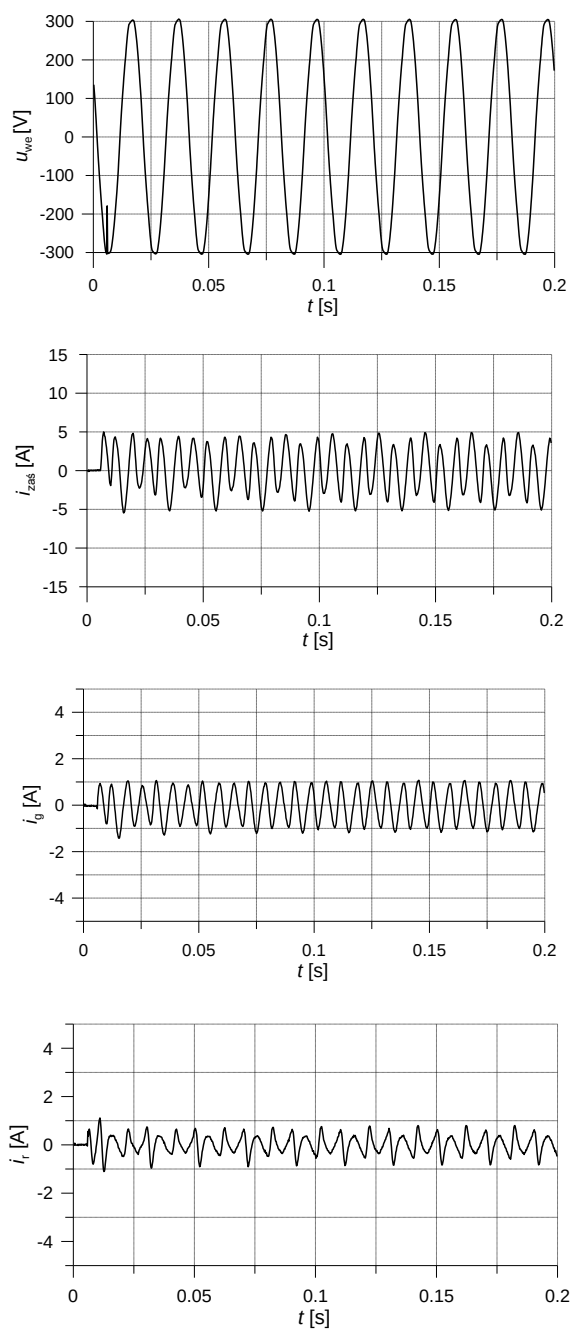


Rys. 6.9. Przebiegi chwilowe napięcia zasilającego, strumienia przetwornika, strumienia uzwojenia głównego i pomocniczego $U_{we} = 200 \text{ V}$, $C_r = 2 \mu\text{F}$



Rys. 6.10. Przebiegi chwilowe napięcia zasilającego i prądów: zasilającego, uzwojenia głównego oraz pomocniczego po podaniu napięcia na zaciski silnika w chwili jego przejścia przez zero,

$$U_{we} = 220 \text{ V}, C_r = 2 \mu\text{F}$$



Rys. 6.11. Przebiegi chwilowe napięcia zasilającego i prądów: zasilającego, uzwojenia głównego oraz pomocniczego po podaniu napięcia na zaciski silnika w chwili, gdy osiąga wartość maksymalną, $U_{we} = 220$ V, $C_r = 2\mu\text{F}$

6.3. Charakterystyki modelu silnika

Przedstawimy tylko wybrane rezultaty badań eksperymentalnych charakterystyk modelu silnika w stanach dynamicznych. Badano silnik nieobciążony. Masowy moment bezwładności wirnika wyznaczono doświadczalnie w oparciu o dynamiczne równanie ruchu, mierząc czasy opadania różnych mas połączonych cięgłem z krążkiem, o pomijalnym momencie bezwładności, związanym z wałem silnika. Uzyskano wartość momentu bezwładności wirnika równą $7,3 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$. Równania ruchu silnika opisuje zależność:

$$(6-1) \quad M_e - M_d = M_s,$$

gdzie:

M_e - moment elektromagnetyczny,

$M_d = J \frac{d\omega}{dt}$ - moment dynamiczny,

M_s - moment strat mechanicznych,

J - masowy moment bezwładności wirnika,

ω - prędkość kątowna wirnika.

Rejestrując zależność prędkości obrotowej przy rozruchu, następnie w stanie ustalonym oraz przy odłączeniu zasilania (rys. 6.12), a następnie różniczkując numerycznie charakterystyki prędkości obrotowej można wyznaczyć moment dynamiczny silnika, natomiast z charakterystyk wybiegu moment strat mechanicznych. Moment dynamiczny i moment strat mechanicznych przyjmują następującą postać:

$$(6-2) \quad M_d = \frac{\pi}{30} J \frac{n(t_{k+1}) - n(t_{k-1})}{t_{k+1} - t_{k-1}},$$

$$(6-3) \quad M_s = -\frac{\pi}{30} J \left(\frac{n(t_{k+1}) - n(t_{k-1})}{t_{k+1} - t_{k-1}} \right).$$

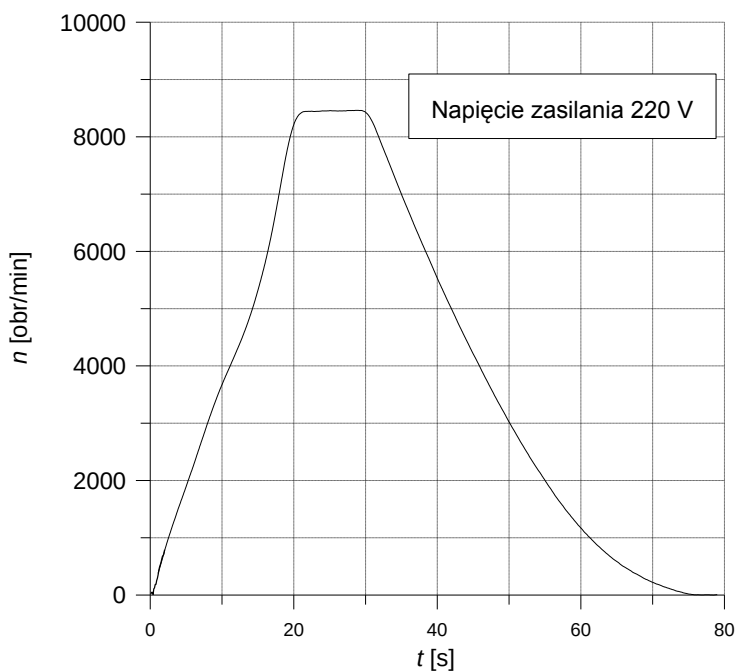
Moment strat mechanicznych, można aproksymować zależnością:

$$(6-4) \quad M_s = 405833 \times 10^{-9} n^{0.456914},$$

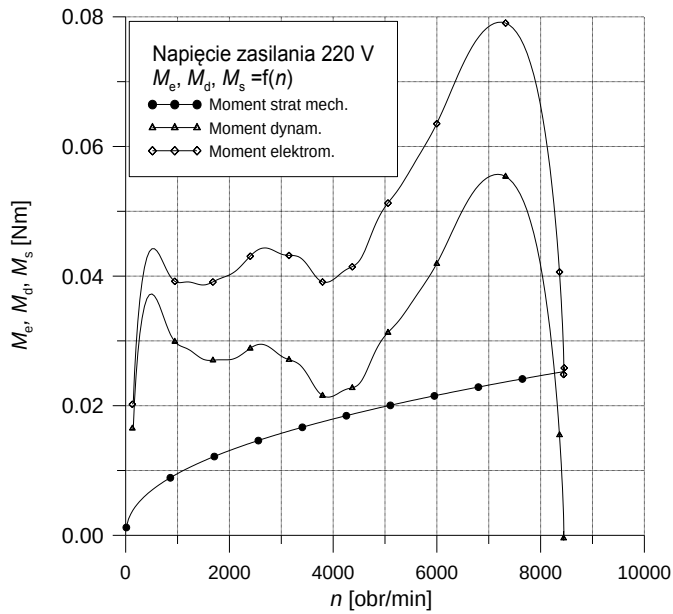
gdzie: n - prędkość wyrażona w obr/min, M_s wyrażony w N·m.

Suma momentu dynamicznego i strat mechanicznych daje moment elektromagnetyczny (rys. 6.13). Charakterystyki prędkości obrotowej dla różnych napięć zasilających zmierzono w układzie z rysunku 6.1 i przedstawiono je na rysunku 6.14. Wzrost napięcia powoduje wyraźne skrócenie czasu rozruchu silnika. Charakterystyki wykazują również nieliniowość, której przyczyny mogą być wielorakie. W napięciu wyjściowym przetwornika występuje oprócz

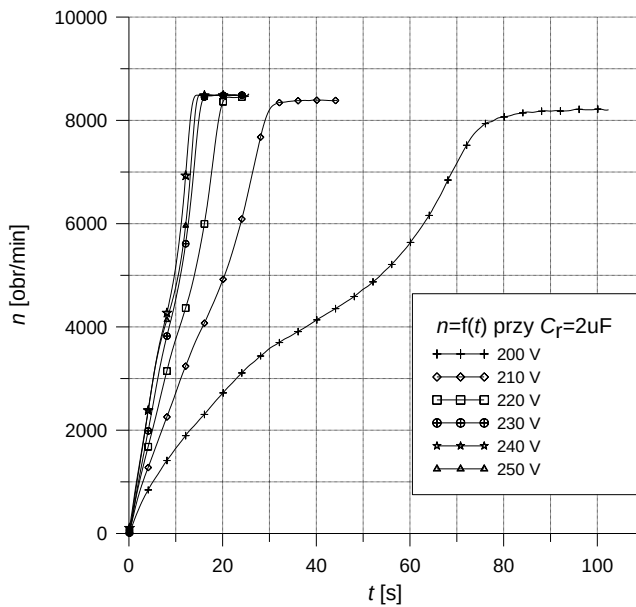
dominującej trzeciej harmonicznej składowa o częstotliwości 50 Hz, a ponadto wyższe harmoniczne czasowe, których amplituda zależy od stopnia obciążenia przetwornika. Ponadto przetwornik od strony wyjścia przedstawia źródło o zmiennej reaktancji wewnętrznej. Wartość tej reaktancji zależy od stanu nasycenia rdzenia (część zewnętrzna magnetowodu), charakteru i stopnia obciążenia przetwornika. Wpływ harmonicznej strumienia o częstotliwości 50 Hz uwidacznia się zmianą nachylenia krzywej $n = f(t)$ przy prędkościach 3000-5000 obr/min. W początkowej fazie rozruchu harmoniczna ta daje przyczynek do wzrostu prędkości obrotowej, ale powyżej 3000 obr/min w związku ze zmianą znaku momentu hamuje ruch wirnika (rys. 6.15). W omawianym przypadku, ze względu na zmienność reaktancji wewnętrznej przetwornika, napięcie na uzwojeniach silnika wzrasta wraz z prędkością obrotową powodując wzrost momentu obrotowego.



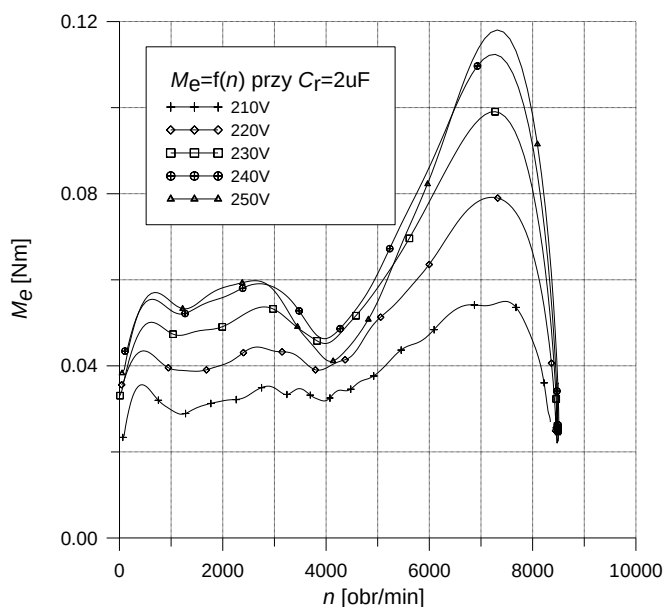
Rys. 6.12. Charakterystyka prędkości obrotowej silnika w funkcji czasu w trzech stanach: rozruchu, stanie ustalonym i wybiegu



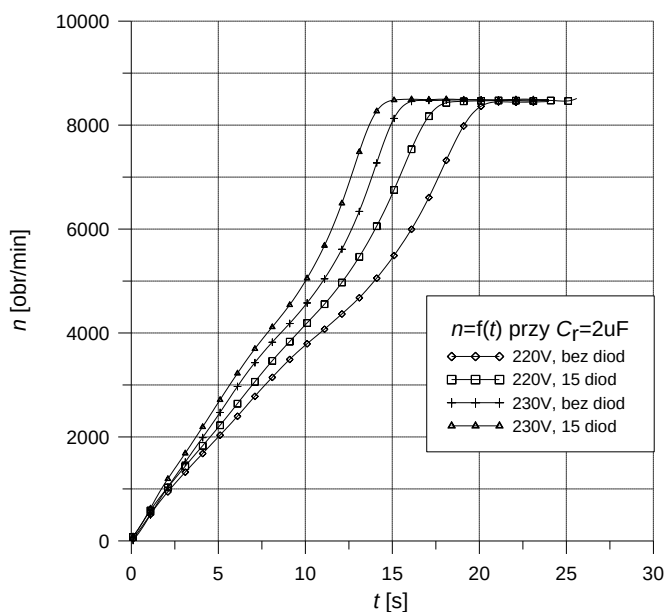
Rys. 6.13. Charakterystyki momentów: dynamicznego, strat mechanicznych i elektromagnetycznego w funkcji prędkości



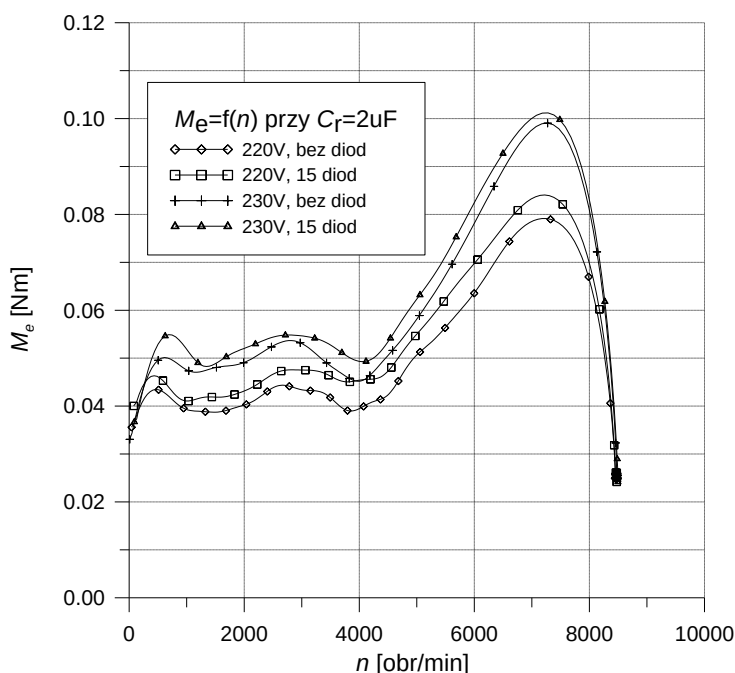
Rys. 6.14. Charakterystyki prędkości obrotowej w funkcji czasu trwania rozruchu przy różnych napięciach zasilających



Rys. 6.15. Charakterystyki momentu w funkcji prędkości obrotowej silnika przy różnych napięciach zasilających



Rys. 6.16. Charakterystyki prędkości obrotowej w funkcji czasu trwania rozruchu z włączonym i wyłączonym diodowym układem redukującym udział wyższych harmonicznych prądu silnika



Rys. 6.17. Charakterystyki momentu w funkcji prędkości obrotowej silnika przy różnych napięciach zasilających z włączonym i odłączonym diodowym układem redukującym udział wyższych harmonicznych prądu silnika

Wyższe napięcia zasilające (230-250 V) powodują wzrost trzeciej harmonicznej, dają także wzrost podharmonicznej o częstotliwości 50 Hz, która wpływają niekorzystnie na moment silnika (rys. 6.15). Praca silnika przy napięciach poniżej 200 V staje się niemożliwa ze względu na słabe nasycenie rdzenia i występowanie strumienia trzeciej harmonicznej o niewielkiej wartości. Podharmoniczna oraz wyższe harmoniczne napięcia na zaciskach silnika mają znacznie mniejsze amplitudy niż harmoniczna podstawowa. Przeprowadzono próbę ograniczenia tych harmonicznych włączając w szereg z uzwojeniami silnika układ odcinający przebiegi o napięciach mniejszych od progowego. Układ składa się z dwóch grup połączonych szeregowo diod, przy czym grupy mają przeciwną polaryzację i są połączone równolegle. Eliminacja wyższych harmonicznych i przebiegu o częstotliwości 50 Hz powoduje wzrost momentu obrotowego oraz skrócenie czasu rozruchu silnika (rys. 6.16 i rys. 6.17).

Modyfikując magnetowód klasycznego silnika indukcyjnego tak, aby uzyskać w nim strumień trzeciej harmonicznej, można podwyższyć trzykrotnie prędkość obrotową przy zasilaniu napięciem tej samej częstotliwości. W zbudowanym modelu silnika osiągnięto prędkości obrotowe ok. 8400 obr/min przy zasilaniu z sieci 50 Hz. Uzyskane w badaniach rezultaty są zadowalające,

jakkolwiek zbudowany model nie jest konstrukcją optymalną pod względem wykorzystania materiałów magnetycznych. Dalsze badania i analiza teoretyczna pozwolą przeprowadzić głębszą ocenę przedstawionego rozwiązania i wysnuć wnioski usprawniające konstrukcję oraz parametry ruchowe modelu silnika.

6.4. Pomiary laboratoryjne hałasu i vibracji modelu hybrydowego silnika indukcyjnego

Hałas emitowany przez obracające się maszyny elektryczne pochodzi z wielu źródeł, które ogólnie podzielić można na kilka grup:

- źródła hałasu typu magnetycznego,
- aerodynamiczne źródła hałasu,
- hałas pochodzenia mechanicznego.

Źródłami hałasu typu magnetycznego są głównie siły elektromagnetyczne występujące w szczelinie powietrznej maszyn. Siły te wywołane są pulsacją strumienia magnetycznego i oddziaływaniem uzwojeń. Pod działaniem tych sił, mających kierunek promieniowy i styczny, zmieniających się okresowo w czasie i przestrzeni, wzdłuż szczeliny powietrznej obwodu występują drgania wymuszone stojana. Siły te tworzą zmienne pole sił. Częstotliwość drgań jest w pierwszym przybliżeniu proporcjonalna do częstotliwości sieci zasilającej. Siły styczne wywołują głównie, jak wspomniano uprzednio, drgania konstrukcji stojana i przenoszone są na podłoże. Podczas analizy harmonicznej przebiegu drgań można zauważyć występowanie częstotliwości podstawowej oraz harmonicznych wyższych rzędów [66, 95, 96, 127].

Częstotliwość oraz natężenie opisanego pola sił zależą od wielu czynników, wśród których wymienić można:

- liczbę zębów w stojanie i wirniku,
- charakterystykę strumienia magnetycznego,
- zmiany indukcji magnetycznej w szczelinie spowodowane zębami stojana i wirnika oraz mimośrodowością szczeliny,
- wymiary szczeliny,
- sposób i rodzaj uzwojenia.

Pulsacje strumienia magnetycznego, zależne od przedstawionych wyżej czynników, są główną przyczyną powstawania zmiennych sił promieniowych powodujących drgania stojana. Innymi podstawowymi źródłami hałasu w maszynach elektrycznych są źródła aerodynamiczne. Hałas aerodynamiczny w maszynach elektrycznych związany jest głównie z przepływem powietrza wewnątrz maszyny. Poziom tego hałasu zależy od konstrukcji wentylatorów i kanałów wentylacyjnych maszyn, a przede wszystkim od prędkości przepływu powietrza, a co za tym idzie od prędkości obwodowej wirnika. Hałas aerodynamiczny w silniku elektrycznym jest podstawowym źródłem hałasu. Wynika on z zawirowań i pulsacji strumienia powietrza. Jest on również

związany z okresowymi zmianami wartości oporów miejscowych powstających podczas obrotów wirnika. Źródłem tych oporów są wszelkiego rodzaju przeszkody, jak np. żeberka chłodzące maszyny, śruby mocujące części tarczy łożyskowej itp. Przy przepływie strugi powietrza między zębami obracającego się wirnika i zębami stojana powstaje efekt syreny. W tym przypadku następuje okresowa zmiana prędkości promieniowej strugi powietrza, przy czym częstotliwość podstawowa efektu syreny może być określona wzorem:

$$(6-5) \quad f = \frac{nQ_r}{60} [\text{Hz}],$$

gdzie: Q_r jest liczbą zębów wirnika, n – prędkością obrotową wirnika wyrażoną w obrotach na minutę.

Znaczna część hałasu w maszynach elektrycznych pochodzi ze źródeł mechanicznych. Przyczyną drgań i hałasów pochodzenia mechanicznego są nie wyrównoważone masy wirujące (odśrodkowe siły bezwładności), drgania łożysk, itp. W maszynie mogą wystąpić drgania okresowe (sinusoidalne i odkształcone) oraz nieokresowe. Drgania mogą być spowodowane przyczynami zewnętrznymi lub przyczynami istniejącymi w maszynie. Wewnętrznymi przyczynami drgań mogą być asymetria magnetyczna, naciąg magnetyczny, wady łożysk i niewyważenie wirnika.

W tym rozdziale przedstawione zostały wyniki pomiarów wibroakustycznych wykonanych w laboratorium na modelu II hybrydowego silnika szybkoobrotowego z wykorzystaniem aparatury firmy Brüel & Kjaer a także firmy Sonopan [158-164, 244].

6.4.1. Wyniki pomiaru hałasu

Hałas modelu silnika szybkoobrotowego mierzony był dwukrotnie, raz z wykorzystaniem miernika T-10 firmy Sonopan do pomiaru poziomu dźwięku według metody orientacyjnej poziomu dźwięku A zgodnie z normą [162], a następnie wykorzystując aparaturę firmy Brüel & Kjaer zostało wyznaczone widmo hałasu wytwarzanego przez model silnika szybkoobrotowego [66].

Do pomiaru poziomu dźwięku A był zastosowany miernik T-10 o następujących danych technicznych:

- zakres pomiarowy 40 dB do 130 dB,
- zakres częstotliwości 20 Hz do 16 kHz,
- charakterystyki częstotliwościowe „A”, „Lin”,
- charakterystyki dynamiczne „F” i „S”.

Powierzchnia pomiarowa o następujących wymiarach:

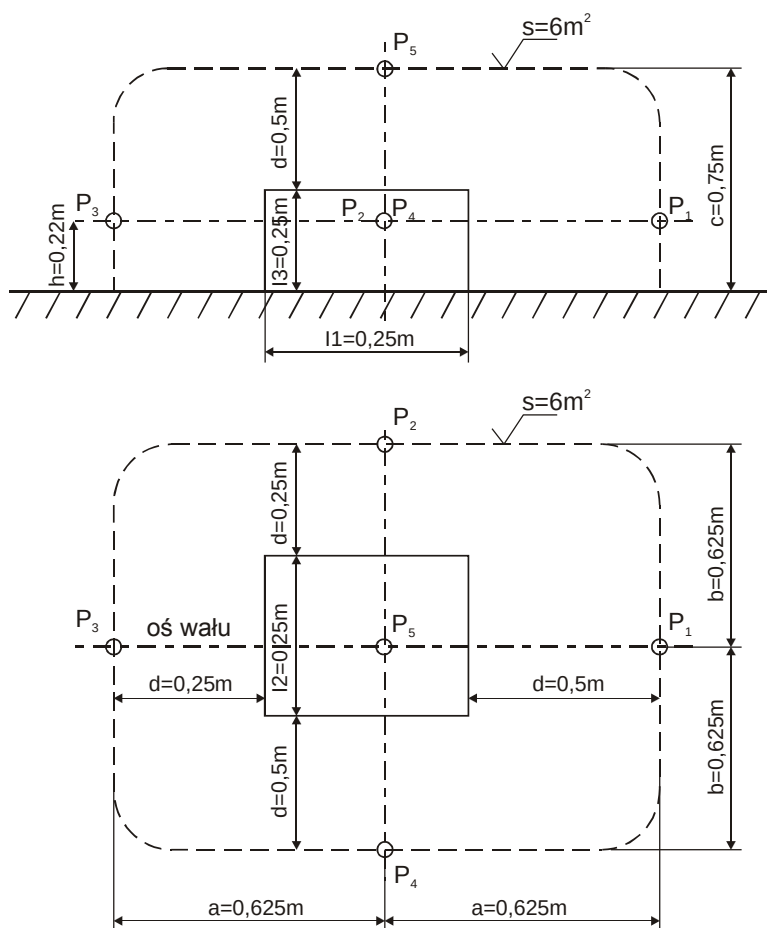
$$a = 0,5l_1 + d = 0,5 \cdot 0,25 + 0,5 = 0,625\text{m}$$

$$b = 0,5l_2 + d = 0,5 \cdot 0,25 + 0,5 = 0,625\text{m}$$

$$c = l_3 + d = 0,25 + 0,5 = 0,75\text{m}$$

$$h = 0,25(b+c-d) = 0,22\text{m}$$

i polu powierzchni $S = 4(ab+ac+bc) \frac{a+b+c}{a+b+c+2d} = 6\text{m}^2$, a także rozmieszczenie punktów pomiarowych pokazane są na rysunku 6.18.



Rys. 6.18. Rozmieszczenie punktów pomiarowych na powierzchni pomiarowej

Wyniki pomiarów przedstawione są w tabeli 6.1.

Tabela 6.1. Wyniki pomiarów poziomu dźwięku A hałasu modelu silnika szybkoobrotowego dokonanych miernikiem T-10

Nr pomiaru => Punkt pomiarowy	Pomiar 1 [dB]	Pomiar 2 [dB]	Pomiar 3 [dB]	Pomiar 4 [dB]
P1	93	92,5	93,5	93
P2	98,7	98,2	97,8	98,2
P3	92,5	93,8	93,1	93,1
P4	97,6	97,9	98,4	97,9
P5	96,2	95,8	96,6	96,2

Średnią wartość poziomu dźwięku A obliczonego według wzoru:

$$(6-6) \quad L_m = 10 \lg \left(\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n 10^{0,1L_i} \right) - K, \quad K = 2,5 \quad ,$$

oraz skorygowany poziom mocy akustycznej obliczony według zależności:

$$(6-7) \quad L_p = L_m + 10 \lg \frac{S}{S_0} ,$$

przedstawione zostały w tabeli 6.2.

Tabela 6.2. Średnia wartość poziomu dźwięku A i skorygowany poziom mocy akustycznej modelu silnika szybkoobrotowego

L_m [dB]	L_p [dB]
93,56	101,34

Do wyznaczenia widma hałasu została wykorzystana aparatura firmy Brüel & Kjaer, zestawiona według następującego schematu.



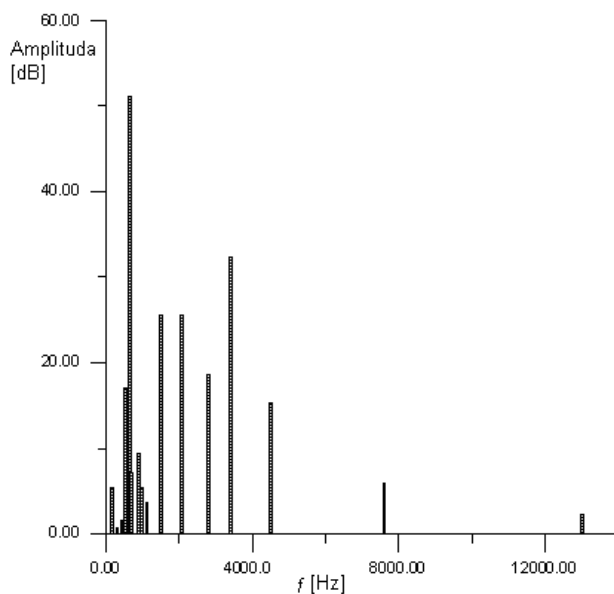
Rys. 6.19. Schemat pomiarowy do wyznaczania widma hałasu

Badania przeprowadzono w zakresie częstotliwości słyszalnych od 20 Hz do 20000 Hz, wyniki pomiarów i obliczeń zamieszczono w tabeli 6.3.

Aby bardziej obrazowo przedstawić widmo hałasu na podstawie tabeli 6.3 została sporządzona charakterystyka widmowa hałasu dla silnika szybkoobrotowego (rys. 6.20).

Tabela 6.3. Wyniki pomiarów i obliczeń widma hałasu modelu silnika szybkoobrotowego

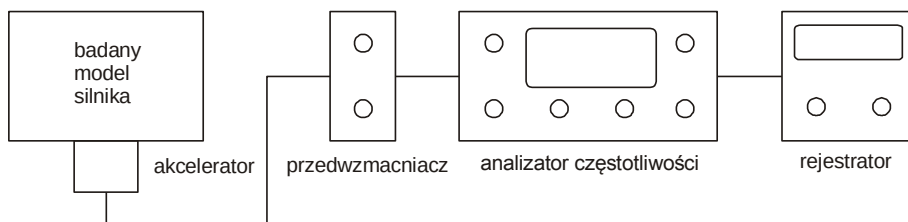
Częstotliwość [Hz]	Wychylenie [mV]	Amplituda [dB]
145	0,6	5,5
300	0,1	0,85
420	0,19	1,6
530	2	17
650	6	51
665	0,72	6,1
680	0,85	7,2
890	1,1	9,35
980	0,65	5,5
1110	0,45	3,8
1500	3	25,5
2050	3	25,5
2800	2,2	18,7
3400	3,8	32,3
4500	1,8	15,3
7600	0,7	5,9
13000	0,28	2,4



Rys. 6.20. Charakterystyka widmowa hałasu wytwarzanego przez model silnika szybkoobrotowego

6.4.2. Wyniki pomiarów wibracji

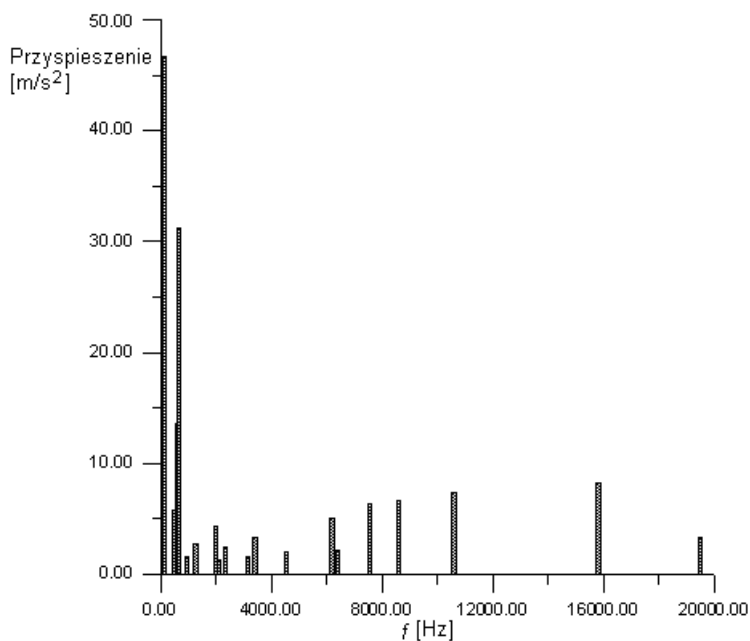
Pomiar wibracji modelu silnika szybkoobrotowego był dokonywany aparaturą firmy Brüel & Kjaer w trzech kierunkach: osiowym, horyzontalnym i promieniowym metodą bezpośrednią, według normy [164]. Aparatura składała się z akceleratora z włączonym filtrem wewnętrznym, przedwzmacniacza, analizatora częstotliwości i rejestratora. Zestawiona była zgodnie z rysunkiem 6.21. Pomiary były wykonane z dokładnością 3 %. Wyniki są podane w wartościach skutecznych [66, 244]. Pomiary były przeprowadzone w warunkach ustalonych, przy prędkości obrotowej modelu silnika 8400 obr/min w kierunku osiowym, promieniowym (pionowym) i horyzontalnym. Wyniki pomiarów zostały zamieszczone w tabelach 6.4, 6.5, 6.6 i przedstawione na rysunkach 6.22, 6.23, 6.24.



Rys. 6.21. Schemat pomiarowy do pomiaru wibracji modelu silnika szybkoobrotowego

Tabela 6.4. Wartości przyspieszenia, prędkości i amplitudy drgań w kierunku osiowym

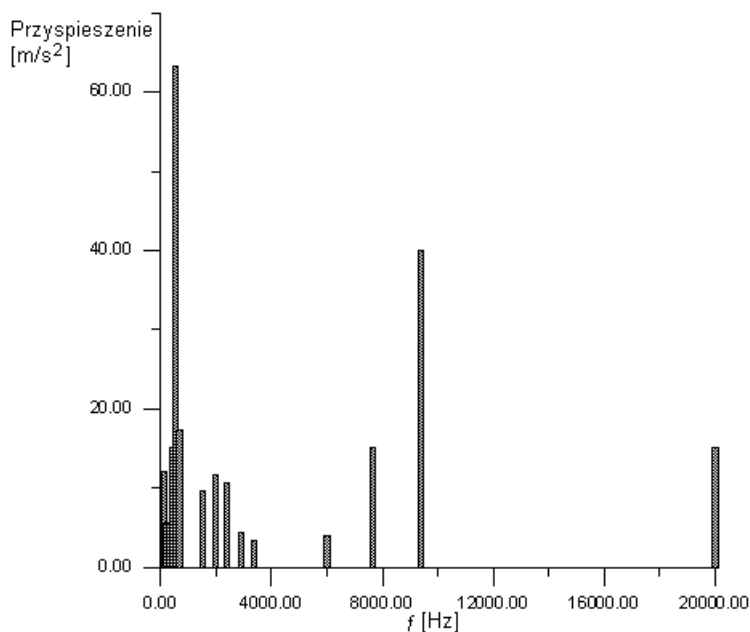
częstotliwość [Hz]	wychylenie [V]	przyspieszenie [m/s^2]	prędkość [mm/s]	amplituda [μm]
145	1,4	46,7	50	56
520	0,175	5,8	1,7	0,54
630	0,41	13,6	3,4	0,87
658	0,94	31,3	7,5	1,8
954	0,05	1,6	0,27	0,046
1260	0,085	2,8	0,35	0,045
2000	0,13	4,33	0,34	0,027
2100	0,04	1,3	0,1	0,0076
2350	0,075	2,5	0,17	0,011
3150	0,05	1,6	0,08	0,004
3400	0,1	3,3	0,15	0,0073
4540	0,06	2	0,07	0,0024
6200	0,15	5	0,12	0,025
6400	0,065	2,16	0,053	0,0013
7540	0,19	6,3	0,13	0,0028
8580	0,2	6,6	0,12	0,0029
10600	0,22	7,3	0,11	0,0016
15800	0,25	8,3	0,083	0,00084
19500	0,1	3,3	0,026	0,00022



Rys. 6.22. Charakterystyka widmowa drgań w kierunku osiowym

Tabela 6.5. Wartości przyspieszenia, prędkości i amplitudy drgań w kierunku horyzontalnym

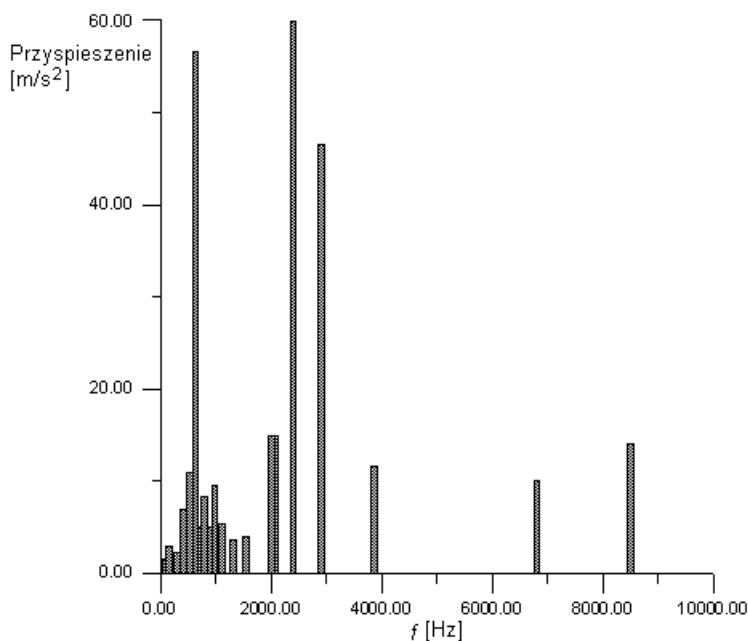
częstotliwość [Hz]	wychylenie [V]	przyspieszenie [m/s ²]	prędkość [mm/s]	amplituda [μm]
146	0,36	12	13	14,2
220	0,165	5,5	3,9	3,1
300	0,17	5,6	3,0	1,59
415	0,045	15	0,57	0,22
530	1,9	63,3	19	5,7
685	0,52	17,3	4	0,93
1500	0,29	9,6	1	0,1
2000	0,35	11,6	0,92	0,073
2380	0,32	10,6	0,71	0,047
2900	0,13	4,3	0,23	0,013
3350	0,1	3,3	0,15	0,0075
6000	0,12	4	0,1	0,0028
7650	0,45	15	0,31	0,0064
9400	1,2	40	0,67	0,012
20000	0,45	15	0,12	0,00095



Rys. 6.23. Charakterystyka widmowa drgań w kierunku horyzontalnym

Tabela 6.6. Wartości przyspieszenia, prędkości i amplitudy drgań w kierunku promieniowym

częstotliwość [Hz]	wychylenie [V]	przyspieszenie [m/s ²]	prędkość [mm/s]	amplituda [μm]
145	0,09	3	3,29	3,6
300	0,07	2,3	1,2	0,65
410	0,21	7	2,7	1
530	0,33	11	3,3	0,99
630	1,7	56,6	14	3,6
730	0,15	5	1	0,23
790	0,25	8,3	1,6	0,33
890	0,15	5	0,89	0,16
980	0,11	9,6	0,59	0,076
1100	0,16	5,3	0,77	0,11
1300	0,11	3,6	0,44	0,054
1550	0,12	4	0,41	0,042
2070	0,45	15	1,1	0,088
2400	1,8	60	3,9	0,26
2900	1,4	46,6	2,5	0,14
3850	0,35	11,6	0,48	0,019
6800	0,3	10	0,23	0,0054
8500	0,42	14	0,24	0,0049
2000	0,45	15	0,12	0,00095



Rys. 6.24. Charakterystyka widmowa drgań w kierunku promieniowym

Podstawowym celem pomiarów wibroakustycznych modelu silnika szybkoobrotowego było wyznaczenie poszczególnych częstotliwości, dla których poziom dźwięku oraz wartości przyspieszenia, prędkości i amplitudy drgań są największe. Po wykonaniu pomiarów hałasu i drgań modelu indukcyjnego silnika hybrydowego można stwierdzić, że model ten przekracza dopuszczalny przez normę [158] poziom hałasu - wartość poziomu dźwięku A o 15,6 dB. Ma to głównie związek z zastosowaniem w silniku łożysk wahlowych. Nie ma to jednak wiążącego znaczenia, ponieważ jest to model, który w przyszłości będzie udoskonalany.

Analizując wyniki pomiarów można stwierdzić, że dominującymi składowymi hałasu modelu silnika szybkoobrotowego są dźwięki o częstotliwościach 665, 1500, 2050, 2800 i 3400 Hz. Powstają one w wyniku ruchu mechanicznego wirnika.

Bardzo interesującym faktem jest to, że amplituda drgań o częstotliwości 145 Hz osiąga wartości największe we wszystkich kierunkach. Związane jest to z nałożeniem się drgań powodowanych niewyważeniem wirnika oraz z przemagnesowywaniem niektórych elementów magnetowodu modelu silnika z potrójną częstotliwością. Dokonane pomiary hałasu i drgań mogą być pomocne w dalszych badaniach i pracach nad konstrukcją magnetowodu stojana, wirnika, tarcz łożyskowych i doбором łożysk prototypu indukcyjnego silnika hybrydowego.

7. Podsumowanie i wnioski

Maszyny elektryczne małej mocy jako element napędów indywidualnych oraz współpracujący z urządzeniami transportowymi, militarnymi, odtwarzania i zapisu dźwięku, napędów informatycznych itp. wywierają istotny wpływ na poziom życia społeczeństw tak, że następuje ich dynamiczny rozwój.

Poszukiwanie nowych rozwiązań konstrukcyjnych silników jest ciągle w obszarze zainteresowań wielu ośrodków naukowych-badawczych i uniwersyteckich. W maszynach specjalnych są często wykorzystuje zjawiska fizyczne, które w maszynach elektrycznych średnich i dużych mocy są traktowane jako szkodliwe, pasożytnicze i uboczne. Do tej klasy maszyn można przyporządkować indukcyjny silnik hybrydowy, który jest skojarzeniem silnika klasycznego i magnetycznego przetwornika częstotliwości, w którym wyzyskuje się zjawisko nieliniowości magnetowodu do generacji strumienia o podwyższonej częstotliwości.

Przeprowadzone rozważania teoretyczne oraz badania laboratoryjne modelu szybkoobrotowego hybrydowego silnika indukcyjnego wskazują na poprawność jego pracy i pozwalają na wysunięcie szeregu wniosków szczegółowych, jak też natury ogólnej. Zgodnie z celami opracowania, akcent poznawczy został położony na opracowaniu nowych struktur magnetowodów i układów połączeń uzwojeń silnika, opracowaniu modeli matematycznych oraz zaprojektowaniu i zbudowaniu modelu fizycznego silnika jednofazowego, którego prędkość wynosi ok. 8500 obr/min przy zasilaniu z sieci 50 Hz.

Analiza teoretyczna i badania laboratoryjne modelu hybrydowego silnika indukcyjnego, których wyniki przedstawiono w pracy obejmują następujące zagadnienia:

- Opracowanie podstaw działania i koncepcji nowych rozwiązań silników asynchronicznych szybkoobrotowych, które łączą cechy magnetycznych przetworników częstotliwości i silnika klasycznego;
- Analizę wielu układów magnetycznych do przetwarzania częstotliwości, między innymi: przetwornika typu Spinelli (transformatorowy), układów o rdzeniach trójkolumnowych z wyjściem 3-fazowym, wyjściem 2-fazowym i jednofazowym. Ze względu na prostotę budowy oraz wysoki wskaźnik wykorzystania materiałów czynnych, spośród rozważanych układów wybrano, przy opracowaniu nowych struktur magnetowodów silnika, przetwornik częstotliwości o połączonych szeregowo dławikach liniowym i nieliniowym zasilany jednofazowo, układ o rdzeniach trójkolumnowych z wyjściem 2-fazowym zasilany trójfazowo, transformatorowy z wyjściem 2-fazowym oraz zaproponowano układ z dławikiem nieliniowym połączonym równolegle z kondensatorem, który umożliwia uzyskanie napięcia o potrojonej częstotliwości między zaciskiem fazowym układu i zaciskiem neutralnym sieci. Jak wykazano, przekształtniki te są

- wkomponowane w struktury magnetowodów silników szybkoobrotowych. Odpowiednie ukształtowanie obwodów magnetycznych i dobór połączeń uzwojeń, umożliwia wytworzenie w szczelinie silnika pola wirującego o prędkości synchronicznej 9000 obr/min, przy zasilaniu z sieci 50 Hz;
- Opracowanie nowych struktur magnetowodów oraz układów połączeń uzwojeń dla silników hybrydowych o biegunach jawnych i utajonych, zasilanych jednofazowo i trójfazowo;
 - Opracowanie uproszczonego schematu zastępczego silnika hybrydowego dla modelu fizycznego I, reprezentującego silnik w stanie ustalonym przy odłączonej fazie rozruchowej;
 - Sformułowanie modelu obwodowego, jednofazowego silnika szybkoobrotowego, dla modelu fizycznego II, przyjmując schemat zastępczy przekształtnika oraz model $d-q$ silnika klasycznego. Model stanowi układ nieliniowych równań różniczkowych;
 - Sformułowanie modelu obwodowego jednofazowego silnika szybkoobrotowego dla modelu fizycznego II, w ujęciu metody zmiennych stanu;
 - Opracowanie modelu obwodowego, jednofazowego silnika szybkoobrotowego w aplikacji PSpice;
 - Obliczenia numeryczne modelu hybrydowego silnika jednofazowego i opracowanie wyników symulacji komputerowych w postaci przebiegów prądów, napięć, strumieni magnetycznych oraz charakterystyk prędkości obrotowej oraz momentu rozwijanego przez silnik;
 - Sformułowanie modeli polowo-obwodowych dla silników hybrydowych jawnobiegunowych i z biegunami utajonymi, zasilanych trójfazowo, z uzwojeniami przemiennika częstotliwości skojarzonymi w zygzak;
 - Sformułowanie modeli polowo-obwodowych dla silników hybrydowych jawnobiegunowych i z biegunami utajonymi, zasilanych trójfazowo, z uzwojeniami przemiennika częstotliwości w układzie Scotta;
 - Przeprowadzenie obliczeń rozkładu pola magnetycznego oraz wielkości elektromechanicznych, metodą elementów skończonych, w magnetowodach modeli silnika z wykorzystaniem programu obliczeniowego FLUX 2D. W modelach z biegunami jawnymi, rozkład pola magnetycznego w szczelinie modelu silnika jest odkształcony przez wyższe harmoniczne przestrzenne z dominującą trzecią harmoniczną, co może prowadzić do powstawania niekorzystnych momentów pasożytniczych. Biorąc to pod uwagę, zdecydowano budować model fizyczny, którego stojan jest żłobkowany, pomimo trudności jego wykonania;

- Zaprojektowanie i zbudowanie modeli fizycznych dwóch silników hybrydowych, ich obwodów magnetycznych, uzwojeń, tarcz łożyskowych oraz konstrukcji wsporczej. W modelu I trzecia harmoniczna strumienia jest generowana w obwodach liniowym i nieliniowym; w modelu II strumień magnetyczny o podwyższonej częstotliwości występuje w obwodzie nieliniowym, trzecia harmoniczna prądu magnesującego ten obwód jest kierowana do uzwojeń silnika, a harmoniczna o częstotliwości sieci jest kompensowana za pomocą kondensatora;
- Opracowanie i zestawienie układu pomiarowego opartego o wielokanałowy system typu AMBEX, sprzężony z komputerem, do bezpośredniego pomiaru wielkości fizycznych oraz ich graficznej prezentacji i analizy;
- Przeprowadzenie szeregu prób laboratoryjnych, zarówno podzespołów oraz kompletnych modeli. Badano prądy, strumienie magnetyczne, napięcia w stanie ustalonym i przejściowym oraz momenty silnika przy różnych napięciach zasilających, w zadanych konfiguracjach połączeń modelu. Opracowane wyniki badań doświadczalnych pozwalają stwierdzić poprawność działania układu, określając jednocześnie dalsze kierunki prac związanych z analizowanym obiektem.

Dotychczasowe wyniki badań i rozważań pozwalają sformułować następujące wnioski:

- Teoria magnetycznych przekształtników częstotliwości jest przydatna przy projektowaniu magnetowodów hybrydowych silników szybkoobrotowych;
- Właściwy dobór wymiarów geometrycznych przekształtnika częstotliwości w magnetowodzie już w fazie jego projektowania jest istotny, ponieważ wpływają one na moc silnika, jego charakterystyki oraz gabaryty całego obiektu;
- Zaproponowany model obwodowy silnika jednofazowego o współczynnikach macierzy indukcyjności niezależnych od kąta obrotu wirnika, okazał się wystarczająco dokładny i użyteczny; uwzględnia on najważniejsze właściwości i cechy charakterystyczne silnika hybrydowego;
- Otrzymane na drodze analizy numerycznej i uzyskane w badaniach eksperymentalnych przebiegi wielkości elektromechanicznych modelu silnika jednofazowego wykazują dużą zgodność ilościową i jakościową, potwierdza to poprawność modelu oraz dopuszczalność przyjętych założeń;
- Modele obwodowe silników hybrydowych nie uwzględniają w pełni złożonej struktury magnetowodu oraz jego nieliniowości; stanowią jednak użyteczne narzędzie do przeprowadzenia wstępnej analizy obiektu, i pozwalają na zbadanie zmian wielu jego parametrów we względnie krótkim czasie;

- Wyniki uzyskane na podstawie obwodowego modelu silnika, mogą być podstawą do określenia parametrów modelu połowo-obwodowego, w którym istnieje możliwość dokładniejszego odwzorowania nieliniowości, uwzględnienia kształtu stojana i wirnika oraz sposobu rozmieszczenia uzwojeń;
- Możliwa jest budowa silników indukcyjnych jednofazowych i zasilanych trójfazowo o prędkości ok. 8500 obr/min, przy bezpośrednim zasilaniu napięciem o częstotliwości 50 Hz;
- Uzyskane parametry modelu fizycznego silnika na obecnym etapie badań należy uznać za zadowalające i porównywalne z innymi metodami uzyskiwania wysokich prędkości obrotowych;
- Zbudowane modele fizyczne nie są konstrukcjami optymalnymi, istnieje możliwość poprawy ich parametrów poprzez dalsze badania teoretyczne i doświadczalne oraz wnikliwą ich analizę;
- Wyniki uzyskane z analiz umożliwiają opracowanie projektu i zbudowanie prototypów hybrydowych silników indukcyjnych jednofazowych i zasilanych trójfazowo, które byłyby konkurencyjne z silnikami komutatorowymi w zakresie prędkości 8000-8500 obr/min;
- Charakterystyki opracowanych modeli silników hybrydowych mogą być łatwo kształtowane poprzez skokową zmianę częstotliwości i zmianę liczby par biegunów. Przy zwiększeniu na przykład liczby par biegunów z jednej do dwóch i wykorzystaniu dwóch częstotliwości 50 Hz oraz 150 Hz, otrzymujemy cztery wartości prędkości synchronicznych: 9000, 4500, 3000 i 1500 obrotów na minutę;
- Uzyskane rezultaty mogą być również podstawą do opracowania modeli szybkoobrotowych silników indukcyjnych z pomocniczym uzwojeniem zwartym oraz budowy szybkoobrotowych silników synchronicznych z magnesami trwałymi i silników histerezowych.
- Monografia powstała na podstawie własnych badań i doświadczeń autora w zakresie magnetycznych układów zwielokrotniania częstotliwości i hybrydowych silników indukcyjnych. Do oryginalnych, istotnych osiągnięć autora należy zaliczyć:
 - opracowanie nowych struktur magnetowodów oraz układów połączeń uzwojeń dla silników hybrydowych z biegunami jawnymi lub utajonymi, zasilanych jednofazowo i trójfazowo,
 - sformułowanie modeli obwodowych, jednofazowego hybrydowego silnika szybkoobrotowego,
 - opracowanie modelu obwodowego, jednofazowego silnika hybrydowego w aplikacji PSpice oraz przeprowadzenie badań numerycznych,

- sformułowanie modeli polowo-obwodowych oraz przeprowadzenie obliczeń rozkładu pola magnetycznego oraz wielkości elektromechanicznych dla silników hybrydowych jawnobiegunowych i z biegunami utajonymi, zasilanych trójfazowo, z uzwojeniami przemiennika częstotliwości skojarzonymi w zygzak lub w układ Scotta,
- zaprojektowanie i zbudowanie modeli fizycznych silników hybrydowych,
- opracowanie i zestawienie układu badawczego do bezpośredniego pomiaru wielkości fizycznych oraz ich graficznej prezentacji i analizy, oraz przeprowadzenie prób laboratoryjnych, zarówno podzespołów oraz modeli silników.

Niniejsza praca stanowi pierwsze bardziej wnikliwe opracowanie z tego zakresu. Nowością jest opracowanie modeli numerycznych silników hybrydowych zasilanych jednofazowo i trójfazowo oraz zbudowanie modelu fizycznego jednofazowego silnika hybrydowego, które przy zasilaniu z sieci 50 Hz osiągają prędkość ok. 8500 obr/min, i mogą być zastosowane w tym zakresie prędkości zamiast silników komutatorowych.

Wskazane w tym opracowaniu podejście metodyczne daje się łatwo zaadoptować do opracowania modeli szybkoobrotowych silników hybrydowych z magnesami trwałymi, silników histerezowych oraz hybrydowych silników indukcyjnych z pomocniczym uzwojeniem zwartym. Monografia może stanowić podstawę do dalszych badań umożliwiających optymalizację takich konstrukcji, jak również prowadzić do lepszego zrozumienia zjawisk fizycznych, poznania zalet i ograniczeń związanych z zastosowaniem silników hybrydowych.

Literatura

- [1] Belmans R., Verdyck D., Johansson T. J., Geysen W., Findlay R. D., Calculation of the no-load and torque speed characteristic of induction motor using finite elements, International Conference on Electrical Machines, Cambridge, Massachusetts, 1990, pp. 724-729
- [2] Bessho K., Alternating current motor, United States Patent no. 4.585.984, Date of patent: Apr. 29, 1986
- [3] Bessho K., Yamada S., Sudani T., Takeuchi T., A new high-speed hybrid AC motor, Electromechanics and Industrial Electronics Applied Manufacturing Processes Conference, Latinal, Italy, 1985
- [4] Boldea I., Nasar S., A., The induction machine handbook, CRC Press, 2002
- [5] Bolkowski S., Stabrowski M., Skoczylas J., Sroka J., Sikora J., Wincenciak S., Komputerowe metody analizy pola elektromagnetycznego, WNT, Warszawa, 1993
- [6] Chiasson J., Modeling and high-performance control of electric machines, A John Wiley & Sons, Inc., 2005
- [7] Cieśla A., Deflecting magnetic separator (OGMS) for separation of gases, Przegląd Elektrotechniczny, vol. 88, nr 7B, 2012, pp. 174-179
- [8] Cieśla A., Field distribution in separator's working space for various winding configuration, Przegląd Elektrotechniczny, vol. 87, nr 7, 2011, pp. 99-103
- [9] Cieśla A., Superconducting magnet of free helium type used for the filtration in environmental processing, Przegląd Elektrotechniczny, vol. 86, nr 5, 2010, pp. 181-184
- [10] Cieśla A., Use of the superconductor magnetic separator, some selected problems of exploitation, International Journal of Applied Electromagnetism and Mechanics, vol. 19, nr 1-4, 2004, pp. 327-331
- [11] Cieśla A., Matras A., Analysis of the displacement force on the ferromagnetic matrix in magnetic fields, Compel - The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, vol. 14, 4, 1995, pp. 245-249
- [12] Czerwiński D., Goleman R., Jaroszyński L., Computational Solutions in Electromagnetics Using Quickfield Program, 5th Polish - Japanese Joint Seminar on Electromagnetics in Science and Technology, Gdańsk, 1997, pp. 36-39

- [13] Dąbrowski M., Projektowanie maszyn elektrycznych prądu przemiennego, WNT, Warszawa, 1988
- [14] Dąbrowski M., Zarys rozwoju badań nad naciągami magnetycznymi maszynach elektrycznych, Przegląd Elektrotechniczny R. 88, nr 8, 2012, s. 271-291
- [15] Demenko A., Obwodowe modele układów z polem elektromagnetycznym, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań 2004
- [16] Demenko A., Schematy numeryczne dla połowo obwodowego modelu stanów elektromagnetycznie nieustalonych w przetwornikach elektromechanicznych, Zeszyty Naukowe Politechniki Poznańskiej, Elektryka, nr 41, 1992, s. 66-87
- [17] Dems M., Koter T., Rozruch silników indukcyjnych klatkowych, Rozprawy Elektrotechniczne, 34, z. 4, 1988, s. 1231-1256
- [18] Derlecki S., Kuśmierek Z., Dems M., Szulakowski J., Właściwości materiałów magnetycznych i ich wpływ na konstrukcję maszyn elektrycznych, Przegląd Elektrotechniczny R. 86, nr 4, 2010, s. 83-86
- [19] Dong-Jun Kim at all., An analytical approach for a high speed and high efficiency induction motor considering magnetic and mechanical problems, IEEE Trans. on Magnetics, vol. 49, no. 5, 2013, pp. 2319-2322
- [20] Drozdowski P., Sobczyk T. J., Algorytmy obliczania indukcyjności uzwojeń w przypadkach niesymetrii w maszynach elektrycznych, Sympozjum Maszyn Elektrycznych (SME), 1993, s. 19-23
- [21] Field Analysis Translator ver. 3.10, Reference Manual - IETiME PW 1991
- [22] Field Analysis Translator ver. 3.10, User's Guide - IETiME PW 1991
- [23] Frydrychowicz-Jastrzębska G., Rodzaje deformacji jarzma stojana w silnikach jednofazowych w warunkach pola eliptycznego i mimośrodowości, Rozprawy Elektrotechniczne, 34, z. 4, 1988, s. 1257-1268
- [24] Gieras J. F., Advancements in electric machines, Springer, 2008
- [25] Gieras J., New applications of synchronous generators, Przegląd Elektrotechniczny, R. 88, nr 9a, 2012, s. 150-157
- [26] Giżewski T., Modelowanie obwodów magnetycznych przy zastosowaniu algorytmów sztucznych sieci neuronowych, rozprawa doktorska, Lublin 2009

- [27] Giżewski, T.; Goleman, R.; Stryczewska, H. D.; Wac-Włodarczyk, A.; Nafalski, A., Numerical pattern identification - application to inductive testing method with automatic classifiers, *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 49, no. 5, 2013, pp. 1789-1792
- [28] Giżewski T., Wac-Włodarczyk A., Czerwiński D., Mazur G., Identyfikacja materiału magnetycznego z wykorzystaniem algorytmu Kohonena, XIII Sympozjum Środowiskowe: Zastosowania Elektromagnetyzmu w Nowoczesnych Technikach i Informatyce, Kraków, 2003, s. 26-28
- [29] Giżewski T., Wac-Włodarczyk A., Czerwiński D., Wolszczak P., Identification of magnetic material with artificial neural network, 4th International Conference Electromagnetic Devices and Processes in Environment Protection - ELMECO-4, 2003, pp. 309-316
- [30] Giżewski T., Wac-Włodarczyk A., Czerwiński D., Wolszczak P., Identification of magnetic material with Kohonen artificial neural network, *Soft Magnetic Materials* 16, Germany, Vol. 1, 2004, pp. 281-286
- [31] Giżewski T., Wac-Włodarczyk A., Goleman R., Czerwiński D., Analiza nieparametrycznych metod analitycznej klasyfikacji obiektów wielowymiarowych w aplikacji do nieniszczącej detekcji uszkodzeń, International Conference ELMECO-7 Electromagnetic Devices and Processes in Environment Protection joint with 10th Seminar "Applications of Superconductors AoS-10", Nałęczów, Poland, 2011, pp. 33-34
- [32] Giżewski T., Wac-Włodarczyk A., Goleman R., Kowalski I., Zastosowanie neuronowych klasyfikatorów grup podobieństwa dla wybranych wirtualnych obrazów wad materiałowych, *Przegląd Elektrotechniczny*, nr 12b/2011, s. 53-56
- [33] Glibert I., Moorthy V., Bull S. J., Evans J. T. Jack A. G., Development of soft magnetic composites for low-loss applications, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 242-245, 2002, pp.232-34
- [34] Głowacki A., Obliczenia elektromagnetyczne silników indukcyjnych trójfazowych, WNT, Warszawa, 1993
- [35] Goleman R., A high-speed induction motor making use of the third harmonic of the magnetic flux, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 133, 1994, pp. 624-626
- [36] Goleman R., Basic properties of a single phase hybrid motor prototype, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials* 160 (1996), pp. 75-76

- [37] Goleman R., Charakterystyki obwodu wyjściowego w stanie obciążenia elektromagnetycznego potrajacza częstotliwości, *Prace Instytutu PiUEE, Politechnika Lubelska, Seria B*, nr 2, 1978, s. 83-98
- [38] Goleman R., Determination of additional losses and critical thicknesses of the wire in magnetic frequency tripler windings, *Prace Naukowe Politechniki Lubelskiej, Elektryka* 27, 1994, pp. 33-54
- [39] Goleman R., Magnetic Field and Characteristic of a Three Phase Hybrid Induction Motor, *Non-linear Electromagnetic Systems*, P. Di Barba and A. Savini (Eds.), IOS Press 2000, pp. 629-632
- [40] Goleman R., Magnetic field and characteristics of a three phase hybrid induction motor, *International Symposium on Non-Linear Electromagnetic Systems ISEM*, Italy 1999, pp. 165
- [41] Goleman R., Magnetyczne przetworniki częstotliwości, 1990 - praca niepublikowana
- [42] Goleman R., Obliczanie strat dodatkowych w uzwojeniach transformatorowego potrajacza częstotliwości, *Materiały V Międzynarodowego Seminarium z Podstaw Elektrotechniki i Teorii Obwodów*, Gliwice-Ustroń, 1981, s. 359-375
- [43] Goleman R., Obwody magnetyczne hybrydowych silników indukcyjnych, 2003 - praca niepublikowana
- [44] Goleman R., Prąd pierwotny transformatorowego potrajacza częstotliwości, *Prace Instytutu PiUEE, Politechnika Lubelska, Seria C*, nr 2, 1978, s. 49-57
- [45] Goleman R., Silnik indukcyjny wykorzystujący trzecią harmoniczną strumienia magnetycznego, *VII Sympozjum Środowiskowe PTZE - Zastosowania Elektromagnetyzmu w Nowoczesnych Technikach i Technologiach*, Krasnobród, 1997
- [46] Goleman R., Straty dodatkowe w uzwojeniach transformatorowego potrajacza częstotliwości w stanie jałowym, *Prace Instytutu PiUEE, Politechnika Lubelska, Seria C*, nr 10, 1982, s. 17-24
- [47] Goleman R., Straty mocy w transformatorowym potrajaczu częstotliwości, *Rozprawa doktorska*, Politechnika Lubelska, 1983
- [48] Goleman R., Szybkoobrotowe silniki indukcyjne zasilane z sieci 50 Hz, *Forum Techniczne: Wytwarzanie małych maszyn elektrycznych*, Jaworze, 1997, s. 46-47

-
- [49] Goleman R., The analysis of the induction motor with magnetic changer of frequency and phases, 16th International Conference on Electrical Machines, Kraków, Book of Digests, vol. 2, 2004, pp.325-326
 - [50] Goleman R., The reduction of higher harmonics in the primary current of polyphase output magnetic frequency triplers, Proceed. Int. AMSE Conf. Modeling & Simulation, Sorento, vol. 2, 4, 1986, pp. 253-263
 - [51] Goleman R., Three Phase Induction Motor Integrated with a Magnetic Frequency Changer, 15th Soft Magnetic Materials Conference, Bilbao, Spain, 2001, p. C-34
 - [52] Goleman R., Three phase induction motor integrated with a magnetic frequency changer, Journal of Magnetism and Magnetic Materials 254-255 (2003), pp. 229-301
 - [53] Goleman R., Układ magnetycznego potrajacza częstotliwości, Patent nr 147485
 - [54] Goleman R., Układ magnetycznego potrajacza częstotliwości, Patent nr 147486
 - [55] Goleman R., Czerwiński D., Nafalski A., Computation solutions in electromagnetic field theory, Australasian Universities Power Electrical Conference, AUPEC'96, Melbourne, Australia, 1996, pp. 253-257
 - [56] Goleman R., Guz J., Janowski T., Wawszczak J., Potentials of primary neutral points in the three-phase magnetic frequency tripler, Prace Instytutu PiUEE, Politechnika Lubelska, Seria B, nr 5, 1983, pp. 99-118
 - [57] Goleman R., Janowski T., A method for partitioning core losses in magnetic frequency triplers, Prace Naukowe Politechniki Lubelskiej, Elektryka 26, 1992, pp. 5-17
 - [58] Goleman R., Janowski T., Jaroszyński L., A hybrid of single-phase induction motor with a magnetic frequency changer, its structure and characteristics, Studies in Applied Electromagnetics and Mechanics, vol. 10, Nonlinear Electromagnetic System, IOS Press, Cardiff UK, 1996, pp. 23-26
 - [59] Goleman R., Janowski T., Jaroszyński L., Badanie charakterystyk modelu hybrydowego szybkobieżnego asynchronicznego silnika indukcyjnego, XVIII Seminarium z Podstaw Elektrotechniki i Teorii Obwodów, Tom II, Gliwice-Ustroń, 1995, s. 319-324

- [60] Goleman R., Janowski T., Nalewaj K., Podstawy działania i budowy szybkobieżnych silników indukcyjnych zasilanych z sieci 50 Hz, XVI Seminarium z Podstaw Elektrotechniki i Teorii Obwodów, Tom II, Teoria Pól, Elektrotechnika Przemysłowa, Gliwice-Ustroń, 1993, s. 385-392
- [61] Goleman R., Janowski T., Pańczyk M., Pole magnetyczne modelu hybrydowego szybkobieżnego silnika indukcyjnego", XVII Seminarium z Podstaw Elektrotechniki i Teorii Obwodów, tom I, Gliwice-Ustroń, 1994, s. 173-178
- [62] Goleman R., Nalewaj K., Computation of Electromagnetic and Thermal Field in the Three-Phase Inductor, Non-linear Electromagnetic Systems, P. Di Barba and A. Savini (Eds.), IOS Press 2000, pp. 409-412
- [63] Goleman R., Pańczyk M., Pawłot M., Simulation of magnetic field distribution in a model of a hybrid high-speed induction motor, International Conference ELMECO'94, Electromagnetic Devices and Processes in Environment Protection, Post-Conference Materials, Lublin, 1994, pp. 40-45
- [64] Goleman R., Pańczyk M., Sikora J., Surdacki P., Zastosowanie języka FAT do rozwiązywania wybranych zagadnień pola magnetycznego, I Krajowa Konferencja Komputerowe Wspomaganie w Kształceniu Technicznym, Lublin, 1994, s. 20-27
- [65] Goleman R., Pańczyk M., Struktura i pole magnetyczne modelu szybkobieżnego asynchronicznego silnika małej mocy, IV Sympozjum Środowiskowe PTZE, Zastosowania Elektromagnetyzmu w Nowoczesnych Technikach i Technologiach, Łańcut, 1994
- [66] Goleman R., Ratajewicz-Mikołajczak E., Szponder J., Vibro-acoustic parameters in selected devices, Electromagnetic Devices and Processes in Environment Protection ELMECO, Nałęczów, 1997, pp. 277-281
- [67] Goleman R., Wac-Włodarczyk A., Odształcenie prądu zasilającego wielofazowy magnetyczny potrajacz częstotliwości, SPETO IX, 1986, s. 223-234
- [68] Goleman R., Yamada S., Bessho K., Characteristics of the three-phase to two phase magnetic frequency tripler, Joint Conference of Institute of Electrical Engineering, Electronics, Communication, TV and Light Technics in Japan, Toyama, 1984(59), pp. 78-79
- [69] Goleman R., Yamada S., Bessho K., Performance of a three-phase to two-phase magnetic frequency tripler, Papers of Technical Meeting on Applied Magnetism in Japan, MAG-84-145-154, Tokyo, Japan, pp. 59-65
- [70] Gönen T., Electrical machines with matlab, CRC Press, 2012

-
- [71] Grande M. A., Bidulsky R., Cavagnino A., Ferraris L., Investigations on different processing conditions on soft magnetic composite material behavior at low frequency, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, 4, 2012, pp. 1335-1343
- [72] Guolong Yang at all., Bidirectional Cross-Linking Transverse Flux Permanent Magnet Synchronous Motor, *Transactions on Magnetics*, vol. 49, no. 3, 2013, pp. 1242-1248
- [73] Guz J., Analizyczne wyznaczanie prądów i napięć magnetycznego pięciokrotnika częstotliwości, Rozprawa doktorska, Politechnika Lubelska, 1984
- [74] Gyeorye Lee, Seungjae Min, Jung-Pyo Hong, Optimal shape design of rotor slot in squirrel-cage induction motor considering torque characteristics, *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 49, no. 5, 2013, pp. 2197-2200
- [75] Hultman L. O., Jack A. G., Soft magnetic composites - Motor design issues and applications, *Tech. Papers - Soc. Manuf. Eng.*, 2005, pp.1-55
- [76] Hultman L., Persson M., Engdahl P., Soft magnetic composites for advanced machine design, Presented at PMAsia, Shanghai, 2005
- [77] Jabłoński M., Transformatory specjalne, *Przegląd Elektrotechniczny*, RLXXIII, nr 4, 1997, s. 100-101
- [78] Jack A., Mecrow B., Dickinson P., Jansson P., Hultman L., Design and testing of a universal motor using a soft magnetic composite stator, *Proc. IEEE Ind. Appl. Conf.*, vol. 1, 2000, pp.46-50
- [79] Jagiełło S., *Przekształcenia niecałkowe w teorii maszyn elektrycznych*, PWN, Warszawa, 2002
- [80] Janowski T., Goleman R., Additional losses in magnetic frequency tripler windings, *Electromagnetic Fields in Electrical Engineering*, Plenum Press, New York and London, 1989, pp. 107-112
- [81] Janowski T., Goleman R., Calculation of the input current in a magnetic frequency tripler, *Prace Instytutu PiUEE, Politechnika Lubelska, Seria B*, nr 5, 1983, pp. 37-59
- [82] Janowski T., Goleman R., Guz J., Wac-Włodarczyk A., Open circuit induction of magnetic frequency multipliers, *Prace IPiUEE Politechniki Lubelskiej, Elektryka, Ser. B*, nr 5, 1983, pp. 19-34
- [83] Janowski T., Goleman R., Nafalski A., Core losses in magnetic frequency triplers, *Soft Magnetic Materials 7, Proceedings, Blackpool Conference*, 1985, pp. 240-242

- [84] Janowski T., Goleman R., Stryczewska H. D., Wac-Włodarczyk A., Primary current waveforms in the three-phase output magnetic frequency tripler, *Prace Instytutu PiUEE, Politechnika Lubelska, Seria B*, nr 5, 1983, pp. 119-141
- [85] Janowski T., Guz J., Goleman R., Analiza indukcji w rdzeniach pięciokrotnika częstotliwości w stanie jałowym, *VI Seminarium z Podstaw Elektrotechniki i Teorii Obwodów, Gliwice - Ustroń*, 1983, s. 404-411
- [86] Janowski T., Stryczewska H. D., Goleman R., Kształt prądu pierwotnego transformatorowego dziewięciokrotnika częstotliwości, *VI Seminarium z Podstaw Elektrotechniki i Teorii Obwodów, Gliwice - Ustroń*, 1983, s. 390-403
- [87] Janowski T., Wac-Włodarczyk A., Model matematyczny magnetycznego dziewięciokrotnika częstotliwości, *Rozprawy Elektrotechniczne* 32, z. 3, 1986, s. 759-783
- [88] Janowski T., Wawszczak J., Nafalski A., Goleman R., Stan obecny i perspektywy rozwoju magnetycznych mnożników częstotliwości, *Prace Instytutu PiUEE, Politechnika Lubelska, Seria C*, nr 2, 1978, s. 74-82
- [89] Jarzyna W., Diagnostics ability of induction drive systems, *Power Electronic and Variable Speed Drives*, no. 456, IEE, London, 1998, s. 574-578
- [90] Jarzyna W., Diagnostyka wybranych elementów układu napędowego w oparciu o modelowanie obserwatorów odsprzęgających, *Maszyny Elektryczne - Zeszyty Problemowe*, 2005, s. 113-117
- [91] Jarzyna W., Napędy pomp i wentylatorów, *Poradnik Inżyniera Elektryka*, t. 2, Wydawnictwo Naukowo-Techniczne, 2007, s. 614-615
- [92] Jarzyna W., Systemy elektryczne generatorów elektrowni wiatrowych, *Poradnik Inżyniera Elektryka*, t. 2, Wydawnictwo Naukowo-Techniczne, 2007, s. 624-626
- [93] Jarzyna W., Warunki wyboru turbin i układu generatorów elektrowni wiatrowych, *Rynek Energii*, vol. 95, nr 4, 2011, s. 102-106
- [94] Jarzyna W., Zmienne wektorowe w ocenie napędów elektrycznych z silnikami indukcyjnymi, *Sterowanie i monitorowanie układów przemysłowych SM'99*, Kazimierz Dolny, Lublin, 1999, s. 59-63
- [95] Jarzyna W., Augustyniak M., Warmiński, Bocheński M., Model based identification of active beam composite structure - application Mras algorithm, *3rd International Conference Nonlinear Dynamics - 2010, Ukraine*, 2010, s. 96-101

-
- [96] Jarzyna W., Augustyniak M., Wójcik A., PD and LQR controllers applied to vibration damping of an active composite beam, *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 88, nr 10a, 2012, s. 298-301
- [97] Jarzyna W., Charlak M., Modelling and diagnosis of wind turbine of a power station, *Power electronics and electrical drives: selected problems*, Wrocław, 2007, s. 463-474
- [98] Jarzyna W., Charlak M., Wybrane problemy sterowania i regulacji generatorów elektrowni wiatrowych, w: *Edukacja ekologiczna - podstawy działań ekologicznych w środowisku*, Wydawnictwo Naukowe Gabriel Borowski, Lublin, 2004, s. 81-88
- [99] Jarzyna W., Filipek, Augustyniak M., Zastosowanie nieliniowego modelu matematycznego w diagnostyce czasu rzeczywistego układu napędowego, *Konferencja Naukowa - Zrównoważone systemy energetyczne, nowe kierunki wytwarzania i wykorzystania energii*, Kościelisko, Warszawa, 2005, s. 177-186
- [100] Jarzyna W., Różycki M., Chen Z., Spooner E., Modern wind power conversion systems and control, *Postępy Napędu Elektrycznego i Energoelektroniki*, 41, Lublin, 2000, s. 55-74
- [101] Jezierski E, *Transformatory. Podstawy teoretyczne*, WNT, 1965
- [102] Kaga A., Tajima K., Anazawa Y., Kimura M., Effect of ferrite magnetic wedge on capacitor motor characteristics under triac control, *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 29, no. 6, 1993, pp. 3162-3164
- [103] Kamiński G., Silnik asynchroniczny z twornikiem kulistym o ruchu złożonym, *Prace Naukowe Politechniki Warszawskiej, Elektryka*, Z. 89, 1989
- [104] Kamiński G., *Silniki elektryczne o ruchu złożonym*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa, 1994
- [105] Kammouni R., Vazquez M., Effects of annealing treatment on low and high frequency magnetic properties of soft/hard biphasic FeSiB/CoNi microwires, *Transactions on Magnetics*, vol. 49, no. 1, 2013, pp. 134-137
- [106] Kapelski D., Jankowski B., Karbowski M., Przybylski M., Maciejewski P., Ślusarek B., Hybrydowe elementy obwodu magnetycznego wytwarzane metodą klejenia, *Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej*, nr 65, *Studia i Materiały* nr 31, 2011, s. 64-73
- [107] Kikuchi S., Ishikawa K., New type 4-legged lineal parametric motor with excellent performance, *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 33, no. 5, 1997, pp. 1488-1490

- [108] Kluszczyński K., Malicki P., Wpływ prądów poprzecznych w wirniku indukcyjnego silnika klatkowego na momenty pasożytnicze, *Archiwum Elektrotechniki* t. XLIII, z.2, 1994, s. 191-207
- [109] Kluszczyński K., Miksiewicz R., Dynamika 1-fazowego silnika indukcyjnego z kondensatorem pracy przy uwzględnieniu wyższych harmonicznych przestrzennych przepływu, *XXIX Sympozjum Maszyn Elektrycznych*, Szklarska Poręba, 1993, s. 40-45
- [110] Kluszczyński K., Miksiewicz R., Kryteria analizy założeń upraszczających przyjmowanych przy obliczaniu momentów pasożytniczych silników indukcyjnych, *Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, Elektryka*, z. 115, Gliwice, 1991, s. 85-101
- [111] Kluszczyński K., Misiewicz R., Modelowanie 3-fazowych maszyn indukcyjnych przy uwzględnieniu wyższych harmonicznych przestrzennych przepływu, *Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, Elektryka* z. 142, Gliwice, 1995
- [112] Kluszczyński K., Miksiewicz R., Momenty pasożytnicze w indukcyjnych silnikach klatkowych. Gliwice, Wyd. PTETiS 1993
- [113] Kolano J., Optimum methods of feeding electrical drive systems from unconventional energy sources, *Archives of Electrical Engineering*, 2002, vol. 51, 3, s. 297-310
- [114] Kolano J., Problemy doboru parametrów układów napędowych pracujących w systemach fotowoltaicznych, *Układy napędu elektrycznego zasilane z niekonwencjonalnych źródeł energii*, *Postępy Napędu Elektrycznego i Energoelektroniki*, 41, 2000, s. 43-53
- [115] Kolano J., Stanowisko mikrokomputerowe do badania stanów przejściowych wybranych napędowych układów prądu przemiennego, *Konferencja Naukowo-Techniczna: Zastosowania komputerów w elektro-technice*, Poznań/Kiekrz, 1996, s. 459-462
- [116] Kolano J., Systemy fotowoltaiczne zasilające elektryczne układy napędowe, *Postępy Napędu Elektrycznego i Energoelektroniki*, 46, Lublin, 2002, 177 s
- [117] Kolano J., Horodecki A., Principles and methods of techno-economical assesment of electric driving systems supplied from unconventional power sources, *Postępy Napędu Elektrycznego i Energoelektroniki*, 41, 2000, s. 91-121
- [118] Kolano J., Horodecki A., Zuhair Ali, Wybór optymalnej struktury napędu elektrycznego, *Maszyny Elektryczne - Zeszyty Problemowe*, 1999, 58, s. 47-48

-
- [119] Kolano J., Kolano K., Praktyczna realizacja układów napędowych prądu stałego zasilanych z baterii fotowoltaicznych, *Maszyny Elektryczne - Zeszyty Problemowe*, 2006, nr 75, s. 229-241
- [120] Kolano J., Kolano K., Praktyczna realizacja układów napędowych z jednofazowym silnikiem indukcyjnym zasilanym z baterii ogniw fotowoltaicznych, *Maszyny Elektryczne - Zeszyty Problemowe*, 2006, nr 75, s. 223-228
- [121] Kolano K., Kolano J., Praktyczna realizacja układów napędowych z trójfazowym silnikiem indukcyjnym zasilanym z baterii ogniw fotowoltaicznych, *Maszyny Elektryczne - Zeszyty Problemowe*, 2007, nr 77, s. 5-10
- [122] Kolano R., Krykowski K., Kolano-Burian A., Polak M., Szynowski J., Zackiewicz P., Amorphous soft magnetic materials for the stator of a novel high-speed PMBLDC motor, *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 49, no. 4, 2013, pp. 1367-1371
- [123] Kordecki A., Węgliński B., Kompozyty z magnetycznie miękkich proszków żelaza, *Materiały Konferencyjne Postępy w Elektrotechnologii*, Szklarska Poręba, 1994, s. 241-248
- [124] Koziołek H., Lampa H., Polskie Normy PN-EN dotyczące blach elektrotechnicznych metod badań ich własności magnetycznych, *Przegląd Elektrotechniczny* R. 86, nr 4, 2010, s. 20-23
- [125] Krause R. F., Bularzik J. H., Kokal H. R., A new soft magnetic material for ac and dc motor applications, *Journal of Materials Engineering and Performance*, vol. 6, 6, 1997, pp. 710-712
- [126] Krishnan R., *Electric motor drives, Modeling, analysis and control*, Prentice Hall, 2001
- [127] Kwaśnicki S., Hałas magnetyczny silników indukcyjnych trójfazowych klatkowych, KOMEL, Katowice, 1998
- [128] Latek W., *Teoria maszyn elektrycznych*, WNT, Warszawa, 1982
- [129] Lu J., Yamada S., Bessho K., Harmonic balance finite element method taking account of external circuits and motion, *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. Mag-27, no. 5, 1991, pp. 4024-4027
- [130] Łukaniszyn M., Unbehauen R., The 3-D analysis of the leakage field in a transformer with disc winding, *COMPEL, The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, MCB University Press Limited, vol. 14, no. 4, 1995, pp. 79-82

- [131] Łukaniszyn M., Wróbel R., Jagieła M., Komputerowe modelowanie bezszczotkowych silników tarczowych wzbudzanych magnesami trwałymi, Politechnika Opolska, Studia i Monografie, Z. 132, Opole, 2002
- [132] Makowski K., Jednofazowe silniki indukcyjne z pomocniczym uzwojeniem zwartym w ujęciu obwodowo-polowym, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, no. 51, Monografie no. 14, 2000
- [133] Makowski K., Straty sprawność i współczynnik mocy jednofazowego silnika indukcyjnego z pomocniczym uzwojeniem zwartym i nierównomierną szczeliną, Rozprawy Elektrotechniczne, 30, z. 3, 1984, s. 709-718
- [134] Makowski K., Wilk M., Symulacja polowo-obwodowa charakterystyk pracy jednofazowego silnika indukcyjnego z pomocniczym uzwojeniem kondensatorowym, Przegląd Elektrotechniczny R. 86, nr 4, 2010, s. 213-216
- [135] Mayergoyz I.D., Mathematical Models of Hysteresis, Springer-Verlag, Berlin 2002
- [136] MicroSim PSpice A/D & Basics+, Circuit analysis software, ver. 7.1, 1996
- [137] Mitkowski S., Nieliniowe obwody elektryczne, Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne AGH, Kraków, 1999
- [138] Moses A. J., Electrical Steel: past, present and future developments, IEE Proceedings - Science Measurement and Technology, vol. 137, 1990, pp. 233-245
- [139] Moses A. J., Soft magnetic materials for future power applications, Przegląd Elektrotechniczny R. 79, nr 7-8, 2003, pp. 457-460
- [140] Murakami K., United States Patent, A.C. electrical motors having a stator forming orthogonal magnetic paths, patent number: 4, 764, 698, 1986
- [141] Nafalski A., Analiza magnetycznych mnożników częstotliwości z rdzeniami trójkolumnowymi, Prace Naukowe Politechniki Lubelskiej 166, Elektryka 19, 1987
- [142] Nafalski A., Bessho K., Yamada S., Sudani T., Performance and analysis of an advanced type magnetic frequency tripler with three-legged cores, IEEE Trans. on Magnetics, vol. MAG-18, no. 6, 1982, pp. 1758-1760
- [143] Nafalski, Guz J., Goleman R., Chabuda S., Computer-aided precalculation of the magnetic frequency tripler, Prace Instytutu PiUEE, Politechnika Lubelska, Seria B, nr 5, 1983, pp. 79-97

-
- [144] Nafalski A., Janowski T., Stryczewska H. D., Wac-Włodarczyk A., Magnetyki amorficzne jako materiał na rdzenie transformatorów, *Przegląd Elektrotechniczny*, nr 10-11, 1985, s. 302-308
- [145] Nafalski A., Matras G., Wac-Włodarczyk A., Stryczewska H., Aging tests of amorphous current transformers used in ground fault interrupters, *IEEE Transactions on Magnetic*, vol. MAG-226, no. 5, 1990, pp. 2005-2007
- [146] Nafalski A., Stryczewska D., Wac-Włodarczyk A., Matras G., Magnetyczne materiały amorficzne na rdzenie w podzespołach elektronicznych, *Elektronika*, nr 4, 1987, s. 5-13
- [147] Nafalski A., Wac-Włodarczyk A., Stryczewska H. D., Metallic glass cores for airborne equipment, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials* 112, 1992, pp. 325-327
- [148] Nova I., Havlicek V., Zemanek I., Dynamic hysteresis loops modeling by means of extended hyperbolic model, *Transactions on Magnetics*, vol. 49, no. 1, 2013, pp. 148-151
- [149] Owczarek J. (red.), *Elektryczne maszynowe elementy automatyki*, WNT, Warszawa, 1983
- [150] Pang Y. X., Hodgson S. N. B., Koniarek J., Weglinski B., The influence of the dielectric on the properties of dielectromagnetic soft magnetic composites. Investigations with silica and silica hybrid sol-gel derived model dielectric, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 310, 1, 2007, pp. 83-91
- [151] Paszek W., *Dynamika maszyn elektrycznych prądu przemiennego*, Wydawnictwo Helion, 1998
- [152] Paszek W., *Stany nieustalone maszyn elektrycznych prądu przemiennego*, WNT, Warszawa, 1986
- [153] Pełczewski W., Krynke M., *Metoda zmiennych stanu w analizie dynamiki układów napędowych*, WNT, Warszawa, 1984
- [154] Ping Zheng et al., Investigation of a novel radial magnetic-field-modulated brushless double-rotor machine used for HEVs, *Transactions on Magnetics*, vol. 49, no. 3, 2013, pp. 1231-1241
- [155] Pišek P., Stumberger B., Marcie T., Virtic P., Design analysis and experimental validation of a double rotor synchronous pm machine used for HEV, *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 49, no. 1, 2013, pp. 152-155
- [156] Planitzer A., *Maszyny elektryczne*, WNT, 1970

- [157] PN-81/E-04257 Maszyny elektryczne wirujące - wyznaczanie poziomu hałasu
- [158] PN-81/E-06019 Maszyny elektryczne wirujące - wyznaczanie poziomu hałasu
- [159] PN-81/N-01306 Hałas - metody pomiaru, wymagania ogólne
- [160] PN-82/N-01350 Drgania - Terminologia
- [161] PN-84/N-01330 Hałas - techniczna metoda określenia poziomu mocy akustycznej hałasu maszyn w swobodnym polu akustycznym nad powierzchnią odbijającą dźwięk
- [162] PN-84/N-01332 Hałas - orientacyjna metoda określenia poziomu mocy akustycznej hałasu maszyn
- [163] PN-85/N-01333 Hałas - dokładne metody określania poziomu mocy akustycznej hałasu maszyn w komorze bezchowej i w otwartej przestrzeni
- [164] PN-90/N-01358 Drgania - metody pomiarów i oceny drgań maszyn
- [165] PN-91/N-01352 Drgania - zasady wykonywania pomiarów na stanowiskach pracy
- [166] Puchała A., Dynamika maszyn i układów elektromechanicznych, Warszawa, PWN, 1977
- [167] Pustoła J., Śliwiński T., Budowa i działanie silników jednofazowych, WNT, Warszawa, 1964
- [168] Rajanathan C. B., Waston B. J., Shi Z. W., Simulation of a single phase induction motor operating in the motoring, generating and braking modes, Compumag - 10th Conference on the Computation of Electromagnetic Fields, Berlin, Germany, 1995, pp. 436-437
- [169] Rawicki S., Modele matematyczne trójfazowej maszyny indukcyjnej pierścieniowej z uwzględnieniem wyższych harmoniczných pola, Politechnika Poznańska, nr 201, Poznań, 1989
- [170] Reinap A., Alaküla M., Nord G., Hultman L. O., Simulation and experimentation of a single-phase claw-pole motor, COMPEL - The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, vol. 25, 2, 2006, pp. 379-388
- [171] Rusek J., Analiza harmoniczna stanu ustalonego silnika asynchronicznego, Zeszyty Naukowe AGH, z. 9, Kraków, 1986

-
- [172] Rusek J., Komputerowa analiza maszyny indukcyjnej z wykorzystaniem bilansu harmonicznych, Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne AGH, Kraków, 2000
- [173] Sakamoto Y., Natsusaka M., Murakami K., A laminated core type parametric motor, IEEE Trans. on Magnetics, 1997, vol. 33, no. 5, 1997, pp. 4185-4187
- [174] Sakamoto Y., Ohkubo T., Ohta M., Natsusaka M., Three-phase parametric induction motor excited by a single-phase power supply, IEEE Trans. on Magnetics, vol. 37, no. 4, 2001, pp. 2837-2839
- [175] Sekerak P. at all, Comparison of synchronous motors with different permanent magnet and winding types, Transactions on Magnetics, vol. 49, no. 3, 2013, pp. 1256-1263
- [176] Shirkoohi G. H., Analysis of single phase induction machine cores constructed from anisotropic non-oriented steels, Compumag - 10th Conference on the Computation of Electromagnetic Fields, Berlin, Germany, 1995, pp. 514-515
- [177] Shokrollahi H., Janghorban K., Soft magnetic composite materials (SMCs), Journal of Materials Processing Technology, vol. 189, 1-3, 2007, p. 1-12
- [178] Shuangxia Niu, S. L. Ho, W. N. Fu, Power balanced electromagnetic torque computation in electric machines based on energy conservation in finite-element method, IEEE Trans. on Magnetics, vol. 49, no. 5, 2013, pp. 2385-2388
- [179] Sikora R., Teoria pola elektromagnetycznego, WNT, Warszawa, 1997
- [180] Sobczyk T. J., An analytical expression for the total magnetising current and its application to creating AC machine equations, ZN Pol. Łódzkiej, Elektryka, Łódź, nr 91, 1998, pp. 57-161
- [181] Sobczyk T. J., An energy-based approach to modelling the magnetic non-linearity in ac machines, Part I - General formulas for the co-energy, linked fluxes and inductances, Archives of Electrical Engineering, vol. 48, Bul. 1-2, PWN, Warszawa 1999, pp. 219-229
- [182] Sobczyk T. J., An energy-based approach to modelling the magnetic non-linearity in ac machines, ICEM'96, Vigo, vol. 3, 8, 1996, pp. 68-73
- [183] Sobczyk T. J., Approximating the main inductances for salient-pole saturated synchronous machines, Czasopismo Techniczne, Kraków, Wyd. Pol. Krakowskiej, vol. 95, Z. 4E, 1998, pp. 97-105

- [184] Sobczyk T. J., Equation of squirrel-cage induction motors with symmetrical design in steady-state operation, *Rozprawy Elektrotechniczne*, nr 33, z. 1, 1987, pp. 137-149
- [185] Sobczyk T. J., Macierzowe postaci form wyższych rzędów i ich zastosowania do opisu układu nieliniowych cewek, *SPETO*, Wyd. Pol. Śląskiej, Gliwice, 1998, s. 333-336
- [186] Sobczyk T. J., Mathematical model of induction machines accounting for saturation due to the first and the third harmonics, *ICEM*, Istambul, vol. 3, 1998, pp. 1504-1509
- [187] Sobczyk T. J., Mathematical model of synchronous generators accounting for saturation due to the first and the third MMF harmonics, *Oficyna Wyd. Pol. Warszawskiej, Elektryka*, Z. III, 1999, pp. 43-51
- [188] Sobczyk T. J., Metodyczne aspekty modelowania matematycznego maszyn indukcyjnych, *WNT*, Warszawa, 2004
- [189] Sobczyk T. J., Model matematyczny silnika klatkowego uwzględniający lokalne nasycenia magnetyczne, *ZN Pol. Śląskiej, Elektryka*, Gliwice, z. 177, 2001, s. 57-64
- [190] Sobczyk T. J., Model matematyczny silnika klatkowego uwzględniający nasycenia magnetyczne w obecności skosu żłobków, *EPNC*, 2002
- [191] Sobczyk T. J., Modelling magnetic non-linearity of AC machines using equivalent magnetising currents, *Electromagnetic Phenomena in Non-Linear Circuits (EPNC'00)*, Wyd. PTETiS, Poznań, 2000, pp. 1-6
- [192] Sobczyk T. J., Obwodowe modele matematyczne maszyn elektrycznych - stan aktualny i perspektywy, *ZN Pol. Śląskiej, Elektryka*, Gliwice, z. 176, 2001, s. 31-40
- [193] Sobczyk T. J., Drozdowski P., Inductances of electrical machine winding with non-uniform air-gap, *Archiv für Elektrotechnik*, Berlin, Springer, vol. 76, no. 3, 1993, pp. 213-218
- [194] Sobczyk T. J., Węgiel T., Algorytm wyznaczania indukcyjności uzwojeń przetworników elektromechanicznych z uwzględnieniem ekscentryczności, *SPETO'98*, Wyd. Pol. Śląska, Gliwice, 1998, s. 237-240
- [195] Sochocki R., Mikromaszyny elektryczne, *Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej*, 1996
- [196] Soński M., Materiały magnetyczne w technice, *Biblioteka COSiW, Stowarzyszenie Elektryków Polskich*, 2001

-
- [197] Soiński M., Nowoczesne materiały magnetycznie miękkie w technice, *Przegląd Elektrotechniczny*, 9/1999, s. 219-223
- [198] Soiński M., Właściwości aplikacyjne taśm i włókien (drutów) amorficznych, *Wiadomości Elektrotechniczne*, 6/1999, s. 308-310
- [199] Soiński M., Wykorzystanie szybkochłodzonych metalicznych materiałów magnetycznych w nowoczesnych technikach telekomunikacyjnych, *Przegląd Elektrotechniczny*, 6/2000, s. 165-167
- [200] Soiński M., Wykorzystanie taśmy nanokrystalicznej w dławikach przeciwzakłóceńowych, *Wiadomości Elektrotechniczne*, 10/1998, s. 584-588
- [201] Stryczewska H. D., Analiza pracy magnetycznego potrajacza częstotliwości jako źródła zasilania odbiornika nieliniowego na przykładzie wytwornicy ozonu, Rozprawa doktorska, Politechnika Lubelska, 1986
- [202] Stryczewska H. D., Elektromagnetyczny układ zasilania reaktorów plazmowych ze ślizgającym się wyładowaniem łukowym, Wydawnictwa Uczelniane Politechniki Lubelskiej, Lublin, 1998
- [203] Stryczewska H. D., Technologie plazmowe w energetyce i inżynierii środowiska, Wyd. Politechniki Lubelskiej, Lublin, 2009
- [204] Stryczewska H. D., Wac-Włodarczyk A., Goleman R., Gizewski T., Urządzenie do badania nieciągłości struktury detali ferromagnetycznych, patent nr 212770
- [205] Sudani T., Bessho K., An analytical investigation on the efficiency of a magnetic frequency tripler with series-connected reactors, *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. Mag-23, no. 4, 1987, pp.1965-1962
- [206] Szewczyk K., Golisz R., Problemy z wyliczaniem momentu obrotowego w szczelinie powietrznej przy wykorzystaniu metody elementów skończonych, *Przegląd Elektrotechniczny* R. 88, nr 12b, 2012, s. 87-92
- [207] Śliwiński T., Metody obliczania silników indukcyjnych t.1. Analiza, WNT, Warszawa, 2008
- [208] Śliwiński T., Metody obliczania silników indukcyjnych t.2. Analiza, WNT, Warszawa, 2010
- [209] Śliwiński T., Głowacki A., Parametry rozruchowe silników indukcyjnych, PWN, Warszawa, 1982
- [210] Ślusarek B., Powder magnetic material, *Przegląd Elektrotechniczny* R. 86, nr 4, 2010, s. 16-19

- [211] Ślusarek B., Przybylski M., Hard and soft magnetic composites with modified magnetic properties, *World Journal of Engineering* 8(1), 2011, pp. 87-92
- [212] Tomczuk B., *Metody numeryczne w analizie pola układów transformatorowych*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Opolskiej, Opole 2007
- [213] Tomczuk B., Koters D., Waindok A., Wyznaczanie parametrów elektromagnetycznych z wykorzystaniem 3-wymiarowej analizy pola magnetycznego transformatorów służących do zasilania wielopulsowych prostowników, *Energetyka*, nr 1, 2005, s. 35-43
- [214] Tomczuk B., Zakrzewski K., Waindok A., Scale-models in computer aided design of transformers, *Proc. of the XIth Internal Symposium on Electromagnetics Field in Electrical Engineering*, Malibor, 2003, pp. 869-872
- [215] Tumański S., *Handbook of magnetic measurements*, CRC Press, 2011
- [216] Tumański S., Modern magnetic materials - the review, *Przegląd Elektrotechniczny* R. 86, nr 4, 2010, s. 1-15
- [217] Turowski J., *Elektrodynamika techniczna*, WNT, Warszawa, 1993
- [218] Turowski J., *Obliczenia elektromagnetyczne elementów maszyn i urządzeń elektrycznych*, WNT, Warszawa, 1982
- [219] Vassent E., Meunier G., Foggia A., Reyne G., Simulation of induction machine operation using a step by step finite element method coupled with circuits and mechanical equations, *IEEE Transaction on Magnetics*, vol. 27, no.6, 1991, pp. 5232-5234
- [220] Venkataratnam K., *Special electrical machines*, CRC Press, 2009
- [221] Weng Cho Chew at all., *Fast and efficient algorithms in computational electromagnetics*, Artech House, 2001
- [222] Wac-Włodarczyk A., A magnetic frequency nontupler supplied with increased frequency, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials* 133, 1994, pp. 630-633
- [223] Wac-Włodarczyk A., *Analiza pracy magnetycznego dziewięciokrotnika częstotliwości*, Rozprawa doktorska, Politechnika Lubelska, 1983
- [224] Wac-Włodarczyk A., *Hybrydowe układu przetwarzania częstotliwości*, Wydawnictwa Uczelniane Politechniki Lubelskiej, Lublin, 1997
- [225] Wac-Włodarczyk A., Mathematical model of magnetic frequency multipliers, *Archives of Electrical Engineering*, vol. XLIV, no. 171-1/1995, pp. 83-93

-
- [226] Wac-Włodarczyk A., Selection of core materials for magnetic frequency multipliers, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials* 160, 1996, pp. 201-202
- [227] Wac Włodarczyk A., Materiały magnetyczne. Modelowanie i zastosowania, Politechnika Lubelska, 2013
- [228] Wac-Włodarczyk A., Giżewski T., Czerwiński D., Goleman R., Kozieł J., Calculation the anhysteretic curve of the Jiles-Atherton model, *International Conference ELMECO-6 Electromagnetic Devices and Processes in Environment Protection joint with 9th Seminar Applications of Superconductors AoS-9*, Nałęczów, Poland, 2008, pp. 59-60
- [229] Wac-Włodarczyk A., Giżewski T., Goleman R., Eksperymentalna identyfikacja różnicowej powierzchni Preisacha w układzie mostka zmiennoprądowego, *Przegląd Elektrotechniczny* nr 12/2010, s. 160-163
- [230] Wac-Włodarczyk A., Giżewski T., Goleman R., The methodology of magnetic materials classification, *Przegląd Elektrotechniczny*, nr 3/2011, s. 216-219
- [231] Wac-Włodarczyk A., Goleman R., Czerwiński D., Giżewski T., Applying the weighting function of the Preisach model to nondestructive testing of ferromagnetic materials, *Soft Magnetic Materials Conference SMM 18*, Cardiff, U.K., 2007, p. 129
- [232] Wac-Włodarczyk A., Goleman R., Czerwiński D., Giżewski T., Mathematical models applied in inductive nondestructive testing, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials* 320(20), 2008, pp. 1044-1048
- [233] Wac-Włodarczyk A., Goleman R., Giżewski T., Marcinek M., Symulacja pracy mostkowego układu porównawczego materiałów ferromagnetycznych, *XVI Sympozjum Środowiskowe PTZE, Zastosowania Elektromagnetyzmu w Nowoczesnych Technikach i Informatyce*, Wisła, 2006, s. 213-215
- [234] Wac-Włodarczyk A., Goleman R., Giżewski T., Urządzenie do badania nieciągłości struktury detali ferromagnetycznych na małej przestrzeni badawczej, patent nr 212769
- [235] Wac-Włodarczyk A., Goleman R., Giżewski T., Symulacja pracy mostkowego układu porównawczego materiałów ferromagnetycznych, *Przegląd Elektrotechniczny*, nr 12, 2006, s. 141-144
- [236] Wac-Włodarczyk A., Goleman R., Giżewski T., The methodology of magnetic materials classification, *Book of Abstracts, Soft Magnetic Materials Conference SMM 19*, Torino, 2009, B2-24

- [237] Wac-Włodarczyk A., Goleman R., Giżewski T., Zastosowanie algorytmu sztucznych sieci neuronowych w identyfikacji uszkodzeń materiałów ferromagnetycznych, *Dozór Techniczny*, nr 2(236), 2008, s. 41-45
- [238] Wac-Włodarczyk A., Goleman R., Giżewski T., Nowoczesna defektoskopia indukcyjna, *Materiały XIII Seminarium „Nieniszczące badania materiałów”*, IPPT PAN, Zakopane, 2007, s. I-VIII
- [239] Wac-Włodarczyk A., Goleman R., Guz J., Napięcie wtórne transformatorowego potrajacza w stanie obciążenia, *IX Seminarium z Podstaw Elektrotechniki i Teorii Obwodów*, Gliwice, 1986, s. 235-243
- [240] Wac-Włodarczyk A., Guz J., Goleman R., An analytical method of evaluating the output voltage of a magnetic frequency tripler under load, *Prace Instytutu PiUEE, Politechnika Lubelska, Seria B*, nr 5, 1983, pp. 61-77
- [241] Wac-Włodarczyk A., Mazurek P.A., Wybrane zagadnienia analizy tłumienności wtrąceniowej rdzeni magnetycznych, *Przegląd Elektrotechniczny*, nr 2, 2008, s. 114-116
- [242] Wac-Włodarczyk A., Nafalski A., Goleman R., Giżewski T., Metoda wzorcowania funkcji wagi modelu Praisacha - oszacowanie błędu symulacji i wzorcowania, *XVII Sympozjum Środowiskowe: Zastosowania elektromagnetyzmu w nowoczesnych technikach i informatyce*, Rydzyna, 2007
- [243] Wiak S., Pyć A., Pyć M., Electrical machines in the military more electric aircraft and their impact on the environment, *Przegląd Elektrotechniczny* R. 88, nr 7a, 2012, pp. 175-178
- [244] Wibracje i wstrząsy - broszura firmy Brüel & Kjaer, 2003
- [245] Wojciechowski R. M., Jedryczka C., Lukaszewicz P., Kapelski D., Analysis of high speed permanent magnet motor with powder core material, *COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, vol. 31, 5, 2012, pp. 1528-1540
- [246] Yamada S., Takeuchi A., Bessho K., New high-speed induction motor driven by a commercial source, *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. Mag-23, no. 5, 1987, pp. 3020-3022
- [247] Yamada S., Takeuchi A., Sudani T., Bessho K., High-speed motor including the function of a magnetic frequency tripler, *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. Mag-22, no. 5, 1986, pp. 967-969

- [248] Zakrzewski K., Modelowanie fizyczne pól i strat obciążeniowych w transformatorach, *Rozprawy Elektrotechniczne*, nr 25, z. 2, 1979, s. 401-4018
- [249] Zakrzewski K., Modelowanie pól elektromagnetycznych w projektowaniu transformatorów, *Przegląd Elektrotechniczny*, nr 3, 2002, s. 59-63
- [250] Zakrzewski K., Łukaniszyn M., Three-dimensional model of one- and three-phase transformer for leakage field calculation, *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 28, no. 2, 1992, pp. 1344-1347
- [251] Zakrzewski K., Tomczuk B., Three-dimensional magnetic field distribution in single and three-phase reactors with air gaps, *COMPEL, The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, MCB University Press Limited, England, vol. 19, no. 2, 2000, pp. 524-528
- [252] Zakrzewski K., Tomczuk B., Koterak D., Nonlinear scaled models in 3-D calculation of transformer magnetic circuit, *COMPEL, The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, MCB University Press Limited, England, vol. 25, no. 1, 2006, pp. 91-101

Aneks

Zestawienie wzorów do obliczania indukcyjności własnych i wzajemnych oraz parametrów klatki wirnika

Obliczanie parametrów uzwojeń stojana

Indukcyjność pasma fazowego stojana związana ze strumieniem głównym w szczeliny wyraża się wzorem[151, 167]:

$$(A-1) \quad L_{s\delta} = \frac{8\mu_o l_i \tau (z_s \xi_1)^2}{2p\delta \pi^2},$$

gdzie:

μ_o - przenikalność magnetyczna powietrza,

$l_i = l \cdot k_r$ - długość pakietu stojana magnetycznie aktywna,

l - długość pakietu stojana,

k_r - współczynnik wypełnienia,

τ - podziałka biegunowa,

z_s - liczba zwojów uzwojenia,

p - liczba par biegunów,

$\xi_1 = \xi_g \cdot \xi_c$ - współczynnik uzwojenia dla pierwszej harmonicznej,

ξ_g - współczynnik grupy,

ξ_c - współczynnik cięciwy, wyrażony wzorem:

$$\xi_c = \sin\left(\frac{\pi y}{2\tau}\right),$$

y - rozpiętość uzwojenia,

$\delta' = \delta \cdot k_c$ - zastępcza długość szczeliny,

$\delta = (D_s - D_w)/2$ - długość szczeliny powietrznej,

D_s - średnica wewnętrzna stojana,

D_w - średnica zewnętrzna wirnika,

k_c - współczynnik Cartera, wyraża się on wzorem:

$$k_c = \frac{(t_1 + 10\delta)(t_2 + 10\delta)}{(t_1 - b_{s1} + 10\delta)(t_2 - b_{s2} + 10\delta)},$$

$t_1 = \pi D_s / Q_s$ - podziałka żłobkowa stojana,

$t_2 = \pi D_w / Q_r$ - podziałka żłobkowa wirnika,

Q_r - liczba żłobków wirnika,

Q_s - liczba żłobków stojana.

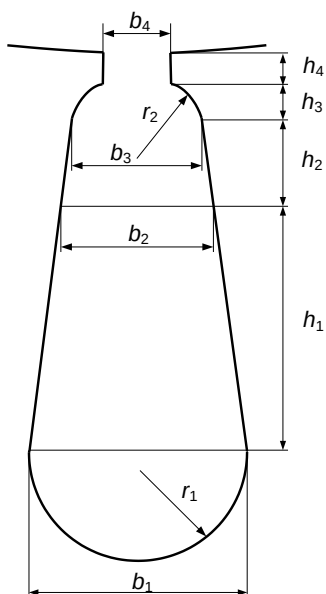
Indukcyjność rozproszenia żłobkowego stojana, w przypadku uzwojenia o niejednakowych liczbach zwojów w poszczególnych żłobkach, określa wyrażenie [167]:

$$(A-2) \quad L_{zs} = 2\mu_o l_i (z_1^2 \lambda_{z1} + z_2^2 \lambda_{z2} + \dots + z_n^2 \lambda_{zn}),$$

gdzie:

$z_1, z_2, \dots, z_n$ - liczby zwojów w poszczególnych zezwojach,

$\lambda_{z1}, \lambda_{z2}, \dots, \lambda_{zn}$ - współczynniki przewodności magnetycznej poszczególnych żłobków.



Rys. A.1. Przekrój żłobka z oznaczeniem wymiarów występujących we wzorach określających współczynniki przewodności magnetycznej

Dla każdej części żłobka można wyznaczyć współczynniki przewodności magnetycznej uwzględniając, że dana część zawiera przepływ, jest bez przepływu lub występują w niej przepływy sąsiednich zezwojów umieszczonych w żłobku.

Współczynniki przewodności magnetycznej poszczególnych segmentów żłobka opisują następujące zależności:

dla półkola dolnego (wzór uproszczony)

$$(A-3) \quad \lambda_{za} = 0.142,$$

w części trapezowej żłobka o wymiarze h_1 zajętej przez uzwojenie (wzór uproszczony)

$$(A-4) \quad \lambda_{zb} = \frac{h_1}{b_1 + 2b_2},$$

w części trapezowej żłobka o wymiarze h_2 leżącej nad uzwojeniem

$$(A-5) \quad \lambda_{zc} = \frac{h_3}{b_2 - b_3} \ln \frac{b_2}{b_3},$$

dla części o zarysie kołowym

$$(A-6) \quad \lambda_{zd} = 0,785 - \frac{b_4}{4h_3},$$

w szczybinie

$$(A-7) \quad \lambda_{ze} = \frac{b_4}{h_4},$$

w szczelinie powietrznej

$$(A-8) \quad \lambda_{zf} = \frac{5 \frac{\delta}{b_4}}{5 + 4 \frac{\delta}{b_4}}.$$

Indukcyjność rozproszenia czoł uzwojenia [167] wyraża wzór:

$$(A-9) \quad L_{czs} = 2\mu_o l_c \lambda_c \xi_g \frac{z^2}{pq},$$

gdzie:

l_c - średnia długość połączenia czołowego,

q - liczba żłobków uzwojonych na biegun,

λ_c - przewodność rozproszenia dookoła połączeń czołowych, którą można przyjąć jako $\lambda_c = 0,2 \cdot q$.

Indukcyjność własna pasma fazowego uzwojenia stojana jest sumą indukcyjności składowych:

$$(A-10) \quad L_s = L_{s\delta} + L_{zs} + L_{czs}.$$

Indukcyjność wzajemna między pasmami fazowymi uzwojenia stojana i wirnika wyraża się wzorem [151]:

$$(A-11) \quad M_{sr} = \frac{1}{2} \frac{\mu_o l_i \tau z_{1zs} z_{2zs}}{2 p \delta'},$$

gdzie:

z_{1zs} - liczba zwojów „fazowych” stojana zastępczego symetrycznego uzwojenia dwufazowego,

z_{2zs} - liczba zwojów „fazowych” wirnika zastępczego symetrycznego uzwojenia dwufazowego,

$$z_{1zs} = \sqrt{\frac{m_1}{2}} \frac{4}{\pi} z_s \xi_1,$$

$$z_{2zs} = \sqrt{\frac{m_2}{2}} \frac{4}{\pi} \sin \frac{\alpha_2}{2},$$

$$\alpha_2 = \frac{2\pi}{m_2} p,$$

m_1, m_2 - liczba faz stojana i wirnika, w monografii przyjęto $m_1 = 2, m_2 = Q_r$.

Obliczanie parametrów klatki wirnika

Rezystancję segmentu pierścienia klatki i pręta klatki wyrażają zależności [151]:

$$(A-12) \quad R_{pn} = \frac{\pi D_{pn} (1 + \alpha \Delta \vartheta)}{\gamma S_{pn} Q_r},$$

$$R_{pr} = \frac{l_{pre} (1 + \alpha \Delta \vartheta)}{S_{pr} \gamma},$$

gdzie:

γ - konduktywność materiału,

ϑ - przyrost temperatury,

α - współczynnik temperaturowy rezystancji,

D_{pn} - średnia wartość średnicy pierścienia

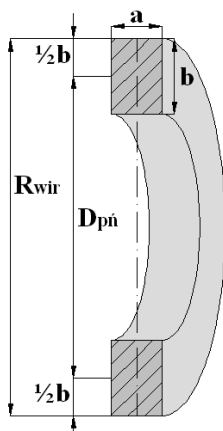
S_{pn} - pole przekroju poprzecznego pierścienia,

S_{pr} - pole przekroju poprzecznego pręta klatki,

l_{pr} - długość pręta klatki,

l_{pre} - zastępcza długość pręta klatki

$$l_{pre} = l_{pr} + 0,5a.$$



Rys. A.2. Przekrój poprzeczny pierścienia zawierającego klatki wirnika

Rezystancję wirnika opisuje zależność:

$$(A-13) \quad R_{w1} = 2R_{pn} + 4R_p \sin^2\left(\frac{\alpha_2}{2}\right),$$

z uwzględnieniem skosu żłobków rezystancja przyjmuje postać:

$$(A-14) \quad R_w = \frac{R_{w1}}{k_{sk}^2}.$$

Indukcyjność wirnika związana ze strumieniem głównym w szczelinie wyraża się wzorem:

$$(A-15) \quad L_{w\delta} = \frac{8}{\pi^2} \frac{\sin^2\left(\frac{\alpha_2}{2}\right)}{2p} \frac{\mu_o l_{pr} \tau}{\delta'},$$

gdzie:

l_{pr} - długość pręta uwzględnieniem skosu.

Indukcyjność rozproszenia szczelinowego wirnika ma postać:

$$(A-16) \quad L_{wsz} = \frac{Q_r L_{w\delta} \sigma_{sk}}{2},$$

gdzie:

σ_{wr} - współczynnik rozproszenia można zapisać następująco:

$$\sigma_{wr} = \frac{1}{3} \left(\frac{\pi p}{Q_r} \right)^2.$$

Indukcyjność rozproszenia segmentu pierścienia zwierającego wyraża zależność:

$$(A-17) \quad L_{rp\dot{n}} = \mu_o l_{p\dot{n}} \lambda_{p\dot{n}},$$

gdzie:

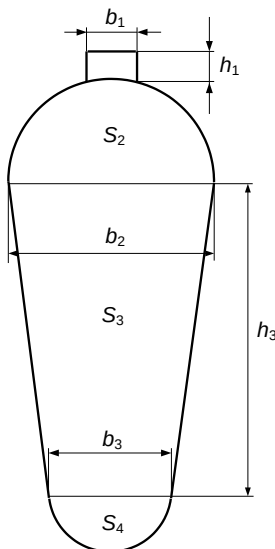
$$\lambda_{p\dot{n}} = 0,366 \cdot \log \left(\frac{4,852 \cdot D_{p\dot{n}}}{2a + b} \right).$$

$$l_{p\dot{n}} = \frac{\pi D_{p\dot{n}}}{Q_r}$$

Indukcyjność rozproszenia żłobkowego pręta wirnika opisuje wzór:

$$(A-18) \quad L_{rz} = \mu_o l_{prc} \lambda_{zw}.$$

Współczynnik przewodności całego żłobka λ_{zw} można obliczyć jako sumę ważoną współczynników dla części żłobka z uwzględnieniem pól powierzchni ich przekrojów [34]:



Rys. A.3. Przekrój żłobka wirnika z oznaczeniem wymiarów występujących we wzorach określających współczynniki przewodności magnetycznej

$$(A-19) \quad \lambda_{zw} = \frac{1.05}{S_a^2} [\lambda_{3a} S_3^2 + \lambda_{2b} (S_3 + S_4)^2 + 2\lambda_{2m} S_2 (S_3 + S_4) + \lambda_{2a} S_3^2] + \lambda_1,$$

gdzie:

$$\lambda_1 = \frac{h_1}{b_1} + 0,1,$$

$$\lambda_{2a} = \frac{0,12}{0,1 - \frac{b_1}{b_2}},$$

$$\lambda_{2b} = \frac{0,3}{0,21 - \frac{b_1}{b_2}},$$

$$\lambda_{2m} = \frac{0,16}{0,12 - \frac{b_1}{b_2}},$$

$$\lambda_{3a} = \lambda_{3b} \left(0,33 - 0,05 \frac{b_1}{b_2} \right),$$

$$\lambda_{3b} = \frac{1}{2\beta} \ln \frac{b_2}{b_3},$$

$$2\beta = 2 \arctg \frac{b_2 - b_3}{2h_3}.$$

Indukcyjność wirnika można zapisać następująco [151]:

$$(A-20) \quad L_{w1} = \frac{m_2}{2} L_{w\delta} + 2L_{ipn} + 4L_{rz} \sin^2 \left(\frac{\alpha_2}{2} \right).$$

Indukcyjność od skosu zębów wirnika wyraża zależność:

$$(A-21) \quad L_{wsk} = L_{w\delta} \sigma_{sk},$$

gdzie:

$$\sigma_{sk} = \frac{1}{k_{sk}^2} - 1.$$

Współczynnik skosu wynosi:

$$k_{sk} = \frac{2 \sin(\frac{\alpha}{2})}{\alpha},$$

$$\alpha = \frac{b_{sk}}{t_2} \frac{2\pi p}{Q_r}$$

gdzie:

b_{sk} - skos żłobka.

Całkowita indukcyjność wirnika z uwzględnieniem skosu żłobków ma postać:

$$(A-22) \quad L_w = L_{w1} + L_{wsk}.$$

Przekładnię uzwojeniową można zapisać jako:

$$(A-23) \quad n_{sr} = \frac{z_s \zeta_1}{\sin(\frac{\alpha}{2})} \sqrt{\frac{m_1}{m_2}}.$$

Sprowadzenie parametrów wirnika do uzwojenia stojana:

$$(A-24) \quad \begin{aligned} L'_w &= n_{sr}^2 L_w \\ R'_w &= n_{sr}^2 R_w \\ M'_{sr} &= n_{sr} M_{sr} \end{aligned}$$

Tabela A.1. Dane przetwornika częstotliwości

Symbol	Nazwa	Wartość
l_i	Długość pakietu stojana	48 mm
k_r	Współczynnik wypełnienia	0,96
D_{zp}	Średnica zewnętrzna kolumny przetwornika	172 mm
D_{wp}	Średnica wewnętrzna kolumny przetwornika	152 mm
z_p	Liczba zwojów uzwojenia (czterech połączonych szeregowo-zgodnie cewek)	1100
R_{up}	Rezystancja uzwojenia w temp. 75°C	5,06 Ω
L_{rp}	Indukcyjność rozproszenia uzwojenia	7,723 mH

Tabela A.2. Wymiary stojana i parametry uzwojeń

Symbol	Nazwa	Wartość
l_i	Długość pakietu stojana	48 mm
k_r	Współczynnik wypełnienia	0,96
D_z	Średnica zewnętrzna pakietu stojana	172 mm
D_s	Średnica wewnętrzna stojana	64 mm
D_w	Średnica zewnętrzna wirnika	63,4 mm
δ	Długość szczeliny powietrznej	0,3 mm
Q_r	Liczba żłobków wirnika	18
Q_s	Liczba żłobków stojana	24
k_c	Współczynnik Cartera	1,315
z_s	Liczba zwojów uzwojenia stojana	848
z_1	Liczby zwojów poszczególnych zezwojów	220
z_2		204
z_3		176
z_4		134
z_5		114
ξ_g	Współczynnik grupy	0,792
ξ_1	Współczynnik uzwojenia dla pierwszej harmonicznej	0,7903
R_s	Rezystancja uzwojenia w temp. 75°C	36,34 Ω
$L_{s\delta}$	Indukcyjność uzwojenia stojana związana ze strumieniem głównym w szczelinie	2,5601 H
L_{zs}	Indukcyjność rozproszenia żłobkowego stojana	17,9 mH
L_{zs}	Indukcyjność rozproszenia czół uzwojenia	30,57 mH
L_s	Indukcyjność własna pasma fazowego uzwojenia stojana	2,6086H
M_{sf}	Indukcyjność wzajemna między pasmami fazowymi uzwojenia stojana i wirnika	2,03808 mH

Tabela A.3. Parametry wirnika

Symbol	Opis	Wartość
D_w	Średnica zewnętrzna wirnika	63,4 mm
l_{wir}	Długość wirnika	41 mm
J	Moment bezwładności wirnika	$7,3 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
l_{pr}	Długość pręta klatki	43,26 mm
b_{sk}	Skos żłobka	13,8 mm
k_{sk}	Współczynnik skosu	0,992
S_{pr}	Pole przekroju poprzecznego pręta klatki	
γ_{Al}	Konduktywność aluminium	$31 \times 10^6 \text{ S/m}$
R_{pr}	Rezystancja pręta klatki w temp. 75°C	$6,775 \times 10^{-5} \Omega$
a b $D_{pñ}$ $S_{pñ}$	Wymiary pierścienia	4 mm 13 mm 49 mm $52 \times 10^{-6} \text{ m}^2$
$R_{pñ}$	Rezystancja segmentu pierścienia klatki w temp. 75°C	$6,47 \times 10^{-6} \Omega$
R_w	Rezystancja wirnika z uwzględnieniem skosu żłobków	$21,45 \times 10^{-6} \Omega$
$L_{w\delta}$	Indukcyjność wirnika związana ze strumieniem głównym	$1,8028 \times 10^{-7} \text{ H}$
L_{wsz}	Indukcyjność rozproszenia szczelinowego	$1,6475 \times 10^{-8} \text{ H}$
$L_{rpñ}$	Indukcyjność rozproszenia segmentu pierścienia zwierającego	$4,14537 \times 10^{-9} \text{ H}$
L_{rz}	Indukcyjność rozproszenia żłobkowego pręta wirnika	$6,863 \times 10^{-8} \text{ H}$
L_{w1}	Indukcyjność wirnika	$1,6391 \times 10^{-6} \text{ H}$
L_{wsk}	Indukcyjność od skosu żłobków wirnika	$2,628 \times 10^{-8} \text{ H}$
L_w	Całkowita indukcyjność wirnika z uwzględnieniem skosu żłobków	$1,734 \times 10^{-6} \text{ H}$
n_{sr}	Przekładnia uzwojeniowa	1256
L_w'	Indukcyjność wirnika sprowadzona do uzwojenia stojana	2,780 H
R_w'	Rezystancja wirnika sprowadzona do uzwojenia stojana	33,85 Ω
M_{sr}'	Indukcyjność wzajemna między pasmami fazowymi uzwojenia stojana i wirnika, sprowadzona do uzwojenia stojana	2,56 H

Streszczenie

Przedstawione w monografii nowe modele szybkoobrotowych silników indukcyjnych są skojarzeniem magnetycznych przetworników częstotliwości i silnika indukcyjnego, w których uzyskuje się pole wirujące w szczelinie z prędkością trzykrotnie większą niż wynika to bezpośrednio z częstotliwości napięcia zasilającego.

W pracy omówiono podstawowe struktury przetworników służące do zwielokrotnienia częstotliwości, ponieważ stanowią one integralny element silnika. Rozważono układy zbudowane z trzech niezależnych obwodów magnetycznych i układy trójkolumnowe zasilane trójfazowo. Scharakteryzowano schematy ideowe silników jednofazowych z biegunami wydatnymi oraz modele fizyczne silników z biegunami utajonymi z kondensatorową fazą rozruchową. Podano schematy zastępcze i równania opisujące modele silników, koncentrując się szczególnie na modelu z kondensatorową fazą rozruchową, dla którego sformułowano model matematyczny w dziedzinie czasu oraz model w ujęciu metody zmiennych stanu. Dla tego silnika opracowano również model obwodowy w aplikacji PSpice. Zamieszczono wyniki symulacji komputerowych w postaci przebiegów prądów, napięć, strumieni magnetycznych oraz charakterystyk prędkości obrotowej oraz momentu elektromagnetycznego silnika.

Praca zawiera również charakterystykę układu pomiarowego i opis wykonanych badań laboratoryjnych modelu fizycznego jednofazowego silnika hybrydowego. Badania obejmowały pomiar napięć, prądów, strumieni magnetycznych, charakterystyk prędkości obrotowej i momentu oraz hałasu i wibracji modelu.

Kolejna część monografii jest poświęcona modelom, opracowanym przez autora, silników hybrydowych jawnobiegunowych i o biegunach utajonych, zasilanych trójfazowo. Przedstawia różne struktury magnetowodów oraz układów połączeń uzwojeń. Przetworniki silników mają uzwojenia połączone w zygzak lub w układ Scotta. Sformułowano równania połowo-obwodowe modeli oraz przedstawiono wyniki obliczeń ich charakterystyk w stanach przejściowych.

Summary

High speed hybrid induction motors supplied directly from the mains of 50 Hz

New models of high-speed induction motors, described in the monograph, are the combination of frequency converters and a magnetic induction motor, in which a rotating field in the gap with a speed three times greater than the direct result of the power supply frequency is obtained.

Schematic diagrams of single phase motors with projecting poles and physical models of a motor with non-salient poles and a capacitor start-up phase are characterized. Equivalent circuits and equations describing the motor's models are as well given. In particular, the focus is on the model of the capacitor start-up phase, for which a mathematical model in the time domain and a model in terms of state variables is formulated. For this motor, the circuit model was developed in the application of PSpice. The results of computer simulations are given in the form of waveforms of the currents, voltages, magnetic fluxes and speed characteristics and the electromagnetic torque of the motor.

The monograph also contains the characteristics of the measuring system and a description of the laboratory tests of the physical model of the hybrid single-phase motor. The studies included measurement of the voltages, currents, magnetic fluxes, characteristics of speed and torque, as well as noise and vibration of the model.

Another part of the monograph is dedicated to the hybrid motor's models with projecting poles and three-phase powered, developed by the author. It presents the different structures of magnetic cores and winding connection systems.

The motor's converters have the windings connected in the zigzag or Scott system. The field- circuit equations for the models were formulated as well as the results of calculations in their transient characteristics were presented.