Nowe konstrukcje maszyn elektrycznych i ich sterowanie

Michał Rad, Tomasz Lerch, Tomasz Drabek,
Grzegorz Sieklucki, Edmund Ciesielka, Paweł Dybowski,
Waldemar Milej, Jarosław Kozik, Rajmund Sykulski,
Krzysztof Piech, Jakub Wójcik, Dawid Kara

AGH Akademia Górniczo-Hutnicza, Wydział Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Inżynierii Biomedycznej, Kraków

Streszczenie: W artykule przedstawiono nowe konstrukcje maszyn elektrycznych: DCEFSM (*DC Excited Flux Switching Machine*) oraz TFPMM (*Transverse Flux Permanent Magnet Machine*). Są to trójfazowe maszyny przełączalne, wzbudzane elektromagnetycznie i magnetycznie, przeznaczone do zasilania napięciami sinusoidalnymi. Przedstawiono wyniki obliczeń polowych obu maszyn oraz wyniki pomiarów prototypu silnika DCEFSM. Zaprezentowano również użyty do sterowania silnika DCEFSM algorytm sterowania wektorowego, zbliżony do algorytmu sterowania silnika *AC Brushless*.

Słowa kluczowe: maszyna DCEFSM, sterowanie DCEFSM, maszyna TFPMM, sterowanie wektorowe

THE MODERN CONSTRUCTIONS OF ELECTRICAL MACHINES
AND THEIR CONTROL

Abstract: The paper presents new designs of electrical machines: DCEFSM (DC Excited Flux Switching Machine) and TFPMM (Transverse Flux Permanent Magnet Machine). These are three-phase switching machines, electromagnetically and magnetically excited, designed to supply sinusoidal voltages. The results of field calculations of both machines and measurements of a prototype DCEFSM motor are presented. The vector control algorithm used to control the DCEFSM motor, similar to the AC Brushless motor control algorithm, is also presented.

Keywords: DCEFSM motor, control of DCEFSM, TFPMM motor, vector control

https://doi.org/10.7494/978-83-66727-83-0_7

1. Wstęp

Współczesne konstrukcje silników elektrycznych można podzielić na dwie zasadnicze grupy: silniki wzbudzane elektromagnetycznie i silniki wzbudzane magnesami trwałymi. Są to maszyny wielofazowe, na ogół trójfazowe, lecz nie zawsze przeznaczone do zasilania napięciami lub prądami sinusoidalnymi. Na ogół są to konstrukcje bezklatkowe i z tego powodu wymagają zasilania falownikowego ze sterowaniem wektorowym prędkości silnika.

Reprezentantem pierwszej grupy silników jest trójfazowy silnik elektryczny z przełączanym strumieniem magnetycznym, powstały na bazie silnika określanego jako *Hybrid Excitation Flux Switching Motor* (HEFSM). W 2010 roku dwa różne zespoły naukowe zaproponowały sposób zastąpienia magnesów trwałych w tym silniku cewkami zasilanymi prądem stałym (Chen i in. 2010, Sulaiman i in. 2011). Konstrukcja była uwielokrotnieniem konfiguracji uzwojeń wzbudzenia i twornika zastosowanej w jednofazowym silniku prądu przemiennego z przełączanym strumieniem (Pollock i Wallace 1999). Obecnie jest ona znana pod nazwą *Direct Current Excited Flux Switching Machine* (DCEFSM). Powodem podjęcia tematyki silników DCEFSM było potwierdzenie przez wyniki obliczeń MES silnika DCEFSM jego konkurencyjności mocowej wobec analogicznych gabarytowo konstrukcji typu HEFSM, HEMFM (*Hybrid Excited Modulated Flux Machine*), DCEMFM (*DC Excited Modulated Flux Machine*) i IM (*Induction Machine*). Wyniki obliczeniowe stały się punktem wyjścia do wykonania projektu i budowy prototypu trójfazowego silnika DCEFSM o 36 identycznych żłobkach stojana i 15 zębach wirnika. Uzyskane wyniki pomiarowe posłużyły do weryfikacji wyników obliczeń MES i do optymalizacji konstrukcji silnika.

Reprezentantem grupy maszyn wzbudzanych magnesami trwałymi jest silnik z polem poprzecznym (TFM – *Transverse Flux Machine*). Konstrukcja maszyny elektrycznej z polem poprzecznym została opatentowana w roku 1888 (Mordey 1888), a prawie sto lat później adaptowana do aktualnych technicznych możliwości i technologii. W ciągu minionych od tego czasu ponad trzydziestu lat poświęcono silnikowi TFM wiele prac badawczych. Wykazały one jego liczne pozytywne własności eksploatacyjne, z których najważniejsza to duży moment z jednostki objętości, znacznie większy niż w maszynach innych rodzajów. Mimo to TFM nie jest rozwiązaniem powszechnie stosowanym i produkowanym. Przyczyn tego stanu rzeczy należy doszukiwać się w jego wadach konstrukcyjnych i produkcyjnych, z których najważniejsze to:

- skomplikowana budowa i w rezultacie wyższy koszt produkcji i zmniejszona niezawodność,
- relatywnie małe wykorzystanie powierzchni magnesów trwałych i związane z tym duże strumienie rozproszenia,
- duży moment zaczepowy.

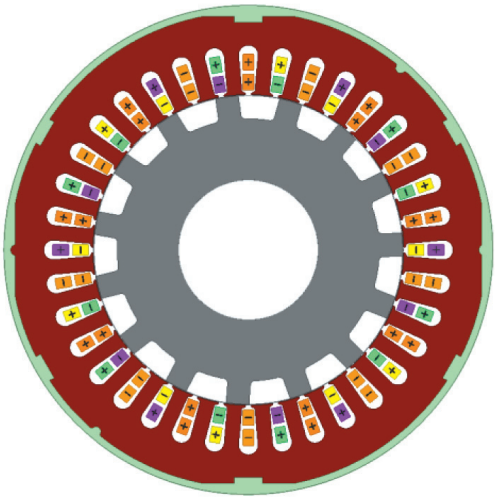
Wady te istotnie ograniczono w nowej konstrukcji tego rodzaju, dla której wybrano nazwę *Transverse Flux Permanent Magnet Machine* (TFPMM). Jest to przełączalny silnik trójfazowy, wzbudzony magnesami trwałymi, o konstrukcji wielostojanowej, przeznaczony do zasilania sinusoidalnego. Silnik jest przedmiotem zgłoszenia patentowego.

Z uwagi na brak klatki rozruchowej obie wymienione konstrukcje wymagają zasilania falownikowego ze sterowaniem wektorowym, nazywanym bezpośrednim sterowaniem polowo zorientowanym (DFOC lub FOC). Układ regulacji prędkości silnika jako sygnały sprzężenia zwrotnego z maszyny wykorzystuje zastępcze prądy stojana i_{Sd} oraz i_{Sq}, powstałe przez taką transformację Parka rzeczywistych prądów fazowych, która w stanie ustalonym daje wartości stałe obu tych prądów. Jest to możliwe dzięki wprowadzeniu przy syntezie sterowania wektorowego wirującego układu współrzędnych $0dq$, odniesionego do strumienia skojarzonego wirnika.

2. Silnik *DC Excited Flux Switching Machine*

2.1. Prototyp silnika DCEFSM

Przekrój poprzeczny prototypu silnika przedstawiono na rysunku 1, a szczegóły wykonania na rysunku 2. Zewnętrzna średnica stojana silnika wynosi 200 mm, średnica wirnika 132,4 mm, szczelina powietrzna pomiędzy stojanem a wirnikiem ma wymiar minimalny 0,45 mm. Długość pakietu blach stojana i wirnika wynosi 160 mm.



Rys. 1. Przekrój poprzeczny badanego prototypu silnika z modelu do obliczeń MES. Kolory: pomarańczowy – uzwojenie wzbudzenia, żółty, zielony i fioletowy – uzwojenia fazowe twornika, szary – ferromagnetyczna blacha wirnika, bordowy – ferromagnetyczna blacha stojana
Źródło: Bień i in. (2022)

Rys. 2. Szczegóły wykonania silnika – widoczny fragment uzębionego wirnika i uzwojenia stojana

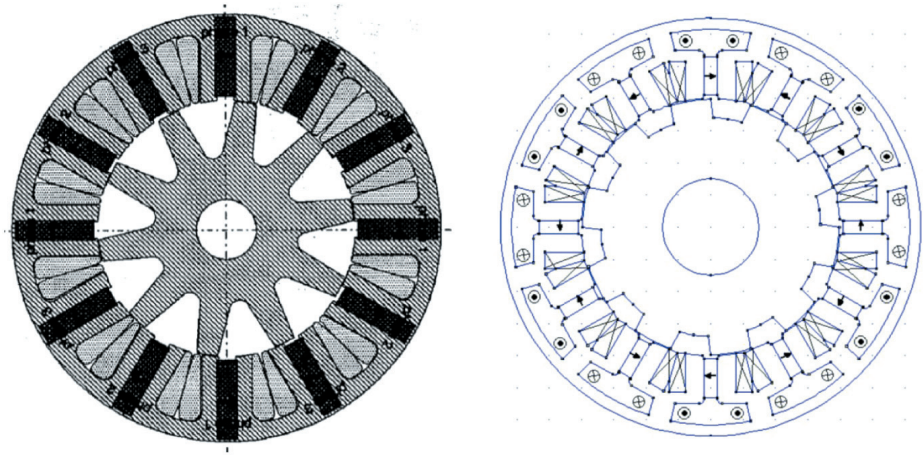
Maszyna ma 36 żłobków na stojanie i 15 zębów rotora. Zarówno uzwojenie wzbudzenia, jak i trójfazowego twornika, mają poskok $y = 2$, przy czym uzwojenie wzbudzenia jest jednowarstwowe, a twornika dwuwarstwowe. Liczba par biegunów fazy twornika wynosi $p_a = 6$, a wzbudzenia $p_f = 9$. Cewki fazy twornika są połączone szeregowo i nie zachodzą na siebie. Trójfazowe uzwojenie twornika skojarzone jest w gwiazdę. Silnik przeznaczony jest do pracy w zamkniętym układzie regulacji prędkości, zasilany sinusoidalnymi napięciami trójfazowymi, formowanymi w funkcji mierzonego położenia wirnika. Jest to układ sterowania analogiczny do stosowanego do sterowania silnika PMSM. Znamionowa prędkość obrotowa silnika 1500 obr/min osiągana jest przy częstotliwości napięcia zasilania 375 Hz.

2.2. Zasada działania silnika DCEFSM

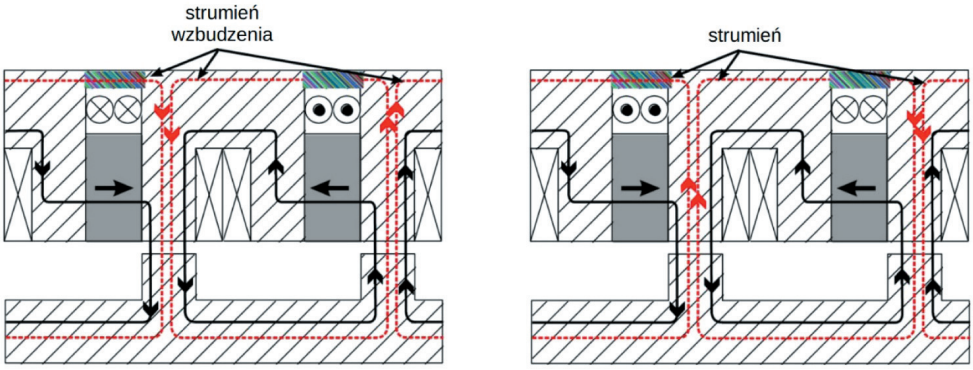
Pierwsza konstrukcja tego typu, częściowo wzbudzana magnesami trwałymi, powstała na uniwersytecie w Cachan we Francji w roku 2006 i uzyskała patent w roku następnym, jako *Flux-Switching Dual-Excitation Electrical Machine*. Jest ona rozwinięciem pochodzącej z tego samego ośrodka wcześniejszej koncepcji tego silnika, pozbawionej ferromagnetycznego jarzma łączącego mechanicznie poszczególne elementy stojana (Tang i in. 2013a, 2013b, 2015a, Sulaiman i in. 2016) i wzbudzanej tylko magnesami trwałymi. Przekroje poprzeczne obu maszyn przedstawiono na rysunku 3.

Pierścień jarzma drugiej maszyny z rysunku 3 tworzy mostki magnetyczne dla magnesów trwałych i wpływa na obniżenie wytwarzanego momentu. Stanowi on jednak domknięcie obwodu magnetycznego dla strumienia magnetycznego pochodzącego od wprowadzonego dodatkowego uzwojenia, którego zadaniem jest osłabianie lub wzmacnianie strumienia magnesów, w zależności od kierunku prądu stałego płynącego przez to uzwojenie. Jego działanie wyjaśniono schematycznie na rysunku 4. Aby uzyskać sku-

teczną kontrolę całkowitego strumienia wzbudzenia w obszarze szczeliny powietrznej, obszar rdzenia wokół cewek wzbudzających należy właściwie zwymiarować, co pozwala zmniejszyć prąd wzbudzenia potrzebny do sterowania strumieniem, a równocześnie nie osłabiać zbytnio działania magnesów, gdy prąd wzbudzenia nie płynie.



Rys. 3. Dwa warianty wykonania silnika *Flux-Switching Dual-Excitation Electrical Machine*
Źródło: Kara i in. (2020)



Rys. 4. Sumowanie się strumieni obu wzbudzeń w zależności
od kierunku prądu stałego w uzwojeniu wzbudzenia
Źródło: Kara i in. (2020)

W silniku DCEFSM zastosowano podobną ideę zmiany kierunku i wartości strumienia magnetycznego pochodzącego od uzwojenia wzbudzenia, a obejmowanego przez fazy twornika, wraz ze zmianą położenia uzębionego wirnika. Realizacja tej idei wymaga nie tylko odpowiedniej topologii uzwojeń fazowych i uzwojenia wzbudzenia, ale również odpowiedniej, nieparzystej liczby zębów wirnika. Podstawowym układem geometrycznym jest tu układ „12/5", tj. maszyna ze stojanem o 12 żłobkach i wirnikiem o 5 zębach. Przemieszczające się zęby wirnika kierują strumień wzbudzenia do coraz to innych

cewek uzwojeń fazowych, co skutkuje indukowaniem się w nich SEM rotacji. Przebiegi kątowe fazowych SEM rotacji są praktycznie sinusoidalne, co implikuje zasilanie tych faz sinusoidalnymi napięciami i prądami. Maszyna jest identyfikowana jako cylindryczna, niedowzbudzona maszyna synchroniczna, mimo że nie jest maszyną pola wirującego.

2.3. Pomiary identyfikacyjne prototypu silnika

Pomiary identyfikacyjne obejmowały: pomiar rezystancji uzwojeń maszyny w stanie zimnym i nagrzanym, pomiar indukcyjności własnych i wzajemnych faz twornika w funkcji położenia wirnika, pomiar indukcyjności własnej wzbudzenia i indukcyjności wzajemnej pomiędzy wzbudzeniem a fazą twornika w funkcji położenia wirnika, pomiar indukcyjności synchronicznych L_d i L_q oraz rejestracje przebiegów czasowych fazowych i międzyfazowych rotacyjnych sił elektromotorycznych twornika w funkcji wartości prądu wzbudzenia przy stałej prędkości obrotowej. Wyniki pomiarów zostały porównane z wynikami obliczeń MES. Zastosowano pakiet FEMM. Liczba elementów magnetostatycznego modelu 2D wynosiła ponad 20 000. Wyniki pomiarów identyfikacyjnych przedstawiono w tabelach 1–3 oraz na rysunkach 5–7.

Tabela 1
Zmierzone rezystancje uzwojeń silnika

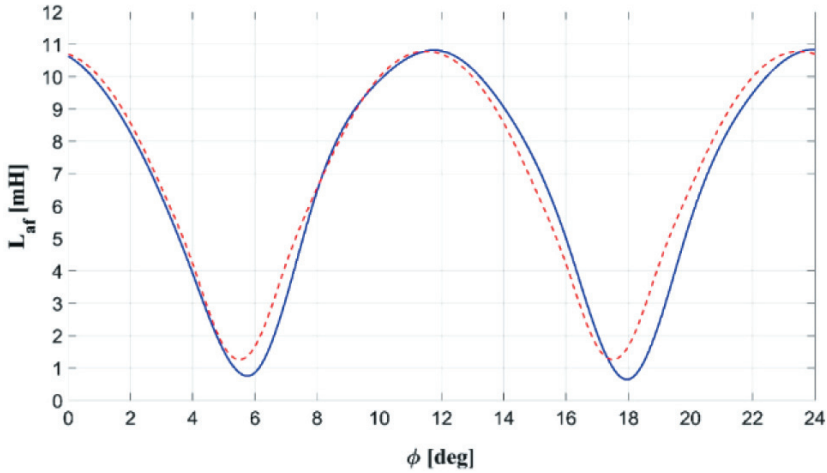
		Rezystancja fazy twornika [Ω]	Rezystancja uzwojenia wzbudzenia twornika [Ω]
Pomiar metodą techniczną prądu stałego z dokładnym pomiarem napięcia	W stanie zimnym (T_0 = 21,4°C)	1,014	2,666
	W stanie nagrzanym (T = 60°C)	1,167	3,070
	W stanie nagrzanym (T = 112,7°C) I_a = 8 A, I_f = 9 A	1,372	3,640

Tabela 2
Zmierzone i obliczone (MES) indukcyjności własne i wzajemne uzwojeń

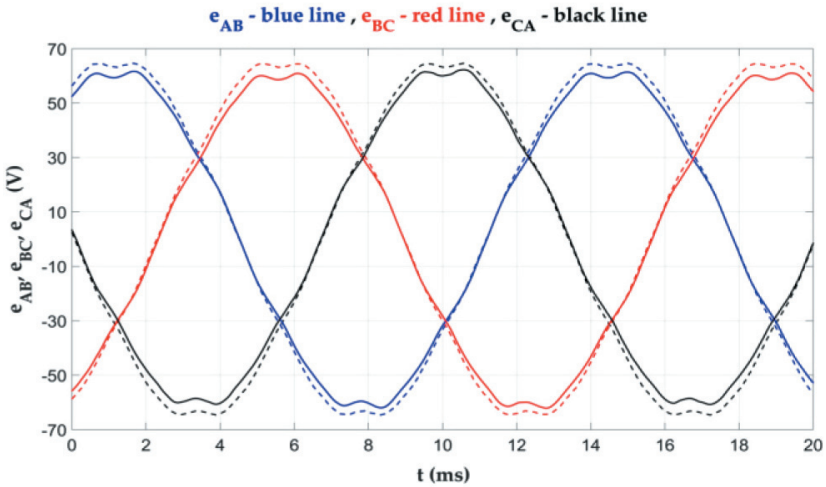
	Indukcyjność własna fazy twornika [mH]		Indukcyjność wzajemna między fazami twornika [mH]		Indukcyjność wzajemna między fazą twornika a uzwojeniem wzbudzenia [mH]		Indukcyjność własna uzwojenia wzbudzenia [mH]
	min.	maks.	min.	maks.	min.	maks.	
Pomiary	10,59	11,33	4,753	5,420	0,6975	10,81	52,68
Obliczenia	10,36	10,98	4,662	5,337	1,259	10,77	51,21

Tabela 3
Zmierzone i obliczone (MES) indukcyjności synchroniczne maszyny

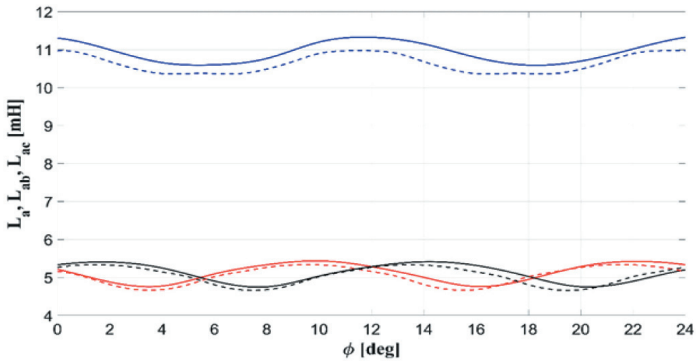
	L_d [mH]	L_q [mH]
Pomiary	16,58	15,52
Obliczenia	16,14	15,21



Rys. 5. Porównanie pomiarowych i obliczeniowych (MES – linia przerywana) zależności indukcyjności twornika (własnych i wzajemnych) od kąta położenia wirnika



Rys. 6. Porównanie pomiarowej i obliczeniowej (MES – linia przerywana) zależności indukcyjności wzajemnej pomiędzy fazą twornika a uzwojeniem wzbudzenia od kąta położenia wirnika



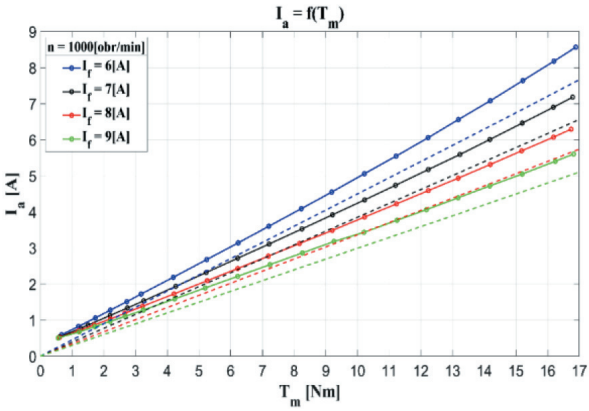
Rys. 7. Porównanie pomiarowych i obliczeniowych (MES – linia przerywana) przebiegów przewodowych SEM rotacji przy prądzie wzbudzenia 7 A i prędkości 300 obr/min

2.4. Wyniki pomiarów ruchowych silnika

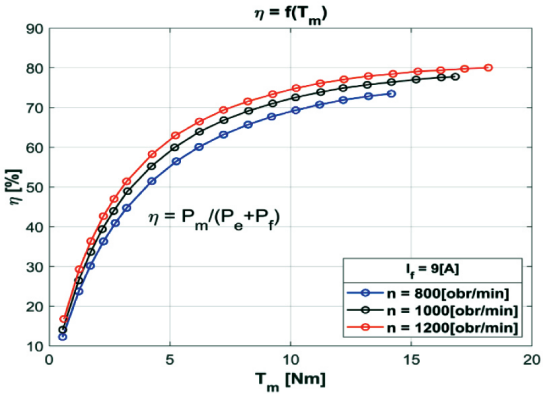
Pomiary charakterystyk i przebiegów roboczych prototypu silnika obejmowały: wyznaczenie zależności wartości skutecznej prądu twornika od wielkości momentu obciążenia przy różnych prądach wzbudzenia i prędkościach obrotowych silnika, wyznaczenie zależności sprawności silnika od wielkości momentu obciążenia przy różnych prądach wzbudzenia i prędkościach obrotowych silnika oraz pomiar charakterystyki kątowej momentu rozruchowego silnika.

Cele podjętych badań były następujące:

– weryfikacja wyników obliczeń MES silnika (rys. 8, 10),
– wyznaczenie sprawności silnika dla różnych momentów obciążenia i prędkości obrotowych, przy prądzie wzbudzenia określonym jako znamionowy (rys. 9),
– potwierdzenie zdolności silnika do rozwijania momentu rozruchowego (rys. 10).



Rys. 8. Pomiarowe i obliczeniowe (MES – linie przerywane) zależności prądu skutecznego fazy twornika od momentu obciążenia silnika, dla różnych wartości prądu wzbudzenia, przy prędkości 1000 obr/min



Rys. 9. Pomiarowe sprawności silnika z uwzględnieniem strat mocy w obwodzie wzbudzenia, w funkcji momentu obciążenia silnika, przy prądzie wzbudzenia 9 A i różnych prędkościach silnika

Rys. 10. Pomiarowa i obliczeniowa zależność momentu rozruchowego silnika od kąta położenia wirnika, przy prądzie wzbudzenia 8 A i stałym prądzie dwóch faz twornika 8,5 A (prąd fazy trzeciej równy zero)

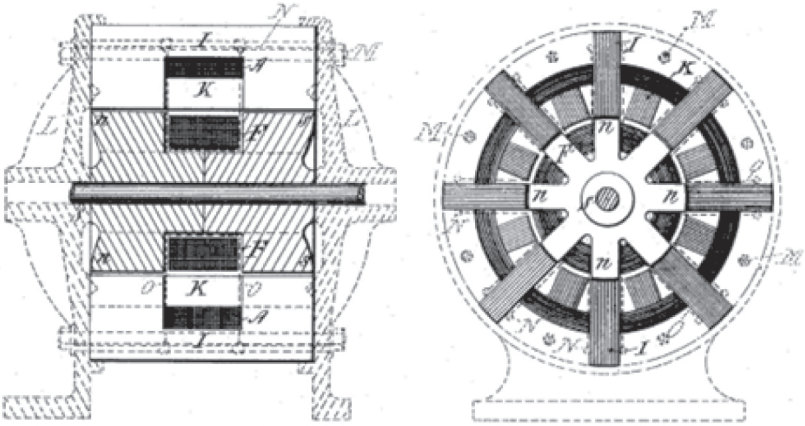
3. Maszyny wzbudzane magnesami trwałymi o polu poprzecznym – *Transverse Flux Permanent Magnet*

Maszyny typu *Transverse Flux Permanent Magne* (TFPM) w podstawowej konfiguracji są silnikami cechującymi się łatwym do wykonania pierścieniowym uzwojeniem w formie cewki skupionej, którego nieaktywna część jest dużo mniejsza niż w klasycznych maszynach o polu radialnym. Wynika z tego, że masa uzwojenia (masa miedzi) potrzebna do wytworzenia odpowiedniego momentu obrotowego jest mniejsza niż w przypadku konstrukcji konkurencyjnych. Do wad tej maszyny można zaliczyć skomplikowaną budowę, niski współczynnik mocy i trudności w wytwarzaniu. Maszyny TFPM nadają się szczególnie do zastosowania w napędach bezpośrednich ze względu na

wysoki moment obrotowy, rozwijany także przy niskich prędkościach obrotowych. Specjalne konstrukcje TFPM mogą być używane jako elektryczne napędy statków ze względu na wysoką mechaniczną integrację konstrukcji oraz niski poziom hałasu i wibracji.

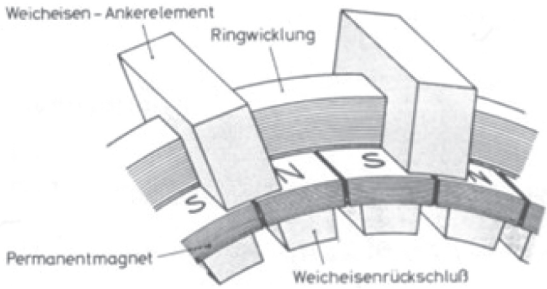
3.1. Koncepcja maszyn TFPM

Za twórcę maszyn z polem poprzecznym uważa się Williama Morrisa Mordeya (Mordey 1888). W przedstawionym na rysunku 11 jednofazowym generatorze Mordeya napięcie wytwarzane było w pojedynczej, skupionej cewce usytuowanej w płaszczyźnie prostopadłej do osi obrotu wirnika i obejmującej tę oś. Na rysunku 11 cewkę twornika generatora Mordeya oznaczono literą A.



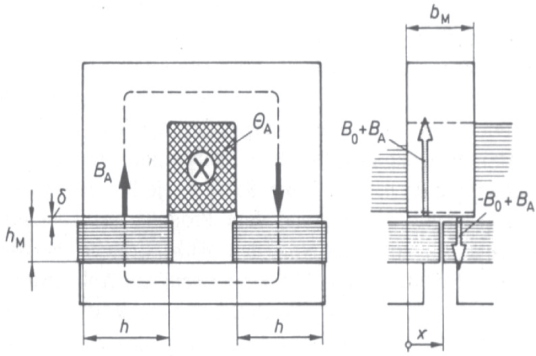
Rys. 11. Jednofazowy generator Mordeya
Źródło: Mordey (1888)

Proces wytwarzania momentu w maszynach z polem poprzecznym najłatwiej prześledzić na przykładzie podstawowej wersji konstrukcyjnej TFM Weha (rys. 12).



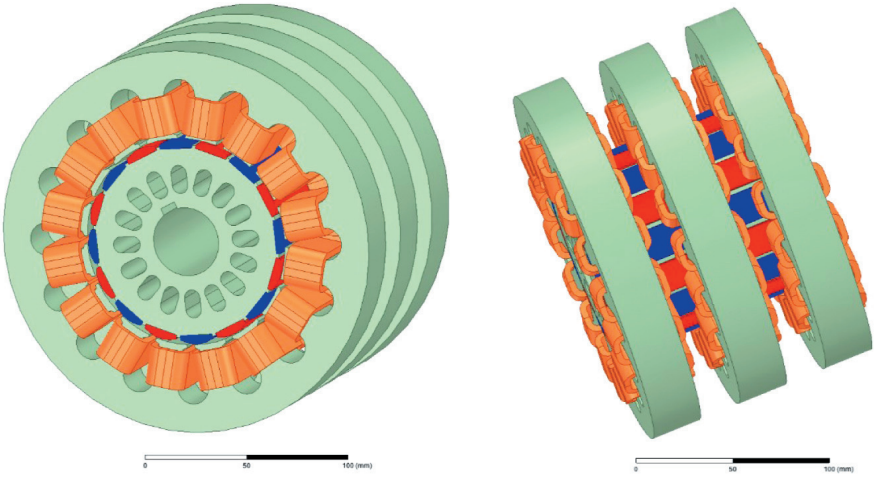
Rys. 12. Podstawowa wersja konstrukcyjna TFM Weha
Źródło: Weh (1988)

Przekrój poprzeczny oraz pojedynczy rdzeń maszyny z rysunku 12 przedstawiono na rysunku 13. Elementem ruchomym może być pierścień z magnesami na obwodzie lub układ rdzeni wraz z pętlą (pierścieniem) uzwojenia. Rdzenie składają się z kształtek U oraz I wykonanych z miękkiego magnetycznie żelaza. Na rysunku 13 szerokość biegunów jest oznaczona przez h (wymiar w kierunku osiowym), ich grubość (w kierunku obwodowym) jako b_M, wysokość magnesów trwałych h_M, a szczelina powietrzna pomiędzy częścią ruchomą i nieruchomą δ. Odległość pomiędzy elementami twornika w kierunku obwodowym wynosi $2\tau_p$, gdzie τ_p to podziałka biegunowa w kierunku obwodowym. Szerokość b_M nie powinna być większa od τ_p. Uzwojenie twornika wywołuje przepływ Θ_A.



Rys. 13. Przekroje jednostronnego silnika z poprzecznym strumieniem magnetycznym
Źródło: Weh (1988)

Widok ogólny proponowanej konstrukcji TFPMM z płaskim rdzeniem w układzie trójfazowym przedstawiono na rysunku 14.



Rys. 14. Widok ogólny proponowanej konstrukcji

Przedstawiona na rysunku 14 konstrukcja wizualnie przypomina wielobiegunowe maszyny synchroniczne z uzwojeniami ułamkowymi skupionymi, wzbudzane magnesami trwałymi. Wyposażone są one jednak w wielofazowe tworniki oraz mają różniące się podziałki żłobkowe twornika i biegunowe wzbudzenia.

Moment elektromagnetyczny główny rozwijany w układzie przedstawionym na rysunku 12, wzbudzonym magnesami trwałymi, wynika ze wzoru:

$$T_e = \frac{\delta W'_{fcoils}}{\delta\varphi} = \frac{\delta}{\delta\varphi}\left(\frac{1}{2}\sum_{n=1}^{N}\sum_{k=1}^{N} L_{n,k}(\varphi) i_n i_k + \sum_{n=1}^{N}\psi_{0,n}(\varphi) i_n\right) \text{ [Nm]} \tag{1}$$

W wyrażeniu (1) pominięto wpływ użłobkowania stojana, uznając, że w stanie bezprądowym koenergia zarówno w magnesie trwałym, jak i w szczelinie powietrznej nie będą zależne od położenia wirnika, czyli nie będą zależne od współrzędnej mechanicznej. Przy założeniu, że wirnik jest cylindryczny, indukcyjności uzwojeń nie będą zależeć od położenia wirnika: $L_{n,k}(\varphi)$ = const. Uwzględniając, że prądy cewek nie są w sposób bezpośredni funkcjami kąta φ, wytwarzany moment można wyrazić prostym wzorem:

$$T_e = \frac{\delta}{\delta\varphi}\left(\sum_{n=1}^{N}\psi_{0,n}(\varphi) i_n\right) = \sum_{n=1}^{N} i_n \frac{\delta\psi_{0,n}(\varphi)}{\delta\varphi} \text{ [Nm]} \tag{2}$$

Dla pojedynczego segmentu przedstawionego na rysunku 13 moment ze wzoru (2) przyjmuje postać:

$$T_e = i\frac{\delta\psi_0}{\delta\varphi} \text{ [Nm]} \tag{3}$$

gdzie:

i – prąd uzwojenia [A],
ψ_0 – strumień skojarzony uzwojenia w stanie bezprądowym [Wb],
φ – położenie wirnika [rad].

Wielkościami decydującymi o własnościach silnika są wartość i charakter zmian strumienia przechodzącego przez powierzchnię ograniczoną pętlą uzwojenia (sprzężonego z uzwojeniem), wytworzonego przez magnesy trwałe. Strumień ten jest sumą strumieni biegnących przez fragmenty osiowe poszczególnych rdzeni U lub I, obejmujących uzwojenie. Strumień osiąga wartość ekstremalną, gdy osie promieniowych części rdzeni U pokrywają się z osiami magnesów, natomiast wynosi zero, gdy osie rdzeni położone są pomiędzy sąsiednimi magnesami różnoimiennymi. Przy założeniu, że $b_M = \tau_p$, towarzysząca ruchowi wirnika zmiana strumienia od ekstremum dodatniego do ujemnego powinna (teoretycznie) przebiegać liniowo, a więc funkcja powinna być „piłokształtna". Jej pochodna względem kąta położenia wirnika będzie funkcją prosto-

kątną. Zasilenie uzwojenia prądem o podobnym charakterze i częstotliwości spowoduje wytworzenie momentu. Jeśli obie funkcje prostokątne prądu i pochodnej strumienia będą w fazie, zostanie wytworzony moment o wartości stałej, z wyjątkiem chwil zmiany kierunku prądu (komutacji). Wynika stąd, że w położeniach wirnika, w których pochodna strumienia zmienia znak, moment nie jest wytwarzany, czyli silnik nie ma zdolności samorozruchu.

W rzeczywistych konstrukcjach przebieg zmian strumienia na ogół jest bardziej zbliżony do sinusoidalnego niż piłokształtnego i uzwojenie powinno być zasilane z falownika prądem przemiennym o pulsacji równej pulsacji strumienia. Wytwarzany będzie wówczas moment o wartości średniej zależnej od fazy pomiędzy pierwszą harmoniczną pochodnej strumienia (SEM) oraz sinusoidą prądu.

Przedstawiony na rysunkach 12 i 14 układ elementów można więc uznać za część jednofazowego przetwornika energii elektrycznej na mechaniczną (lub odwrotnie). W szczególności może być silnikiem, przy czym pojedynczy układ nie wytwarza momentu rozruchowego. Układy można jednak łączyć ze sobą w celu utworzenia maszyny dwu- lub wielopasmowej. Silnik powinien współpracować z falownikiem sterowanym w funkcji położenia wirnika (Weh i May 1986, Weh 1988).

Za szczególnie pomocne w dalszym rozwoju tego rodzaju maszyn elektrycznych uważa się magnetyczne kompozyty proszkowe (MPC – *Magnetic Powder Composites*). Są to materiały, których podstawowym elementem jest proszek żelazny.

Kompozyty proszkowe możemy podzielić na:

- magnetycznie miękkie (SMC – *Soft Magnetic Composites*),
- magnetycznie twarde (HMC – *Hard Magnetic Composites*).

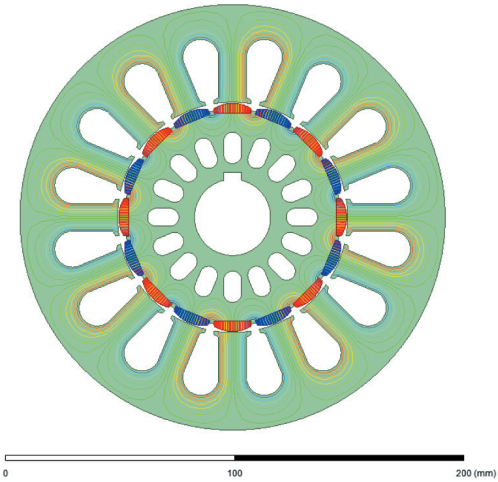
W maszynach TFPMM pakietowanie rdzeni jest często trudne albo wręcz niewykonalne. Dlatego zastosowanie rdzeni proszkowych jest jedynym rozwiązaniem, zwłaszcza że pod względem własności elektromagnetycznych SMC jest odpowiedni dla maszyn z magnesami trwałymi, w przypadku których magnetyczna reluktancja magnesu dominuje w obwodzie magnetycznym, czyniąc takie silniki mało wrażliwymi na przewodność rdzeni.

3.2. Wykorzystanie rdzenia płaskiego

Tradycyjny, użłobkowany rdzeń płaski może być traktowany jako ciąg rdzeni skośnych U obróconych o 90° z pozycji poprzecznej. Uzwojenie wprowadzone do takiego rdzenia nie może być już płaskim pierścieniem, lecz musi składać się z fragmentów położonych w żłobkach oraz połączeń czołowych. Może też być utworzone z cewek nawiniętych wokół pojedynczych zębów połączonych następnie szeregowo. Takie rozwiązanie zwiększa dwukrotnie strumień skojarzony z uzwojeniem.

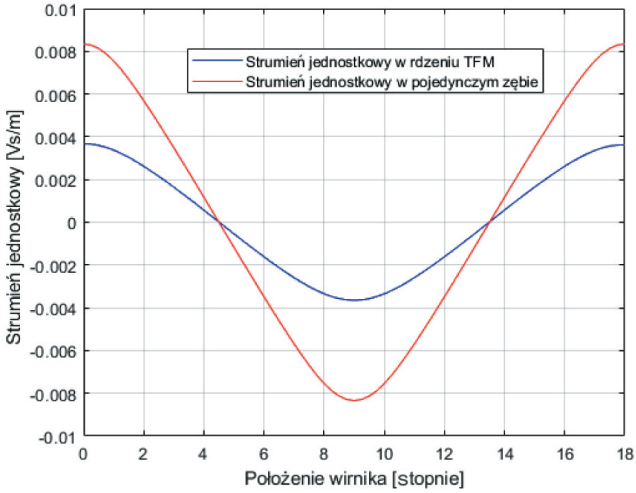
Zastępując rdzenie U twornika tradycyjnym rdzeniem cylindrycznym użłobkowanym, radykalnie zmniejsza się strumień rozproszenia, ale powiększa się długość uzwojenia i wprowadza ograniczenie przekroju poprzecznego tego uzwojenia wymiarami żłobka. Ponieważ rdzeni płaskich o liczbie żłobków równej liczbie biegunów magnesów nie wykonuje się ze względu na duże momenty zaczepowe, podjęto próbę symulacji działania takiej konstrukcji. Zasada wytwarzania momentu jest tutaj identyczna jak w TFM. Przekrój poprzeczny i przebieg linii sił pola wzbudzonego magnesami w proponowanej (Drabek i in. 2021) konstrukcji przedstawiono na rysunku 15. W niezmienionym zewnętrznym pierścieniu stalowym (rys. 13) pozostawiono tylko jeden szereg magnesów, powiększając ich wymiar osiowy do łącznego wymiaru obu szeregów. Długość pakietu rdzenia użłobkowanego przyjęto równą wymiarowi osiowemu rdzeni U. Wymiary osiowe magnesów i rdzenia zrównano, zachowując promieniowy wymiar szczeliny. Założono, że pole w takim układzie może być traktowane jako płaskie.

Cewki twornika obejmują poszczególne zęby stojana i połączone są w szereg naprzemiennie. W stanie bezprądowym cewek każda para zębów jest pod wpływem takiej samej SMM magnesów jak każdy rdzeń U. Przy założeniu liniowości rdzeni oraz braku strumienia rozproszenia strumień w zębach powinien pozostać na tym samym poziomie co strumień w rdzeniach U. W tych warunkach w obwodzie utworzonym z cewek, o łącznej liczbie zwojów takiej samej jak w uzwojeniu pierścieniowym z rysunku 12, przy ruchu wirnika powinna zostać wyindukowana SEM podobnej wielkości. Strumień rozproszenia powoduje jednak zmniejszanie strumienia w rdzeniach U w miarę oddalania od magnesów i SEM w obwodzie złożonym z cewek wokółzębowych będzie wyższa niż w pętli uzwojenia maszyny z polem poprzecznym.

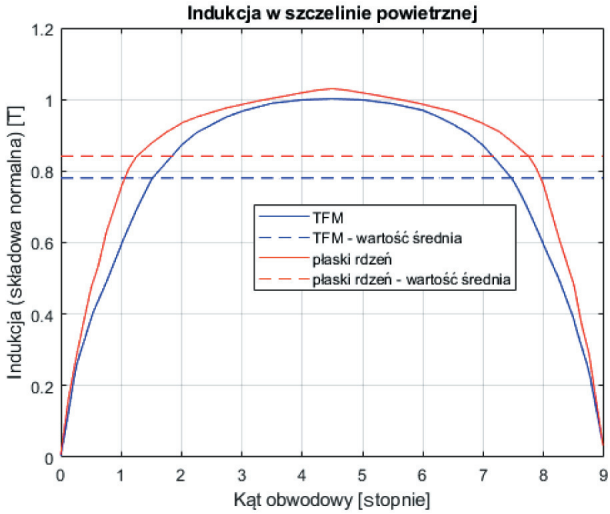


Rys. 15. Przekrój poprzeczny i przebieg linii sił pola wzbudzonego magnesami w proponowanej konstrukcji z płaskim rdzeniem

Na rysunku 16 linią ciągłą czerwoną wykreślono przebieg zmian strumienia jednostkowego pojedynczego zęba jarzma przy obrocie wirnika o dwie podziałki biegunowe. Amplituda strumienia jest ponaddwukrotnie większa aniżeli w rdzeniu U (kolor niebieski), podczas gdy składowa promieniowa indukcji w połowie szerokości szczeliny powietrznej w obu konstrukcjach jest podobna (rys. 17 – linie poziome czerwona i niebieska).



Rys. 16. Przebieg zmian strumienia jednostkowego pojedynczego zęba jarzma

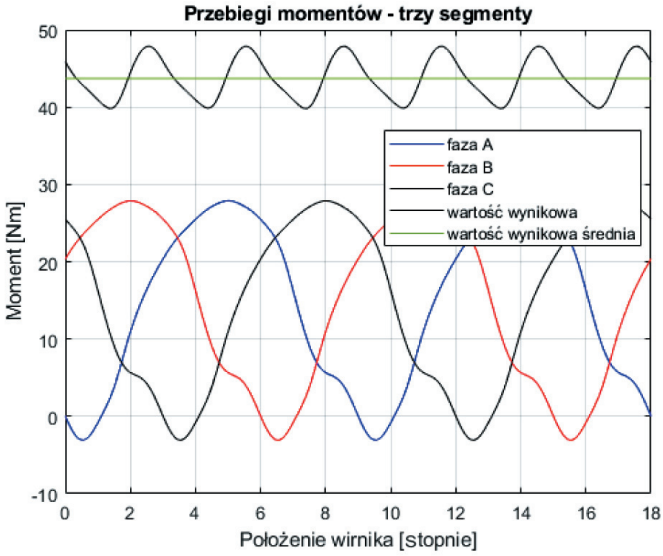


Rys. 17. Przebieg indukcji w szczelinie

3.3. Układy trójfazowe

Zestawienie na wspólnym wale trzech układów jednofazowych użłobkowanych rdzeni płaskich z magnesami przesuniętymi obwodowo o kąt 120° (elektryczny),

zasilanych prądami trójfazowymi, powiększy trzykrotnie moment średni i radykalnie zmniejszy jego składową zmienną (rys. 18). Wadą maszyny będzie duży moment zaczepowy, który przy małych prędkościach obrotowych i małym momencie bezwładności układu napędzanego spowoduje odczuwalne wahania prędkości.



Rys. 18. Momenty składowe i moment wypadkowy dla konstrukcji trójfazowej

4. Podsumowanie

Wyniki badań pozwalają na sformułowanie następujących wniosków:

1. Silnik zdolny jest do samorozruchu przy włączonym wzbudzeniu. Rozruch silnika musi być wykonywany jako częstotliwościowy, praktycznie w ramach sterowania wektorowego.
2. Przebiegi czasowe prądów i wewnętrznych SEM rotacji faz maszyny są w zasadzie sinusoidalne. Za wygenerowanie średniego momentu elektromagnetycznego silnika odpowiadają podstawowe harmoniczne fazowych prądów i SEM rotacji.
3. Średni moment elektromagnetyczny silnika zależy liniowo od wartości skutecznej prądów fazowych twornika i odwrotnie proporcjonalnie od wartości stałego prądu wzbudzenia.
4. Wyniki pomiarów wskazują na konieczność przekonstruowania uzwojenia wzbudzenia. Obecnie zarówno jego straty mocy, jak i temperatura robocza są zbyt wysokie.

5. Silnik DCEFSM może być sterowany wektorowo tak jak silnik PMSM, ponieważ jest identyfikowany jako niedowzbudzony silnik synchroniczny cylindryczny.
6. Wskazane jest przekonstruowanie obwodu magnetycznego maszyny w celu obniżenia wpływu prądów twornika na poziom jego nasycenia. Umożliwiłoby to uzyskanie większego strumienia wzbudzenia przy tym samym prądzie wzbudzenia, a w konsekwencji osiągnięcie większych momentów przy dotychczasowej wartości skutecznej prądów twornika
7. Na podstawie otrzymanych wyników obliczeniowych i pomiarowych można stwierdzić, że zastosowanie takich silników jest możliwe i celowe wszędzie tam, gdzie obecnie stosowane są silniki synchroniczne zarówno o wzbudzeniu elektromagnetycznym, jak i magnetycznym.

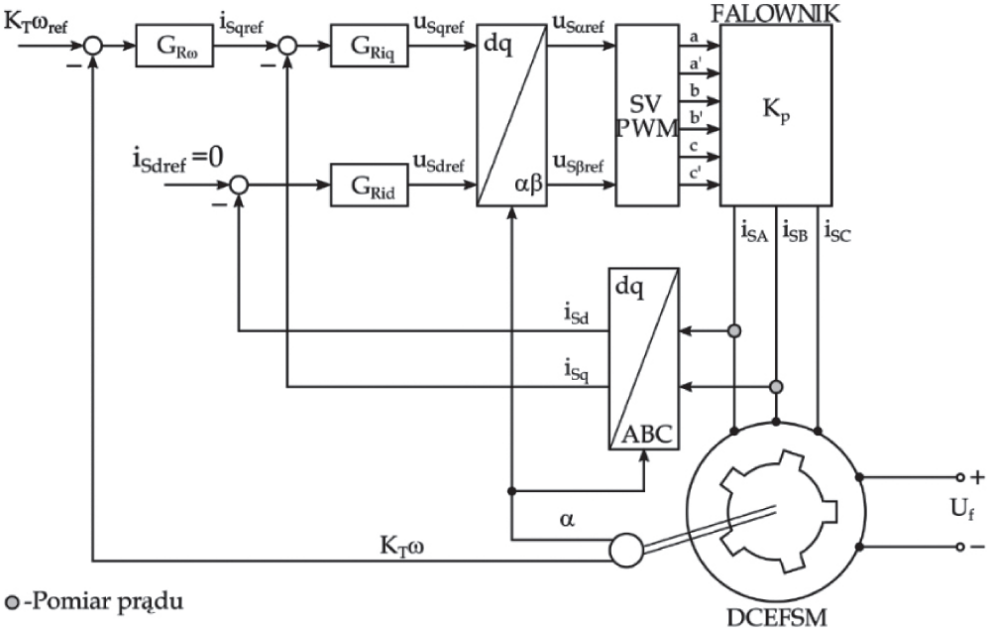
DODATEK

D.1. Układ sterowania silnika DCEFSM

Silnik DCEFSM, podobnie jak PMSM z magnesami powierzchniowymi, często zasilany jest z falownika z wymuszonym prądem (Vas 1998, Krishnan 2001, Leonhard 2001). Wówczas model matematyczny silnika można znacznie uprościć (Krishnan 2001, Leonhard 2001, Sieklucki 2009a). Lepsze właściwości dynamiczne napędu i mniejsze tętnienia momentu elektromagnetycznego uzyskuje się w układach z falownikiem napięcia (modulacja SVM). W układach tego typu konieczne jest wyznaczenie osi strumienia skojarzonego wirnika (osi d) i do tego celu można wykorzystać resolwer, enkoder absolutny lub enkoder inkrementalny ze wstępnym pozycjonowaniem. Ta ostania metoda wymaga zastosowania sterowań jak dla silnika BLDC, które w sposób jednoznaczny określą pozycję wirnika (Sieklucki i in. 2010).

Stosowane w tym wypadku sterowanie jest nazywane bezpośrednim sterowaniem polowo zorientowanym (DFOC lub FOC), czyli układ regulacji jako sprzężenia zwrotne „widzi" prądy i_{Sd} oraz i_{Sq}, które w stanie ustalonym mają wartości stałe. Ten efekt zawdzięcza się wprowadzeniu wirującego układu współrzędnych odniesionego do strumienia skojarzonego wirnika. Schemat blokowy układu sterowania DCEFSM przedstawiony jest na rysunku 19.

Na rysunku 19 oprócz transformacji $dq/\alpha\beta$ oraz $dq/123$ (transformacje Clarke i Parka) znajduje się również modulator SV PWM, którego zadaniem jest odpowiednie wysterowanie tranzystorów falownika napięcia, tak aby uzyskać przebiegi napięcia chwilowego (uśrednionego w okresie PWM) zbliżone do funkcji sinusoidalnej. Zapewnia to, że przebiegi prądów stojana pozwalają wytworzyć prawie idealne pole wirujące. Sygnały zadanego napięcia $U_{Sd\,ref}$ i $U_{Sq\,ref}$ są wyznaczane przez układ regulacji i następnie przez odwrotną transformację Parka ($dq/\alpha\beta$) stają się sygnałami zadanego napięcia stojana silnika.



Rys. 19. Schemat blokowy sterowania prędkością kątową silnika DCEFSM według zasady DFOC

D.2. Zastosowane transformacje układów współrzędnych

W układzie regulacji z rysunku 19 stosuje się transformacje układów współrzędnych:

– transformację Clarke – z układu trójfazowego (S1, S2, S3) do dwufazowego (α, β):

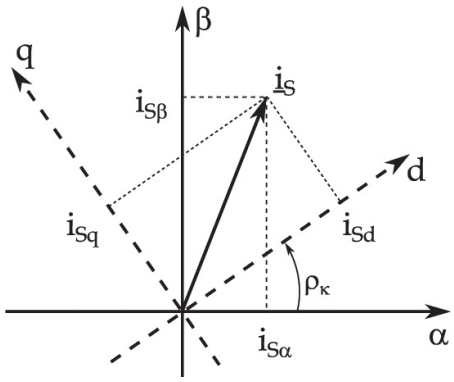
$$\begin{cases} i_{S\alpha}(t) & = i_{S1}(t) \\ i_{S\beta}(t) & = \dfrac{1}{\sqrt{3}} i_{S1}(t) + \dfrac{2}{\sqrt{3}} i_{S2}(t) \end{cases} \tag{4}$$

– transformację Parka – z układu dwufazowego (α, β) do układu wirującego (d, q) z prędkością kątową wirnika:

$$i_{Sd} = i_{S\alpha}\cos\varrho_K + i_{S\beta}\sin\varrho_K \tag{5}$$

$$i_{Sd} = i_{S\alpha}\cos\varrho_K + i_{S\beta}\sin\varrho_K \tag{6}$$

Kąt ϱ_K określa położenie wirującego układu współrzędnych (d, q) względem stacjonarnego (α, β), tak jak to przedstawiono na rysunku 20.



Rys. 20. Wektor przestrzenny prądu stojana – transformacja Parka

Kąt ϱ_K może zależeć od rodzaju sterowania i może być związany ze strumieniem skojarzonym wirnika ($\varrho_K = \varrho_R$) lub stojana. Najczęściej wykorzystywane jest to pierwsze rozwiązanie i dlatego zostało zaprezentowane na rysunku 19.

D.3. Układ regulacji

Kluczowym elementem układu regulacji prędkości kątowej silnika jest kaskadowa struktura regulacji, w skład której wchodzi regulator prędkości $G_{R\omega}$ oraz G_{Riq}, pierwszy jest nadrzędnym regulatorem prędkości, a drugi regulatorem prądu stojana w osi *d*, czyli tej która wytwarza moment elektromagnetyczny. Trzecim regulatorem jest G_{Rid}, którego zadaniem jest stabilizacja prądu i_{Sd} i który dla pracy napędu pracującego ze stałym momentem elektromagnetycznym ma wartość zadaną równą 0 (Sieklucki 2009a). Konieczność użycia tego regulatora wiąże się z wpływem bieżącej wartości prądu i_{Sq} na prąd i_{Sd}, co wynika ze sprzęgania się ze sobą obwodów stojana i wirnika.

Regulatory wykorzystywane w napędach elektrycznych to regulatory PI, których nastawy mogą być dobierane w sposób standardowy przedstawiony np. w publikacjach Ciepieli (1992), Sielkuckiego (2009b) czy Kaźmierkowskiego i Tuni (1994). Stosuje się tu modele silników, które są zasilane ze źródeł napięciowych (Sieklucki 2012). Można też stosować inne metody optymalizacji, zaprezentowane m.in. przez Siekluckiego (2009a) oraz Siekluckiego i Bisztygę (2012).

Podsumowując, to właśnie poprawny dobór nastaw regulatorów w kaskadowej strukturze regulacji DCEFSM zapewnia właściwą pracę silnika.

D.4. Bezczujnikowe układy sterowania

Nowoczesnym rozwiązaniem sterowania silnikami elektrycznymi jest technika bezczujnikowa, która nie opiera się na bezpośrednim pomiarze prędkości kątowej silnika (z uwagi na drogi i mechanicznie wrażliwy czujnik), ale z wykorzystaniem modelu

matematycznego maszyny i dodatkowo wyników pomiaru napięcia stojana (tańszy i mniej wrażliwy) pozwala wyznaczyć położenie oraz prędkość kątową wirnika maszyny. W metodzie tej jest konieczne zastosowanie techniki wstępnego pozycjonowania wirnika (por. np. Sieklucki i in. 2012). Metoda ta wykorzystuje technikę obserwatorów zmiennych stanu i może być realizowana za pomocą:

– klasycznej teorii sterownia obserwatorów Luenbergera, czyli przez wyznaczenie odpowiedniego sprzężenia zwrotnego (liniowego), które koryguje model matematyczny na podstawie rzeczywistych pomiarów (Zawirski 2005);
– ruchu ślizgowego; tutaj korekcja błędów modelu odbywa się przy użyciu regulatorów przekaźnikowych o wysokich częstotliwościach przełączeń – takie rozwiązanie prowadzi do niewielkich oscylacji związanych z charakterystyką przekaźnika (czyli funkcji *sign*); z tego powodu konieczna jest filtracja dolnopasmowa (Utkin i in. 1999).

Te popularne metody eliminują układ pomiaru położenia i prędkości kątowej, który jest znacznie droższy od układu pomiaru napięcia. Pomiar położenia w przypadku układów bezczujnikowych ma inercję wynikającą z przetwarzania równań różniczkowych, więc mogą pojawić się niewielkie błędy odtwarzanej prędkości i położenia.

Literatura

Bień A., Drabek T., Kara D., Kołacz T., 2022, *Reduction in the Cogging Torques in the DCEFSM Motor by Changing the Geometry of the Rotor Teeth*, Energies, vol. 15(7), 2455. https://doi.org/10.3390/en15072455.

Chen J.T., Zhu Z.Q., Iwasaki S., Deodhar R., 2010, *Low Cost Flux-Switching Brushless AC Machines*, [w:] *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, IEEE, s. 1–6. https://doi.org/10.1109/VPPC.2010.5728984.

Ciepiela A., 1992, *Automatyka przekształtnikowego napędu prądu stałego*, Skrypty Uczelniane, nr 1317, Wydawnictwa AGH, Kraków.

Drabek T., Kapustka P., Lerch T., Skwarczyński J., 2021, *A Novel Approach to Transverse Flux Machine Construction*, Energies, vol. 14, no. 22, 7690. https://doi.org/10.3390/en14227690.

Kara D., Kołacz T., Skwarczyński J., 2020, *Electrical machines with switched and modulated flux*, Science Technology and Innovation, vol. 8(1), s. 1–12. https://doi.org/10.5604/01.3001.0013.8981.

Kaźmierkowski M.P., Tunia H., 1994, *Automatic Control of Converter-Fed Drives*, Amsterdam, Elsevier.

Krishnan R., 2001, *Electric Motor Drives: Modelling, Analysis and Control*, Upper Saddle River, Prentice Hall.

Leonhard W., 2001, *Control of Electrical Drives*, Springer-Verlag, Berlin.

Mordey W.M., 1888, *Electric Generator*, Patented in England April 7, 1888, No. 5,162, Patent USA No. 437,501, 1890.

Pollock C., Wallace M., 1999, *The flux switching motor, a DC motor without magnets or brushes*, [w:] *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No.99CH36370)*, vol. 3, IEEE, Piscataway, s. 1980–1987. https://doi.org/10.1109/IAS.1999.806009.

Sieklucki G., 2009a, *Automatyka napędu*, Wydawnictwa AGH, Kraków.

Sieklucki G., 2009b, *Pole placement method for dc motor torque controller*, Archives of Control Sciences, vol. 19, no. 3, s. 245–262.

Sieklucki G., 2012, *Analysis of the transfer-function models of electric drives with voltage controlled source*, Przegląd Elektrotechniczny, R. 88, nr 7a, s. 250–255.

Sieklucki G., Bisztyga B., 2012, *Uncertainty mathematical models of power converters*, Automatyka – Automatics, vol. 13, no. 1, s. 73–87.

Sieklucki G., Orzechowski T., Sykulski R., 2010, *Wykorzystanie enkodera inkrementalnego w sterowaniu dfoc silnikiem synchronicznym z magnesami trwałymi (PMSM)*, Przegląd Elektrotechniczny, R. 86, nr 3, s: 216–220.

Sulaiman E., Kosaka T., Matsui N., 2011, *A new structure of 12Slot-10Pole field-excitation flux switching synchronous machine for hybrid electric vehicles*, [w:] *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, IEEE, Piscataway, s. 1–10.

Sulaiman E., Khan F., Kosaka T., 2016, *Field-Excited Flux Switching Motor Design, Optimization and Analysis for Future Hybrid Electric Vehicle Using Finite Element Analysis*, Progress in Electromagnetics Research B, vol. 71(1), s. 153–166. https://doi.org/10.2528/PIERB16092502.

Tang Y., Ilhan E., Paulides J.J.H., Lomonova E.A., 2013a, *Design considerations of flux-switching machines with permanent magnet or DC excitation*, [w:] *EPE'13 ECCE Europe: 15th European conference on Power electronics and applications: 3–5 September 2013, Lille, France*, IEEE, Piscataway, s. 1–10. https://doi.org/10.1109/EPE.2013.6634396.

Tang Y., Paulides J.J.H., Lomonova E.A., 2013b, *Topologies of flux-switching machines for in-wheel traction*, [w:] *2013 Eighth International Conference and Exhibition on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, IEEE, Piscataway, s. 1–6. https://doi.org/10.1109/EVER.2013.6521577.

Tang Y., Paulides J.J.H., Lomonova E.A., 2015a, *Winding topologies of flux-switching motors for in-wheel traction*, COMPEL International Journal of Computations and Mathematics in Electrical, vol. 34(1), s. 32–45. https://doi.org/10.1108/COMPEL-11-2013-0377.

Tang Y., Paulides J.J.H., Lomonova E.A., 2015b. *Field weakening performance of flux-switching machines for hybrid/electric vehicles*, [w:] *2015 Tenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, IEEE, Piscataway, s. 1–10. https://doi.org/10.1109/EVER.2015.7112995.

Utkin V., Guldner J., Shi J., 1999, *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*, Taylor & Francis, London.

Vas P., 1998, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Oxford University Press, Oxford.

Weh H., 1988, *Permanentmagneterregte Synchronmaschinen hoher Kraftdichte nach dem Transversalflußkonzept*, ETZ Archiv, vol. 10, no. 5, s. 143–149.

Weh H., May H., 1986, *Achievable Force Densities for Permanent Magnet Excited Machines in New Configurations*, [w:] *ICEM'86: International Conference on Electrical Machines, 8–9–10 September 1986, München: proceedings*, ICEM Sekretariat, s. 1107–1111.

Zawirski L., 2005, *Sterowanie silnikiem synchronicznym o magnesach trwałych*, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań.