



Zachodniopomorski
Uniwersytet Technologiczny w Szczecinie

WYDZIAŁ ELEKTRYCZNY
INSTYTUT ELEKTROTECHNIKI

mgr inż. Marcin Wardach

MASZYNY ELEKTRYCZNE Z MAGNESAMI TRWAŁYMI
O ZMINIMALIZOWANYCH PULSACJACH
MOMENTU ELEKTROMAGNETYCZNEGO

Rozprawa Doktorska

Promotor:

prof. dr hab. inż. Anatolij A. Afonin

Praca naukowa finansowana ze środków na naukę w latach 2006-2008
jako projekt badawczy promotorski nr N510 012 31/0806

Szczecin 2009

Spis Treści

Wykaz ważniejszych oznaczeń, skrótów i symboli.....	5
Wstęp.....	6
Teza pracy:	8
Cel pracy:.....	8
1. Przegląd literaturowy i metody ograniczania pulsacji momentu elektromagnetycznego	9
1.1. Wprowadzenie	10
1.2. Pulsacje momentu elektromagnetycznego	11
1.3. Metody ograniczania pulsacji momentu elektromagnetycznego	14
1.4. Kliny magnetyczne	19
2. Modelowanie polowe.....	21
2.1. Wprowadzenie	22
2.2. Podstawy obliczeń polowych.....	23
2.2.1. <i>Równania pola elektromagnetycznego.....</i>	<i>23</i>
2.2.2. <i>Podstawy Metody Elementów Skończonych.....</i>	<i>27</i>
2.3. Charakterystyki i parametry materiałów do badań	30
2.3.1. <i>Magnesy trwale</i>	<i>30</i>
2.3.2. <i>Materiały wykonane z zastosowaniem technologii SMC</i>	<i>32</i>
2.3.3. <i>Ferromagnetyki</i>	<i>35</i>
2.4. Przyjęte współczynniki i parametry porównawcze	36
2.4.1. <i>Współczynniki pulsacji.....</i>	<i>36</i>
2.4.3. <i>Względne parametry momentów</i>	<i>37</i>
2.4.4. <i>Względne parametry indukcji magnetycznej</i>	<i>39</i>
2.5. Badania obwodów z klinami magnetycznymi	40
3. Badania symulacyjne modeli maszyn ze żłobkami półotwartymi	44
3.1. Wprowadzenie	45
3.2. Obwód magnetyczny MEPWP	46
3.3. Obwód magnetyczny MEPWK.....	52
3.4. Obwód magnetyczny MEPZP.....	58
3.5. Obwód magnetyczny MEPZK.....	65
3.6. Wnioski	71

4 .Badania symulacyjne modeli maszyn ze żłobkami otwartymi	73
4.1. Wprowadzenie	74
4.2. Obwód magnetyczny MEOWP	75
4.3. Obwód magnetyczny MEOWK.....	83
4.4. Obwód magnetyczny MEOZP	91
4.5. Obwód magnetyczny MEOZK	98
4.6. Wnioski.....	106
5. Badania symulacyjne modelu trójwymiarowego maszyny tarczowej.....	107
5.1. Wprowadzenie	108
5.3. Analiza wpływu parametrów obwodu magnetycznego na momenty i pulsacje momentu elektromagnetycznego.....	110
5.4. Badania indukcji pola magnetycznego i zestawienie wyników badań	113
5.5. Wnioski.....	114
6. Badania eksperymentalne	116
6.1. Wprowadzenie	117
6.2. Konstrukcja modelu eksperymentalnego maszyny cylindrycznej	117
6.3. Charakterystyka klinów magnetycznych z proszków SMC	120
6.4. Badania doświadczalne modelu fizycznego	124
6.5. Wnioski.....	134
Podsumowanie i wnioski końcowe	136
Literatura	140

Wykaz ważniejszych oznaczeń, skrótów i symboli

α_p	–	współczynnik łuku podziałki biegunowej stojana
B	–	indukcja magnetyczna
$(BH)_{\max}$	–	maksymalna gęstość energii magnesów trwałych
B_r	–	indukcja remanencji magnesów trwałych
b_y	–	względny parametr indukcji magnetycznej
β	–	kąt obrotu wału
c	–	grubość klina magnetycznego
d	–	grubość zębów i jarzma w stojanie maszyny tarczowej
δ	–	grubość szczeliny powietrznej
γ	–	położenie kątowne punktu w szczelinie powietrznej
H	–	natężenie pola magnetycznego
j	–	gęstość prądu
jH_c	–	natężenie koercji magnesów trwałych
l	–	długość części aktywnej maszyny elektrycznej
μ_{Fe}	–	przenikalność magnetyczna stali elektrotechnicznej
μ_k	–	względna przenikalność magnetyczna klinów
μ_{PM}	–	względna przenikalność magnetyczna magnesów trwałych
p_B	–	współczynnik pulsacji indukcji magnetycznej
p'_B	–	względny parametr pulsacji indukcji magnetycznej
p_T	–	współczynnik pulsacji momentu
p'_T	–	względny parametr pulsacji momentu
R_r	–	promień zewnętrzny/wewnętrzny wirnika
R_s	–	promień zewnętrzny/wewnętrzny stojana
SMC	–	kompozyty magnetycznie miękkie (<i>ang. Soft Magnetic Composites</i>)
T_e	–	moment elektromagnetyczny
t_e	–	względny parametr momentu elektromagnetycznego
T_z	–	moment zaczepowy
t_z	–	względny parametr momentu zaczepowego
τ	–	podziałka biegunowa
τ_c	–	szerokość podziałki zębowej

Wstęp

Przedmiotem rozprawy doktorskiej są cylindryczne i tarczowe uzłobkowane maszyny elektryczne z magnesami trwałymi ze zmniejszonymi pulsacjami momentu elektromagnetycznego.

Maszyny ze stojanem uzłobkowanym charakteryzują się mniejszą szczeliną i większym momentem elektromagnetycznym niż maszyny o strukturze bezzłobkowej. Posiadają one jednak wadę polegającą na występowaniu momentu zaczepowego, spowodowanego różną reluktancją obszarów przyszczelinowych w pobliżu zębów i żłobków. Moment ten jest głównym składnikiem pulsacji momentu elektromagnetycznego [9, 23, 24, 43, 50, 60], które to pulsacje są przyczyną powstawania wyższych harmoniczných, powodują powstawanie hałasu i drgań, wpływają niekorzystnie na trwałość łożysk i obniżają sprawność maszyny.

Stosowane są różne sposoby ograniczenia pulsacji momentu elektromagnetycznego. Zarówno te z nich, które przedstawiane są w literaturze przedmiotu, jak i zastosowane w badaniach własnych pokazują, że można dobrać taką strukturę i wartości przenikalności magnetycznej obwodu stojana, dla których, w zależności od konstrukcji, pulsacje będą znacznie zmniejszone – przy niewielkim wpływie na średnią wartość momentu elektromagnetycznego. W pracy przedstawione zostały badania nad wpływem parametrów klinów magnetycznych zamykających żłobki z uzwojeniami sterowania oraz zmniejszenia grubości rdzenia magnetycznego na obniżenie pulsacji występujących w maszynach elektrycznych z magnesami trwałymi.

Rozdział pierwszy pracy zawiera opis najczęściej spotykanych w literaturze konstrukcyjnych metod ograniczania momentu zaczepowego oraz pulsacji momentu elektromagnetycznego.

W rozdziale drugim przedstawiono podstawy obliczeń polowych, opisano parametry materiałów w nich stosowanych oraz współczynniki, które posłużyły do porównania wyników badań poszczególnych struktur obwodu magnetycznego maszyn analizowanych w dalszych rozdziałach.

Rozdział trzeci rozprawy zawiera wyniki badań obwodów magnetycznych maszyn elektrycznych z magnesami trwałymi, w których zastosowano kliny magnetyczne stanowiące mostki pomiędzy sąsiednimi zębami półotwartych żłobków stojana. Parametrem zmiennym w tych badaniach była przenikalność magnetyczna klinów.

W rozdziale czwartym przedstawiono analizę wpływu obecności klinów magnetycznych w otwartych żłobkach maszyn elektrycznych z magnesami trwałymi na pulsację, moment elektromagnetyczny i indukcję magnetyczną w szczelinie powietrznej. Zmienianymi parametrami były tu przenikalność magnetyczna i grubość klinów.

Zarówno w rozdziale trzecim, jak i czwartym analizie poddano obwody magnetyczne z wirnikami wewnętrznymi oraz zewnętrznymi, które składają się z powierzchniowo montowanych magnesów trwałych, umieszczonych na toroidalnym rdzeniu lub płaskie magnesy trwałe i ferromagnetyczne koncentratory pola magnetycznego.

W rozdziale piątym przedstawiono wyniki analizy wpływu grubości rdzenia ferromagnetycznych stojana na wartość momentu zaczepowego oraz pulsacji momentu elektromagnetycznego w maszynie tarczowej.

W celu potwierdzenia badań symulacyjnych maszyn z klinami magnetycznymi wykonany został model eksperymentalny na wzór uzłobkowanej maszyny BLDC, który zbadano z klinami niemagnetycznymi oraz z wybranymi klinami magnetycznymi wykonanymi z mieszaniny proszków ferromagnetycznych stosowanych w technologii SMC (*ang. Soft Magnetic Composites*) oraz żywicy epoksydowej. Wyniki badań przedstawione zostały w rozdziale szóstym.

Teza pracy:

Możliwe jest istotne ograniczenie pulsacji w uzłobkowanych maszynach elektrycznych z magnesami trwałymi – przy zachowaniu wartości średniej ich momentu elektromagnetycznego – poprzez odpowiedni dobór parametrów magnetycznych i geometrycznych klinów w stojanie.

Cel pracy:

Wskazanie sposobów zmniejszania pulsacji w maszynach elektrycznych z magnesami trwałymi poprzez zastosowanie klinów o odpowiednich parametrach magnetycznych i geometrycznych.

Aby udowodnić powyższą tezę i osiągnąć cel pracy sformułowane zostały następujące zadania:

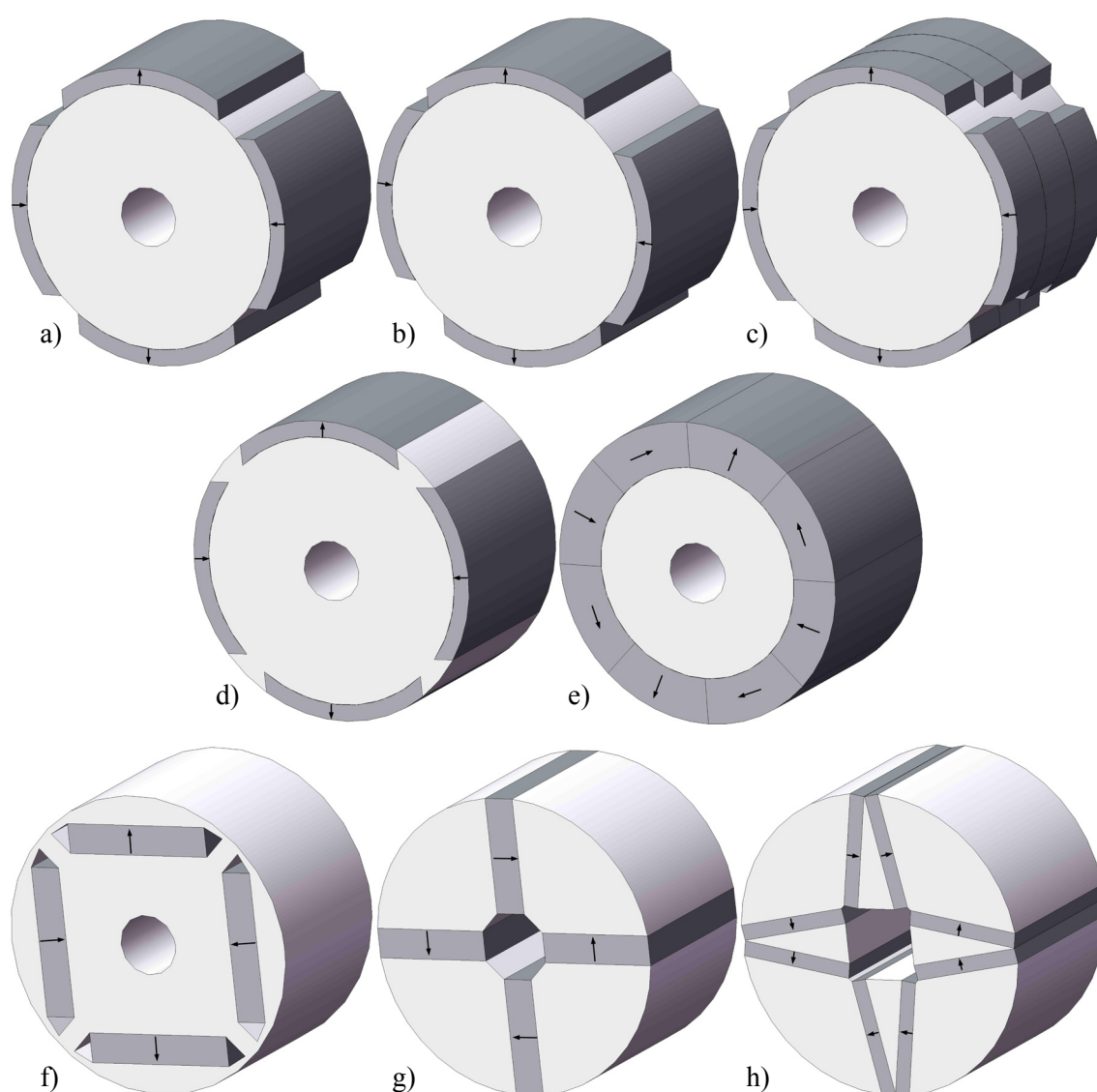
1. Analiza przedstawianych w literaturze przedmiotu sposobów minimalizacji pulsacji momentu elektromagnetycznego w maszynach elektrycznych.
2. Opracowanie modeli polowych maszyn elektrycznych o różnych konfiguracjach wirnika i stojana oraz zmiennych parametrach klinów magnetycznych.
3. Przeprowadzenie badań symulacyjnych w celu wykazania wpływu parametrów klinów magnetycznych na pulsacje i wartość średnią momentu elektromagnetycznego.
4. Analiza wyników badań symulacyjnych i sformułowanie rekomendacji do projektowania maszyn elektrycznych z magnesami trwałymi i klinami magnetycznymi.
5. Budowa modelu eksperymentalnego maszyny z magnesami trwałymi i klinami magnetycznymi z wykorzystaniem technologii proszkowej.
6. Budowa stanowiska laboratoryjnego i przeprowadzenie badań doświadczalnych maszyny z klinami magnetycznymi oraz weryfikacja wyników teoretycznych.

Rozdział 1

Przegląd literaturowy i metody ograniczania pulsacji momentu elektromagnetycznego

1.1. Wprowadzenie

W ostatnich latach można zaobserwować bardzo wyraźny rozwój maszyn z magnesami trwałymi, głównie dzięki postępowi w dziedzinie inżynierii materiałowej [34, 35]. Nowoczesne technologie pozwalają na uzyskanie wysokiej indukcji remanencji magnesów trwałych. Obecnie dostępne są już w sprzedaży magnesy trwałe, których $B_r = 1,48 \text{ T}$ [83].



Rysunek 1.1. Najczęściej spotykane struktury obwodów magnetycznych wirników:

a) z magnesami trwałymi mocowanymi powierzchniowo, b) z magnesami mocowanymi powierzchniowo i niesymetrycznie, c) z pseudoskosem magnesów, d) z magnesami umieszczonymi pod powierzchnią, e) z segmentami magnesów trwałych wg koncepcji Halbacha, f) z magnesami zagłębionymi, g) z magnesami umieszczonymi promieniowo, h) z magnesami umieszczonymi pod pewnym kątem do promienia i dodatkowymi elementami ferromagnetycznymi.

Bezszcotowe maszyny elektryczne z magnesami trwałymi, w zależności od rozkładu indukcji magnetycznej w szczeliny powietrznej, można podzielić na bezszczotkowe maszyny prądu stałego BLDC (*ang. Brushless Direct Current*) i na maszyny synchroniczne PMSM (*ang. Permanent Magnet Synchronous Motor*). W tych pierwszych rozkład indukcji magnetycznej w szczeliny ma kształt trapezoidalny, natomiast w PMSM – sinusoidalny. Rozkład indukcji magnetycznej w szczeliny zależy od konstrukcji maszyny oraz od sposobu magnesowania poszczególnych magnesów trwałych stanowiących biegun wirnika. Najczęściej spotykane struktury obwodów magnetycznych wirników maszyn z magnesami trwałymi przedstawione zostały na rysunku 1.1 [2-4, 17, 26, 42, 43, 51, 61, 65, 66, 77]. Można w nich wyróżnić dwie grupy – w strukturach od a) do e) magnesy trwałe stanowią granicę dla szczeliny powietrznej, natomiast w strukturach od f) do h) strumień magnetyczny przekazywany jest do szczeliny poprzez dodatkowe elementy ferromagnetyczne.

1.2. Pulsacje momentu elektromagnetycznego

Moment elektromagnetyczny w maszynach z magnesami trwałymi można opisać za pomocą równania [5]:

$$T_e = \frac{\pi^2}{60} \cdot \alpha_p \cdot \eta \cdot B \cdot A \cdot D_i^2 \cdot l, \quad (1.1)$$

gdzie:

- α_p – współczynnik łuku podziałki biegunowej stojana,
- η – sprawność maszyny,
- B – indukcja magnetyczna w szczeliny powietrznej,
- A – okład prądowy na przyszczelinowej średnicy stojana,
- D – przyszczelinowa średnica stojana,
- l – długość części aktywnej maszyny elektrycznej.

W równaniu (1.1) zastępując iloczyn wszystkich wielkości niezmienniczych się w czasie symbolem k_t otrzymujemy:

$$T_e(t) = k_t \cdot B(t) \cdot A(t), \quad (1.2)$$

gdzie:

$$k_t = \frac{\pi^2}{60} \cdot \alpha_p \cdot \eta \cdot D_i^2 \cdot l. \quad (1.3)$$

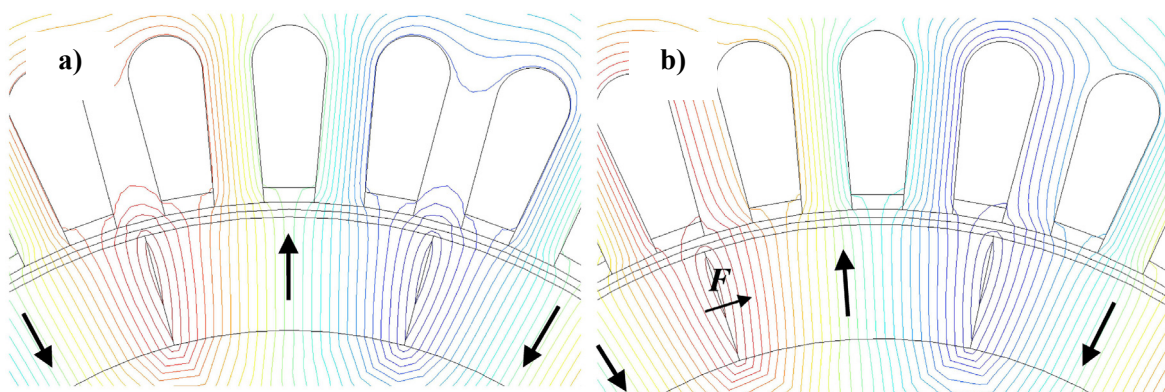
Ze wzoru 1.2 wynika, że o kształcie i wartości momentu elektromagnetycznego w maszynie elektrycznej z magnesami trwałymi o stałych gabarytach decydują indukcja magnetyczna w szczelinie powietrznej B oraz okład prądowy A na średnicy D . Moment elektromagnetyczny można podwyższać zwiększając okład prądowy, co ograniczone jest warunkami cieplnymi (rodzaj izolacji uzwojeń, sposób chłodzenia itp.) wpływającymi również na sprawność maszyny lub podwyższając indukcję magnetyczną w szczelinie powietrznej. Indukcję magnetyczną można zwiększać poprzez zastosowanie ferromagnetycznych koncentratorów pola magnetycznego lub magnesów trwałych o wyższych parametrach, wiąże się to jednak z ograniczeniami materiałowymi oraz konstrukcyjnymi. W niniejszej pracy przedstawiono sposób podwyższenia momentu elektromagnetycznego za pomocą koncentratorów pola magnetycznego.

Nowoczesne bezszczotkowe maszyny elektryczne z magnesami trwałymi mają wiele zalet. Należą do nich; wysoka dynamika, brak komutatora, wysoki współczynnik mocy do masy, małe straty oraz wysoka sprawność [2, 5, 35]. Oprócz wymienionych zalet maszyny tego typu mają jedną podstawową wadę, którą są wysokie wartości pulsacji momentu elektromagnetycznego.

Jednym z ważniejszych elementów obliczeń optymalizacyjnych w procesie projektowania maszyny elektrycznej z magnesami trwałymi, jest właśnie wyznaczenie wartości pulsacji momentu elektromagnetycznego [25]. Pulsacje momentu mają wpływ na właściwości napędu, co jest szczególnie istotne w napędach urządzeń precyzyjnych, które przede wszystkim utrudniają realizację sterowania ze stałą prędkością. Ponadto powodują powstawanie dodatkowych strat mocy oraz wibracje mechaniczne i hałas [69]. Pulsacje momentu elektromagnetycznego można minimalizować przez eliminację przyczyn, już na etapie projektowania maszyny lub przez eliminację skutków w procesie sterowania.

Dominującym składnikiem pulsacji momentu elektromagnetycznego w maszynach z magnesami trwałymi jest moment zaczepowy (*ang. cogging torque*) [24, 43, 50, 60]. W maszynach elektrycznych jest on szkodliwym momentem obrotowym spowodowanym interakcją między magnesami trwałymi a zębami uzłobkowanego stojana. Powstaje on w wyniku współdziałania pola magnetycznego, wytworzonego przez magnesy trwałe umieszczone w wirniku, ze stojanem uzłobkowanym. Jego wielkość określa się w stanie bezprądowym. Moment ten dąży do ustawienia wirnika w lokalnie najbliższym stabilnym położeniu równowagi zapewniającym maksymalną przewodność magnetyczną (rys. 1.2a) [16]. W innym położeniu (rys. 1.2b) powstaje niezrównoważona siła F między wirnikiem

a stojaniem starającą się przywrócić stabilne położenie równowagi. Średnia wartość momentu zaczepowego na szerokości jednej podziałki zębowej wynosi zero. Moment zaczepowy powoduje powstanie drgań i hałasu, obniża sprawność oraz wpływa na szybsze zużywanie się części konstrukcyjnych maszyny elektrycznej, głównie łożysk.



Rysunek 1.2. Rozpływ strumienia magnetycznego w stanie bezprądowym: a) – w położeniu równowagi, b) – w położeniu niestabilnym.

W przypadku zastosowania gładkiej konstrukcji stojana, moment zaczepowy nie występuje, ponieważ brak jest zębów oraz żłobków (nie występuje zmiana reluktancji wzdłuż podziałki biegunowej) [6, 15, 33]. W dalszej części pracy, w celu zestawienia i porównania wyników badań poszczególnych modeli, wyznaczone były współczynniki pulsacji momentu elektromagnetycznego oraz wartości maksymalne i średnie modułów momentu zaczepowego na szerokości jednej podziałki zębowej.

W literaturze prezentowanych jest wiele metod ograniczania wartości momentu zaczepowego [8, 11, 13, 16, 24, 25, 30, 43, 45, 50, 55, 57, 60-62, 69, 74, 75, 86, 96, 97, 100], do najczęściej stosowanych należą:

- skosowanie żłobków stojana, bądź magnesów trwałych wirnika
- ułamkowa ilość żłobków w stosunku do ilości biegunów
- odpowiednia modulacja prądów w uzwojeniach
- określona ilość odpowiednio namagnesowanych segmentów magnesów trwałych (konceptcja macierzy Halbacha i jej rozwinięcie)
- optymalizacja rozpiętości kątowej bieguna magnesu trwałego oraz jego szerokości
- niesymetryczne ułożenie biegunów wirnika
- nierównomierna szczelina powietrzna

1.3. Metody ograniczania pulsacji momentu elektromagnetycznego

W niniejszym podrozdziale przedstawione i opisane zostały wybrane konstrukcyjne metody zmniejszenia pulsacji momentu elektromagnetycznego poprzez redukcję momentu zaczepowego, analizowane w literaturze naukowej w różnych rodzajach maszyn elektrycznych z magnesami trwałymi.

Najczęściej stosowaną metodą minimalizacji momentu zaczepowego jest wprowadzanie skosu żłobkowego stojana lub skosu segmentów magnesów wirnika [69]. W pracy Dudzikowskiego i Gieraka [25] przedstawiono wyniki badań polowo-obwodowych komutatorowego silnika z magnesami trwałymi. Celem pracy było wyznaczenie momentu zaczepowego oraz zbadanie skuteczności ich ograniczania przez zastosowanie skosu żłobków wirnika. Ponadto wyznaczono zależność momentu zaczepowego od kąta obrotu wirnika w maszynie o klasycznym rozwiązaniu obwodu magnetycznego wzbudzanej różnymi typami magnesów trwałych, przeanalizowano wartość momentu elektromagnetycznego w przypadku zastosowania nabiegunków, a także przy ich braku. Autorzy opracowali dwuwymiarowy, wielowarstwowy model polowo-obwodowy uwzględniający skos żłobków wirnika do wyznaczenia momentu elektromagnetycznego w stanach stacjonarnych i dynamicznych oraz wyznaczyli przebiegi czasowe momentu i prędkości podczas rozruchu silnika ze skosem i bez skosu żłobków. Z badań przedstawionych w pracy [25] wynika, że wartość pulsacji momentu elektromagnetycznego wynikająca z użłobkowania wirnika, w silniku ze skosem żłobków jest cztery razy mniejsza, niż w silniku o żłobkach prostych, natomiast zastosowanie nabiegunków może zmniejszyć lub zwiększyć moment zaczepowy w zależności od rodzaju zastosowanego magnesu.

W pracy [45] autorzy przedstawili wyniki obliczeń czasowych wielkości elektrycznych i mechanicznych silnika z magnesami trwałymi z uwzględnieniem skosu żłobków. Z przeprowadzonej analizy wynika, że wartość pulsacji momentu elektromagnetycznego spowodowana żłobkowaniem wirnika w silniku ze skosem żłobkowym jest czterokrotnie niższa niż w silniku ze żłobkami prostymi.

W zbliżonej tematycznie publikacji [24] autorzy, oprócz stosowania skosów żłobkowych, analizowali skuteczność ograniczania momentu zaczepowego poprzez odpowiednie rozmieszczenie magnesów na obwodzie stojana oraz dobór odpowiedniej szerokości kątowej magnesów trwałych stanowiących bieguny wirnika. Zdaniem autorów

przesunięcie jednego z każdej pary magnesów spowodowało zmniejszenie momentu zaczepowego o 50%, natomiast zastosowanie magnesów trwałych o różnych szerokościach kątowych umożliwiło zmniejszenie momentu zaczepowego o 40%.

Podobnie panowie Ciurys i Dudzikowski w pracy [16] przeprowadzili analizę, która wykazała, że istnieje taka wartość szerokości kątowej magnesów, przy której można uzyskać maksymalne ograniczenie momentu zaczepowego i pulsacji momentu elektromagnetycznego, a wartość tego kąta, przy stałym kształcie i wymiarach żłobków, zależy od kształtu krańców magnesów. Dla jednej z rozpatrywanych w pracy [16] struktur udało się uzyskać aż 32-krotne zmniejszenie momentu zaczepowego w stosunku do silnika nieoptymalizowanego. Ponadto zwiększenie wartości kąta magnesów powyżej kąta optymalnego powoduje zmianę znaku momentu zaczepowego.

Wpływ skosów skokowych magnesów wirnika, tzw. pseudoskosów, na moment zaczepowy w maszynach z magnesami trwałymi przeanalizowano w pracach [62, 86]. Z prac tych wynikają wnioski, że pseudoskos jest równie skuteczną metodą zmniejszania momentu zaczepowego jak stosowanie skosu żłobkowego. Dodatkowo autor pracy [62] stwierdza, iż skuteczność stosowania pseudoskosu magnesów trwałych poprawia się wraz ze zwiększaniem liczby segmentów magnesów trwałych wzdłuż osi wału.

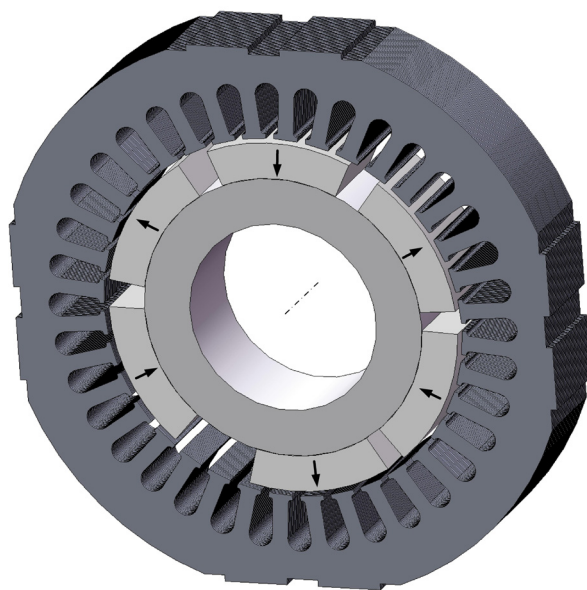
W pracach [3, 4, 39, 41, 58, 29] przedstawiono sposób zastosowania modyfikacji magnetyzacji wg koncepcji macierzy Halbacha w wirnikach z magnesami trwałymi. W publikacjach tych przedstawiono wyniki badań pod względem doboru optymalnego kąta magnetyzacji poszczególnych segmentów magnesów trwałych oraz optymalnej rozpiętości kątowej segmentów magnesów trwałych. Zdaniem autorów zastosowanie modyfikacji koncepcji Halbacha w maszynach obrotowych pozwala na redukcję momentu zaczepowego oraz uzyskanie wyższego momentu elektromagnetycznego. Z prac [3, 4] wynika ponadto, że dzięki odpowiedniemu kątowi namagnesowania magnesów trwałych można uzyskać w szczeliny powietrznej indukcję magnetyczną o rozkładzie sinusoidalnym lub trapezoidalnym.

W pracy Łukaniszyna i Młota [58] przedstawiono wpływ zmiennego wektora magnetyzacji oraz jego modyfikację pod kątem ograniczenia amplitudy pulsacji momentu elektromagnetycznego w bezszczotkowym silniku prądu stałego z magnesami trwałymi oraz zależność momentu maszyny od zmiany rozpiętości kątowej i podziału magnesów na segmenty. W przedstawionym artykule najlepsze rozwiązanie uzyskano dla dwóch modeli, których bieguny składają się z trzech lub pięciu odpowiednio namagnesowanych

segmentów magnesów trwałych o różnej i określonej rozpiętości kątowej. Takie podejście pozwoliło na redukcję momentu zaczepowego o 90%.

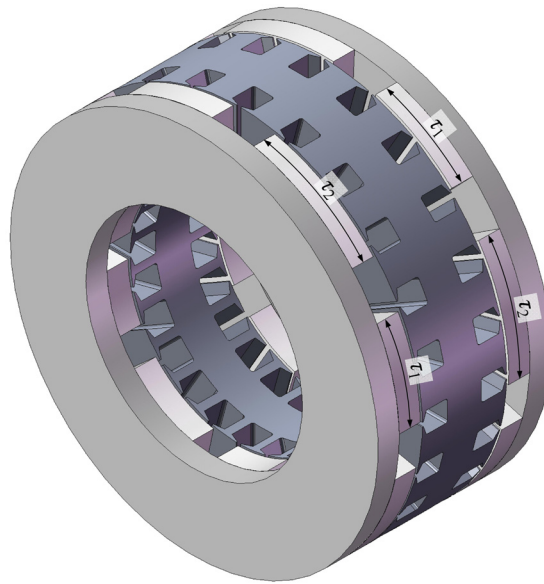
W pracy [55] przedstawiono sposób redukcji momentu zaczepowego poprzez zmianę struktury czterobiegunowego wirnika z magnesami trwałymi powierzchniowo mocowanymi na wewnętrznym wirniku. Zdaniem autorów poprzez odpowiedni wybór kątowej szerokości magnesów trwałych w stosunku do wymiarów zębów i żłobków można zredukować moment zaczepowy do ok. 1% wypadkowego momentu obrotowego maszyny. Dodatkowo, dzięki przesunięciu kątowemu jednej pary magnesów trwałych względem drugiej, osiągnięto redukcję momentu zaczepowego do ok. 0,3% wypadkowego momentu obrotowego maszyny. Zbliżonej problematyce poświęcona jest praca [27].

Podobny sposób zmniejszenia momentu zaczepowego – poprzez zmianę struktury wirnika – przedstawiono w artykule [13]. Polega on na niesymetrycznym rozmieszczeniu magnesów trwałych umieszczonych powierzchniowo na wirniku. Sposób ten przedstawiono na rysunku 1.3.

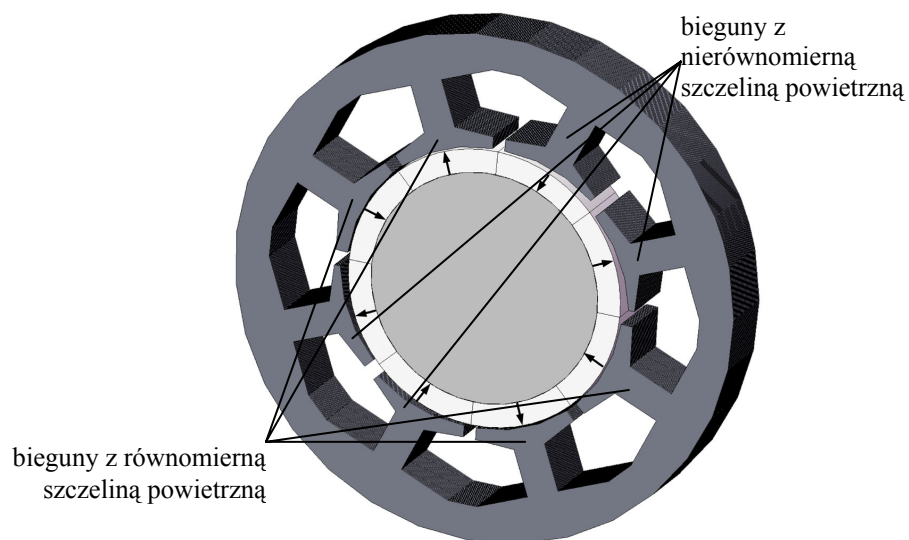


Rysunek 1.3. Obwód magnetyczny maszyny o niesymetrycznie ułożonych magnesach trwałych [13].

W artykule [8] dotyczącym zmniejszenia momentu zaczepowego w maszynie tarczowej, autorzy zaproponowali sposób polegający na zastosowaniu naprzemian dwóch różnych wymiarów biegunów w wirnikach τ_1 i τ_2 zgodnie z rysunkiem 1.4. Według autorów, dzięki zastosowaniu wymiarów kątowych $\tau_1 = 110^\circ$ i $\tau_2 = 140^\circ$ (stopnie elektryczne) udaje się zredukować maksymalny moment zaczepowy z 7,6 Nm do 1,4 Nm, a więc o ponad 80%.



Rysunek 1.4. Obwód magnetyczny maszyny tarczowej z zastosowaniem dwóch różnych długości łukowych biegunów wirników τ_1 i τ_2 [8].



Rysunek 1.5. Obwód magnetyczny maszyny z biegunami o równomiernej i nierównomiernej szczelinie powietrznej [14].

Nieco inną strukturę (rys. 1.5) obwodu magnetycznego maszyny BLDC przedstawili Byung-Il Kwon, Byoung-Yull Yang, Seung-Chan Park i Young-Sun Jin. W rozwiązaniu tym autorzy przeanalizowali konstrukcję ośmiobiegunowego obwodu magnetycznego z czterema biegunami o równomiernej szczelinie i czterema z nierównomierną szczeliną powietrzną. Dzięki takiej budowie obwodu magnetycznego maszyny udało się zredukować moment zaczepowy o 48% a pulsacje momentu elektromagnetycznego o 40% w porównaniu do maszyny o klasycznej budowie.

Kolejną metodą minimalizacji momentu zaczepowego jest zastosowanie klinów magnetycznych w zamknięciach żłobków maszyn użłobkowanych. W literaturze najczęściej spotyka się rozwiązania z klinami magnetycznymi dla maszyn indukcyjnych. W pracy [47] Akio Kaga, Yoshbhis Anazawa i Hideo Akagami zaproponowali zamknięcie żłobków stojana klinami ferromagnetycznymi, dzięki czemu uzyskano zmniejszenie współczynnika Cartera, zmniejszenie prądu rozruchowego i strat w miedzi, a także podwyższenie sprawności maszyny. Podobną tematykę poruszają publikacje [36, 43-49, 68, 70, 76].

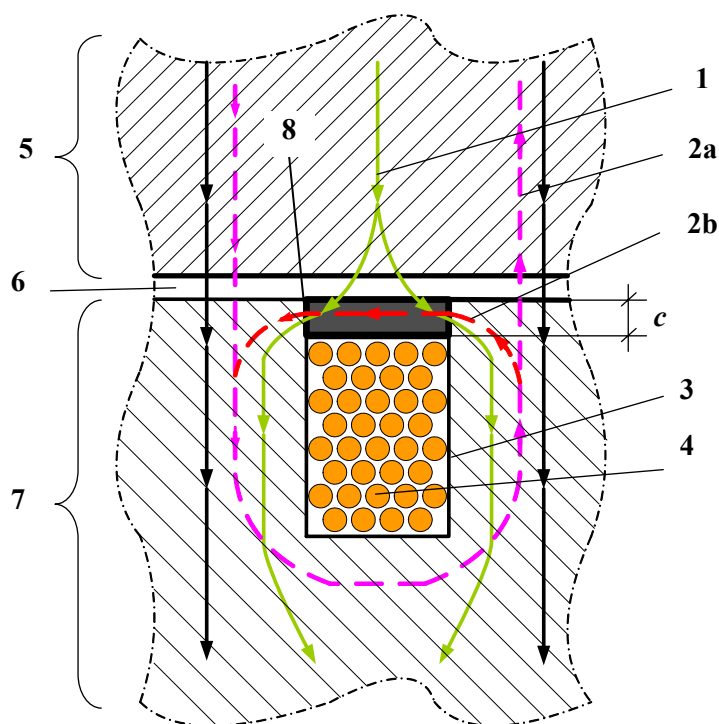
W pracach [57, 60, 96, 97, 100] zaproponowano wprowadzenie klinów magnetycznych w stojanach maszyn z magnesami trwałymi. Dzięki klinom magnetycznym udało się znacznie zredukować moment zaczepowy. Klipy magnetyczne muszą być wykonane z odpowiednio wytrzymałego mechanicznie materiału, ponieważ działają na nie bardzo duże siły, szczególnie w obwodach magnetycznych z wysokimi wartościami indukcji magnetycznej, które mogą spowodować wyrwanie ich ze żłobków [19].

W literaturze nie wiele jest publikacji poświęconych tematyce zastosowania klinów magnetycznych w maszynach z magnesami trwałymi, stąd też decyzja o podjęciu badań w tym zakresie, co zostanie omówione w rozdziale trzecim i czwartym.

Moment zaczepowy oraz pulsacje momentu elektromagnetycznego można ograniczać również poprzez eliminację zębów lub rdzeni w stojanie. Całkowite usunięcie materiału ferromagnetycznego ze stojana spowoduje zredukowanie momentu zaczepowego do zera, wówczas pulsacje momentu elektromagnetycznego wynikać będą jedynie z niedopasowania źródła zasilania do rozkładu indukcji magnetycznej. Jednak wyeliminowanie zębów lub rdzeni ferromagnetycznych powoduje zmniejszenie użytecznego momentu. W niniejszej rozprawie, w rozdziale piątym, zaproponowano oraz przeanalizowano częściowe ograniczenie grubości rdzenia ferromagnetycznego w maszynie tarczowej.

1.4. Klipy magnetyczne

Kliny magnetyczne są to elementy zamykające żłobki z uzwojeniami w maszynie elektrycznej. Już w latach trzydziestych XX wieku pojawiła się propozycja ich zastosowania do zamknięcia żłobków maszyn indukcyjnych [36]. Zaproponowano wówczas wykonanie klinów z plecionki drutu żelaznego. Dylemat stanowiło wówczas dobranie odpowiednio mocnego i trwałego spoiwa. Dzięki postępowi w dziedzinie wytwarzania nowoczesnych sztucznych żywic, proszków magnetycznych oraz technologii spiekania, problem ten aktualnie można uważać za możliwy do rozwiązania. Zgodnie z tą ideą w rozdziale szóstym zaproponowano i wykonano kliny magnetyczne z mieszaniny żywicy epoksydowej i proszku magnetycznego SMC.



Rysunek 1.6. Drogi przepływu strumienia magnetycznego w przekroju wycinka obwodu magnetycznego z jednym żłobkiem zamkniętym klinem magnetycznym: 1 – strumień magnetyczny od wzbudzenia, 2a,b – strumień magnetyczny od uzwojeń, 3 – żłobek, 4 – uzwojenia, 5 – obwód wzbudzenia (z magnesami trwałymi lub uzwojeniem wzbudzenia), 6 – szczelina powietrzna, 7 – stojan ferromagnetyczny z uzwojeniami sterowania, 8 – klin magnetyczny.

Kliny magnetyczne spełniają dwie role; mechaniczną – zamykają żłobki z uzwojeniami zabezpieczając przed ich uszkodzeniem oraz magnetyczną – stanowią drogę dla części strumienia magnetycznego.

Na rysunku 1.6 przedstawiono fragment wzbudnika i stojana z klinem magnetycznym oraz zobrazowano rozpływ strumieni magnetycznych od wzbudzenia i stojana, wynikający z obecności klinów magnetycznych.

Cyfrą '1' (linia ciągła) oznaczono strumień magnetyczny, którego źródłem jest obwód wzbudzenia (z magnesami trwałymi bądź z uzwojeniami wzbudzenia). Obecność klinów magnetycznych zmniejsza różnicę reluktancji obszarów przyszczelinowych w pobliżu zębów i żłobków, w związku z czym przez klin magnetyczny '8' przepływa większa część strumienia magnetycznego po przejściu przez szczelinę powietrzną '6', niż w przypadku zastosowania klinów niemagnetycznych. Dzięki zastosowaniu klinów magnetycznych zmniejsza się moment zaczepowy, a w konsekwencji pulsacje momentu elektromagnetycznego [9, 23] oraz pulsacje indukcji magnetycznej. Ponadto, jak wynika z przedstawionych w dalszej części wyników badań, zwiększa się również średnia wartość indukcji magnetycznej pośrodku szczeliny powietrznej na szerokości jednej podziałki biegunowej.

Negatywnym skutkiem obecności klina magnetycznego jest to, że zwiększa się strumień rozproszenia, ponieważ część strumienia magnetycznego od uzwojeń (na rysunku oznaczona symbolem '2b') zamyka się przez klin, nie przechodząc do obszaru przetwarzania energii. Stąd wynika konieczność wykonania badań w celu wyznaczenia przenikalności magnetycznej klina, dla której moment elektromagnetyczny będzie możliwie największy, a niepożądane pulsacje jak najmniejsze.

Rozdział 2

Modelowanie polowe

2.1. Wprowadzenie

Podczas badań obwodów magnetycznych maszyn cylindrycznych przy tworzeniu modeli symulacyjnych używano dwuwymiarowych metod numerycznych, które analizowano w programie COMSOL. Bardziej złożone konstrukcje obwodów magnetycznych maszyn tarczowych wymagały analizy trójwymiarowej [21, 38, 79, 80]. Do ich rozwiązywania posłużył program FLUX 3D. Obydwa używane oprogramowania oparte są na metodzie elementów skończonych FEM (*ang. Finite Element Method*) [18, 78], której podstawy opisano w niniejszym rozdziale.

W rozdziale przedstawiono ponadto materiały, których parametry fizyczne zadano w badanych modelach symulacyjnych. Do materiałów tych należą:

- nowoczesne magnesy trwałe na bazie pierwiastków ziem rzadkich
- materiały wykonane z zastosowaniem technologii SMC
- ferromagnetyki

W trakcie badań symulacyjnych poszczególnych obwodów magnetycznych wyznaczonych zostało kilka wielkości fizycznych takich jak: moment elektromagnetyczny, moment zaczepowy oraz rozkład indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej. W celu wyznaczenia najlepszych parametrów elektromagnetycznych badanych struktur obwodów magnetycznych maszyn elektrycznych, w pracy wprowadzono kilka współczynników porównawczych odnoszących się do obliczonych wielkości fizycznych, które opisane są w niniejszym rozdziale. Należą do nich: względne parametry momentu zaczepowego i momentu elektromagnetycznego, współczynnik pulsacji indukcji magnetycznej oraz względny parametr wartości średniej indukcji magnetycznej i względny parametr współczynnika pulsacji indukcji magnetycznej.

2.2. Podstawy obliczeń polowych

2.2.1. Równania pola elektromagnetycznego

Przy dowolnym rodzaju wymuszenia pole elektromagnetyczne w środowiskach nieliniowych opisuje układ równań Maxwella:

$$\begin{aligned}\nabla \times \mathbf{H} &= \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \\ \nabla \times \mathbf{E} &= -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \\ \nabla \times \mathbf{B} &= 0 \\ \nabla \times \mathbf{D} &= \rho\end{aligned}\tag{2.1}$$

lub w postaci całkowej:

$$\begin{aligned}\oint_l \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} &= \int_s \mathbf{J} \cdot d\mathbf{S} + \frac{\partial}{\partial t} \int_s \mathbf{D} \cdot d\mathbf{S} \\ \oint_l \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} &= -\frac{\partial}{\partial t} \int_s \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} \\ \oint_l \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} &= 0 \\ \oint_l \mathbf{D} \cdot d\mathbf{S} &= \int_v \rho dV\end{aligned}\tag{2.2}$$

Równania Maxwella (2.1) oraz (2.2) uzupełniają zależności materiałowe:

$$\begin{aligned}\mathbf{B} &\equiv \mathbf{B}(\mathbf{H}) \\ \mathbf{D} &\equiv \mathbf{D}(\mathbf{H})\end{aligned}\tag{2.3}$$

Wielkości wektorowe występujące w równaniu Maxwella, spełniają następujące zależności na granicy środowisk:

$$\begin{aligned}n \cdot (\mathbf{J}_1 - \mathbf{J}_2) &= 0 \\ n \cdot (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) &= 0 \\ n \times (\mathbf{H}_1 - \mathbf{H}_2) &= \mathbf{J}_s \\ n \cdot (\mathbf{D}_1 - \mathbf{D}_2) &= \rho_s \\ n \times (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2) &= 0\end{aligned}\tag{2.4}$$

Równania Maxwella rozwiązuje się przy użyciu różnego typu potencjałów. Najczęściej stosowanymi rodzajami potencjałów w obliczeniach pola magnetostaticznego są: magnetyczny potencjał wektorowy $\mathbf{A}$, taki, że: $\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}$ i $\nabla \cdot \mathbf{A} = 0$, oraz

magnetyczny całkowity potencjał skalarny Ψ , taki, że $\mathbf{H} = -\nabla\Psi$ [22, 38, 44, 54, 59, 63, 71, 72].

Opis trójwymiarowego pola magnetostaticznego w programie FLUX 3D został dokonany za pomocą techniki skalarnych potencjałów magnetycznych $\Psi - \Phi$, natomiast dwuwymiarowego w programie COMSOL – za pomocą wektorowego potencjału magnetycznego $\mathbf{A}$ [78, 18].

W analogii do pola elektrostatycznego, wektor natężenia pola magnetycznego wyraża się zależnością:

$$\mathbf{H} = -\nabla\Psi \quad (2.5)$$

Uwzględniając równanie materiałowe $\mathbf{B} = \mu(\mathbf{H})\mathbf{H}$ oraz korzystając z postulatu bezźródłowości pola magnetycznego, otrzymuje się równanie różniczkowe dla całkowitego magnetycznego potencjału skalarnego w postaci:

$$\nabla \cdot (\mu \nabla \Psi) = 0 \quad (2.6)$$

Jeżeli w analizowanym obszarze występują przepływy prądu o znanym i wymuszonym zewnątrz rozkładzie, konieczne jest wprowadzenie korekty. Zakłada się wtedy występowanie superpozycji pomiędzy składowymi wektorami natężenia pola magnetycznego: $\mathbf{H}_s$ – wymuszonym przepływem w środowisku jednorodnym oraz $\mathbf{H}_m$ – składową wektora natężenia pola magnetycznego wynikającą z namagnesowania materiału środowiska.

Dla składowej $\mathbf{H}_m$ spełnione jest prawo przepływu w następującej postaci:

$$\nabla \times \mathbf{H}_m = 0 \quad (2.7)$$

natomiast:

$$\nabla \times \mathbf{H}_s = \mathbf{J} \quad (2.8)$$

Można zatem zapisać:

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_s + \mathbf{H}_m \quad (2.9)$$

Składowa $\mathbf{H}_s$ może zostać wyznaczona za podstawie prawa Biota-Savarta:

$$\mathbf{H}_s = \int_V \frac{\mathbf{J} \times \mathbf{1}_r}{4\pi r^2} dV \quad (2.10)$$

gdzie: r jest odległością punktu obserwacji (x,y,z) , w którym obliczany jest wektor $\mathbf{H}_s$ od punktu źródła (x',y',z') . Natomiast $\mathbf{1}_r$ jest wektorem jednostkowym, skierowanym od punktu (x',y',z') do punktu (x,y,z) . Zależność (2.10) pozwala na wyznaczenie składowej źródłowej natężenia pola magnetycznego za pomocą metod całkowych.

Następnie wprowadza się funkcję skalarną Φ (magnetyczny zredukowany potencjał skalarny):

$$\mathbf{H}_m = -\nabla\Phi \quad (2.11)$$

Uwzględniając superpozycję składowych wektora natężenia pola magnetycznego oraz zależność (2.10), wektor wypadkowego natężenia pola magnetycznego można zapisać w postaci:

$$\mathbf{H} = \frac{1}{\mu(\mathbf{B})} \mathbf{B} = \int_V \frac{\mathbf{J} \times \mathbf{1}_r}{4\pi r^2} dV - \nabla\Phi \quad (2.12)$$

wykorzystując ponownie zależność $\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$ otrzymuje się:

$$\nabla \cdot (\mu \nabla\Phi) = \mu \cdot (\mu \mathbf{H}_s) \quad (2.13)$$

Magnes trwały może być uwzględniony za pomocą zmodyfikowanego równania materiałowego postaci:

$$\mathbf{B} = \mu(\mathbf{H})(\mathbf{H} - \mathbf{H}_c) \quad (2.14)$$

gdzie μ jest nieliniową funkcją $\mathbf{H}$. Wykorzystując superpozycję wektorów $\mathbf{H}_s$, $\mathbf{H}_m$ oraz zależność (2.14), równanie opisujące magnetyczny zredukowany potencjał skalarny przyjmuje postać:

$$\nabla \cdot (\mu \nabla\Phi) = \nabla \cdot (\mu \mathbf{H}_s) - \nabla \cdot (\mu \mathbf{H}_c) \quad (2.15)$$

Dla materiałów magnetycznych, składowe wektora natężenia pola magnetycznego $\mathbf{H}_s$ oraz $\mathbf{H}_m$ mają podobną wartość, ale przeciwne zwroty. Jest to przyczyną redukowania się wypadkowego natężenia pola magnetycznego $\mathbf{H}$. Konsekwencją tego jest utrata dokładności obliczeń. Błędy te występują szczególnie w przypadku dużych wartości μ . W obszarach gdzie źródła pola nie występują, wypadkowe natężenie pola magnetycznego $\mathbf{H}$ może być wyrażone tylko za pomocą całkowitego magnetycznego potencjału skalarnego. Równanie opisujące rozkład potencjału może wtedy zostać zapisane w postaci:

$$\nabla \cdot (\mu \nabla\Psi) = \nabla \cdot (\mu \mathbf{H}_c) \quad (2.16)$$

Dzięki takiemu opisowi unika się błędów redukowania wypadkowego natężenia pola magnetycznego, lecz opis jest niejednoznaczny w obszarach z prądami przewodzenia [10]. Jednoznaczne rozwiązanie równań (2.15) i (2.16) wymaga określenia warunków występujących na granicach obszarów opisanych różnymi typami magnetycznego potencjału skalarnego. Warunki te wynikają z konieczności zapewnienia ciągłości składowej normalnej wektora indukcji magnetycznej oraz składowej stycznej wektora natężenia pola magnetycznego na granicy tych obszarów, jak również z konieczności

ograniczenia otoczenia układu. Korzystając z warunku ciągłości składowej stycznej natężenia pola magnetycznego, można zapisać:

$$\mathbf{H} \cdot \mathbf{1}_t = (\mathbf{H}_s + \mathbf{H}_m) \cdot \mathbf{1}_t \quad (2.17)$$

zatem:

$$\left(-\frac{\partial \Psi}{\partial t} \right)_1 = \left(-\frac{\partial \Phi}{\partial t} + H_{st} \right)_2 \quad (2.18)$$

Całkując powyższe równanie po linii wyznaczającej granicę obszarów od dowolnego punktu A do dowolnego punktu B :

$$-\int_A^B \nabla \Psi \cdot \mathbf{1}_t dl = -\int_A^B \nabla (\mathbf{H}_s - \nabla \Phi) \cdot \mathbf{1}_t dl \quad (2.19)$$

otrzymuje się:

$$-\int_A^B \nabla \Psi \cdot \mathbf{1}_t dl = -\int_A^B \nabla \Psi dl = -\int_A^B d\Psi = \Psi_A - \Psi_B \quad (2.20)$$

natomiast prawa strona równania (2.20) przyjmuje postać:

$$-\int_A^B \nabla (\mathbf{H}_s - \nabla \Phi) \cdot \mathbf{1}_t dl = \Phi_A - \Phi_B + \int_A^B \mathbf{H}_s \cdot \mathbf{1}_t dl \quad (2.21)$$

gdzie:

$$dl = \mathbf{1}_x dx + \mathbf{1}_y dy + \mathbf{1}_z dz \quad (2.22)$$

$$d\Psi = \frac{\partial \Psi}{\partial x} dx + \frac{\partial \Psi}{\partial y} dy + \frac{\partial \Psi}{\partial z} dz \quad (2.23)$$

Podane powyżej równanie może być również zapisane w postaci:

$$\Psi_A - \Psi_B = \Phi_A - \Phi_B + \int_A^B \mathbf{H}_s \cdot \mathbf{1}_t dl \quad (2.24)$$

Warunek ciągłości składowej normalnej indukcji magnetycznej przyjmuje postać:

$$\mu_1 \left(-\frac{\partial \Psi}{\partial n} - H_{c_n} \right)_1 = \mu_2 \left(-\frac{\partial \Phi}{\partial n} + H_{s_n} \right)_2 \quad (2.25)$$

Oprócz warunków ciągłości składowych wektora natężenia pola magnetycznego, jednoznaczność rozwiązania pola magnetycznego wymaga określenia warunków na brzegach sztucznie ograniczonego obszaru. Zastosowania oprogramowania, w przypadku analizy pola magnetostaticznego, umożliwia użycie trzech rodzajów warunków brzegowych:

- warunek zerowania się składowej stycznej wektora natężenia pola magnetycznego $\mathbf{H} \times \mathbf{n} = 0$

$$\Phi = 0 \quad (2.26)$$

- warunek zerowania się składowej normalnej wektora natężenia pola magnetycznego $\mathbf{H} \cdot \mathbf{n} = 0$

$$\frac{\partial \Phi}{\partial n} = 0 \quad (2.27)$$

- warunek brzegowy symetrii, antysymetrii (rotacji i translacji) dla układów z cyklicznym rozkładem pola magnetycznego. Warunek ten oznacza nadanie węzłom brzegowym jednakowych wartości bezwzględnych oraz zgodnych (symetrii) lub przeciwnych (antysymetrii) znaków potencjału.

2.2.2. Podstawy Metody Elementów Skończonych

Metoda Elementów Skończonych (MES) jest to zaawansowana matematycznie metoda obliczeń fizycznych, opierająca się na podziale obszaru (powierzchni lub przestrzeni) na podobszary zwane elementami skończonymi. Każdy element ma węzły, które są rozmieszczone w jego wierzchołkach. W każdym węźle przestrzeni (2D lub 3D) wyliczane są wielkości fizyczne przy zastosowaniu równań pola. Poza węzłami wyznaczane wielkości są przybliżane na podstawie wartości w najbliższych węzłach.

MES umożliwia przeprowadzanie analizy nawet najbardziej złożonych układów elektromagnetycznych, do jakich należą np. maszyny z magnesami trwałymi, co jest trudniejsze w przypadku rozwiązywania analitycznego równań pola magnetycznego.

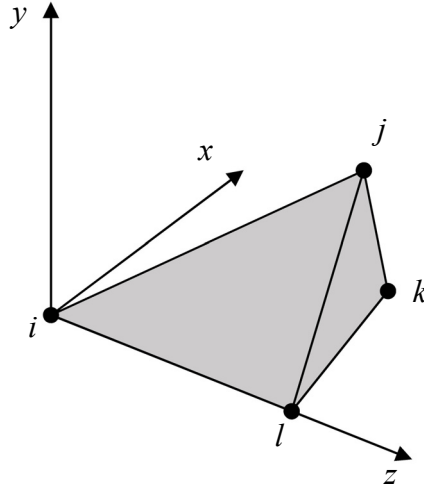
W MES ważny jest właściwy podział na elementy skończone – odpowiednie stworzenie siatki dyskretyzacyjnej badanego obiektu. Zaleca się, aby części rozważanego obszaru, w których przewiduje się duże zmiany poszukiwanej funkcji, dzielić na małe elementy, z kolei na większe elementy – części, w których zmiany te nie powinny być znaczne [38]. W przypadku problemów dwuwymiarowych mogą to być trójkąty lub czworokąty, natomiast w trójwymiarowych zazwyczaj są to czworościany.

Poniżej przedstawione zostały rozważania dla przestrzeni trójwymiarowej. Pojedynczy element skończony analizowanej przestrzeni 3D pokazany został na rysunku 2.1. Przestrzeń ograniczoną węzłami i, j, k i l można opisać wielomianem [59]:

$$\varphi^e(x, y, z) = a^e + b^e x + c^e y + d^e z \quad (2.28)$$

gdzie: φ^e – poszukiwana funkcja elementu skończonego e

a^e, b^e, c^e, d^e – współczynniki



Rysunek 2.1. Element w trójwymiarowych zagadnieniach metody elementów skończonych.

Współczynniki z równania (2.28) można wyznaczyć poprzez rozpisanie wartości φ^e na cztery węzły pojedynczego elementu w lokalnym systemie numeracji węzłów:

$$\begin{aligned} \varphi_i^e(x, y, z) &= a^e + b^e x_1 + c^e y_1 + d^e z_1 \\ \varphi_j^e(x, y, z) &= a^e + b^e x_2 + c^e y_2 + d^e z_2 \\ \varphi_k^e(x, y, z) &= a^e + b^e x_3 + c^e y_3 + d^e z_3 \\ \varphi_l^e(x, y, z) &= a^e + b^e x_4 + c^e y_4 + d^e z_4 \end{aligned} \quad (2.29)$$

Rozwiązując powyższe równanie np. metodą Cramera względem współczynników wielomianu otrzymujemy:

$$\begin{aligned} a^e &= \frac{1}{6V^e} (a_i^e \varphi_i^e + a_j^e \varphi_j^e + a_k^e \varphi_k^e + a_l^e \varphi_l^e) \\ b^e &= \frac{1}{6V^e} (b_i^e \varphi_i^e + b_j^e \varphi_j^e + b_k^e \varphi_k^e + b_l^e \varphi_l^e) \\ c^e &= \frac{1}{6V^e} (c_i^e \varphi_i^e + c_j^e \varphi_j^e + c_k^e \varphi_k^e + c_l^e \varphi_l^e) \\ d^e &= \frac{1}{6V^e} (d_i^e \varphi_i^e + d_j^e \varphi_j^e + d_k^e \varphi_k^e + d_l^e \varphi_l^e) \end{aligned} \quad (2.30)$$

gdzie: $V^e = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ x_i^e & x_j^e & x_k^e & x_l^e \\ y_i^e & y_j^e & y_k^e & y_l^e \\ z_i^e & z_j^e & z_k^e & z_l^e \end{vmatrix}$ – jest objętością elementu e ,

natomiast: $a_i^e = \begin{vmatrix} x_j^e & x_k^e & x_l^e \\ y_j^e & y_k^e & y_l^e \\ z_j^e & z_k^e & z_l^e \end{vmatrix}$, $b_i^e = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 \\ y_j^e & y_k^e & y_l^e \\ z_j^e & z_k^e & z_l^e \end{vmatrix}$, $c_i^e = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 \\ x_j^e & x_k^e & x_l^e \\ z_j^e & z_k^e & z_l^e \end{vmatrix}$, $d_i^e = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 \\ x_j^e & x_k^e & x_l^e \\ y_j^e & y_k^e & y_l^e \end{vmatrix}$,

a pozostałe współczynniki wyznaczamy przez cykliczne podstawianie indeksów i, j, k, l .

Uogólniając równanie (2.28) otrzymuje się:

$$\varphi^e(x, y, z) = \sum_{n=1}^4 N_n^e(x, y, z) \varphi_n^e \quad (2.31)$$

gdzie: $N_n^e = \frac{1}{6V^e} (a_n^e + b_n^e x + c_n^e y + d_n^e z)$ (2.32)

jest tzw. funkcją kształtu. Aby zachować ciągłość między sąsiednimi elementami, przyjmuje się, że lokalna funkcja interpolacyjna $N_n^e(x_m, y_m, z_m)$ posiada następującą właściwość [38, 59]:

$$N_n^e(x_m, y_m, z_m) = \begin{cases} 1 & \text{dla } n = m \\ 0 & \text{dla } n \neq m \end{cases} \quad (2.33)$$

W następnym etapie formułuje się procedury elementów skończonych. Bardzo często stosowanym sposobem jest podejście na bazie metody residuów ważonych Galerkina. W metodzie tej zakłada się, że najlepszym rozwiązaniem zagadnienia brzegowego w ograniczonym obszarze $V \in \mathbf{R}$ jest takie, które zapewnia zerowanie się średniej ważonej residuum $R = \bar{\varphi} - \varphi$, gdzie φ oznacza rozwiązanie dokładne, natomiast $\bar{\varphi}$ – rozwiązanie przybliżone. Równanie wyjściowe w metodzie residuów ważonych może być zapisane następująco:

$$\int_V f_w R dV = 0 \quad (2.34)$$

gdzie: f_w – funkcje interpolacyjne (wagowe).

Dalszą całościową analizę Metody Elementów Skończonych w przestrzeniach dwu lub trójwymiarowych przedstawiają prace np. [38, 59]. Szczegółowo omówiono w nich ponadto zagadnienia dyskretyzacji obszaru obliczeń pola, wyprowadzenie warunków brzegowych oraz wymagania dla funkcji interpolacyjnych.

2.3. Charakterystyki i parametry materiałów do badań

2.3.1. Magnesy trwałe

W badaniach, zarówno symulacyjnych jak i eksperymentalnych, używany był jeden rodzaj magnesów trwałych, mianowicie spiekane magnesy neodymowe. Dzięki zastosowaniu związku neodymu, żelaza i boru $\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$ tego typu magnesy charakteryzują się wysokimi parametrami magnetycznymi. Magnesy neodymowe wytwarzane są metodami metalurgii proszkowej, charakteryzują się strukturą anizotropową, którą uzyskuje się poprzez prasowanie w polu magnetycznym lub obróbkę plastyczną w podwyższonej temperaturze. Uzyskują one duże maksymalne gęstości energii $(BH)_{\text{max}}$ (ok. 400 kJ/m^3) oraz wartości indukcji remanencji B_r , podobne jak dla magnesów alnico, jednak ich natężenie koercji jH_c jest kilkudziesięciokrotnie wyższe, co umożliwia im pracę w obecności silnych pól odmagnesowujących.

Słabą stroną magnesów neodymowych, w porównaniu do magnesów samarowo-kobaltowych, jest to, że mają one niższy zakres temperatur pracy, a ich właściwości magnetyczne są w znacznie większym stopniu zależne od temperatury. Ponadto ze względu na zawartość neodymu, który łatwo ulega utlenianiu, magnesy te muszą być powlekane cienkimi warstwami związków antykorozyjnych, tj.: nikiel, cynk, związek niklu z cynkiem oraz związek niklu z miedzią, nieco rzadziej stosuje się srebro, złoto, związki złota z niklem oraz fosforanowanie lub epoksydowanie.

Do najważniejszych zalet, którymi charakteryzuje się spiekany magnes neodymowy, należą [32]: bardzo duże maksymalne gęstości energii $(BH)_{\text{max}}$, bardzo duże wartości koercji jH_c oraz duże wartości indukcji remanencji B_r . Dzięki temu magnesy neodymowe umożliwiają znaczną miniaturyzację maszyn elektrycznych, w których zostaną zastosowane lub umożliwiają zwiększenie mocy maszyny w tych samych gabarytach. Spiekane magnesy neodymowe znajdują ponadto zastosowanie w takich urządzeniach jak głośniki, mikrofony, siłowniki, uchwyty i tym podobnych urządzeniach, w których wymagana jest obecność silnego pola magnetycznego w zakresie niezbyt wysokich temperatur.

Szczegółowe parametry użytych w badaniach magnesów trwałych przedstawia tabela 2.1.

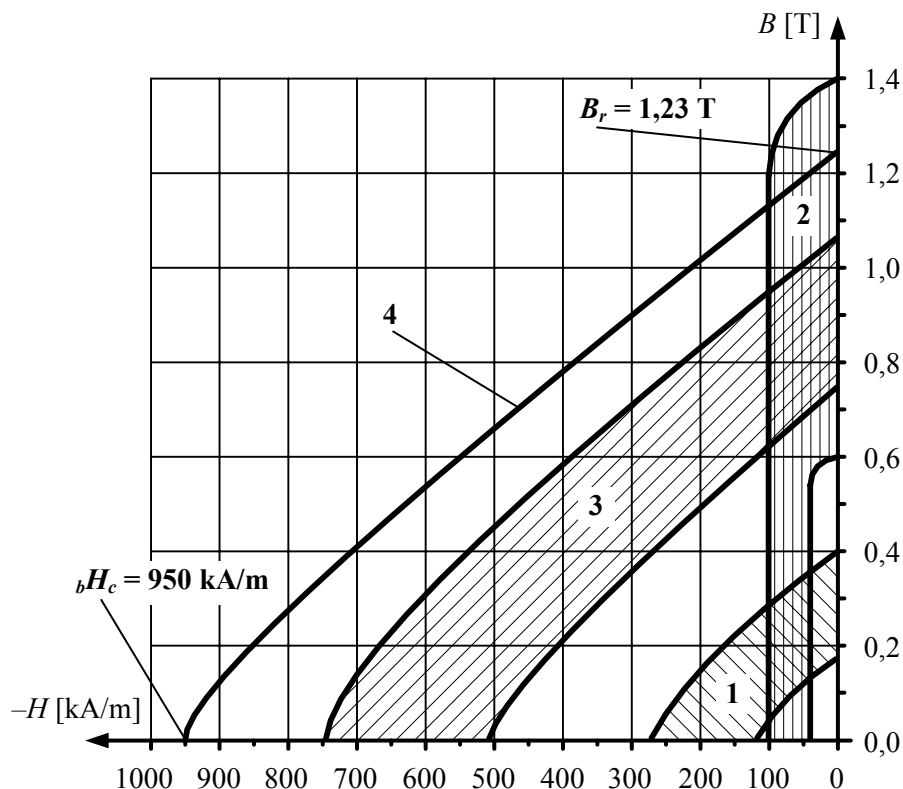
Tabela 2.1. Parametry magnesów trwałych [83].

L.p.	Parametr	Wartość	Jednostka
1.	B_r	1,21-1,25	T
2.	bH_c	950	kA/m
3.	$(BH)_{\max}$	286-302	kJ/m ³
4.	T_{PM}	120	°C
5.	$TK(B_r)$	-0,10... -0,12	%/°C
6.	$TK(H_c)$	-0,6	%/°C
7.	d	7,4 - 7,6	g/cm ³
8.	ρ	144	μOhm·cm
9.	T_c	310 - 340	°C
10.	μ_{PM}	1,03	-

Poniżej opisane zostały parametry z tabeli 2.1.:

- B_r – indukcja remanencji,
- bH_c – natężenie pola koercji,
- $(BH)_{\max}$ – maksymalna gęstość energii (druga ćwiartka pętli histerezy).
- T_{PM} – maksymalna temperatura pracy.
- $TK(B_r)$ – temperaturowy współczynnik remanencji,
- $TK(H_c)$ – temperaturowy współczynnik koercji,
- d – gęstość właściwa,
- ρ – rezystywność,
- T_c – temperatura Curie,
- μ_{PM} – względna przenikalność magnetyczna magnesów.

Na rysunku 2.2 przedstawiona została charakterystyka odmagiesowania $B = f(H)$ zastosowanych w badaniach magnesów na bazie pierwiastków ziem rzadkich neodym-żelazo-bor (Nd-Fe-B). Zaznaczono na nim charakterystyczne wartości, magnesów, niezbędnych do zbudowania modeli numerycznych. W celu porównania na rysunku tym umieszczono również charakterystyki pasmowe innych magnesów trwałych, tj. samarowo-kobaltowych (SmCo), aluminium-nikiel-kobalt (AlNiCo) i ferrytów [34]. Jak wynika z rysunku 2.2 oraz tabeli 2.1 zastosowane magnesy charakteryzują się wysoką indukcją remanencji oraz najwyższą wartością natężenia pola koercji w porównaniu do innych typów magnesów trwałych.



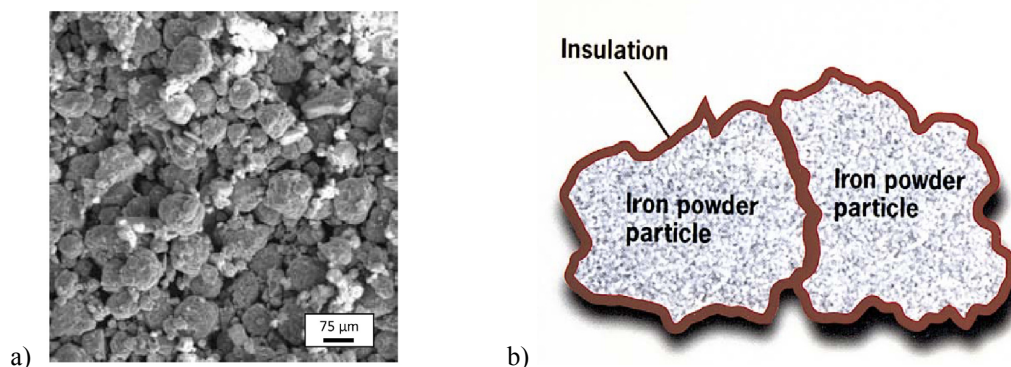
Rysunek 2.2. Charakterystyki od magnesowania $B = f(H)$ magnesów trwałych [34, 83], 1 – ferryty, 2 – AlNiCo, 3 – SmCo, 4 – NdFeB (zastosowany w badaniach).

2.3.2. Materiały wykonane z zastosowaniem technologii SMC

W technologii SMC (*ang. Soft Magnetic Composites*) rdzenie maszyn elektrycznych wykonywane są z magnetycznie miękkich materiałów kompozytowych, które składają się z mieszaniny proszków żelaznych oddzielonych od siebie bardzo cienką warstwą izolacyjną (rys. 2.3) [28, 37, 64, 73, 85, 29, 31]. Dzięki tej technologii cały rdzeń ma przenikalność magnetyczną od 100 do 550, czyli zbliżoną do rdzeni wykonanych ze stali elektrotechnicznej. Aktualnie prowadzone są prace przez firmę Höganäs AB w celu osiągnięcia względnej przenikalności magnetycznej do poziomu 700 [82].

Same proszki SMC produkuje się z takich materiałów jak Molybdenum Permalloy Powder (molibden – nikiel – żelazo), Sendust (żelazo – krzem – aluminium), High Flux (żelazo – krzem – nikiel) oraz innych proszków na bazie żelaza [37].

Główną zaletą materiałów wykonanych w technologii proszkowej jest to, że jednakowo mogą przewodzić strumień magnetyczny we wszystkich kierunkach, ponieważ ich właściwości magnetyczne w każdym kierunku są identyczne.

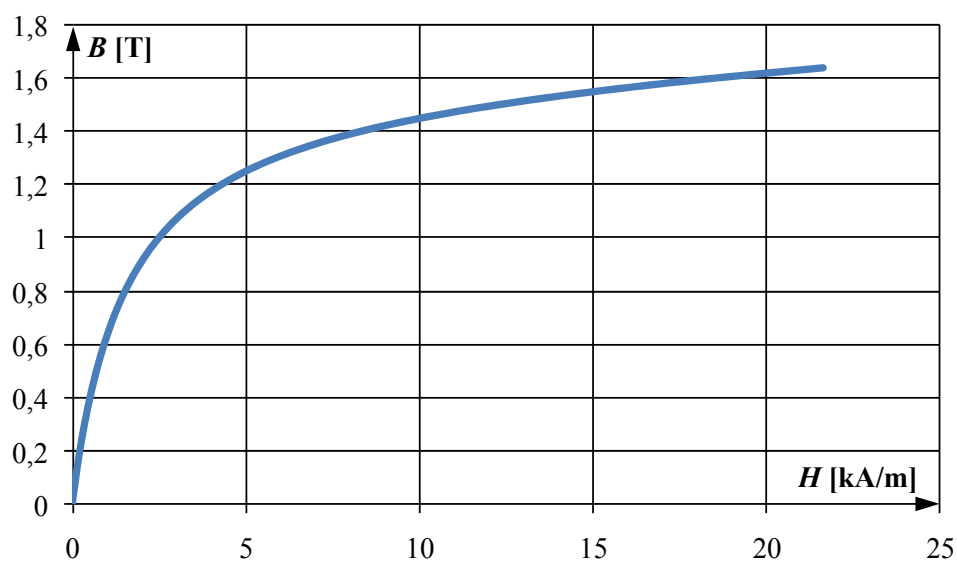


Rysunek. 2.3. Przykładowy obraz próbki proszku SMC pod mikroskopem [64] – a), drobiny proszku SMC oddzielone warstwą izolacyjną [85] – b)

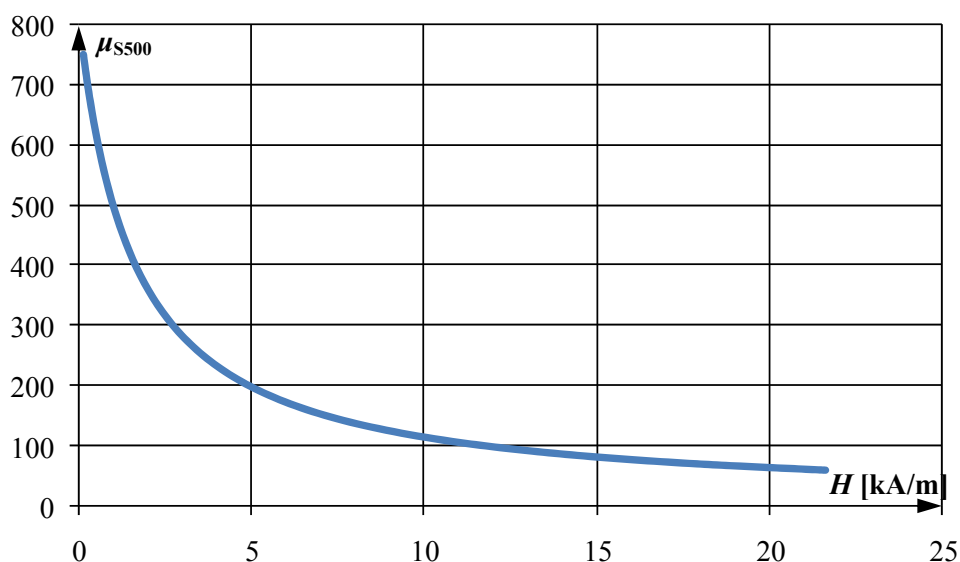
Wytworzenie rdzeni w technologii SMC odbywa się w procesie prasowania pod bardzo wysokim ciśnieniem – nawet do 2,1 GPa – cząsteczek proszku ferromagnetycznego pokrytych warstwą izolacji o grubości od 0,1 do 3 μm. W ten sposób uzyskuje się materiał o gęstości nawet 7,3 g/cm³. Następnie element taki jest spiekany w obecności wodoru w temperaturze ok. 500°C, co zapobiega utlenianiu materiału i poprawia jego właściwości magnetyczne. Dzięki stosowaniu takiej technologii znacznemu ograniczeniu ulegają indukowane prądy wirowe, ponieważ pojedyncze cząsteczki proszku SMC są od siebie elektrycznie odizolowane.

Bardzo ważną zaletą tej technologii polega na możliwości tworzenia dowolnych form z materiału proszkowego, dzięki temu technologia ta doskonale nadaje się do budowy złożonych konstrukcji, np. stojanów maszyn tarczowych. Tradycyjnie produkowane ułożkowe stojany maszyn tarczowych wymagają złożonej technologii wykonania przez obróbkę mechaniczną, przy której występują duże ilości odpadów. Polega ona na nawinięciu toroidu z taśmy blachy stalowej, po czym następuje proces frezowania i szlifowania żłobków. Poza tym w żłobkach umieszcza się uzwojenia, które muszą być odpowiednio mocowane przy pomocy elementów klinujących. Natomiast dzięki zastosowaniu technologii proszkowej możliwa jest budowa stojanów w postaci jednolitej bryły stanowiącej odlew lub spiek wyjęty z wykonanej uprzednio formy.

W modelu symulacyjnym maszyny tarczowej przedstawionym w niniejszej rozprawie zastosowano parametry materiału proszkowego o nazwie SOMALOY 500, produkowanego przez firmę Höganäs AB. Krzywą pierwotnego magnesowania materiału SOMALOY 500 $B = f(H)$ przedstawia rysunek 2.4, natomiast na rysunku 2.5 przedstawiono charakterystykę $\mu_{S500} = f(H)$ – względnej przenikalności magnetycznej μ_{S500} w funkcji natężenia pola magnetycznego H .



Rysunek 2.4. Pierwotna krzywa magnesowania $B = f(H)$ materiału SOMALOY 500 [67].

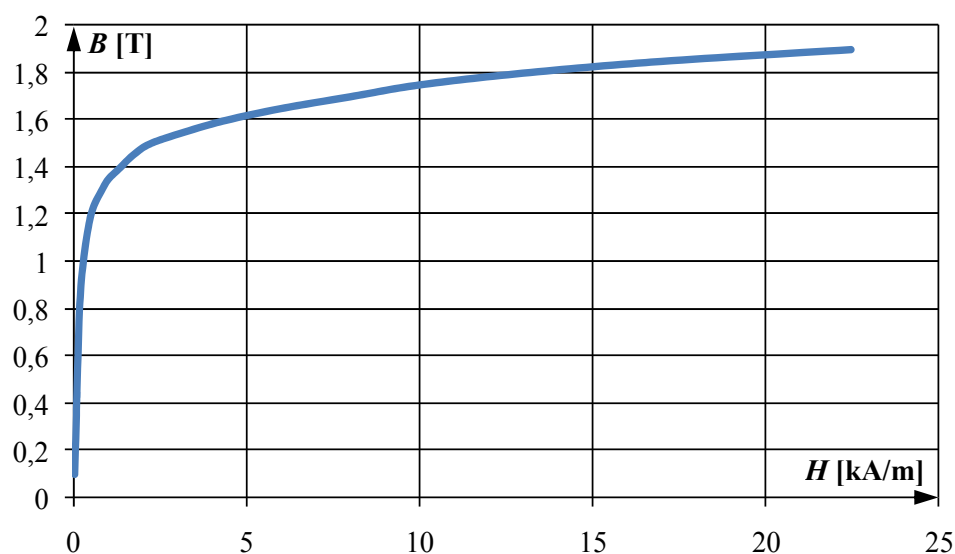


Rysunek 2.5. Względna przenikalność magnetyczna materiału SOMALOY 500 w funkcji natężenia pola magnetycznego [67].

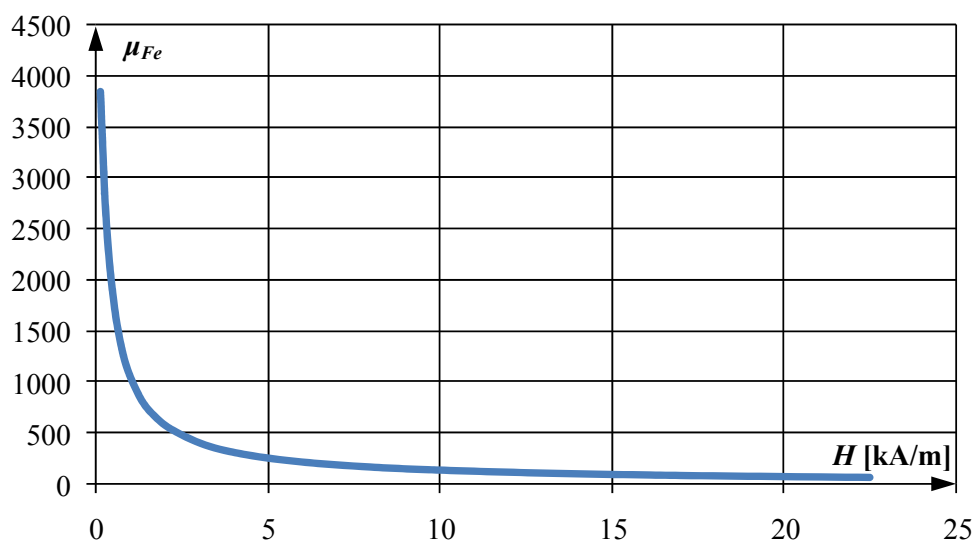
Dzięki technologii proszkowej można budować niejednorodne struktury obwodów magnetycznych silnika pod względem przenikalności magnetycznej i to w bardzo szerokim zakresie – praktycznie od przenikalności powietrza do przenikalności, jaką maksymalnie może uzyskać materiał proszkowy. Właściwość tą wykorzystano w pracy do budowy klinów magnetycznych modelu eksperymentalnego, które zbudowano z mieszaniny proszku SMC i żywicy epoksydowej, w ten sposób otrzymano materiał o stosunkowo niedużej przenikalności magnetycznej.

2.3.3. Ferromagnetyki

W badaniach symulacyjnych przyjęto parametry stali krzemowej z trzyprocentową zawartością krzemu. Na rysunku 2.4 przedstawiono pierwotną krzywą magnesowania $B = f(H)$ [84] dla stali krzemowej 3% Si. Natomiast rysunek 2.5 przedstawia zależność względnej przenikalności magnetycznej μ_{Fe} w funkcji natężenia pola magnetycznego H .



Rysunek 2.4. Pierwotna krzywa magnesowania $B = f(H)$ stali krzemowej 3% Si użytej w badaniach [84].



Rysunek 2.5. Względna przenikalność magnetyczna stali krzemowej 3% Si w funkcji natężenia pola magnetycznego [84].

Podczas badań symulacyjnych parametry obszarów stali krzemowej zostały zadane w postaci tabelarycznej: $\mu_{Fe} = f(B)$ – w programie COMSOL oraz $B = f(H)$ – w programie Flux3D.

2.4. Przyjęte współczynniki i parametry porównawcze

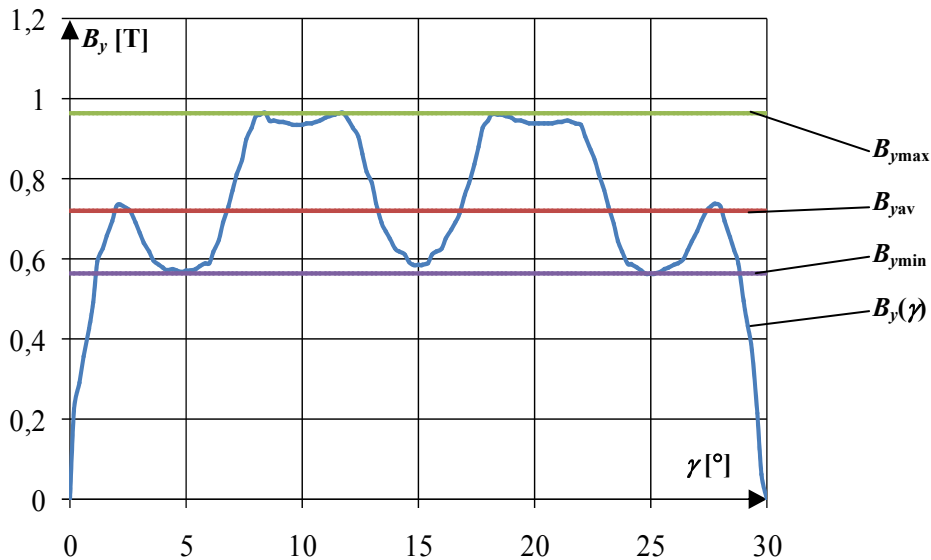
2.4.1. Współczynniki pulsacji

W pracy podczas badań wyznaczane były współczynniki pulsacji momentu elektromagnetycznego p_T oraz indukcji magnetycznej p_B . Współczynniki wyliczono na podstawie równania, jaki spotyka się w literaturze [81]:

$$\begin{aligned} p_T &= \frac{T_{e\max} - T_{e\min}}{T_{eav}} \\ p_B &= \frac{B_{y\max} - B_{y\min}}{B_{yav}} \end{aligned} \quad (2.35)$$

gdzie:

- $T_{e\max} - T_{e\min}$ – wartość międzyszczytowa momentu elektromagnetycznego T_e ,
- T_{eav} – średnia wartość indukcji momentu elektromagnetycznego T_e ,
- $B_{y\max} - B_{y\min}$ – wartość międzyszczytowa pulsacji B_y ,
- B_{yav} – średnia wartość indukcji magnetycznej B_y .



Rysunek 2.7. Interpretacja graficzna wzoru (2.35), na przykładowym rozkładzie indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej.

Interpretację graficzną wielkości z wzoru (2.35) stanowi rysunek 2.7, który przedstawia przykładowy rozkład indukcji magnetycznej pośrodku szczeliny powietrznej wraz z zaznaczonymi wielkościami, niezbędnymi do wyznaczenia współczynnika pulsacji indukcji magnetycznej.

2.4.3. Względne parametry momentów

W pracy wprowadzono względne parametry momentu zaczepowego i elektromagnetycznego, które posłużyły do zestawienia i porównania wyników badań. Parametry te są wyrażone w procentach i określają o ile spadła/wzrosła dana wielkość w porównaniu z sytuacją bazową, tzn. w przypadku braku klinów magnetycznych lub jednakowych rozmiarów kątowych podziałek biegunowych wirnika.

Do porównania badań obwodów magnetycznych maszyn z otwartymi żłobkami parametry zdefiniowano według wzorów (2.36), (2.37) i (2.38).

$$t_e(\mu_k, c) = \frac{T_e(\mu_k, c)}{T_e(\mu_k = 1, c = 0,5)} \quad (2.36)$$

$$t_{zav}(\mu_k, c) = \frac{T_{zav}(\mu_k, c)}{T_{zav}(\mu_k = 1, c = 0,5)} \quad (2.37)$$

$$t_{zmax}(\mu_k, c) = \frac{T_{zmax}(\mu_k, c)}{T_{zmax}(\mu_k = 1, c = 0,5)} \quad (2.38)$$

gdzie:

- $t_e(\mu_k, c)$ – względny parametr momentu elektromagnetycznego dla przenikalności μ_k i grubości klinów magnetycznych c .
- $T_e(\mu_k, c)$ – moment elektromagnetyczny dla przenikalności μ_k i grubości klinów magnetycznych c .
- $T_e(\mu_k = 1, c = 0,5)$ – bazowy moment elektromagnetyczny, tj. dla względnej przenikalności $\mu_k = 1$ i grubości klinów magnetycznych $c = 0,5$ mm.
- $t_{zav}(\mu_k, c)$ – względny parametr średniej wartości momentu zaczepowego dla przenikalności μ_k i grubości klinów magnetycznych c .
- $T_{zav}(\mu_k, c)$ – średnia wartość momentu zaczepowego dla przenikalności μ_k i grubości klinów magnetycznych c .
- $T_{zav}(\mu_k = 1, c = 0,5)$ – bazowa średnia wartość momentu zaczepowego, tj. dla względnej przenikalności $\mu_k = 1$ i grubości klinów magnetycznych $c = 0,5$ mm.

- $t_{z\max}(\mu_k, c)$ – względny parametr maksymalnej wartości momentu zaczepowego dla przenikalności μ_k i grubości klinów magnetycznych c .
- $T_{z\max}(\mu_k, c)$ – maksymalna wartość momentu zaczepowego dla przenikalności μ_k i grubości klinów magnetycznych c .
- $T_{z\max}(\mu_k = 1, c = 0,5)$ – bazowa maksymalna wartość momentu zaczepowego, tj. dla względnej przenikalności $\mu_k = 1$ i grubości klinów magnetycznych $c = 0,5$ mm.

Parametry do porównania badań obwodów magnetycznych maszyn z półotwartymi żłobkami zdefiniowano według wzorów (2.39), (2.40) i (2.41).

$$t_e(\mu_k) = \frac{T_e(\mu_k)}{T_e(\mu_k = 1)} \quad (2.39)$$

$$t_{zav}(\mu_k) = \frac{T_{zav}(\mu_k)}{T_{zav}(\mu_k = 1)} \quad (2.40)$$

$$t_{z\max}(\mu_k) = \frac{T_{z\max}(\mu_k)}{T_{z\max}(\mu_k = 1)} \quad (2.41)$$

gdzie:

- $t_e(\mu_k)$ – względny parametr momentu elektromagnetycznego dla względnej przenikalności μ_k .
- $T_e(\mu_k)$ – moment elektromagnetyczny dla względnej przenikalności μ_k .
- $T_e(\mu_k = 1)$ – bazowy moment elektromagnetyczny, tj. dla względnej przenikalności $\mu_k = 1$.
- $t_{zav}(\mu_k)$ – względny parametr średniej wartości momentu zaczepowego dla przenikalności μ_k .
- $T_{zav}(\mu_k)$ – średnia wartość momentu zaczepowego dla przenikalności μ_k .
- $T_{zav}(\mu_k = 1)$ – bazowa średnia wartość momentu zaczepowego, tj. dla względnej przenikalności $\mu_k = 1$.
- $t_{z\max}(\mu_k)$ – względny parametr maksymalnej wartości momentu zaczepowego dla przenikalności μ_k .
- $T_{z\max}(\mu_k)$ – maksymalna wartość momentu zaczepowego dla przenikalności μ_k .
- $T_{z\max}(\mu_k = 1)$ – bazowa maksymalna wartość momentu zaczepowego, tj. dla względnej przenikalności $\mu_k = 1$.

2.4.4. Względne parametry indukcji magnetycznej

Podczas badań wpływu klinów magnetycznych na wartość i kształt indukcji magnetycznej w celu porównania wartości średniej indukcji magnetycznej, która wpływa na wielkość momentu maszyny oraz wielkości pulsacji indukcji magnetycznej, które powodują odkształcenie napięcia indukowanego, a więc i powstanie wyższych harmonicznych prądu płynącego w uzwojeniach, wprowadzono względny parametr wartości średniej indukcji magnetycznej.

Do porównania badań indukcji magnetycznej w obwodach magnetycznych maszyn z otwartymi żłobkami powyższe parametry zdefiniowano według wzorów (2.42) i (2.43).

$$b_y(\mu_k, c) = \frac{B_{yav}(\mu_k, c)}{B_{yav}(\mu_k = 1, c = 0,5)} \quad (2.42)$$

$$p'_B(\mu_k, c) = \frac{p_B(\mu_k, c)}{p_B(\mu_k = 1, c = 0,5)} \quad (2.43)$$

gdzie:

- $b_y(\mu_k, c)$ – względny parametr indukcji magnetycznej dla klinów magnetycznych o przenikalności μ_k i grubości c .
- $B_{yav}(\mu_k, c)$ – średnia wartość indukcji magnetycznej dla klinów magnetycznych o przenikalności μ_k i grubości c .
- $B_{yav}(\mu_k = 1, c = 0,5)$ – bazowa wartość średnia indukcji magnetycznej, tj. dla klinów magnetycznych o względnej przenikalności $\mu_k = 1$ i grubości $c = 0,5$ mm.
- $p'_B(\mu_k, c)$ – względny parametr pulsacji indukcji magnetycznej dla klinów magnetycznych o przenikalności μ_k i grubości c .
- $p_B(\mu_k, c)$ – współczynnik pulsacji indukcji magnetycznej dla klinów magnetycznych o przenikalności μ_k i grubości c .
- $p_B(\mu_k = 1, c = 0,5)$ – bazowa wartość współczynnika pulsacji indukcji magnetycznej, tj. dla klinów magnetycznych o przenikalności $\mu_k = 1$ i grubości $c = 0,5$ mm.

W przypadku obwodów magnetycznych maszyn z półotwartymi żłobkami do porównania badań indukcji magnetycznej parametry zdefiniowano według wzorów (2.44) i (2.45).

$$b_y(\mu_k) = \frac{B_{yav}(\mu_k)}{B_{yav}(\mu_k = 1)} \quad (2.44)$$

$$p'_B(\mu_k) = \frac{p_B(\mu_k)}{p_B(\mu_k = 1)} \quad (2.45)$$

gdzie:

- $b_y(\mu_k)$ – względny parametr indukcji magnetycznej dla klinów magnetycznych o przenikalności μ_k .
- $B_{yav}(\mu_k)$ – średnia wartość indukcji magnetycznej dla klinów magnetycznych o przenikalności μ_k .
- $B_{yav}(\mu_k = 1)$ – bazowa wartość średnia indukcji magnetycznej, tj. dla klinów magnetycznych o względnej przenikalności $\mu_k = 1$.
- $p'_B(\mu_k)$ – względny parametr pulsacji indukcji magnetycznej dla klinów magnetycznych o przenikalności μ_k .
- $p_B(\mu_k)$ – współczynnik pulsacji indukcji magnetycznej dla klinów magnetycznych o przenikalności μ_k .
- $p_B(\mu_k = 1)$ – bazowa wartość współczynnika pulsacji indukcji magnetycznej, tj. dla klinów magnetycznych o przenikalności $\mu_k = 1$.

2.5. Badania obwodów z klinami magnetycznymi

Najczęściej stosowanym sposobem zmniejszenia pulsacji momentu elektromagnetycznego jest wprowadzanie skosów żłobków w stojanie maszyny. Jest to metoda bardzo skuteczna. Jednak wprowadzenie skosów żłobków powoduje zmniejszenie napięcia indukowanego, a w konsekwencji momentu elektromagnetycznego, ponieważ w dowolnej chwili pracy maszyny, część uzwojenia każdego bieguna stojana (podziałyki biegunowej), nie bierze udziału w przetwarzaniu energii elektrycznej lub nawet powoduje generowanie momentu przeciwnego do głównego, w zależności od konstrukcji i strategii sterowania. Skosy żłobkowe powodują zmniejszenie aktywnej części podziałyki biegunowej. Wpływ skosu żłobkowego można uwzględnić za pomocą współczynnika k_s , opisanego równaniem [52]:

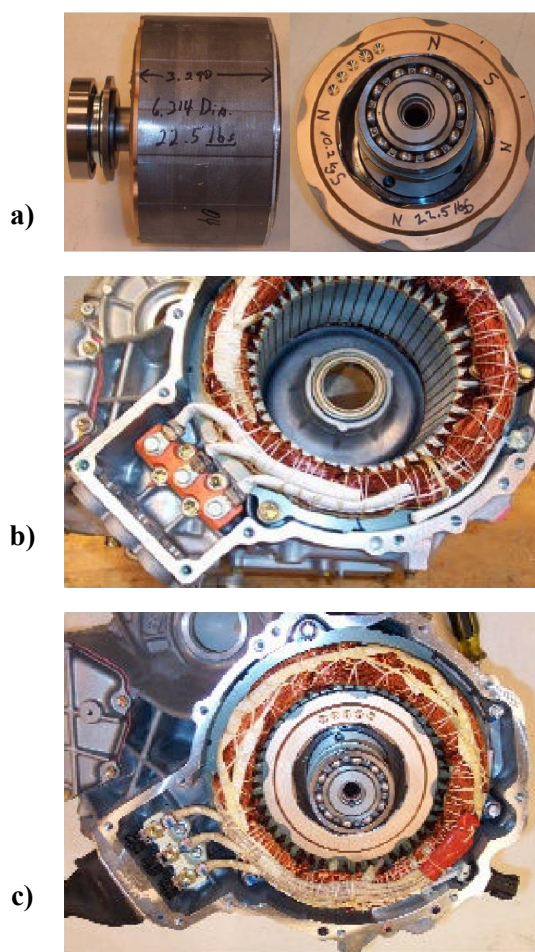
$$k_{sk} = \frac{\sin \frac{s}{\tau} \frac{\pi}{2}}{\frac{s}{\tau} \frac{\pi}{2}} \quad (2.46)$$

gdzie: s – wymiar obwodowy skosu żłobkowego,

τ – podziałyka biegunowa.

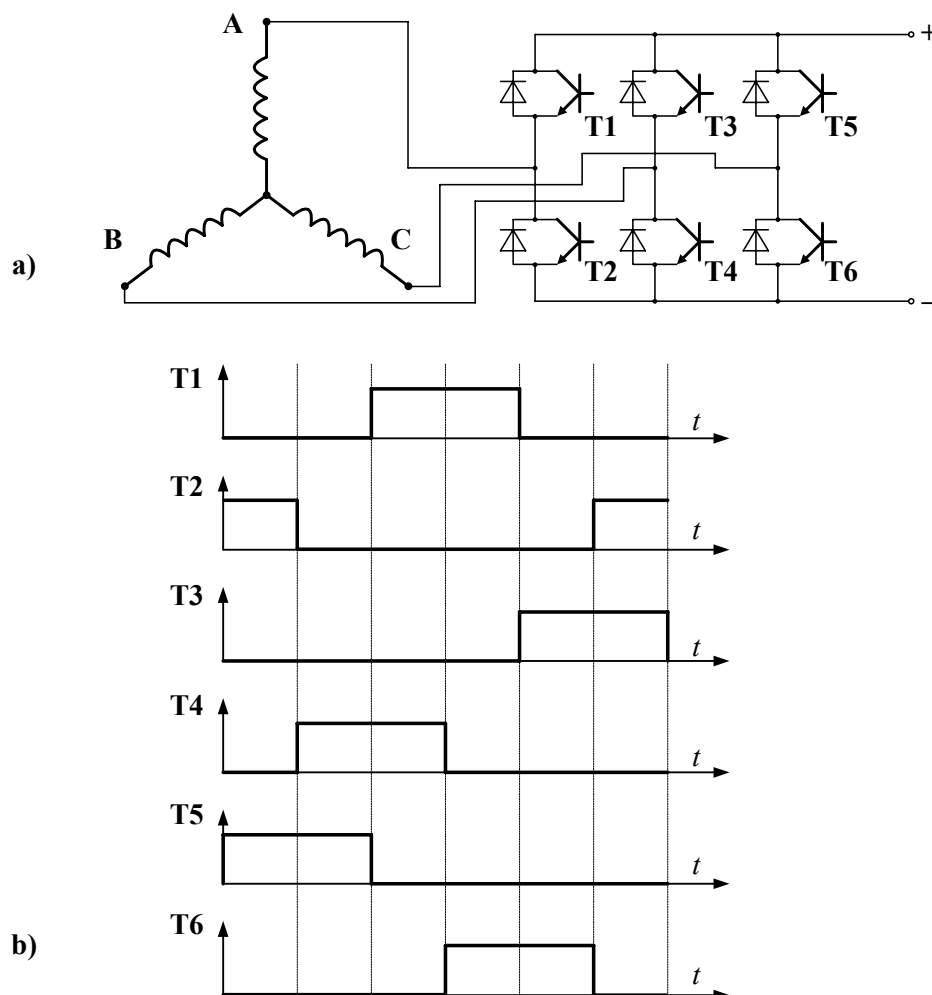
W rozdziale trzecim i czwartym, zaprezentowano badania różnych konfiguracji obwodów magnetycznych maszyn elektrycznych z magnesami trwałymi, w których liczba żłobków na biegun i fazę wynosi $q = 1$. W takim przypadku, zgodnie z równaniem (2.46), wprowadzenie skosu równego jednej podziałce żłobkowej ($s = \frac{1}{3}\tau$) spowodowałoby zmniejszenie momentu elektromagnetycznego o ok. 5%.

W niniejszej pracy, zamiast stojanów ze skosami żłobkowymi, zaproponowano zastosowanie prostych żłobków zamkniętych klinami magnetycznymi. Niewątpliwą zaletą stojanów o prostych żłobkach jest uproszczenie procesu ich wytwarzania. Maszyna elektryczna tego typu z klinami niemagnetycznymi pojawia się często w nowych rozwiązaniach technicznych. Jest zastosowana np. w nowoczesnym napędzie hybrydowym samochodu marki Toyota Prius [40]. Na rysunku 2.8 przedstawiono zdjęcia stojana oraz wirnika silnika z magnesami trwałymi zastosowanego w napędzie samochodu.



Rys. 2.8. Silnik elektryczny z magnesami trwałymi Toyoty Prius; wirnik – a), stojan z obudową – b), stojan z umieszczonym wirnikiem – c).

W celu pominięcia wpływu źródła zasilania na pulsacje momentu elektromagnetycznego, podczas badań założono idealną komutację zaworów energoelektronicznych. Przyjęto, że prąd podawany jest na uzwojenia poszczególnych faz maszyny poprzez klucze tranzystorowe zgodnie z sekwencją przełączeń pokazaną na rysunku 2.9.



Rysunek 2.9. Schemat zasilania badanej maszyny – a), sekwencja przełączeń zaworów komutatora elektronicznego – b).

Należy podkreślić, że badania symulacyjne prowadzone były dla stanów statycznych. Pulsacje momentu na wale rzeczywistych maszyn w czasie pracy będą z pewnością mniejsze niż w odpowiadających im modelach polowych przedstawionych w badaniach, ponieważ wirnik rzeczywistej maszyny ma moment bezwładności, który spowoduje dodatkowe ‘wygładzenie’ momentu na wale maszyny. Stopień zmniejszenia pulsacji momentu będzie zależny od prędkości obrotowej oraz od gabarytów i konstrukcji całej maszyny, a w szczególności wirnika. Przedstawione badania pokazały natomiast o jaki

procent można zmniejszyć pulsacje momentu elektromagnetycznego przy zastosowaniu klinów magnetycznych o zadanych parametrach.

W pracy podczas badań symulacyjnych – podobnie jak w wielu publikacjach poświęconych badaniom wpływu obecności klinów magnetycznych w zamknięciach żłobków [7, 46, 48, 49, 68] – przyjęto założenie, że względna przenikalność magnetyczna klinów jest stała i niezależna od natężenia pola magnetycznego.

Rozdział 3

Badania symulacyjne modeli maszyn ze żłobkami półotwartymi

3.1. Wprowadzenie

W niniejszym rozdziale przedstawiono wpływ zastosowania klinów magnetycznych, zamontowanych w żłobkach półotwartych z uzwojeniami sterowania, na moment elektromagnetyczny, zaczepowy oraz indukcję magnetyczną w szczelinie powietrznej maszyn elektrycznych z magnesami trwałymi. Badaniom poddano cztery struktury obwodów magnetycznych:

- MEPWP – model **M**aszyny **E**lektrycznej ze żłobkami **P**ółotwartymi i wirnikiem **W**ewnętrznym o **P**owierzchniowo montowanych magnesach trwałych,
- MEPWK – model **M**aszyny **E**lektrycznej ze żłobkami **P**ółotwartymi i wirnikiem **W**ewnętrznym z **K**oncentratorami pola magnetycznego i płaskimi magnesami trwałymi,
- MEPZP – model **M**aszyny **E**lektrycznej ze żłobkami **P**ółotwartymi i wirnikiem **Z**ewnętrznym o **P**owierzchniowo montowanych magnesach trwałych,
- MEPZK – model **M**aszyny **E**lektrycznej ze żłobkami **P**ółotwartymi i wirnikiem **Z**ewnętrznym z **K**oncentratorami pola magnetycznego i płaskimi magnesami trwałymi.

W wyniku badań symulacyjnych poszczególnych struktur obwodów magnetycznych, wyznaczone zostały krzywe momentu elektromagnetycznego T_e na szerokości jednej podziałki zębowej τ_c (z krokiem równym $1/10$ podziałki zębowej – w przypadku badanych struktur od $\beta = 0^\circ$ do $\beta = 10^\circ$ co 1°) w funkcji gęstości prądu zasilania (od $j = 0$ A/mm² do $j = 7$ A/mm²) dla współczynnika wypełnienia żłobków o wartości $k_w = 0,5$ oraz parametrycznie przyjętych wartości przenikalności magnetycznej klinów $\mu_{k1} = 1$, $\mu_{k2} = 2$, $\mu_{k3} = 5$, $\mu_{k4} = 10$, $\mu_{k5} = 20$, $\mu_{k6} = 50$ i $\mu_{k7} = 100$. W badaniach założono, że przenikalność magnetyczna klinów jest stała – niezależna od pola magnetycznego, w jakim się on znajduje. We wszystkich badanych modelach przekrój poprzeczny żłobków jest taki sam i wynosi 100 mm² dla maszyn z wirnikiem wewnętrznym, natomiast 80 mm² – z wirnikiem zewnętrznym. Ponadto wyznaczone zostały rozkłady indukcji magnetycznej, na szerokości dwóch sąsiednich podziałek biegunowych stojana (tj. od $\gamma = 0^\circ$ do $\gamma = 60^\circ$), w funkcji przenikalności magnetycznej klinów, które przedstawiono w postaci wykresów 3D.

Wszystkie badania w tym rozdziale zostały przeprowadzone przy użyciu programów MATLAB i COMSOL. W modelach używano automatycznego generatora siatki, która, w zależności od modelu, miała od ok. 154 tys. do ok. 230 tys. elementów. Czas obliczeń

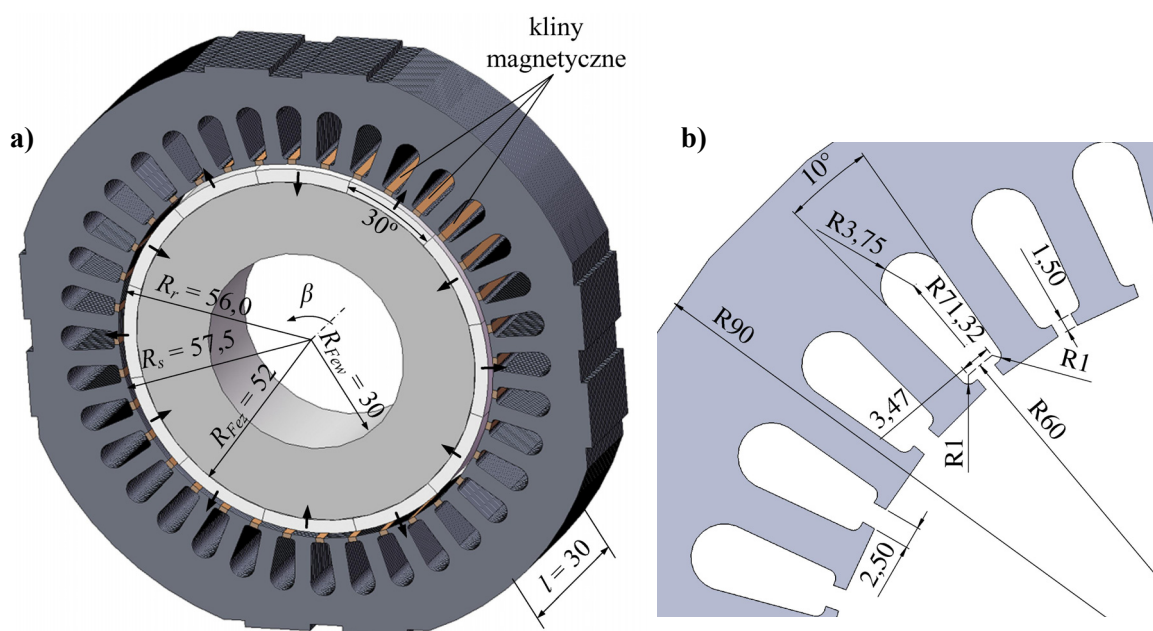
pojedynczego stanu pracy modelu na komputerze z procesorem 2,4 GHz, 2,0 GB RAM, Windows XP 64bit wynosił od ok. 50 do ok. 150 sekund przy względnej tolerancji wyników (zbieżności) na poziomie $< 10^{-6}$.

Wartości momentów zostały wyliczone przy zastosowaniu wbudowanej funkcji o nazwie „cemtorqe”, która oblicza wartość momentu działającego na wybrane elementy modelu, w tym wypadku elementy wirnika, w odniesieniu do punktu 0,0 [18].

Na bazie uzyskanych rezultatów badań symulacyjnych wyznaczono wielkości, które zostały zdefiniowane w rozdziale 2, tj.:

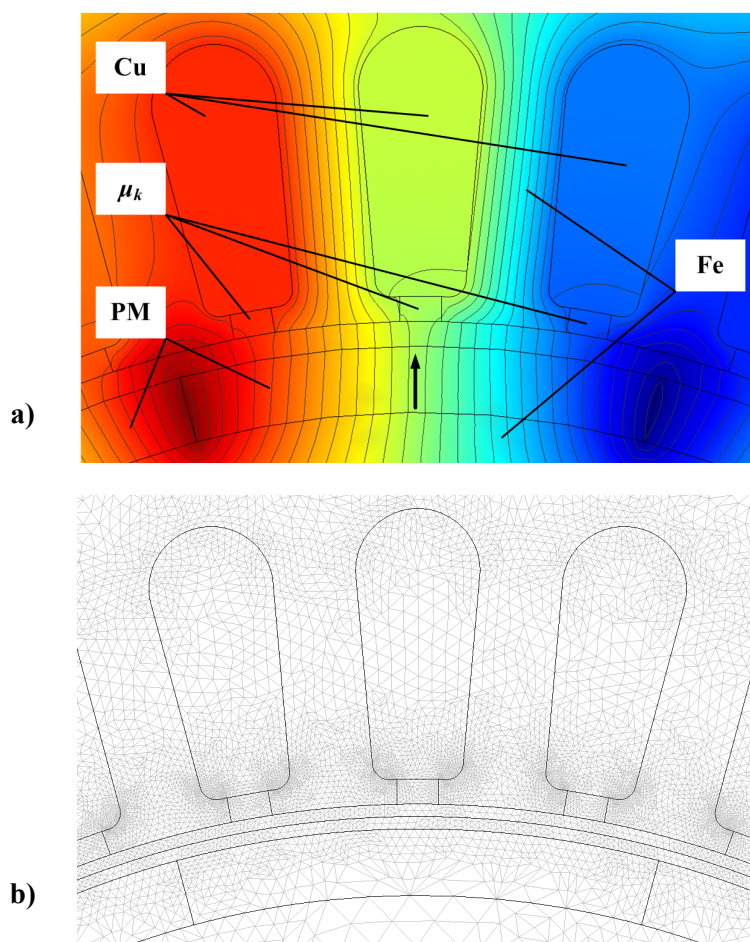
- współczynnik pulsacji momentu elektromagnetycznego p_T ,
- współczynnik pulsacji indukcji magnetycznej p_B ,
- względny parametr wartości średniej momentu elektromagnetycznego t_{eav} ,
- względny parametr wartości średniej momentu zaczepowego t_{zav} ,
- względny parametr wartości maksymalnej momentu zaczepowego t_{zmax} ,
- względny parametr współczynnika pulsacji momentu elektromagnetycznego p'_T ,
- względny parametr wartości średniej indukcji magnetycznej b_y ,
- względny parametr współczynnika pulsacji indukcji magnetycznej p'_B .

3.2. Obwód magnetyczny MEPWP



Rysunek 3.1. Wymiary: obwodu magnetycznego MEPWP – a), fragmentu stojana w przekroju – b).

Strukturę obwodu magnetycznego, która była przedmiotem badań, przedstawia rysunek 3.1. Dla przejrzystości rysunku pominięto w nim uzwojenia. Struktura ta ma 12-biegunowy wirnik wewnętrzny składający się z ferromagnetycznego toroidu o promieniu wewnętrznym $R_{Few} = 30$ mm i zewnętrznym $R_{Fez} = 52$ mm, na powierzchni którego umieszczone są naprzemian promieniowo namagnesowane magnesy trwałe (na rysunku 3.2 oznaczone symbolem PM). Promień zewnętrzny całego wirnika wynosi $R_r = 56,0$ mm. Stojan z pakietu blach ze stali krzemowej składa się z 36-ciu żłobków półotwartych z uzwojeniami (oznaczonymi symbolem Cu), które zamknięte są klinami magnetycznymi (oznaczone symbolem μ_k). Promień wewnętrzny stojana wynosi $R_s = 57,5$ mm. Grubość szczeliny powietrznej wynosi $\delta = 1,5$ mm. Długość części aktywnych badanego modelu wynosi $l = 30$ mm. Odstęp między sąsiednimi zębami wynosi 2,5 mm, natomiast kliny magnetyczne stanowiące mostki między sąsiednimi zębami mają grubość $c = 1,5$ mm. Pozostałe wymiary podane zostały na rysunku 3.1.



Rysunek 3.2. Model połowy obwodu magnetycznego MEPWP: rozkład linii pola magnetycznego – a), siatka dyskretyzacyjna – b).

Fragment jednego bieguna stojana i wirnika modelu polowego oraz siatki dyskretyzacyjnej obwodu magnetycznego maszyny elektrycznej ze żłobkami półotwartymi, w którym zastosowano kliny magnetyczne, przedstawiono na rysunku 3.2. Cała siatka dyskretyzacyjna modelu zawiera ok. 154 tys. elementów.

Podczas badań wyznaczone zostały przebiegi momentu elektromagnetycznego w funkcji gęstości prądu w uzwojeniach, w zależności od przenikalności magnetycznej klinów. Wyniki przedstawione zostały na rysunku 3.3. Widać na nim wyraźny wpływ zastosowania klinów magnetycznych, dzięki którym pulsacje momentu elektromagnetycznego zostały znacznie zmniejszone. Im większa przenikalność magnetyczna klinów, tym przebiegi momentu elektromagnetycznego mają mniejsze pulsacje. W celu porównania sporządzone zostały tabele 3.1, 3.2 i 3.3.

Tabela 3.1. Współczynnik pulsacji momentu elektromagnetycznego p_T , względny parametr współczynnika pulsacji momentu elektromagnetycznego p'_T

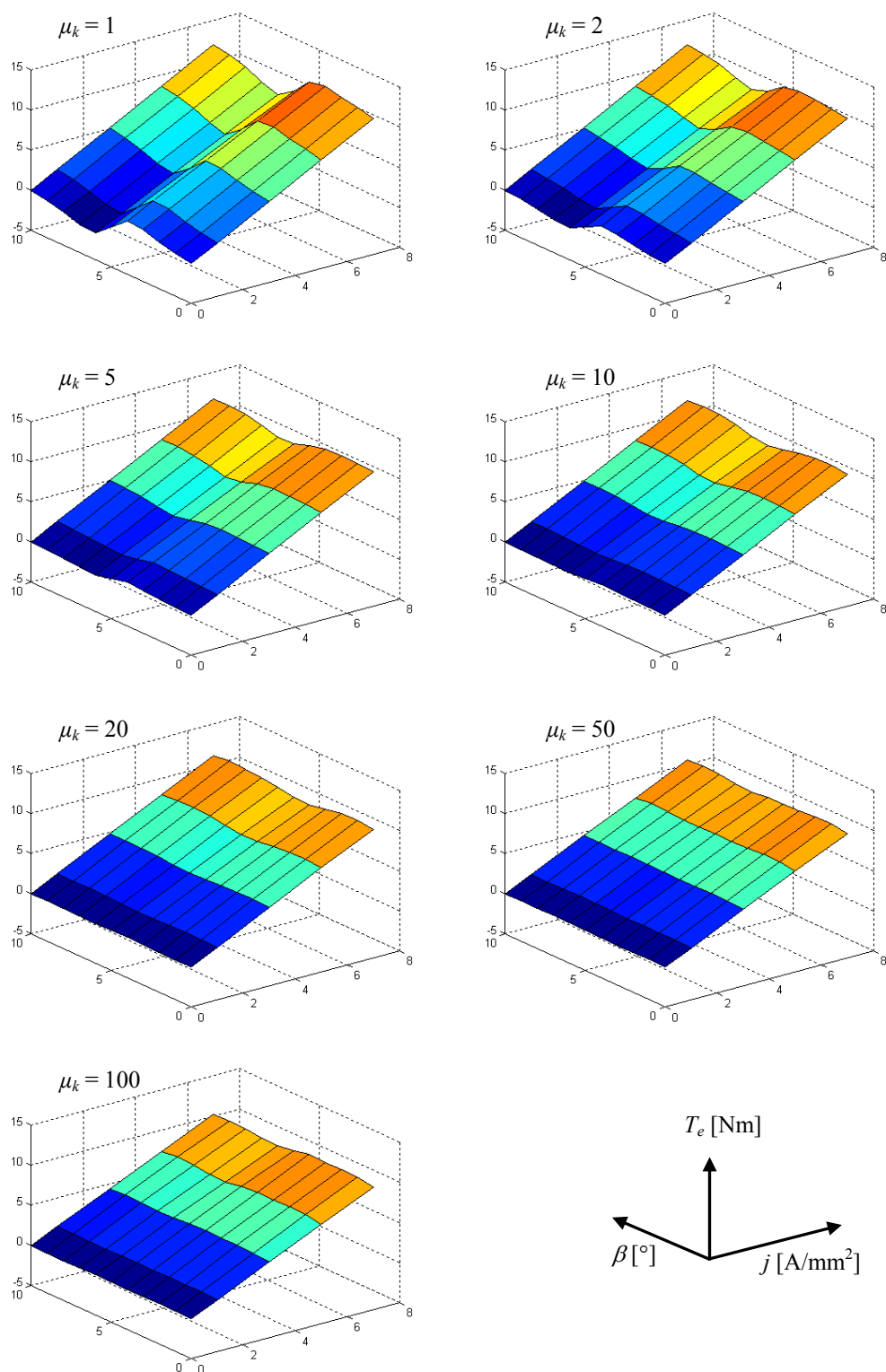
μ_k	p_T				p'_T			
	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$
1	2,03	0,69	0,44	0,33	100%	100%	100%	100%
2	1,24	0,44	0,28	0,22	61%	64%	65%	66%
5	0,55	0,22	0,15	0,12	27%	31%	34%	38%
10	0,25	0,12	0,10	0,10	12%	18%	23%	32%
20	0,11	0,08	0,08	0,08	5%	12%	18%	25%
50	0,05	0,04	0,04	0,06	2%	6%	9%	18%
100	0,11	0,06	0,08	0,07	5%	9%	17%	21%

Tabela 3.2. Średnia wartość momentu elektromagnetycznego T_{eav} , względny parametr wartości średniej momentu elektromagnetycznego t_{eav}

μ_k	$T_{eav} [\text{Nm}]$				t_{eav}			
	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$
1	1,66	4,99	8,32	11,62	100%	100%	100%	100%
2	1,67	4,99	8,31	11,60	100%	100%	100%	100%
5	1,65	4,94	8,22	11,46	99%	99%	99%	99%
10	1,62	4,86	8,12	11,28	97%	97%	98%	97%
20	1,58	4,79	7,96	10,97	95%	96%	96%	94%
50	1,54	4,69	7,68	10,57	93%	94%	92%	91%
100	1,52	4,61	7,54	10,37	91%	92%	91%	89%

W tabeli 3.1 umieszczone zostały bezwzględne i względne współczynniki pulsacji momentu elektromagnetycznego, a w tabeli 3.2 – wartości średnie momentu elektromagnetycznego oraz względny parametr momentu elektromagnetycznego. Natomiast tabela 3.3 zawiera wyniki obliczeń momentu zaczepowego (wartości średniej

modułów i maksymalnej) na szerokości jednej podziałki zębowej w stanie bezprądowym oraz wartości średniej i pulsacji indukcji magnetycznej na szerokości jednej podziałki biegunowej w szczelinie.



Rysunek 3.3. Przebiegi momentu elektromagnetycznego T_e w funkcji kąta obrotu wału β oraz gęstości prądu w uzwojeniach j przy różnych wartościach μ_k .

Tabela 3.3. Moment zaczepowy i indukcja

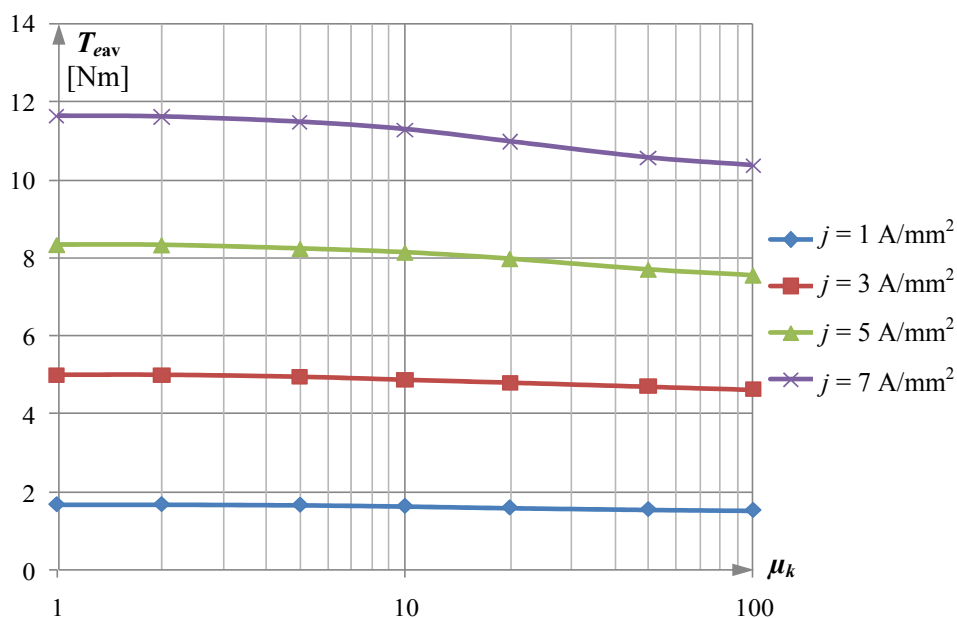
μ_k	T_{zav} [Nm]	t_{zav}	T_{zmax} [Nm]	t_{zmax}	B_{yav} [T]	b_y	p_B	p'_B
1	0,88	100%	1,70	100%	0,77	100%	0,270	100%
2	0,54	61%	1,05	62%	0,77	101%	0,169	63%
5	0,23	26%	0,47	27%	0,78	102%	0,080	30%
10	0,09	10%	0,21	12%	0,78	102%	0,042	16%
20	0,02	2%	0,06	3%	0,78	103%	0,022	8%
50	0,01	1%	0,03	1%	0,79	103%	0,008	3%
100	0,03	4%	0,06	4%	0,79	103%	0,004	1%

Z powyższych tabel wynika, że zastosowanie klinów nawet o niewielkiej przenikalności magnetycznej powoduje znaczne zmniejszenie momentu zaczepowego, współczynnika pulsacji momentu elektromagnetycznego oraz współczynnika pulsacji indukcji magnetycznej. W powyższych tabelach dla $\mu_k = 100$ widoczne jest zwiększenie wartości parametrów p'_T , t_{zav} i t_{zmax} w porównaniu do stanu, gdy $\mu_k = 50$. Zdaniem autora wynika to z założenia upraszczającego; że przenikalność magnetyczna klinów nie zależy od natężenia pola magnetycznego, w jakim się znajdują. W badanym modelu połowym zęby stojana w nasyceniu mają niższą względną przenikalność magnetyczną niż 100, w obszarze przyszczelinowym względna przenikalność spada nawet do 40, wówczas kliny magnetyczne powodowałyby zwiększenie, a nie zmniejszenie pulsacji. W rzeczywistości taka sytuacja jest mało prawdopodobna, ponieważ każdy aktualnie wytwarzany materiał magnetyczny ulega nasyceniu, ponadto im większa jest jego względna przenikalność, tym szybciej zmniejsza się względna przenikalność magnetyczna tego materiału.

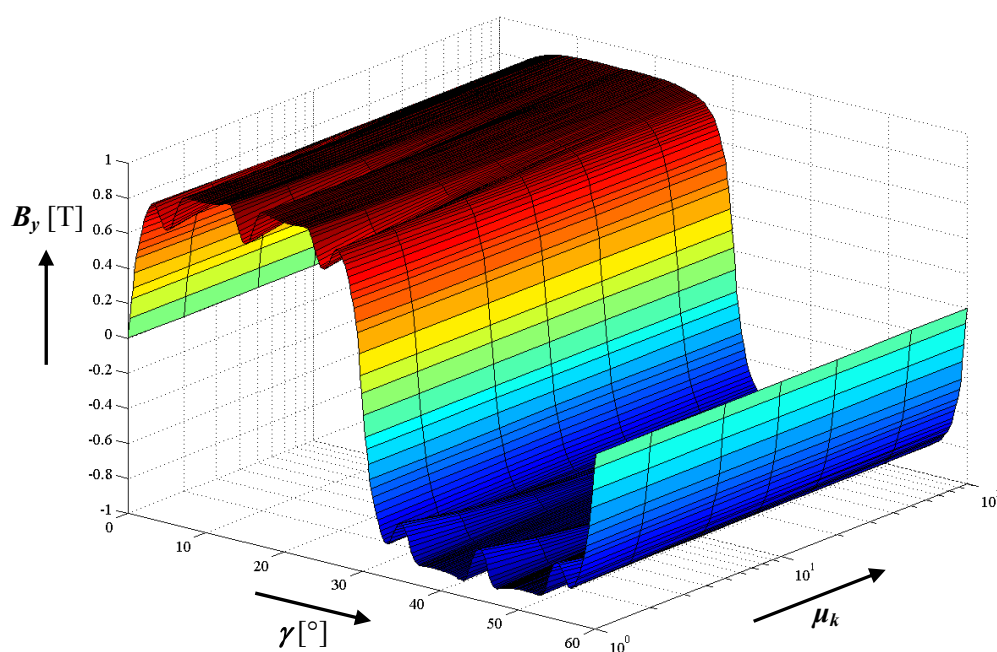
W tabelach 3.1 i 3.3 kolorem zielonym zaznaczone zostały przypadki, których kliny magnetyczne spowodowały zmniejszenie momentu zaczepowego i współczynników pulsacji przynajmniej o 50%. Z badań wynika, że w badanym obwodzie magnetycznym zastosowanie klinów magnetycznych o względnej przenikalności $\mu_k \geq 5$ spowoduje zmniejszenie pulsacji przynajmniej o 50%.

Kolorem niebieskim w tabeli 3.2 zaznaczono wyniki obliczeń momentu elektromagnetycznego, którego wartość zmalała nie więcej niż 3%. Dla badanego obwodu magnetycznego zastosowanie klinów magnetycznych o względnej przenikalności $\mu_k \leq 10$ powoduje zmniejszenie momentu elektromagnetycznego co najwyżej o 3%. W postaci graficznej na rysunku 3.4 przedstawione zostały zależności wartości średniej momentu elektromagnetycznego T_e od przenikalności magnetycznej klinów przy wybranych wartościach gęstości prądu w uzwojeniach $j_1 = 1 \text{ A/mm}^2$, $j_2 = 3 \text{ A/mm}^2$, $j_3 = 5 \text{ A/mm}^2$ i $j_4 = 7 \text{ A/mm}^2$. Widać na nim wpływ rozproszenia, jakie wprowadzają dodatkowo kliny

magnetyczne, ponieważ dla wartości $\mu_k > 10$ moment elektromagnetyczny znacznie zmniejsza swoją wartość (por. z tab. 3.2). Efekt ten jest tym bardziej widoczny, im większa jest wartość gęstości prądu j .



Rysunek 3.4. Zależność średniego momentu elektromagnetycznego od względnej przenikalności magnetycznej μ_k zastosowanych klinów przy różnych wartościach gęstości prądu w uzwojeniach.



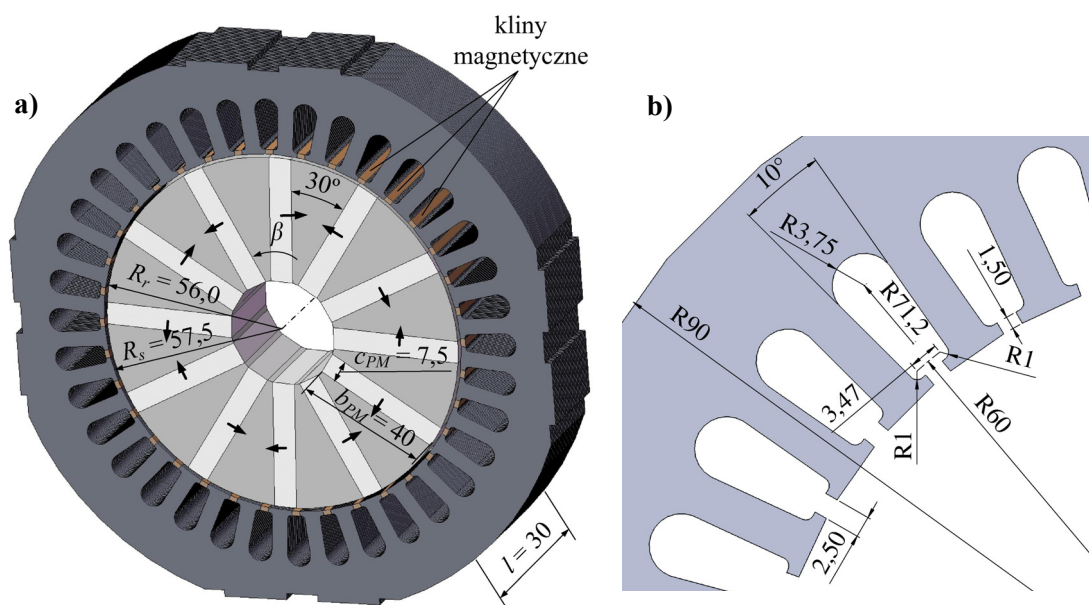
Rysunek 3.5. Rozkłady indukcji magnetycznej pośrodku szczeliny powietrznej przy różnych wartościach względnych przenikalności magnetycznej klinów μ_k

Wpływ klinów magnetycznych na indukcję magnetyczną w stanie bezprądowym przedstawia rysunek 3.5. Umieszczono na nim rozkład indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej w zależności od względnej przenikalności magnetycznej klinów μ_k na łuku od $\gamma = 0^\circ$ do $\gamma = 60^\circ$. Na rysunku tym widać, że wraz ze wzrostem przenikalności magnetycznej klinów, pulsacje indukcji maleją, co również potwierdza tabela 3.3. Ponadto z tabeli 3.3 wynika, że wartość średnia indukcji magnetycznej na szerokości jednej podziałki biegunowej wzrasta wraz ze wzrostem przenikalności magnetycznej klinów.

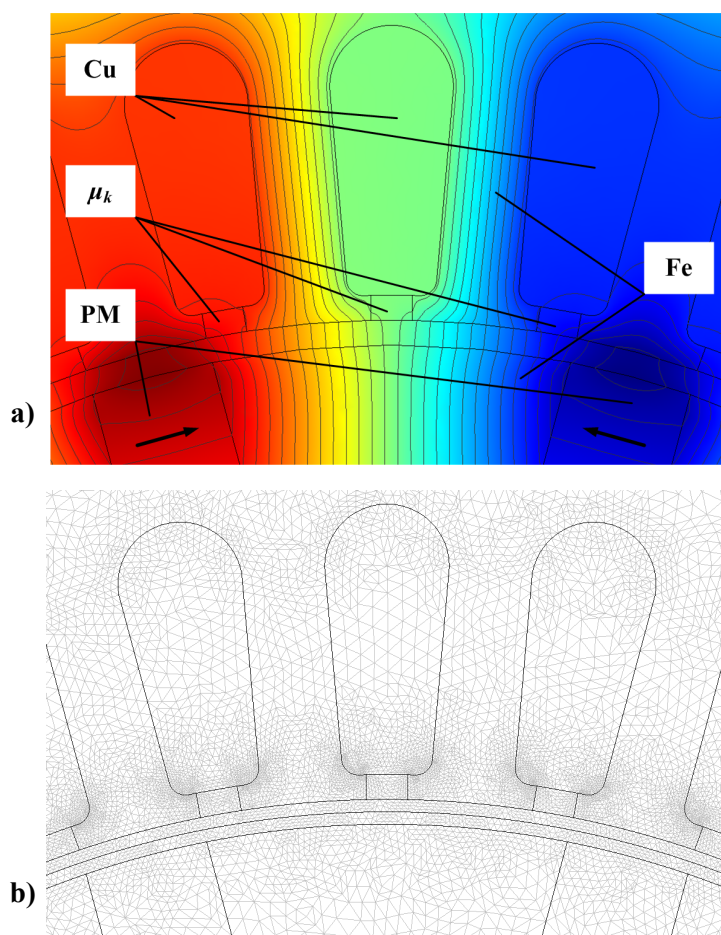
Jak wynika z przeprowadzonych badań symulacyjnych obwodu magnetycznego maszyny elektrycznej ze żłobkami półotwartymi i wewnętrznym wirnikiem z magnesami trwałymi umieszczonymi powierzchniowo, dzięki zastosowaniu klinów magnetycznych o przenikalności np. $\mu_k = 2$, jako mostków między sąsiednimi zębami stojana, pulsacje momentu elektromagnetycznego zostały zredukowane średnio o ok. 35% przy zachowaniu wartości średniej momentu elektromagnetycznego. Natomiast, gdy $\mu_k = 10$, pulsacje momentu elektromagnetycznego można zredukować o ok. 80% przy spadku momentu elektromagnetycznego nie większym niż 3%.

3.3. Obwód magnetyczny MEPWK

Na rysunku 3.6 przedstawiono badany obwód magnetyczny maszyny z wirnikiem składającym się z odpowiednio namagnesowanych płaskich magnesów trwałych o wymiarach $c_{PM} = 7,5$ mm i $b_{PM} = 40$ mm, które ułożone są naprzemian z ferromagnetycznymi koncentratorami pola magnetycznego. Promień zewnętrzny wirnika wynosi $R_r = 56,0$ mm. Założono, że stojan o promieniu wewnętrznym $R_s = 57,5$ mm wykonany jest z pakietu blach ze stali krzemowej i ma 36 żłobków półotwartych z uzwojeniami, które zamknięte są klinami magnetycznymi. Stojan jest identyczny jak w modelu w rozdziale 3.2. Grubość szczeliny powietrznej wynosi $\delta = 1,5$ mm, natomiast długość części aktywnych badanego modelu – $l = 30$ mm. W modelu polowym przedstawionym na rysunku 3.7a), stanowiącym fragment obwodu magnetycznego, zaznaczono obszary o różnych właściwościach odpowiednich dla materiałów, z jakich wykonane są poszczególne elementy aktywne maszyny; symbolem PM oznaczono magnesy trwałe, na których zaznaczono wektor ich namagnesowania, Cu – uzwojenia miedziane, Fe – stal krzemowa oraz μ_k – kliny magnetyczne. Na rysunku 3.7b) przedstawiono siatkę dyskretyzacyjną, która składa się z ok. 157 tys. elementów.



Rysunek 3.6. Wymiary: obwodu magnetycznego MEPWK – a), fragmentu stojana w przekroju – b).



Rysunek 3.7. Model polowy obwodu magnetycznego MEPWK: rozkład linii pola magnetycznego – a), siatka dyskretizacyjna – b).

Podczas przeprowadzonych badań wyznaczono zależności momentu elektromagnetycznego T_e na dla kąta obrotu wału o jedną podziałkę zębową (od $\beta = 0^\circ$, do $\beta = 10^\circ$) co 1° , w funkcji gęstości prądu j , w zależności od przenikalności magnetycznej klinów μ_k . Wyniki w postaci trójwymiarowej przedstawiają wykresy na rysunku 3.8. Podobnie jak w poprzednim podrozdziale, obecność klinów magnetycznych w żłobkach badanej maszyny powoduje wygładzenie przebiegu momentu elektromagnetycznego. Pulsacje te maleją wraz ze wzrostem przenikalności magnetycznej klinów. W porównaniu ze strukturą analizowaną w podrozdziale 3.3.1, pulsacje momentu elektromagnetycznego w obwodzie magnetycznego maszyny z rysunku 3.6, udało się zredukować w mniejszym stopniu, czego dowodzą również tabele 3.4 i 3.6.

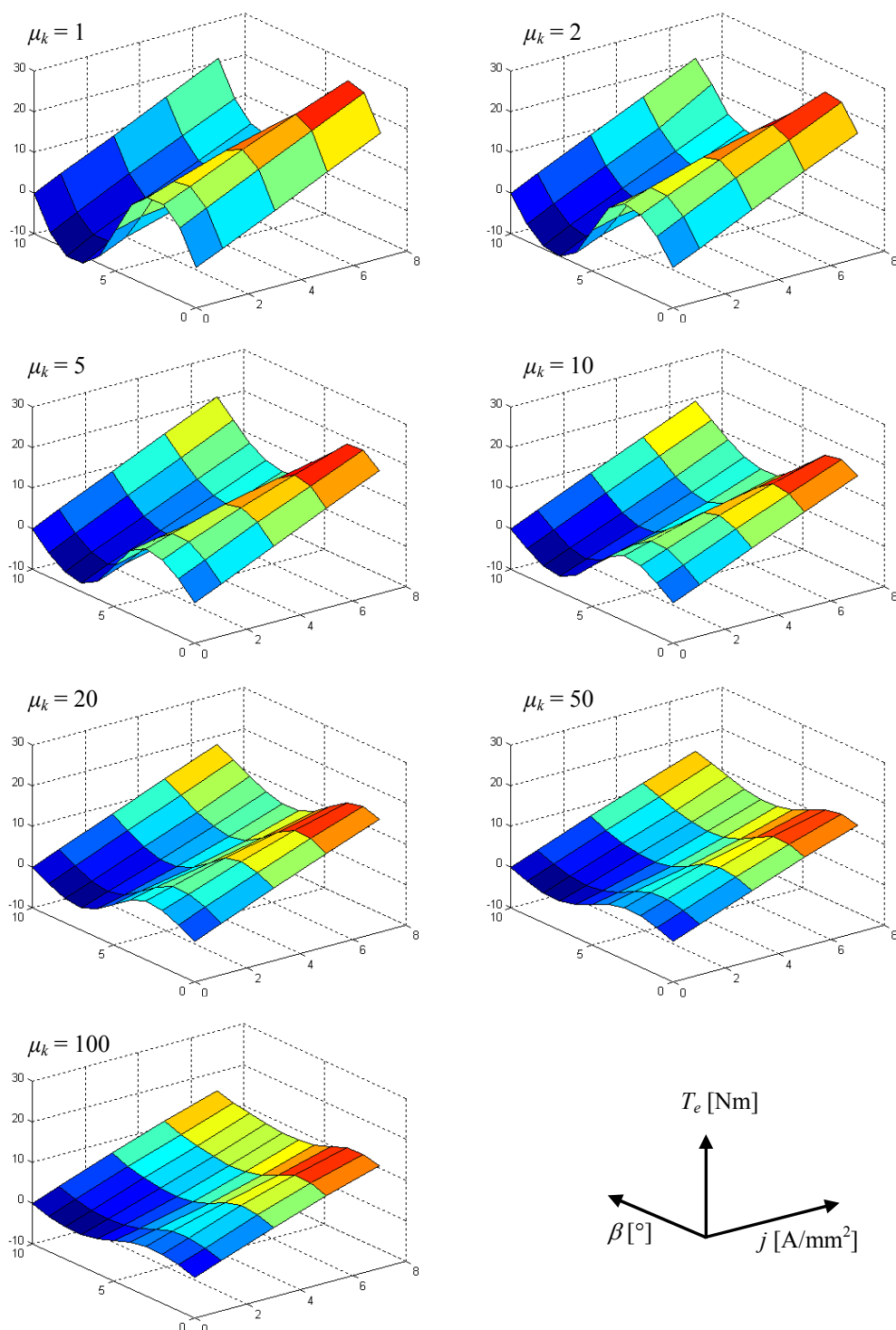
Tabela 3.4 zawiera wartości współczynników pulsacji oraz względnych parametrów pulsacji w zależności od przenikalności klinów magnetycznych oraz gęstości prądu w uzwojeniach. W tabeli tej kolorem zielonym zaznaczono obszary, w których pulsacje momentu elektromagnetycznego zostały zredukowane przynajmniej o 50% w stosunku do wielkości pulsacji przy braku klinów magnetycznych. Z tabeli tej wynika, że zastosowanie klinów magnetycznych o względnej przenikalności $\mu_k \geq 20$ powoduje zmniejszenie pulsacji momentu elektromagnetycznego o więcej niż 50%.

Tabela 3.4. Współczynnik pulsacji momentu elektromagnetycznego p_T , względny parametr współczynnika pulsacji momentu elektromagnetycznego p'_T

μ_k	p_T				p'_T			
	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$
1	8,38	3,21	1,98	1,39	100%	100%	100%	100%
2	7,22	2,72	1,66	1,17	86%	85%	84%	84%
5	6,02	2,16	1,33	0,92	72%	67%	68%	66%
10	5,16	1,85	1,12	0,77	62%	58%	57%	56%
20	4,01	1,41	0,85	0,59	48%	44%	43%	43%
50	2,83	1,01	0,60	0,38	34%	31%	30%	28%
100	2,31	0,85	0,49	0,28	28%	27%	25%	20%

W tabeli 3.5 zamieszczone zostały wartości średnie momentu elektromagnetycznego oraz względne parametry wartości średnich momentu elektromagnetycznego. Kolorem niebieskim zaznaczono przypadki, dla których zastosowanie klinów magnetycznych spowodowało zmniejszenie momentu elektromagnetycznego nie więcej niż o 3% w porównaniu do T_{eav} przy braku klinów magnetycznych. Z tabeli tej wynika, że w badanej strukturze wartość średnia momentu elektromagnetycznego zostanie zmniejszona nie

więcej niż o 3% tylko w przypadku zastosowania klinów magnetycznych o względnej przenikalności $\mu_k = 2$.



Rysunek 3.8. Przebiegi momentu elektromagnetycznego T_e w funkcji kąta obrotu wału β oraz gęstości prądu w uzwojeniach j przy różnych wartościach μ_k .

Tabela 3.5. Średnia wartość momentu elektromagnetycznego T_{eav} , względny parametr wartości średniej momentu elektromagnetycznego t_{eav}

μ_k	T_{eav} [Nm]				t_{eav}			
	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$
1	2,73	7,30	11,8	16,50	100%	100%	100%	100%
2	2,67	7,18	11,7	16,48	98%	98%	99%	100%
5	2,49	6,83	11,2	15,69	91%	94%	95%	95%
10	2,29	6,47	10,7	15,04	84%	89%	90%	91%
20	2,14	6,22	10,3	14,56	78%	85%	87%	88%
50	2,03	6,06	10,1	14,19	74%	83%	85%	86%
100	1,98	6,00	10,0	14,04	72%	82%	85%	85%

Tabela 3.6 przedstawia wyniki obliczeń wartości średniej i maksymalnej momentu zaczepowego, wartości średniej i współczynnika pulsacji indukcji magnetycznej oraz odpowiednich względnych współczynników. Podobnie jak w tabeli 3.4, zaznaczono w niej kolorem zielonym przypadki, w których pulsacje zostały zmniejszone przynajmniej o 50% poprzez zastosowanie klinów magnetycznych.

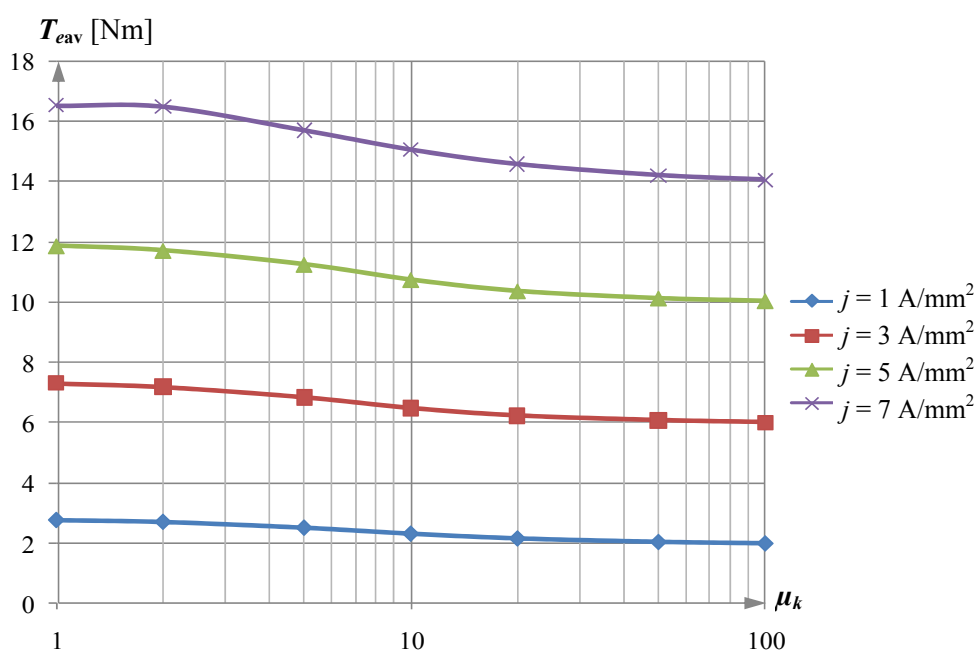
Tabela 3.6. Moment zaczepowy i indukcja

μ_k	T_{zav} [Nm]	t_{zav}	T_{zmax} [Nm]	t_{zmax}	B_{yav} [T]	b_y	p_B	p'_B
1	7,93	100%	11,75	100%	1,08	100%	0,360	100%
2	6,52	82%	10,12	86%	1,10	102%	0,252	70%
5	4,93	62%	7,84	67%	1,13	104%	0,206	57%
10	3,79	48%	6,18	53%	1,15	106%	0,176	49%
20	2,74	35%	4,45	38%	1,17	108%	0,134	37%
50	1,79	23%	2,85	24%	1,20	111%	0,094	26%
100	1,40	18%	2,19	19%	1,21	112%	0,081	23%

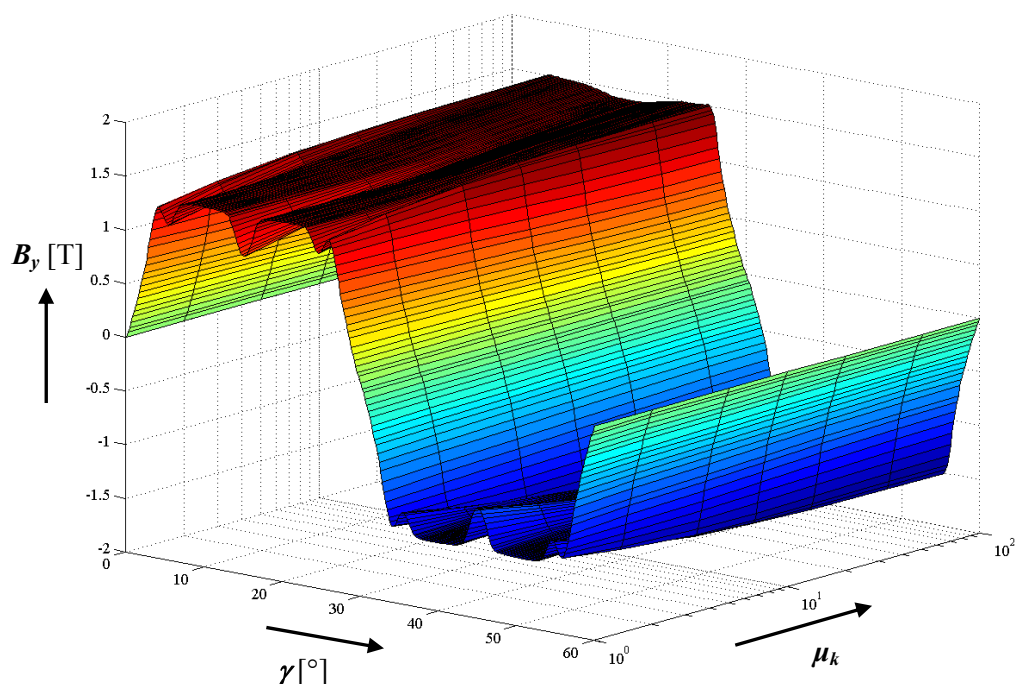
Z powyższych tabel wynika ponadto, że wprowadzenie koncentratorów pola magnetycznego znacznie zwiększyło moment elektromagnetyczny w porównaniu ze strukturą z rozdziału 3.3.1 (por. tab. 3.2 i 3.5), spowodowało natomiast kilkakrotne zwiększenie momentu zaczepowego. Uzyskanie podobnego zmniejszenia momentu zaczepowego oraz pulsacji momentu elektromagnetycznego w maszynie z wirnikiem wewnętrznym z koncentratorami pola magnetycznego wymaga zastosowania klinów magnetycznych o wyższej przenikalności w porównaniu z maszyną o powierzchniowo montowanych magnesach trwałych (por. tabele 3.1 i 3.3 z 3.4 i 3.6). Ponadto w maszynie z koncentratorami zwiększenie przenikalności magnetycznej klinów powoduje większe straty procentowe momentu elektromagnetycznego w porównaniu do maszyny z powierzchniowo montowanymi magnesami trwałymi (tabele 3.2 i 3.4).

Z badań wynika, że wprowadzenie wirnika w ruch (stan, w którym $T_e > T_z$), w przypadku braku klinów magnetycznych, wymagałoby zasilania silnika prądem o gęstości przekraczającej $j = 3 \text{ A/mm}^2$, natomiast zastosowanie klinów o przenikalności np. $\mu_k = 20$ – nieco ponad $j = 1 \text{ A/mm}^2$.

Na rysunku 3.9 przedstawiona została zależność średniej wartości momentu elektromagnetycznego T_{eav} w funkcji przenikalności magnetycznej klinów dla wybranych wartości gęstości prądu zasilania j . Analizując rysunek 3.9 oraz wyniki obliczeń w tabeli 3.5, można zauważyć, że im większa przenikalność magnetyczna klinów, tym większy spadek momentu elektromagnetycznego przy stałej wartości gęstości prądu w uzwojeniach. Natomiast im wyższa gęstość prądu w uzwojeniach, tym wolniej maleje moment elektromagnetyczny wraz ze wzrostem przenikalności klinów magnetycznych – w poprzednim podrozdziale gęstość prądu nie wpływała na stopień zmian momentu T_{eav} wraz ze wzrostem przenikalności magnetycznej klinów.



Rysunek 3.9. Zależność średniego momentu elektromagnetycznego od względnej przenikalności magnetycznej μ_k zastosowanych klinów przy różnych wartościach gęstości prądu w uzwojeniach.



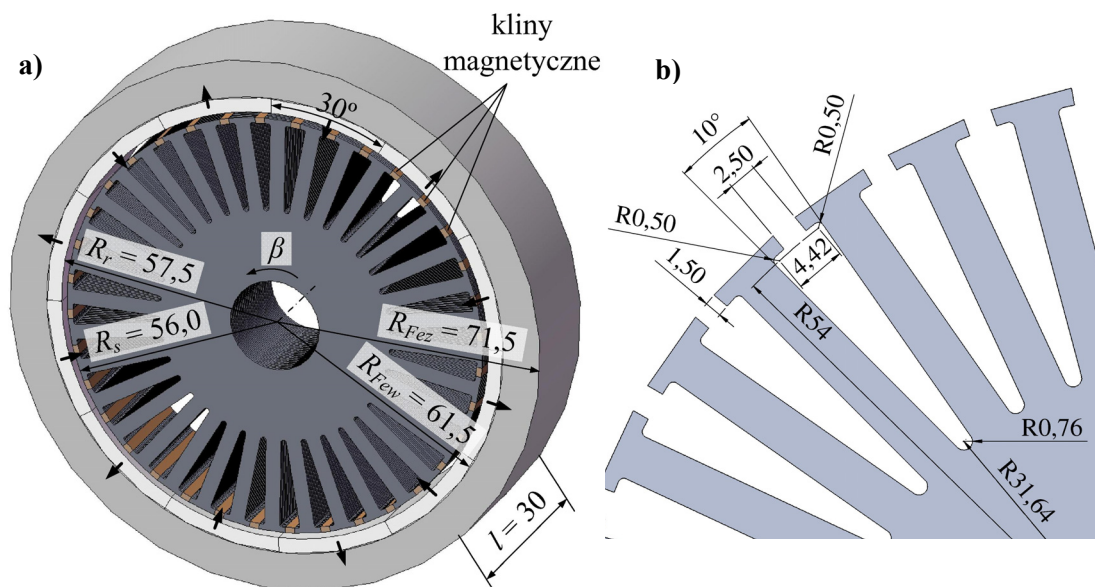
Rysunek 3.10. Rozkłady indukcji magnetycznej pośrodku szczeliny powietrznej przy różnych wartościach względnych przenikalności magnetycznej klinów μ_k

Rysunek 3.10 w postaci wykresu trójwymiarowego przedstawia rozkłady indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej w funkcji przenikalności magnetycznej klinów na szerokości dwóch podziałek biegunowych. Koncentratory pola magnetycznego spowodowały znaczne zwiększenie indukcji magnetycznej w szczelinie, bo o ponad 40% w porównaniu do struktury z powierzchniowo montowanymi magnesami trwałymi, co można zauważyć porównując tabelę 3.3 z tabelą 3.6. Z tych samych tabel oraz rysunków 3.6 i 3.11 wynika, że stopień zmniejszenia pulsacji indukcji magnetycznej w maszynie z koncentratorami pola magnetycznego jest znacznie mniejszy niż w maszynie z podrozdziału 3.2. Należy podkreślić ponadto, że obecność klinów magnetycznych w badanym obwodzie maszyny z koncentratorami pola, silniej wpływa na zwiększenie indukcji magnetycznej w szczelinie ale również na rozproszenie w żłobkach, co powoduje zmniejszenie momentu elektromagnetycznego.

3.4. Obwód magnetyczny MEPZP

Badany obwód magnetyczny wraz z wymiarami przedstawiony jest na rysunku 3.11. Jest to struktura z 12-biegunowym wirnikiem zewnętrznym, który składa się z toroidu o wymiarach; promień zewnętrzny $R_{Fez} = 71,5$ mm, promień wewnętrzny $R_{Fez} = 61,5$ mm

oraz magnesów trwałych stanowiących wycinki toroidu o kącie rozwarcia równym 30° . Naprzemian namagnesowane magnesy trwałe umocowane są po wewnętrznej stronie ferromagnetycznego toroidu. Promień wewnętrzny wirnika wynosi $R_r = 57,5$ mm. Na rysunku 3.11 strzałkami zaznaczono wektory magnetyzacji powierzchniowo montowanych magnesów trwałych.

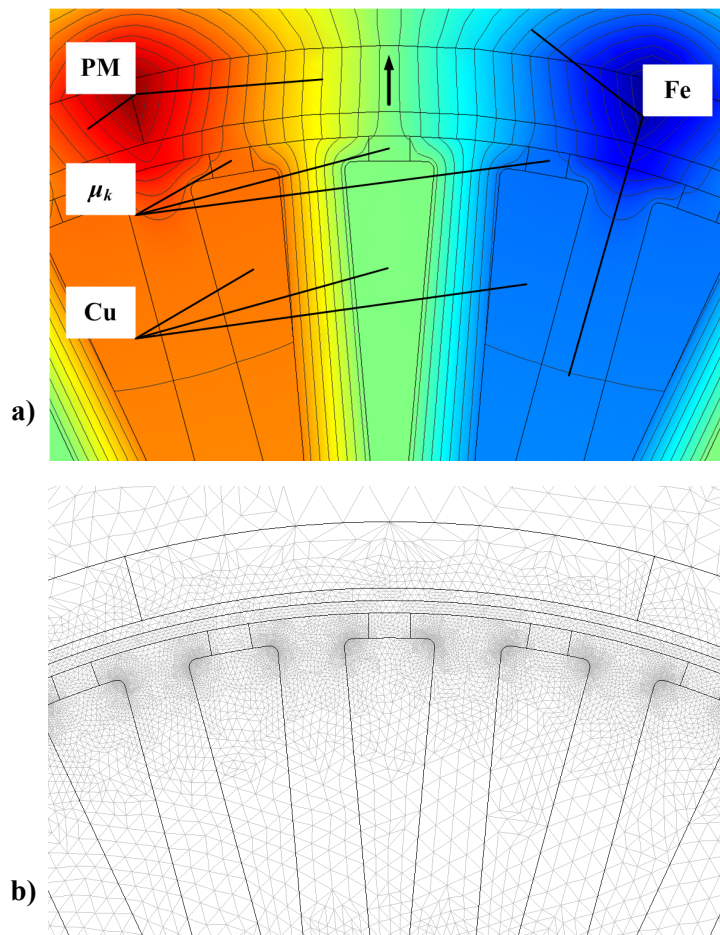


Rysunek 3.11. Wymiary: obwodu magnetycznego MEPZP – a), fragmentu stojana w przekroju – b).

Wewnętrzny stojan badanej struktury składa się z 36 półotwartych żłobków o wymiarach podanych na rysunku 3.11b). Żłobki, w których znajdują się uzwojenia, zamknięte są klinami magnetycznymi stanowiącymi mostki pomiędzy sąsiednimi zębami. Promień zewnętrzny stojana ma wymiar $R_s = 56,0$ mm, grubość szczeliny powietrznej badanego modelu wynosi $\delta = 1,5$ mm, natomiast długość części aktywnych – $l = 30$ mm.

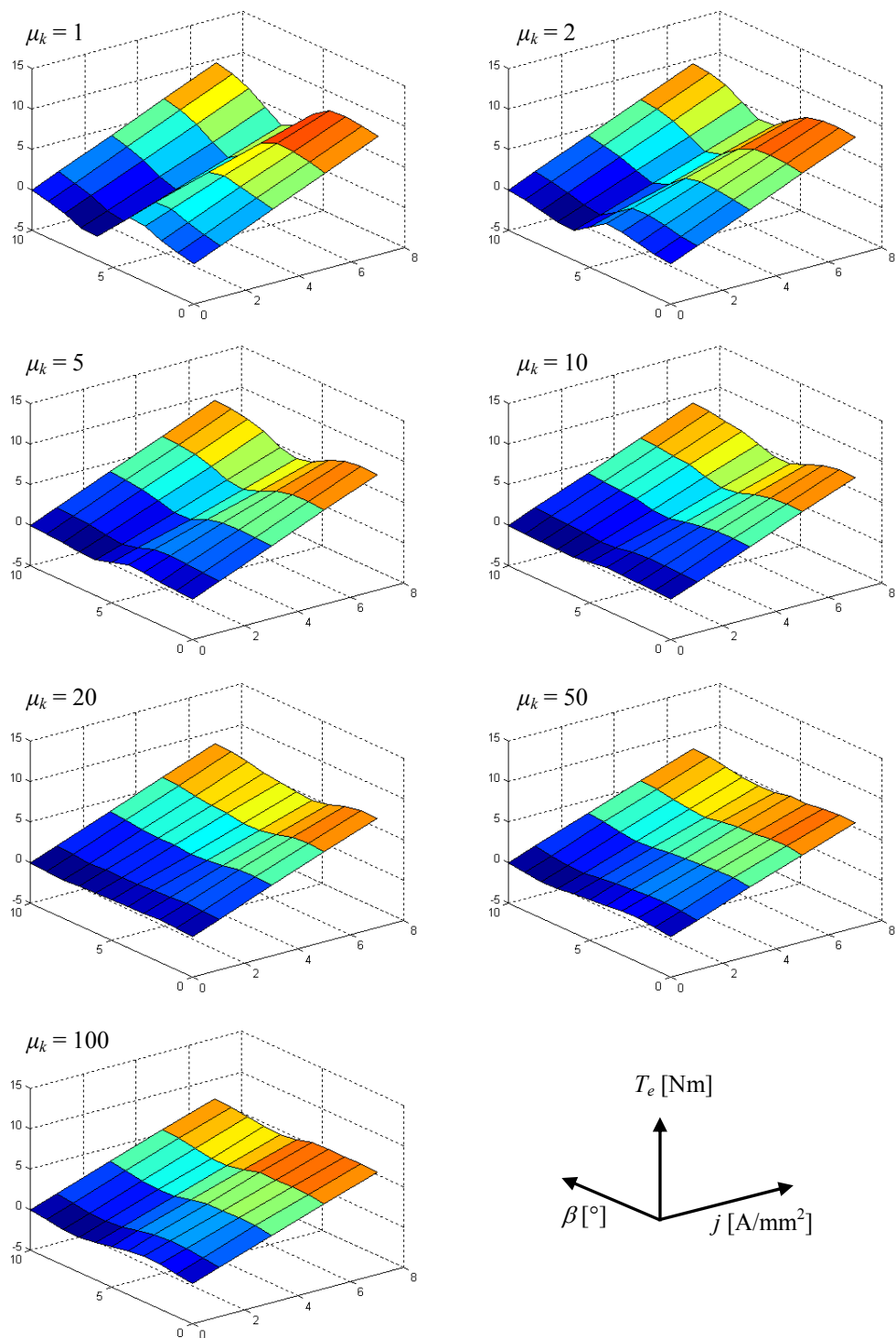
Okresowy fragment modelu polowego badanego obwodu magnetycznego z zaznaczonymi materiałami przedstawiony jest na rysunku 3.12a). Rysunek 3.12b) ilustruje siatkę dyskretyzacyjną modelu, wygenerowaną automatycznie w programie Comsol, która składa się z ok. 220 tys. elementów.

Na podstawie przeprowadzonych badań symulacyjnych sporządzone zostały wykresy momentu elektromagnetycznego T_e w funkcji gęstości prądu j dla wybranych wartości przenikalności magnetycznej klinów μ_k . Zależności te, w funkcji kąta obrotu wału od $\beta = 0^\circ$ do $\beta = 10^\circ$ (tj. dla jednej podziałki zębowej), przedstawiono na rysunku 3.13. Na rysunku tym można zauważyć wpływ obecności klinów magnetycznych w zamknięciach żłobków na minimalizację pulsacji momentu elektromagnetycznego.



Rysunek 3.12. Model połowy obwodu magnetycznego MEPZP: rozkład linii pola magnetycznego – a), siatka dyskretizacyjna – b).

W celu porównania wielkości zmian wartości średniej oraz pulsacji momentu elektromagnetycznego sporządzone zostały tabele 3.7 i 3.8. W tabeli 3.7 zamieszczono wyniki obliczeń pulsacji momentu elektromagnetycznego w zależności od gęstości prądu w uzwojeniach oraz przenikalności magnetycznej klinów. Kolorem zielonym zaznaczono w niej obszary, w których pulsacje momentu elektromagnetycznego zmniejszyły się przynajmniej o 50% w porównaniu do pulsacji T_e w przypadku braku klinów magnetycznych. Z analizowanej tabeli wynika, że stosując kliny magnetyczne o względnej przenikalności $\mu_k \geq 5$ w maszynie z wirnikiem zewnętrznym o powierzchniowo montowanych magnesach trwałych, można uzyskać zmniejszenie pulsacji momentu elektromagnetycznego przynajmniej o 50%.



Rysunek 3.13. Przebiegi momentu elektromagnetycznego T_e w funkcji kąta obrotu wału β oraz gęstości prądu w uzwojeniach j przy różnych wartościach μ_k .

Tabela 3.7. Współczynnik pulsacji momentu elektromagnetycznego p_T , względny parametr współczynnika pulsacji momentu elektromagnetycznego p'_T

μ_k	p_T				p'_T			
	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$
1	3,48	1,23	0,76	0,56	100%	100%	100%	100%
2	2,29	0,83	0,53	0,41	66%	67%	70%	73%
5	1,15	0,46	0,36	0,33	33%	37%	47%	59%
10	0,60	0,33	0,30	0,26	17%	27%	39%	47%
20	0,51	0,25	0,21	0,19	15%	20%	28%	34%
50	0,89	0,30	0,20	0,14	26%	24%	27%	25%
100	1,14	0,36	0,20	0,13	33%	29%	26%	22%

Tabela 3.8. Średnia wartość momentu elektromagnetycznego T_{eav} , względny parametr wartości średniej momentu elektromagnetycznego t_{eav}

μ_k	$T_{eav} [\text{Nm}]$				t_{eav}			
	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$
1	1,22	3,65	6,07	8,48	100%	100%	100%	100%
2	1,21	3,63	6,04	8,44	99%	99%	99%	99%
5	1,19	3,56	5,93	8,29	98%	98%	98%	98%
10	1,17	3,49	5,81	8,10	96%	96%	96%	95%
20	1,14	3,40	5,65	7,86	94%	93%	93%	93%
50	1,11	3,29	5,45	7,55	91%	90%	90%	89%
100	1,09	3,24	5,33	7,39	90%	89%	88%	87%

Tabela 3.8 zawiera wyniki obliczeń wartości średniej momentu elektromagnetycznego. Z obliczeń wynika, że im większa jest przenikalność magnetyczna klinów, tym większe straty momentu elektromagnetycznego. W celu uwypuklenia wyników badań, kolorem niebieskim zaznaczono obszary, w których moment elektromagnetyczny w wyniku obecności klinów magnetycznych zmniejszył się nie więcej niż o 3%. Z badań wynika, że zastosowanie klinów magnetycznych o względnej przenikalności $\mu_k \leq 5$ powoduje zmniejszenie wartości średniej momentu elektromagnetycznego nie więcej niż o 3%.

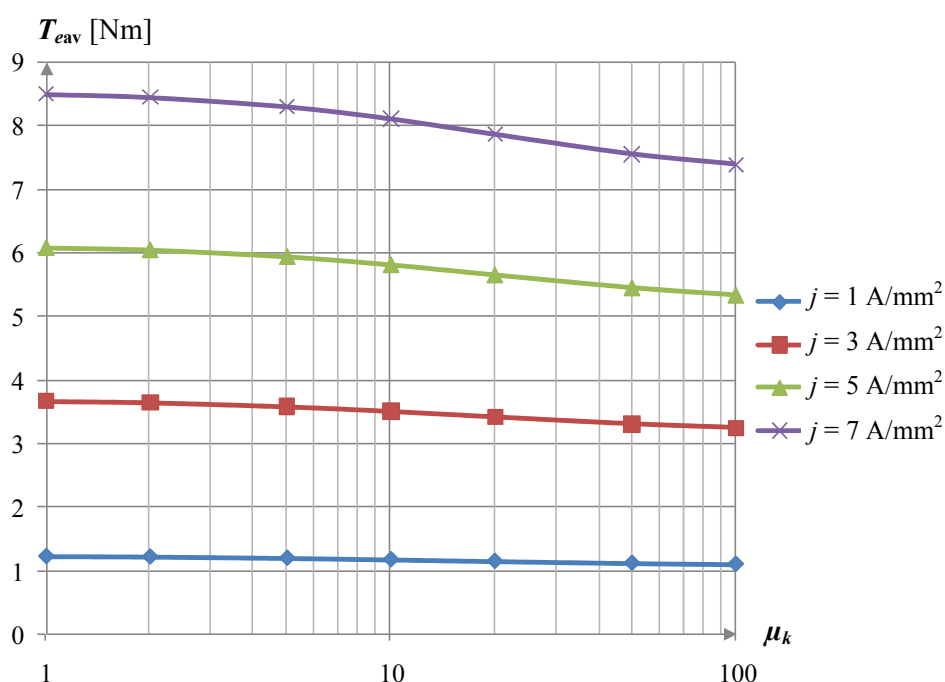
Wyniki obliczeń wartości maksymalnej T_{zmax} i średniej modułów T_{zav} momentu zaczepowego, a także wartości średniej B_{yav} i współczynnika pulsacji p_B indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej w stanie bezprądowym oraz ich parametrów względnych, zestawiono w tabeli 3.9. Kolorem zielonym zaznaczono obszary, w których względne parametry zostały zmniejszone przynajmniej o 50%. Podobnie jak w tabeli 3.7, zastosowanie klinów magnetycznych o względnej przenikalności $\mu_k \geq 5$ powoduje zmniejszenie momentu zaczepowego oraz pulsacji indukcji magnetycznej przynajmniej

o 50%. Natomiast wartość średnia indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej rośnie wraz ze wzrostem przenikalności klinów magnetycznych.

Tabela 3.9. Moment zaczepowy i indukcja

μ_k	T_{zav} [Nm]	t_{zav}	T_{zmax} [Nm]	t_{zmax}	B_{yav} [T]	b_y	p_B	p'_B
1	1,12	100%	2,09	100%	0,74	100%	0,277	100%
2	0,72	64%	1,34	64%	0,75	101%	0,174	63%
5	0,33	29%	0,62	30%	0,76	102%	0,083	30%
10	0,18	16%	0,29	14%	0,76	103%	0,045	16%
20	0,16	15%	0,31	15%	0,77	104%	0,023	8%
50	0,29	26%	0,50	24%	0,77	104%	0,009	3%
100	0,40	35%	0,65	31%	0,77	104%	0,004	2%

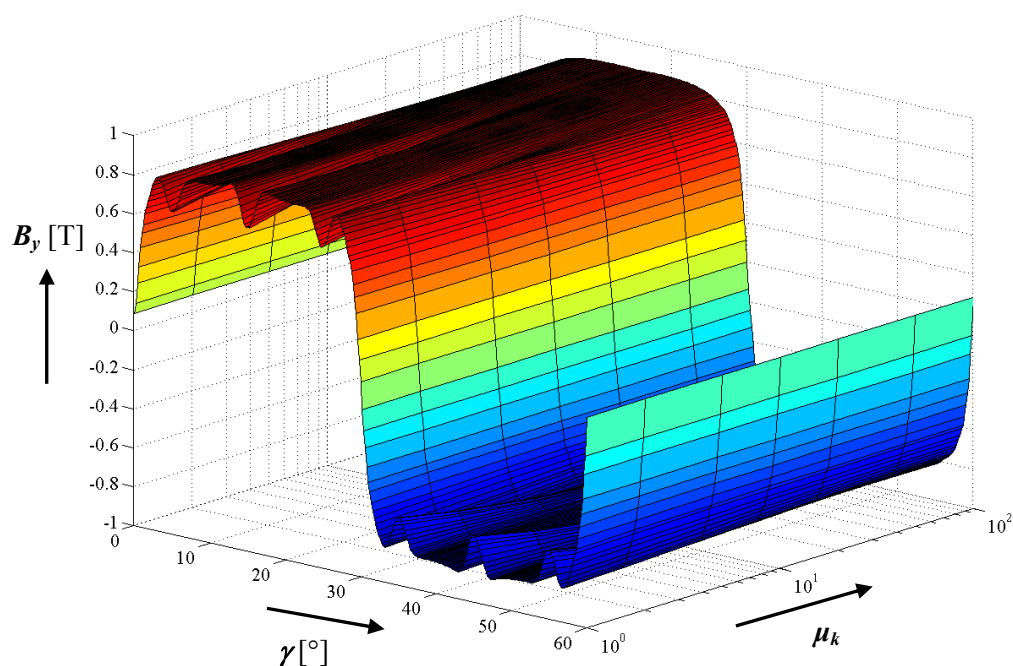
Z przedstawionych rezultatów badań wynika, podobnie jak w modelu z rozdziału 3.3.1, że do pewnego momentu im większa przenikalność magnetyczna klinów tym mniejsze pulsacje momentu oraz mniejszy moment zaczepowy, sytuacja zmienia się, gdy względna przenikalność klinów $\mu_k > 20$.



Rysunek 3.14. Zależność średniego momentu elektromagnetycznego od względnej przenikalności magnetycznej μ_k zastosowanych klinów przy różnych wartościach gęstości prądu w uzwojeniach.

Wykresy wartości średniej momentu elektromagnetycznego T_e od względnej przenikalności magnetycznej klinów μ_k dla wybranych wartości gęstości prądu uzwojeniach $j_1 = 1 \text{ A/mm}^2$, $j_2 = 3 \text{ A/mm}^2$, $j_3 = 5 \text{ A/mm}^2$ i $j_4 = 7 \text{ A/mm}^2$ przedstawia rysunek

3.14. Na podstawie tego rysunku można zauważyć, że rozproszenie spowodowane obecnością klinów magnetycznych powoduje zmniejszenie wartości średniej momentu elektromagnetycznego dla większych wartości przenikalności klinów magnetycznych. Efekt ten widoczny jest przede wszystkim w przypadku wysokich wartości gęstości prądu w uzwojeniach.



Rysunek 3.15. Rozkłady indukcji magnetycznej pośrodku szczeliny powietrznej przy różnych wartościach względnych przenikalności magnetycznej klinów μ_k

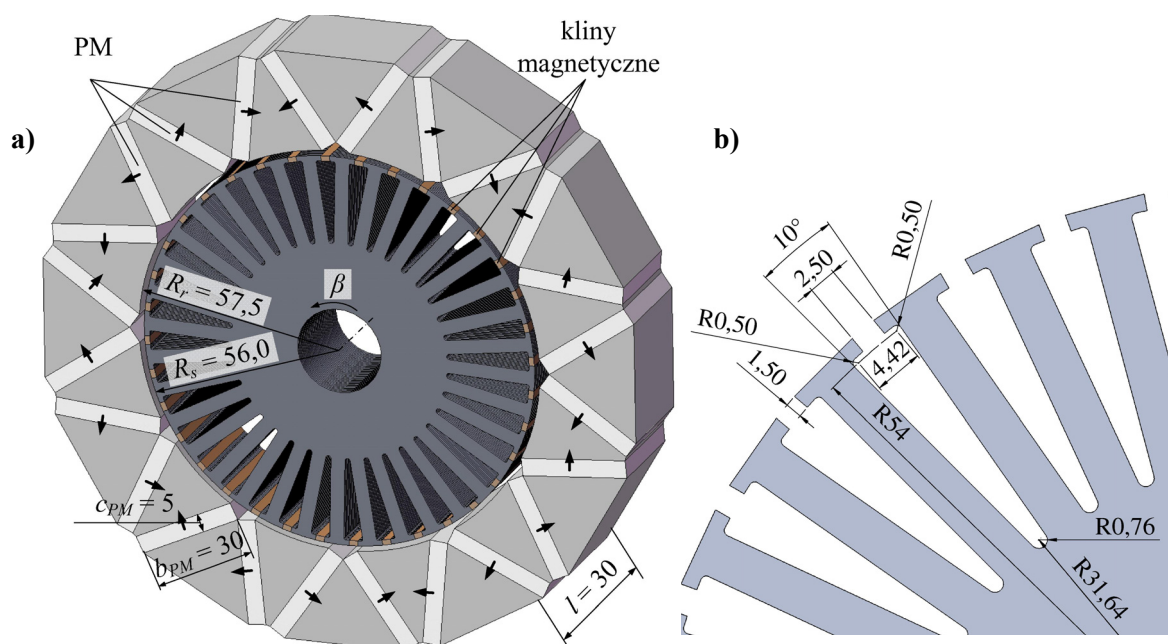
Rysunek 3.15 przedstawia rozkłady indukcji magnetycznej w szczelinie na szerokości dwóch podziałek biegunowych w zależności od przenikalności magnetycznej klinów. Rysunek ten potwierdza zależność pokazaną w tabeli 3.9, że im większa jest przenikalność magnetyczna klinów, tym mniejsze są pulsacje indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej.

Z badań symulacyjnych obwodu magnetycznego maszyny elektrycznej z wirnikiem zewnętrznym i powierzchniowo montowanymi magnesami trwałymi, przeprowadzonych w niniejszym podrozdziale, wynika, że zastosowanie klinów magnetycznych, jako mostków między sąsiednimi zębami stojana, powoduje znaczne zmniejszenie pulsacji zarówno momentu elektromagnetycznego, jak i indukcji magnetycznej. Użycie klinów magnetycznych o przenikalności np. $\mu_k = 5$ spowoduje redukcję pulsacji momentu elektromagnetycznego średnio o ok. 56% przy spadku momentu elektromagnetycznego

zaledwie na poziomie ok. 2%. W analizowanej strukturze zastosowanie klinów magnetycznych zawsze spowoduje zmniejszenie momentu elektromagnetycznego.

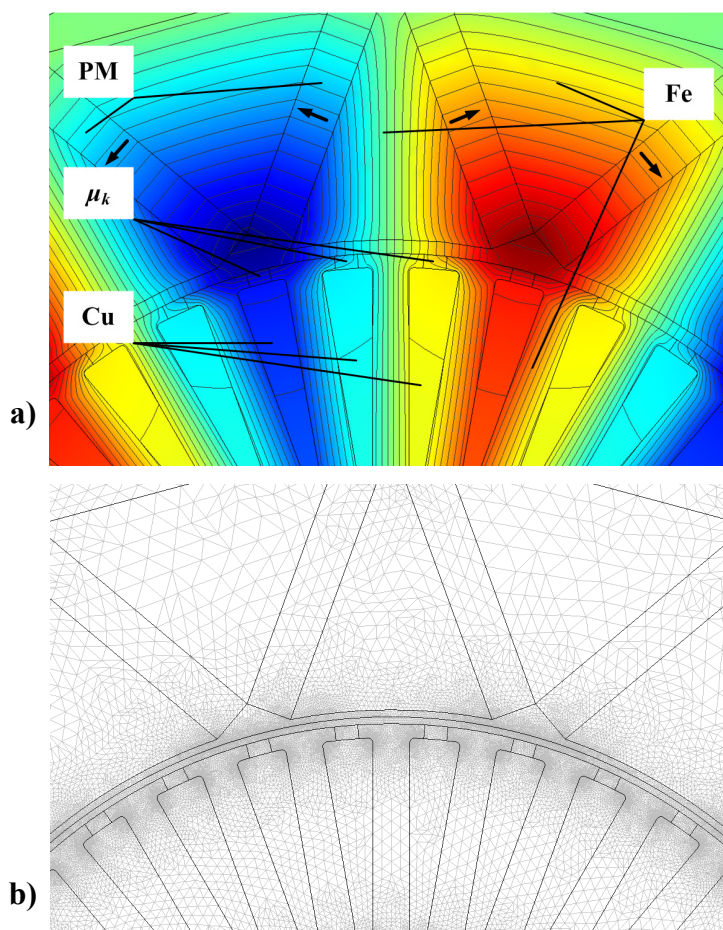
3.5. Obwód magnetyczny MEPZK

Badany obwód magnetyczny z wirnikiem zewnętrznym z płaskimi magnesami trwałymi oraz koncentratorami pola magnetycznego został przedstawiony na rysunku 3.16. Wirnik o promieniu wewnętrznym równym $R_r = 57,5$ mm zawiera 24 odpowiednio namagnesowane (zgodnie z rys. 3.16) płaskie magnesy trwałe o wymiarach $b_{PM} = 30$ mm i $c_{PM} = 5$ mm tworzące 12-biegunową strukturę magnetyczną o naprzemiennej polaryzacji. Pomiedzy magnesami trwałymi znajdują się 24 elementy ferromagnetyczne ułożone jak na rysunku 3.16, z których to 12 stanowi koncentratory pola magnetycznego kierujące strumień magnetyczny w obszar szczeliny powietrznej. Stojan wewnętrzny badanego obwodu ma 36 żłobków półotwartych z uzwojeniami. Żłobki domknięte są klinami magnetycznymi o wymiarach $2,5 \times 1,5$ mm. Zewnętrzny promień stojana wynosi $R_s = 56,0$ mm. Grubość szczeliny powietrznej badanego modelu wynosi $\delta = 1,5$ mm, a długość części aktywnych – $l = 30$ mm. Pozostałe wymiary przedstawione są na rysunku 3.16.



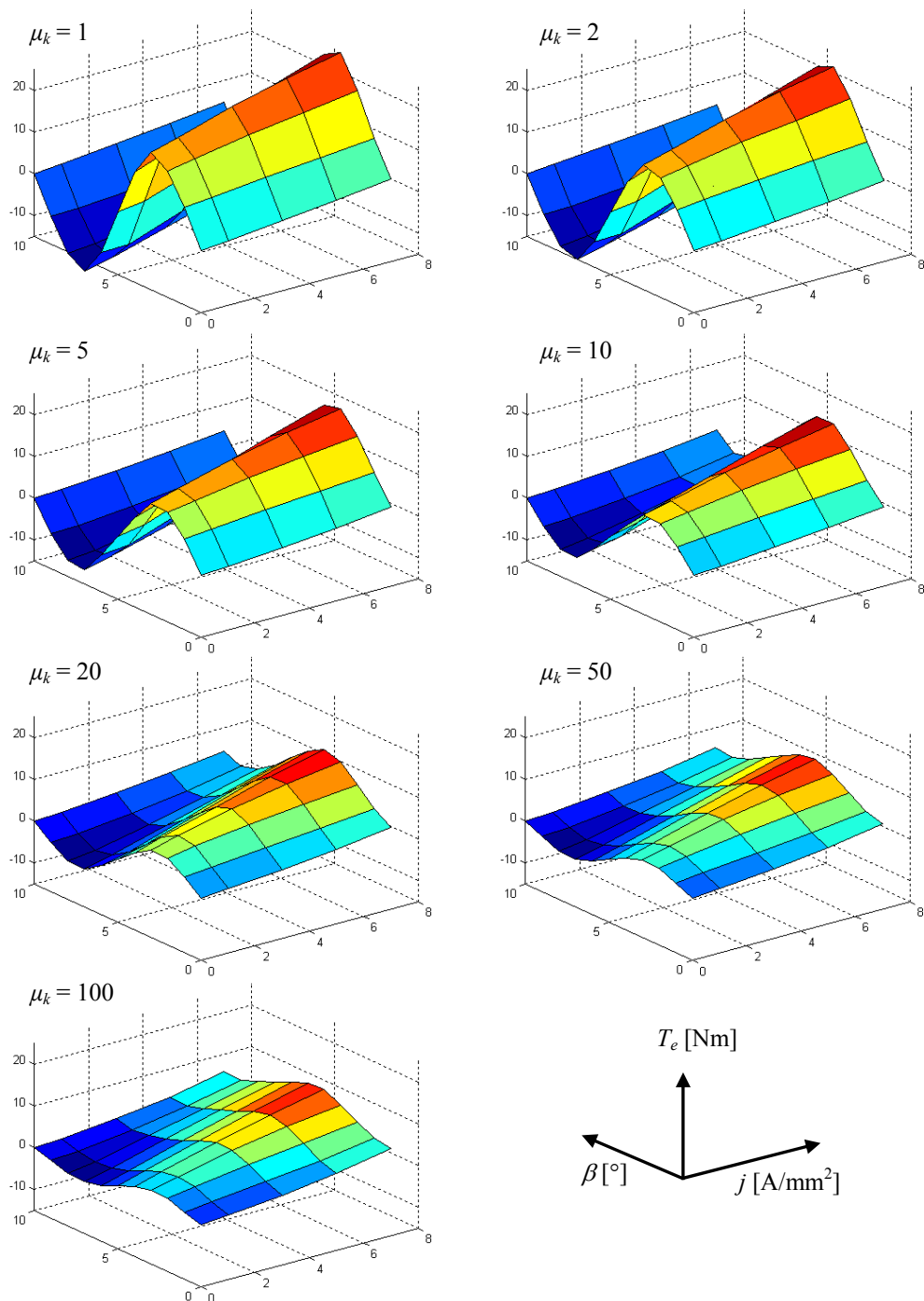
Rysunek 3.16. Wymiary: obwodu magnetycznego MEPZK – a), fragmentu stojana w przekroju – b).

Wektory namagnesowania magnesów trwałych fragmentu modelu polowego obwodu magnetycznego przedstawiono na rysunku 3.17a). Analogicznymi symbolami, których użyto w poprzednich podrozdziałach, oznaczono na nim obszary o odpowiednich właściwościach elektrycznych i magnetycznych, jakie zostały przyjęte w badaniach symulacyjnych. Siatkę dyskretyzacyjną wybranego fragmentu modelu polowego przedstawia rysunek 3.17b). Całkowita siatka modelu składa się z ok. 230 tys. elementów.



Rysunek 3.17. Model polowy obwodu magnetycznego MEPZK: rozkład linii pola magnetycznego – a), siatka dyskretyzacyjna – b).

Zależność wartości momentu elektromagnetycznego w funkcji kąta obrotu wału β oraz gęstości prądu j dla wybranych wartości przenikalności magnetycznej klinów μ_k przedstawiono na rysunku 3.18. Rysunek przedstawia okresowe wycinki wykresów momentu elektromagnetycznego przy kącie obrotu wirnika od $\beta = 0^\circ$ do $\beta = 10^\circ$ co 1° . Na rysunku tym widać znaczne zmniejszenie pulsacji momentu elektromagnetycznego wraz ze wzrostem przenikalności magnetycznej klinów – im większa przenikalność klinów magnetycznych, tym mniejsze pulsacje momentu elektromagnetycznego.



Rysunek 3.18. Przebiegi momentu elektromagnetycznego T_e w funkcji kąta obrotu wału β oraz gęstości prądu w uzwojeniach j przy różnych wartościach μ_k .

W tabeli 3.10 zamieszczono wyniki badań pulsacji momentu elektromagnetycznego w zależności od przenikalności magnetycznej klinów oraz gęstości prądu w uzwojeniach. Kolorem zielonym oznaczono obszary, w których pulsacje zostały zredukowane przynajmniej o 50% w porównaniu do pulsacji przy braku klinów magnetycznych.

W analizowanej strukturze zmniejszenie pulsacji momentu elektromagnetycznego przynajmniej o 50% uzyskuje się przy zastosowaniu klinów magnetycznych o względnej przenikalności $\mu_k > 10$.

Tabela 3.10. Współczynnik pulsacji momentu elektromagnetycznego p_T , względny parametr współczynnika pulsacji momentu elektromagnetycznego p'_T

μ_k	p_T				p'_T			
	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$
1	36,09	9,27	5,42	3,78	100%	100%	100%	100%
2	30,46	8,07	4,72	3,27	84%	87%	87%	87%
5	22,87	6,51	3,78	2,57	63%	70%	70%	68%
10	16,23	4,92	2,83	1,93	45%	53%	52%	51%
20	10,65	3,42	1,97	1,44	30%	37%	36%	38%
50	6,27	2,08	1,36	0,98	17%	22%	25%	26%
100	4,56	1,65	1,13	0,79	13%	18%	21%	21%

Średnie wartości oraz względne parametry momentu elektromagnetycznego w zależności od przenikalności magnetycznej klinów zestawiono w tabeli 3.11. W tabeli tej kolorem niebieskim zaznaczono przypadki, w których wartość średnia momentu elektromagnetycznego zmniejszyła się nie więcej niż o 3% lub wzrosła w porównaniu do stanu w przypadku braku klinów magnetycznych. Analizując tabelę 3.11 można dojść do wniosku, że obecność klinów magnetycznych w zamknięciach żłobków z uzwojeniami w obwodzie magnetycznym z rysunku 3.16 powoduje zmniejszenie wartości średniej momentu elektromagnetycznego więcej niż o 3% przy gęstości prądu w uzwojeniach większych niż $j = 3 \text{ A/mm}^2$, gdy względna przenikalność klinów magnetycznych jest większa niż $\mu_k = 5$.

Z tabeli 3.11 wynika również, że średnia wartość momentu elektromagnetycznego rośnie wraz ze wzrostem przenikalności magnetycznej klinów przy niewielkiej gęstości prądu – $j = 1 \text{ A/mm}^2$. Zdaniem autora wynika to z faktu, że w rezultacie obecność klinów magnetycznych w badanym obwodzie magnetycznym spowodowała większy wzrost momentu elektromagnetycznego wynikający ze zwiększenia indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej, niż spadek T_e spowodowany rozproszeniem strumienia magnetycznego w klinach. Z tego powodu przy większych wartościach gęstości prądu średni moment elektromagnetyczny maleje wraz ze wzrostem przenikalności magnetycznej klinów, co widoczne jest w tabeli 3.11 przy gęstości prądu $j \geq 3 \text{ A/mm}^2$.

Tabela 3.11. Średnia wartość momentu elektromagnetycznego T_{eav} , względny parametr wartości średniej momentu elektromagnetycznego t_{eav}

μ_k	T_{eav} [Nm]				t_{eav}			
	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$
1	1,00	3,90	6,79	9,70	100%	100%	100%	100%
2	1,00	3,87	6,72	9,58	100%	99%	99%	99%
5	1,05	3,83	6,60	9,37	105%	98%	97%	97%
10	1,12	3,82	6,51	9,23	112%	98%	96%	95%
20	1,18	3,79	6,42	9,05	118%	97%	95%	93%
50	1,22	3,79	6,37	8,94	122%	97%	94%	92%
100	1,24	3,79	6,35	8,89	124%	97%	93%	92%

Tabela 3.12 zawiera wyniki obliczeń momentu zaczepowego oraz indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej badanego obwodu magnetycznego. Moment zaczepowy oraz pulsacje indukcji magnetycznej zmniejszają się przynajmniej o 50%, gdy względna przenikalność klinów magnetycznych jest większa niż 5, co zaznaczono kolorem zielonym. Podobnie jak we wcześniej analizowanych obwodach, im większa przenikalność klinów magnetycznych, tym mniejszy moment zaczepowy oraz mniejsze pulsacje indukcji magnetycznej.

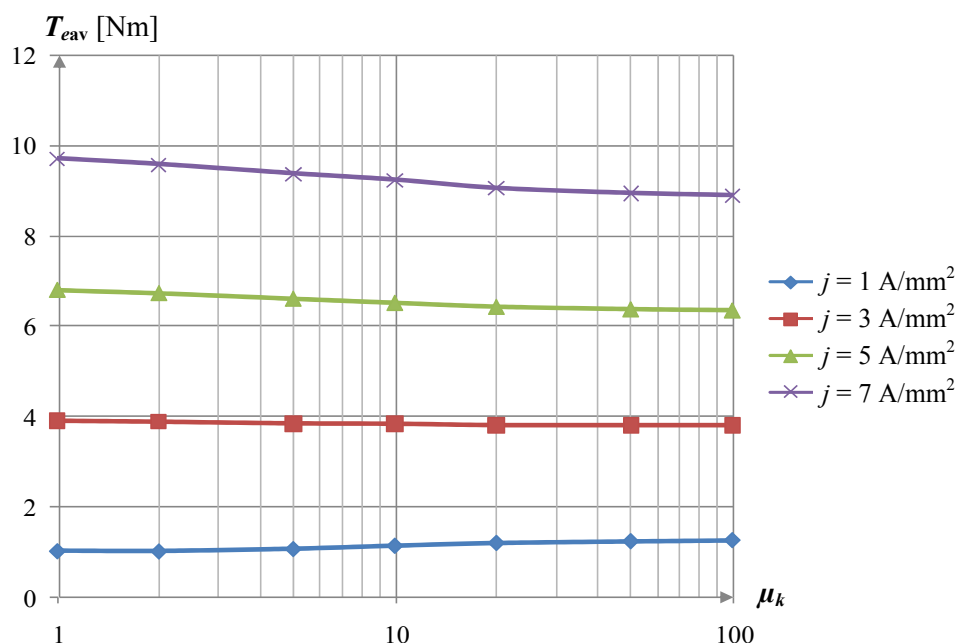
Tabela 3.12. Moment zaczepowy i indukcja

μ_k	T_{zav} [Nm]	t_{zav}	T_{zmax} [Nm]	t_{zmax}	B_{yav} [T]	b_y	p_B	p'_B
1	10,62	100%	17,84	100%	1,03	100%	0,575	100%
2	9,10	86%	14,96	84%	1,06	102%	0,440	77%
5	7,16	67%	11,64	65%	1,09	106%	0,310	54%
10	5,36	50%	8,72	49%	1,12	109%	0,243	42%
20	3,66	35%	5,91	33%	1,15	111%	0,192	33%
50	2,18	20%	3,54	20%	1,18	114%	0,145	25%
100	1,60	15%	2,59	15%	1,19	115%	0,125	22%

Aktualnie analizowany obwód magnetyczny, podobnie jak model z rozdziału 3.3.2, ze względu na obecność koncentratorów pola magnetycznego, charakteryzuje się wysoką wartością momentu zaczepowego oraz wysokimi pulsacjami momentu elektromagnetycznego i indukcji magnetycznej. Niewątpliwą zaletą koncentratorów pola magnetycznego jest podwyższenie średniej wartości momentu elektromagnetycznego przy tej samej gęstości prądu w uzwojeniach, w porównaniu do obwodów magnetycznych z powierzchniowo montowanymi magnesami trwałymi.

Na rysunku 3.19 zilustrowano zależność wartości średniej momentu

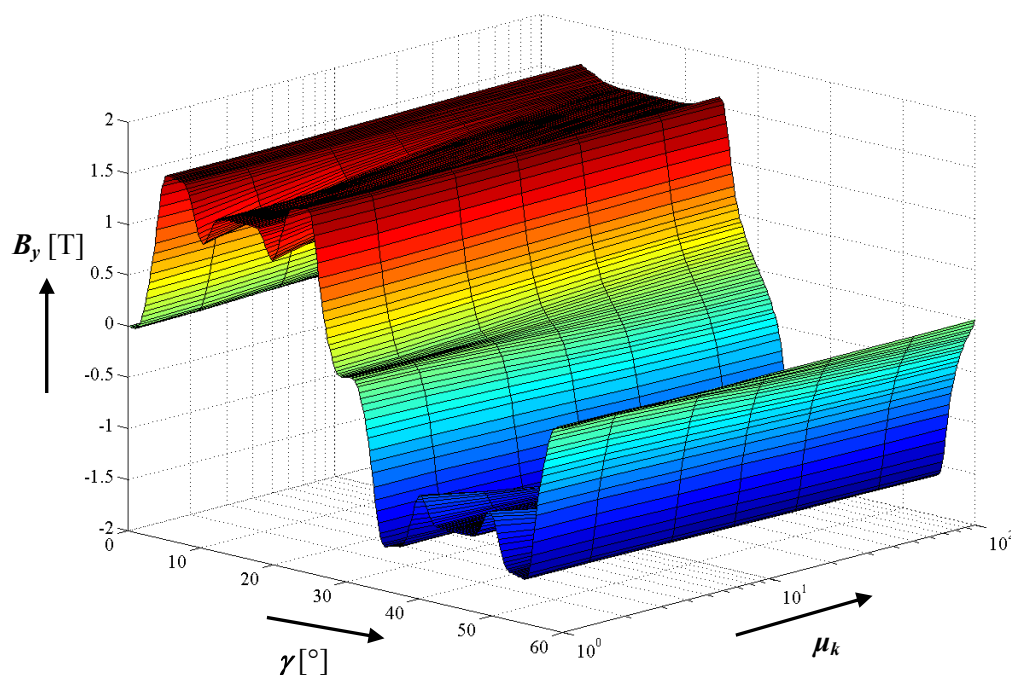
elektromagnetycznego T_{eav} badanego modelu od przenikalności magnetycznej klinów μ_k dla wybranych wartości gęstości prądu j .



Rysunek 3.19. Zależność średniego momentu elektromagnetycznego od względnej przenikalności magnetycznej μ_k zastosowanych klinów przy różnych wartościach gęstości prądu w uzwojeniach.

Kształty rozkładu indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej w zależności od przenikalności magnetycznej klinów na szerokości dwóch sąsiednich podziałek biegunowych przedstawione zostały na rysunku 3.20. Na rysunku tym widać, co również potwierdza tabela 3.12, że pulsacje indukcji magnetycznej maleją wraz ze wzrostem przenikalności magnetycznej klinów.

Na podstawie przeprowadzonych badań obwodu magnetycznego maszyny elektrycznej z wirnikiem zewnętrznym z koncentratorami pola magnetycznego stwierdzono, że im większa jest przenikalność magnetyczna klinów, tym pulsacje, zarówno momentu elektromagnetycznego, jak i indukcji magnetycznej są mniejsze. Wartość średnia momentu elektromagnetycznego w rozpatrywanym w niniejszym podrozdziale modelu wzrasta wraz ze wzrostem przenikalności magnetycznej klinów w zakresie niewielkich gęstości prądu. Przy wyższych gęstościach prądu – $j > 1 \text{ A/mm}^2$ – tendencja ta się odwraca.



Rysunek 3.20. Rozkłady indukcji magnetycznej pośrodku szczeliny powietrznej przy różnych wartościach względnych przenikalności magnetycznej klinów μ_k

Zastosowanie klinów magnetycznych o przenikalności magnetycznej np. $\mu_k = 10$ spowoduje zmniejszenie pulsacji momentu elektromagnetycznego średnio o ok. 50%, jednak spowoduje to również redukcję wartości średniej momentu elektromagnetycznego nawet o 5% przy wyższych wartościach gęstości prądu j . Z badań wynika, że w przedstawionej strukturze zastosowanie klinów magnetycznych spowoduje ograniczenie wartości średniej momentu elektromagnetycznego.

3.6. Wnioski

1. Zastosowanie klinów magnetycznych znacznie ogranicza pulsacje momentu elektromagnetycznego występujące w maszynach uzłobkowanych. Im większa przenikalność magnetyczna, tym pulsacje są mniejsze, niezależnie od struktury obwodu magnetycznego maszyny elektrycznej. Wraz ze wzrostem przenikalności magnetycznej klinów maleją również pulsacje indukcji magnetycznej, a w konsekwencji zmniejsza się zawartość wyższych harmoniczných w napięciach indukowanych w maszynach elektrycznych.
2. Zastosowanie koncentratorów pola zwiększa wartość indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej, a przede wszystkim powoduje podwyższenie momentu

elektromagnetycznego przy tej samej gęstości prądu w uzwojeniach. Stwierdzono jednak, że w maszynach elektrycznych z powierzchniowo montowanymi na wirniku magnesami trwałymi występują dużo niższe pulsacje momentu elektromagnetycznego niż w przypadku maszyn z koncentratorami pola magnetycznego i płaskimi magnesami trwałymi.

3. Uzyskanie podobnego procentowego zmniejszenia momentu zaczepowego oraz pulsacji momentu elektromagnetycznego w maszynach z koncentratorami pola magnetycznego wymaga zastosowania klinów magnetycznych o wyższej przenikalności w porównaniu z maszyną o powierzchniowo montowanych magnesach trwałych.
4. Z przeprowadzonych badań obwodów magnetycznych maszyn ułożkowanych wynika, że we wszystkich badanych strukturach zastosowanie klinów magnetycznych korzystnie wpływa na zmniejszenie pulsacji momentu, jednak w każdej z nich w innym stopniu. Zatem każda struktura wymaga przeprowadzenia oddzielnych badań w celu określenia najlepszych dla niej parametrów klinów magnetycznych.

Rozdział 4

Badania symulacyjne modeli maszyn ze żłobkami otwartymi

4.1. Wprowadzenie

W celu dodatkowego uproszczenia procesu wytwarzania maszyny elektrycznej – ułatwienie uzwajania stojana – w rozdziale czwartym niniejszej pracy zaproponowano i przeanalizowano wybrane struktury maszyn ze żłobkami otwartymi. Tego typu rozwiązanie umożliwia zwiększenie współczynnika wypełnienia żłobków. Badaniom poddano cztery struktury obwodów magnetycznych:

MEOWP – model **Maszyny Elektrycznej** ze żłobkami **Otwartymi** i wirnikiem **Wewnętrznym** o **Powierzchniowo** montowanych magnesach trwałych,

MEOWK – model **Maszyny Elektrycznej** ze żłobkami **Otwartymi** i wirnikiem **Wewnętrznym** z **Koncentratorami** pola magnetycznego i płaskimi magnesami trwałymi,

MEOZP – model **Maszyny Elektrycznej** ze żłobkami **Otwartymi** i wirnikiem **Zewnętrznym** o **Powierzchniowo** montowanych magnesach trwałych,

MEOZK – model **Maszyny Elektrycznej** ze żłobkami **Otwartymi** i wirnikiem **Zewnętrznym** z **Koncentratorami** pola magnetycznego i płaskimi magnesami trwałymi.

Podczas badań obwodów magnetycznych maszyn elektrycznych ze żłobkami otwartymi, parametrami zmiennymi są przenikalność magnetyczna oraz grubość klinów. Przyjęto grubości klinów $c_1 = 0,5$ mm, $c_2 = 1,0$ mm oraz $c_3 = 1,5$ mm. W wyniku badań symulacyjnych poszczególnych struktur obwodów magnetycznych, podobnie jak w rozdziale trzecim, wyznaczone zostały krzywe momentu elektromagnetycznego T_e na szerokości jednej podziałki zębowej τ_c w funkcji gęstości prądu zasilania j dla współczynnika wypełnienia żłobków o wartości $k_w = 0,5$ oraz parametrycznie przyjętych wartości przenikalności magnetycznej klinów $\mu_{k1} = 1$, $\mu_{k2} = 2$, $\mu_{k3} = 5$, $\mu_{k4} = 10$, $\mu_{k5} = 20$, $\mu_{k6} = 50$ i $\mu_{k7} = 100$. W badaniach założono, że przenikalność magnetyczna klinów jest stała – niezależna od pola magnetycznego, w jakim się on znajduje. Przekrój poprzeczny żłobków maszyn z wirnikiem wewnętrznym wynosi 100 mm^2 , natomiast z wirnikiem zewnętrznym – 80 mm^2 . W postaci wykresów trójwymiarowych przedstawiono rozkłady indukcji magnetycznej w funkcji przenikalności magnetycznej klinów na szerokości jednej podziałki biegunowej (tj. od $\gamma = 0^\circ$ do $\gamma = 30^\circ$).

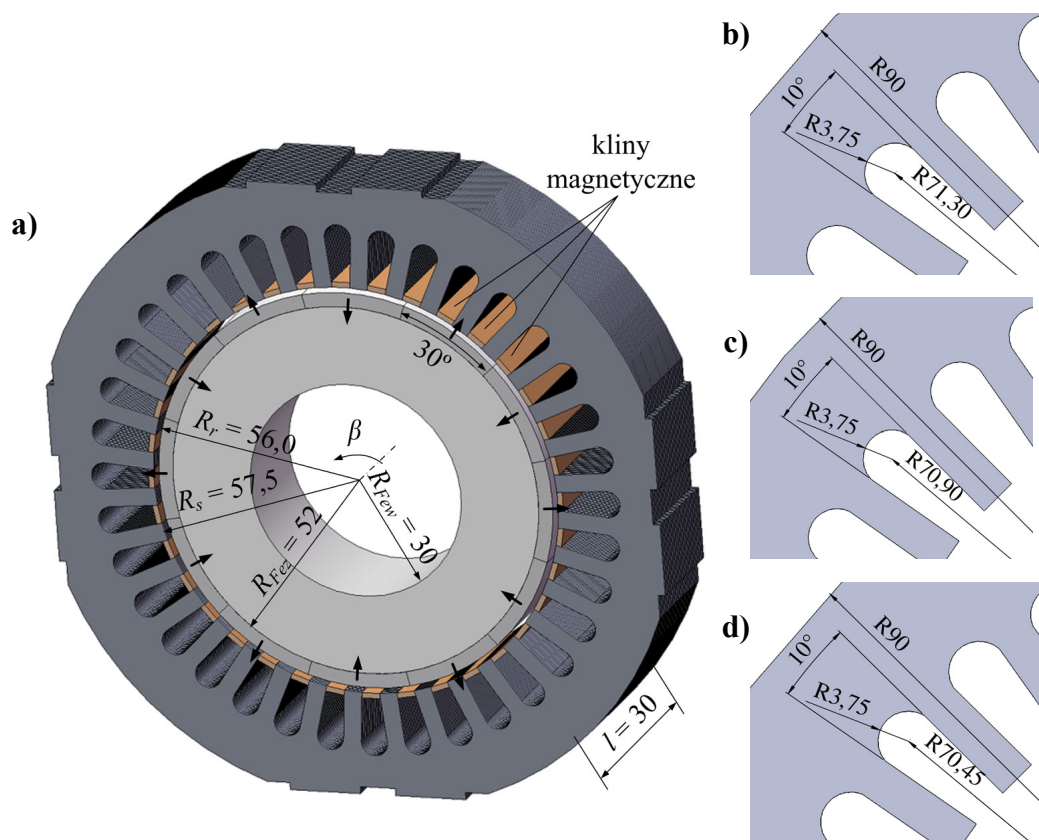
Wszystkie badania w niniejszym rozdziale zostały przeprowadzone przy użyciu programów MATLAB i COMSOL. W modelach używano automatycznego generatora

siatki, która, w zależności od modelu, miała od ok. 85 tys. do ok. 136 tys. elementów. Czas obliczeń pojedynczego stanu pracy modelu wynosił od ok. 20 do ok. 120 sekund przy względnej tolerancji wyników (zbieżności) na poziomie $< 10^{-6}$.

Wartości momentów zostały wyliczone przy zastosowaniu wbudowanej funkcji o nazwie „*cemtorqe*”. Na bazie uzyskanych rezultatów badań symulacyjnych wyznaczono zdefiniowane w rozdziale drugim wielkości: p_T , p_B , t_{eav} , t_{zav} , t_{zmax} , p'_T , b_y , i p'_B .

4.2. Obwód magnetyczny MEOWP

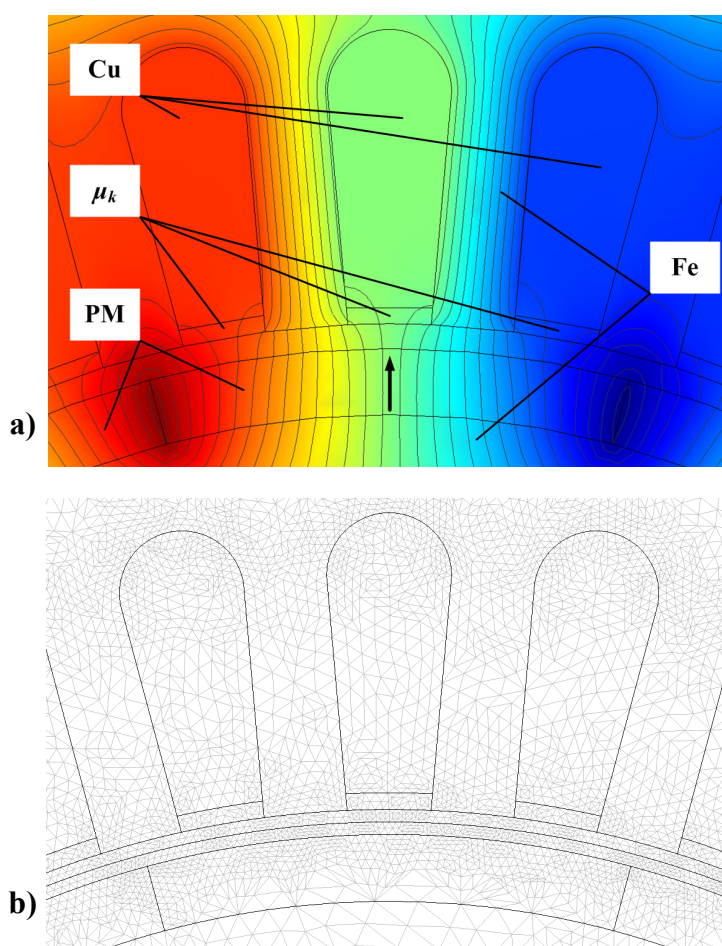
Obwód magnetyczny, który był przedmiotem badań w niniejszym podrozdziale, przedstawiono na rysunku 4.1. Wirnik składa się z ferromagnetycznego toroidu o promieniu wewnętrznym równym $R_{Few} = 30,0$ mm i zewnętrznym $R_{Fez} = 52,0$ mm oraz dwunastu naprzemian namagnesowanych magnesów trwałych umieszczonych po zewnętrznej stronie ferromagnetycznego toroidu. Kąt rozwarcia poszczególnych magnesów trwałych wynosi 30° . Stojan badanego obwodu magnetycznego o promieniu wewnętrznym równym $R_s = 57,5$ mm ma 36 żłobków otwartych.



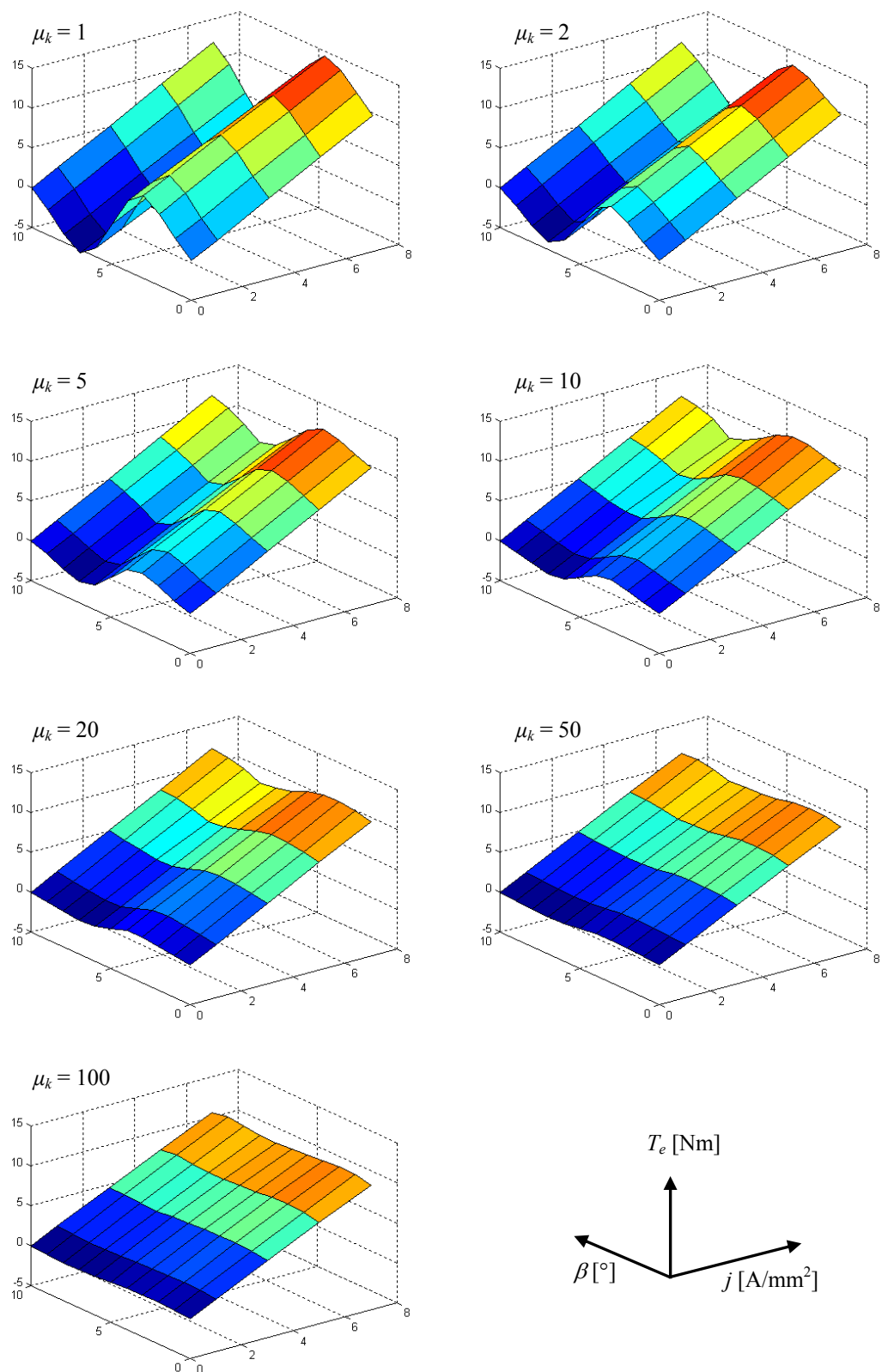
Rysunek 4.1. Wymiary: obwodu magnetycznego MEOWP – a), fragmentu stojana w przekroju z klinem o grubości $c_3 = 1,5$ mm – b), fragmentu stojana w przekroju z klinem o grubości $c_2 = 1,0$ mm – c), fragmentu stojana w przekroju z klinem o grubości $c_1 = 0,5$ mm – d).

Badania przeprowadzone zostały dla trzech grubości klinów magnetycznych $c_1 = 0,5$ mm, $c_2 = 1,0$ i $c_3 = 1,5$ mm. Aby zachować stały przekrój części żłobka przeznaczonego na uzwojenia, przyjęto różne wymiary żłobków, które pokazano na rysunku 4.1b)-d). Grubość szczeliny powietrznej modelu wynosi $\delta = 1,5$ mm, a długość części aktywnych badanego modelu wynosi $l = 30$ mm.

Fragment modelu polowego badanego obwodu z zaznaczonymi obszarami o odpowiednich właściwościach magnetycznych i elektrycznych przedstawiony został na rysunku 4.2a). Zaznaczono na nim wektor namagnesowania magnesu stanowiącego jeden z biegunów magnetycznych. Siatkę dyskretyzacyjną tego samego fragmentu modelu przedstawia rysunek 4.2b). Siatka całego modelu zawiera, w zależności od wymiarów klinów magnetycznych i położenia wirnika względem stojana, od ok. 85 tys. do ok. 100 tys. elementów.



Rysunek 4.2. Model polowy obwodu magnetycznego MEOWP: rozkład linii pola magnetycznego – a), siatka dyskretyzacyjna – b).



Rysunek 4.3. Przebiegi momentu elektromagnetycznego T_e dla grubości klinów $c_2 = 1,0$ mm w funkcji kąta obrotu wału β oraz gęstości prądu w uzwojeniach j dla wybranych wartości μ_k .

Na rysunku 4.3, przedstawiono wykresy momentu elektromagnetycznego w zależności od gęstości prądu j dla wybranych wartości przenikalności magnetycznej klinów przy kącie położenia wirnika od $\beta = 0^\circ$ do $\beta = 10^\circ$ co 1° . Ze względu na bardzo podobne przebiegi momentu elektromagnetycznego dla różnych badanych grubości klinów, różniące się nieznacznie amplitudą, na rysunku 4.3 przedstawiono zależności tylko dla grubości klina $c = 1,0$ mm. Różnice w wartości średniej T_e widoczne są w dalszej części pracy w tabelach i na rysunku 4.4. Analizując rysunek 4.3 można ponownie dojść do wniosku, że im większa jest przenikalność magnetyczna klinów, tym moment elektromagnetyczny zawiera mniej pulsacji.

Tabela 4.1. Współczynnik pulsacji momentu elektromagnetycznego p_T , względny parametr współczynnika pulsacji momentu elektromagnetycznego p'_T

$c_1 = 0,5$ mm								
μ_k	p_T				p'_T			
	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$
1	6,42	2,14	1,29	0,93	100%	100%	100%	100%
2	5,25	1,75	1,06	0,76	82%	82%	82%	82%
5	3,67	1,23	0,75	0,54	57%	57%	58%	58%
10	2,53	0,85	0,52	0,38	39%	40%	40%	41%
20	1,62	0,55	0,34	0,25	25%	26%	27%	27%
50	0,92	0,31	0,20	0,16	14%	15%	16%	17%
100	0,65	0,24	0,16	0,12	10%	11%	12%	13%
$c_2 = 1,0$ mm								
μ_k	p_T				p'_T			
	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$
1	6,66	2,24	1,38	1,02	104%	105%	107%	110%
2	4,83	1,63	0,99	0,74	75%	76%	77%	80%
5	2,83	1,03	0,61	0,45	44%	48%	47%	48%
10	1,72	0,54	0,39	0,33	27%	25%	30%	35%
20	0,97	0,34	0,24	0,19	15%	16%	19%	20%
50	0,42	0,17	0,14	0,11	7%	8%	11%	12%
100	0,34	0,15	0,09	0,07	5%	7%	7%	8%
$c_3 = 1,5$ mm								
μ_k	p_T				p'_T			
	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$
1	6,98	2,33	1,40	1,01	109%	109%	109%	109%
2	4,73	1,58	0,95	0,69	74%	74%	74%	74%
5	2,54	0,85	0,52	0,38	40%	40%	40%	41%
10	1,47	0,50	0,30	0,23	23%	23%	23%	25%
20	0,81	0,27	0,18	0,15	13%	13%	14%	16%
50	0,33	0,12	0,08	0,06	5%	6%	6%	6%
100	0,23	0,09	0,07	0,06	4%	4%	5%	6%

Tabela 4.1 przedstawia wartości współczynnika pulsacji momentu elektromagnetycznego, jaki występuje w obwodzie magnetycznym, w zależności od grubości klinów magnetycznych, gęstości prądu i przenikalności magnetycznej klinów. W tabeli tej kolorem zielonym zaznaczono współczynniki pulsacji, które, dzięki zastosowaniu klinów magnetycznych, zostały zredukowane przynajmniej o 50%. Z tabeli tej wynika, że im większa grubość klinów oraz ich przenikalność, tym mniejszy występuje współczynnik pulsacji p_T , czyli mniejsze pulsacje momentu elektromagnetycznego. Ponadto należy zauważyć, że wartość współczynnika pulsacji w niewielkim stopniu zależy od gęstości prądu w uzwojeniach.

Tabela 4.2. Średnia wartość momentu elektromagnetycznego T_{eav} , względny parametr wartości średniej momentu elektromagnetycznego t_{eav}

$c_1 = 0,5 \text{ mm}$								
μ_k	$T_{eav} [\text{Nm}]$				t_{eav}			
	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$
1	1,69	5,07	8,45	11,84	100%	100%	100%	100%
2	1,71	5,13	8,55	11,95	101%	101%	101%	101%
5	1,73	5,20	8,65	12,09	103%	102%	102%	102%
10	1,74	5,23	8,70	12,14	103%	103%	103%	103%
20	1,74	5,22	8,68	12,11	103%	103%	103%	102%
50	1,72	5,16	8,56	11,89	102%	102%	101%	100%
100	1,70	5,08	8,37	11,55	101%	100%	99%	98%
$c_2 = 1,0 \text{ mm}$								
μ_k	$T_{eav} [\text{Nm}]$				t_{eav}			
	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$
1	1,65	4,93	8,20	11,43	98%	97%	97%	97%
2	1,68	5,02	8,36	11,66	99%	99%	99%	98%
5	1,70	5,06	8,45	11,80	101%	100%	100%	100%
10	1,70	5,12	8,46	11,75	101%	101%	100%	99%
20	1,69	5,06	8,36	11,62	100%	100%	99%	98%
50	1,66	4,93	8,10	11,18	98%	97%	96%	94%
100	1,62	4,79	7,83	10,74	96%	94%	93%	91%
$c_3 = 1,5 \text{ mm}$								
μ_k	$T_{eav} [\text{Nm}]$				t_{eav}			
	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$
1	1,60	4,81	8,02	11,21	95%	95%	95%	95%
2	1,63	4,91	8,17	11,42	96%	97%	97%	96%
5	1,65	4,97	8,26	11,53	98%	98%	98%	97%
10	1,65	4,95	8,23	11,46	98%	98%	97%	97%
20	1,63	4,88	8,09	11,22	96%	96%	96%	95%
50	1,58	4,71	7,73	10,62	93%	93%	91%	90%
100	1,53	4,54	7,40	10,07	91%	90%	88%	85%

Wartości średnie momentu elektromagnetycznego badanego modelu, w zależności od grubości klinów, gęstości prądu oraz przenikalności klinów, zestawiono w tabeli 4.2. Zaznaczone kolorem niebieskim obszary, w których wartość średnia momentu elektromagnetycznego wzrosła lub zmalała nie więcej niż o 3%, pokazują, że wpływ obecności klinów magnetycznych na moment elektromagnetyczny jest zależny od grubości samych klinów.

Obecność klinów o grubości $c_1 = 0,5$ mm w zamknięciach żłobków z uzwojeniami dla wszystkich badanych wartości μ_k powoduje podwyższenie lub niewielki spadek momentu elektromagnetycznego. Natomiast w przypadku klinów o większej grubości moment może zostać znacznie bardziej obniżony.

Tabela 4.3. Moment zaczepowy i indukcja

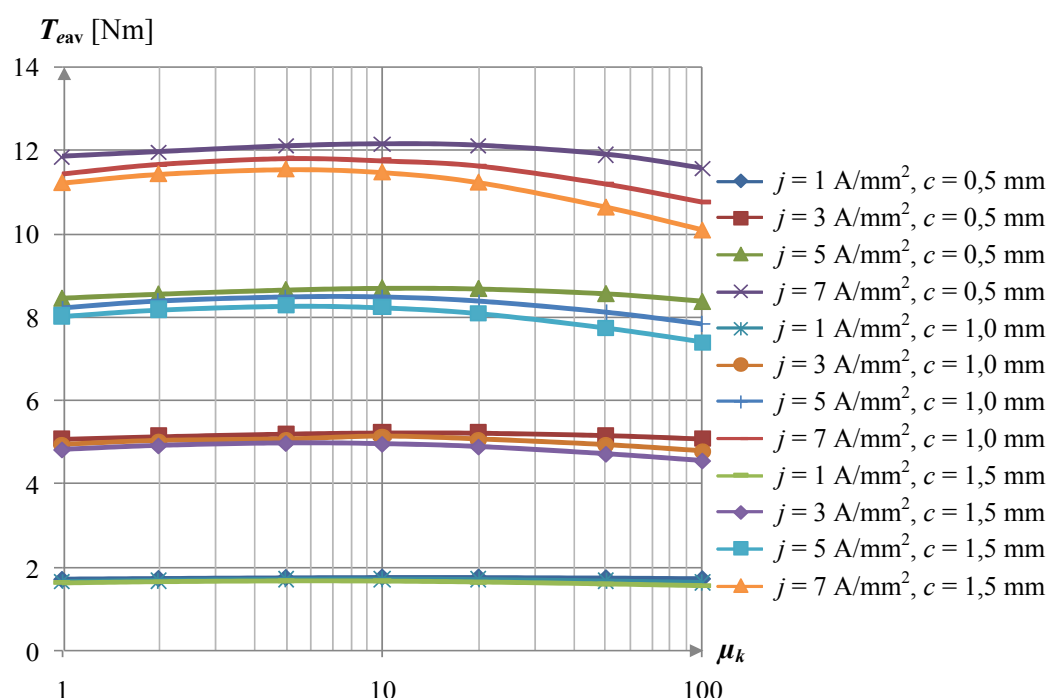
$c_1 = 0,5$ mm								
μ_k	T_{zav} [Nm]	t_{zav}	T_{zmax} [Nm]	t_{zmax}	B_{yav} [T]	b_y	p_B	p'_B
1	3,01	100%	5,42	100%	0,72	100%	0,516	100%
2	2,48	82%	4,48	83%	0,73	102%	0,421	82%
5	1,77	59%	3,18	59%	0,75	104%	0,291	56%
10	1,25	41%	2,20	41%	0,76	105%	0,199	39%
20	0,82	27%	1,40	26%	0,77	106%	0,127	25%
50	0,47	16%	0,79	15%	0,77	107%	0,069	13%
100	0,33	11%	0,55	10%	0,78	108%	0,046	9%
$c_2 = 1,0$ mm								
μ_k	T_{zav} [Nm]	t_{zav}	T_{zmax} [Nm]	t_{zmax}	B_{yav} [T]	b_y	p_B	p'_B
1	3,05	101%	5,48	101%	0,72	100%	0,529	103%
2	2,25	75%	4,04	75%	0,74	103%	0,380	74%
5	1,33	44%	2,40	44%	0,76	106%	0,220	43%
10	0,81	27%	1,46	27%	0,77	107%	0,134	26%
20	0,47	16%	0,82	15%	0,78	108%	0,078	15%
50	0,23	8%	0,34	6%	0,78	108%	0,040	8%
100	0,16	5%	0,27	5%	0,78	108%	0,025	5%
$c_3 = 1,5$ mm								
μ_k	T_{zav} [Nm]	t_{zav}	T_{zmax} [Nm]	t_{zmax}	B_{yav} [T]	b_y	p_B	p'_B
1	3,11	103%	5,59	103%	0,72	100%	0,469	91%
2	2,15	71%	3,86	71%	0,74	103%	0,307	59%
5	1,16	39%	2,09	39%	0,76	106%	0,155	30%
10	0,67	22%	1,21	22%	0,77	107%	0,086	17%
20	0,36	12%	0,65	12%	0,78	108%	0,045	9%
50	0,15	5%	0,26	5%	0,78	108%	0,018	3%
100	0,1	3%	0,19	4%	0,79	110%	0,009	2%

Z tabeli 4.2 wynika, że im grubsze kliny magnetyczne, tym moment elektromagnetyczny jest mniejszy, natomiast zależność momentu elektromagnetycznego

od przenikalności klinów jest już bardziej złożona. Średnia wartość momentu elektromagnetycznego do pewnego momentu wzrasta wraz ze wzrostem przenikalności klinów, a następnie zaczyna maleć. Punkt, w którym moment elektromagnetyczny zaczyna maleć zależy od grubości klinów magnetycznych.

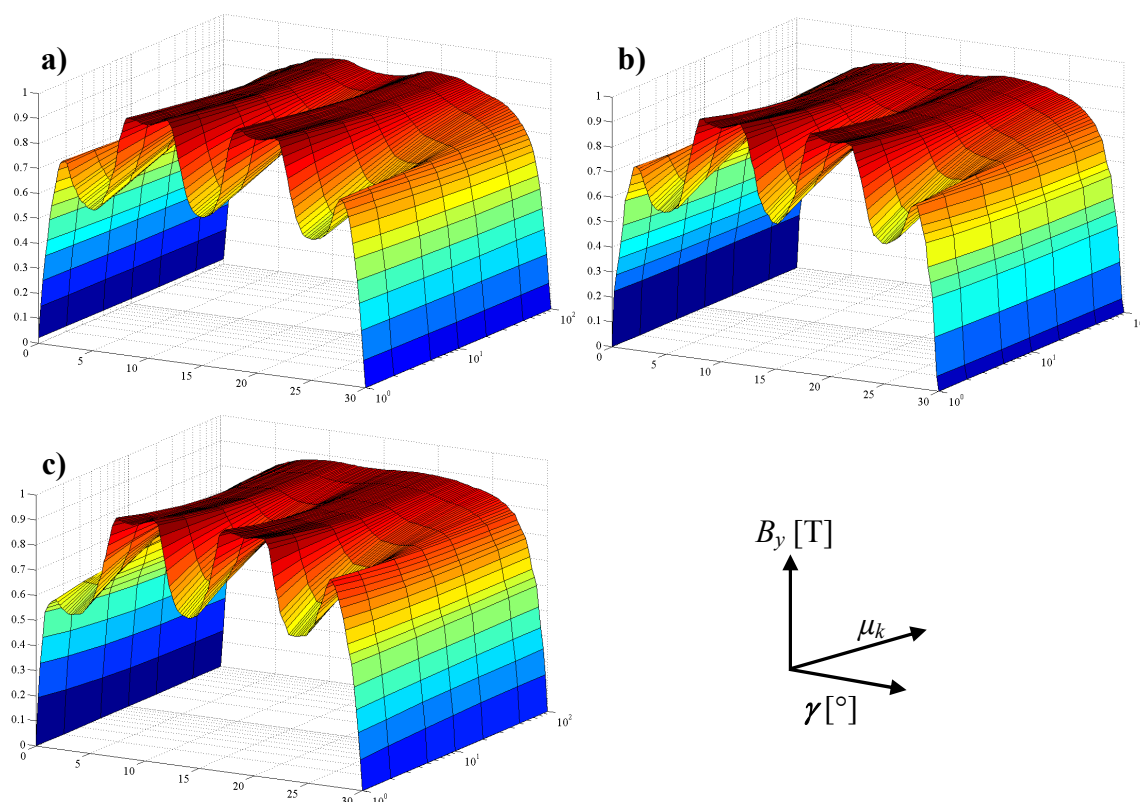
W kolejnej tabeli 4.3 zestawione zostały wyniki obliczeń momentu zaczepowego (wartości średniej i maksymalnej) oraz indukcji magnetycznej (wartości średniej i współczynnika pulsacji). Wszystkie otrzymane wyniki, podobnie jak w poprzednich podrozdziałach, zostały porównane za pomocą względnych parametrów. Z tabeli tej wynika, że wraz ze wzrostem grubości oraz przenikalności magnetycznej klinów maleją: wartość średnia i maksymalna momentu zaczepowego, a także pulsacje indukcji magnetycznej, natomiast rośnie wartość średnia indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej. Zaznaczone kolorem zielonym obszary, w których parametry pulsacji zostały zredukowane przynajmniej o 50% poprzez zastosowanie klinów magnetycznych, pokrywają się z analogicznymi obszarami z tabeli 4.1.

Kolejny rysunek 4.4 przedstawia zależność wartości średniej momentu elektromagnetycznego od grubości oraz gęstości prądu w uzwojeniach w funkcji przenikalności magnetycznej klinów.



Rysunek 4.4. Zależność średniego momentu elektromagnetycznego od względnej przenikalności magnetycznej μ_k zastosowanych klinów o grubości c przy różnych wartościach gęstości prądu w uzwojeniach j .

Analizując rysunek 4.4 oraz tabelę 4.2 można zauważyć, że w przypadku maszyny elektrycznej z otwartymi żłobkami występuje optimum (maksymalna wartość) momentu elektromagnetycznego w zależności od przenikalności klinów magnetycznych. Moment elektromagnetyczny, w zależności od grubości klinów, przyjmuje maksymalne wartości dla innych wartości ich przenikalności magnetycznej. W przypadku klinów o grubości $c_1 = 0,5$ mm moment elektromagnetyczny przyjmuje maksymalną wartość przy zastosowaniu klinów magnetycznych o względnej przenikalności $\mu_k = 10$, natomiast w przypadku klinów o większej grubości T_{eav} osiąga maksimum dla $\mu_k = 5$.



Rysunek 4.5. Rozkłady indukcji magnetycznej pośrodku szczeliny powietrznej przy różnych wartościach względnych przenikalności magnetycznej klinów μ_k ; przy grubości klinów $c_1 = 0,5$ mm – a), przy grubości klinów $c_2 = 1,0$ mm – b), przy grubości klinów $c_3 = 1,5$ mm – c).

Na rysunku 4.5 przedstawione zostały rozkłady indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej badanego obwodu na szerokości jednej podziałki biegunowej. Na przedstawionych rysunkach widać, że, im grubsze kliny magnetyczne, tym większy stopień wygładzenia rozkładu indukcji w szczelinie wraz ze wzrostem przenikalności magnetycznej klinów.

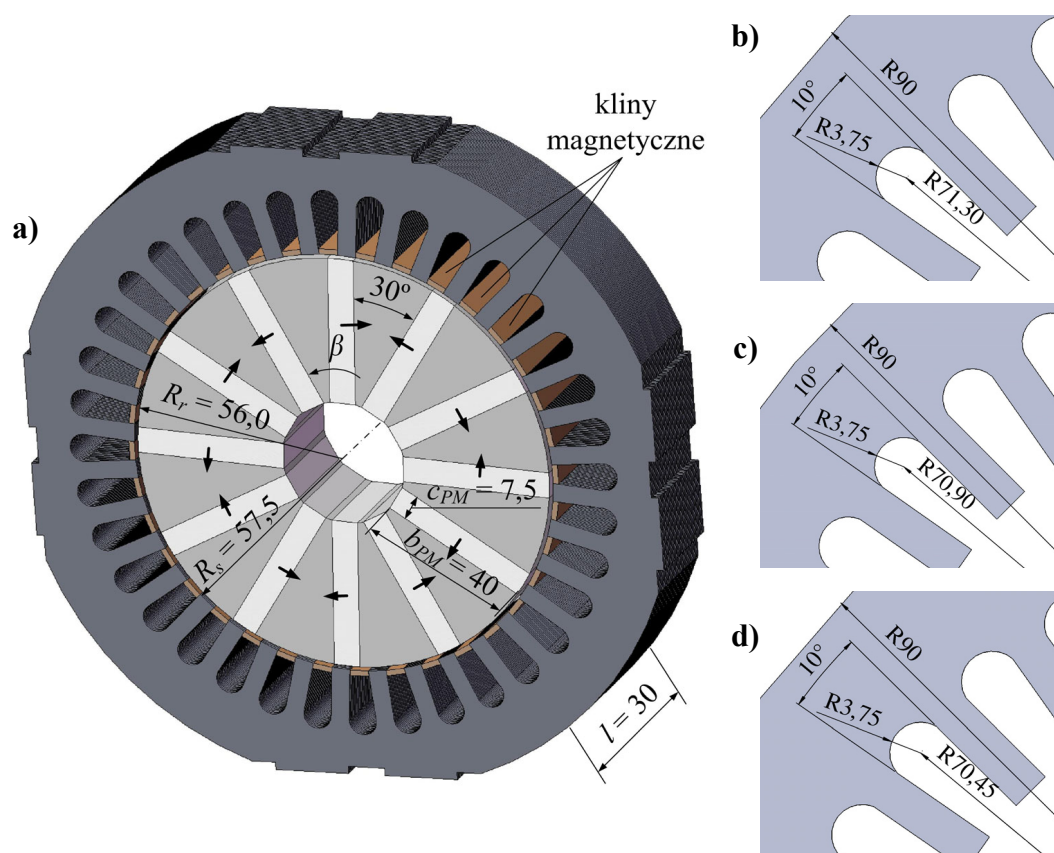
Z przeprowadzonych badań symulacyjnych obwodu magnetycznego ze stojanem

z otwartymi żłobkami i wirnikiem wewnętrznym z powierzchniowo montowanymi magnesami trwałymi wynika, że wpływ zmiany przenikalności magnetycznej klinów jest zależny również od ich grubości.

Stosując na przykład kliny magnetyczne o parametrach: $c = 1,0$ mm, $\mu_k = 10$ można uzyskać zmniejszenie pulsacji momentu elektromagnetycznego średnio o ok. 70% bez straty momentu elektromagnetycznego.

4.3. Obwód magnetyczny MEOWK

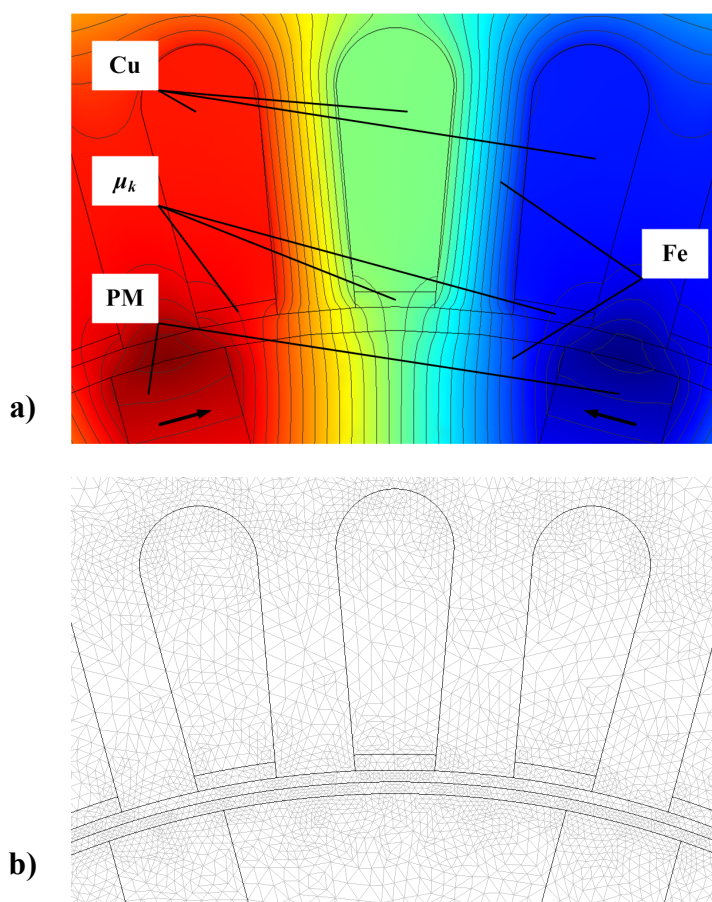
Na rysunku 4.6 przedstawiono badany obwód magnetyczny. Ma on wirnik składający się z dwunastu płaskich magnesów trwałych o wymiarach $b_{PM} = 40$ mm i $c_{PM} = 7,5$ mm, pomiędzy którymi znajdują się ferromagnetyczne koncentratory pola magnetycznego. Promień zewnętrzny wirnika wynosi $R_r = 56,0$ mm. Stojan badanego obwodu magnetycznego o promieniu wewnętrznym równym $R_s = 57,5$ mm ma 36 żłobków otwartych.



Rysunek 4.6. Wymiary: obwodu magnetycznego MEOWK – a), fragmentu stojana w przekroju z klinem o grubości $c_3 = 1,5$ mm – b), fragmentu stojana w przekroju z klinem o grubości $c_2 = 1,0$ mm – c), fragmentu stojana w przekroju z klinem o grubości $c_1 = 0,5$ mm – d).

Podobnie jak w poprzednim rozdziale, badania przeprowadzone zostały dla trzech grubości klinów magnetycznych $c_1 = 0,5$ mm, $c_2 = 1,0$ i $c_3 = 1,5$ mm. Wymiary żłobków podano na rysunku 4.6b)-d). Grubość szczeliny powietrznej modelu wynosi $\delta = 1,5$ mm, a długość części aktywnych – $l = 30$ mm.

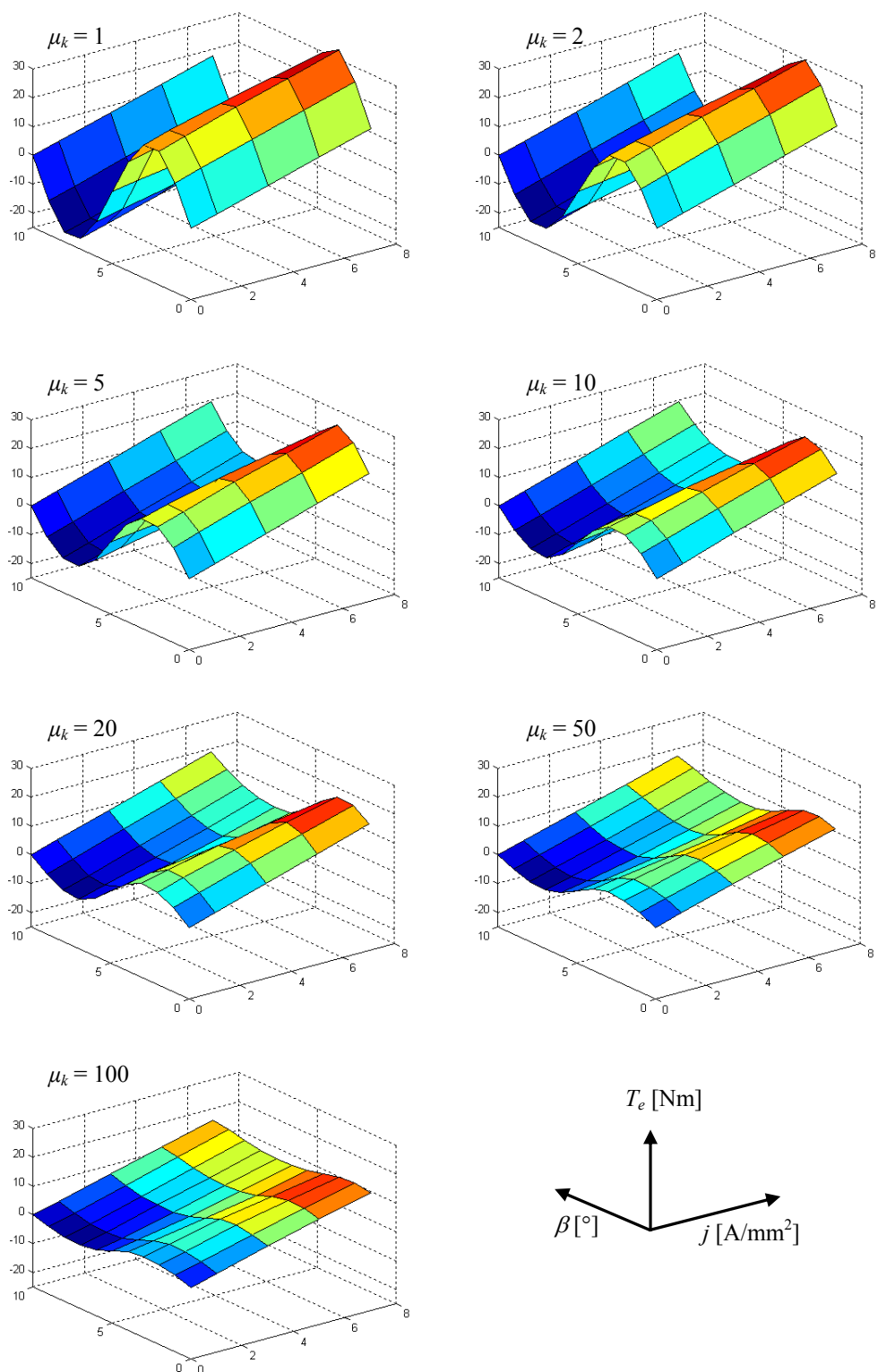
Rysunek 4.7a) przedstawia fragment jednego bieguna modelu polowego. Zaznaczono na nim wektory namagnesowania widocznych magnesów trwałych. Siatka dyskretyzacyjna, której fragment pokazano na rysunku 4.7b), zawiera od 100 tys. do 120 tys. elementów.



Rysunek 4.7. Model połowy obwodu magnetycznego MEOWK: rozkład linii pola magnetycznego – a), siatka dyskretyzacyjna – b).

Na podstawie przeprowadzonych badań symulacyjnych sporządzono wykresy momentu elektromagnetycznego w zależności od gęstości prądu j dla wybranych wartości przenikalności magnetycznej klinów, przy kącie położenia wirnika od $\beta = 0^\circ$ do $\beta = 10^\circ$ co 1° . Rezultaty dla grubości klina $c_1 = 1,0$ mm przedstawia rysunek 3.31. Podobnie jak w poprzednim podrozdziale, w pracy nie zamieszczono wykresów dla pozostałych grubości klinów magnetycznych, ponieważ są one na tyle podobne do siebie, że różnice między nimi

nie byłyby zauważalne w postaci graficznej. Wyniki obliczeń umieszczono za to w postaci poniższych tabel. Z zamieszczonego rysunku wynika, że im większa przenikalność magnetyczna klinów, tym bardziej wygładzony przebieg momentu elektromagnetycznego.



Rysunek 4.8. Przebiegi momentu elektromagnetycznego T_e dla grubości klinów $c_2 = 1,0$ mm w funkcji kąta obrotu wału β oraz gęstości prądu w uzwojeniach j dla wybranych wartości μ_k .

Tabela 4.4. Współczynnik pulsacji momentu elektromagnetycznego p_T , względny parametr współczynnika pulsacji momentu elektromagnetycznego p'_T

$c_1 = 0,5 \text{ mm}$								
μ_k	p_T				p'_T			
	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$
1	18,47	6,04	3,57	2,52	100%	100%	100%	100%
2	16,07	5,27	3,12	2,19	87%	87%	87%	87%
5	12,88	4,25	2,52	1,75	70%	70%	70%	69%
10	10,65	3,52	2,07	1,42	58%	58%	58%	57%
20	8,67	2,84	1,65	1,12	47%	47%	46%	45%
50	6,40	2,09	1,20	0,77	35%	35%	34%	31%
100	4,73	1,52	0,86	0,53	26%	25%	24%	21%

$c_2 = 1,0 \text{ mm}$								
μ_k	p_T				p'_T			
	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$
1	18,83	6,30	3,74	2,65	102%	104%	105%	105%
2	15,17	5,11	3,04	2,14	82%	85%	85%	85%
5	11,21	3,77	2,24	1,55	61%	62%	63%	62%
10	8,95	2,99	1,74	1,18	48%	50%	49%	47%
20	6,94	2,29	1,34	0,88	38%	38%	38%	35%
50	4,37	1,40	0,81	0,51	24%	23%	23%	20%
100	2,87	0,90	0,47	0,28	16%	15%	13%	11%

$c_3 = 1,5 \text{ mm}$								
μ_k	p_T				p'_T			
	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$
1	21,30	6,75	3,90	2,76	115%	112%	109%	110%
2	15,85	5,16	3,04	2,08	86%	85%	85%	83%
5	10,75	3,58	2,05	1,43	58%	59%	57%	57%
10	8,42	2,60	1,45	1,00	46%	43%	41%	40%
20	6,04	1,94	1,11	0,69	33%	32%	31%	27%
50	3,18	1,08	0,58	0,33	17%	18%	16%	13%
100	1,97	0,72	0,34	0,13	11%	12%	10%	5%

W celu określenia stopnia redukcji pulsacji momentu elektromagnetycznego, w tabeli 4.4 zestawiono wartości współczynnika pulsacji momentu elektromagnetycznego w zależności od grubości klinów magnetycznych, gęstości prądu i przenikalności magnetycznej klinów. Kolorem zielonym zaznaczono obszary, w których pulsacje momentu elektromagnetycznego zostały zredukowane o więcej niż 50%. Z tabeli tej wynika, że im większa grubość klinów oraz ich przenikalność, tym mniejszy współczynnik pulsacji momentu elektromagnetycznego. Zmniejszenie pulsacji momentu elektromagnetycznego przynajmniej o 50% w przypadku grubości $c_1 = 0,5 \text{ mm}$ wymaga zastosowania klinów magnetycznych o względnej przenikalności $\mu_k > 10$, natomiast w przypadku klinów

o większej grubości wystarczy, że $\mu_k > 5$.

Zgodnie z przeprowadzoną analizą, pulsacje momentu elektromagnetycznego w maszynie z koncentratorami pola wolniej maleją wraz ze wzrostem przenikalności klinów magnetycznych, niż w przypadku maszyny z powierzchniowo montowanymi magnesami trwałymi (por. tabelę 4.4 z tabelą 4.1). Podobna zależność zauważona została w przypadku analizy maszyn z półotwartymi żłobkami.

Tabela 4.5. Średnia wartość momentu elektromagnetycznego T_{eav} , względny parametr wartości średniej momentu elektromagnetycznego t_{eav}

$c_1 = 0,5 \text{ mm}$								
μ_k	$T_{eav} [\text{Nm}]$				t_{eav}			
	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$
1	2,31	7,08	11,89	16,71	100%	100%	100%	100%
2	2,36	7,21	12,07	16,97	102%	102%	101%	102%
5	2,40	7,30	12,20	17,18	104%	103%	103%	103%
10	2,40	7,29	12,19	17,16	104%	103%	102%	103%
20	2,35	7,15	11,98	16,87	102%	101%	101%	101%
50	2,25	6,82	11,45	16,12	98%	96%	96%	96%
100	2,18	6,60	11,06	15,57	94%	93%	93%	93%
$c_2 = 1,0 \text{ mm}$								
μ_k	$T_{eav} [\text{Nm}]$				t_{eav}			
	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$
1	2,34	6,96	11,64	16,31	101%	98%	98%	98%
2	2,39	7,11	11,85	16,62	103%	100%	100%	99%
5	2,41	7,18	11,95	16,78	104%	101%	101%	100%
10	2,36	7,05	11,76	16,52	102%	100%	99%	99%
20	2,26	6,78	11,34	15,96	98%	96%	95%	96%
50	2,16	6,46	10,78	15,15	94%	91%	91%	91%
100	2,11	6,32	10,48	14,65	91%	89%	88%	88%
$c_3 = 1,5 \text{ mm}$								
μ_k	$T_{eav} [\text{Nm}]$				t_{eav}			
	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$
1	2,10	6,45	11,00	15,50	91%	91%	93%	93%
2	2,30	6,73	11,35	15,96	100%	95%	95%	96%
5	2,40	6,88	11,40	16,06	104%	97%	96%	96%
10	2,20	6,61	11,04	15,68	95%	93%	93%	94%
20	2,09	6,38	10,54	14,93	90%	90%	89%	89%
50	2,12	6,31	10,30	14,34	92%	89%	87%	86%
100	2,05	6,19	10,12	13,90	89%	87%	85%	83%

Wartości średnie momentu elektromagnetycznego modelu z rysunku 4.6, w zależności od grubości klinów, gęstości prądu oraz przenikalności klinów, zestawiono w tabeli 4.5. Niebieskim kolorem zaznaczono obszary, w których moment elektromagnetyczny zmalał

nie więcej niż o 3% lub wzrósł w stosunku do momentu w przypadku braku klinów magnetycznych.

Porównując analogiczną tabelę z poprzedniego podrozdziału można zauważyć podobną zależność – im grubsze kliny magnetyczne, tym moment elektromagnetyczny jest mniejszy, natomiast średnia wartość momentu elektromagnetycznego do pewnego momentu wzrasta wraz ze wzrostem przenikalności klinów, po czym zaczyna maleć. Punkt, w którym T_e zaczyna maleć, również zależy od grubości klinów magnetycznych. Ponadto w przypadku zastosowania klinów magnetycznych o grubości $c_3 = 1,5$ mm, zmniejszenie wartości średniej momentu elektromagnetycznego jest dużo większe niż w przypadku klinów o mniejszej grubości.

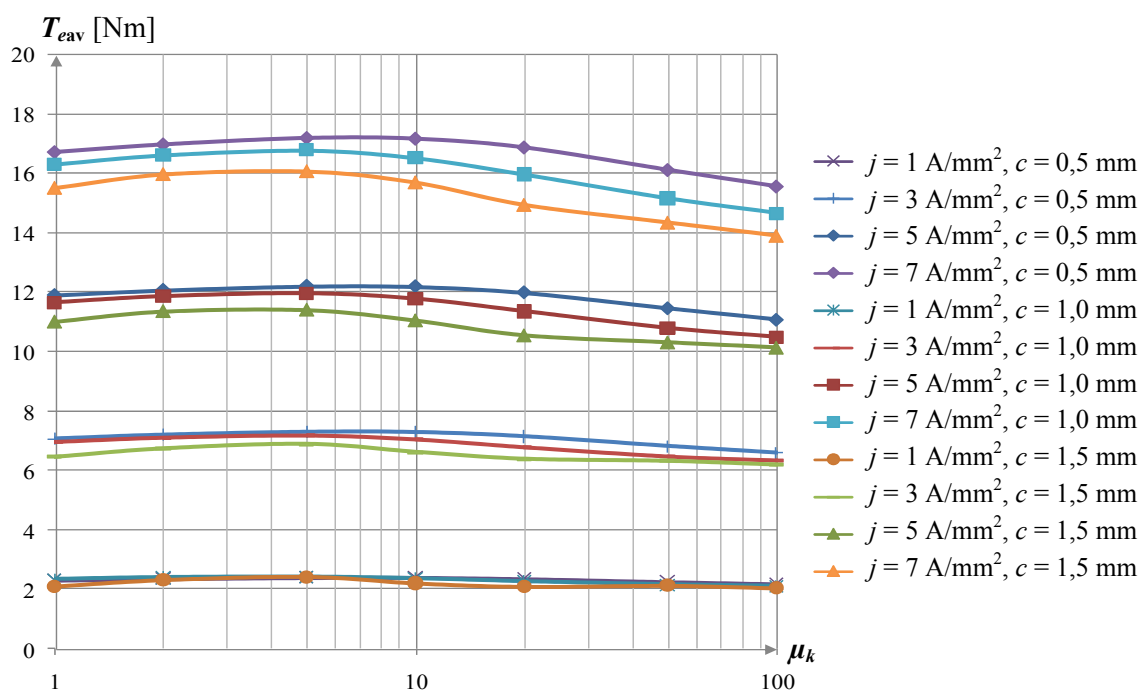
Tabela 4.6. Moment zaczepowy i indukcja

$c_1 = 0,5$ mm								
μ_k	T_{zav} [Nm]	t_{zav}	T_{zmax} [Nm]	t_{zmax}	B_{yav} [T]	b_y	p_B	p'_B
1	13,53	100%	21,29	100%	0,99	100%	0,755	100%
2	12,05	89%	18,81	88%	1,01	103%	0,625	83%
5	9,90	73%	15,17	71%	1,04	106%	0,448	59%
10	8,13	60%	12,52	59%	1,07	109%	0,320	42%
20	6,44	48%	10,08	47%	1,10	111%	0,218	29%
50	4,42	33%	7,16	34%	1,13	114%	0,183	24%
100	3,19	24%	5,17	24%	1,16	117%	0,149	20%
$c_2 = 1,0$ mm								
μ_k	T_{zav} [Nm]	t_{zav}	T_{zmax} [Nm]	t_{zmax}	B_{yav} [T]	b_y	p_B	p'_B
1	13,81	102%	21,73	102%	0,98	99%	0,764	101%
2	11,53	85%	17,90	84%	1,02	103%	0,565	75%
5	8,63	64%	13,35	63%	1,07	108%	0,344	46%
10	6,63	49%	10,38	49%	1,10	111%	0,223	30%
20	4,85	36%	7,75	36%	1,12	113%	0,185	25%
50	2,90	21%	4,70	22%	1,17	118%	0,137	18%
100	1,92	14%	3,04	14%	1,19	120%	0,110	15%
$c_3 = 1,5$ mm								
μ_k	T_{zav} [Nm]	t_{zav}	T_{zmax} [Nm]	t_{zmax}	B_{yav} [T]	b_y	p_B	p'_B
1	14,07	104%	22,08	104%	0,98	99%	0,769	102%
2	11,25	83%	17,47	82%	1,03	104%	0,533	71%
5	7,89	58%	12,43	58%	1,08	109%	0,296	39%
10	5,75	42%	9,02	42%	1,11	112%	0,191	25%
20	3,85	28%	6,21	29%	1,15	116%	0,162	21%
50	2,04	15%	3,25	15%	1,19	120%	0,111	15%
100	1,24	9%	2,00	9%	1,21	122%	0,088	12%

Następna tabela 4.6 zawiera wyniki obliczeń wartości średniej oraz maksymalnej momentu zaczepowego, a także wartości średniej indukcji magnetycznej i współczynnika

pulsacji indukcji magnetycznej. Wyniki porównano za pomocą odpowiednich względnych parametrów, obszary, w których pulsacje badanych wielkości zostały zmniejszone przynajmniej o 50%, zaznaczono kolorem zielonym. Na podstawie tabeli można wnioskować, że wraz ze wzrostem grubości oraz przenikalności magnetycznej klinów maleją; wartość średnia i maksymalna momentu zaczepowego i pulsacje indukcji magnetycznej, natomiast rośnie wartość średnia indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej. Względne parametry momentu zaczepowego oraz pulsacji indukcji magnetycznej wolniej maleją wraz ze wzrostem grubości i przenikalności magnetycznej klinów w porównaniu do modelu z wirnikiem o powierzchniowo montowanych magnesach trwałych.

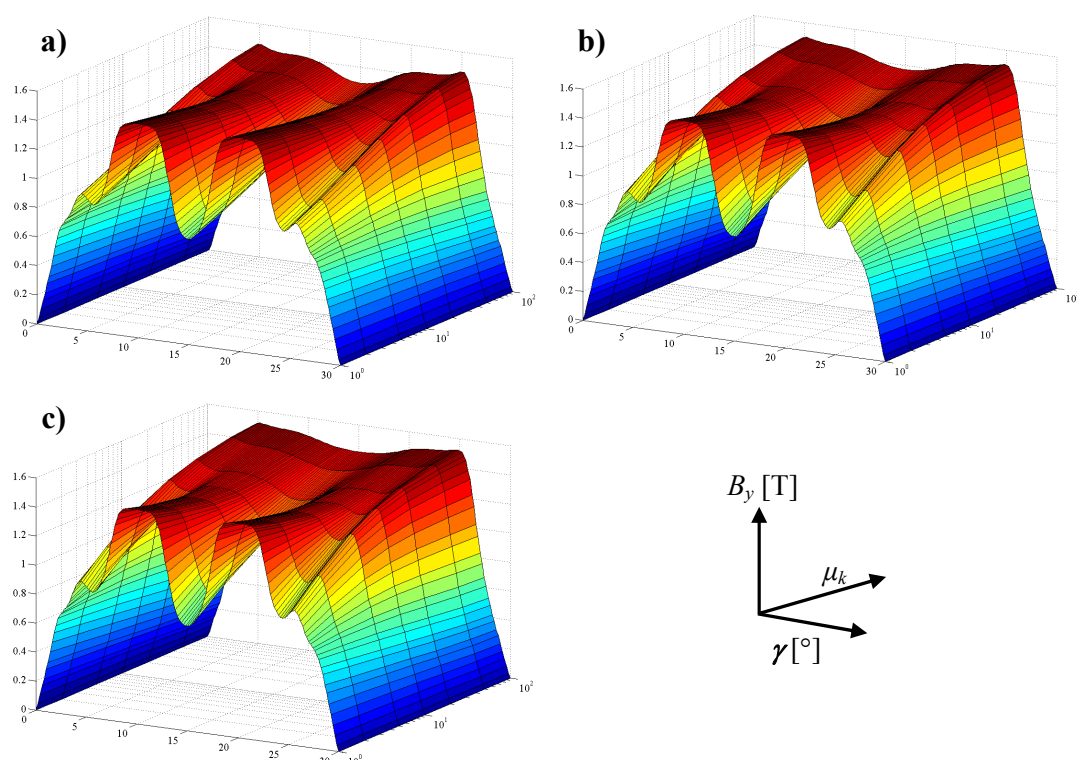
Rysunek 4.9 przedstawia zależność wartości średniej momentu elektromagnetycznego od grubości i przenikalności magnetycznej klinów oraz gęstości prądu w uzwojeniach.



Rysunek 4.9. Zależność średniego momentu elektromagnetycznego od względnej przenikalności magnetycznej μ_k zastosowanych klinów o grubości c przy różnych wartościach gęstości prądu w uzwojeniach j .

Z analizy rysunku 4.9 oraz tabeli 4.5 wynika ponownie, że w przypadku maszyny elektrycznej z otwartymi żłobkami występuje optimum momentu elektromagnetycznego w zależności od przenikalności klinów magnetycznych. W odróżnieniu do poprzedniego podrozdziału moment elektromagnetyczny przyjmuje maksymalne wartości niezależnie od

grubości klinów. W przypadku analizowanej w niniejszym podrozdziale struktury moment elektromagnetyczny osiąga swoje optimum przy względnej przenikalności klinów $\mu_k = 5$.



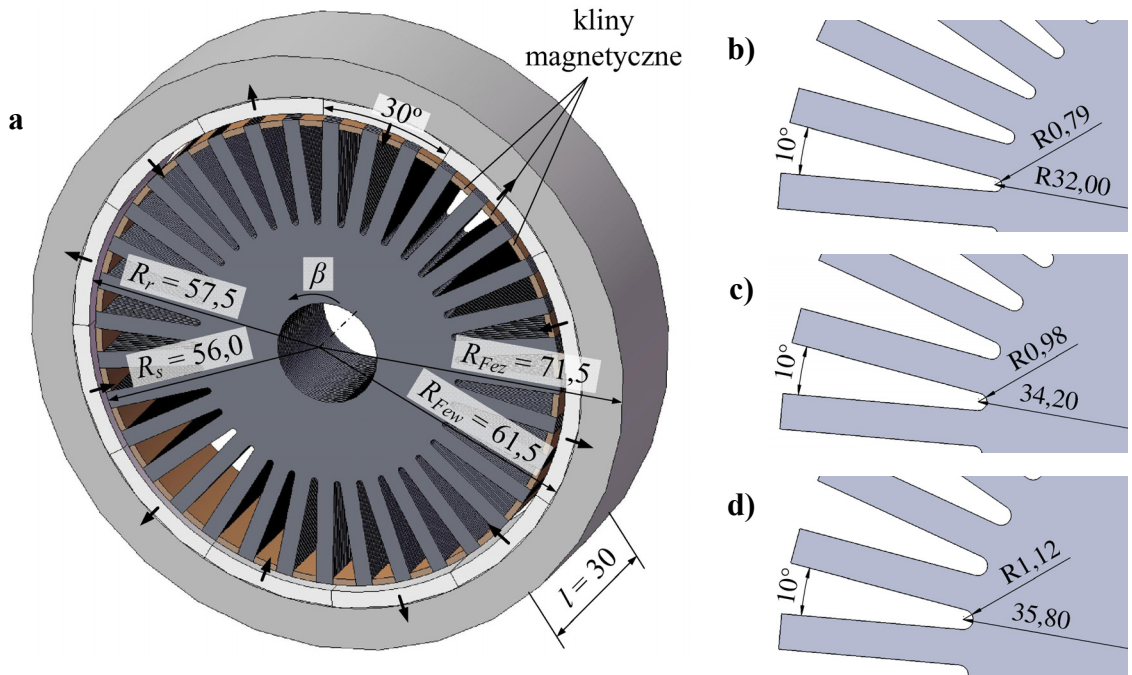
Rysunek 4.10. Rozkłady indukcji magnetycznej pośrodku szczeliny powietrznej przy różnych wartościach względnych przenikalności magnetycznej klinów μ_k , przy grubości klinów $c_1 = 0,5$ mm – a), przy grubości klinów $c_2 = 1,0$ mm – b), przy grubości klinów $c_3 = 1,5$ mm – c).

Rozkłady indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej badanego obwodu na szerokości jednej podziałki biegunowej, dla wybranych grubości klinów magnetycznych, zaprezentowano na rysunku 4.10. Rysunek potwierdza wyniki zawarte w tabeli 4.6 – wraz ze wzrostem grubości oraz przenikalności magnetycznej klinów maleją pulsacje indukcji magnetycznej.

Na podstawie badań symulacyjnych obwodu magnetycznego maszyny elektrycznej z wirnikiem wewnętrznym składającym się z koncentratorów pola magnetycznego i płaskich magnesów trwałych stwierdzono, że w maszynie tej zarówno moment elektromagnetyczny, jak i jego pulsacje, są wyższe niż w przypadku maszyny z powierzchniowo montowanymi magnesami trwałymi. Przy zastosowaniu klinów magnetycznych o parametrach $c = 1,0$ mm i $\mu_k = 10$ pulsacje momentu elektromagnetycznego można zredukować średnio o ponad 50% zachowując przy tym wartość średnią momentu elektromagnetycznego na niezmińszonym poziomie, w porównaniu do maszyny bez zastosowania klinów magnetycznych.

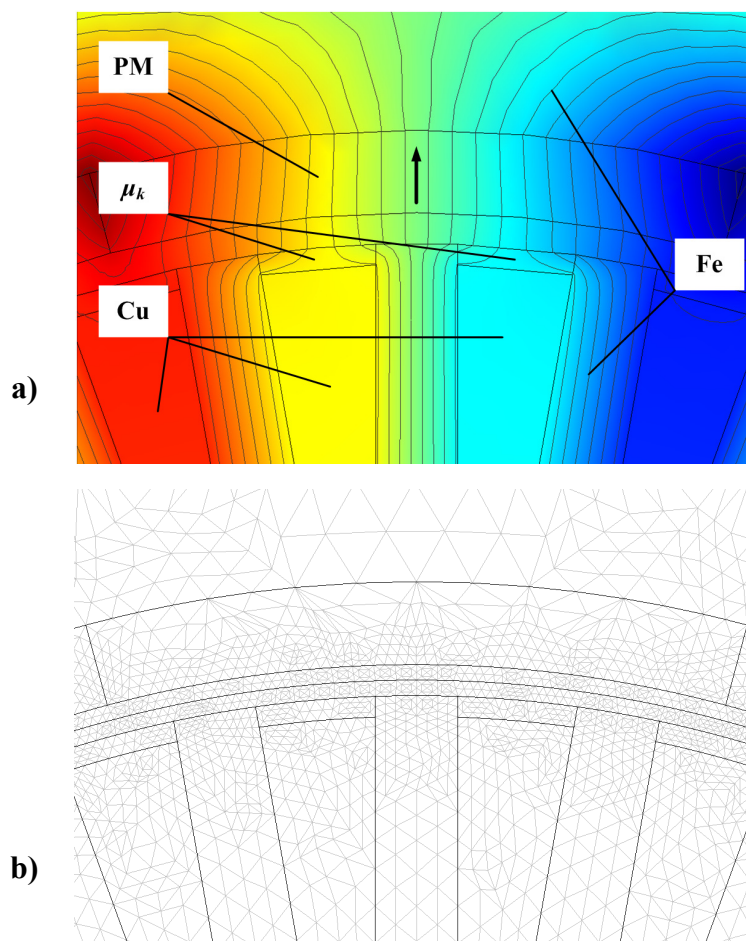
4.4. Obwód magnetyczny MEOZP

Badany obwód magnetyczny przedstawiono na rysunku 4.11. Jest to struktura z wirnikiem zewnętrznym, który składa się z ferromagnetycznego toroidu o wymiarach: promień wewnętrzny $R_{Few} = 61,5$ mm i zewnętrzny $R_{Fez} = 71,5$ mm. Po wewnętrznej stronie toroidu umieszczone są magnesy trwałe o grubości 4 mm i kącie rozwarcia równym 30° , które tworzą bieguny wirnika. Stojan badanego obwodu o promieniu zewnętrznym równym $R_s = 56,0$ mm ma 36 żłobków otwartych. Badania przeprowadzone zostały dla trzech grubości klinów magnetycznych $c_1 = 0,5$ mm, $c_2 = 1,0$ i $c_3 = 1,5$ mm. Wymiary żłobków dla poszczególnych grubości klinów magnetycznych podano na rysunku 4.11b-d). Grubość szczeliny powietrznej wynosi $\delta = 1,5$ mm, a długość części aktywnych – $l = 30$ mm.



Rysunek 4.11. Wymiary: obwodu magnetycznego MEOZP – a), fragmentu stojana w przekroju z klinem o grubości $c_3 = 1,5$ mm – b), fragmentu stojana w przekroju z klinem o grubości $c_2 = 1,0$ mm – c), fragmentu stojana w przekroju z klinem o grubości $c_1 = 0,5$ mm – d).

Fragment modelu polowego badanego obwodu z zaznaczonymi obszarami o różnych właściwościach materiałowych przedstawiono na rysunku 4.12a). Na rysunku zaznaczono wektor namagnesowania widocznego magnesu trwałego. Siatkę dyskretyzacyjną tego samego fragmentu modelu przedstawia rysunek 4.12b). Cała siatka badanego modelu zawiera od ok. 100 tys. do 120 tys. elementów.

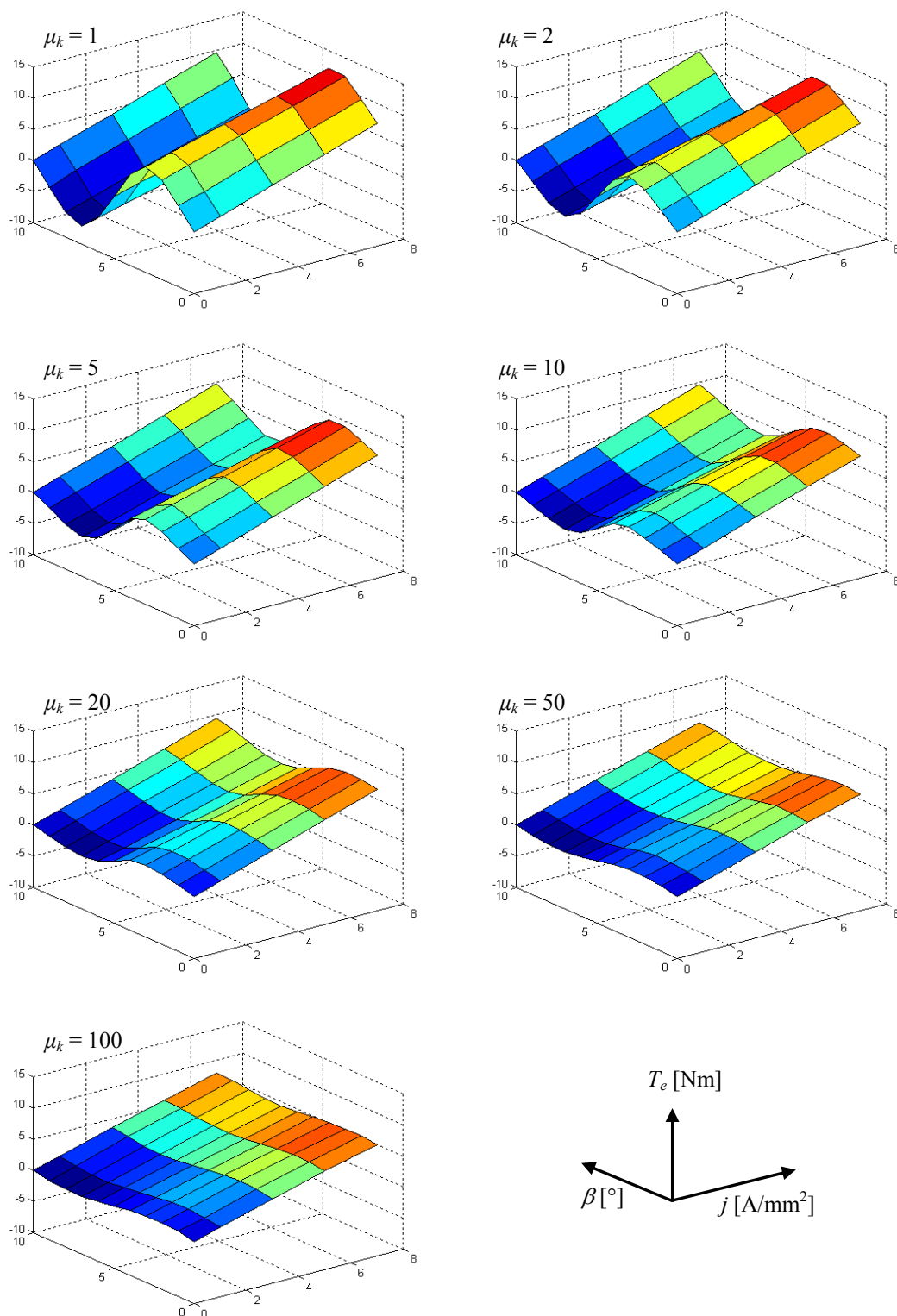


Rysunek 4.12. Model połowy obwodu magnetycznego MEOZP: rozkład linii pola magnetycznego – a), siatka dyskretizacyjna – b).

Na rysunku 4.13 przedstawione zostały wykresy momentu elektromagnetycznego w zależności od gęstości prądu j dla wybranych wartości przenikalności magnetycznej klinów przy kącie położenia wirnika od $\beta = 0^\circ$ do $\beta = 10^\circ$ co 1° dla grubości klina $c_2 = 1,0$ mm. Wyniki obliczeń parametrów zostały umieszczone w tabeli 4.7, 4.8 i 4.9.

W tabeli 4.7 zamieszczono wartości współczynnika pulsacji momentu elektromagnetycznego w zależności od grubości klinów magnetycznych, gęstości prądu i przenikalności magnetycznej klinów. Podobnie jak w poprzednich podrozdziałach, kolorem zielonym zaznaczono obszary, w których, dzięki zastosowaniu klinów magnetycznych, pulsacje momentu elektromagnetycznego zostały zmniejszone przynajmniej o 50%. Z tabeli tej wynika, że im większa grubość klinów oraz ich przenikalność, tym mniejszy współczynnik pulsacji momentu elektromagnetycznego. Aby uzyskać w analizowanym obwodzie magnetycznym redukcję pulsacji momentu elektromagnetycznego przynajmniej o 50% należy zastosować kliny magnetyczne

o grubości $c_1 = 0,5$ mm lub $c_2 = 1,0$ mm i względnej przenikalności magnetycznej $\mu_k \geq 10$, albo kliny o grubości $c_3 = 1,5$ mm i względnej przenikalności magnetycznej $\mu_k \geq 5$.



Rysunek 4.13. Zależność średniego momentu elektromagnetycznego od względnej przenikalności magnetycznej μ_k zastosowanych klinów przy różnych wartościach gęstości prądu w uzwojeniach przy grubości klina $c_2 = 1,0$ mm.

Tabela 4.7. Współczynnik pulsacji momentu elektromagnetycznego p_T , względny parametr współczynnika pulsacji momentu elektromagnetycznego p'_T

$c_1 = 0,5 \text{ mm}$								
μ_k	p_T				p'_T			
	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$
1	11,09	3,69	2,21	1,58	100%	100%	100%	100%
2	9,56	3,18	1,91	1,36	86%	86%	86%	86%
5	7,33	2,44	1,45	1,03	66%	66%	66%	65%
10	5,50	1,82	1,08	0,76	50%	49%	49%	48%
20	3,88	1,28	0,76	0,56	35%	35%	34%	35%
50	2,41	0,80	0,49	0,36	22%	22%	22%	23%
100	1,87	0,64	0,38	0,26	17%	17%	17%	17%
$c_2 = 1,0 \text{ mm}$								
μ_k	p_T				p'_T			
	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$
1	11,47	3,83	2,30	1,64	103%	104%	104%	104%
2	8,92	2,97	1,78	1,26	80%	80%	81%	80%
5	5,90	1,96	1,16	0,82	53%	53%	52%	52%
10	3,99	1,31	0,76	0,57	36%	36%	34%	36%
20	2,53	0,81	0,52	0,38	23%	22%	24%	24%
50	1,48	0,49	0,30	0,21	13%	13%	14%	13%
100	1,26	0,41	0,20	0,11	11%	11%	9%	7%
$c_3 = 1,5 \text{ mm}$								
μ_k	p_T				p'_T			
	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$
1	11,96	3,97	2,38	1,70	108%	108%	108%	108%
2	8,68	2,88	1,72	1,22	78%	78%	78%	77%
5	5,26	1,74	1,02	0,73	47%	47%	46%	46%
10	3,38	1,09	0,65	0,49	30%	30%	29%	31%
20	1,99	0,65	0,42	0,31	18%	18%	19%	20%
50	0,94	0,32	0,19	0,13	8%	9%	9%	8%
100	0,88	0,26	0,11	0,08	8%	7%	5%	5%

W kolejnej tabeli 4.8 zestawiono wartości średnie momentu elektromagnetycznego badanego modelu w zależności od grubości klinów, gęstości prądu oraz przenikalności magnetycznej klinów. Kolorem niebieskim zaznaczono obszary, w których, w wyniku zastosowania klinów magnetycznych, moment zmniejszył się nie więcej niż o 3% lub wzrósł. Z tabeli tej wynika, że im grubsze kliny magnetyczne, tym moment elektromagnetyczny jest mniejszy przy tej samej przenikalności magnetycznej klinów. Natomiast w relacji momentu elektromagnetycznego od przenikalności klinów zauważalne jest występowanie maksimum. Punkt wystąpienia tego maksimum zależy od grubości klinów magnetycznych. W przypadku klinów o grubości $c_1 = 0,5 \text{ mm}$ moment elektromagnetyczny przyjmuje największą wartość przy zastosowaniu klinów o względnej

przenikalności $\mu_k = 5 \div 10$, natomiast dla $c_2 = 1,0$ mm i $c_3 = 1,5$ mm – przy $\mu_k = 5$. Kliny magnetyczne o grubości $c_3 = 1,5$ mm spowodowały znaczne, przynajmniej 5-procentowe, zmniejszenie momentu elektromagnetycznego. W przypadku klinów o grubości $c_1 = 1,5$ mm, w wyniku zastosowania klinów magnetycznych o względnej przenikalności magnetycznej $\mu_k = 2 \div 20$ występuje zwiększenie wartości średniej momentu elektromagnetycznego w porównaniu do momentu w przypadku klinów magnetycznych.

Tabela 4.8. Średnia wartość momentu elektromagnetycznego T_{eav} , względny parametr wartości średniej momentu elektromagnetycznego t_{eav}

$c_1 = 0,5$ mm								
μ_k	T_{eav} [Nm]				t_{eav}			
	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$
1	1,27	3,80	6,33	8,84	100%	100%	100%	100%
2	1,28	3,84	6,39	8,93	101%	101%	101%	101%
5	1,29	3,87	6,44	9,00	102%	102%	102%	102%
10	1,29	3,87	6,45	9,01	102%	102%	102%	102%
20	1,28	3,85	6,40	8,94	101%	101%	101%	101%
50	1,26	3,77	6,26	8,73	100%	99%	99%	99%
100	1,23	3,68	6,10	8,46	97%	97%	96%	96%
$c_2 = 1,0$ mm								
μ_k	T_{eav} [Nm]				t_{eav}			
	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$
1	1,23	3,67	6,11	8,53	97%	97%	97%	96%
2	1,24	3,72	6,19	8,65	98%	98%	98%	98%
5	1,25	3,75	6,23	8,71	98%	99%	98%	99%
10	1,25	3,73	6,20	8,65	98%	98%	98%	98%
20	1,23	3,67	6,09	8,49	97%	97%	96%	96%
50	1,18	3,54	5,86	8,13	93%	93%	93%	92%
100	1,15	3,43	5,64	7,76	91%	90%	89%	88%
$c_3 = 1,5$ mm								
μ_k	T_{eav} [Nm]				t_{eav}			
	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$
1	1,18	3,54	5,89	8,23	93%	93%	93%	93%
2	1,20	3,59	5,98	8,35	94%	94%	94%	94%
5	1,20	3,60	6,00	8,38	94%	95%	95%	95%
10	1,18	3,56	5,93	8,27	93%	94%	94%	94%
20	1,16	3,48	5,78	8,06	91%	92%	91%	91%
50	1,11	3,32	5,50	7,60	87%	87%	87%	86%
100	1,07	3,20	5,25	7,14	84%	84%	83%	81%

Wyniki obliczeń momentu zaczepowego (wartości średniej oraz maksymalnej) oraz indukcji magnetycznej (wartości średniej oraz jej współczynnika pulsacji) zostały

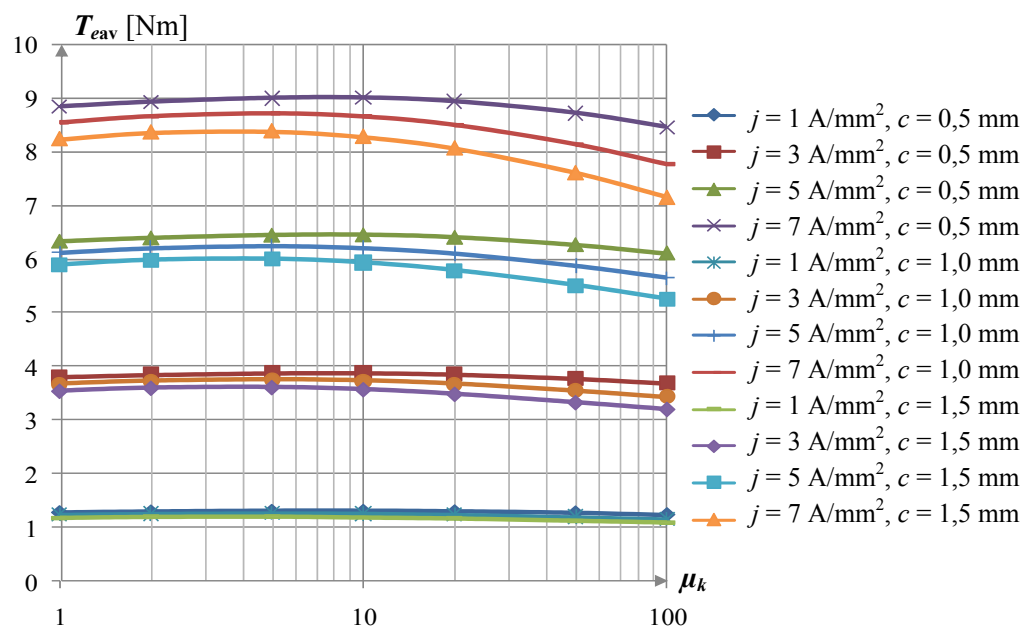
zestawione w tabeli 4.9. Otrzymane wartości, podobnie jak w pozostałych tabelach, zostały porównane za pomocą względnych parametrów. kolorem zielonym zaznaczono obszary, w których parametry pulsacji zmniejszyły się przynajmniej o 50% w porównaniu do parametrów w przypadku braku klinów magnetycznych. Z tabeli tej wynika, że wraz ze wzrostem grubości oraz przenikalności magnetycznej klinów maleją: wartość średnia i maksymalna momentu zaczepowego, a także pulsacje indukcji magnetycznej, natomiast rośnie wartość średnia indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej.

Tabela 4.9. Moment zaczepowy i indukcja

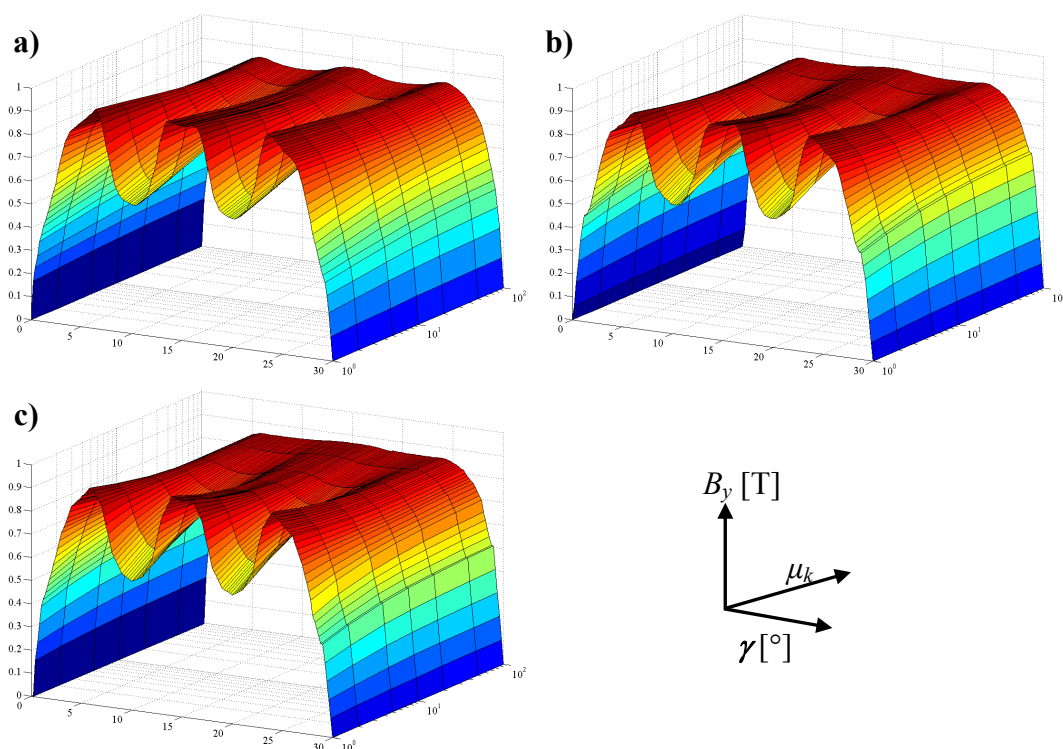
$c_1 = 0,5 \text{ mm}$								
μ_k	$T_{zav} [\text{Nm}]$	t_{zav}	$T_{zmax} [\text{Nm}]$	t_{zmax}	$B_{yav} [\text{T}]$	b_y	p_B	p'_B
1	4,08	100%	7,03	100%	0,70	100%	0,558	100%
2	3,51	86%	6,13	87%	0,71	102%	0,466	84%
5	2,70	66%	4,74	67%	0,73	104%	0,334	60%
10	2,05	50%	3,55	51%	0,74	105%	0,232	42%
20	1,46	36%	2,49	35%	0,75	107%	0,145	26%
50	0,92	23%	1,52	22%	0,76	108%	0,074	13%
100	0,71	17%	1,11	16%	0,77	109%	0,049	9%
$c_2 = 1,0 \text{ mm}$								
μ_k	$T_{zav} [\text{Nm}]$	t_{zav}	$T_{zmax} [\text{Nm}]$	t_{zmax}	$B_{yav} [\text{T}]$	b_y	p_B	p'_B
1	4,15	102%	7,05	100%	0,70	100%	0,554	99%
2	3,22	79%	5,55	79%	0,72	103%	0,403	72%
5	2,11	52%	3,70	53%	0,74	106%	0,240	43%
10	1,43	35%	2,49	35%	0,75	107%	0,146	26%
20	0,93	23%	1,56	22%	0,76	109%	0,079	14%
50	0,56	14%	0,89	13%	0,77	110%	0,037	7%
100	0,46	11%	0,71	10%	0,77	110%	0,023	4%
$c_3 = 1,5 \text{ mm}$								
μ_k	$T_{zav} [\text{Nm}]$	t_{zav}	$T_{zmax} [\text{Nm}]$	t_{zmax}	$B_{yav} [\text{T}]$	b_y	p_B	p'_B
1	4,10	100%	7,05	100%	0,69	99%	0,562	101%
2	3,00	74%	5,20	74%	0,72	103%	0,376	67%
5	1,81	44%	3,17	45%	0,74	106%	0,199	36%
10	1,14	28%	2,01	29%	0,75	107%	0,111	20%
20	0,67	16%	1,18	17%	0,76	109%	0,056	10%
50	0,35	9%	0,51	7%	0,77	110%	0,025	4%
100	0,28	7%	0,50	7%	0,78	111%	0,017	3%

Zależności wartości średniej momentu elektromagnetycznego od grubości i przenikalności magnetycznej klinów oraz gęstości prądu w uzwojeniach przedstawiona została na rysunku 4.14. Rysunek ten przedstawia w formie graficznej uzyskane wyniki obliczeń wartości średniej momentu elektromagnetycznego. Na rysunku widoczne jest znaczne obniżenie wartości średniej momentu elektromagnetycznego w przypadku

najgrubszych klinów o najwyższej przenikalności magnetycznej. Obniżenie to, zgodnie z tabelą 4.8 dochodzi nawet do ok. 20%.



Rysunek 4.14. Zależność średniego momentu elektromagnetycznego od względnej przenikalności magnetycznej μ_k zastosowanych klinów o grubości c przy różnych wartościach gęstości prądu w uzwojeniach j .

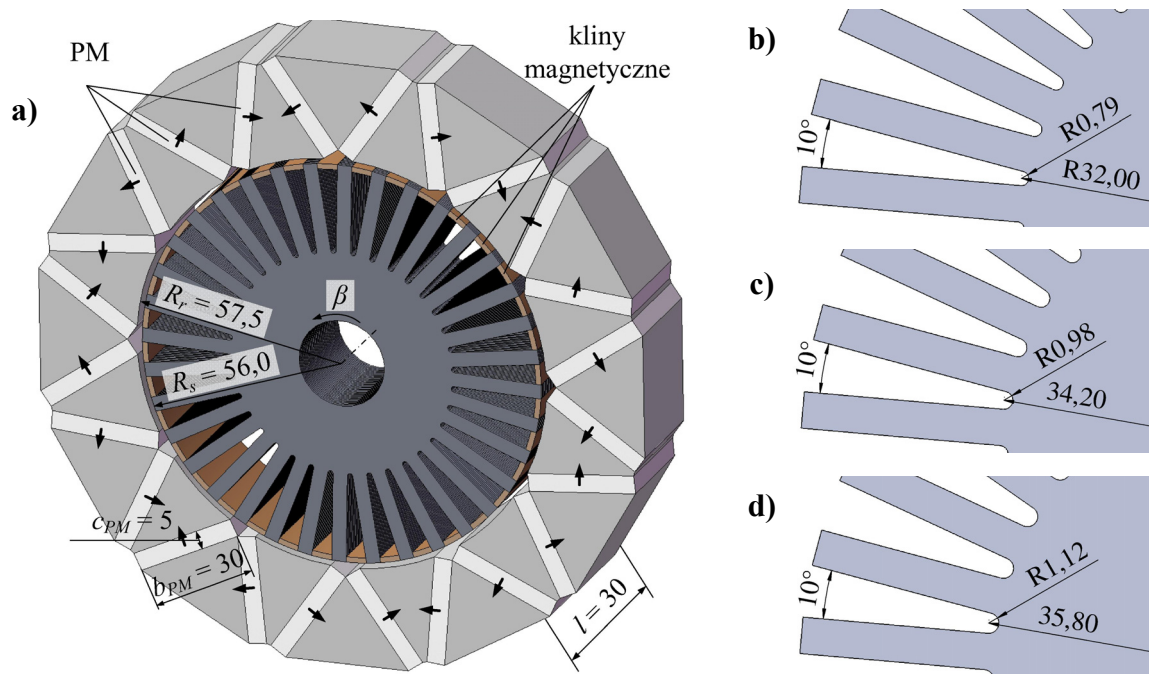


Rysunek 4.15. Rozkłady indukcji magnetycznej pośrodku szczeliny powietrznej przy różnych wartościach względnych przenikalności magnetycznej klinów μ_k ; przy grubości klinów $c_1 = 0,5$ mm – a), przy grubości klinów $c_2 = 1,0$ mm – b), przy grubości klinów $c_3 = 1,5$ mm – c).

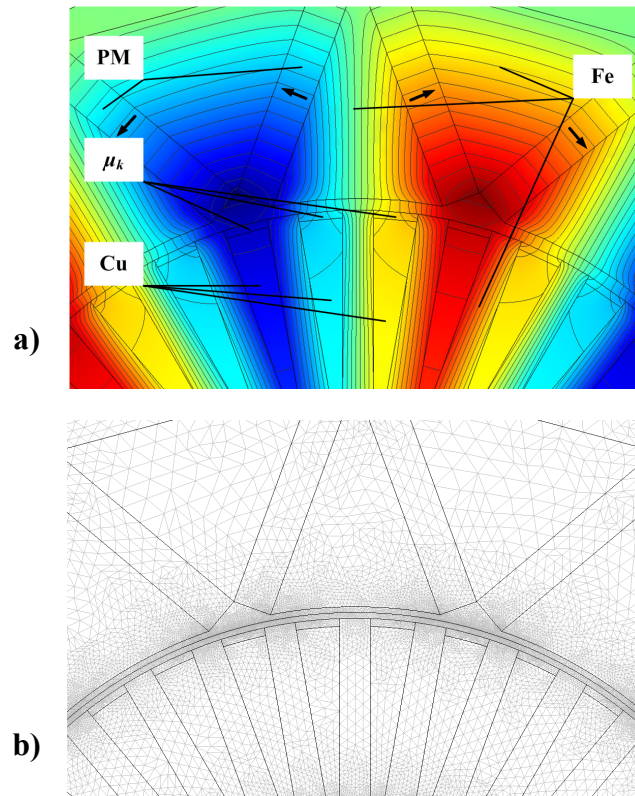
Następny rysunek 4.15 przedstawia rozkłady indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej badanego obwodu na szerokości jednej podziałki biegunowej dla wszystkich badanych grubości klinów magnetycznych. Z wykresów wynika, że im grubsze kliny magnetyczne, tym większy stopień wygładzenia rozkładu indukcji w szczelinie wraz ze wzrostem przenikalności magnetycznej klinów, co potwierdza również tabela 4.9.

Jak wynika z przeprowadzonych badań numerycznych obwodu magnetycznego maszyny elektrycznej ze stojanem zawierającym żłobki otwarte i wirnikiem zewnętrznym z powierzchniowo montowanymi magnesami trwałymi, obecność klinów magnetycznych powoduje obniżenie pulsacji momentu elektromagnetycznego. Kliny magnetyczne o grubości $c_2 = 0,5$ mm i przenikalności $\mu_k = 20$ powodują zmniejszenie pulsacji momentu elektromagnetycznego o ok. 65% nawet niewielkim wzroście T_{eav} . Użycie zbyt grubych klinów o zbyt dużej przenikalności magnetycznej w badanym modelu może spowodować znaczne obniżenie użytecznego momentu maszyny nawet o 20%.

4.5. Obwód magnetyczny MEOZK



Rysunek 4.16. Wymiary: obwodu magnetycznego MEOZK – a), fragmentu stojana w przekroju z klinem o grubości $c_3 = 1,5$ mm – b), fragmentu stojana w przekroju z klinem o grubości $c_2 = 1,0$ mm – c), fragmentu stojana w przekroju z klinem o grubości $c_1 = 0,5$ mm – d).



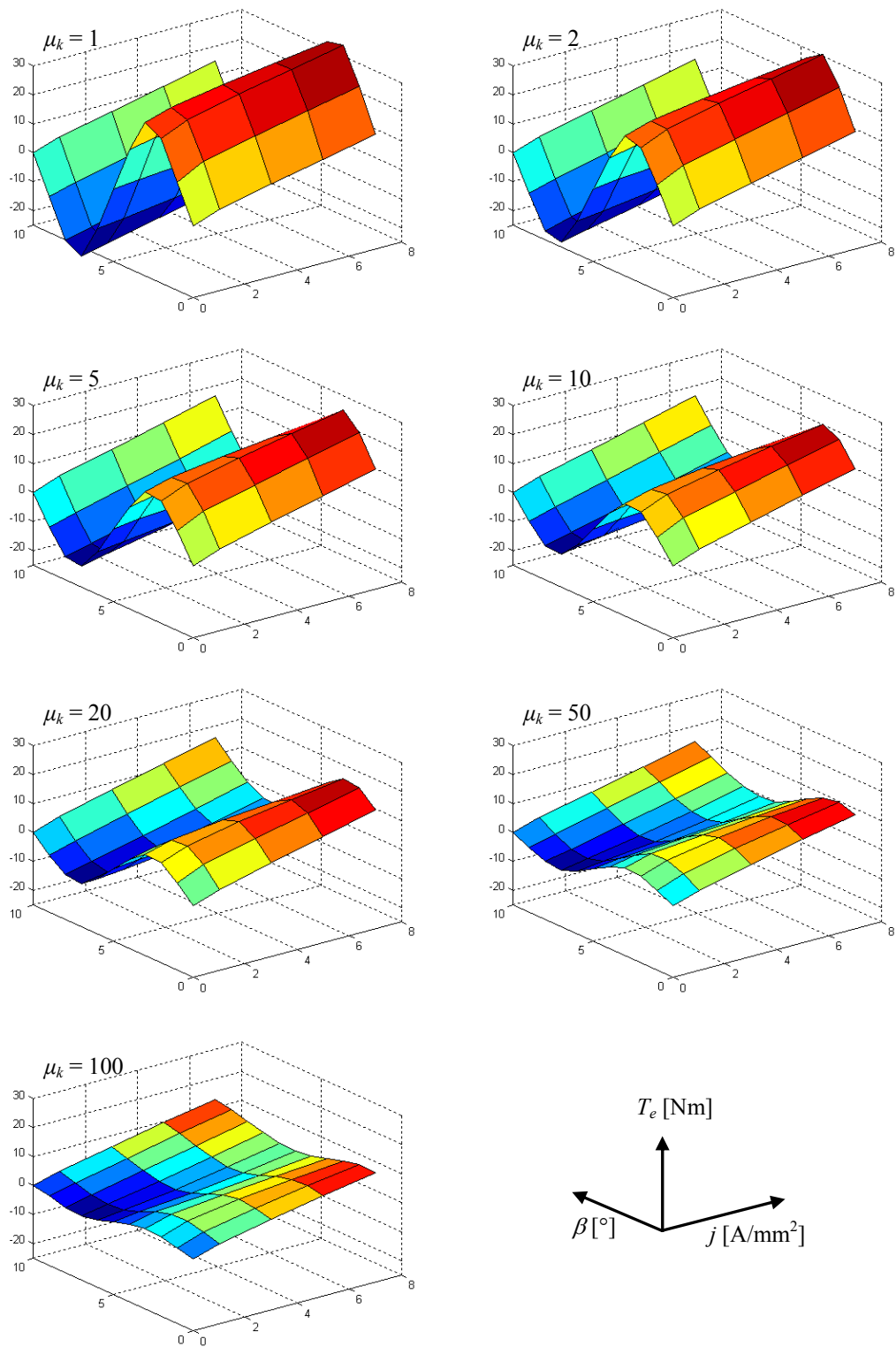
Rysunek 4.17. Model połowy obwodu magnetycznego MEOZK: rozkład linii pola magnetycznego – a), siatka dyskretizacyjna – b).

Badaną strukturę obwodu magnetycznego z wirnikiem zewnętrznym, płaskimi magnesami i koncentratorami pola magnetycznego, przedstawia rysunek 4.16. Dwunastobiegunowy wirnik modelu składa się z 24 odpowiednio namagnesowanych płaskich magnesów trwałych o wymiarach $b_{PM} = 30$ mm i $c_{PM} = 5$ mm, między którymi znajdują się ferromagnetyczne koncentratory pola magnetycznego. Promień wewnętrzny wirnika wynosi $R_r = 57,5$ mm. Stojan badanego obwodu magnetycznego o promieniu zewnętrznym równym $R_s = 56,0$ mm ma 36 żłobków otwartych. Wzorem poprzednich rozdziałów badania przeprowadzone zostały dla trzech grubości klinów magnetycznych $c_1 = 0,5$ mm, $c_2 = 1,0$ mm i $c_3 = 1,5$ mm. Wymiary żłobków podano na rysunku 4.16b)-d). Grubość szczeliny powietrznej modelu wynosi $\delta = 1,5$ mm, a długość części aktywnych – $l = 30$ mm.

Na rysunku 4.17a) zamieszczono fragment jednego bieguna modelu połowego, na którym zaznaczone zostały użyte w symulacjach materiały. Zaznaczono na nim również wektory namagnesowania magnesów trwałych. Fragment siatki dyskretizacyjnej przedstawia rysunek 4.17b). Całkowita siatka zawiera od 104 tys. do 136 tys. elementów.

Na rysunku 4.18 przedstawiono wykresy momentu elektromagnetycznego w zależności od gęstości prądu j dla wybranych wartości przenikalności magnetycznej klinów przy kącie

położenia wirnika od $\beta = 0^\circ$ do $\beta = 10^\circ$ co 1° . Ze względu na podobieństwo wykresów, podobnie jak w poprzednich rozdziałach, przedstawiono wykresy wyłącznie dla grubości klinów magnetycznych równej $c = 1,0$ mm.



Rysunek 4.18. Przebiegi momentu elektromagnetycznego T_e dla grubości klinów $c_2 = 1,0$ mm w funkcji kąta obrotu wału β oraz gęstości prądu w uzwojeniach j dla wybranych wartości μ_k .

Tabela 4.10. Współczynnik pulsacji momentu elektromagnetycznego p_T , względny parametr współczynnika pulsacji momentu elektromagnetycznego p'_T

$c_1 = 0,5 \text{ mm}$								
μ_k	p_T				p'_T			
	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$
1	21,07	9,16	5,83	4,23	100%	100%	100%	100%
2	19,26	8,38	5,32	3,84	91%	92%	91%	91%
5	16,65	7,17	4,53	3,24	79%	78%	78%	77%
10	14,19	6,12	3,85	2,73	67%	67%	66%	65%
20	11,66	5,05	3,14	2,18	55%	55%	54%	52%
50	8,30	3,59	2,16	1,49	39%	39%	37%	35%
100	5,87	2,49	1,48	1,01	28%	27%	25%	24%

$c_2 = 1,0 \text{ mm}$								
μ_k	p_T				p'_T			
	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$
1	22,36	9,71	6,12	4,45	106%	106%	105%	105%
2	18,88	8,26	5,24	3,79	90%	90%	90%	90%
5	14,92	6,52	4,13	2,95	71%	71%	71%	70%
10	12,18	5,33	3,34	2,33	58%	58%	57%	55%
20	9,32	4,07	2,49	1,72	44%	44%	43%	41%
50	5,60	2,39	1,43	1,00	27%	26%	25%	24%
100	3,29	1,39	0,82	0,53	16%	15%	14%	13%

$c_3 = 1,5 \text{ mm}$								
μ_k	p_T				p'_T			
	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$
1	23,15	10,08	6,34	4,61	110%	110%	109%	109%
2	18,97	8,27	5,25	3,80	90%	90%	90%	90%
5	14,23	6,26	3,96	2,82	68%	68%	68%	67%
10	11,04	4,84	3,03	2,10	52%	53%	52%	50%
20	7,90	3,46	2,08	1,45	37%	38%	36%	34%
50	3,91	1,66	1,04	0,70	19%	18%	18%	17%
100	1,82	0,83	0,53	0,32	9%	9%	9%	8%

W tabeli 4.10 zestawiono wartości współczynnika pulsacji momentu elektromagnetycznego w zależności od grubości klinów magnetycznych, gęstości prądu i przenikalności magnetycznej klinów. Kolorem zielonym zaznaczone zostały pola, w których pulsacje momentu elektromagnetycznego, dzięki zastosowaniu klinów magnetycznych, zostały zredukowane przynajmniej o 50%. Z tabeli tej wynika, że im większa grubość klinów oraz ich przenikalność, tym mniejszy współczynnik pulsacji momentu elektromagnetycznego. Analizując tabelę 4.10 można zauważyć ponadto, że w przypadku struktury analizowanej w niniejszym podrozdziale, niższe wartości przenikalności magnetycznej klinów w mniejszym stopniu powodują redukcję pulsacji

momentu elektromagnetycznego. Redukcja pulsacji przynajmniej o 50% możliwa jest dopiero po zastosowaniu klinów o przenikalności $\mu_k \geq 50$ dla $c_1 = 0,5$ mm oraz $\mu_k \geq 20$ dla $c_2 = 1,0$ mm i $c_3 = 1,5$ mm.

Tabela 4.11. Średnia wartość momentu elektromagnetycznego T_{eav} , względny parametr wartości średniej momentu elektromagnetycznego t_{eav}

$c_1 = 0,5$ mm								
μ_k	T_{eav} [Nm]				t_{eav}			
	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$
1	2,61	5,98	9,34	12,72	100%	100%	100%	100%
2	2,58	5,98	9,38	12,77	99%	100%	100%	100%
5	2,53	5,92	9,33	12,75	97%	99%	100%	100%
10	2,50	5,86	9,22	12,60	96%	98%	99%	99%
20	2,44	5,71	8,98	12,27	93%	96%	96%	96%
50	2,31	5,40	8,50	11,60	89%	90%	91%	91%
100	2,22	5,16	8,12	11,08	85%	86%	87%	87%
$c_2 = 1,0$ mm								
μ_k	T_{eav} [Nm]				t_{eav}			
	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$
1	2,55	5,78	9,01	12,25	98%	97%	96%	96%
2	2,52	5,78	9,06	12,32	97%	97%	97%	97%
5	2,47	5,72	8,97	12,22	95%	96%	96%	96%
10	2,40	5,56	8,73	11,89	92%	93%	93%	93%
20	2,31	5,32	8,35	11,38	89%	89%	89%	89%
50	2,15	4,96	7,80	10,63	82%	83%	84%	84%
100	2,07	4,79	7,51	10,23	79%	80%	80%	80%
$c_3 = 1,5$ mm								
μ_k	T_{eav} [Nm]				t_{eav}			
	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$	$j = 1 \text{ A/mm}^2$	$j = 3 \text{ A/mm}^2$	$j = 5 \text{ A/mm}^2$	$j = 7 \text{ A/mm}^2$
1	2,46	5,57	8,67	11,80	94%	93%	93%	93%
2	2,43	5,56	8,70	11,85	93%	93%	93%	93%
5	2,37	5,46	8,55	11,63	91%	91%	92%	91%
10	2,28	5,25	8,21	11,18	87%	88%	88%	88%
20	2,17	4,98	7,79	10,62	83%	83%	83%	83%
50	2,04	4,70	7,35	9,98	78%	79%	79%	78%
100	1,99	4,57	7,13	9,68	76%	76%	76%	76%

Wartości średnie momentu elektromagnetycznego modelu z rysunku 4.16, w zależności od grubości klinów, gęstości prądu oraz przenikalności klinów, zestawiono w tabeli 4.11. Kolorem niebieskim zaznaczone zostały obszary, w których wartość średnia momentu elektromagnetycznego, w wyniku zastosowania klinów magnetycznych, zmalała nie więcej niż o 3%. Im grubsze kliny magnetyczne i większa ich przenikalność magnetyczna, tym moment elektromagnetyczny jest mniejszy. Należy zauważyć, że kliny

o największej grubości powodują bardzo duże obniżenie użytecznego momentu – przynajmniej 7%.

Tabela 4.12 zawiera wyniki obliczeń wartości średniej oraz maksymalnej momentu zaczepowego, a także wartości średniej indukcji magnetycznej i współczynnika pulsacji indukcji magnetycznej. Wyniki porównano za pomocą odpowiednich względnych parametrów zaznaczając kolorem zielonym pola, w których pulsacje zostały zredukowane przynajmniej o 50%. Z tabeli tej wynika, że wraz ze wzrostem grubości oraz przenikalności magnetycznej klinów maleją; wartość średnia i maksymalna momentu zaczepowego i pulsacje indukcji magnetycznej, natomiast rośnie wartość średnia indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej.

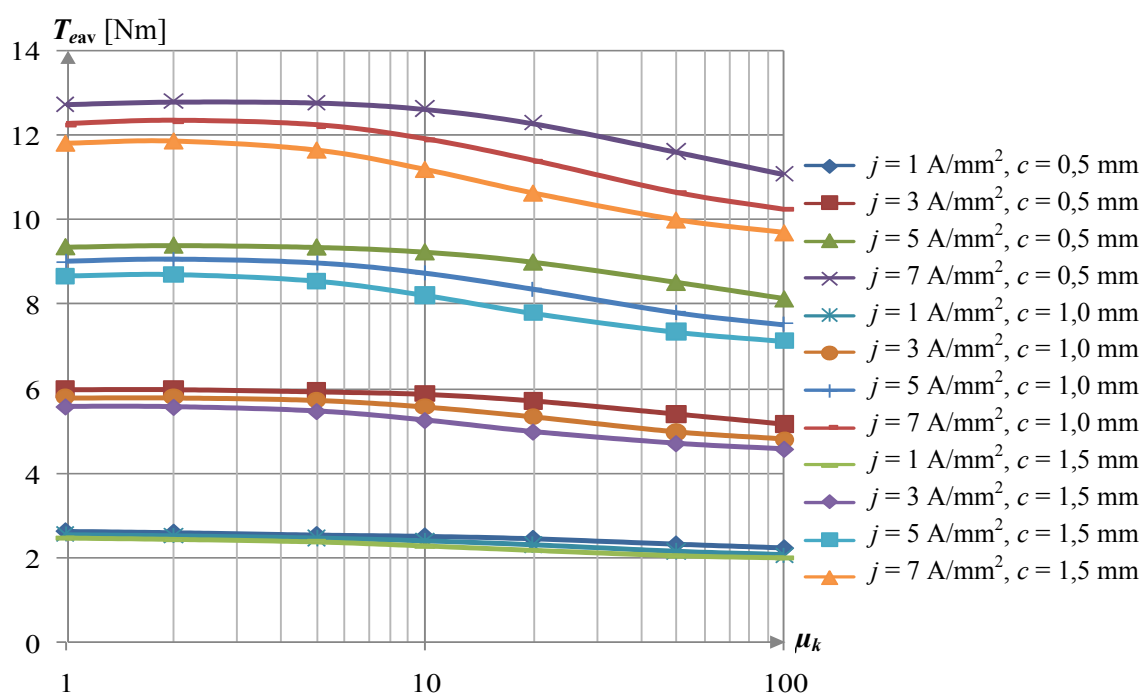
Tabela 4.12. Moment zaczepowy i indukcja

$c_1 = 0,5 \text{ mm}$								
μ_k	$T_{zav} [\text{Nm}]$	t_{zav}	$T_{zmax} [\text{Nm}]$	t_{zmax}	$B_{yav} [\text{T}]$	b_y	p_B	p'_B
1	16,19	100%	27,32	100%	0,96	100%	1,041	100%
2	14,75	91%	24,35	89%	0,98	102%	0,908	87%
5	12,47	77%	20,12	74%	1,01	104%	0,718	69%
10	10,45	65%	16,77	61%	1,03	107%	0,568	55%
20	8,31	51%	13,43	49%	1,06	110%	0,434	42%
50	5,44	34%	9,00	33%	1,11	115%	0,303	29%
100	3,48	22%	6,06	22%	1,14	119%	0,229	22%
$c_2 = 1,0 \text{ mm}$								
μ_k	$T_{zav} [\text{Nm}]$	t_{zav}	$T_{zmax} [\text{Nm}]$	t_{zmax}	$B_{yav} [\text{T}]$	b_y	p_B	p'_B
1	16,40	101%	28,12	103%	0,96	100%	1,061	102%
2	14,05	87%	23,42	86%	0,99	103%	0,846	81%
5	10,91	67%	17,79	65%	1,02	106%	0,588	56%
10	8,52	53%	13,82	51%	1,06	110%	0,432	41%
20	6,17	38%	10,09	37%	1,10	115%	0,313	30%
50	3,26	20%	5,52	20%	1,15	120%	0,202	19%
100	1,64	10%	2,90	11%	1,18	123%	0,143	14%
$c_3 = 1,5 \text{ mm}$								
μ_k	$T_{zav} [\text{Nm}]$	t_{zav}	$T_{zmax} [\text{Nm}]$	t_{zmax}	$B_{yav} [\text{T}]$	b_y	p_B	p'_B
1	16,50	102%	26,92	99%	0,96	100%	1,070	103%
2	13,50	83%	21,70	79%	0,99	103%	0,801	77%
5	9,74	60%	15,57	57%	1,04	108%	0,525	50%
10	7,16	44%	11,39	42%	1,08	113%	0,379	36%
20	4,68	29%	7,54	28%	1,13	118%	0,267	26%
50	1,98	12%	3,35	12%	1,18	123%	0,166	16%
100	0,76	5%	1,48	5%	1,20	125%	0,117	11%

Zauważalne jest także podobieństwo między modelami z wirnikami wewnętrznymi, jak i zewnętrznymi, polegające na tym, że względne parametry momentu zaczepowego

oraz pulsacji indukcji magnetycznej w obwodach z koncentratorami pola wolniej maleją wraz ze wzrostem grubości i przenikalności magnetycznej klinów w porównaniu z modelami z wirnikami o powierzchniowo montowanych magnesach trwałych.

Na następnym rysunku 4.19 przedstawiono zależność wartości średniego momentu elektromagnetycznego od grubości i przenikalności magnetycznej klinów oraz gęstości prądu w uzwojeniach. Na rysunku tym wyraźnie widać zmniejszenie wartości średniego momentu elektromagnetycznego, szczególnie przy klinach magnetycznych o większej grubości i o wyższej przenikalności magnetycznej.

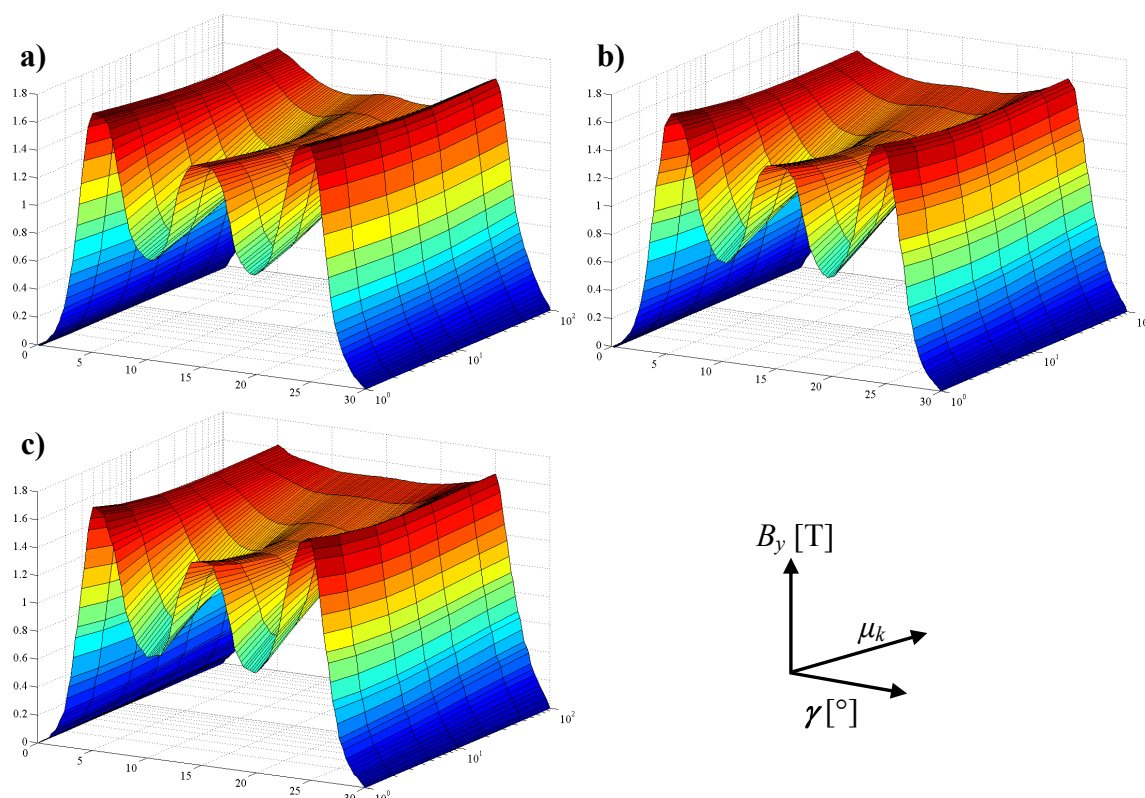


Rysunek 4.19. Zależność średniego momentu elektromagnetycznego od względnej przenikalności magnetycznej μ_k zastosowanych klinów o grubości c przy różnych wartościach gęstości prądu w uzwojeniach j .

Rozkłady indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej badanego obwodu na szerokości jednej podziałki biegunowej zaprezentowano na rysunku 4.20. Podobnie jak w tabeli 4.12, na rysunku tym widać, że wraz ze wzrostem grubości oraz przenikalności magnetycznej klinów, maleją pulsacje indukcji magnetycznej.

Porównując rozkłady indukcji magnetycznej w szczelinach powietrznych obwodów magnetycznych z koncentratorami pola z rozkładami B_r obwodów o powierzchniowo montowanych magnesach trwałych, należy zauważyć, że w tych pierwszych występuje znacznie większe zniekształcenie rozkładu indukcji. Dzięki koncentratorom pola

magnetycznego można uzyskać wysoką indukcję magnetyczną w szczelinie powietrznej, co w konsekwencji pozwala na podwyższenie momentu elektromagnetycznego, odbywa się to jednak kosztem większych zniekształceń rozkładu indukcji, a w rezultacie kosztem zniekształceń napięć indukowanych na zaciskach maszyny. Między innymi dlatego w obwodach z koncentratorami pola magnetycznego konieczne jest zastosowanie klinów o wyższej przenikalności magnetycznej.



Rysunek 4.20. Rozkłady indukcji magnetycznej pośrodku szczeliny powietrznej przy różnych wartościach względnych przenikalności magnetycznej klinów μ_k ; przy grubości klinów $c_1 = 0,5$ mm – a), przy grubości klinów $c_2 = 1,0$ mm – b), przy grubości klinów $c_3 = 1,5$ mm – c).

Z badań przeprowadzonych na modelu obwodu magnetycznego maszyny elektrycznej z wirnikiem zawierającym płaskie magnesy trwałe oraz koncentratory pola magnetycznego i stojanem ze zębami otwartymi, kliny magnetyczne powodują zmniejszenie pulsacji momentu elektromagnetycznego, jednak w mniejszym stopniu niż w obwodach z powierzchniowo montowanymi magnesami trwałymi i kosztem większych strat wartości średniej momentu elektromagnetycznego. Przykładowo kliny magnetyczne o parametrach $c_2 = 1,0$ mm i przenikalności $\mu_k = 20$ powodują zmniejszenie pulsacji momentu elektromagnetycznego o ok. 57%, jednak kosztem straty aż 11% wartości średniej momentu elektromagnetycznego. Ponadto zastosowanie klinów o największej grubości

i najwyższej przenikalności magnetycznej może spowodować zmniejszenie wartości średniej momentu elektromagnetycznego nawet o $\frac{1}{4}$.

4.6. Wnioski

1. Im większa jest przenikalność magnetyczna lub grubość klinów, tym mniejsze są pulsacje momentu elektromagnetycznego, moment zaczepowy oraz pulsacje indukcji magnetycznej, natomiast większa jest średnia wartość indukcji magnetycznej w szczelinie maszyny.
2. W obwodach magnetycznych maszyn elektrycznych ze żłobkami otwartymi występuje maksimum wartości średniej momentu elektromagnetycznego w funkcji przenikalności magnetycznej klinów. Funkcja $T_e = f(\mu_k)$, w zależności od analizowanej struktury, osiąga maksimum dla $\mu_k = 2 \div 10$.
3. W maszynach elektrycznych z koncentratorami pola magnetycznego rozwiązaniem korzystnym jest zastosowanie struktury z półotwartymi żłobkami i klinami magnetycznymi stanowiącymi mostki między sąsiednimi zębami stojana, ponieważ w obwodach magnetycznych z otwartymi żłobkami występują bardzo wysokie momenty zaczepowe.
4. Zastosowanie klinów magnetycznych korzystnie wpływa na zmniejszenie momentu zaczepowego. Każda struktura obwodu magnetycznego ze żłobkami otwartymi wymaga przeprowadzenia oddzielnych badań w celu wyznaczenia odpowiednich dla niej parametrów klinów, tj. przenikalności magnetycznej μ_k oraz grubości c .

Rozdział 5

Badania symulacyjne modelu trójwymiarowego maszyny tarczowej

5.1. Wprowadzenie

W niniejszym rozdziale zaprezentowano sposób ograniczania momentu zaczepowego w maszynie tarczowej z jednym stojanem i dwoma wirnikami poprzez zmniejszenie grubości rdzeni magnetycznych w stojanie, wykonanych, w celu uproszczenia technologii budowy maszyny, z proszków SMC rodzaju Somaloy 500.

Badania w niniejszym rozdziale zostały przeprowadzone przy założeniu braku momentu bezwładności wirujących elementów maszyny. W związku z tym w rzeczywistej maszynie pulsacje momentu elektromagnetycznego będą mniejsze podczas pracy, niż wartości uzyskane podczas badań symulacyjnych – tym mniejsze, im wyższa prędkość wirowania wirnika.

Bezszcotkowe silniki tarczowe z magnesami trwałymi stosowane są głównie w bezprzekładniowych, wysokomomentowych układach napędowych, w których często występują ograniczenia długości osiowej napędu [1, 59]. Jako przykład można wymienić napęd elektryczny z silnikiem wbudowanym w piastę koła napędzanego pojazdu. Konstrukcja takiego napędu nie wymaga stosowania przekładni mechanicznej i sprzęgła oraz elementów, które komplikują budowę urządzenia, zmniejszają jego niezawodność i wpływają na parametry eksploatacyjne pojazdu oraz jego cenę.

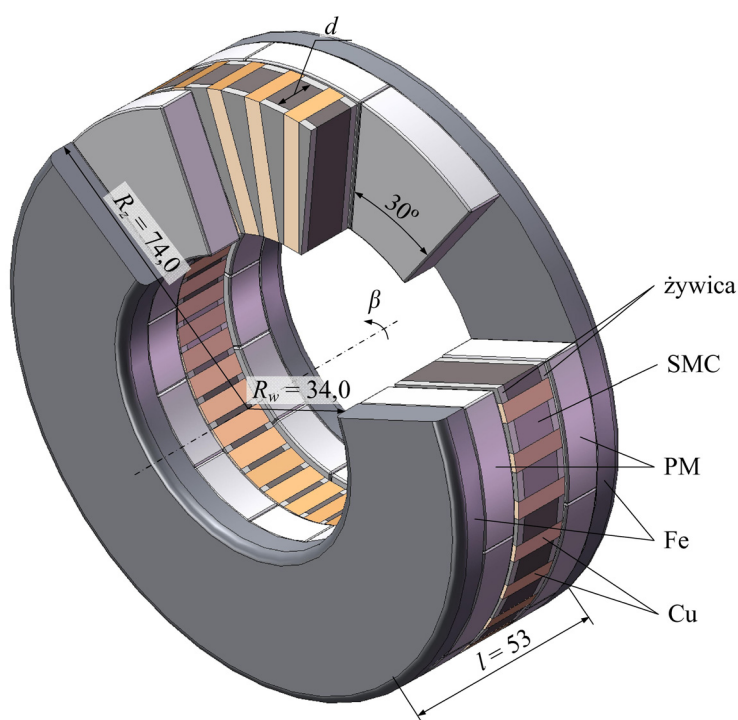
Konstrukcje silników tarczowych ulegają stałemu rozwojowi, polegającemu na stosowaniu w nich nowoczesnych materiałów magnetycznych oraz tworzeniu konfiguracji maszyn charakteryzujących się coraz lepszym współczynnikiem wykorzystania objętości maszyny. Dodatkową zaletą maszyn tarczowych jest możliwość stosowania struktur wielowarstwowych składających się z kilku stojanów i kilku wirników [31, 32, 102].

W układach napędowych, od których wymaga się płynnej regulacji prędkości, braku pulsacji momentu obrotowego i wysokiej sprawności stosuje się silniki o strukturach bezrdzeniowych, których moment elektromagnetyczny osiąga mniejsze wartości, w porównaniu ze strukturami rdzeniowymi o podobnej konfiguracji. W silnikach tarczowych w celu zwiększenia momentu elektromagnetycznego stosuje się rdzenie ferromagnetyczne w obwodzie stojana. Obecność rdzeni powoduje jednak powstanie momentu zaczepowego.

5.2. Charakterystyka konstrukcji modelu maszyny

W procesie projektowania silników tarczowych ważna jest analiza geometrii, rozkładu pola elektromagnetycznego oraz ich parametrów eksploatacyjnych z wykorzystaniem trójwymiarowych metod numerycznych, które dobrze odzwierciedlają rzeczywiste warunki pracy silnika. Takie metody uwzględniają geometryczną złożoność struktury części czynnych maszyny tarczowej, których parametry geometryczne i elektromagnetyczne ulegają zmianie w kierunkach osiowym i promieniowym oraz nieliniowość charakterystyk materiałów magnetycznych.

Konstrukcję silnika tarczowego z pominięciem połączeń czołowych pokazano na rysunku 5.1. Jarzma ferromagnetyczne oznaczone na rysunku symbolem 'Fe' wykonane są w formie pierścienia o grubości 8 mm. Ich promień wewnętrzny wynosi $R_w = 34$ mm, a zewnętrzny $R_z = 74$ mm. Do każdego z jarzm przyklejonych jest 12 wysokoenergetycznych magnesów trwałych (na rysunku symbol 'PM') o naprzemiennej polaryzacji N-S-N-S.... Magnesy są wykonane w postaci segmentów – wycinków pierścienia o kącie rozwarcia 30° , o promieniach; wewnętrzny – $R_w = 34$ mm, a zewnętrzny $R_z = 74$ mm oraz grubości 10 mm. Jarzma ferromagnetyczne oraz magnesy trwałe stanowią wirnik maszyny.

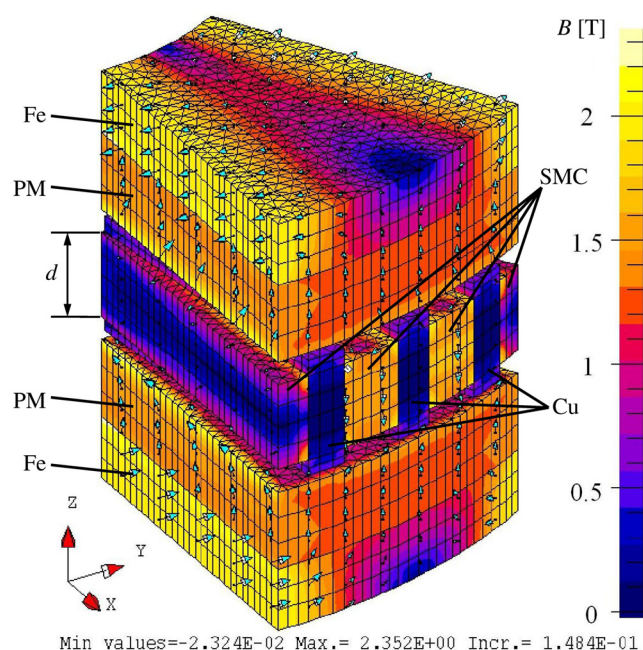


Rysunek 5.1. Widok i zasadnicze wymiary obwodu magnetycznego maszyny tarczowej z rdzeniem SMC.

Pomiędzy magnesami znajduje się przestrzeń o szerokości 17 mm przeznaczona na uzwojenia, rdzeń i dwie szczeliny technologiczne o grubości $\delta = 1,0$ mm. Wymiar w przekroju uzwojeń sterujących to 15 x 5 mm (na rysunku 5.1 symbol Cu). Pomiędzy czynnymi częściami uzwojeń znajdują się rdzenie z proszków magnetycznych SMC Somaloy 500 o grubości d . Rdzenie z proszków SMC zalane są żywicą epoksydową do grubości uzwojeń. W badaniach zmieniana była grubość rdzenia od $d = 15$ mm do $d = 0$ co 1 mm. W każdym przypadku wyznaczany był moment elektromagnetyczny oraz zaczepowy oraz rozkład indukcji magnetycznej pośrodku szczeliny roboczej.

5.3. Analiza wpływu parametrów obwodu magnetycznego na momenty i pulsacje momentu elektromagnetycznego

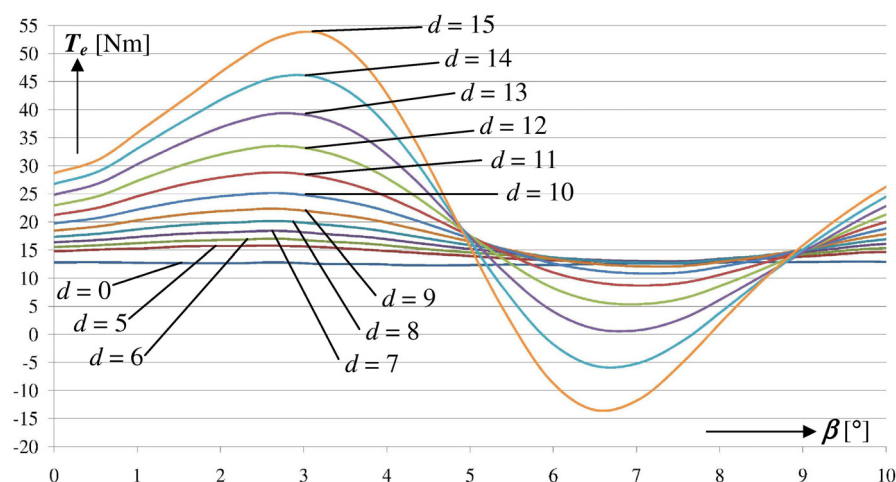
W celu wyznaczenia momentu elektromagnetycznego w silniku tarczowym, którego konstrukcję pokazano na rysunku 4.1, opracowano model numeryczny oparty na metodzie elementów skończonych FEM przy użyciu programu FLUX 3D, który przedstawiono na rysunku 5.2. Ze względu na okresowość struktury silnika oraz w celu zwiększenia dokładności obliczeń (powiększenie ilości elementów siatki), obliczenia przeprowadzono na wycinku jednej podziałki biegunowej τ o kącie rozwarcia równym $\alpha = 30^\circ$, co stanowi 1/12 modelu.



Rysunek 5.2. Model połowy z siatką dyskretyzacyjną badanej maszyny tarczowej.

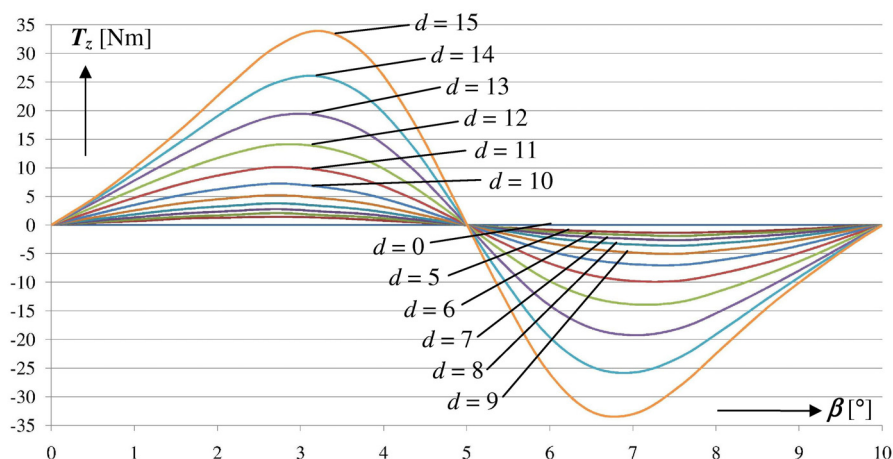
Na rysunku 5.2 przedstawiono również rozkład modułu indukcji magnetycznej we wszystkich częściach aktywnych badanego modelu.

Rysunek 5.3 przedstawia otrzymane w wyniku przeprowadzonych badań symulacyjnych wykresy momentu elektromagnetycznego T_e wytwarzanego przez silnik przy zmianie położenia wirnika o kąt β co jeden stopień względem stojana. Ze względu na duży czas obliczeń i okresowość wyników obliczenia ograniczono do $\beta = 10^\circ$ (kątowej szerokości jednej podziałki zębowej). We wszystkich analizowanych strukturach, w których zmieniano wartość parametru d , przyjęto gęstość prądu $j = 5 \text{ A/mm}^2$ w przekroju poprzecznym promieniowo ułożonych gałęzi uzwojeń, przy założeniu współczynnika wypełnienia $k_{Cu} = 0,5$. Z rysunku 5.3 wynika, że im mniejsza grubość d rdzeni z proszków SMC, tym mniejsze pulsacje momentu elektromagnetycznego. Całkowity brak rdzeni magnetycznych powoduje wyeliminowanie pulsacji momentu elektromagnetycznego, jednak kosztem strat momentu elektromagnetycznego, co będzie przedstawione na dalszych rysunkach i w tabeli. Należy zauważyć, że w przypadku rdzeni o grubości $d = 14 \text{ mm}$ i $d = 15 \text{ mm}$ krzywa momentu elektromagnetycznego przyjmuje również wartości ujemne. Wynika to z bardzo dużego momentu zaczepowego w maszynie.



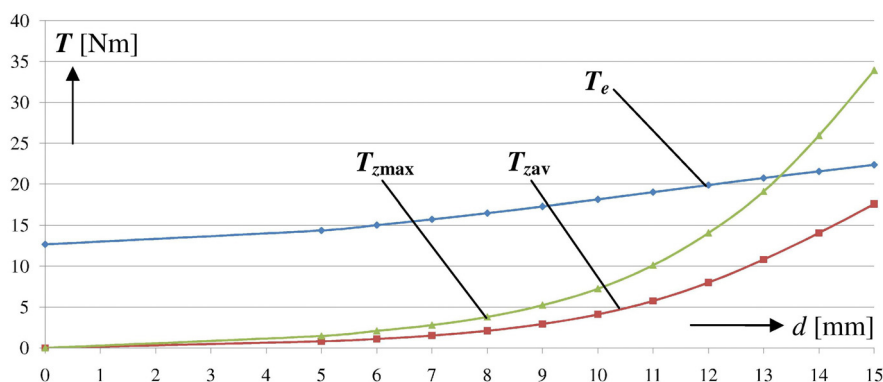
Rysunek 5.3. Rozkłady momentu elektromagnetycznego w zależności od kąta obrotu wału β dla różnych grubości rdzenia d .

Na rysunku 5.4 zamieszczono wykresy momentu zaczepowego w zależności od kąta obrotu wału dla wybranych grubości rdzenia. Im mniejsza grubość rdzeni, tym mniejszy moment zaczepowy. Zmiany momentu zaczepowego są największe w przypadku największych grubości rdzeni magnetycznych.



Rysunek 5.4. Rozkłady momentu zaczepowego w zależności od kąta obrotu wału β dla różnych grubości rdzenia d .

Zależność między wartością średnią momentu elektromagnetycznego oraz średnią i maksymalną wartością momentu zaczepowego w funkcji grubości rdzenia d przedstawia rysunek 5.5. Na rysunku tym widać, że wartość średnia momentu elektromagnetycznego rośnie praktycznie liniowo wraz ze wzrostem grubości rdzeni magnetycznych, natomiast moment zaczepowy narasta wykładniczo.



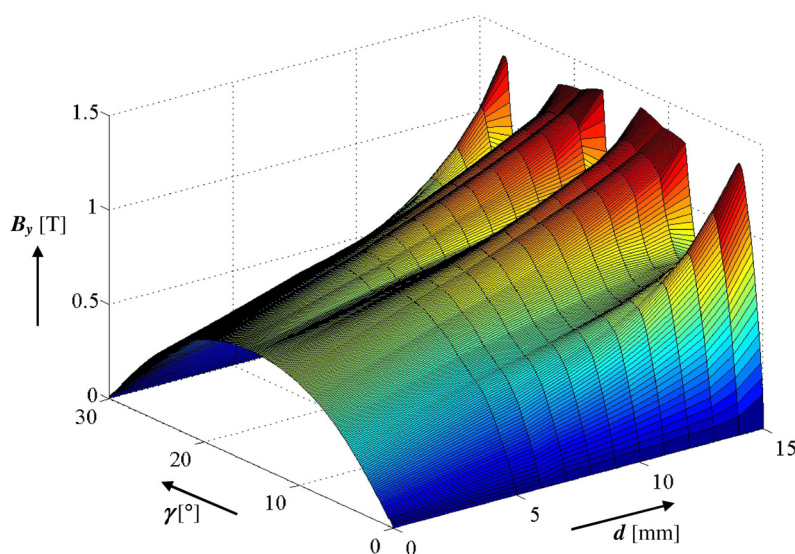
Rysunek 5.5. Zależność momentu elektromagnetycznego oraz zaczepowego (maksymalnego i średniego) od grubości rdzenia d .

Z przedstawionych na rysunkach 5.3 i 5.4 przebiegów momentów: elektromagnetycznego T_{eav} i zaczepowego T_z w funkcji kąta położenia wirnika od $\beta = 0^\circ$ do $\beta = 10^\circ$, jak również z rysunku 5.5 wynika, że im mniejsza grubość d rdzeni z SMC, tym mniejsza wartość momentu zaczepowego, ale i mniejsza wartość momentu elektromagnetycznego. Ponadto należy zauważyć, że przy grubości rdzeni $d > 13$ mm moment elektromagnetyczny osiąga

wartości mniejsze od 0. Jest to sytuacja, w której wartość maksymalna momentu zaczepowego przewyższa moment elektromagnetyczny przy stosunkowo wysokiej zadanej gęstości prądu $j = 5 \text{ A/mm}^2$. Zatem uruchomienie maszyny o przedstawionej konstrukcji i z rdzeniami o grubości $d > 13 \text{ mm}$ wymagać będzie wyższych gęstości prądu w uzwojeniach niż zadane podczas obliczeń.

5.4. Badania indukcji pola magnetycznego i zestawienie wyników badań

Na rysunku 5.6 przedstawiono rozkłady indukcji magnetycznej pośrodku szczeliny powietrznej (w połowie odległości między płaszczyzną rdzenia z proszków SMC a płaszczyzną magnesów trwałych wirnika na średnim promieniu $R_{av} = 54 \text{ mm}$). Wynika z niego, że obecność rdzeni magnetycznych w znacznym stopniu powoduje podwyższenie indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej. Ubocznym, negatywnym zjawiskiem jest powstawanie zniekształceń rozkładów indukcji magnetycznej w szczelinie, a w konsekwencji generowanie wyższych harmonicznych napięcia indukowanego.



Rysunek 4.6. Rozkład indukcji magnetycznej pośrodku szczeliny powietrznej w zależności od grubości rdzenia d .

Wyniki wszystkich przeprowadzonych badań symulacyjnych zostały zestawione w tabeli 5.1. W tabeli tej kolorem zielonym zaznaczono obszary, w których uzyskano zmniejszenie parametry pulsacji przynajmniej o 50%. Z tabeli tej wynika, że im mniejsza grubość d rdzeni magnetycznych, tym mniejsze pulsacje momentu elektromagnetycznego

i indukcji magnetycznej, mniejszy moment zaczepowy (zarówno jego wartość średnia, jak i maksymalna) oraz niższe wartości średnie momentu elektromagnetycznego i indukcji magnetycznej.

Tabela 5.1. Wyniki badań struktury z rysunku 4.1.

d [mm]	T_{eav} [Nm]	t_{eav}	p_T	p'_T	T_{zav} [Nm]	t_{zav}	T_{zmax} [Nm]	t_{zmax}	B_{yav} [T]	b_y	p_B	p'_B
15	22,36	100%	2,991	100%	17,58	100%	33,91	100%	1,04	100%	0,57	100%
14	21,56	96%	2,386	80%	14,06	80%	25,95	77%	0,98	94%	0,47	83%
13	20,74	93%	1,860	62%	10,81	62%	19,10	56%	0,92	88%	0,40	70%
12	19,88	89%	1,417	47%	7,98	45%	14,04	41%	0,87	83%	0,36	64%
11	19,01	85%	1,058	35%	5,75	33%	10,11	30%	0,82	78%	0,31	56%
10	18,14	81%	0,786	26%	4,08	23%	7,22	21%	0,77	74%	0,27	48%
9	17,29	77%	0,589	20%	2,91	17%	5,21	15%	0,73	70%	0,23	40%
8	16,48	74%	0,445	15%	2,08	12%	3,79	11%	0,69	66%	0,19	33%
7	15,71	70%	0,342	11%	1,50	9%	2,79	8%	0,66	63%	0,15	27%
6	15,00	67%	0,264	9%	1,09	6%	2,09	6%	0,62	59%	0,12	22%
5	14,36	64%	0,195	7%	0,79	5%	1,46	4%	0,58	56%	0,10	17%
0	12,67	57%	0,054	2%	0,00	0%	0,00	0%	0,40	39%	0,00	0%

W przypadku braku rdzeni magnetycznych moment zaczepowy oraz pulsacje indukcji magnetycznej równe są zero. Natomiast pulsacje momentu elektromagnetycznego, w porównaniu do pulsacji w przypadku rdzeni o grubości $d = 15$ mm, zmniejszają się do 2% i wynikają jedynie z niedopasowania źródła zasilania do kształtu rozkładu indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej. Jednak brak rdzeni powoduje znaczne obniżenie wartości średniej momentu elektromagnetycznego oraz wartości średniej indukcji magnetycznej w szczelinie. Wówczas moment elektromagnetyczny jest mniejszy o 43%, natomiast indukcja aż o 61%.

5.5. Wnioski

1. W maszynach tarczowych można znacznie zredukować pulsacje momentu elektromagnetycznego poprzez zmniejszenie grubości rdzeni magnetycznych stojana. Im mniejsza jest grubość rdzeni, tym mniejsze są pulsacje momentu elektromagnetycznego oraz współczynnik pulsacji indukcji magnetycznej, ale i mniejsza średnia wartość indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej i mniejszy moment elektromagnetyczny.

2. Dla grubości rdzenia $d = 12$ mm uzyskano zmniejszenie pulsacji momentu elektromagnetycznego o 53%, a indukcji magnetycznej o 36%, ale odbywa się to kosztem wartości średniej momentu elektromagnetycznego, która zmniejszyła się o 11%. Jednak w porównaniu do struktury bezrdzeniowej, w której co prawda nie występuje moment zaczepowy, średni moment elektromagnetyczny jest i tak o ok. 32% większy.
3. W przypadku żądanej wysokiej wartości momentu elektromagnetycznego należy zastosować rdzenie o większej grubości, gdy natomiast maszyna ma charakteryzować się innymi wymaganiami, takimi jak: niski poziom drgań i hałasu, płynność startu oraz ruchu, głównie przy niskich prędkościach obrotowych – należy zastosować rdzenie o małej grubości lub nawet je wyeliminować.

Rozdział 6

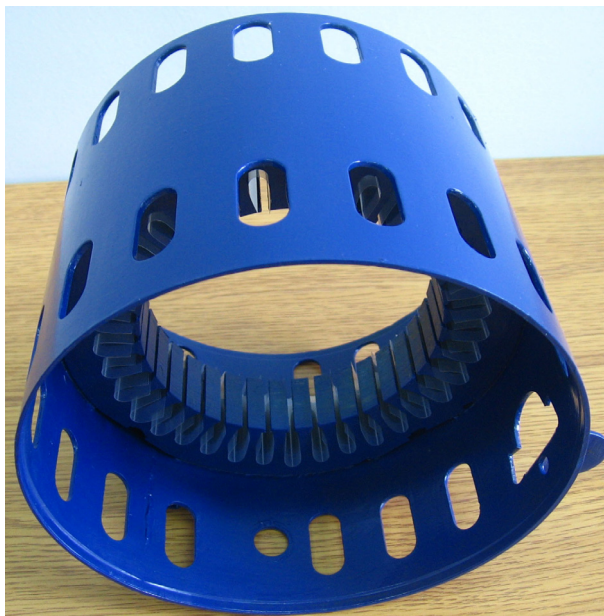
Badania eksperymentalne

6.1. Wprowadzenie

W niniejszym rozdziale przedstawione zostały wyniki badań modelu eksperymentalnego zbudowanego w celu weryfikacji wyników symulacyjnych obwodu magnetycznego z zastosowaniem klinów magnetycznych przedstawionego w podrozdziale 3.3. Zewnętrzny stojan modelu doświadczalnego ma żłobki półotwarte, natomiast wirnik składa się z płaskich magnesów trwałych oraz ferromagnetycznych koncentratorów pola magnetycznego.

6.2. Konstrukcja modelu eksperymentalnego maszyny cylindrycznej

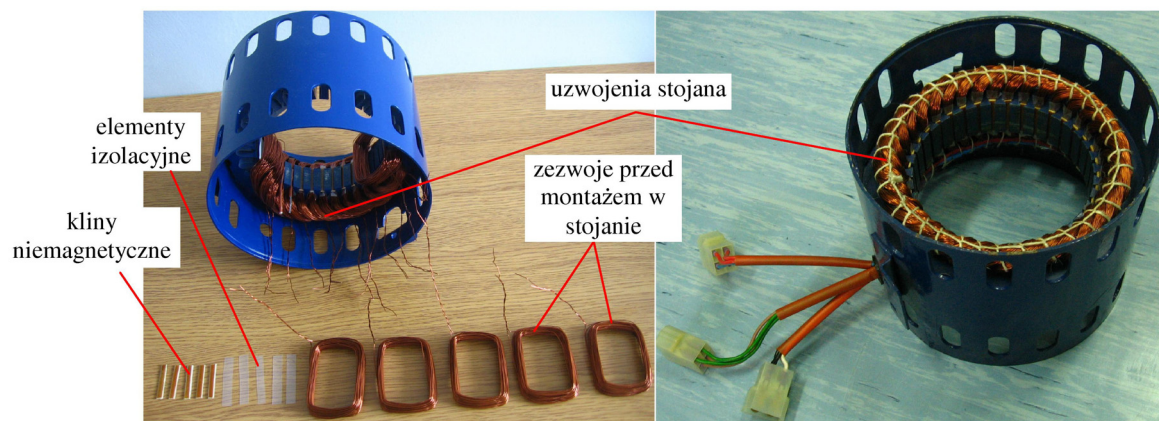
W modelu użyto stojan seryjnie produkowanego dwubiegowego silnika indukcyjnego typ OKC 2-2/120 $n = 2775/425$ obr/min 60/45 W. Stojan, przedstawiony wraz z obudową na rysunku 6.1, ma 36 żłobków. Długość stojana $l = 30$ mm, a jego wewnętrzny promień $R_s = 57,5$ mm.



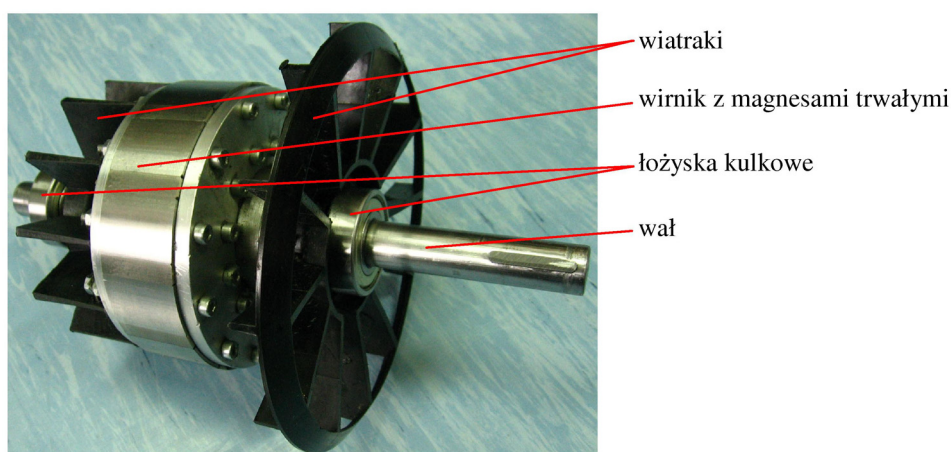
Rysunek 6.1. Stojan i obudowa modelu eksperymentalnego.

W żłobkach stojana znajduje się 36 zezwojów ułożonych dwuwarstwowo. Jeden zezwój składa się 85 zwojów z drutu o średnicy $d_{Cu} = 0,55$ mm. W każdym żłobku znajduje się 170 prętów uzwojenia. Zezwroje każdej z faz podzielono na 2 szeregowo ze sobą połączone grupy, w skład których wchodzi po 6 zezwojów połączonych równolegle. W pierwszym etapie badań

uzwojenia zamknięte są klinami niemagnetycznymi, a następnie w miejsce ich wprowadzono kliny magnetyczne wykonane w sposób przedstawiony w następnym podrozdziale. Widok częściowo oraz docelowo uzwojonego stojana przedstawia rysunek 6.2.

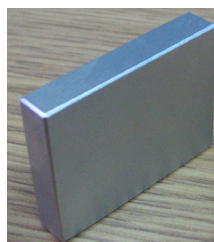


Rysunek 6.2. Stojan z uzwojeniami dwuwarstwowymi.



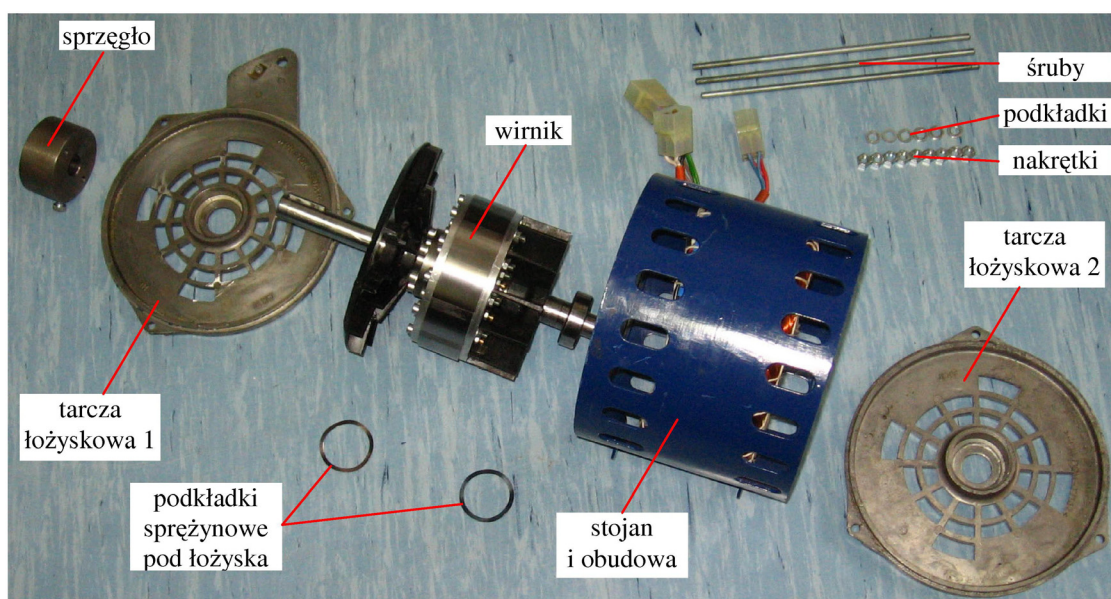
Rysunek 6.3. Wirnik modelu eksperymentalnego wraz z łożyskami i łopatkami wentylatorów.

Na rysunku 6.3 przedstawiono wirnik modelu eksperymentalnego składający się z dwunastu koncentratorów pola magnetycznego i dwunastu płaskich magnesów trwałych ułożonych promieniowo. Promień zewnętrzny wirnika wynosi $R_r = 56,0$ mm. W wirniku zastosowano magnesy trwałe (rys. 6.4) o wymiarach $7,5 \times 30 \times 40$ mm i parametrach opisanych w rozdziale 2. W związku z powyższym model eksperymentalny jest analogiczny do modelu symulacyjnego z rozdziału 3.3.



Rysunek 6.4. Wysokoenergetyczny magnes typu Nd-Fe-B wirnika modelu eksperymentalnego.

Wszystkie części składowe modelu doświadczalnego pokazane są na rysunku 6.5, a złożony model eksperymentalny przedstawia rysunek 6.6.



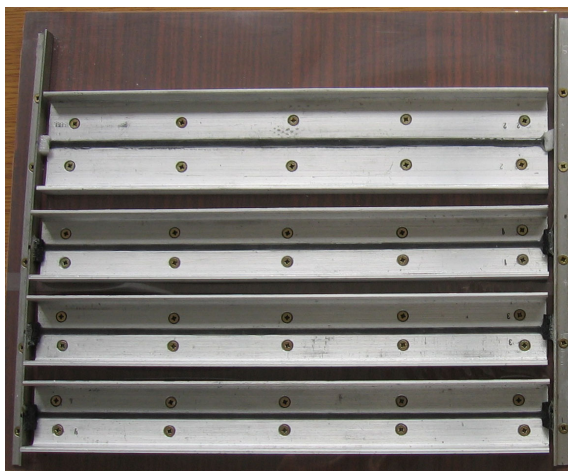
Rysunek 6.5. Części składowe modelu doświadczalnego.



Rysunek 6.6. Model doświadczalny.

6.3. Charakterystyka klinów magnetycznych z proszków SMC

Kliny magnetyczne do zastosowania w modelu eksperymentalnym wykonane zostały jako odlew z mieszaniny proszku magnetycznego i żywicy epoksydowej w stosunku objętościowym 2 : 1 (dwie jednostki objętości proszku : jedna jednostka objętości żywicy).



Rysunek 6.7. Forma do odlania klinów magnetycznych.

Formę do odlania klinów magnetycznych przedstawia rysunek 6.7. Jest ona rozkręcana w ten sposób, aby po zastygnięciu odlanych klinów można było ją łatwo rozłożyć i wyjąć kliny bez ich uszkodzenia.

Po odlaniu kliny zostały pocięte na długość modelu tj. $l = 30$ mm. Zdjęcie pojedynczego klina magnetycznego przedstawiono na rysunku 6.8. Aby uniknąć wysunięcia klinów z zamknięć żłobków mają one niewielkie wypustki, co również jest zilustrowane na rysunku 6.8.



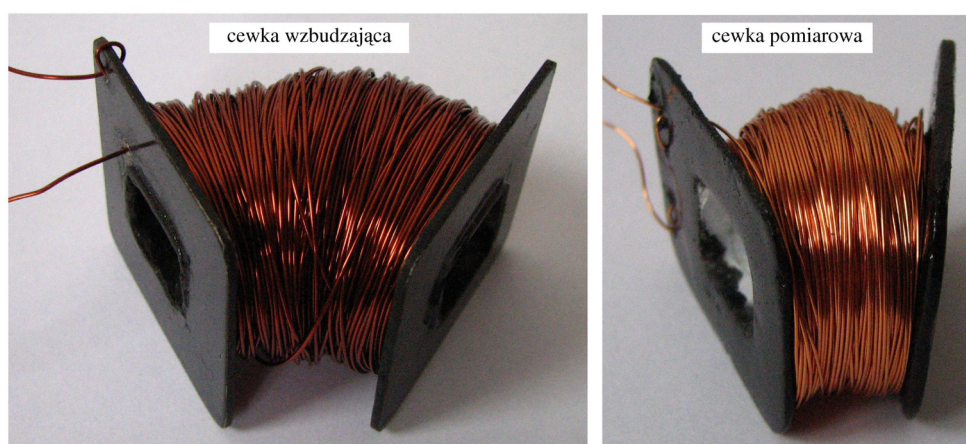
Rysunek 6.8. Klin magnetyczny.

Do wyznaczenia przenikalności materiału, z którego wykonano kliny skorzystano z metody oscylograficznej, która służy do wyznaczania dynamicznej pętli histerezy [12, 53, 56]. W tym celu odlany został toroid z tego samego materiału, z jakiego wykonano

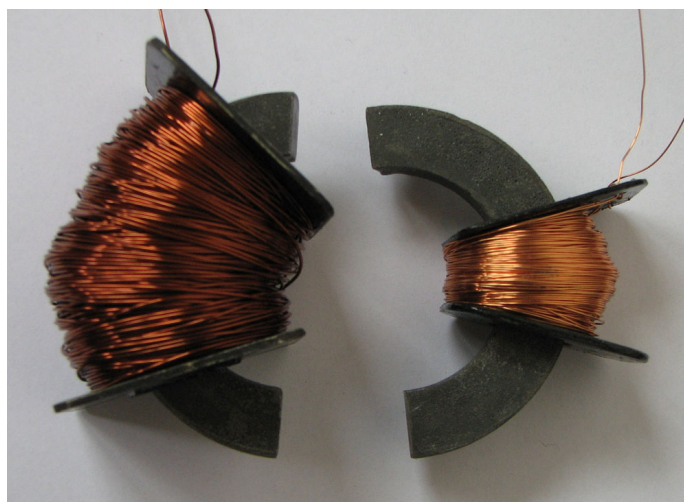
kliny magnetyczne. Toroid ten (rys. 6.9) został podzielony na dwie części, aby możliwe było umieszczenie go wewnątrz cewek – wzbudzającej i pomiarowej pokazanych na rysunku 6.10. Rysunek 6.11 przedstawia układ do pomiaru względnej przenikalności magnetycznej materiału toroidu.



Rysunek 6.9. Części toroidu wykonanego z proszku magnetycznego SMC i żywicy epoksydowej.

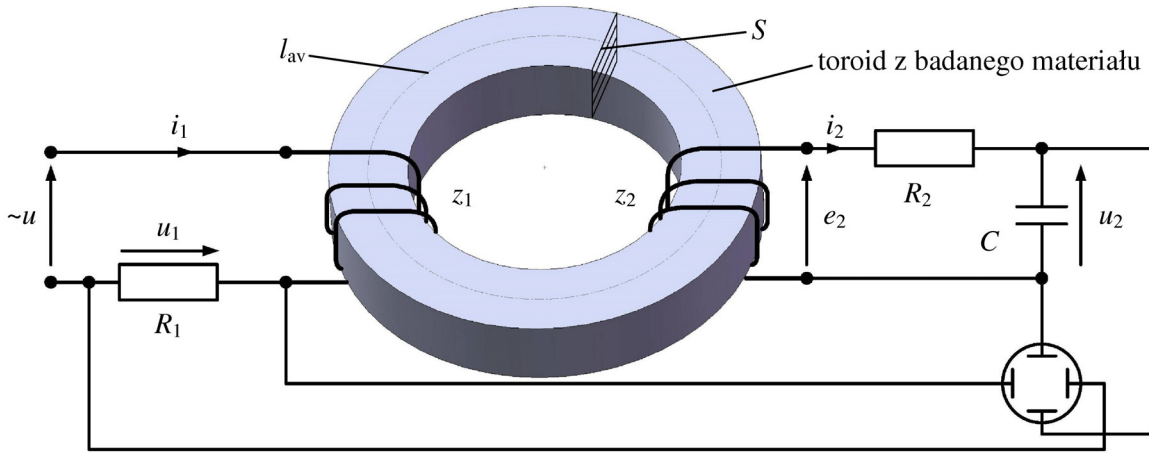


Rysunek 6.10. Cewki do wyznaczenia przenikalności magnetycznej klinów.



Rysunek 6.11. Układ do pomiaru względnej przenikalności magnetycznej materiału toroidu.

Schemat układu pomiarowego do wyznaczenia przenikalności magnetycznej materiału klinów przedstawiono na rysunku 6.12.



Rysunek 6.12. Schemat układu pomiarowego do wyznaczania pętli histerezy materiału, z którego wykonany jest toroid [12, 53, 56].

Aby otrzymać pętlę histerezy rdzenia wykonanego z badanego materiału na ekranie oscyloskopu należy doprowadzić do płytek odchyłania poziomego sygnał proporcjonalny do natężenia pola magnetycznego, a do płytek odchyłania pionowego – sygnał proporcjonalny do indukcji magnetycznej [12, 53, 56]. Zgodnie z prawem przepływu i z oznaczeniami na rysunku 6.12 można zapisać zależność:

$$Hl_{av} = i_1 z_1. \quad (6.1)$$

Stąd:

$$H = \frac{z_1}{l_{av}} i_1 = \frac{z_1}{l_{av}} \frac{u_1}{R_1} = \frac{z_1}{l_{av} R_1} u_1, \quad (6.2)$$

gdzie:

z_1 – liczba zwojów uzwojenia pierwotnego,

l_{av} – średnia droga strumienia magnetycznego.

Zgodnie z prawem indukcji elektromagnetycznej prawdziwy jest wzór (6.3).

$$e_2 = z_2 \frac{d\Phi}{dt} = z_2 \frac{d(BS)}{dt} = z_2 S \frac{dB}{dt} \quad (6.3)$$

gdzie:

- z_2 – liczba zwojów cewki drugiej,
- S – pole przekroju poprzecznego rdzenia,
- Φ – strumień magnetyczny.

W celu otrzymania sygnału proporcjonalnego do wartości indukcji magnetycznej B napięcie e_2 należy podać na człon całkujący. Jeśli $R_2 \gg 1/\omega C$ i $R_2 \gg r$, gdzie ω - częstotliwość kątowna podstawowej harmonicznej siły elektromotorycznej e_2 , r - rezystancja drugiej cewki, to można zapisać

$$e_2 \approx R_2 i_2 \Rightarrow i_2 = \frac{e_2}{R_2} = \frac{z_2 S}{R_2} \frac{dB}{dt}, \quad (6.4)$$

stąd

$$u_2 = \frac{1}{C} \int i_2 dt = \frac{z_2 S}{R_2 C} \int \frac{dB}{dt} dt = \frac{z_2 S}{R_2 C} B, \quad (6.5)$$

a więc

$$B = \frac{R_2 C}{z_2 S} u_2. \quad (6.6)$$

Parametry zastosowanych podczas badań elementów wynoszą odpowiednio:

$$R_1 = 1 \Omega$$

$$R_2 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$C = 10 \mu\text{F}$$

$$z_1 = 700 \text{ zwojów}$$

$$z_2 = 500 \text{ zwojów}$$

$$S = 0,000105 \text{ m}^2$$

$$l_{av} = 0,137 \text{ m}$$

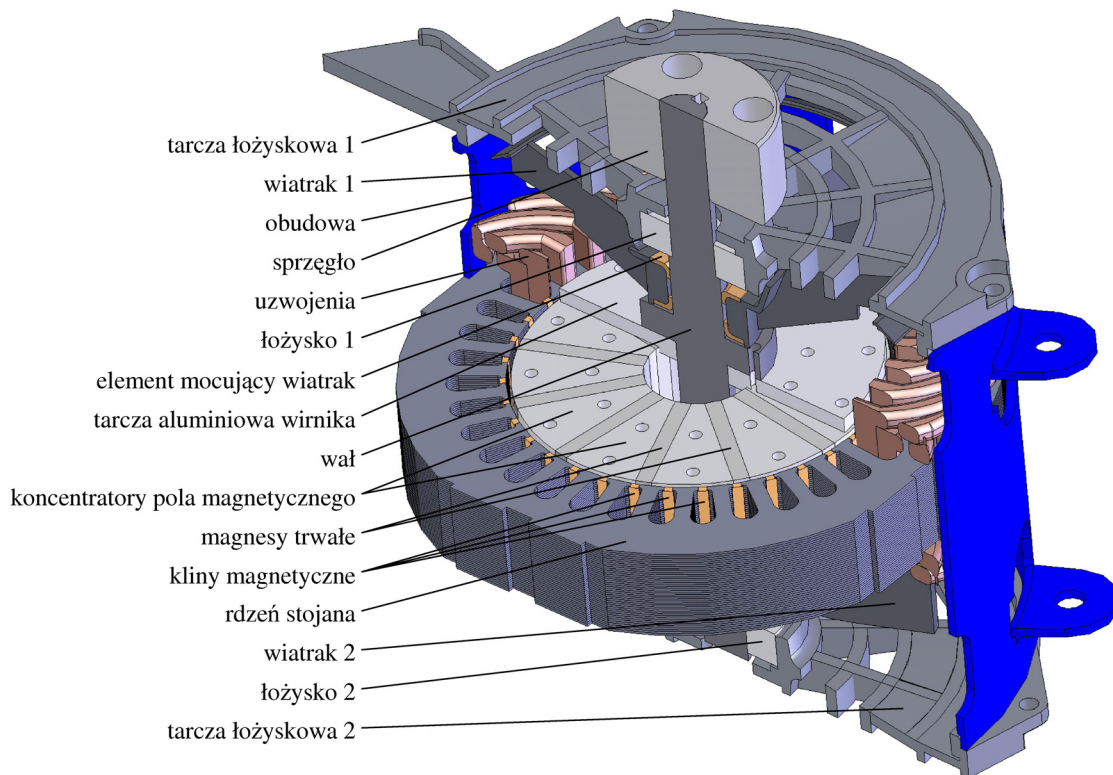
Na podstawie pomiarów i wzorów (6.2) i (6.6) sporządzona została tabela 6.1. Z tabeli tej wynika, że względna przenikalność badanego materiału, a więc i względna przenikalność klinów magnetycznych użytych w modelu doświadczalnym, jest na poziomie ok. $\mu_k = 16$.

Tabela 6.1. Wyniki pomiarów przenikalności magnetycznej klinów.

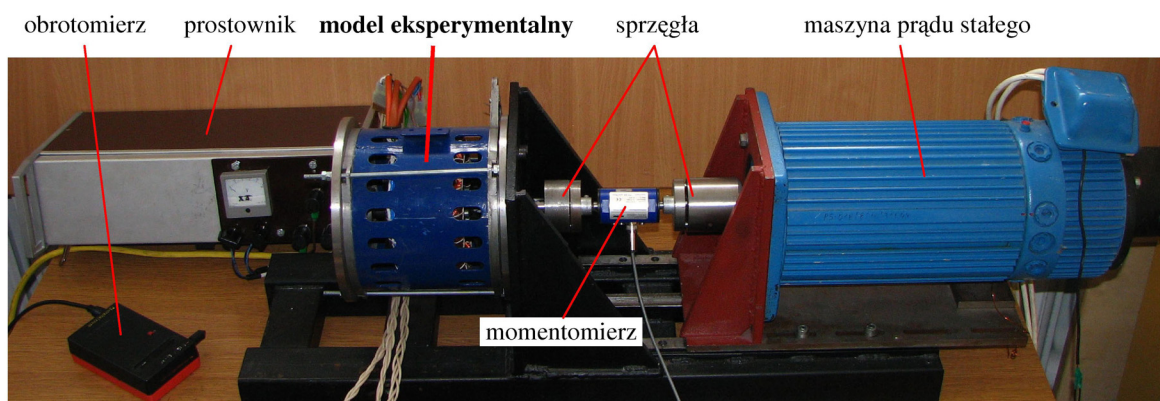
Lp.	U_1 [V]	U_2 [V]	$H_{\max}$ [A/m]	$B_{\max}$ [T]	μ_k
1.	0,76	0,04	3893	0,08	16,2
2.	1,04	0,06	5327	0,11	15,7
3.	1,40	0,07	7171	0,14	15,7
4.	1,72	0,09	8810	0,18	16,0
5.	2,00	0,11	10244	0,21	16,6
6.	2,32	0,13	11884	0,24	16,1
7.	2,64	0,14	13523	0,27	16,1
8.	2,88	0,16	14752	0,30	16,0
9.	3,20	0,18	16391	0,34	16,3
10.	3,47	0,19	17757	0,36	16,3

6.4. Badania doświadczalne modelu fizycznego

Na rysunku 6.13 w częściowym półprzekroju przedstawiony został model eksperymentalny, który był obiektem badań wpływu zastosowania klinów magnetycznych, jako mostków zamykających uzwojenia w żłobku.

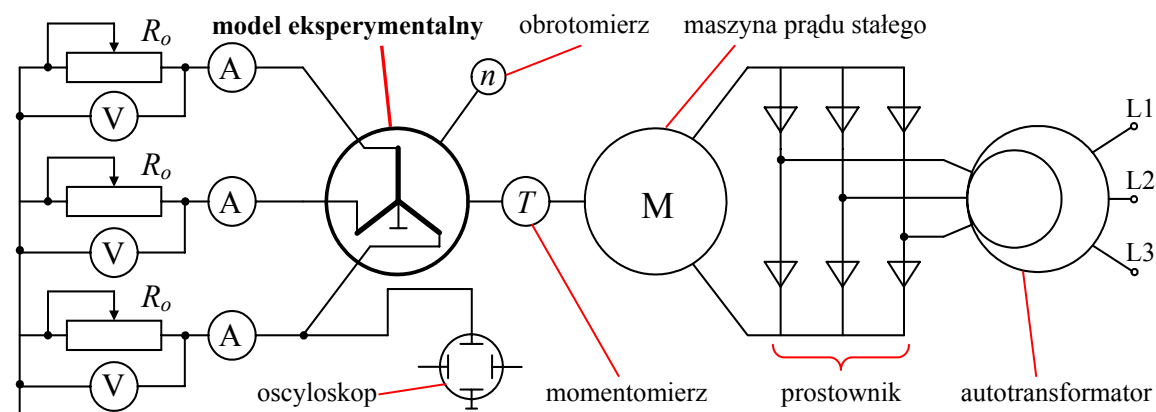


Rysunek 6.13. Widok części modelu doświadczalnego maszyny z klinami magnetycznymi.



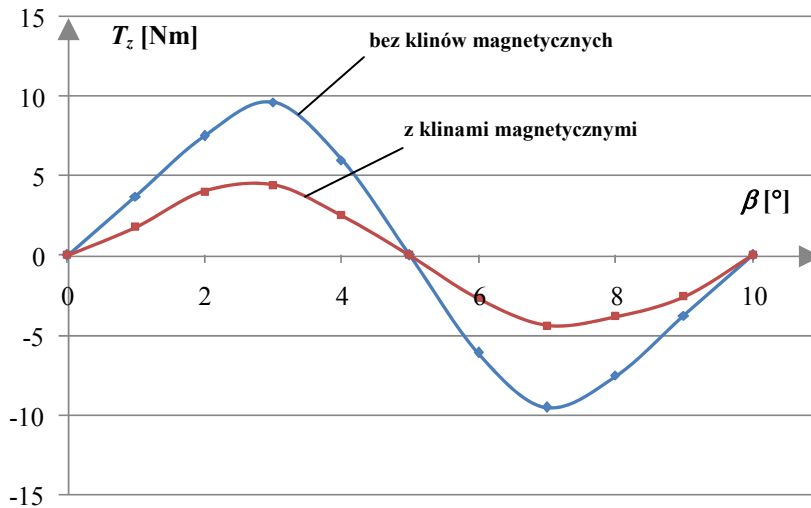
Rysunek 6.14. Stanowisko doświadczalne do badań modelu maszyny z klinami magnetycznymi.

Stanowisko do badań modelu doświadczalnego przedstawiono na rysunku 6.14. Oprócz modelu eksperymentalnego znajduje się na nim maszyna prądu stałego firmy WAMEL (Typ K 7715, $n_{\max} = 1200$ obr/min, $U_{\max} = 103$ V), miernik momentu obrotowego firmy Megatron (Typ DMF 17.5 S), obrotomierz, oscyloskop, amperomierze, woltomierze oraz rezystory. Maszyna prądu stałego zasilana była poprzez 6-pulsowy prostownik niesterowany z autotransformatora 3-fazowego. Schemat układu pomiarowego przedstawia rysunek 6.15.



Rysunek 6.15. Schemat zastępczy stanowiska do badań modelu doświadczalnego maszyny z klinami magnetycznymi.

Zarówno w przypadku modelu z klinami magnetycznymi jak i bez nich, wyznaczono moment oporowy, który, przy założeniu braku oporu łożysk, równy jest momentowi zaczepowemu. Przebieg momentu zaczepowego dla badanych dwóch przypadków, zmierzony przy dla kąta obrotu wału od $\beta = 0^\circ$ do $\beta = 10^\circ$ co 1° , ilustruje rysunek 6.16.



Rysunek 6.16. Przebieg momentu zaczepowego w funkcji kąta położenia wirnika β względem stojana.

Zgodnie z przeprowadzonymi badaniami maksymalny moment zaczepowy przy braku klinów magnetycznych wynosi $T_{z\max}(\mu_k = 1) = 9,65 \text{ Nm}$, a z klinami magnetycznymi – $T_{z\max}(\mu_k = 16) = 4,47 \text{ Nm}$, a więc zmalał o ok. 54%. Natomiast wartości średnie momentów zaczepowych wynosiły odpowiednio $T_{zav}(\mu_k = 1) = 5,38 \text{ Nm}$ – bez klinów i $T_{zav}(\mu_k = 16) = 2,57 \text{ Nm}$ – z klinami. W związku z tym wartość średnia momentu zaczepowego, dzięki zastosowaniu klinów magnetycznych o przenikalności $\mu_k = 16$, zmalała o ok. 52%.

W dalszej części przeprowadzono badania modelu w reżimie generatorowym dla następujących prędkości obrotowych wirnika: 200, 400, 600, 800 i 1000 obr/min. Na zaciski modelu doświadczalnego podłączono symetryczne obciążenie w postaci zmiennej rezystancji $R_o = \text{var}$. W trakcie badań mierzono odpowiednio napięcia na zaciskach modelu, prądy w obwodzie oraz moment na wale. Następnie, korzystając z zależności (6.7), wyznaczono charakterystyki sprawności w funkcji prądu w uzwojeniach twornika.

$$\eta = \frac{P_{odd}}{P_{nap}} = \frac{P_{el}}{P_w}$$

$$P_{el} = 3 \cdot U_f \cdot I_f$$

$$P_w = T_w \cdot \omega$$

$$\eta = \frac{3 \cdot U_f \cdot I_f}{T_w \cdot \omega} \quad (6.7)$$

gdzie:

$P_{odd} = P_{el}$ – moc oddawana (elektryczna)

$P_{nap} = P_w$ – moc z silnika napędowego (na wale)

U_f – napięcie fazowe na zaciskach

I_f – prąd fazowy

T_w – moment na wale

ω – prędkość kątowa wału

Wyniki badań przedstawiono w tabelach 6.2 i 6.3 i zobrazowano na rysunkach 6.17 i 6.18. Rysunek 6.17 i tabela 6.2 odpowiadają modelowi bez klinów magnetycznych, natomiast rysunek 6.18 i tabela 6.3 – z klinami magnetycznymi.

Porównując wykresy na rysunkach 6.17 i 6.18 oraz wyniki w tabelach 6.2 i 6.3 można zauważyć, że zastosowanie klinów magnetycznych nie powoduje istotnych zmian sprawności badanego modelu doświadczalnego. Pewne niewielkie zmiany można zauważyć przy niskich prędkościach obrotowych. Bardziej istotne zmniejszenie sprawności następuje dopiero przy większych wartościach prądu, np. przy $I_f = 8$ A (odpowiada to gęstości prądu $j = 5,6$ A/mm²). Zjawisko to, zdaniem autora, można wyjaśnić następująco. Moment elektromagnetyczny, a w więc i moment na wale T_w , jest funkcją strumienia magnetycznego wzbudzanego przez magnesy trwałe Φ_w i użytecznego strumienia od uzwojenia stojana Φ_u , co ogólnie zapisać można w postaci:

$$T_w = f(\Phi_w, \Phi_u). \quad (6.8)$$

W ogólnym przypadku strumień Φ_w jest między innymi funkcją indukcji remanencji zastosowanych magnesów trwałych B_r i względnej przenikalności magnetycznej klinów μ_k . Wzrost ww. parametrów pociąga za sobą zwiększenie wartości Φ_w :

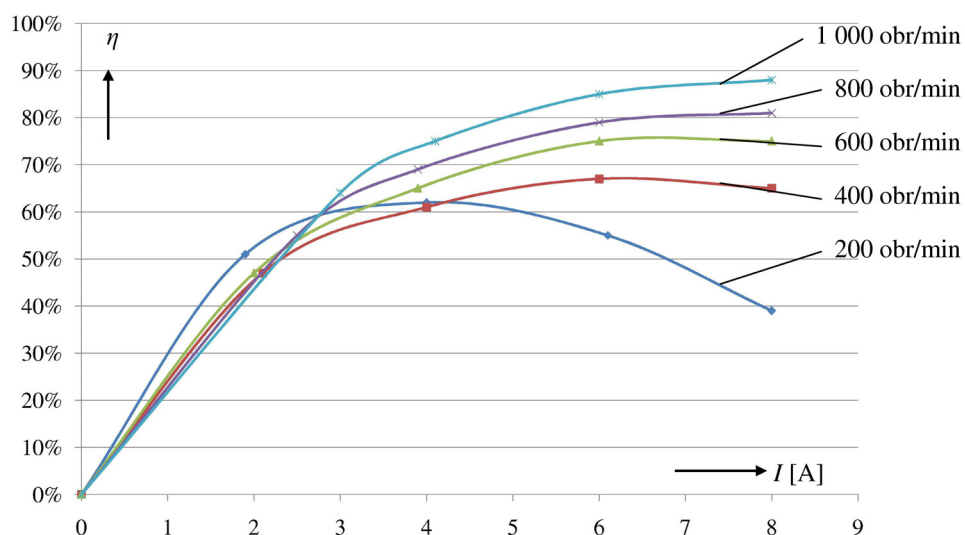
$$\Phi_w = f_1(B_r^{\uparrow}, \mu_k^{\uparrow}). \quad (6.9)$$

Całkowity strumień magnetyczny od uzwojeń Φ_c jest sumą strumienia użytecznego Φ_u i strumienia rozproszenia Φ_r :

$$\Phi_c = \Phi_u + \Phi_r. \quad (6.10)$$

Wraz ze wzrostem prądu I_f zwiększa się strumień Φ_c , ale równocześnie następuje też zwiększenie strumienia rozproszenia Φ_r , co związane jest głównie z nasycaniem się zębów stojana i „przejmowaniem” pewnej części strumienia przez kliny magnetyczne. Umownie można to zapisać w następującej formie:

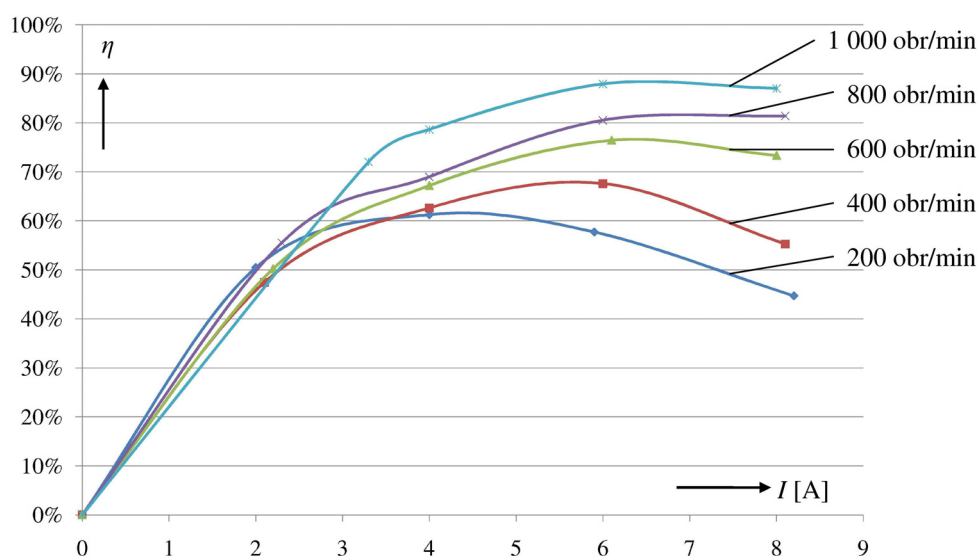
$$\Phi_u = f_2(I_f^{\uparrow}, \mu_k^{\downarrow}), \quad \Phi_r = f_3(I_f^{\uparrow}, \mu_k^{\uparrow}) \quad (6.11)$$



Rysunek 6.17. Zależność sprawności modelu doświadczalnego bez klinów magnetycznych w funkcji prądu I przy różnych prędkościach obrotowych.

Tabela 6.2. Wyniki pomiarów sprawności bez klinów magnetycznych.

n [obr/min]	U [V]	I [A]	T [Nm]	P_w [W]	P_{el} [W]	η
200	12,6	0,0	3,48	73	0	0%
	10,7	1,9	5,75	120	61	51%
	8,9	4,0	8,20	172	107	62%
	6,6	6,1	10,58	222	121	55%
	4,3	8,0	12,66	265	103	39%
400	24,7	0,0	4,88	204	0	0%
	22,6	2,1	7,28	305	142	47%
	20,3	4,0	9,47	397	244	61%
	18,0	6,0	11,56	484	324	67%
	15,6	8,0	13,85	580	375	65%
600	40,8	0,0	5,18	326	0	0%
	36,9	2,0	7,55	474	221	47%
	34,3	3,9	9,77	614	402	65%
	31,6	6,0	12,16	764	569	75%
	28,2	8,0	14,31	899	677	75%
800	56,8	0,0	5,04	422	0	0%
	55,0	2,5	8,07	676	375	55%
	52,7	3,9	9,70	813	561	69%
	48,8	6,0	12,08	1012	799	79%
	45,1	8,0	14,42	1208	983	81%
1 000	80,2	0,0	5,70	597	0	0%
	71,2	3,0	9,56	1001	641	64%
	68,4	4,1	10,76	1126	842	75%
	64,9	6,0	13,07	1369	1168	85%
	61,0	8,0	15,87	1661	1464	88%



Rysunek 6.18. Zależność sprawności modelu doświadczalnego z klinami magnetycznymi w funkcji prądu I przy różnych prędkościach obrotowych.

Tabela 6.3. Wyniki pomiarów sprawności z klinami magnetycznymi.

n [obr/min]	U [V]	I [A]	T [Nm]	P_w [W]	P_{el} [W]	η
200	12,5	0,0	3,80	79	0	0%
	10,5	2,0	5,94	124	63	50%
	8,7	4,0	8,16	171	105	61%
	7,0	5,9	10,21	214	123	58%
	4,8	8,2	12,66	265	118	45%
400	24,6	0,0	4,69	197	0	0%
	22,5	2,1	7,12	298	142	47%
	20,3	4,0	9,26	388	243	63%
	18,0	6,0	11,47	480	325	68%
	13,1	8,1	13,77	577	319	55%
600	40,7	0,0	5,19	326	0	0%
	38,2	2,2	7,98	501	252	50%
	35,7	4,0	10,14	637	428	67%
	32,6	6,1	12,44	781	597	76%
	28,9	8,0	15,05	945	693	73%
800	57,2	0,0	5,34	447	0	0%
	54,2	2,3	8,04	673	374	56%
	51,1	4,0	10,62	890	614	69%
	47,7	6,0	12,73	1066	858	81%
	42,6	8,1	15,19	1272	1036	81%
1 000	79,9	0,0	5,17	541	0	0%
	74,8	3,3	9,82	1028	740	72%
	71,6	4,0	10,44	1093	859	79%
	65,7	6,0	12,84	1345	1182	88%
	60,5	8,0	15,94	1670	1453	87%

Kliny magnetyczne przyczyniają się do wzrostu strumienia Φ_w i strumienia rozproszenia Φ_r . Wzrost strumienia Φ_c prowadzi do zwiększenia względnego udziału strumienia rozproszenia Φ_r zamykającego się poprzez kliny magnetyczne (rośnie stosunek Φ_r/Φ_c), równocześnie maleje udział użytecznego strumienia Φ_u (maleje stosunek Φ_u/Φ_c). Zatem przy zwiększeniu obciążenia prądowego rośnie stosunek Φ_r/Φ_u i tym samym zmniejsza się sprawność η . Przy czym im większa jest przenikalność magnetyczna klinów, tym większy jest spadek sprawności. Przy mniejszych wartościach prądu I_f kliny magnetyczne nie wpłynęły na zmniejszenie sprawności, ponieważ pewne zmniejszenie strumienia Φ_r zostało „skompensowane” odpowiednim wzrostem Φ_w . Spadek sprawności można zaobserwować dopiero przy wyższych wartościach I_f .

Podczas badań w trybie generatorowym wyznaczano m. in. moc na wale P_w oraz moc elektryczną P_{el} traconą na rezystorach. Moc elektromagnetyczna, a po przeliczeniu moment elektromagnetyczny, jest sumą mocy elektrycznej P_{el} oraz mocy strat wewnętrznych maszyny P_{wew} . Moc P_{wew} maszyny (straty na pętli histerezy, prądy wirowe, opory mechaniczne, rezystancję uzwojeń, itp.) jest stała dla stałej wartości prądu i stałych obrotów. W związku z tym, jeżeli sprawność maszyny, która jest stosunkiem mocy elektrycznej do mocy na wale, nie uległa obniżeniu, to moment elektromagnetyczny również. Podsumowując, dzięki umieszczeniu klinów magnetycznych w zamknięciach żłobków maszyny doświadczalnej, udało się zredukować średnią wartość momentu zaczepowego o ok. 52%, zachowując przy tym moment elektromagnetyczny maszyny na niezmnieszonej poziomie.

W kolejnym etapie badań w reżimie generatorowym przeprowadzono pomiar kształtu krzywej momentu na wale modelu eksperymentalnego w funkcji czasu, dla stałej prędkości obrotowej i stałego obciążenia. Przebiegi przedstawione zostały na rysunku 6.19. Kolorem zielonym oznaczono przebiegi momentu na wale w stanie bezprądowym, natomiast kolorem czerwonym – w przypadku symetrycznego obciążenia prądowego o wartości $I_f = 8$ A. W tabeli 6.4 umieszczono obliczone współczynniki pulsacji momentu na wale badanego modelu przy braku klinów magnetycznych p_{T1} i z klinami magnetycznymi p_{T16} .

Otrzymane rezultaty zamieszczone w tabeli 6.4 i zaprezentowane na rysunku 6.19 pokazują, że kliny magnetyczne znacznie ograniczyły pulsacje momentu na wale maszyny – od 60% do 79%, w zależności od prądu zasilania I oraz prędkości obrotowej n . Należy zauważyć, że współczynniki pulsacji są tym mniejsze, im większa jest prędkość obrotowa maszyny, poza tym wpływ klinów magnetycznych zmniejsza się wraz ze wzrostem

prędkości obrotowej wirnika. Wynika to oczywiście z wpływu momentu bezwładności wirnika. Zauważona zależność potwierdza słuszność tezy, że w układach napędowych o dużej prędkości obrotowej, a także stosunkowo dużym momencie bezwładności, pulsacje momentu nie stanowią istotnego problemu. Natomiast w napędach o niskiej prędkości obrotowej, głównie w urządzeniach precyzyjnych, pulsacje momentu negatywnie wpływają na pracę całego układu [11, 13, 16].

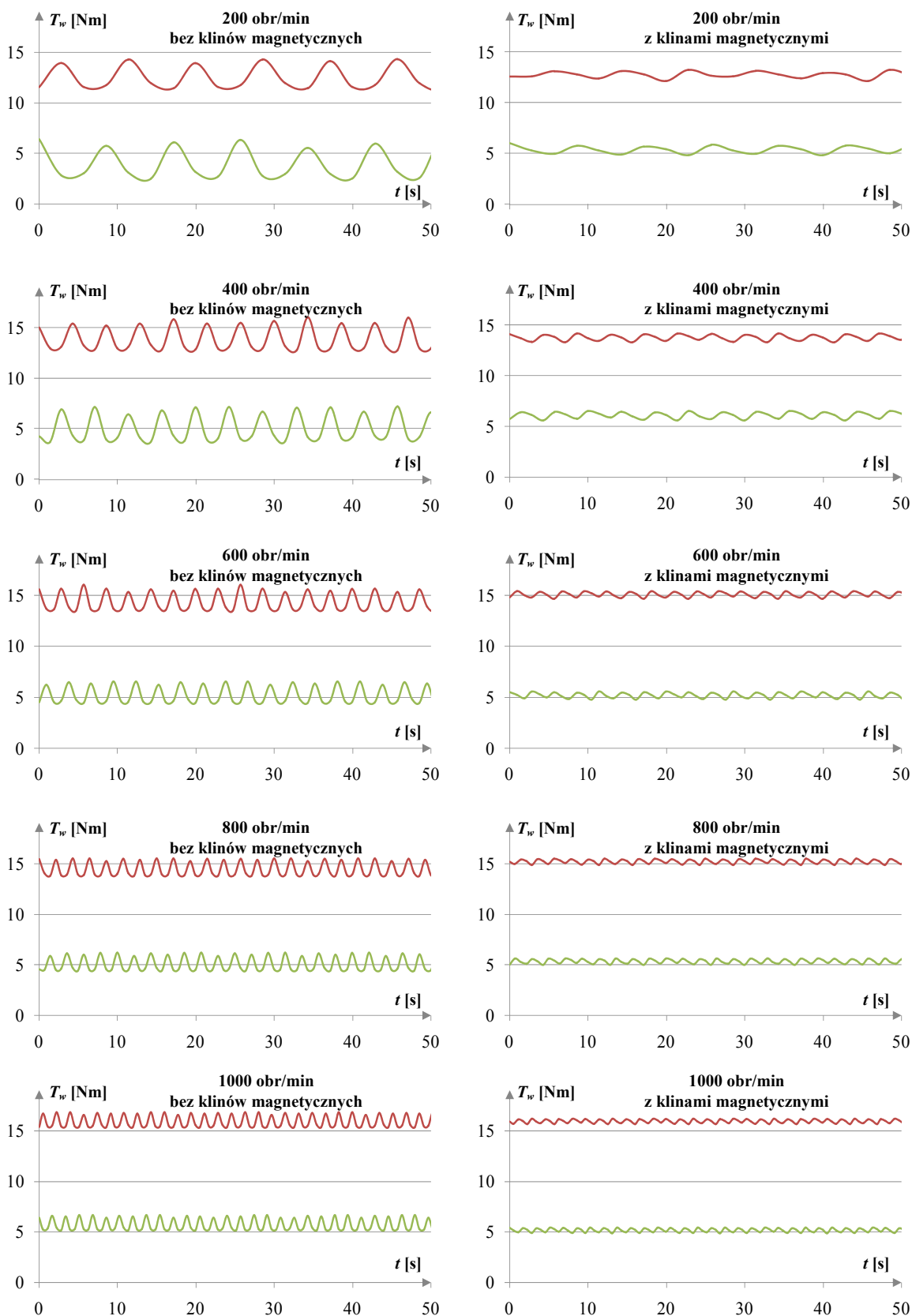
Tabela 6.4. Wyniki obliczeń współczynnika pulsacji momentu na wale.

Lp.	I [A]	n [obr/min]	p_{T1} (dla $\mu_k = 1$)	p_{T16} (dla $\mu_k = 16$)	p_{T16}/p_{T1}
1.	0	200	0,983	0,217	22%
2.		400	0,699	0,147	21%
3.		600	0,408	0,138	34%
4.		800	0,351	0,116	33%
5.		1000	0,262	0,105	40%
6.	8	200	0,308	0,093	30%
7.		400	0,234	0,064	28%
8.		600	0,177	0,050	28%
9.		800	0,120	0,040	33%
10.		1000	0,093	0,033	36%

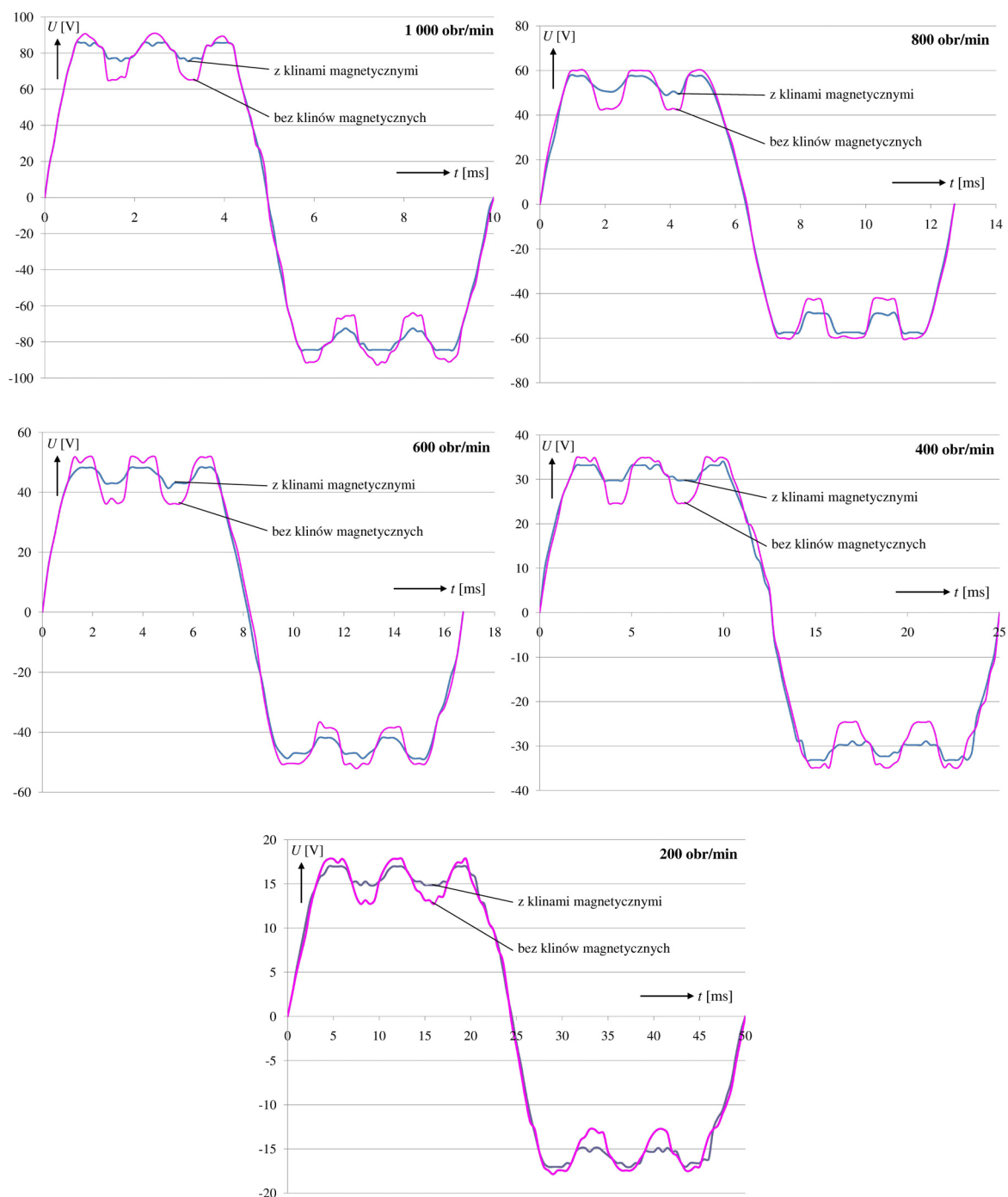
Następnie dokonano pomiarów napięcia generowanego na zaciskach modelu doświadczalnego. Pomiary napięcia odbywały się w stanie bezprądowym. Na podstawie danych z oscyloskopu cyfrowego sporządzone zostały wykresy, które umieszczono na rysunku 6.20. Przedstawiają one przebieg jednego okresu generowanego napięcia na zaciskach maszyny dla badanych prędkości obrotowych n bez klinów (przebieg fioletowy) i z klinami magnetycznymi (przebieg niebieski).

Tabela 6.4. Wyniki pomiarów napięcia na zaciskach maszyny bez klinów magnetycznych.

Lp.	n [obr/min]	U_{av} [V]	U_{sk} [V]	p_U
1.	200	13,2	14,1	0,387
2.	400	26,8	28,1	0,381
3.	600	39,5	41,9	0,387
4.	800	46,0	48,5	0,369
5.	1 000	69,4	72,9	0,367
			ŚREDNIA	0,378



Rysunek 6.19. Przebieg momentu na wale badanego modelu doświadczalnego.



Rysunek 6.20. Przebiegi napięć indukowanych pomierzonych na zaciskach jednej fazy modelu doświadczalnego przy różnych prędkościach obrotowych wirnika.

Wyznaczone zostały ponadto: wartość średnia napięcia jednego półokresu U_{av} , skuteczna wartość napięcia U_{sk} , oraz współczynnik pulsacji napięcia p_U obliczony analogicznie jak współczynnik pulsacji indukcji magnetycznej opisany w rozdziale 2. Wartości te zostały umieszczone w tabelach 6.4 i 6.5.

Tabela 6.5. Wyniki pomiarów napięcia na zaciskach maszyny z klinami magnetycznymi.

Lp.	n [obr/min]	U_{av} [V]	U_{sk} [V]	p_U	p'_U
1.	200	13,5	14,4	0,158	41%
2.	400	27,1	28,4	0,157	41%
3.	600	39,6	41,5	0,172	44%
4.	800	46,4	48,9	0,183	50%
5.	1 000	70,6	73,9	0,144	39%
			ŚREDNIA	0,163	43%

Na podstawie przeprowadzonych badań eksperymentalnych, których wyniki zamieszczono w tabelach 6.4 i 6.5, można sformułować wniosek, że zastosowanie klinów magnetycznych o względnej przenikalności magnetycznej $\mu_k = 16$ pozwoliło na redukcję pulsacji napięcia na zaciskach maszyny średnio o 57%.

6.5. Wnioski

1. Z przeprowadzonych badań doświadczalnych wynika, że kliny magnetyczne o względnej przenikalności $\mu_k = 16$ powodują zmniejszenie maksymalnego momentu zaczepowego o 54%, a uzyskane wyniki są zbieżne z wynikami uzyskanymi z badań symulacyjnych, w których zastosowanie klinów magnetycznych o względnej przenikalności magnetycznej w przedziale od $\mu_k = 10$ do $\mu_k = 20$ spowodowało zmniejszenie maksymalnego momentu zaczepowego od 47% do 62%.
2. Kliny magnetyczne o względnej przenikalności $\mu_k = 16$ pozwoliły na redukcję pulsacji napięcia indukowanego o 57%. Należy odnotować fakt, że wyniki otrzymane w badaniach symulacyjnych są analogiczne – dla klinów magnetycznych o względnej przenikalności od $\mu_k = 10$ do $\mu_k = 20$ pulsacje indukcji magnetycznej zmniejszyły się w przedziale 51% ÷ 63%.
3. Zastosowanie klinów magnetycznych w modelu doświadczalnym pozwoliło zapewnić redukcję współczynnika pulsacji momentu na wale maszyny, w zależności od prądu zasilania I oraz prędkości obrotowej n , w granicach od 60% do 79%. Natomiast w modelu symulacyjnym uzyskano średnie zmniejszenie pulsacji w przedziale od 42% do 65%. Występujące niewielkie różnice w porównaniu współczynników pulsacji pomiędzy badaniami eksperymentalnymi i symulacyjnymi, wynikają głównie

z uproszczeń przyjętych w modelu symulacyjnym, który nie uwzględniał momentu bezwładności wirnika.

4. Z przeprowadzonych badań doświadczalnych wynika, że zastosowanie klinów magnetycznych o niewielkiej nawet względnej przenikalności magnetycznej pozwala znacznie zmniejszyć moment zaczepowy i pulsacje przy zachowaniu średniego momentu elektromagnetycznego. Stwierdzono również, że współczynniki pulsacji momentu na wale modelu eksperymentalnego są tym mniejsze, im większa jest prędkość obrotowa wirnika.

Podsumowanie i wnioski końcowe

W pracy przedstawiono:

1. Najczęściej spotykane konstrukcyjne metody zmniejszania pulsacji momentu elektromagnetycznego.

2. Rezultaty badań symulacyjnych oraz eksperymentalnych nad zmniejszeniem pulsacji momentu elektromagnetycznego w uzłobkowanych maszynach elektrycznych z magnesami trwałymi. Badania te przeprowadzono przy pomocy dwóch metod:

a) zastosowania klinów magnetycznych pełniących funkcję elementu obwodu magnetycznego,

b) dostosowywania grubości rdzeni w stojanie maszyn tarczowych dożądanego poziomu obniżenia pulsacji.

Badania przeprowadzone przy zastosowaniu pierwszej z tych metod doprowadziły do zmniejszenia pulsacji momentu elektromagnetycznego w zakresie od 15% do 90% w stosunku do pulsacji przy braku klinów magnetycznych – przy co najwyżej 3-procentowym obniżeniu wartości średniej momentu elektromagnetycznego, w zależności od struktury obwodu magnetycznego maszyny. W obwodach magnetycznych ze żłobkami otwartymi i klinami magnetycznymi uzyskano znaczne obniżenie pulsacji przy zachowaniu lub nawet podwyższeniu średniej wartości momentu elektromagnetycznego.

W pracy opisano również badania obwodów magnetycznych z koncentratorami pola magnetycznego, które pozwoliły zapewnić wzrost momentu elektromagnetycznego (w zależności od struktury) od 14% do 44% – przy tej samej gęstości prądu w uzwojeniach.

Przy zastosowaniu drugiej z wymienionych metod badań okazało się, że redukcja grubości rdzeni w stojanie maszyny tarczowej pozwala na znaczne zmniejszenie pulsacji, jednak zawsze odbywa się to kosztem wartości średniej momentu elektromagnetycznego.

Badania numeryczne maszyny elektrycznej z zaproponowanymi klinami magnetycznymi i koncentratorami pola magnetycznego zostały zweryfikowane badaniami doświadczalnymi. Otrzymane wyniki badań symulacyjnych są zbieżne z wynikami badań eksperymentalnych.

W związku z powyższym cel pracy został w pełni osiągnięty, a uzyskane rezultaty badań symulacyjnych i eksperymentalnych potwierdzają słuszność postawionej tezy, że: *Możliwe jest istotne ograniczenie pulsacji w uzłobkowanych maszynach elektrycznych z magnesami trwałymi – przy zachowaniu wartości średniej ich momentu elektromagnetycznego – poprzez odpowiedni dobór parametrów magnetycznych i geometrycznych klinów w stojanie.*

Wnioski końcowe:

1. W celu obniżenia pulsacji momentu elektromagnetycznego w uzłobkowanych maszynach elektrycznych z magnesami trwałymi zalecane jest stosowanie klinów magnetycznych o indywidualnie wyznaczonych parametrach, które dla określonej struktury obwodu magnetycznego powinny być oddzielnie wyznaczone.
2. W obwodach magnetycznych ze zębami otwartymi możliwe jest obniżenie pulsacji momentu elektromagnetycznego w zakresie zależnym od danego modelu, przy zachowaniu jego wartości średniej lub jego kilkuprocentowym zwiększeniu w szczególnych przypadkach, które to obniżenie wymaga zastosowania klinów magnetycznych o względnej przenikalności magnetycznej w granicach $\mu_k = 5 \div 20$ i grubości co najwyżej $c = 1,0$ mm.
3. Wybór optymalnych parametrów klina μ_k i c ma istotne znaczenie z punktu widzenia zmniejszenia pulsacji i uzyskania średniego momentu elektromagnetycznego; przyjęcie parametrów mniejszych niż optymalne powoduje słabe obniżenie pulsacji, natomiast przyjęcie zbyt wysokich wartości μ_k i c znacząco zmniejsza wartość momentu średniego.
4. Kliny magnetyczne o właściwie dobranych parametrach przyczyniają się do polepszenia kształtu krzywej indukcji magnetycznej w szczelinie, a zwłaszcza zmniejszenia jej pulsacji i zwiększenia jej wartości średniej, co w konsekwencji korzystnie wpływa na przebieg i zmniejszenie zawartości wyższych harmonicznych napięcia indukowanego, a także na polepszenie charakterystyk maszyny.
5. W maszynach elektrycznych z koncentratorami pola magnetycznego występują wysokie wartości momentu elektromagnetycznego i indukcji magnetycznej. Podwyższone pole magnetyczne w strukturach uzłobkowanych powoduje powstanie dużych pulsacji, które można znacznie obniżyć poprzez zastosowanie klinów magnetycznych.

6. W maszynach z koncentratorami pola magnetycznego w celu uzyskania takiego samego procentowego zmniejszenia momentu zaczepowego oraz pulsacji momentu elektromagnetycznego należy zastosować kliny magnetyczne o wyższej przenikalności μ_k w stosunku do klinów przeznaczonych dla maszyn z powierzchniowo montowanymi magnesami trwałymi.
7. W analizowanych modelach obwodów magnetycznych ze złobkami otwartymi stwierdzono występowanie lokalnego ekstremum wartości średniej momentu elektromagnetycznego w funkcji przenikalności magnetycznej klinów, która dla rozpatrywanych struktur zawierała się w granicach $\mu_k = 2 \div 10$.
8. W maszynach tarczowych z magnesami trwałymi pulsacje momentu elektromagnetycznego można obniżyć również poprzez zmniejszenie grubości rdzeni w stojanie d wykonanych w technologii SMC.

Do osiągnięć własnych autora można zaliczyć:

1. Opracowanie sposobu minimalizacji pulsacji momentu elektromagnetycznego poprzez zastosowanie klinów magnetycznych o odpowiednio dobranych parametrach magnetycznych i geometrycznych.
2. Opracowanie i wykonanie z mieszaniny proszków magnetycznie miękkich SMC oraz żywicy epoksydowej klinów magnetycznych do zastosowania w maszynie elektrycznej oraz eksperymentalne wyznaczenie przenikalności magnetycznej tych klinów.
3. Potwierdzenie rezultatów badań symulacyjnych wynikami eksperymentalnymi przeprowadzonymi na specjalnie zbudowanym w tym celu modelu maszyny elektrycznej z klinami magnetycznymi.
4. Przeprowadzenie analizy numerycznej wpływu grubości rdzeni, wykonanych na bazie metalurgii proszkowej, w stojanie maszyny tarczowej na średnią wartość momentu elektromagnetycznego i pulsacje.

Propozycje kierunków dalszych badań:

W dalszych etapach pracy naukowej, kontynuując badania nad minimalizacją pulsacji momentu elektromagnetycznego oraz podwyższeniem dynamiki maszyn elektrycznych, autor planuje m.in. zaproponowanie i przeprowadzenie analizy nowoczesnych, niekonwencjonalnych obwodów magnetycznych, w których klasyczne stojany z pakietowanych blach ze stali krzemowej zostaną zastąpione elementami wykonanymi przy użyciu metalurgii proszkowej o różnej i odpowiednio dobranej przenikalności magnetycznej.

Planowane jest ponadto przeprowadzenie analizy wpływu zastosowania klinów magnetycznych w maszynach z częściowym skosem żłobkowym dla różnej ilości żłobków na biegun i fazę.

W przyszłości przeprowadzone będą kompleksowe badania cieplne proponowanych rozwiązań maszyn elektrycznych, w tym również z klinami magnetycznymi.

Literatura

- [1]. **Afonin A. A.**, *Disc-type permanent magnet electrical machines*, Przegląd Elektrotechniczny, Nr 11/2007, s. 149-152
- [2]. **Afonin A. A., Gieras J., Szymczak P.**, *Permanent magnet brushless motors with innovative excitation systems*, Proceedings of the 6th International Conference on Unconventional Electromechanical and Electrical Systems UEES'04, Alushta, Ukraine 2004, p. 27-38
- [3]. **Afonin A. A.**, *Innowacyjne technologie maszyn elektrycznych nowej generacji*, Przegląd Elektrotechniczny, Nr 3/2006, s. 10-16
- [4]. **Afonin A. A.**, *Innovative magnetic systems of electrical machines*, Przegląd Elektrotechniczny, Nr 11/2007, s. 145-148
- [5]. **Afonin A. A., Kramarz W., Cierzniewski P.**, *Elektromechaniczne przetworniki energii z komutacją elektroniczną*, Wydawnictwo Politechniki Szczecińskiej, Szczecin 2000, 241
- [6]. **Afonin A. A.**, *Magnetic field of an ironless PM motor*, Proceedings of the 6th International Conference on Unconventional Electromechanical and Electrical Systems UEES'04, Alushta, Ukraine 2004, p. 225-230
- [7]. **Anazawa Y., Kaga A., Akagami H., Watabe S., Makino M.**, *Prevention of harmonic torques in squirrel cage induction motors by means soft ferrite magnetic wedges*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. Mag-18, No.6, November 1982, pp. 1550-1552.
- [8]. **Aydin M., Qu R., Lipo T. A.**, *Cogging Torque Minimization Technique for Multiple-Rotor, Axial-Flux, Surface-Mounted-PM Motors: Alternating Magnet Pole-Arcs in Facing Rotors*, Industry Applications Conference 38th IAS Annual Meeting, vol.1, pp. 555- 561, 2003
- [9]. **Azarewicz S., Śniegoń S., Węgliński B.**, *Wpływ zamknięcia zębów stojana klinami magnetycznymi na parametry silnika pracującego w ciekłym azocie*, Zeszyty Problemowe Maszyny Elektryczne nr 63, 2006, wyd. BOBRME Komel, s. 185-188
- [10]. **Binns K. J., Lawrenson P. J., Trowbridge C. W.**, *The Analytical and Numerical Solution of Electric and Magnetic Fields*, John Willey & Sons, Chichester, New York 1992
- [11]. **Blecharz K.**, *Wpływ kształtu biegunów magnetycznych silnika prądu stałego z magnesami stałymi na wielkość pulsacji momentu generowanego na wale*, Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne Nr 66/2003, s. 17-20
- [12]. **Bolkowski S.**, *Elektrotechnika teoretyczna*, tom I - teoria obwodów elektrycznych, WNT, W-wa 1986, ss. 185-190, 486-492, 519-523.
- [13]. **Borghi C.A., Casadei D., Cristofolini A., Fabbri M. Serra G.**, *Application of a multiobjective minimization technique for reducing the torque ripple in permanent magnet motors*, IEEE Transactions on Magnetics, vol.35, no.5, pp. 4238-4246, 1999

- [14]. **Byung-II K., Byoung Y.Y., Seung-Chan Park, Young-Sun Jin**, *Novel topology of unequal air gap in a single-phase brushless DC motor*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.37, N0.5, September 2001, pp. 3723-3726
- [15]. **Cierzniewski P.**, *Bezrdzeniowy silnik tarczowy z magnesami trwałymi*, Maszyny Elektryczne, zeszyty Problemowe BOBRME Komel, Nr 78, 2007, s. 161-166
- [16]. **Ciurys M., Dudzikowski I.**, *Analiza wpływu wymiarów i kształtu magnesów trwałych na moment elektromagnetyczny bezszczotkowego silnika prądu stałego*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 58, Seria: Studia i Materiały Nr 25, Wrocław 2005
- [17]. **Cho D. H., Jung H. K., Chung T. K., Lee C. G.**, *Design of a short-time rating interior permanent magnet synchronous motor using a inching genetic algorithm*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.36, No. 4, July 2000, pp. 1936-1940
- [18]. *COMSOL Electromagnetics Module User's Guide v. 3.2*, 2005.
- [19]. **Davis M.**, *Problems and Solutions with Magnetic Stator Wedges*, Iris Rotating Machine Conference, San Antonio, June 2007
- [20]. **Dąbrowski M.**, *Projektowanie maszyn elektrycznych prądu przemiennego*, – Warszawa: Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 1988. – 479 s.
- [21]. **Demenko A.**, *Polowe metody analizy maszyn elektrycznych*, Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, Gliwice 2001, s. 41-57
- [22]. **Demenko A.**, *Symulacja dynamicznych stanów pracy maszyn elektrycznych w ujęciu polowym*, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań 1997
- [23]. **Dudzikowski I., Gierak D.**, *Pulsacje momentu elektromagnetycznego i ich ograniczanie w silnikach magnetoelektrycznych prądu stałego*, Proc. of XL SME'2004, Hajnówka (2004), s. 406-414.
- [24]. **Dudzikowski I., Gierak D.**, *Sposoby ograniczania pulsacji momentu elektromagnetycznego w silnikach prądu stałego wzbudzanych magnesami trwałymi*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 56, Seria: Studia i Materiały Nr 24, Wrocław 2004, s. 17-30.
- [25]. **Dudzikowski I., Janiszewski S., Gierak D.**, *Polowo-obwodowa analiza momentu elektromagnetycznego w komutatorowym silniku magnetoelektrycznym*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 54, Seria: Studia i Materiały Nr 23, Wrocław 2003, s. 15-28.
- [26]. **Engstrom J.**, *Design of a slotless PM – motor for a screw compressor drive*, Conference Publication 468 of the Electrical Machines and Drives, EMD '99, Canterbury, United Kingdom, September 1999, pp. 154-158
- [27]. **Gajewski M. Hańczewski P.**, *Minimalizacja pulsacji momentu w silnikach bezszczotkowych prądu stałego, Kryteria oceny konstrukcji*, Proc. of XL International Symposium Electrical Machines SME'04. Hajnówka, Poland, 15 – 18. 06. 2004, s. 423 - 428
- [28]. **Gay D.E.**, *High Performance Microcapsulated Powder for Various P/M Application*, Int. J. Powder Metall., 1996, vol. 32, pp. 13–24.

- [29]. **Gieras J. F.**, *Advancements in electric machines*, Springer Science + Business Media B.V. 2008
- [30]. **Gieras J. F., Gieras I. F., Szymczak P.**, *Is the ferromagnetic core in PM brushless motors necessary?*, Proc. 5th Intern. Conf. On Unconventional Electromechanical and Electrical Systems UEES'01. Szczecin – Międzyzdroje, 5-8 September 2001, Vol. 1, s. 59 – 70
- [31]. **Gieras J. F., Wang R.-J., Kamper M.J.**, *Axial flux permanent magnet brushless machines*, Springer Science + Business Media B.V. 2008
- [32]. **Gieras J. F., Wing M.**, *Permanent magnet motor technology, design and application*, Marcel Dekker Inc., New York 2002
- [33]. **Glinka T., Jakubiec M.**, *Rozwiązania silników tarczowych*, Maszyny Elektryczne, zeszyty Problemowe BOBRME Komel, Nr 78, 2007, s. 243-249
- [34]. **Glinka T.**, *Maszyny elektryczne wzbudzane magnesami trwałymi*, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice 2002
- [35]. **Glinka T.**, *Mikromaszyny elektryczne wzbudzane magnesami trwałymi*, Gliwice, Wyd. Politechniki Śląskiej, 1995
- [36]. **Głowacki A.**, *Kliny magnetyczne w silnikach indukcyjnych*, Instytut Elektrotechniki, Warszawa 1976
- [37]. **Govor G. A., Mikhnevich V. V.**, *Soft-Magnetic Composites from Insulated Iron Powder and Their Potential Technological Applications*, ISSN 0020-1685, Inorganic Materials, 2007, Vol. 43, No. 7, pp. 711–713. © Pleiades Publishing, Inc., 2007.
- [38]. **Gratkowski S., Pałka R.**, *Komputerowo wspomagana analiza i projektowanie urządzeń i układów elektromagnetycznych*, Wydawnictwo uczelniane Politechniki Szczecińskiej, Szczecin 2001
- [39]. **Hosokawa Y., Cingoski V., Kaneda K., Yamashita H.**, *Inverse shape optimization of a permanent magnet device using genetic algorithm and finite element method*, Proceedings of the Fifth Japan-Hungary Joint Seminar on Applied Electromagnetics and Mechanics, Budapest, Hungary, September 24-26, 1998, pp. 45-48
- [40]. **Hsu J. S., Ayers C. W., Coomer C. L.**, *Report on Toyota/Prius motor design and manufacturing assessment*, Oak Ridge National Laboratory, Oak Ridge 2004
- [41]. **Hull J. R. , Turner L. R.**, *Magnetomechanics of internal-dipole, Halbach-Array motor/generators*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.36, No.4, July 2000, pp. 2004-2011
- [42]. **Jabbar M. A., Khambadkone A.M., Qinghua L.**, *Design and analysis of exterior and interior type high-speed permanent magnet motors*, Department of Electrical and Computer Engineering National University of Singapore
- [43]. **Jahns T. M., Song W. L.**, *Pulsating Torque Minimization Techniques for Permanent Magnet AC Motor Drives – A Review*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 43, No. 2, April 1996, pp. 321-330

- [44]. **Jiang Z., Mu X.**, *Finite element analysis and calculation of magnetostatic fields in the end-region of aeronautical permanent magnet machines*, IEEE Transactions on Magnetism Volume 24, Issue 1, Jan. 1988 Page(s):556 – 558
- [45]. **Janiszewski S., Dudzikowski I.**, *Modelowanie silnika o magnesach trwałych z uwzględnieniem skosu żłobków wirnika*, 39th International Symposium on Electrical Machines, SME'2003, Gdańsk – Jurata, Poland 2003
- [46]. **Kaga A., Anazawa Y., Akagami H., Watabe S., Makino M.**, *A research of efficiency improvement by means of wedging with soft ferrite in small induction motors*, IEEE Transactions on Magnetism, Vol. MAG-18, No.6, November 1982, pp. 1547-1549.
- [47]. **Kaga A., Anazawa Y., Akagami H.**, *The efficiency improvement of capacitor motor with ferrite magnetic wedges*, IEEE Transactions on Magnetism Volume 22, Issue 5, 1986, pp. 964 - 966
- [48]. **Kaga A., Anazawa Y., Tajima K.**, *Effects of ferrite magnetic wedge on characteristics of capacitor motor controlled by triac*, IEEE Transactions on Magnetism, Vol.28, NO.5, September 1992, pp. 2994-2996.
- [49]. **Kaga A., Tajima K., Anazawa Y., Kimura M.**, *Effect of ferrite magnetic wedge on capacitor motor characteristics under triac control*, IEEE Transactions on Magnetism, Vol. 29, No. 6, November 1993, pp. 3162-3164
- [50]. **Keyhani A., Murthy S. K., Studer C. B., Sebastian T.**, *Study of Cogging Torque in Permanent Magnet Machines*, Electric Machines and Power Systems, 27,1999, pp. 665-678
- [51]. **Kim D. H., Park I. H., Lee J. H., Kim C. E.**, *Optimal shape design of iron core to reduce cogging torque of IPM motor*, IEEE Transactions on Magnetism, Vol.39, No.3, May 2003, pp. 1456-1459
- [52]. **Kostenko M., Piotrovsky L.**, *Electrical machines*, vol. 2, Moskow 1969, s. 774
- [53]. **Kurdiel R.**, *Podstawy elektrotechniki*, WNT, W-wa 1972, ss. 240-246
- [54]. **Leśniewska-Komęza E.**, *Zastosowanie symulacji pól elektromagnetycznych w projektowaniu przekładników*, Zeszyty Naukowe Politechniki Łódzkiej, Łódź 1997
- [55]. **Li T., Slemon G.**, *Reduction of cogging torque in permanent magnet motors*, IEEE Transaction on Magnetism, vol. 24, no. 6, pp. 2901-2903, Nov. 1988.
- [56]. **Lubelski K.**, *Podstawy elektrotechniki*, część 2, skrypt Politechniki Częstochowskiej, Cz-wa 1973, ss. 184-190.
- [57]. **Łukaniszyn M., Młot A.**, *Redukcja pulsacji momentu w silniku BLDC poprzez modyfikację uzłobkowania stojana*, Międzynarodowe Sympozjum Maszyn Elektrycznych, SME 2007, 2-5 lipiec, Poznań 2007, s. 197-200.
- [58]. **Łukaniszyn M., Młot A.**, *Wpływ zmiennego wektora magnetyzacji na moment zaczepowy bezszczotkowego silnika prądu stałego*, Elektrotechnika i Elektronika, tom 25, zeszyt 2, 2006, s.177-181
- [59]. **Łukaniszyn M., Wróbel R., Jagiela M.**, *Komputerowe modelowanie bezszczotkowych silników tarczowych wzbudzanych magnesami trwałymi*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Opolskiej, Opole 2002

- [60]. **Łukaniszyn M., Wróbel R., Jagiela M.**, *Moment elektromagnetyczny silników prądu stałego wzbudzanych magnesami trwałymi*, Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej Nr 1501, Seria: Elektryka z.177, Gliwice 2001, s. 247-254.
- [61]. **Mrozek A.**, *Badania momentu elektromagnetycznego synchronicznych silników o magnesach trwałych*, Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, Seria: Elektryka z.188, Gliwice 2004, s. 205-214
- [62]. **Mrozek A.**, *Wpływ pseudoskosu biegunów wirnika i skosu Słobków stojana na pulsacje momentu i SEM w bezszczotkowych silnikach z magnesami trwałymi*, Politechnika Śląska, Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne Nr 69/2004, s. 29-34
- [63]. **Nowak L.**, *Modele polowe przetworników elektromechanicznych w stanach nieustalonych*, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań 1999
- [64]. **Nowosielski R.**, *Soft magnetic polymer-metal composites consisting of nanostructural Fe-basic powders*, Journal of Achievements in Material and Manufacturing Engineering vol. 24, 2007, pp.68-77
- [65]. **Ostovic V.**, *Pole-changing permanent-magnet machines*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.38, No.6, November/December 2002, pp.1493-1499
- [66]. **Ouyang W., Huang S., Good A., Lipo T. A.**, *Modular permanent magnet machine based on soft magnetic composite*, International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS) 2005, September 27-29, China 2005
- [67]. **Pennander L., Nord G., Maezawa K., Saito M.**, *Development of a Soft Magnetic Composite Core for a Stirling Cooler Linear Motor*, The Fifth International Symposium on Linear Drives LDIA, Kobe-Awaji, Hyogo, Japan 2005
- [68]. **Pliś D.**, *Wpływ klinów magnetycznych w stojanie silnika na przebieg charakterystyk statycznych silników indukcyjnych*, OWD 1999, Archiwum Konferencji PTETiS, vol. 7, 1999, s. 53-58
- [69]. **Pochanke A.**, *Moment silników bezzestykowych z magnesami trwałymi w stanie bez prądu*, Międzynarodowe XII Symp. Mikromaszyn i Serwonapędów 2000, s. 84–91.
- [70]. **Podsiadły J.**, *Współczynnik Cartera silników z klinami magnetycznymi*, Prace Instytutu Elektrotechniki, Zeszyt 110, 1979, s. 119-135
- [71]. **Preis K., Bardi I., Biro O., Magele G., Vrisk G., Richter K. R.**, *Different Finite Element Formulations of 3D Magnetostatic Fields*, IEEE Transactions on Magnetism, Vol. 28, No. 2, March 1992, pp. 1056-1059
- [72]. **Sikora R.**, *Teoria Pola Elektromagnetycznego*. Wyd. 3, zmienione. Wydawnictwo Naukowo – Techniczne, Warszawa, 1998, 271 s.
- [73]. **Skarrie H.**, *Design of Powder Core Inductors*, Lund University, Lund 2001.
- [74]. **Szczypior J.**, *Minimalizacja momentu reluktancyjnego w bezszczotkowych silnikach z magnesami trwałymi*, SME'2002 Cedzyna-Kielce, s. 169-180
- [75]. **Szczypior J.**, *Wpływ kształtu zębów na moment reluktancyjny w bezszczotkowym silniku z magnesami trwałymi*, SME'2003 Gdańsk-Jurata, s. 47

- [76]. **Takeda, Y., Yagisawa, T., Suyama, A., Yamamoto, M.**, *Application of magnetic wedges to large motors*, IEEE Transactions on Magnetics Volume 20, Issue 5, 1984, pp. 1780 – 1782
- [77]. **Tseng K. J., Wee S. B.**, *Analysis of flux distribution and core losses in interior permanent magnet motor*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.14, No.4, December 1999, pp. 969-975
- [78]. *User's guide, FLUX 3D v. 9.3.2*, CEDRAT, 2D/3D Applications, volume 1-6, 2006.
- [79]. **Wiak S., Dems M., Komęza K.**, *Adaptacja profesjonalnych pakietów do modelowania zjawisk w przetwornikach elektromechanicznych*, IV Konferencja Naukowo-Techniczna Zastosowanie Komputerów w Elektrotechnice Poznań-Kiekrz 1999, s. 189-196
- [80]. **Wiak S., Welfle H., Komęza K., Mendrela E.**, *Electromagnetic Field Analysis of 3D Structure of Disk-Type Motors*, MiS'98, pp. 45-51
- [81]. **Wiak S., Welfle H.**, *Silniki tarczowe w napędach lekkich pojazdów elektrycznych*, Wyd. Politechniki Łódzkiej, Łódź 2001
- [82]. www.hoganas.com
- [83]. www.magnesy.pl
- [84]. www.stalprodukt.com.pl
- [85]. www.vacuumschmelze.de
- [86]. **Zhu Z.Q., Raungsinchaiwanich S., Ishak D., Howe D.**, *Analysis of cogging torque in brushless machines having nonuniformly distributed stator slots and stepped rotor magnets*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.41, No.10, October 2005, pp. 3238-3240

Publikacje własne autora:

- [87]. **Wardach M., Stankiewicz B., Dąbrowski M., Rydzyński P., Taratajcio M.**, *Niekonwencjonalne napędy do obiektów podwodnych i nawodnych*, Mat. Międz. Konf. Młodzież akademicka a współczesna nauka. Sekcja-nauki ścisłe, Akademia Podlaska, WAP, Siedlce 2003, s. 145-149
- [88]. **Paplicki P., Wardach M.**, *Diskowye elektrodwigatieli kontrrotornovo dviženia dla obiektov morskoy techniki*, 1th International Scientific – and Technical Conference of Students, Information and Control Systems and Complexes IKCK 2004, Mykolaiv, 6-7 April 2004, p. 241-246
- [89]. **Szymczak P., Wardach M., Szkolny S., Pieńkowski T.**, *Nowe technologie w obiektach podwodnych*, Mat. III Lubuskiej Konferencji Naukowo – Technicznej MITEL 2004, Gorzów Wielkopolski 2004, s. 265-270
- [90]. **Garbacik A., Kaczor P., Rydzyński P., Wardach M., Wiszniewski S.**, *Electric drives in modern cars*, Proc. Of the 6th Inter. Conf. On Unconventional Electromechanical and Electrical Systems, UEES' 04. Alushta, Ukraine, September 24-29, 2004, pp. 269-274

- [91]. **Afonin A. A., Wardach M.**, *Symulacja obwodów magnetycznych silników z płaskimi magnesami trwałymi w wirniku o konfiguracji cylindrycznej*, Techniczna Elektrodynamika, Kiev, Nr 2, 2005, s. 37-43
- [92]. **Wardach M.**, *Analiza obwodów magnetycznych w silnikach elektrycznych z magnesami trwałymi*, Prace X Konferencji Zastosowania Komputerów w Elektrotechnice ZKwE, Poznań, 2005, s. 289-290
- [93]. **Wardach M.**, *Badanie elektromechanicznych przetworników energii z klinami magnetycznymi*, International Scientific – and Technical Conference of Students, Post-Graduates and Young Scientist ETEM – 2005, Mykolaiv, p. 94-98, November 2005
- [94]. **Afonin A. A., Wardach M.**, *Symulacja układów magnetycznych silników elektrycznych o konfiguracji cylindrycznej z wirnikiem zewnętrznym*, Techniczna Elektrodynamika, Kiev, Nr 5, 2005, s. 48-54
- [95]. **Wardach M.**, *Wpływ klinów magnetycznych na pulsacje momentu elektromagnetycznego w przetwornikach o strukturze ułożkowej*, Mat. IV Lubuskiej Konferencji Naukowo – Technicznej MITEL 2006, Gorzów Wielkopolski 2006, s. 263-268
- [96]. **Wardach M.**, *Wpływ klinów magnetycznych na pulsacje momentu elektromagnetycznego w przetwornikach o strukturze ułożkowej*, Przegląd Elektrotechniczny, Nr 3/2006, s. 21-24
- [97]. **Wardach M., Stankiewicz B.**, *Badania obwodów magnetycznych maszyn elektrycznych z magnesami trwałymi i klinami magnetycznymi*, Techniczna Elektrodynamika, Kiev, Nr 2, 2006, s. 71-76
- [98]. **Wardach M.**, *Zastosowanie klinów magnetycznych w maszynie elektrycznej z magnesami trwałymi*, Prace XII Konferencji Zastosowania Komputerów w Elektrotechnice ZKwE, Poznań, 2007, str. 267-268
- [99]. **Wardach M.**, *Badanie maszyny elektrycznej z magnesami trwałymi i klinami magnetycznymi*, Zeszyty Problemowe "Maszyny Elektryczne" BOBRME-Komel, Nr 77, Ryto maj 2007, str. 155-159
- [100]. **Wardach M.**, *Minimization of torque pulsation in slotted PM machines with magnetic wedges*, Przegląd Elektrotechniczny, Nr 11/2007, s. 118-120
- [101]. **Wardach M.**, *Minimization of torque pulsation in slotted PM machines with magnetic wedges* XIV International Symposium on Theoretical Electrical Engineering ISTET'07
- [102]. **Cierzniewski P., Paplicki P., Wardach M.**, *Zastosowanie materiałów SMC do podwyższenia momentu elektromagnetycznego w silnikach tarczowych*, Przegląd Elektrotechniczny, Nr 4/2008, s. 27-29
- [103]. **Wardach M.**, *Cogging torque reducing in electric machine by poling modification of magnetic circuit*, Mat. V Lubuskiej Konferencji Naukowo – Technicznej MITEL 2008, Gorzów Wielkopolski 2008
- [104]. **Wardach M.**, *Cogging torque reducing in electric machine by poling modification of magnetic circuit*, Przegląd Elektrotechniczny, Nr 2/2009, s. 131-133