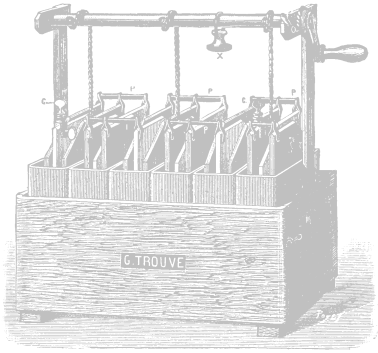
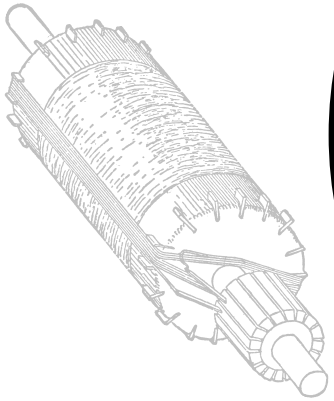
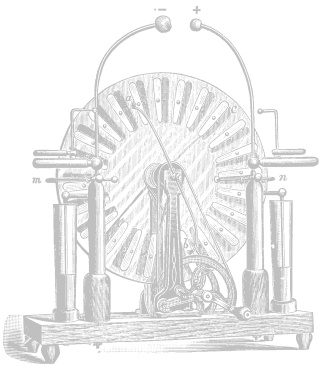
Politechnika Krakowska
Jubileusz 80-lecia

Wydział Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej
Jubileusz 50-lecia



MIĘDZYNARODOWE SYMPOZJUM MASZYN ELEKTRYCZNYCH LVII





LVII SYMPOZJUM MASZYN ELEKTRYCZNYCH

16-18 listopada 2025 roku

KRAKÓW

LVII Międzynarodowe Sympozjum Maszyn Elektrycznych

Witamy uczestników LVII Sympozjum Maszyn Elektrycznych

Z wielką radością witamy uczestników kolejnej edycji **Sympozjum Maszyn Elektrycznych (SME)** w Krakowie. Komitet Naukowy i Organizacyjny SME 2025 jest przekonany, że tegoroczne spotkanie, będące kontynuacją dobrych tradycji zapoczątkowanych ponad 50 lat temu, zostanie wypełniony prezentacjami ciekawych prac badawczo-naukowych, które w znaczący sposób przyczynią się do wymiany doświadczeń w zakresie teorii, projektowania, pomiarów i diagnostyki oraz zastosowań maszyn elektrycznych

Program naukowy Sympozjum obejmuje 44 artykuły z różnych ośrodków akademickich krajowych i zagranicznych. Gorące słowa podziękowania kierujemy do Recenzentów za trud włożony w ocenę merytoryczną tych referatów i artykułów. Najlepsze z nich ukażą się w „Przeglądzie Elektrotechnicznym" w numerze listopadowym i kolejnych numerach.

Dziękujemy wszystkim Osobom, które swoją pracą i zaangażowaniem przyczyniły się do właściwego przygotowania konferencji, zarówno od strony naukowej, jak i organizacyjnej i kulturalnej.

W szczególności bardzo serdecznie dziękujemy Urzędowi Miasta Krakowa – partnerowi Sympozjum za życzliwe wsparcie organizacji tego ważnego wydarzenia naukowego.

Dla Wydziału Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej Politechniki Krakowskiej, obchodzącego w tym roku Jubileusz 50-lecia, przybycie Państwa i aktywny udział w konferencji jest wielką radością i zaszczytem.

W imieniu Komitetu Organizacyjnego SME 2025 życzymy wszystkim Uczestnikom miłego pobytu na Politechnice Krakowskiej im. Tadeusza Kościuszki w roku jej 80-tego Jubileuszu oraz bardzo udanych i owocnych prezentacji, jak też debat i dyskusji.

Krzysztof Kluszczyński – Przewodniczący
Tomasz Węgiel – V-ce Przewodniczący
Maciej Sułowicz – V-ce Przewodniczący
Tadeusz Sobczyk – Honorowy Przewodniczący
Sebastian Bartel – Sekretarz

IEEE PTETiS PAN POLSKA AKADEMIA NAUK

Komitet Naukowy i Komitet Honorowy Jubileuszu 50-lecia Wydziału Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej Politechniki Krakowskiej

- **Demenko Andrzej**, Politechnika Poznańska – Przewodniczący Komitetu Naukowego
- **Banach Henryk**, Politechnika Lubelska
- **Bernatt Jakub**, KOMAG
- **Dąbała Konrad**, Instytut Elektrotechniki
- **Glinka Tadeusz**, Politechnika Śląska
- **Gołębiowski Lech**, Politechnika Rzeszowska
- **Goryca Zbigniew**, Politechnika Świętokrzyska
- **Hameyer Kay**, University of Aachen
- **Idziak Paweł**, Politechnika Poznańska
- **Jagieła Mariusz**, Politechnika Opolska
- **Jarzyna Wojciech**, Politechnika Lubelska
- **Jędryczka Cezary**, Politechnika Łódzka
- **Kamiński Grzegorz**, Politechnika Warszawska
- **Kapłon Andrzej**, Politechnika Świętokrzyska
- **Kaźmierkowski Marian**, Instytut Elektrotechniki
- **Kluszczyński Krzysztof**, Politechnika Krakowska
- **Komęza Krzysztof**, Politechnika Łódzka
- **Korkosz Mariusz**, Politechnika Rzeszowska
- **Kowalski Czesław**, Politechnika Wrocławska
- **Kreischer Christian**, University of Hamburg
- **Łukaniszyn Marian**, Politechnika Opolska
- **Malinowski Mariusz**, Politechnika Warszawska
- **Nowak Lech**, Politechnika Poznańska
- **Orłowska-Kowalska Teresa**, Politechnika Wrocławska
- **Pałka Ryszard**, Zachodniopomorski Uniw. Techn.
- **Pietrowski Wojciech**, Politechnika Poznańska
- **Prokop Jan**, Politechnika Rzeszowska
- **Przyborowski Włodzimierz**, Wojskowa Akademia Techniczna
- **Ronkowski Mieczysław**, Politechnika Gdańska
- **Sobczyk Tadeusz**, Politechnika Krakowska
- **Stachowiak Dorota**, Politechnika Poznańska
- **Staszewski Paweł**, Politechnika Warszawska
- **Sykulski Jan**, University of Southampton
- **Szeląg Wojciech**, Politechnika Poznańska
- **Szymański Łukasz**, Politechnika Łódzka
- **Szymczak Piotr**, Zachodniopomorski Uniw. Techn.
- **Tomczuk Bronisław**, Politechnika Opolska
- **Węgiel Tomasz**, Politechnika Krakowska
- **Wiak Sławomi**r, Politechnika Łódzka
- **Wilk Andrzej**, Politechnika Gdańska
- **Witczak Paweł**, Politechnika Łódzka
- **Zawirski Krzysztof**, Politechnika Poznańska
- **Zawilak Jan**, Politechnika Wrocławska

Komitet Recenzentów

- Sebastian Bartel
- Jakub Bernatt
- Wojciech Burlikowski
- Krzysztof Chwastek
- Konrad Dąbała
- Andrzej Demenko
- Maria Dems
- Jarosław Domin
- Janusz Gołdasz
- Zbigniew Goryca
- Konrad Górny
- Piotr Grzejszczak
- Paweł Idziak
- Wojciech Jarzyna
- Tadeusz Kaczorek
- Grzegorz Kamiński
- Marek Kciuk
- Łukasz Knypiński
- Mariusz Korkosz
- Czesław Kowalski
- Damian Krawczyk
- Józef Lisowski
- Marian Łukaniszyn
- Witold Mazgaj
- Damian Mazur
- Teresa Orłowska-Kowalska
- Ryszard Pałka
- Wojciech Pietrowski
- Zbigniew Pilch
- Andrzej Pochanke
- Włodzimierz Przyborowski
- Mieczysław Ronkowski
- Roland Ryndzionek
- Robert Sałat
- Tadeusz Sobczyk
- Dorota Stachowiak
- Maciej Sułowicz
- Marcin Szczygieł
- Jacek Szczygłowski
- Łukasz Ścisło
- Piotr Wach
- Andrzej Wac-Włodarczyk
- Tomasz Węgiel
- Sławomir Wiak
- Andrzej Wilk
- Paweł Witczak
- Jan Zawilak
- Krzysztof Zawirski

PROGRAM SESJI NAUKOWYCH

Poniedziałek - 17.11.2025r.

LVII Sympozjum Maszyn Elektrycznych SME 2025

Politechnika Krakowska
Wydział Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej

Kraków, ul. Warszawska 24

$9^{00} – 9^{30}$	**Uroczyste Otwarcie Sympozjum** SME 2025 (*z udziałem JM Rektora – budynek WIEIK **s. A3***);
$9^{30} – 10^{00}$	Przerwa kawowa;
10^{00} - 12^{00}	**Obrady** - Sesja **nr 1** (*WIEiK **s. A3***); Sesja **nr 2** (*WIEiK s. **A4***)
12^{00} - 13^{00}	Lunch w kantynie akademickiej „Docent” (*Budynek Galerii Gil*);
$13^{30} – 15^{30}$	**Obrady** - Sesja **nr 3** (*WIEiK **s. A3***); Sesja **nr 4** (*WIEiK - **A4***); Sesja **nr 7** (*WIEiK **s. 203A***)
15^{30} - 16^{00}	Przerwa kawowa;
$16^{00} – 18^{00}$	**Obrady** - Sesja **nr 5** (*WIEiK **s. A3***); Sesja **nr 6** (*WIEiK **s. A4***); Sesja **nr 8** (*WIEiK **s. 203A***)

IEEE PTETiS PAN POLSKA AKADEMIA NAUK

http://sme2025.pk.edu.pl

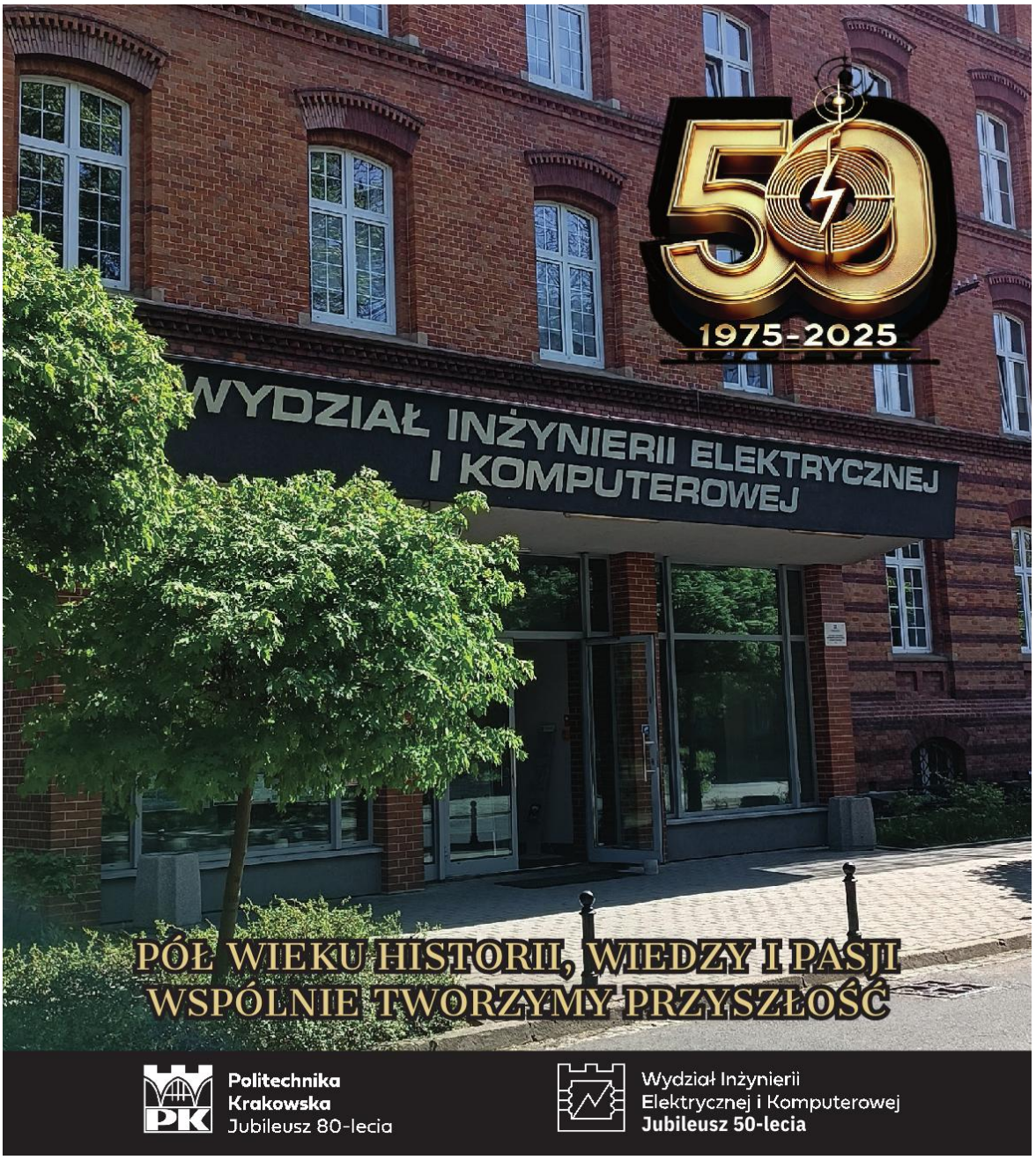
LVII Międzynarodowe Sympozjum Maszyn Elektrycznych

Sesja Uroczystego Otwarcia

JUBILEUSZE I WSPOMNIENIA

Jubileusz 50-lecia Wydziału Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej Politechniki Krakowskiej - pół wieku historii, wiedzy i pasji wspólnie tworzymy przyszłość

W roku 2025 Wydział Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej (WIEiK) Politechniki Krakowskiej im. Tadeusza Kościuszki obchodzi jubileusz 50-lecia swojego istnienia. W ciągu pięciu dekad działalności Wydział stał się jednym z ważniejszych ośrodków naukowo-dydaktycznych w Polsce w dziedzinie elektrotechniki, automatyki, informatyki i infotroniki, łącząc tradycję z nowoczesnością i otwartością na wyzwania przyszłości.



W roku Jubileuszu 80-lecia Politechniki Krakowskiej im. Tadeusza Kościuszki i 50-lecia Wydziału Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej szczególnie wspominana jest postać profesora Tadeusza Malarskiego, dzięki któremu 80 lat temu rozpoczęło się nauczania elektroniki i elektrotechnik na Politechnice Krakowskiej. Początki tradycji elektrotechnicznych na Politechnice Krakowskiej sięgają roku 1945, kiedy na Wydziale Komunikacji utworzono Katedrę Elektrotechniki Ogólnej. Rozpoczęcie nauczania w niedługim czasie zaprocentowało utworzeniem Katedry Elektrotechniki Ogólnej, której pierwszym kierownikiem był inż. Maryan Porębski.

W roku 1974 ramach Wydziału Mechanicznego utworzono Instytut Elektrotechniki i Elektroniki (IEiE), który swoją działalność rozpoczynał w oparciu o dwa Zakłady: Elektrotechniki Przemysłowej oraz Automatyki Przemysłowej. Instytut Elektrotechniki i Elektroniki, wcielono do wydziału rozpoczynającego działalność jako Wydział Transportu, na którym od 50 lat odbywa się kształcenie inżynierów elektryków.

Kolejnymi ważnymi postaciami w historii wydziału byli również Tadeusz Czayka - twórca pierwszego laboratorium elektrotechnicznego, oraz doc. Marian Pieczarka - organizator Instytutu Elektrotechniki i Elektroniki (1974 r.).

W roku akademickim 1975/76 rozpoczęto kształcenie na kierunku Elektrotechnika, a w kolejnych dekadach nastąpił dynamiczny rozwój kadry, laboratoriów i infrastruktury.

W roku 1988 Wydział Transportu przekształcono w Wydział Inżynierii Transportowej i Elektrycznej.

W roku 1991 nastąpiła zmiana nazwy Wydziału Inżynierii Transportowej i Elektrycznej na Wydział Inżynierii Elektrycznej, a od 1997 roku na Wydział Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej (WIEiK) pod tą nazwą funkcjonuje do dnia dzisiejszego.

Wydział uzyskał w 1999 roku prawo nadawania stopnia naukowego doktora nauk technicznych, a w 2017 roku - prawo nadawania stopnia doktora habilitowanego w dyscyplinie Elektrotechnika. Od 2022 roku Wydział posiada kategorię naukową A w dyscyplinie automatyka, elektronika i elektrotechnika a po zmianie przypisania dyscyplin naukowych w dyscyplinie automatyka, elektronika, elektrotechnika i technologie kosmiczne.

Pierwszym dziekanem Wydział Transportu na dwie kadencje 1975-1978 i 1978-1981 został wybrany Prof. dr hab. inż. Zbigniew Lisowski. Prodziekanami byli: doc. dr inż. Zdzisław Romaniszyn, doc. dr hab. inż. Stanisław Zbroja. W kadencji 1981-1984 dziekanem został wybrany doc. dr inż. Zdzisław Romaniszyn. Prodziekanami byli: doc. dr inż. Daniel Ilnicki oraz doc. dr inż. Jan Markielowski. Doc. dr inż. Zdzisław Romaniszyn został wybrany ponownie na kadencję 1984-1987. Prodziekanami byli: prof. dr hab. inż. Andrzej Pizoń, doc. dr hab. inż. Marian Stachowicz. Ostatnim dziekanem Wydziału Transportu w kadencji 1987-1988 był prof. dr hab. inż. Jan Broś a prodziekanami prof. dr hab. inż. Andrzej Pizoń i doc. dr inż. Jan Markielowski.

Po zmianie nazwy na Wydział Inżynierii Transportowej i Elektrycznej dziekanem w kadencji 1988-1990 został wybrany prof. dr hab. inż. Andrzej Pizoń a prodziekanem został doc. dra hab. inż. Stanisław Zbroja. Dziekanem w kadencji 1990-1991 został doc. dr hab. inż. Stanisław Szpilka a prodziekanem ponownie doc. dra hab. inż. Stanisław Zbroja.

Pierwszym dziekanem Wydziału Inżynierii Elektrycznej został wybrany w 1991r. prof. dr hab. inż. Andrzej Pizoń, a prodziekanami zostali: doc. dr hab. inż. Stanisław Zbroja i dr inż. Sławomir Kordowiak.

W kadencji 1993-1996 dziekanem wybrano prof. dr hab. inż. Tadeusza Sobczyka a prodziekanami zostali: dr hab. inż. Maciej Siwczyński i dr inż. Sławomir Kordowiak. Prof. Sobczyk został ponownie wybrany także na kadencję 1996-1999 z tym, że prodziekanami tym razem zostali: dr hab. inż. Jerzy Mikulik i dr inż. Sławomir Kordowiak.

W kolejnych kadencjach dziekanami WIEiK zostali wybrani: na lata 1999-2002 dr hab. inż. Adam Jagiełło (prodziekani: dr inż. Tadeusz Piwowarczyk i dr inż. Waldemar Zając); na lata 2002-2005 prof. dr hab. inż. Adam Jagiełło (prodziekani: dr hab. inż. Piotr Drozdowski i dr inż. Waldemar Zając).

W kadencji na lata 2005-2008 dziekanem został dr hab. inż. Piotr Drozdowski (prodziekani: dr inż. Tomasz Gąciarz, dr inż. Sławomir Kordowiak, dr inż. Adam Warzecha) i na lata 2008 - 2012 ponownie dr hab. inż. Piotr Drozdowski (prodziekani: dr inż. Sławomir Kordowiak i dr hab. inż. Adam Warzecha) oraz na lata 2012-2016 prof. dr hab. inż. Adam Jagiełło (prodziekani: dr inż. Mieczysław Drabowski, dr inż. Andrzej Szromba, dr hab. inż. Mieczysław Zając) jak również w kolejnej kadencji 2016-2020 znowu prof. dr hab. inż. Adam Jagiełło (prodziekani: dr hab. inż. Mieczysław Drabowski, prof. PK, dr hab. inż. Andrzej Szromba, prof. PK, dr hab. inż. Witold Mazgaj, prof. PK, dr inż. Ireneusz Chrabąszcz, prof. PK).

W kadencji 2021-2024 dziekanem Wydziału został wybrany dr hab. inż. Maciej Sułowicz, prof. PK, którego wybrano ponownie na drugą jego kadencję na lata 2025-2028. W kadencji 2021-2024 na stanowiska prodziekanów powołani zostali: dr inż. Bartosz Rozegnał, dr hab. inż. Krzysztof Tomczyk, prof. PK, dr hab. inż. Dariusz Borkowski, prof. PK, dr hab. inż. Witold Mazgaj, prof. PK, a w kadencji 2025-2029 dr hab. inż. Krzysztof Tomczyk prof. PK, dr inż. Bartosz Rozegnał, dr hab. inż. Andrzej Szromba, prof. PK i dr inż. Anna Suchenia.

Aktualnie WIEiK prowadzi kształcenie na kierunkach: Elektrotechnika i Automatyka, Informatyka w Inżynierii Komputerowej oraz Infotronika.

Kadra naukowo-dydaktyczna liczy ponad 75 osób, a na Wydziale studiuje ponad 1300 studentów i realizuje swoje tematy doktoratu 40 doktorantów.

W strukturze funkcjonują trzy katedry: Automatyki i Informatyki, Inżynierii Elektrycznej oraz Infotroniki i Cyberbezpieczeństwa.

Wydział prowadzi badania m.in. w zakresie:

- Metod modelowania obwodowego i polowego maszyn i urządzeń elektrycznych, analiz własności materiałów magnetycznych, przekształtników macierzowych,
- Monitoringu i diagnostyki maszyn i urządzeń elektrycznych, systemów akwizycji i sterowania, układów sensorycznych i integracji danych, napędów przekształtnikowych, robotów mobilnych, diagnostyki procesów przemysłowych i systemów infotronicznych,
- Układów generacji i przetwarzania energii elektrycznej dla OZE (hydroenergetyka, fotowoltaika), monitoringu i optymalizacji jakości energii elektrycznej, monitoringu i diagnostyki układów rozproszonych, elektroenergetycznej techniki zabezpieczeniowej,

- Interdyscyplinarnych prac naukowo-badawcze na pograniczu automatyki, informatyki, elektrotechniki, mechaniki i metrologii obejmujące m.in. sterowanie optymalne i diagnostykę systemów, zaawansowane metody obliczeniowe i sztucznej inteligencji, automatykę budynkową, zastosowania cieczy magnetorologicznych, systemy sensorowe i akwizycji danych,
- Systemów energoelektronicznych i mechatronicznych, elektromobilność i napędów pojazdów elektrycznych, kompatybilności elektromagnetycznej, elektromagnetycznych wyrzutni, pomp i magnetoreologicznych sprzęgieł; metody szybkiego prototypowania, druku 3D i skanowania w mechatronice.

Wychodząc naprzeciw potrzebom rynku uruchomiono na wydziale unikalne i pierwsze w kraju studia podyplomowe z zakresu Bezpieczeństwo infrastruktury krytycznej i kluczowej w zakresie systemów przemysłowych Operational Technology (OT). Wydział od kilku lat bardzo intensywnie współpracuje z otoczeniem społeczno-gospodarczym. W 2022 roku powołano Radę Przedsiębiorców Wydziału Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej. Rada zrzesza przedstawicieli ponad 40 firm i znacząco pomaga wydziałowi ożywić współpracę z otoczeniem społeczno-gospodarczym. WIEiK jest pierwszym wydziałem PK, na którym powołano, sformalizowano i określono zadania Rady Przedsiębiorców.

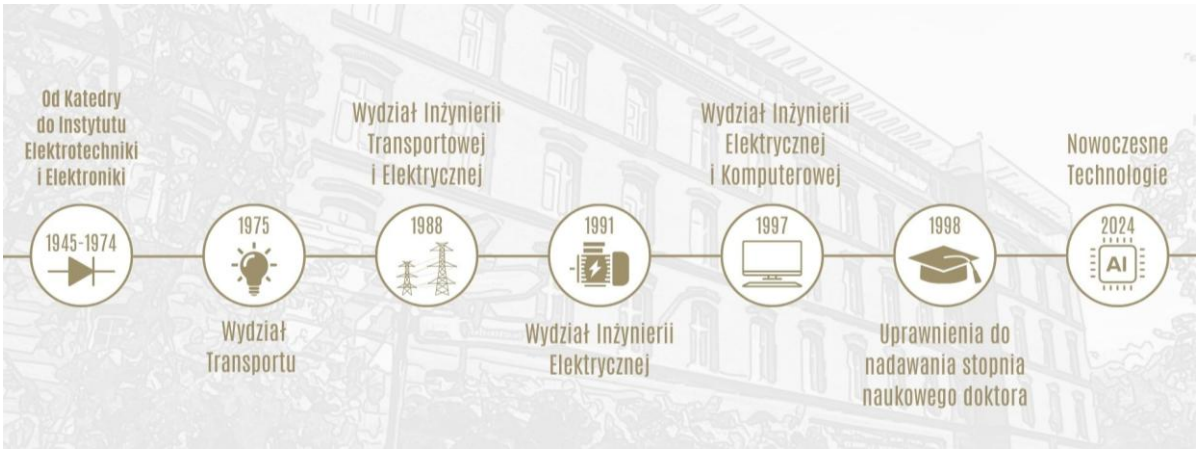
W najnowszym Rankingu Kierunków Inżynierskich Perspektywy 2025, elektrotechnika na WIEiK pozostaje jednym z kluczowych i wysoko ocenianych kierunków technicznych w Polsce.

Jubileusz stanowi okazję do wspólnego świętowania i refleksji nad pięcioma dekadami dorobku dydaktycznego, naukowego i organizacyjnego, a także do wyznaczenia kierunków dalszego rozwoju - w duchu innowacyjności, otwartości i zrównoważonego rozwoju.

WIEiK kontynuuje misję łączenia tradycji Politechniki Krakowskiej z nowoczesnymi technologiami i potrzebami społeczeństwa w przyszłości.

Mottem przewodnim kontynuowania wieloletniej tradycji, budowania dobrych wielopokoleniowych relacji i kreowania przestrzeni do owocnej współpracy niech będzie hasło: „**Łączy nas WIEiK**”

dr hab. inż. Maciej Sułowicz, prof. PK
Dziekan Wydziału Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej



Jubileusz 80 urodzin profesora Tadeusza Jana Sobczyka

W roku 2024 Profesor **Tadeusz Jan Sobczyk** obchodził 80-tą rocznicę urodzin – jubileusz, który stanowi okazję do przypomnienia jego wybitnego dorobku naukowego, dydaktycznego i organizacyjnego. Profesor Sobczyk należy do grona najwybitniejszych przedstawicieli współczesnej polskiej elektrotechniki, a jego prace badawcze wniosły istotny wkład w rozwój teorii i modelowania maszyn elektrycznych, systemów przetwarzania energii oraz metod diagnostyki układów elektromechanicznych.

Profesor Tadeusz Jan Sobczyk swoje zawodowe życie podzielił między dwie krakowskie uczelnie techniczne Akademię Górniczo-Hutniczą, gdzie przepracował 23 lata (1967-1989) oraz Politechnikę Krakowską, gdzie pracuje od roku 1989 do chwili obecnej (po przejściu na emeryturę w 2017 otrzymał uprawnienia woluntariusza oraz status Profesora Seniora Politechniki Krakowskiej).

Profesor Tadeusz Jan Sobczyk urodził się 13 lutego 1944 roku w Urzędowie. Szkołę podstawową i średnią ukończył w Olkuszu, gdzie ujawniły się jego wyjątkowe uzdolnienia matematyczne, techniczne i analityczne. Był laureatem konkursów przedmiotowych oraz finalistą olimpiady chemicznej. W 1962 roku rozpoczął studia na kierunku Automatyka na Wydziale Elektrotechniki Górniczej i Hutniczej Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie. Studia ukończył z wyróżnieniem w roku 1968, broniąc pracę magisterską pod kierunkiem prof. Arkadiusza Puchały, poświęconą problematyce modelowania procesów dynamicznych w maszynach elektrycznych.

Bezpośrednio po ukończeniu studiów rozpoczął pracę naukowo-dydaktyczną w Katedrze Maszyn i Pomiarów Elektrycznych AGH. Jego pierwsze badania dotyczyły modelowania elektromagnetycznego oraz analizy cieplnej maszyn synchronicznych. W roku 1974 uzyskał stopień doktora nauk technicznych na podstawie rozprawy Model cieplny silnika synchronicznego, a w roku 1977 stopień doktora habilitowanego na podstawie rozprawy Analiza procesów stacjonarnych maszyn elektrycznych.

Już w tym okresie Profesor Sobczyk rozpoczął prace nad własną metodyką analizy układów elektromechanicznych, znaną jako metoda bilansu harmonicznych (HBM – Harmonic Balance Method), która stała się podstawą wielu jego późniejszych licznych publikacji oraz rozwijanych modeli matematycznych maszyn elektrycznych. Opracowana przez Profesora Sobczyka metoda bilansu harmonicznych stanowi jedno z ważniejszych jego osiągnięć w dziedzinie modelowania maszyn elektrycznych. Metoda ta umożliwia analizę zjawisk w układach elektromagnetycznych poprzez równoczesne uwzględnienie harmonicznych prądów i strumieni magnetycznych, a także ich wzajemnych oddziaływań. HBM pozwala na dokładne jakościowe i ilościowe odwzorowanie wpływu zjawisk elektromagnetycznych na parametry pracy maszyn elektrycznych. W latach 80 i 90 Profesor kontynuował rozwój tej koncepcji, integrując ją z klasycznymi modelami obwodowymi oraz metodami polowymi. Wyniki jego badań stanowią podstawę do analizy efektów pasożytniczych w maszynach synchronicznych i indukcyjnych. Zastosowanie metody bilansu harmonicznych znalazło odzwierciedlenie w licznych publikacjach krajowych i zagranicznych, a sama koncepcja została szeroko wykorzystana w analizie maszyn elektrycznych przez innych autorów.

Od roku 1989 Profesor Sobczyk jest związany z Politechniką Krakowską, gdzie odegrał kluczową rolę w organizacji i rozwoju Wydziału Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej. Dwukrotnie pełnił funkcję dziekana wydziału, współtworzył nowoczesną strukturę jednostek badawczo-dydaktycznych. Po zakończeniu kadencji dziekańskich pełnił do momentu przejścia na emeryturę funkcję Dyrektora Instytutu Elektromechanicznych Przemian Energii oraz Kierownika Katedry Maszyn Elektrycznych.

Profesor Tadeusz Sobczyk opracował wiele autorskich kursów dydaktycznych, w tym m.in. „Elektromechaniczne przetwarzanie energii.

Pod jego kierunkiem powstał zespół badawczy, który stał się jednym z wiodących w kraju ośrodków zajmujących się diagnostyką maszyn elektrycznych oraz modelowaniem matematycznym na potrzeby projektowania i eksploatacji maszyn elektrycznych. W pracach uczestniczył prawie cały zespól Katedry, a szczególnie: dr K. Weinreb, dr M. Sułowicz, dr T. Węgiel oraz dr A. Warzecha.

Profesor Sobczyk był kierownikiem i współwykonawcą wielu projektów badawczych dotyczących modelowania i diagnostyki maszyn indukcyjnych oraz zjawisk nieliniowych w obwodach magnetycznych. Projekty pozwoliły rozwinąć tematykę diagnostyki maszyn elektrycznych z wykorzystaniem zaawansowanych modeli maszyn elektrycznych oraz nowoczesnych technik informacyjnych.

Drugim ważnym tematem badawczym podjętym przez Profesora w Politechnice Krakowskiej był problem uwzględnienia nieliniowości magnetycznej w modelach matematycznych maszyn prądu przemiennego. Pierwsze prace T. Sobczyka z tego zakresu pojawiają się już w latach 90. Badania w tym zakresie kontynuował wspólnie z dr A. Warzechą.

Przez cały okres pracy w Politechnice Krakowskiej T. Sobczyk kontynuuje badania na metodami analizy układów przekształtnikowych współpracujących z maszynami elektrycznymi. Jest to trzeci z ważnych Jego kierunków badawczych. Badania te zaowocowały opracowaniem oryginalnej metody sterowania najbardziej uniwersalnym z układów energoelektronicznych, tzw. przekształtnikiem macierzowym, znanym jako sterowanie obszarowe. Powstało na ten temat wiele publikacji, których współautorami byli kolejni Jego doktoranci Miguel Watler (doktorat w roku 1995), Dariusz Borkowski (doktorat w roku 2010) oraz Tomasz Sieńko (doktorat w roku 2015).

Kolejnym tematem badawczym T. Sobczyka jest modelowanie maszyn wzbudzanych magnesami trwałymi. Ten kierunek badań, prowadzonych wspólnie T. Węglem, zaowocował pracą doktorską (doktorat w roku 1997) tego ostatniego i wieloma publikacjami prezentującymi modele maszyn z magnesami trwałymi.

Oprócz wymienionych powyżej grup tematycznych T. Sobczyk ma w swym dorobku interesujące prace nie związane bezpośrednio z maszynami elektrycznymi. Należy tu zaliczyć prace dotyczące transformatorów trakcyjnych realizowane we współpracy z Josehp'em El Hayek'iem z University of Applied Sciences of Western Switzerland, oddziału we Fryburgu. W roku 2002 J. El Hayek obronił na Wydziale Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej PK pracę doktorską pt.: „Parameter analysis of multi-windings traction transformers”, której promotorem był Profesor.

W latach 2001-2008 Profesor Tadeusz Sobczyk podjął pracę w Instytucie Elektrotechniki w Warszawie na stanowisku profesora, jako drugim miejscu pracy, gdzie okresie 2001-2004 pełnił funkcję Kierownika Zakładu Badań Podstawowych i współpracował z profesorem Krystynem Pawlukiem.

W ostatnich latach badania Profesora Sobczyka koncentrowały się na wyznaczaniu rozwiązań okresowych w maszynach elektrycznych i układów elektromagnetycznych bezpośrednio w dziedzinie czasu. Metodyka ta została ona przetestowana w pracach doktorskich M. Radzika i J. Tulickiego.

Profesor Tadeusz Sobczyk był promotorem 12 prac doktorskich, recenzentem licznych rozpraw habilitacyjnych i profesorskich, a także członkiem komisji oceniających projekty badawcze realizowane w ramach KBN, NCBR i NCN.

Znana jest duża aktywność Profesora na środowiskowych konferencjach dotyczących maszyn elektrycznych czy teorii elektrotechniki. W konferencjach SME uczestniczył prawie od samego ich początku. W roku 1996 i 2014 przewodniczył Komitetowi Organizacyjnemu SME w Krakowie, Wielokrotnie aktywnie uczestniczył w konferencjach SPETO, będąc członkiem jej Komitetu Naukowego. W latach 1992-2002 przewodniczył Komitetowi Naukowemu ogólnopolskiej konferencji SEMTRAK, z zakresu trakcji elektrycznej.

Profesor Sobczyk był też przewodniczącym i głównym organizatorem międzynarodowej konferencji IEEE SDEMPED 2007 (Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives), która po raz pierwszy odbyła się w Polsce. Uczestniczył także w licznych przedsięwzięciach badawczych we współpracy z uczelniami i ośrodkami naukowymi w Szwajcarii, Włoszech, Wielkiej Brytanii, Chinach i Rosji. Szczególnie owocna była jego wieloletnia współpraca z prof. Januszem Danilewiczem z Petersburga, dotycząca modelowania elektromagnetycznych zjawisk nieliniowych w maszynach elektrycznych.

Profesor Tadeusz Sobczyk jest uznanym autorytetem w środowisku naukowym. Jego prace naukowe są szeroko cytowane, a opracowane modele i metody znajdują zastosowanie w badaniach oraz praktyce inżynierskiej. W uznaniu zasług został uhonorowany licznymi nagrodami i odznaczeniami, w tym: Krzyżem Kawalerskim Orderu Odrodzenia Polski, Medalem Komisji Edukacji Narodowej, Nagrodami Ministra Edukacji Narodowej i Sportu, Medalem SEP im. prof. Mieczysława Pożaryskiego. W roku 2000 Profesor Sobczyk otrzymał tytuł Doktora Honoris Causa Rosyjskiej Akademii Nauk za wybitny wkład w rozwój teorii i modelowania maszyn elektrycznych.

Dorobek Profesora Sobczyka obejmuje ponad 300 publikacji naukowych, w tym artykuły w czasopismach o międzynarodowym zasięgu (IEEE Transactions on Energy Conversion, COMPEL, Archives of Electrical Engineering, Przegląd Elektrotechniczny), a także kilka książek i monografii. Szczególnie ceniona jest jego praca Metodyczne aspekty modelowania matematycznego maszyn indukcyjnych (WNT, 2004), za którą otrzymał Nagrodę Ministra Edukacji i Sportu.

Profesor pełnił również funkcję przewodniczącego Komisji Elektrotechniki, Informatyki i Automatyki PAN Oddział w Krakowie, był członkiem Komitetu Elektrotechniki PAN, a także wieloletnim członkiem IEEE oraz Stowarzyszenia Elektryków Polskich (SEP).

Profesor Tadeusz Sobczyk cały czas jest aktywny zawodowo. Dorobek naukowy i dydaktyczny profesora Tadeusza Sobczyka obejmuje ponad pięćdziesiąt lat działalności w dziedzinie elektrotechniki. Jego prace miały znaczący wpływ na rozwój metod modelowania maszyn elektrycznych, ich diagnostyki i zastosowań w nowoczesnych systemach energetycznych. Profesor Sobczyk stworzył silny krakowski ośrodek badań nad maszynami elektrycznymi, wychował liczne grono uczniów i współpracowników, którzy kontynuują jego dzieło. Jego działalność naukowa i dydaktyczna, oparta na głębokiej wiedzy, rzetelności i pasji badawczej, stanowi trwały wkład w rozwój polskiej elektrotechniki.

Z okazji jubileuszu życzymy Profesorowi Tadeuszowi Sobczykowi zdrowia i siły do dalszej kontynuacji działalności naukowej.

Dziekan

dr hab. inż. Maciej Sułowicz, prof. PK.

Jubileusz 75 urodzin

profesora Krzysztofa Kluszczyńskiego

Swoją działalność naukowo-dydaktyczną profesor Krzysztof Kluszczyński związał wpierw z Politechniką Śląską w Gliwicach, na której - w ciągu 44 lat pracy (1973-2017) - był zastępcą dyrektora Instytutu Maszyn i Urządzeń Elektrycznych, prodziekanem, organizatorem i kierownikiem Katedry Mechatroniki oraz inicjatorem i dyrektorem międzynarodowego Centrum Edukacji w Mechatronice CEM, a następnie - z Politechniką Krakowską im. Tadeusza Kościuszki, na której - w ciągu kolejnych 8 lat pracy (2017-nadal) - pełnił funkcję dyrektora Instytutu Automatyki i Trakcji Elektrycznej, kierownika Katedry Trakcji Elektrycznej i Sterowania Ruchem oraz lidera grupy badawczo - dydaktycznej Infotronika. Poprzez nadaną Mu godność Doktora h.c. (2015 r.) należy też do społeczności akademickiej Politechniki Świętokrzyskiej w Kielcach, a 18 marca 2026 roku zostanie włączony we wspólnotę akademicką Politechniki Opolskiej jako Profesor Honorowy.

Profesor Krzysztof Kluszczyński jest naukowcem, który z jednakową powagą i takim samym głębokim zaangażowaniem traktuje wszystkie formy akademickiej działalności: naukową, dydaktyczną i organizacyjną.

Jako naukowiec przeszedł długą drogę od elektromechaniki (maszyn elektrycznych i napędu) do mechatroniki, a następnie do infotroniki, której - jako nowego kierunku dydaktycznego i specjalności naukowej - jest twórcą. Wchodząc w nowe obszary badań naukowych, nie rezygnuje jednak z tych, które uprawiał wcześniej. Odnośnie do maszyn elektrycznych stworzył wiele oryginalnych, zwłaszcza poliharmonicznych modeli 1-fazowych i 3-fazowych maszyn indukcyjnych, niezwykle pomocnych i użytecznych przy projektowaniu nowych serii silników. Metody te były wykorzystywane w Ośrodku Badawczo-Rozwojowym Maszyn Elektrycznych KOMEL, Instytucie Elektrotechniki w Warszawie-Międzylesiu oraz Fabrykach Maszyn Elektrycznych INDUKTA, BESEL, SILMA, CELMA i DOLMEL. Z punktu widzenia teoretycznego za najciekawszą pracę uznaje dyskretną teorię maszyn indukcyjnych, bazującą na funkcjach odcinkowo-liniowych oraz impulsach Diraca, opracowaną wspólnie z dr inż. Dariuszem Spałkiem (dziś profesorem tytularnym). Po uzyskaniu w 1996 roku tytułu naukowego profesora (był wtenczas w wieku 46 lat najmłodszym profesorem maszyn elektrycznych w Polsce) Jego pasją stały się systemy mechatroniczne. Najciekawsze prace badawcze realizował wraz ze swymi wychowankami, którzy skupili się wokół Jego osoby, tworząc Katedrę Mechatroniki, uznawaną za wiodącą jednostkę naukową i dydaktyczną w tejże tematyce w Polsce i Europie (liczne międzynarodowe i krajowe programy, granty i wyróżnienia). Dotyczyły one elektromagnetycznych generatorów drgań skrętnych, aktuatorów i chwytaków SMA, silników i hamulców o 2 stopniach swobody, systemów mechatronicznych sterowanych przez Internet, skanerów do badania nierówności płyt itd. W Politechnice Krakowskiej kontynuuje i dalej rozwija prace badawcze z zakresu wielotarczowych sprzęgieł magnetoreologicznych oraz elektromagnetycznych wyrzutni z pociskami ferromagnetycznymi oraz pociskami wykonanymi z magnesów trwałych. Wraz z dr inż. T. Makowskim wydał w 2022 r. pierwszą w Polsce monografię na temat hybrydowych wyrzutni elektromagnetycznych.

W ostatnim okresie czasu zainicjował prace badawcze nad elektromagnetycznymi pompami z membranami magnetoreologicznymi i magnesami trwałymi oraz systemami odzyskiwania energii z hałasu, współpracującymi z akustycznymi rezonatorami tubowymi.

Wyrazem wierności tematyce maszyn elektrycznych są realizowane razem z dr inż. S. Bartelem prace na temat cylindrycznych silników liniowych z wirnikami wykonanymi z magnesów trwałych.

Profesor Krzysztof Kluszczyński wniósł olbrzymi wkład w rozwój kształcenia inżynierów na świecie, działając na forum międzynarodowym w ramach min. UNESCO International Centre for Engineering Education (dyrektor satellite-centre CEM), międzynarodowego programu Central European Exchange Program for University Studies CEEPUS (national expert), międzynarodowej sieci Research and Education REM (honorowy przewodniczący), międzynarodowych programów Unii Europejskiej TEMPUS-MEDA (wzorcowe kierunki studiów B.Sc./M.Sc in Mechatronics na 5 uczelniach w Egipcie i Jordanii) oraz polsko-francuskiej umowy z ICAM Grande Ecoles (double diploma in Industrial Mechatronics).

W Polsce w sposób istotny przyczynił się do rozwoju kształcenia z zakresu mechatroniki jako autor wielu nowatorskich, wdrożonych programów kształcenia na Politechnice Śląskiej w Gliwicach oraz w Wyższej Szkole Mechatroniki w Katowicach, której był współzałożycielem i pierwszym rektorem. Jest uznawany za prekursora nurtu mechatroniki, wywodzącego się z maszyn elektrycznych, energoelektroniki i elektroniki przemysłowej. Na Politechnice Krakowskiej zainicjował i utworzył pionierski kierunek studiów II stopnia infotronika, integrujący mechatronikę z informatyką i szybkim prototypowaniem. Dysponował szerokimi możliwościami oddziaływania na programy studiów w Polsce jako ekspert PAK, KAUT, MEN, FNP oraz Rady Głównej Nauki i Szkolnictwa Wyższego.

Wiele trudu profesor Krzysztof Kluszczyński wkłada w kształcenie młodych pracowników nauki. Pod jego kierunkiem zostało ukończonych 16 doktoratów, a 5 jest w trakcie realizacji. Wielu jego wychowanków podjęło pracę naukową, uzyskując kolejne stopnie naukowe. Niebagatelne znaczenie dla rozwoju kadry naukowej w Polsce ma Jego aktywność jako recenzenta prac doktorskich (ponad 50 recenzji) oraz wniosków habilitacyjnych i na tytuł naukowy profesora (blisko 40 recenzji). Za największy sukces w kształceniu doktorantów w skali międzynarodowej uważa opracowanie koncepcji i organizację Międzynarodowych Warsztatów Doktoranckich OWD, w których wzięło udział w sumie około 1600 doktorantów z 27 krajów Europy, Afryki Płn. i Ameryki Płd. . Opiekę naukową sprawowało na nich ponad 50 profesorów - ekspertów, należących do grona najwybitniejszych autorytetów w swoich specjalnościach. Doświadczenia te zostały podsumowane w przewodniku metodycznym: “Warsztaty Doktoranckie jako forma kształcenia i doskonalenia umiejętności młodych naukowców”.

Profesor Krzysztof Kluszczyński znany jest jako inicjator nowych konferencji i ich organizator. W sumie był przewodniczącym, również na zaproszenie innych, krajowych i zagranicznych, ośrodków akademickich prawie 100 międzynarodowych i ogólnopolskich konferencji, sympozjów i seminariów. Jego pomysłem były “Beskidzkie Seminaria Elektryków” BSE, Sympozjum “Podstawowe Problemy Energoelektroniki, Elektromechaniki i Mechatroniki” PPEEm oraz międzynarodowe “Seminaria Naukowe na pokładzie Daru Młodzieży”. Po dzień dzisiejszy jest organizowana konferencja “Wybrane Zagadnienia Elektrotechniki i Elektroniki” WZEE. Dwukrotnie przewodniczył i wielokrotnie był przewodniczącym International Workshop „Research and Education in Mechatronics” REM. Szczególną dumą napawa Go, wypracowana wspólnie z profesorem Tadeuszem Glinką oraz profesorem Stanisławem Bolkowskim, idea Ogólnopolskich Spotkań Dziekanów. Jako koordynator i gość honorowy tych zjazdów nie opuścił żadnego nich. Z roku na rok poszerza się krąg uczestniczących Uczelni i Wydziałów. W przyszłym roku odbędzie się już XXXV Ogólnopolski Zjazd Dziekanów Wydziałów Elektrycznych, Elektroniki, Telekomunikacji, Automatyki i Robotyki, Cybernetyki, Mechatroniki i Informatyki, przygotowywany przez Politechnikę Bydgoską.

Od 1999 roku profesor Krzysztof Kluszczyński jest nieprzerwanie przewodniczącym Polskiego Towarzystwa Elektrotechniki Teoretycznej i Stosowanej PTETiS. W 2007 r. zainicjował Ogólnopolską Kampanię "Patrona Roku – wybitnego polskiego zmarłego uczonego w 100 rocznicę Jego urodzin". Do chwili obecnej odbyło się 20 edycji tego historycznego przedsięwzięcia. Jest również inicjatorem Ogólnopolskiej Nagrody Srebrnych Skrzypiec im. Profesora B. Skalmierskiego oraz Ogólnopolskich Wigilii Naukowców. W 2021 roku prof. Krzysztof Kluszczyński został wyróżniony godnością Członka Honorowego PTETiS.

Profesor Krzysztof Kluszczyński jst najstarszym stażem członkiem Komitetu Elektrotechniki PAN wybieranym w wyborach bezpośrednich (nieprzerwanie od 2001 r.) i działał w pięciu różnych sekcjach KE PAN. Był również członkiem Polskiego Komitetu Teorii Maszyn i Mechanizmów PK-TMM przy Komitecie Budowy Maszyn PAN oraz członkiem Sekcji Mikroelektroniki przy Komitecie Elektroniki i Telekomunikacji PAN. Działa również aktywnie w SEP, organizował m.in. sesje Mechatroniki na I i II Kongresie Elektryki Polskiej. Został uhonorowany Statuetką SEP „Wyróżniającemu się nauczycielowi, opiekunowi i sojusznikowi młodzieży". W środowisku międzynarodowym i ogólnopolskim słynie jako autor wykładów o tematyce techniczno–humanistycznej, łączonych częstokroć z recitalami fortepianowymi.

Podsumowując, wiodące i wyróżniające cechy działalności profesora Krzysztofa Kluszczyńskiego to na polu nauki: interdyscyplinarność i współpraca międzynarodowa, w zakresie dydaktyki: nowatorskie programy studiów z elementami PBL, międzynarodowa wymiana doświadczeń oraz szeroko pojęta humanizacja świata techniki, zaś w sferze organizacyjnej: integracja międzynarodowego i ogólnopolskiego środowiska naukowego poprzez inicjowanie i organizowanie konferencji, sympozjów, seminariów, warsztatów, szkół letnich i zjazdów oraz współdziałanie w ramach programów międzynarodowych i międzynarodowych sieci .

Z okazji jubileuszu 75 urodzin życzymy Profesorowi Krzysztofowi Kluszczyńskiemu dalszych sukcesów w działalności naukowo-dydaktycznej na forum międzynarodowym i ogólnopolskim, a w szczególności w ramach Wydziału Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej Politechniki Krakowskiej im. Tadeusza Kościuszki.

Dziekan

dr hab. inż. Maciej Sułowicz, prof. PK.

DOC. DR INŻ. ZDZISŁAW MANITIUS
1922 - 1985
40 - Rocznica Śmierci

Doc. dr inż. Zdzisław Oskar Manitius urodził się 14 listopada 1922 roku w Zduńskiej Woli. Rodzicami jego byli Gustaw Herman Romuald i Maria Marta z domu Kleindienst. Gustaw Manitius był pastorem seniorem diecezji poznańsko-pomorskiej – zwierzchnikiem polskich parafii ewangelickich w województwach poznańskim i pomorskim. Pełnił urząd odpowiadający randze biskupa w kościele katolickim. Został zamordowany przez Niemców w 1940 roku za odmowę głoszenia kazań w języku niemieckim. Z żoną Wandą mieli dwóch synów: Jerzego (1951) i Witolda (1956).

W Poznaniu ukończył Szkolę podstawową w 1935 r a Gimnazjum w 1939 r. Liceum Ogólnokształcące ukończył w ramach kompletów tajnego nauczania w Skarżysku Kamiennej. Po wyzwoleniu, było to podstawą do uzyskania świadectwa. dojrzałości. Otrzymał staranne patriotyczne wychowanie.

W czasie okupacji, po wysiedleniu w 1939 r z Poznania, pracował jako monter elektryk w Zjednoczeniu Elektrowni Okręgu Radomsko-Kieleckim. Brał czynny udział w walce z okupantem w szeregach A.K [1].

Doc. Z. Manitius studia wyższe odbył w latach 1945-1950, początkowo na Wydziale Elektromechanicznym Politechniki Warszawskiej (czasowa siedziba w Lublinie), a następnie kontynuował na Wydziale Elektrycznym Politechniki Gdańskiej, uzyskując tytuł zawodowy magistra inżyniera elektryka w 1950 r.

Pomimo trudnych warunków życia w tamtych czasach w aspekcie ekonomicznym, naruszania wolności i demokracji – wyczuwa się w osobistych historiach pionierów Politechnik Gdańskiej ich zapał w rozwoju tworzonych katedr, zakładów oraz oddziaływania wychowawczego na studentów. Warto zauważyć w biografiach pierwszych powojennych profesorów ich bogate doświadczenia pracy i współpracy z przemysłem i szkolnictwem zawodowym na poziome średnim [2].

Stopień naukowy doktora nauk technicznych nadała mu w 1965 r Rada Wydziału Elektrycznego Politechniki Gdańskiej na podstawie rozprawy doktorskiej p.t. Parametry stanów ustalonych i przejściowych spawarki elektrycznej z polem poprzecznym. Pismem Ministra Oświaty i Szkolnictwa Wyższego, z dnia 31.10.1969 r, został powołany na stanowisko docenta w Katedrze Maszyn Elektrycznych.

Doc. Z. Manitius pracę na Wydziale Elektrycznym PG zaczął już w 1948 r, jako student-asystent w Katedrze Maszyn Elektrycznych i Napędów (KMiNE), kierowanej przez prof. Stanisława Kaniewskiego. Pełnił kolejno obowiązki asystenta, st. asystenta, adiunkta i docenta. W latach od 1950 do 1953 pracował jednocześnie w Gdańskich Zakładach Maszyn Elektrycznych N-11 /ELMOR/ w charakterze starszego konstruktora, i kierownika produkcji maszyn elektrycznych.

KMiNE była niewątpliwie pierwszym ogniwem kolejnych reorganizacji: Katedra Maszyn Elektrycznych (1952), Katedra Napędu Elektrycznego (1952) [3]. Na mocy wydanej ustawy o szkolnictwie wyższym, w latach 1968-1969 nastąpiła zmiana struktury katedralnej na strukturę zakładową, a następnie na połączeniu zakładów w instytuty. W roku 1993 na PG przywrócono strukturę katedralną – utworzono Katedrę Energoelektroniki i Maszyn Elektrycznych (KEiME). Doc. Z. Manitius w latach 1972 - 1979 pełnił obowiązki zastępcy dyrektora ds. naukowo- badawczych Instytutu Elektrotechniki Morskiej i Przemysłowej (IEMiP) PG.

Zainteresowania naukowe doc. Z. Manitiusa obejmowały w szczególności: dziedzinę maszyn specjalnych, konstrukcję maszyn elektrycznych i analizę jakościową maszyn elektrycznych. Od 1970 r kierował międzyinstytutowym zespołem do prac n.t. “Badania równomiernej jakości produkowanych seryjnie maszyn elektrycznych”.

W zakresie analizy jakościowej maszyn elektrycznych doc. Z. Manitius wraz z zorganizowanym i kierowanym przez siebie zespołem zajął się określaniem wpływu odchyłek technologicznych na rozrzut parametrów produkowanych seryjnie maszyn elektrycznych oraz określaniem dokładności ich wykonania. Prace te wykonywano w latach 1970-1983 przy współudziale z Branżowym Ośrodkiem Badawczo-Rozwojowym Maszyn Elektrycznych w Katowicach KOMEL. Opracowano i wdrożono uniwersalny program komputerowy, oparty o zasady manipulacji formułami do analizy rozrzutu parametrów dowolnego urządzenia technicznego.

Należy podkreślić pionierski, nowatorski i aplikacyjny charakter tych prac. W literaturze zagranicznej można było spotkać zaledwie nieliczne i fragmentaryczne przyczynki tej problematyki. W produkcji maszyn elektrycznych można uwzględniać problematykę uchybów technologicznych już na etapie ich projektowania. Publikacje oraz realizowane prace badawcze dla przemysłu, z dziedziny analizy jakościowej maszyn elektrycznych, a także prowadzone przez niego doktoraty zyskały mu rozgłos krajowy.

W roku 1985 doc. Z. Manitius obejmuje obowiązki kierownika Zakładu Maszyn Elektrycznych. Niestety, rozwijająca się choroba nie pozwoliła realizować jego koncepcji naukowo-badawczych i organizacyjnych.

Dorobek naukowy doc. Z. Manitiusa obejmuje: 19 publikacji, w tym udział w opracowaniu podręcznika akademickiego, 11 referatów wygłoszonych na konferencjach krajowych i zagranicznych, 20 opracowań naukowo-badwczych dla przemysłu, 3 patenty, promotorstwo 3 zakończonych przewodów doktorskich.

Doc. Z. Manitius reprezentował sobą sylwetkę naukowca-praktyka, którego działalność badawcza była ściśle związana z potrzebami krajowego przemysłu maszyn elektrycznych. Szczególnie owocną była jego działalność w dziedzinie dydaktyki. Jak wspomniano wyżej, prowadził zajęcia dydaktyczne już jak student-asystent, począwszy od 1948 r.

Oprócz starannej i wyróżniającej się dydaktyki z różnych dyscyplin związanych ze specjalnością maszyn elektrycznych, opracowywał coraz to nowsze wykłady. Na przykład po 1970 r przygotował 5 różnych wykładów z teorii i konstrukcji maszyn elektrycznych w różnych mutacjach, stosownie do zmian programowych na Wydziałach Elektrycznym i Elektroniki P.G. O stałym doskonaleniu wykładów świadczy liczba 8 skryptów oraz 4 skryptów wydanych w ramach małej poligrafii uczelnianej. Tylko 2 skrypty zostały opracowane we współautorstwie, a pozostałe indywidualnie. Prowadził następujące wykłady: Teoria maszyn elektrycznych dla specjalności Przetwarzanie i Użytkowanie Energii Elektrycznej (PiUEE) oraz Automatyka i Metrologia Elektryczna, sem.5; Maszyn Elektrycznych dla studium dla pracujących, sem. 4 i 5; Maszyn Elektrycznych Specjalnych dla specjalności Maszyny i Urządzenia Elektryczne sem. 9. Modernizował laboratoria dla specjalności PiUEE.

Pod kierunkiem doc. Z. Manitiusa zrealizowano około 30 prac dyplomowych inż. i mgr.; należy podkreślić, że w ścisłym powiązaniu z potrzebami przemysłu maszyn elektrycznych, a w szczególności przez wprowadzenie metod modelowania i obliczeń komputerowych.

W latach 1983-84 doc. Z. Manitius wykładał w Rivers State University of Science and Technology Port Harcourt, Nigeria.

Przez prawie cały czas pracy zawodowej doc. Z. Manitius brał również czynny udział w pracach społecznych. Był członkiem: SEP, PTETiS, GTN; przewodniczącym Koła SEP przy PG; wykładowcą kursów szkoleniowych SEP; rzeczoznawcą SEP, sekretarzem Oddz. Gdańskiego PTETiS; ZNP od 1949 do 1981 r. W ZNP pełnił szereg funkcji: wice-przewodniczącego Komisji Mieszkaniowej; Społecznego Inspektora Pracy; przewodniczącego Komisji Rewizyjnej.

Doc. Z. Manitius za aktywną działalność naukową, dydaktyczną i organizacyjną, został wyróżniony: Nagrodą Ministra III stopnia; 20-krotnie Nagrodą Rektora; Złotym Krzyżem Zasługi; Kawalerskim Krzyżem OOP; Pierwszą Nagrodę /zespołową/ Zarządu Głównego SEP, w konkursie im. Prof. Pożaryskiego za najlepszy artykuł w 1978 r w prasie SEP.

W dowód uznania osiągnięć naukowych, dydaktycznych i organizacyjnych doc. Z. Manitiusa, w dniu 27.10.1981 r. wszczęto postępowanie celem nadania jemu tytułu profesora nadzwyczajnego.

Wniosek wpłynął do Dziekana Wydziału Elektrycznego, od Dyrektora IEMiP PG – doc. dr. inż. Jana Figwera. Rada Wydziału Elektrycznego rozpatrzyła wniosek na posiedzeniu w dniu 27.10.1981 r. i powołała Komisję w składzie: prof. dr inż. Tadeusz Lipski - przewodniczący; prof. dr hab. inż. Jacek Marecki – członek; prof. zw. dr inż. Stefan Roszczyk – członek; prof. mgr. inż. Zbigniew Woynarowski – członek. Natomiast na posiedzeniu w dniu 01.03.1983 r RW powołała recenzentów w osobach: prof. zw. dr inż. Andrzej Kordecki – Politechnika Wrocławska; prof. nadzw. mgr inż. Tadeusz Koter – Politechnika Łódzka; prof. zw. dr inż. Władysław Latek – Politechnika Warszawska; prof. zw. dr inż. Stefan Roszczyk – Politechnika Gdańska. Pierwsze trzy recenzje zostały przesłane do dnia 10.10.1983 r. Natomiast recenzja prof. A. Kordeckiego, wskutek jego choroby i przebytej operacji, uległa opóźnieniu do czerwca 1984 r.

RW Elektrycznego PG, na podstawie pozytywnych opinii wszystkich czterech recenzentów, na posiedzeniu w dniu 13.11.1984 r rozpatrzyła wniosek Komisji w sprawie wystąpienia o nadanie doc. Z. Manitiusowi tytułu profesora nadzwyczajnego. W głosowaniu tajnym wniosek został przyjęty większością głosów. Wynik głosowania RW Elektrycznego był następujący: 1 głos wstrzymujący.

Senat Politechniki Gdańskiej w dniu 21.11.1984 r opowiedział się za wnioskiem RW Elektrycznego. Wyniki głosowania członków Senatu: uprawnionych: 26, obecnych uprawnionych: 25 głosów "tak".

Doc. Z. Manitius symbolizował wartości bliskie środowisku akademickiemu: dążenie do prawdy, pracowitość, tolerancję i uczciwość. Był lubiany i niezwykle ceniony przez współpracowników i studentów za skromność wiedzę.

Doc. Z. Manitius zmarł w wieku 63 lat, po ciężkiej chorobie, w dniu 11.11.1985 r. W 2025 r przypada 40.rocznica śmierci. Spoczywa na Cmentarzu Srebrzysko, Gdańsk-Wrzeszcz, z matką Marią – żoną seniora Diecezji Poznańsko-Pomorskiej – Gustawa Manitiusa (zginął 29.02.1940 r w VII Forcie w Poznaniu).

Miejsce grobu: tuż za główną bramą Cmentarza należy skręcić w lewo i wejść łukiem na taras 2. Grób znajduje się w rzędzie po lewej stronie tarasu – od początku rzędu około 40 m

LITERATURA

[1] Akta osobowe doc. Z. Manitiusa w Archiwum Politechniki Gdańskiej.

[2] A. Grono (red.), "*Wydział Elektrotechniki i Automatyki wczoraj i dziś. Księga jubileuszowa 1904-2004*", Gdańsk, 2004.

[3] M. Ronkowski, P.J. Chrzan, "Rodowód Katedry Energoelektroniki i Maszyn Elektrycznych Politechniki Gdańskiej z lat 1945-1969", *Zeszyty Naukowe Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej*, Nr 16, s. 35-38, 2020.

dr hab. inż. Mieczysław Ronkowski

Profesor Politechniki Gdańskiej

Prof. dr hab. inż. Tadeusz J. Sobczyk

WSPOMNIENIA Z OKRESU POWOŁANIA I PIERWSZYCH LAT DZIAŁALNOŚCI WYDZIAŁU INŻYNIERII ELEKTRYCZNEJ W POLITECHNICE KRAKOWSKIEJ

Moje wspomnienia dotyczą okresu podjęcia pracy w Politechnice Krakowskiej oraz dwóch moich kadencji dziekańskich. Pracę w Politechnice Krakowskiej rozpocząłem 15 lutego 1989 roku na Wydziale Inżynierii Transportowej i Elektrycznej. Był to dawny Wydział Transportu zajmujący się głównie transportem szynowym, czyli pojazdami szynowymi oraz sterowaniem ruchem, którego nazwę zmieniono w 1988 roku. Jego część stanowił zespół tworzący Instytut Elektrotechniki i Elektroniki, utworzony w roku 1974. Był jednym z trzech instytutów na tym Wydziale. Jego dyrektorem był doc. dr inż. Marian Pieczarka. Instytut Elektrotechniki i Elektroniki w uzupełnieniu do tematyki uprawianej w pozostałych instytutach zajmował się trakcją elektryczną. W roku 1975 Wydział uzyskał uprawnienia do prowadzenia studiów magisterskich na kierunku Elektrotechnika, lecz jedynie w zakresie specjalności Trakcja Elektryczna. Przyspieszyło to rozwój naukowy pracowników. W Instytucie pojawili się dwaj profesorowie - Władysław Hejmo (1975), Stanisław Pizoń (1982), specjalizujący się w automatyce, a w roku 1988 dr hab. inż. Stanisław Szpilka, specjalista z zakresu energoelektroniki. W latach 1975-1990 osiemnastu pracowników uzyskało stopnień doktora w zakresie Elektrotechniki lub Automatyki, głownie w Akademii Górniczo-Hutniczej, gdyż Wydział Inżynierii Transportowej i Elektrycznej nie miał uprawnień doktoryzowania w tych dyscyplinach. Promotorami tych rozpraw byli przeważnie pracownicy uczelni promujących, ja byłem promotorem trzech rozpraw obronionych w AGH. Działania te były rezultatem dążenia doc. dr inż. Mariana Pieczarki do rozwoju się kierunku Elektrotechnika w Politechnice Krakowskiej. W stosunku do Wydziału Elektrotechniki i Automatyki w Akademii Górniczo-Hutniczej, w którym wyrosłem i zdobyłem stopnie naukowe doktora (1974) oraz doktora habilitowanego (1977), był ukierunkowany głównie na dydaktykę, wykonując prace badawczo-rozwojowe dla kolei i krakowskiej trakcji miejskiej. Zdecydowałem się na taką zmianę miejsca pracy ze względu na bardzo niekorzystną dla mnie atmosferę na macierzystym Wydziale oraz Uczelni. W roku 1986 miałem a swoim koncie sześciu wypromowanych doktorów oraz kilkadziesiąt publikacji, co było wówczas wystarczające do uzyskania tytułu profesora. Zostałem jednak poinformowany przez kierownictwo mojej jednostki, że moja kandydatura nie uzyska akceptacji organizacji partyjnej w AGH, czyli nie będzie „uzgodniona", a bez tego wniosek nie mógł wyjść z Uczelni. Miałem propozycje zatrudnienia na Wydziale Elektrycznym Politechniki Rzeszowskiej, oferującej mieszkanie, lecz nie uzyskałem akceptacji Rodziny na zamianę Krakowa na Rzeszów. Dyrektor Instytutu Elektrotechniki i Elektroniki, doc. dr inż. Marian Pieczarka, znając moją chęć zmiany miejsca pracy, wielokrotnie namawiał mnie do przejścia na Politechnikę. Pracowali w nim wypromowani przeze mnie w AGH doktorzy: Piotr Drozdowski, Jerzy Mikulik i Tomasz Bajorek, których poleciłem do pracy w PK doc. dr inż. Janowi Markielowskiemu, kierownikowi Zakładu Maszyn Elektrycznych. Oni także bardzo namawiali mnie do przejścia. W roku 1989 zapowiedziano zmianę ustawy o szkolnictwie wyższym, która zmieniała kryteria występowania z wnioskami o tytuły naukowe. Nowa ustawa pozbawiała Radę Wydziału Inżynierii Transportowej i Elektrycznej uprawnienia o występowania z wnioskami o tytuł profesora. Propozycja władz tego Wydziału wystąpienia z wnioskiem o tytuł profesora przed obowiązywaniem nowej ustawy przyspieszyła moją decyzję i od 15 lutego 1989 zostałem pracownikiem PK, a w roku 1991 otrzymałem tytuł profesora.

Moim celem stało się utworzenie w Politechnice Krakowskiej samodzielnego wydziału elektrycznego, na co uzyskałem poparcie Władz Instytutu Elektrotechniki i Elektroniki oraz Władz PK, w tym szczególnie poparcie ówczesnego Prorektora prof. dra. Józefa Nizioła. Sytuacja kadrowa Instytutu Elektrotechniki i Elektroniki temu nie sprzyjała. Brak było wystarczającej ilości tzw. „samodzielnych pracowników nauki", tj. osób ze stopniem doktora habilitowanego z zakresu Elektrotechniki. Nowa ustawa pozbawiała pracowników z tytułem doktora, zatrudnionych na stanowisku docenta, uprawnień samodzielnych pracowników nauki, co wiązało się z ich przechodzeniem na emeryturę w wieku 65 lat. Po jej wejściu w życie dwie ważne dla Wydziału osoby:

doc. dr inż. Jan Markielowski oraz doc. dr inż. Marian Pieczarka przeszły na emeryturę w latach 1990-1991. W wyborach Dziekana na kadencję 1990-1993, zgodnie z nową ustawą, uczestniczyli jedynie: prof. dr hab. inż. Andrzej Pizoń, prof. dr hab. inż. Władysław Hejmo, profesorowe PK: dr hab. inż.: Stanisław Zbroja, dr hab. inż. Stanisław Szpilka oraz ja. Tylko dwie z nich reprezentowały Elektrotechnikę.

Jedynym sposobem poprawy stanu kadrowego było poszukiwanie osób z zewnątrz w wyniku rozpisanych konkursów. Pozyskanie nowych samodzielnych pracowników nie było łatwe, gdyż Politechnika Krakowska nie była kojarzona z liczącym się w Polsce ośrodkiem w zakresie elektrotechniki, a dodatkowo ważną zaporę stanowiły problemy mieszkaniowe w Krakowie. Tak się szczęśliwie złożyło, że Władze PK zdecydowały się zlikwidować hotel dla asystentów przy ul. M. Bobrzeckiej i przeznaczyć go na mieszkania dla pracowników, po ich wykupieniu po bardzo korzystnych cenach. W wyniku moich starań o wsparcie akcji poszukiwania samodzielnych pracowników z zakresu elektrotechniki i pokrewnych dyscyplin uzyskałem obietnicę przeznaczenia kilku mieszkań w tym budynku dla ewentualnych kandydatów. Na tej podstawie podjąłem rozmowy wśród znanych mi osób przedstawiając, kuszącą w tamtych czasach propozycję. Moje działania przyniosły dobre rezultaty. Zainteresowanie przejściem, z możliwością wykupu mieszkania, wyrazili dr hab. inż. Edward Layer (metrologia elektryczna) oraz dr hab. inż. Adam S. Jagiełło (maszyny i napędy elektryczne), oboje z AGH, a także dr hab. inż. Maciej Siwczyński (elektrotechnika teoretyczna) z Wyższej Szkoły Inżynierskiej w Zielonej Górze. Dodatkowo, na rozpisany konkurs, zgłosił się dr hab. inż. Edward Szaraniec z Przedsiębiorstwa Geologicznego w Krakowie, specjalizujący się w wykorzystaniu pola elektromagnetycznego w badaniach geologicznych. Wszyscy kandydaci legitymowali się dużym dorobkiem naukowym i reprezentowali ważne kierunki badawcze w zakresie elektrotechniki.

Istotne powiększenie liczby samodzielnych pracowników nauki w zakresie Elektrotechniki przekonało Władze PK, że zaistniały warunki do powołania samodzielnego wydziału elektrycznego. Powołanie Wydziału Inżynierii Elektrycznej nastąpiło na posiedzeniu Senatu PK, które odbyło się w budynku przy ulicy Podchorążych. W dyskusji pojawiały się głosy krytyczne, gdyż stan kadrowy nowego Wydziału nie spełniał wymagań nowej ustawy dla uzyskania uprawnień do doktoryzowania, co uznawano za normę w Politechnice. O pozytywnej decyzji przesądziły wystąpienia prof. dr hab. Józefa Nizioła oraz prof. dr hab. inż. Michała Życzkowskiego, którzy wyrazili opinie, że należy dać szansę nowemu zespołowi nie tylko na rozszerzenie propozycji dydaktycznej, lecz również na rozwój naukowy. Zadecydowano o całkowitej restrukturyzacji Wydziału Inżynierii Transportowej i Elektrycznej. Instytut Pojazdów Szynowych został przeniesiony na Wydział Mechaniczny, a Instytut Organizacji i Techniki Transportu Kolejowego przeniesiono na Wydział Budownictwa. Wydział Inżynierii Elektrycznej rozpoczął działalność 1 października 1991 roku. Niestety, w sierpniu 1991 zmarł nagle Dziekan dr hab. inż. Stanisław Szpilka. Dziekanem nowego Wydziału wybrano prof. dr hab. inż. Andrzej Pizonia, a od 1 lutego 1992 powołano w nim trzy instytuty: Instytut Elektrotechniki i Metrologii, Instytut Elektromechanicznych Przemian Energii oraz Instytut Automatyki. Nowy Wydział zatrudniał ośmiu tzw. „samodzielnych pracowników nauki", w tym pięciu z dyscypliny Elektrotechnika. Niestety, nie była to liczba wystarczająca do ubiegania się o uprawnienia doktoryzowania w dyscyplinie Elektrotechnika.

Wyłonił się nowy profil badawczy Wydziału i należało skojarzyć go z profilem kształcenia. Po wyborze mnie na Dziekana na kadencję 1993-1996 rozpoczęto pracę nad nowym profilem kształcenia. Powołana w tym celu Wydziałowa Komisja Dydaktyczna pod moim kierunkiem opracowała nowe programy dydaktyczne dziennych studiów magisterskich dla kierunku dydaktycznego Elektrotechnika, charakteryzujących się możliwością wyboru przez studentów jednej z trzech specjalności Inżynieria Systemów Elektrycznych, Inżynieria Elektryczna w Transporcie lub Automatyka. Program każdej z nich dawał możliwość wyboru bloku przedmiotów specjalizujących. Tworzyło to nową ofertę programową, nie odbiegająca od innych polskich wydziałów elektrycznych, z zachowaniem trakcji elektrycznej jako specjalności o 10-letniej tradycji w Politechnice Krakowskiej. Tworzeniu nowych programów studiów zbiegło się w czasie z udziałem Wydziału w międzynarodowym programie TEMPUS: „New Curricula and Courses in Engineering Education" (JEP 2262/91) oraz „Computer Aided Learning Technology" (JEP 4436/92/1), co pozwoliło wykorzystać doświadczenia uczelni europejskich. Do realizacji tych zadań udało mi się pozyskać kilku pracowników ze stopniem doktora, posiadających doświadczenie dydaktyczne oraz badawcze w elektrotechnice. Wymienię to: dr inż.

Zuzannę Siwczyńską, specjalistkę od teorii obwodów i sygnałów, która przeszła do PK wraz z mężem; dra inż. Konrada Weinreba, mojego najbliższego współpracownika w AGH, późniejszego prof. PK; dra inż. Tadeusza Piwowarczyka specjalistę z metrologii elektrycznej, który właśnie powrócił do Krakowa po wykładach w Algierii i Kanadzie; dra inż. Leszka Paliona, specjalistę od techniki wysokich napięć, byłego pracownika AGH; dra inż. Jana Uniwersała, specjalistę od systemów elektroenergetycznych, z doświadczeniem dydaktycznym w AGH. Wszyscy oni pracowali na Wydziale do osiągniecia wieku emerytalnego.

W latach dziewięćdziesiątych pojawiali absolwenci innych uczelni, którzy uzyskali stopnie naukowe jako pracownicy Wydziału Inżynierii Elektrycznej. Wymienię tu dwa przykłady dra. hab. inż. Tomasza Węgla, prof. PK, który w rozpoczął pracę na Wydziale w roku 1991, obronił pracę doktorską w roku 1997 w Politechnice Śląskiej, której byłem promotorem, gdyż Wydział nie miał jeszcze uprawnień do doktoryzowania. Drugi przykład to dr hab. inż. Marcin Jaraczewski, prof. PK, specjalista z elektrotechniki teoretycznej i teorii sygnałów, który w 1999 roku przeszedł z AGH, w roku 2000, pracę doktorską obronił już na Wydziale w roku 2000 jako jeden z pierwszych doktorantów, promotorem był pracownik Wydziału - prof. dr hab. inż. Maciej Siwczyński. Te przykłady obrazują zmiany jaki nastąpiły w pierwszym okresie istnienia Wydziału.

Przedmiotem mojej szczególnej troski jako Dziekana w kadencji 1993-1996 był rozwój działalności naukowo-badawczej na Wydziale. W tym okresie nastąpiła także istotna zmiana finansowania prac badawczych w szkołach wyższych, powiązania ze stanem kadrowym oraz rezultatami. Wokół tematyki projektów badawczych finansowanych z budżetu badawczego zaczęły się konsolidować zespoły badawcze, publikować swoje prace oraz występować na polskich i międzynarodowych konferencjach z zakresu Elektrotechniki i Automatyki. Było to dość nierównomiernie rozłożone w skali Wydziału. Były grupy bardzo aktywne oraz raczej zachowawcze skoncentrowane głownie na dydaktyce. Jako Dziekan, starałem się wymusić polityką kadrową i zarządzaniem finansami konieczność prowadzenia działalności badawczej w takich zespołach.

W Instytucie Elektromechanicznych Przemian Energii udało mi się wytworzyć atmosferę sprzyjającą pracom naukowo-badawczym. Miałem szczęście współpracować z zespołem bardzo zaangażowanym w prace badawcze. W wielu przypadkach byłem ich inicjatorem, lecz z biegiem czasu moi współpracownicy osiągali samodzielność badawczą. W moim odczuciu był to wówczas najaktywniejszy badawczo zespół na Wydziale. Dzięki licznym publikacjom oraz udziałowi w konferencjach krajowych takich jak Seminarium z Podstaw Elektrotechniki i Teorii Obwodów (SPETO) czy Sympozjum Maszyn Elektrycznych (SME) Wydział Inżynierii Elektrycznej PK stawał się rozpoznawalny w kraju. Kontynuując tradycje trakcyjne Wydziału, w roku 1992 wznowiono organizację cyklicznej specjalistycznej konferencji SEMTRAK, która stała się ogólnopolskim forum dyskusji problemów trakcji elektrycznej.

Wydział Inżynierii Elektrycznej zwiększył także aktywność współpracy międzynarodowej. Udział w konferencjach międzynarodowych, możliwy dzięki pozyskiwanym z grantów funduszom, pozwolił nawiązywać kontakty i podejmować współpracę badawczą. Wymienię tu konferencję International Conference on Electrical Machines (ICEM), organizowaną w cyklu dwuletnim, która pozwoliła zespołowi z Instytutu Elektromechanicznych Przemian Energii zaistnieć na forum międzynarodowym. Nawiązano także bardziej sformalizowane formy współpracy międzynarodowej. W ramach dwustronnej umowy z Uniwersytetem Technicznym w Budapeszcie realizowano w latach 1992-1998 cykliczne wymiany pracowników oraz seminaria naukowe. W roku 1993 podpisano wieloletnią umowę o współpracy z Instytutem Podstawowych Problemów Elektroenergetyki Rosyjskiej Akademii Nauk. Jego dyrektor prof. Janusz B. Danilevich, Polak z pochodzenia, członek Rosyjskiej Akademii Nauk stał się wieloletnim przyjacielem Wydziału. Realizowano wzajemne wizyty oraz seminaria w Polsce i w Rosji, powstawały także wspólne projekty badawcze oraz publikacje. W tych latach stosunki z Rojąbyły jeszcze w miarę poprawne i współpraca naukowa nie była tak źle postrzegana jak obecnie. Profesor był specjalistą w dziedzinie elektroenergetyki i projektantem największych rosyjskich turbogeneratorów. Byłem zainteresowany tą współpracą, gdyż chciałem uczynić elektroenergetykę jednym z wiodących specjalizacji na Wydziale.

Wybór na Dziekana w kadencji 1996-1999 pozwolił mi kontynuować działania modernizacji i dostosowania specjalności i programów kształcenia do szybko zmieniających się możliwości Wydziału oraz preferencji studentów. Nie będę przedstawiał szczegółowo tych wszystkich działań. Można jest znaleźć w dokumentacji Uczelni oraz w materiałach wydawanych przy okazji kolejnych

jubileuszy Politechniki Krakowskiej lub Wydziału Inżynierii Elektrycznej. Zwrócę uwagę jedynie uwagę na wydarzenia, które w mojej opinii miały znaczenie dla dalszego rozwoju Wydziału.

Jeszcze w kadencji 1993-1996 pojawili się na Wydziale dwaj nowi profesorowie. W roku 1994 został zatrudniony na Wydziale prof. dr hab. inż. Lech Bukowski (Automatyka i Robotyka) specjalista w zakresie budowy i eksploatacja maszyn oraz energetyki. Dla prof. dr hab. inż. Lecha Bukowskiego utworzono Zakład Jakości i Niezawodności Systemów Zatomatyzowanych, a w 1998 roku został dyrektorem Instytutu Automatyki. Niestety, działalność badawcza i dydaktyczna prof. dr hab. inż. Lecha Bukowskiego rozwijała się niezbyt zgodnie z kierunkami rozwoju Wydziału i w roku 2003 odszedł z Uczelni do AGH z kilkuosobowych zespołem.

W roku 1995 rozpoczął pracę na Wydziale prof. dr hab. inż. Krzysztof Sapiecha (Informatyka) specjalista w zakresie projektowania i testowania układów cyfrowych oraz projektowania systemów rozproszonych. Było to dla Niego drugie miejsce pracy. Prof. dr hab. inż. Krzysztof Sapiecha objął funkcję kierownika Katedry Informatyki Technicznej, w której został zatrudniony także dr inż. Stanisław Deniziak, Jego wychowanek. Dla obydwóch Politechnika Świętokrzyska w Kielcach była pierwszym miejsce pracy. Katedra Informatyki Technicznej wpisywała się bardzo dobrze w strategię rozwoju Wydziału Inżynierii Elektrycznej, rozwijała się dynamiczne tworząc specjalistyczne laboratoria i w roku 1997 władze Uczelni na wniosek Wydziału zmieniły jego nazwę na Wydział Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej (WIEiK). Dalsze losy Katedry nie były jednak tak pomyślne. Władze Uczelni preferowały rozwój informatyki na wszystkich wydziałach, w tym szczególnie na Wydziale Fizyki Technicznej i Modelowania Komputerowego nie doceniając potencjału profesora Sapiechy. Także Wydział w latach po 2000 roku, postawił na inne rozwiązania rozwoju informatyki. Finałem był powrót prof. dra hab. inż. Krzysztofa Sapiechy oraz dr hab. inż. Stanisława Deniziaka, już po habilitacji w roku 2006, do Politechniki Świętokrzyskiej w roku 2013. Kształcenie w zakresie informatyki z różnymi zawirowaniami jest na WIEiK kontynuowane.

W drugiej kadencji podjąłem próbę rozszerzenia dydaktycznej oferty Wydziału odpowiadając na inicjatywę prof. dr hab. inż. Jana Talera z Wydziału Mechanicznego (WM) wspólnego prowadzenia pięcioletnich interdyscyplinarnych studiów magisterskich w zakresie energetyki. Podpisano bilateralną Umowę oraz opracowano program pięcioletnich studiów, w którym w równych proporcjach znalazły się przedmioty z energetyki cieplnej oraz elektroenergetyki. W roku 1998/1999 rozpoczęto realizację takiego programu w ramach kierunku Elektrotechnika. Studentów rekrutował WIEiK, a po trzech latach wspólnych studiów studenci wybierali specjalności Energetykę Cieplną lub Elektroenergetykę, które były realizowane na poszczególnych wydziałach WM lub WIEiK. Takie studia interdyscyplinarne cieszyły się dużym zainteresowaniem i były kontynuowane do roku 2004, gdy Energetyka pojawiła się jako niezależny kierunek studiów na liście ministerialnej. Było to wynikiem starań wielu polskich uczelni, z dużym udziałem Politechniki Krakowskiej. Nie opisując dalszych losów kształcenia elektroenergetyki na WIEiK mogę stwierdzić, że stała się ona jedną z ważniejszych specjalności.

W roku 1996 WIEiK spełniał wymagania kadrowe, a jego pracownicy zgromadzili dorobek naukowy konieczny dla uzyskania praw doktoryzowania w zakresie Elektrotechniki. W latach 1991 – 1999 stopień doktora uzyskało 14 pracowników, a 4 pracowników stopień doktora habilitowanego, wszystkie postpowania były prowadzone poza PK. Wniosek Wydziału o nadanie prawa doktoryzowania został pozytywnie oceniony przez Centralną Komisję Akredytacyjną i w roku 1998 Wydział uzyskał uprawnienia doktoryzowania w zakresie Elektrotechniki. Na koniec mojej drugiej kadencji Wydział Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej okrzepł zarówno pod względem prowadzonej dydaktyki na kierunku Elektrotechnika jak również prowadzonej działalności naukowo-badawczej. Było to bazą dla dalszego rozwoju.

prof. dr hab. inż. Krzysztof Kluszczyński

INFOTRONIKA – pionierski kierunek studiów magisterskich na Wydziale Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej Politechniki Krakowskiej

Mija piąty rok od uruchomienia na Wydziale Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej Politechniki Krakowskiej infotroniki — kierunku unikatowego nie tylko w Polsce, ale również w skali międzynarodowej.

Infotronika jest kierunkiem o charakterze interdyscyplinarnym, cechuje się szerokim programem kształcenia; programem, w ramach którego są podejmowane zagadnienia przynależne do rozległego wachlarza kierunków klasycznych, takich jak: mechatronika, automatyka i robotyka, elektronika i telekomunikacja, elektrotechnika, informatyka, inżynieria materiałowa i inne.

Odpowiadając na pytanie o powody uruchomienia powyższego nowego zintegrowanego kierunku studiów, należy przede wszystkim zwrócić uwagę na to, że w sposób zdecydowany zmieniła się na przestrzeni ostatnich lat rola układów sterowania w zautomatyzowanych systemach technicznych. Rozwój języków programowania wysokiego poziomu w połączeniu z nowymi metodami sztucznej inteligencji sprawił, że warstwa informatyczna stała się w nich warstwą dominującą, a same układy sterowania przerodziły się w złożone systemy zarządzania, monitorowania, diagnostyki oraz nadzoru bezpieczeństwa.

Nowym, kluczowym wyzwaniem dla zaawansowanych systemów mechatronicznych stało się umiejętne powiązanie elementów hardware'u z elementami software'u oraz synergiczne zespolenie warstwy mechatronicznej (mechanicznej i elektronicznej) z warstwą informatyczną, co zaowocowało propozycją nowego terminu infotronics jako zbitki słów:

$$\textit{infotronics} = \textit{informatics} + \textit{mechatronics} = \\ = \textit{informatics} + (\textit{mechanics} + \textit{elektronics})$$

Termin ten wyraża dbałość o to, aby informatyczny system sterowania i zarządzania wykorzystywał w pełni hardware'owe możliwości systemu mechatronicznego. Spełnienie tego wymogu, czyli zapewnienie pełnego dopasowania obu warstw oraz maksymalne wykorzystanie wszystkich elementów składowych jest warunkiem koniecznym dla nazwania systemu technicznego - systemem infotronicznym. W zapewnieniu harmonijnego zespolenia hardware'u z software'em istotną rolę odgrywają programy symulacyjne (MATLAB, Simulink, Visual Studio, PSpice, SIMARIS, FEMM, Factory I/O, PLCSIM), programy do projektowania i konstrukcji (AutoCAD, Iinventor, Fusion 360), środowiska programistyczne (np. LabVIEW) uniwersalne i specjalistyczne systemy zarządzania (SCADA, KNX, WinCC) oraz metody szybkiego prototypownia algorytmów sterowania (metoda HiL, FPGA).

Program studiów na kierunku infotronika obejmuje pięć głównych toków kształcenia:

- informatyka, internet rzeczy, obliczenia w chmurze, cyberbezpieczeństwo oraz elementy sztucznej inteligencji (160 godzin),
- robotyka stacjonarna, mobilna i niekonwencjonalna (210 godzin),
- mikroprocesorowe układy sterowania złożonymi systemami mechatronicznymi (170 godzin),
- szybkie prototypowanie, skanowanie i druk 3D (145 godzin),
- zarządzanie procesami przemysłowymi, ich monitorowanie i diagnostyka (140 godzin).

Każdy z toków kształcenia liczy od czterech do siedmiu przedmiotów. Co istotne, relacje pomiędzy poszczególnymi przedmiotami nie mają struktury hierarchicznej. Każdy z nich (lub co najwyżej ich para) stanowi sam w sobie zamkniętą, autonomiczną całość.

Infotronika, jak każdy interdyscyplinarny kierunek, staje przed dylematem oraz wyborem między rozległością wiedzy a jej dogłębnością i musi odpowiedzieć na pytanie, jak radzi sobie z zarzutem powierzchowności wiedzy. Jest to nieunikniona cena za możliwość dokładania do przekazywanej wiedzy wciąż nowych, aktualnych i oczekiwanych przez pracodawców treści programowych, a czasem też treści, których nie można nie dodać z zupełnie odmiennych powodów: jako tych, które są uznawane przez samych kandydatów na studia II stopnia za modne, atrakcyjne, „topowe" i niezbędne w rozwoju ich przyszłej kariery. Rozwiązaniem tej antynomii jest struktura zajęć w obrębie każdego z przedmiotów,

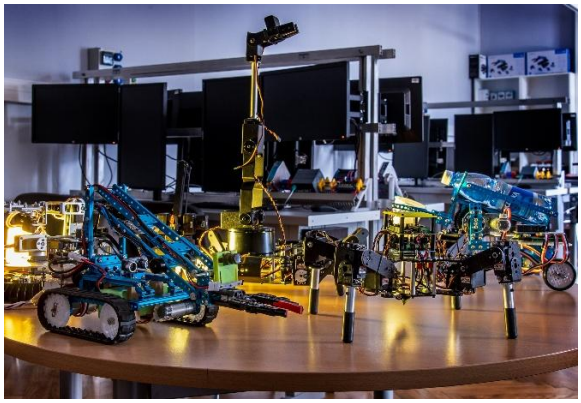
obejmująca wykłady (10–15 godzin), laboratoria sprzętowe (15–30 godzin) i laboratoria komputerowe (15–30 godzin). Bogactwo i różnorodność laboratoryjnej bazy, pozwala zastąpić brak dostatecznej dogłębności wiedzy w części teoretycznej przedmiotu - dogłębnością w wybranych obszarach wiedzy praktycznej, związanej z wzorcowymi, reprezentowanymi w laboratoriach systemami infotronicznymi. Opanowanie podczas praktycznych zajęć metod analizy i syntezy, programowania i obsługi starannie wyselekcjonowanych przykładowych systemów infotronicznych to podstawa, dzięki której student zyskuje umiejętność samodzielnego radzenia sobie z systemami o analogicznej lub podobnej naturze i strukturze. W toku studiów ćwiczenia laboratoryjne są często łączone w sekwencje, obejmujące dłuższe, kilkutygodniowe okresy czasu, co daje możliwość stawiania przed studentami bardziej złożonych i wymagających zadań inżynierskich, często mających charakter miniproblemów naukowych. Zbliża to sposób realizacji każdego przedmiotu do idei *Problem-Based-Learning* (PBL).

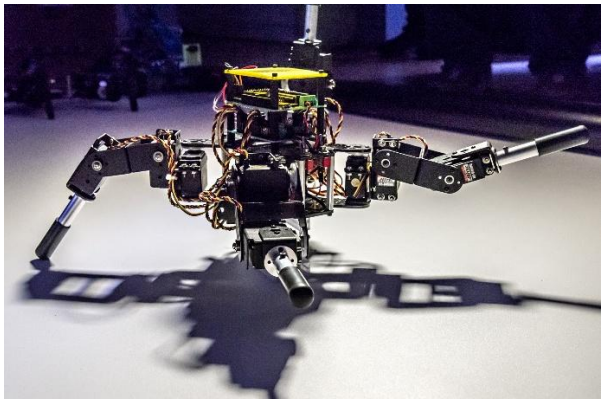
Idea PBL znajduje ukoronowanie w realizacji pracy dyplomowej magisterskiej. Jej tematyka jest zazwyczaj szeroka, interdyscyplinarna i obejmuje zróżnicowane zadania inżynierskie, najczęściej są to: opracowanie koncepcji, projekt, budowa, uruchomienie oraz wstępne badania prototypu wybranego niekonwencjonalnego systemu infotronicznego. Nie jest możliwe realizowanie pracy magisterskiej przez dyplomanta bez pełnego zaangażowania emocjonalnego. Za owe zaciekawienie i zaintrygowanie studenta tematyką pracy dyplomowej odpowiada promotor. Potwierdzeniem tego, że prace dyplomowe na kierunku infotronika są realizowane w taki właśnie sposób, jest znaczny odsetek prac uwieńczonych wyróżnieniem (co roku jest to prawie połowa prac magisterskich), a także nagrody zbierane przez studentów i dyplomantów na konkursach naukowych. Należy też podkreślić, że wielu utalentowanych absolwentów infotroniki wybiera karierę naukową, zostając asystentami i doktorantami.

Studia II stopnia są otwarte dla absolwentów praktycznie wszystkich studiów inżynierskich I stopnia. W szczególności dotyczy to kierunków: elektrotechnika, automatyka i robotyka, elektronika i telekomunikacja, informatyka techniczna, mechatronika, energetyka, mechanika i budowa maszyn, inżynieria materiałowa, edukacja techniczno-informatyczna, czy też inżynieria chemiczna. Są otwarte również dla absolwentów studiów licencjackich z zakresu informatyki oraz edukacji techniczno-informatycznej, prowadzonych na uniwersytetach i akademiach.

Duże zainteresowanie studiami II stopnia Infotronika i liczne zapytania absolwentów różnych kierunków z różnych uczelni w Polsce (politechnik, akademii i uniwersytetów) spowodowały, że w roku akademickim 2025/2026 zostały otwarte studia niestacjonarne.

Po pięciu latach doświadczeń, związanych z prowadzeniem infotroniki na Wydziale Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej PK można z przekonaniem stwierdzić, że przyjęte założenia programowe, koncepcja kształcenia oraz oczekiwania, związane z możliwością ukształtowania sylwetki absolwenta według nowatorskiego i niestandardowego zamysłu, doczekały się pełnej weryfikacji. Studenci infotroniki zdobywają nie tylko rozległą wiedzę interdyscyplinarną i poznają szerokie spektrum najnowocześniejszych zagadnień technicznych, ale również opanowują wiele umiejętności mających charakter uniwersalny, niezbędnych współczesnemu inżynierowi w innowacyjnej gospodarce. Wszyscy absolwenci natychmiast po ukończeniu studiów (a wielu nawet przed ich formalnym ukończeniem) znajdują zatrudnienie w innowacyjnych firmach i przedsiębiorstwach o wysokim stopniu robotyzacji, komputeryzacji i informatyzacji, ukierunkowanych na bardzo różne sfery produkcji i usług.





LVII Międzynarodowe Sympozjum Maszyn Elektrycznych

Sesja 1

Silniki z magnesami trwałymi, silniki SRM i silniki prądu stałego

- analiza, projektowanie, optymalizacja i różne zastosowania

Przewodniczący sesji:

prof. dr hab. inż. Andrzej Demenko, dr hab. inż. Jakub Bernatt

Nr	Autorzy	Tytuły referatów
1	Michał Cichowicz Marcin Wardach Paweł Herbin	Simulation Studies of a High-Torque Permanent Magnet Machine for Biomechanical Applications
2	Hakam Al Zouabi Christian Kreischer Cezary Jedryczka Lucas Steinacker	Development of an analytical calculation model for C-core radial flux switching machines with permanent magnet or electrical excitation
3	Mateusz Daraż Piotr Bogusz	Wpływ filtracji aktywnej prądu źródła na wyższe harmoniczne napięcia źródła i moment elektromagnetyczny napędu z silnikiem SRM
4	Piotr Zasowski Piotr Bogusz	Napęd SRM jako element ładowarki pokładowej akumulatorów pojazdu elektrycznego
5	Jakub Piotr Kucia	Projekt i analiza wysokoobrotowego silnika reluktancyjnego przełączalnego
6	Łukasz Knypiński Kacper Kasprzak	Optymalizacja bezszczotkowego silnika prądu stałego z wykorzystaniem metody funkcji kary

SIMULATION STUDIES OF A HIGH-TORQUE PERMANENT MAGNET MACHINE FOR BIOMECHANICAL APPLICATIONS

Michał Cichowicz*, Marcin Wardach*, Paweł Herbin*

*West Pomeranian University of Technology in Szczecin, Faculty of Electrical Engineering, Department of Electrical Machines and Drives
ul. Sikorskiego 37, 70-313 Szczecin, e-mail: michal.cichowicz@zut.edu.pl

*West Pomeranian University of Technology in Szczecin, Faculty of Electrical Engineering, Department of Electrical Machines and Drives
ul. Sikorskiego 37, 70-313 Szczecin, e-mail: marcin.wardach@zut.edu.pl

*Maritime University of Szczecin, Faculty of Mechatronics and Electrical Engineering, Department of Robotics and Control
ul. Willowa 2, 71-650 Szczecin, e-mail: p.herbin@pm.szczecin.pl

I. INTRODUCTION

High-torque permanent magnet (PM) machines are increasingly used in applications where compact size, high efficiency, and precise torque control are required. These machines, especially in topologies such as PMSM, AFPM, FSPM, and PMVM, offer high torque density and are capable of operating in low-speed, high-load environments without the need for bulky gearboxes. Their performance is often enhanced by the use of magnetic gearing effects or dual-rotor configurations, which allow for torque amplification while maintaining compact dimensions [1], [2], [3].

The development of such machines is supported by advanced simulation tools, including finite element method (FEM) analysis, which enables accurate prediction of electromagnetic behavior, thermal performance, and mechanical stress distribution. These tools are essential in optimizing the geometry of the stator and rotor, magnet placement, and winding configuration to achieve the desired torque characteristics [4], [5].

In biomechanical systems such as exoskeletons, prostheses, and rehabilitation robots, the use of high-torque PM machines is particularly advantageous. These devices require actuators that are not only powerful but also lightweight and energy-efficient. High-torque PM motors meet these criteria, enabling smooth and responsive movement assistance, especially in lower limb exoskeletons where joint torque must be precisely controlled [6], [7].

The integration of such machines into biomechanical constructions also demands mechanical robustness and adaptability. For example, dual-rotor or axial-flux designs allow for flat, compact actuators that can be embedded directly into joint modules. This is crucial for maintaining ergonomic and anthropomorphic design in wearable systems [8], [9].

Moreover, the combination of high-torque PM machines with biologically inspired control strategies, such as EMG-based interfaces, opens new possibilities for intuitive and adaptive human–machine interaction. These systems can dynamically respond to the user's muscle activity, providing real-time torque support tailored to individual needs [10].

II. INITIAL ASSUMPTIONS

To begin the simulation studies, the authors decided to prepare a set of initial assumptions for the proposed high-torque permanent magnet machine dedicated to biomechanical constructions:

- The machine must be compact and lightweight to be easily integrated into wearable biomechanical systems without causing discomfort or excessive load to the user.
- The construction must be modular and adjustable to fit various biomechanical applications, including lower limb exoskeletons and prosthetic joints.
- The machine must be capable of generating high torque at low rotational speeds, which is essential for supporting human movement, especially in rehabilitation scenarios.

After multiple design iterations, a prototype of the machine was successfully developed with an outer diameter of 130 mm and a total length of 59.9 mm. An exploded view of the prototype components is presented in Figure 1.

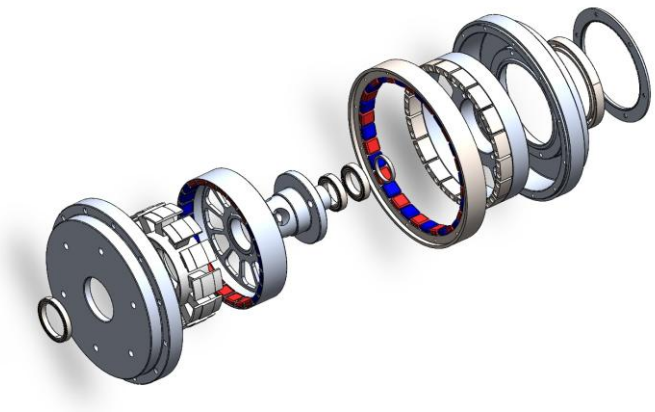


Fig.1. An exploded view of the prototype

The machine consists of an inner stator equipped with a three-phase winding distributed across 12 slots, resulting in two pole pairs. This configuration was selected due to its market availability and low production cost. Inside the stator, an internal rotor with permanent magnets is placed, also containing two pole pairs. Surrounding the stator is an external rotor, built with 16 pole pairs, also based on permanent magnets. Between the two rotors, a layer of 18 iron poles is positioned, serving as flux-modulating elements, because:

$$p_{FE} = pp_1 + pp_2 \tag{1}$$

where:

- p_{FE} – numer of iron poles,
- pp_1 – number of pole pairs on inner rotor,
- pp_2 – number of pole pairs on outer rotor.

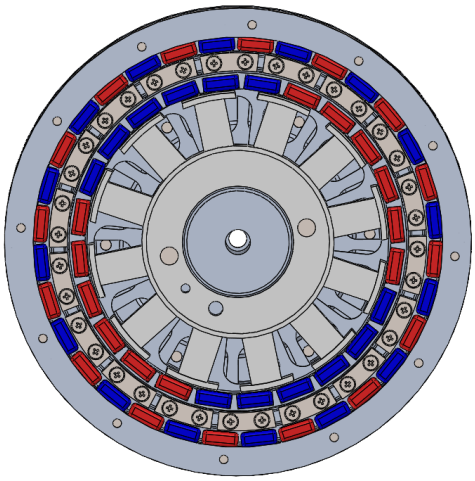


Fig.2. Cross section view of machine (front)

The machine contains a stationary shaft, which has a long hole inside. The idea of is to place there the wires to connect the control module.

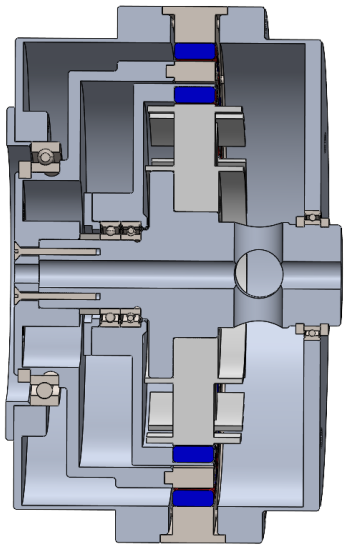


Fig.3. Cross section view of machine (side)

III. OBTAINED RESULTS

Simulation studies were conducted using the Ansys Maxwell environment. For the purpose of the analysis, it was assumed that the machine would be loaded with alternating current of a maximum value of 20 A. The permanent magnets were made of NdFe35 alloy. All calculations were performed using an Intel Core i7-7700HQ CPU and 32 GB of RAM.

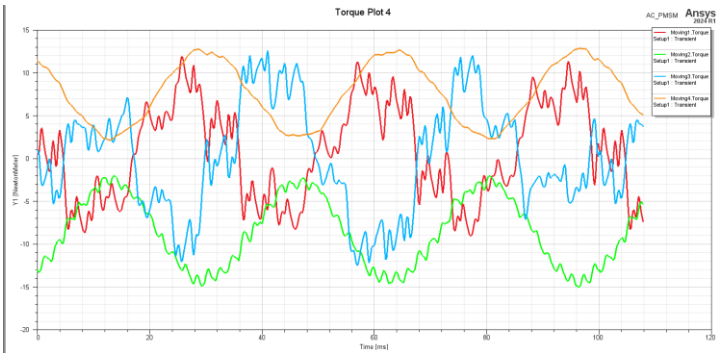


Fig.4. Torque plot of a machine, where: red – torque on inner rotor, green – torque on iron poles, blue – torque on stator, orange – torque on outer rotor.

LITERATURE

[1] Z. Zhang, "A Compact High Torque Density Dual Rotor Permanent Magnet In-Wheel Motor With Toroidal Windings," Proc. of the 22nd Int. Conf. on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2019, pp. 1–6.

[2] J. Liang, A. Parsapour, E. Cosoroaba, M. Wu, I. Boldea, B. Fahimi, "A High Torque Density Outer Rotor Claw Pole Stator Permanent Magnet Synchronous Motor," IEEE Transportation Electrification Conf. and Expo (ITEC), 2018, pp. 1–6.

[3] M. Ibrahim, F. Bernier, J.-M. Lamarre, "A Novel Toroidal Permanent Magnet Motor Structure with High Torque Density and Enhanced Cooling," IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2020, pp. 1–7.

[4] L. Xu, W. Zhao, G. Liu, J. Ji, S. Niu, "A Novel Dual-Permanent-Magnet-Excited Machine With Non-Uniformly Distributed Permanent-Magnets and Flux Modulation Poles on the Stator," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 69, no. 7, pp. 7071–7081, 2020.

[5] C. Gao, M. Gao, J. Si, Y. Hu, C. Gan, "A Novel Direct-Drive Permanent Magnet Synchronous Motor with Toroidal Windings," Energies, vol. 12, 432, 2019.

[6] S. Yu, T.-H. Huang, D. Wang, B. Lynn, D. Sayd, V. Silivanov, Y. S. Park, Y. Tian, H. Su, "Design and Control of a High-Torque and Highly Backdrivable Hybrid Soft Exoskeleton for Knee Injury Prevention During Squatting," IEEE Robot. Autom. Lett., vol. 4, no. 4, pp. 4070–4077, 2019.

[7] S. V. Sarkisian, M. K. Ishmael, G. R. Hunt, T. Lenzi, "Design, Development, and Validation of a Self-Aligning Mechanism for High-Torque Powered Knee Exoskeletons," IEEE Trans. Med. Robot. Bionics, vol. 2, no. 2, pp. 187–196, 2020.

[8] Z. Zhang, S. Yu, F. Zhang, S. Jin, X. Wang, "Electromagnetic and Structural Design of a Novel Low-Speed High-Torque Motor With Dual-Stator and PM-Reluctance Rotor," IEEE Trans. Appl. Supercond., vol. 30, no. 4, 2020.

[9] C. Gong, F. Deng, "Design and Optimization of a High-Torque-Density Low-Torque-Ripple Vernier Machine Using Ferrite Magnets for Direct-Drive Applications," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 69, no. 6, pp. 5663–5673, 2022.

[10] A. Ebrahimi, D. Minzenmay, B. Budaker, U. Schneider, "Bionic Upper Orthotics with Integrated EMG Sensory," Proc. of the 23rd IEEE Int. Symp. on Robot and Human Interactive Communication, 2014, pp. 1–6.

Development of an analytical calculation model for C-core radial flux switching machines with permanent magnet or electrical excitation

Hakam Al Zouabi, Christian Kreischer, Cezary Jedryczka, Lucas Steinacker
Helmut-Schmidt-Universität - Universität der Bundeswehr Hamburg / Poznan University of Technology

I. INTRUDUCTION

The flux-switching permanent magnet (FSPM) machine offers several advantages, including higher torque density compared to the switched reluctance machine (SRM) and greater rotor robustness compared to the permanent magnet synchronous machine (PMSM) [1][2]. The flux switching machine possess a great advantage when it comes to more reliable cooling systems as coils and permanent magnets are in the stator. This also makes it attractive for the use of high temperature superconductors (HTS) as excitation coils. This work focuses on developing an analytical model of the machine which is essential when the goal is to run an optimization process with multiple variables.

II. MACHINE PARAMETERS

The reference machine [2] is designed for wind generators application with 48/56 slots/poles. The rotating speed of the machine is 15min-1 which eliminates the need for a gear box. The machine has an operating current of 468A per coil and a nominal torque of 1.98 MNm.

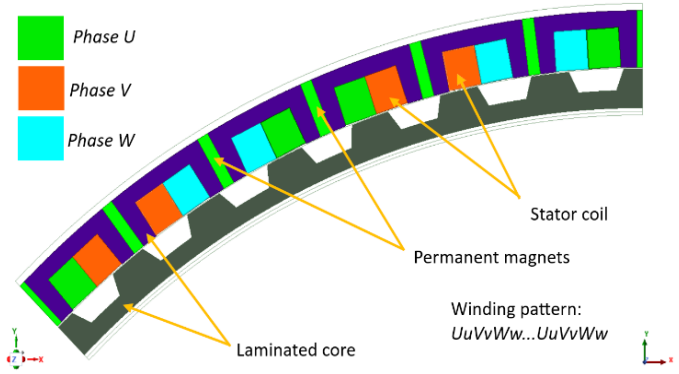


Fig 1. Reduced geometry due to symmetry conditions (PMs are replaced with HTS coils for HTS excited machine variant)

III. METHODOLOGY

Solving the magnetic field density in the air gap is a first step in any further analysis of the machine. This is done typically by solving the magnetic equivalent circuit (MEC) including the permanent magnets and the stator. A maximum value is then obtained which could be used to express the whole field using Fourier series. Slotting effect could be then considered using the Carter factor.

IV. RESULTS

The analytical model can make accurate prediction regarding the shape and value of the radial magnetic flux density in cases where saturation is minimal. The error builds up gradually in regions where the ideal magnetic circuit is not applicable. The derived model could be used to calculate radial forces on the machine using the stress tensor while calculating electromagnetic and cogging torque is possible using the energy method.

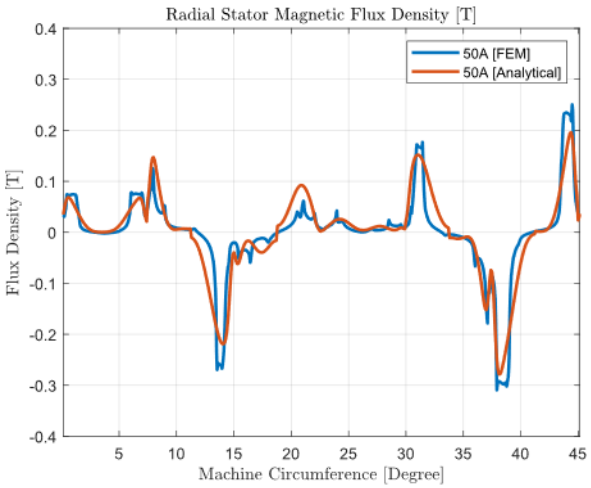


Fig 2. Stator coil air gap flux density

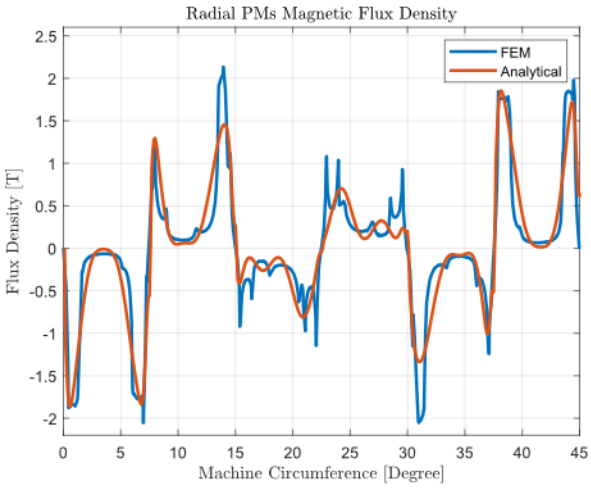


Fig 3. Permanent magnets air gap flux density

LITERATURE

[1] A. Abdelkefi, A. Souissi and I. Abdhennader, ”Analytical Investigation of Flux Switching PM Machines: Air Gab Flux Density Formulation,” 2022 Second International Conference on Sustainable Mobility Applications, Renewables and Technology (SMART), Cassino, Italy, 2022, pp. 1-7, doi:10.1109/SMART55236.2022.9990436.

[2] M. Lehr, D. Dietz and A. Binder, "Electromagnetic design of a permanent magnet Flux-Switching-Machine as a direct-driven 3 MW wind power generator," *2018 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Lyon, France, 2018, pp. 383-388, doi: 10.1109/ICIT.2018.8352208.

Wpływ filtracji aktywnej prądu źródła na wyższe harmoniczne napięcia źródła i moment elektromagnetyczny napędu z silnikiem SRM

Mateusz Daraż, Piotr Bogusz

Politechnika Rzeszowska, Zakład Elektrodynamiki i Systemów Elektromaszynowych
Wincentego Pola 2, 35-959 Rzeszów, e-mail: m.daraz@prz.edu.pl, pbogu@prz.edu.pl

I. STRESZCZENIE

Artykuł dotyczy problemów występowania dużych tętnień prądu pobieranego ze źródła zasilania przez silniki reluktancyjne przełączalne (Switched Reluctance Motors – SRM) wynikających z impulsowego zasilania uzwojeń tych maszyn. Autorzy opracowali algorytm sterowania filtrem aktywnym umieszczonym na wejściu sterownika maszyny SRM, który redukuje poziom tętnień prądu pobieranego ze źródła zasilania. Zastosowanie aktywnej filtracji prądu źródła może mieć wpływ także parametry takie jak napięcie źródła oraz moment elektromagnetyczny maszyny SRM. W ramach prowadzonych badań dokonano analizy harmonicznych wyżej wymienionych parametrów dla różnych punktów pracy napędu i odnosząc je do wyników zarejestrowanych dla napędu pracującego bez filtru aktywnego oraz dokonano ogólnej oceny zastosowania filtru aktywnego na wejściu sterownika SRM.

II. SRM - PROBLEM TĘTNIEŃ PRĄDU ŹRÓDŁA

W napędach SRM w wyniku impulsowego zasilania uzwojeń maszyny występują znaczne tętnienia prądu pobieranego ze źródła zasilania. Cechą charakterystyczną tych tętnień jest ich zmienna częstotliwość, będąca funkcją prędkości. Poziom tych tętnień zależny jest od punktu pracy oraz parametrów sterowania napędem. Tętnienia prądu niekorzystnie wpływają na stabilność źródła zasilania oraz powodują wzrost strat w obwodzie zasilania ze względu na wzrost wartości skutecznej prądu źródła. Tętnienia napięcia źródła zasilania mogą być przyczyną zakłóceń dla zasilanych z niego urządzeń innych niż napęd (np. w samochodzie). Zmienna częstotliwość tych tętnień może powodować utrudnienia w skutecznym odfiltrowaniu pojawiających się zakłóceń. Najprostszym sposobem odfiltrowania tych tętnień jest zastosowanie filtru pojemnościowego. Jednak, aby skutecznie odfiltrować te tętnienia zwykle wymagane jest zastosowania dużych pojemności w odwodzie DC-link. Innym rozwiązaniem tego problemu jest odpowiedni algorytm sterowania, który bez konieczności modyfikacji sprzętowej układu zasilania redukuje poziom tętnień prądu, źródła, a tym samym również napięcia źródła [1]-[2]. Jednak wraz ze zmianą punktu pracy maszyny SRM zmienia się kształt przebiegów prądów pasmowych, co wpływa na ograniczenie zakresu zastosowania tego typu rozwiązań. Kolejnym rozwiązaniem redukującym tętnienia prądu i napięcia źródła jest zastosowanie filtru aktywnego na wejściu sterownika SRM. Takie rozwiązanie wymaga rozbudowania układu zasilania. Jednak zwykle wystarczające jest zastosowanie jednostopniowego układu typu boost zawierającego element indukcyjnościowy, tranzystor i diodę. W literaturze można spotkać tego typu rozwiązania [3]-[5], ale ich wspólną cechą oprócz skutecznej redukcji tętnień prądu jest pojawiająca się zmienność napięcia na wyjściu tego filtra, a tym samym na wejściu klasycznego sterownika SRM.

Celem niniejszej pracy jest analiza harmonicznych przebiegów prądów, napięcia zasilania napędu i momentu maszyny SRM bez i z filtrem aktywnym dla różnych punktów pracy napędu. Analiza harmonicznych tych przebiegów pozwoli na określenie wpływu zastosowanego rozwiązania na poziom tętnień prądu i napięcia źródła oraz na poziom generowanych drgań.

III. FILTR AKTYWNY PRĄDU ŹRÓDŁA SRM

Zaletą proponowanego filtra aktywnego jest prosta konstrukcja obwodu mocy, na który składa się przetwornica podwyższająca napięcie wymagająca tylko jednego dodatkowego łącznika mocy. Podobne rozwiązania wykorzystywane są w szeroko stosowanych rozwiązaniach układów korekcji współczynnika mocy dla sieci prądu przemiennego, jednak ze względu na dużą dynamikę prądu pobieranego przez napędy z maszyną SRM, wymaga jest wysoka składowa stała napięcia obwodu pośredniego – między filtrem a falownikiem maszyny SRM (DC-link). Wysokie napięcie obwodu pośredniego w stosunku do napięcia źródła skutkuje niską sprawnością filtra aktywnego i w konsekwencji zauważalnym ubytkiem sprawności w systemie zasilania napędu [6]. Proponowany algorytm sterowania zapewnia najniższe możliwe napięcie obwodu pośredniego, które jest korygowane dynamicznie do aktualnych parametrów pracy maszyny SRM i przy tym nie wymaga dodatkowych czujników w maszynie oraz w jej falowniku. Do poprawnej pracy omawianego systemu niezbędne jest sprzężenie zwrotne z napięcia źródła zasilania i napięcia obwodu pośredniego, prądu źródła oraz sygnałów sterujących łącznikami mocy falownika, w celu otrzymania informacji o załączeniu danej fazy. Proponowany algorytm sterowania filtrem aktywnym jest uniwersalny i może pracować z maszynami SRM o dowolnej liczbie faz w szerokim zakresie pracy napędu.

IV. BADANIA SYMULACYJNE I EKSPERYMENTALNE

W celu zweryfikowania wpływu proponowanej filtracji aktywnej na parametry napędu SRM wykonano szereg badań symulacyjnych na modelu zrealizowanym w systemie Matlab/Simulink z omawianym rozwiązaniem, oraz dla weryfikacji wykonano badania eksperymentalne. Przeprowadzone badania dotyczą wpływu filtracji aktywnej na sprawność maszyny SRM, hałas i moment elektromagnetyczny generowany przez napęd, oraz zawartość wyższych harmonicznych prądu pobieranego przez napęd ze źródła zasilania i zakłóceń w napięciu źródła – powstałych przez duże tętnienie prądu źródła. Badania eksperymentalne pozwoliły na zweryfikowanie badań symulacyjnych w zakresie wpływu filtra aktywnego na sprawność systemu zasilania przy pracy z możliwie najniższym napięciem obwodu pośredniego, oraz z dodaną składową stałą do tego napięcia.

V. WNIOSKI

Przeprowadzone badania wykazały że zaproponowane przez autorów rozwiązanie ogranicza poziom tętnień prądu źródła, a tym samym i poziom wyższych harmonicznych. Efektem tego jest również zmniejszenie zawartości wyższych harmonicznych w napięciu źródła zasilania. Według autorów ma to korzystny wpływ na redukcję potencjalnych zakłóceń dla równolegle zasilanych systemów. Filtr działa skutecznie w szerokim zakresie pracy napędu, przy pracy jednopulsowej, gdzie zasilanie faz nie jest modulowane przez regulator prądów fazowych, poziom zniekształceń jest równie niski jak przy pracy z ograniczeniem prądów fazowych. W celu poprawy sprawności systemu zasilania napędu, przy wysokich prędkościach obrotowych można zrezygnować z filtracji aktywnej, ponieważ przy krótkich czasach załączania kolejnych faz pulsacja prądu pobieranego przez falownik maszyny SRM jest znacznie ograniczona. Bez filtracji aktywnej dla prędkości 1500 obrotów na minutę przy pracy jednopulsowej zawartość wyższych harmonicznych w prądzie pobieranym ze źródła zasilania wynosi 53%, dla prędkości obrotowej 3000 obrotów na minutę jest to 25%, a dla 4500 obrotów na minutę jest to 8,5%. Dla włączonego filtra aktywnego poziom zniekształceń jest obniżony i nie przekracza 2% w szerokim zakresie pracy napędu. Dla pracy z ograniczeniem prądów fazowych maszyny, filtr spełnia swoją funkcje równie dobrze. Omawiany system filtracji nie ma negatywnego wpływu na pracę napędu SRM, filtr pozytywnie wpływa na średni moment elektromagnetyczny generowany przez napęd i zwiększa go o 17% dla prędkości 1500 obrotów na minutę, 2% dla prędkości 3000 obrotów na minutę oraz 0,6% dla prędkości 4500 obrotów na minutę. Dodatkowo pozwala, przez dodanie składowej stałej do napięcia obwodu pośredniego, na zachowanie znamionowej mocy napędu przy obniżonym napięciu źródła, jednak kosztem zmniejszenia sprawności filtra aktywnego, który bez opcjonalnej składowej stałej charakteryzuje się wysoką sprawnością przekraczającą 97% w szerokim zakresie pracy napędu. W celu ilościowego określenia występujących w zasilaniu napędu zjawisk zaproponowano współczynniki pomagające opisywać filtry aktywne – tj. współczynnik kształtu definiowany jako iloraz wartości średniej prądu źródła przez wartość skuteczną prądu źródła, który pozwala określić skuteczność filtracji. Idealną sytuacją jest, gdy współczynnik kształtu wynosi jeden, co oznacza że wartość skuteczna prądu stałego jest równa jego średniej wartości – pozwala to określić poziom strat mocy na rezystancji obwodu zasilania. Badany napęd bez filtracji aktywnej charakteryzuje się współczynnikiem kształtu dla prędkości 1500 obrotów na minutę na poziomie 0,937, przy 3000 obrotów na minutę 0,985 i dla 4500 obrotów na minutę 0,998. Dla pracy napędu z ograniczeniem prądów faz maszyny współczynnik kształtu ulega pogorszeniu i przyjmuje niższe wartości, co jest niekorzystne ze względu na duży pulsujący prąd między źródłem a odbiornikiem, który zwiększa straty energii na rezystancji obwodu zasilania i w samym źródle. Z włączoną omawianą filtracją aktywną współczynnik kształtu w szerokim zakresie pracy napędu jest bliski jedności. Drugim proponowanym współczynnikiem jest współczynnik synchronizacji dla filtrów aktywnych prądu stałego, definiowany jako iloraz referencyjnego prądu źródła uśrednionego za okres, przez wartość średnią prądu źródła za ten sam okres. Współczynnik synchronizacji pozwala określić poprawność pracy systemu filtracji i skuteczność algorytmu sterującego w stanach statycznych jak i dynamicznych – gdy odbiornik zmienia zapotrzebowanie na energię. Optymalna praca systemu filtracji występuje gdy współczynnik synchronizacji wynosi jeden. Opisywany współczynnik jest pomocny przy doborze nastaw regulatorów systemu filtracji, a dla omawianego systemu filtracji w szerokim przedziale pracy napędu jest bliski jedności.

LITERATURA

[1] C.R. Neuhaus, N. H Fuengwarodsakul, R.W. De Doncker, “Control Scheme for Switched Reluctance Drives With Minimized DC-Link Capacitance”, *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 23, no. 5, pp. 2557 – 2564, 2008.

[2] P. Bogusz, “A switched reluctance motor control method limiting the maximum DC source current in the low-speed range”, *Bull. Pol. Acad. Sci. Tech. Sci.* 2016, 64, pp. 197–206.

[3] A. Klein-Hessling, B. Burkhart, R. W. De Doncker, “Active Source Current Filtering to Minimize the DC-Link Capacitor in Switched Reluctance Drives”, *CPSS Transactions On Power Electronics And Applications*, vol. 4, no. 1, 2019, pp. 62-71.

[4] L. Ge, J. Zhong, S. Song, Q. Cheng, Z. Fan, R. W. De Doncker, “Model Predictive Control of Switched Reluctance Machines for Suppressing Torque and Source Current Ripples Under Bus Voltage Fluctuation”, *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 70, no. 11, 2023, pp. 11013-11021.

[5] W. Cai, F. Yi, “An Integrated Multiport Power Converter With Small Capacitance Requirement for Switched Reluctance Motor Drive”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.31, no.4, 2016, pp. 3016-3026.

[6] M. K. Kazimierczuk, *Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters, second edition*, John Wiley and Sons Ltd, 2015

NAPĘD SRM JAKO ELEMENT ŁADOWARKI POKŁADOWEJ AKUMULATORÓW POJAZDU ELEKTRYCZNEGO

Piotr Zasowski, Piotr Bogusz

Politechnika Rzeszowska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki
Wincentego Pola 2, 35-959 Rzeszów, e-mail: p.zasowski@prz.edu.pl

STRESZCZENIE

Artykuł dotyczy przeglądu istniejących rozwiązań pokładowych ładowarek dla samochodów elektrycznych i hybrydowych (typu Plug-in) wykorzystujących sterowniki napędu trakcyjnego oraz same maszyny napędowe pojazdu do funkcji ładowania akumulatora na postoju ze szczególnym uwzględnieniem układów z napędem SRM. Tego typu rozwiązania coraz częściej są spotykane w praktyce, gdyż zmniejszają gabaryty układu sterowania oraz ograniczają koszty jego wytworzenia. Pomimo tych zalet pojawiają się również problemy, takie jak powstawanie momentu wytwarzanego przez maszynę napędową pojazdu podczas procesu ładowania akumulatorów, co jest zjawiskiem niepożądanym

I. WSTĘP

Do napędu pojazdów elektrycznych i hybrydowych najczęściej stosowane są maszyny synchroniczne o magnesach trwałych (ang. Permanent Magnet Synchronous Machine – PMSM). Rzadziej wykorzystuje się silniki synchroniczne wzbudzane elektromagnetycznie (Renault Zoe) lub indukcyjne klatkowe (Tesla). Na uwagę zasługuje też zastosowanie maszyn reluktancyjnych przełączalnych (ang. Switched Reluctance Machine - SRM) stanowiących alternatywę dla w/w napędów. Każdy z nowoczesnych napędów trakcyjnych wyposażony jest w energoelektroniczny układ zasilający, który może zostać wykorzystany (częściowo lub w całości) jako element ładowarki pokładowej samochodu. Ze względu na to, że bardzo często ładowanie pojazdu odbywa się z instalacji domowej, zastosowanie ładowarki pokładowej pojazdu ma jak najbardziej sens. Integracja ładowarki z układem zasilania silnika trakcyjnego i wykorzystanie obwodu magnetycznego tego silnika pozwala na ograniczenie kosztów ładowarki oraz daje możliwość wykorzystania systemu chłodzenia napędu i sterownika [1]. Dodatkowo algorytm sterowania napędu należy uzupełnić o dodatkowy tryb ładowania akumulatora pojazdu.

Celem niniejszego artykułu jest przybliżenie zagadnienia zintegrowanych pokładowych ładowarek samochodowych oraz prezentacja aktualnych rozwiązań dostępnych w tej dziedzinie, wraz z ich ograniczeniami i potencjalnym kierunkiem rozwoju.

II. PRZEGLĄD ISTNIEJĄCYCH ROZWIĄZAŃ

W literaturze dostępne są rozwiązania bazujące na maszynach zasilanych napięciem AC [2] – [4] jak i DC [5] – [6]. Wartym uwagi jest napęd oparty na maszynie SRM, który nie jest zazwyczaj rozpatrywany jako pierwszy wybór w kontekście napędu pojazdu elektrycznego, ze względu na stosunkowo wysoki poziom hałasu i drgań. Maszyny SRM charakteryzuje: prosta budowa, niezawodność, a przede wszytkim brak magnesów trwałych do których wytworzenia niezbędne są pierwiastki ziem rzadkich zwiększających cenę maszyny.

Podstawowymi założeniami działania układu zintegrowanej ladowarki jest wykorzystanie istniejących w układzie zasilania silnika elementów półprzewodnikowych i uzwojeń maszyny trakcyjnej do ładowania akumulatorów pojazdu na postoju z sieci prądu przemiennego. Oprócz tego układ powinien być skonfigurowany i wysterowany w sposób umożliwiający poprawę współczynnika mocy (ang. Power Factor Correction - PFC) podczas ładowania.

Głównymi problemami występującymi podczas integracji układu ładowarki z przekształtnikiem zasilającym SRM są zmienne indukcyjności własne uzwojeń, zależne od położenia wirnika oraz generowanie momentu reluktancyjnego podczas ładowania. Obecność momentu podczas ładowania jest zjawiskiem niepożądanym, generującym hałas, wibracje i naprężenia mechaniczne.

W literaturze opisane są różne rozwiązania redukujące lub eliminujące poziom generowanego momentu przez maszynę SRM podczas trybu pracy układu jako ładowarki pokładowej. Najprostszym rozwiązaniem jest zastosowanie mechanicznych blokad wirnika na czas ładowania [7]. Niektóre rozwiązania pozwalają na minimalizację (lub całkowitą eliminację) momentu, zakładając ustawienie wirnika w pozycji zapewniającej wypadkowy moment w przybliżeniu równy zeru, pomimo płynących w uzwojeniach maszyny prądów [4], [8]. Rozwiązanie to ograniczone jest jednak do konkretnych pozycji wirnika, zwykle kilku na każdy okres elektryczny obrotu wirnika. Wymaga to stosowania odpowiednich mechanizmów sprzęgających wał z napędzaną osią, oraz algorytmów pozycjonowania. Można również odnaleźć rozwiązanie pozwalające na całkowitą eliminację momentu napędowego niezależnie od położenia wirnika, jednak wymaga ono zastosowania dedykowanej maszyny z dzielonym uzwojeniem [9]. Ogólnie rozwiązania stosowane dla napędów z maszynami SRM wykorzystują różne topologie układów zasilania jak np. układ Millera [10] lub też klasycznego połmostka asymetrycznego [11]. Zwykle prezentowane rozwiązania oprócz podstawowego układu zasilania napędu wymagają dodatkowych elementów półprzewodnikowych czy przekaźnikowych, które są niezbędne do realizacji założonych celów. Ze względu na przenoszone moce występuje również konieczność korekcji współczynnika mocy, co wiąże się

zwykle z dodatkowymi elementami elektronicznymi jak również występuje konieczność rozbudowania algorytmów sterowania.

III. MOŻLIWOŚCI DALSZEGO ROZWOJU

Istniejące rozwiązania w kontekście zintegrowanych ładowarek bez wątpienia pozostawiają spore pole do dalszego rozwoju, a technologia wzbudza coraz większe zainteresowanie wśród badaczy, o czym świadczy rosnąca z roku na rok liczba publikacji dotyczących tej tematyki. Do kluczowych aspektów dla branży e-mobility zaliczyć można zwiększenie sprawności i gęstości energii układu napędowego oraz obniżenie jego kosztów.

Przedstawione w artykule rozwiązania analizowane są głównie w zakresie minimalizacji wytwarzanego przez maszynę momentu napędowego podczas ładowania, co jest istotne w kontekście skutecznej i wydajnej implementacji rozwiązania na szeroką skalę. Uniwersalnym i niewymagającym ingerencji w maszynę rozwiązaniem może być odpowiedni algorytm sterowania przepływem prądów poszczególnych pasm, tak aby niezależnie od położenia wirnika średnia wartość momentu napędowego była równa zeru. Takie rozwiązanie umożliwiłoby ładowanie akumulatorów na postoju bez wytwarzania momentu napędowego. Należy tutaj podkreślić, że każde rozwiązanie rozszerzające właściwość napędu trakcyjnego o funkcję ładowarki pokładowej ma swoje charakterystyczne cechy zależne między innymi od konfiguracji układu zasilania czy liczby faz maszyny. Drugim problemem powstającym podczas ładowania akumulatorów jest korekcja współczynnika mocy. Metody PFC są powszechnie znane, jednak w przypadku ładowarek pokładowych istotne jest to, aby zaproponowane rozwiązanie w jak największym stopniu wykorzystywało maszynę napędową oraz jej sterownik przy jak największej redukcji wyższych harmonicznych i redukcji momentu napędowego.

IV. WNIOSKI

Technologia zintegrowanych ładowarek pokładowych już teraz może dać wymierne korzyści w pojazdach zasilanych akumulatorowo. Połączenie jej z napędem bazującym na maszynie SRM może stanowić realną alternatywę dla napędów wykorzystujących magnesy trwałe. Ze względu na szereg rozwiązań konstrukcyjnych maszyn SRM, posiadających różną liczbę faz oraz zasilania ich z różnych topologii układów mocy [12] istnieje szereg możliwości opracowania rozwiązań ładowarek pokładowych w oparciu o tego typu napęd. Zasadniczą zaletą wyżej wymienionych rozwiązań jest integracja ładowarki z systemem napędowym pojazdu, co pozwala na zmniejszenie kosztów, gabarytów układu energoelektronicznego jak również systemu zarządzania pracą pojazdu. Pełen jej potencjał ograniczony jest jednak przez brak uniwersalnego rozwiązania gwarantującego minimalizację momentu generowanego podczas ładowania, niezależnie od położenia wirnika.

LITERATURA

[1] S. Jaman, S. Chakraborty, D.-D. Tran, T. Geury, M. El Baghdadi and O. Hegazy, “Review on Integrated On-Board Charger-Traction Systems: V2G Topologies, Control Approaches, Standards and Power Density State-of-the-Art for Electric Vehicle.,” Energies, vol. 15, no. 5376, 2022.

[2] J. Gupta, R. Maurya and S. Arya, “Improved Power Quality On-Board Integrated Charger With Reduced Switching Stress,” *IEEE Transactions on Power Electronics,* vol. 35, no. 10, pp. 10810-10820, 2020.

[3] V. T. Tuan, P. Matheepot and K. Sangkla, “Integrated Charger-Inverter for High-Performance Electric Motorcycles,” *World Electric Vehicle Journal,* vol. 12, no. 1, pp. 1-13, 2021.

[4] Y. Xiao, C. Liu and F. Yu, “An Effective Charging-Torque Elimination Method for Six-Phase Integrated On-Board EV Chargers,” *IEEE Transactions on Power Electronics,* vol. 35, no. 3, pp. 2776-2786, 2020.

[5] V. Shah and S. Payami, “Switched Reluctance Motor Drivetrain With Fully Integrated Battery Charger and Instantaneous Zero Charging Torque for Electric Transportation,” *IEEE Transaction on Transportation Electrification,* vol. 10, no. 2, pp. 4529-4541, 2024.

[6] A. A. Khan, D. Afriyie, M. Al Saaideh and S. Ahmed, “A Novel and Simple Integrated On-Board Charger for E-Mobility,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 72, no. 4, pp. 3534-3542, 2025.

[7] J. Cai and X. Zhao, “An On-Board Charger Integrated Power Converter for EV Switched Reluctance Motor Drives,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 68, no. 5, pp. 3683-3692, 2021.

[8] V. Shah and S. Payami, “Fully Integrated Multilevel Power Converter for SRM Drive With Charging Capabilities (G2V) for Electric Vehicle Application,” IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, vol. 4, no. 1, pp. 198-208, 2023.

[9] Y. Hu, C. Gan, W. Cao, C. Li and S. J. Finney, “Split Converter-Fed SRM Drive for Flexible Charging in EV/HEV Applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 62, no. 10, pp. 6085-6095, 2015.

[10] H. Chang, C. Liaw, “An Integrated Driving/Charging Switched Reluctance Motor Drive Using Three-Phase Power Module”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 5, pp. 1762-1775, 2011

[11] H. Cheng, D. Zhang, S. Liao, D. Shao, Y. Hu, “Integrated Drive Converter of SDS-SRM With Isolation and Nonisolation Charging Capabilities for Electric Vehicle”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 9, pp. 8679- 8691, 2022

[12] R. Krishnan, Switched Reluctance Motor Drives, CRC Press, 2001

PROJEKT I ANALIZA WYSOKOOBROTOWEGO SILNIKA RELUKTANCYJNEGO PRZEŁĄCZALNEGO

LVII MIĘDZYNARODOWE SYMPOZJUM MASZYN ELEKTRYCZNYCH SME 2025

Jakub Kucia

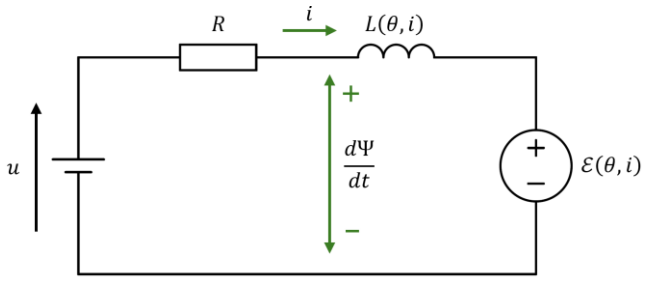
Akademia Górniczo-Hutnicza im. Stanisława Staszica w Krakowie, Katedra Energoelektroniki i Automatyki Systemów Przetwarzania Energii, al. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków,
E-mail: jakubkucia@student.agh.edu.pl

I. WSTĘP

Celem pracy jest projekt wysokoobrotowego silnika reluktancyjnego przełączalnego SRM oraz zaprezentowanie wpływu parametrów sterowania (kąty sterowania θ) na wybrane parametry silnika. SRM stanowi nowoczesny napęd elektryczny, mogący konkurować z takimi silnikami elektrycznymi jak silnik indukcyjny, czy silnik synchroniczny z magnesami trwałymi [1]. Dzięki wykorzystaniu specjalistycznego oprogramowania Ansys Maxwell oraz metody elementów skończonych można dokonać szczegółowych analiz badanej konstrukcji.

II. SILNIK RELUKTANCYJNY PRZEŁĄCZALNY – MODEL MATEMATYCZNY

SRM jest opisany nieliniowymi równaniami różniczkowymi przez co jego analiza jest trudna. Na rysunku 1 przedstawiono schemat zastępczy jednego pasma silnika.



Rys. 1. Schemat zastępczy jednego pasma SRM-a [1–3]

Moment elektromagnetyczny jednego pasma silnika jest opisany poniższą zależnością [1, 2]:

$$T_e = \frac{1}{2}\frac{dL(\theta,i)}{d\theta}i^2 \tag{1}$$

Gdzie: L - indukcyjność [H], θ – kąt położenia wirnika [rad, lub °], i - prąd pasmowy silnika [A]

Powyższa zależność jest nieliniowa oraz trudna do obliczenia w sposób analityczny, dlatego przydatne jest wykorzystanie metody elementów skończonych w analizie SRM-a.

III. SYMULACJE MES

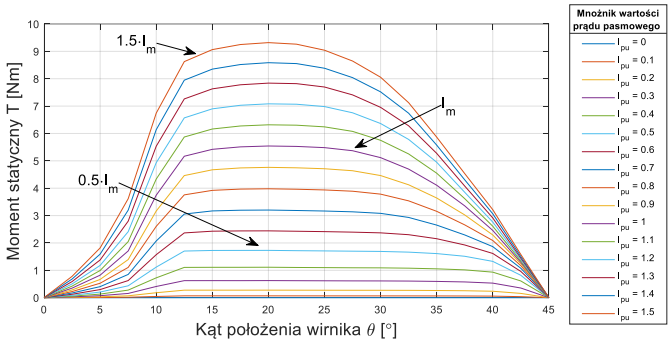
Dwie najczęściej stosowane rodzaje symulacji MES to symulacje magnetostatyczne oraz w domenie czasu (transient).
Symulacje magnetostatyczne są to analizy numeryczne pozwalające na wyznaczenie pól magnetycznych w badanych układach przy braku zmienności w czasie.
Symulacje typu transient to analizy numeryczne, w których uwzględnia się zmienność stanu układu w czasie. W tego typu symulacjach bada się dynamiczną zmianę wielkości fizycznych takich jak: pola elektromagnetyczne, natężenie prądu, przebiegi napięć, prędkość czy temperatury od momentu początkowego aż do określonego punktu w czasie. Symulacje transient dyskretyzuję się w czasie. Problemy rozwiązuje się iteracyjnie krok po kroku, często stosując metody numeryczne takie jak metoda Eulera, czy Rungego-Kutty.

Przedmiotem projektu jest wysokoobrotowy silnik reluktancyjny przełączalny (SRM). Na podstawie zdefiniowanych założeń projektowych (tab. 1.) oraz obliczeń analitycznych wykonanych na podstawie powszechnie znanych zależności matematycznych dla silników reluktancyjnych uzyskano model silnika, który został poddany badaniom MES.

TABELA I
PODSTAWOWE PARAMETRY SILNIKA

Parametr	**Wartość**
Znamionowa moc wyjściowa	P_N = 7,5 kW
Znamionowa prędkość obrotowa	n_N = 15 000 obr/min
Znamionowy moment obrotowy	T_N = 4,77 Nm
Pożądana sprawność silnika	$\eta \geq 90$ %
Konfiguracja biegunów	6/4
Liczba faz silnika	3
Wartość napięcia zasilania U_{dc} silnika	540 V

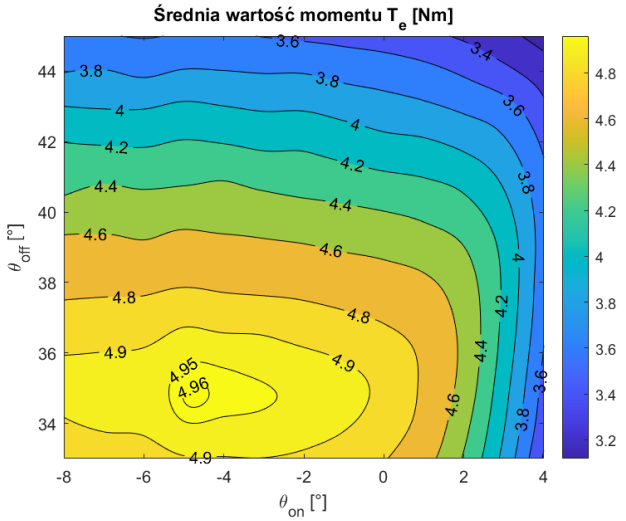
Dzięki symulacjom magnetostatycznym jesteśmy w stanie sprawdzić między innymi: maksymalną indukcję magnetyczną w rdzeniu ferromagnetycznym, rozkład indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej oraz sprawdzić generację momentu statycznego. Dzięki analizom MES możliwe jest przeprowadzenie wnikliwej oceny konstrukcji już na wczesnym etapie projektowania. W przypadku niespełnienia założeń projektowych, umożliwia to wprowadzenie odpowiednich modyfikacji konstrukcji silnika w celu ich osiągnięcia.



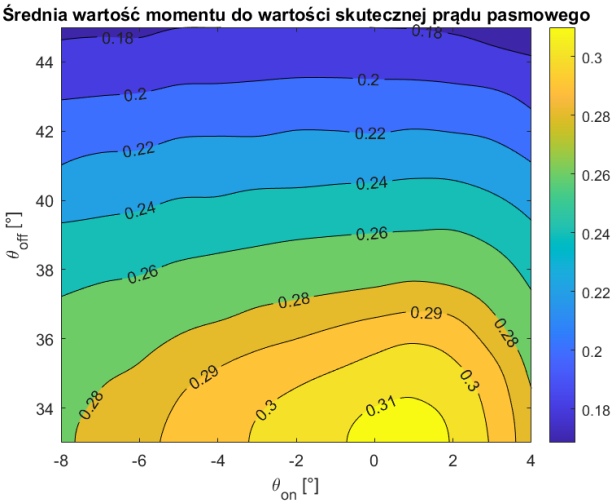
Rys. 2. Moment statyczny w zależności od kąta położenia wirnika T(θ) dla różnych wartości prądu pasmowego (Im = 26,23 A - szczytowa wartość prądu pasmowego)

Symulację transient posłużyły do zaprezentowania wpływu parametrów sterowania (kąty załączenia θ_{on} oraz wyłączenia θ_{off} przewodzenia pasma) na wybrane parametry silnika. Kąty te odpowiadają za generację momentu, wpływają na wartości prądów fazowych oraz inne parametry takie jak: wahania momentu, straty oraz sprawność. Kąt załączenia oraz wyłączenia przewodzenia fazy mówi o tym, kiedy zostanie załączony oraz wyłączony prąd w danej fazie silnika względem położenia wirnika do tej fazy.

Na rysunku 3 oraz rysunku 4 przedstawiono uzyskane mapy na drodze symulacyjnej. Dzięki nim jesteśmy w stanie dobrać odpowiednie kąty sterowania θ w celu maksymalizacji generowanego momentu obrotowego (rys. 3.), lub uzyskać maksymalny generowany moment elektromagnetyczny, przy minimalnej wartości skutecznej prądu pasmowego (rys. 4.).



Rys. 3. Mapa średniego momentu T_e w zależności od kątów θ_{on} oraz θ_{off}



Rys. 4. Mapa średniej wartości momentu T_e do wartości skutecznej prądu pasmowego i w zależności od kątów θ_{on} oraz θ_{off}

IV. PODSUMOWANIE

W wyniku analiz uzyskano w pełni funkcjonalny, model silnika SRM o dużym momencie obrotowym i wysokiej sprawności. Symulacyjnie potwierdzono uzyskanie pożądanych właściwości oraz parametrów silnika takich jak: wartość momentu, przebieg prądu i napięcia fazowego oraz sprawność. Przeprowadzone symulacje miały także na celu pokazanie wpływu parametrów sterowania (kąty sterowania θ) na wybrane parametry silnika. Zmiana parametrów sterowania umożliwia m.in. uzyskanie maksymalnego generowanego momentu obrotowego przy minimalnej wartości skutecznej prądu pasmowego bez ingerencji w już utworzoną geometrię silnika. Uzyskany model wpisuje się w nowoczesny napęd elektryczny o dużej niezawodności oraz wysokiej efektywności energetycznej. Silnik ten może znaleźć wiele zastosować w przemyśle, a także w bardzo wyspecjalizowanych aplikacjach jak przemysł lotniczy czy medyczny [2].

LITERATURA

[1] B. Bilgin , J.W. Jiang , A. Emadi, “Switched reluctance motor drives: fundamentals to applications”, First edition. *CRC Press/Taylor & Francis Group*, Boca Raton, FL, 2019

[2] R. Krishnan, “Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, analysis, design, and applications”, *CRC Press*, Boca Raton, Fla, 2001

[3] E.R. Araújo , R.J. Camacho, “Modelling and Control of Switched Reluctance Machines”, *IntechOpen*, 2020

OPTYMALIZACJA BEZSZCZOTKOWEGO SILNIKA PRĄDU STAŁEGO Z WYKORZYSTANIEM METODY FUNKCJI KARY

Łukasz KNYPIŃSKI, Kacper KASPRZAK

Politechnika Poznańska, Instytut Elektrotechniki i Elektroniki Przemysłowej
Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, e-mail: lukasz.knypinski@put.poznan.pl,
kacper.kasprzak@student.put.poznan.pl

I. WPROWADZENIE

Obecnie do rozwiązywania zadań optymalnej syntezy urządzeń elektromagnetycznych wykorzystywane są heurystyczne algorytmy optymalizacji [1, 2].Algorytmy te są bardzo chętnie stosowane do rozwiązania zadań optymalizacji urządzeń, w których występujące zjawiska opisane są modelami polowymi [3]. W modelach polowych parametry funkcjonalne są obliczane na podstawie rozkładu pola magnetycznego, przy czym do wyznaczania rozkładu pola wykorzystywana jest metoda elementów skończonych. Modele polowe pozwalają na wyznaczenie parametrów w sposób dokładny, są jednak czasochłonne. Dlatego naukowcy poszukują wciąż nowych, bardziej efektywnych metod optymalizacji. Szacuje się, że obecnie znanych jest około 600 metod optymalizacji, z których około 300 powstało w latach 2014 – 2024 [4].

Metody heurystyczne, nazywane we współczesnej literaturze metodami metaheurystycznymi [5] nie wymagają konieczności obliczania pochodnych cząstkowych. Rozwiązania optymalnego poszukuję się w obrębie grupy osobników, nazywanej w zależności od algorytmu: pokoleniem (algorytmy genetyczne), rojem (metoda roju cząstek oraz metoda salpid), kolonią (metoda wzorowana na echolokacyjnym zachowaniu nietoperzy), a nawet watahą (metoda szarych wilków).

Opracowanie i zastosowanie nowych algorytmów optymalizacji wymaga również opracowania metod uwzględnienia ograniczeń w procesie projektowania urządzeń elektromagnetycznych [6]. Metoda przystosowania (adaptacji) bardzo często jest ściśle powiązania z modelem matematycznym algorytmu optymalizacji [7]. Szczególnie ważny jest współczynnika kary, który jest zależny od rozwiązywanego zadania optymalizacji [8], optymalizowanego urządzenia elektromagnetycznego, a nawet algorytmu optymalizacji. W przypadku uwzględniania ograniczeń wykorzystując algorytmy heurystyczne należy odpowiednio dobrać współczynnik kary, który ma wpływ na zbieżność algorytmu optymalizacji.

W pracy przedstawiono adaptację metody funkcji kary do algorytmu optymalizacji wielorybów. Poprawność opracowanego podejścia testowano rozwiązując zadanie optymalizacji silnika BLDC. Opracowano algorytm oraz oprogramowanie do optymalizacji bezszczotkowego silnika prądu stałego (BLDC) w środowisku programistycznym Python. Autorzy zaproponowali dwa podejścia: (a) z rosnącym współczynnikiem kary oraz (c) z malejącym współczynnikiem kary.

II. ADAPTACJA METODY FUNKCJI KARY DO ALGORYTMU OPTYMALIZACJI WIELORYBÓW

W przypadku zastosowania funkcji kary do rozwiązywania zadań optymalizacji z uwzględnieniem ograniczeń konstruowana jest zmodyfikowana funkcja celu $h(\mathbf{x})$, przy czym $\mathbf{x}$ jest wektorem zmiennych decyzyjnych. Zmodyfikowana funkcja celu jest sumą pierwotnej funkcji celu $f(\mathbf{x})$ oraz kary $k(\mathbf{x})$ reprezentującej odstępstwo od przyjętych ograniczeń.

W proponowanym podejściu karę obliczano:

$$k(\mathbf{x}) = a\Delta(\mathbf{x}) \tag{1}$$

przy czym: a – współczynnik kary, $\Delta(\mathbf{x})$ – nieliniowa funkcja ograniczeń reprezentująca odstępstwo od zadanych wartości dopuszczalnych.

Jeżeli w procesie optymalizacji uwzględnianych jest j ograniczeń, to zależność opisującą karę zapisujemy:

$$\Delta(\mathbf{x}) = \sum_{j=1}^{m}\left(\frac{p_j - p_{jz}}{p_{jz}}\right), \quad j = 1,2,3...m \tag{2}$$

gdzie: m – zadana liczba ograniczeń, p_{jz} – narzucona wartość ograniczenia dla j-tego parametru funkcjonalnego, $p_j \leq p_z$ – j-ty parametr funkcjonalny urządzenia.

W opracowanym podejściu przyjęto, że współczynnik kary będzie zależny od numeru iteracji. Uwzględniając złożony model matematyczny algorytmu optymalizacji wielorybów oraz jego dobrą zbieżność wykonano serię obliczeń optymalizacyjnych dla modelu bezszczotkowego silnika prądu stałego.

Autorzy zaproponowali dwa podejścia dotyczące zmian współczynnika kary:

$$a = \chi\frac{(t_{\max} - t)^2}{t_{\max}}, \quad a = \kappa\frac{(t+1)^2}{t_{\max}} \tag{3}$$

gdzie: χ, ζ – stałe liczbowe, $t_{\max}$ – maksymalna liczba iteracji.

W proponowanym algorytmie współczynnik kary zmienia się w każdej iteracji. Proponowane podejście zapewnia zmiany kary w sposób płynny, co zapewnia szybsze opuszczenie przez osobniki niedozwolonych obszarów i szybszą zbieżność.

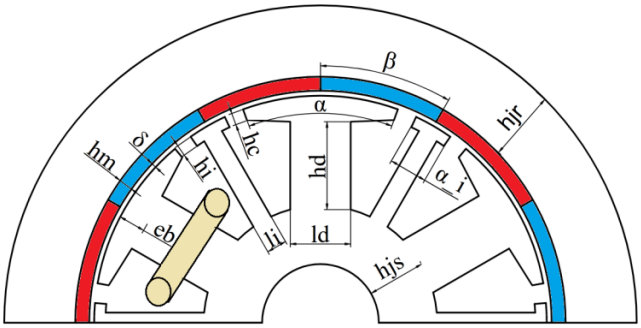
Zmodyfikowana (maksymalizowana) funkcja celu przyjmuje postać:

$$h(\mathbf{x}) = f(\mathbf{x}) - k(\mathbf{x}) \tag{4}$$

III. WYNIKI OBLICZEŃ OPTYMALIZACYJNYCH

Przeprowadzono optymalizację struktury silnika BLDC przeznaczonego do napędu pojazdów elektrycznych. Opracowano uniwersalny model silnika BLDC wykorzystując podstawowe prawa przewarzania energii elektrycznej w maszynach elektrycznych. W modelu uwzględniono nieliniowości materiałów magnetycznych. Model może być wykorzystany do optymalizacji silników BLDC do napędu pojazdów elektrycznych o różnych wartościach momentu znamionowego oraz prędkości znamionowej. Strukturę silnika przedstawiono Rys. 1.

Silnik BLDC opisano przy wykorzystaniu pięciu zmiennych decyzyjnych: B_z – średnia wartość indukcji w zębie, B_δ – średnia wartość indukcji w szczelinie powietrznej, J_u – gęstość prądu w uzwojeniu, D_s – zewnętrzna średnica stojana, B_{js} – średnia wartość indukcji w jarzmie stojana.



Rys.1. Struktura obwodu silnika

Zadanie optymalizacji polegało na maksymalizacji sprawności (pierwotna funkcja celu) przy uwzględnieniu ograniczeń dotyczących zadanej masy całkowitej silnika BLDC $m_t \leq 15$ kg oraz temperatury uzwojeń $\vartheta_u \leq 100°C$.

Przyjęto następujące przedziały zmienności dla zmiennych decyzyjnych: $B_z \in (0{,}9 \div 1{,}7)$ T, $B_\delta \in (0{,}5 \div 0{,}8)$ T, $D_s \in (150 \div 320)$ mm, $J_u \in (2 \div 5)$ A/mm^2, $B_{js} \in (0{,}6 \div 1{,}6)$ T.

Obliczenia optymalizacyjne wykonano dla silnika BLDC o znamionowej wartości momentu T_N=20 Nm, prędkości znamionowej n_N=741 obr/min oraz temperatury otoczenia ϑ_a=30°C. Podczas obliczeń przyjęto liczbę osobników N=50, maksymalną liczbę iteracji t_{max}=20 oraz wartości współczynników χ=0,55 oraz κ=0,65. Wykonano serię obliczeń optymalizacyjnych dla algorytmu wielorybów (WOA) oraz metody roju cząstek (PSO). Procedurę optymalizacji uruchomiono 20 razy dla losowych położeń początkowych wielorybów/cząstek.

W Tabeli I przedstawiono wyniki miar statystycznych dla podejścia z rosnącą wartością współczynnika kary w każdej iteracji algorytmu, zaś w Tabeli II przedstawiono wyniki serii obliczeń dla malejącej wartości współczynnika kary.

Na podstawie przedstawionych wyników statystycznych możemy stwierdzić, że zarówno malejący i rosnący współczynnik kary pozwala spełnić ograniczenie dotyczące masy projektowanego silnika BLDC. Należy pamiętać, że w przedstawionym podejściu współczynniki kary zależą od stałych χ oraz κ, które dobierano do procedury zawierającej procedurę WOA. Dla metody PSO uzyskano gorsze wartości median dla sprawności, co może być spowodowane prostszym modelem matematycznym.

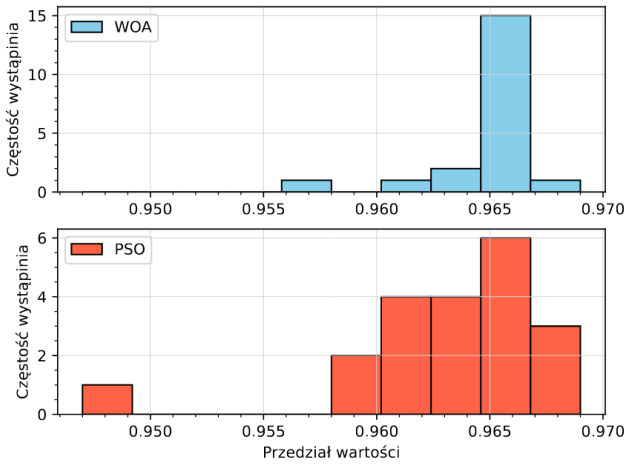
TABELA I
WYNIKI ANALIZY STATYSTYCZNEJ DLA ROSNĄCEJ FUNKCJI KARY

Algorytm	Najlepszyosobnik			Mediana		
	η [%]	m_t [kg]	ϑ_u[°C]	η [%]	m_t [kg]	ϑ_u[°C]
WOA	96,85	14,99	76,48	95,74	14,89	99,37
PSO	96,85	15,00	76,32	94,72	14,90	97,85

TABELA II
WYNIKI ANALIZY STATYSTYCZNEJ DLA MALEJĄCEJ FUNKCJI KARY

Algorytm	Najlepszyosobnik			Mediana		
	η [%]	m_t [kg]	ϑ_u[°C]	η [%]	m_t [kg]	ϑ_u[°C]
WOA	96,85	15,00	76,33	94,20	14,96	98,25
PSO	96,85	14,97	76,39	92,94	14,83	99,69

Rysunek 2 ilustruje histogramy wyników optymalizacji dla rosnącego współczynnika kary oraz algorytmów WOA i PSO.



Rys.2. Histogramy wyników optymalizacyjnych dla rosnącej funkcji kary

LITERATURA

[1] C. Wang, T. Dong, L. Chen, G. Zhu, Y. Chen, "Multi-objective optimization approach for permanent magnet machine via improved soft actor–critic based on deep reinforcement learning", *Expert Systems with Applications*, Vol. 264, pp. 1-13, 2025.

[2] D. Sato, W. Kitagawa, T. Takeshita, "Torque ripple reduction by optimizing magnet shape using GA in axial gap motor, *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, Vol. 76, no. 1-2, pp. 171-179, 2024.

[3] Ł. Knypiński, "The optimization of permanent magnet synchronous motor using chimp algorithm", *COMPEL*, Vol. 44, No. 3, 290-302. 2025.

[4] S. Selvarajan, "*A comprehensive study on modern optimization techniques for engineering applications*", Artificial Intelligence Review, Vol.57, No. 8, pp. 1-52, 2024.

[5] V. Tomar, M. Bansal, P. Singh, "Metaheuristic Algorithms for Optimization. A Brief Review", *Eng. Proc.*, Vol. 59, pp.1-16, 2023.

[6] Ł Knypiński, R Devarepalli, Y Le Menach, Constrained optimization of the brushless DC motor using the salp swarm algorithm, *Archives of Electrical Engineering*, Vol. 71 No. 3, pp.775-787, 2022.

[7]M .Mutluer, M. A Şahman, M. Çunkaş, Heuristic optimization based on penalty approach for surface permanent magnet synchronous machines, Arabian Journal for Science and Engineering, Vol. 45, No. 8, pp. 6751-6767, 2020.

[8] T. Takahama, S. Sakai, An Equivalent Penalty Coefficient Method: An Adaptive Penalty Approach for Population-Based Constrained Optimization, *IEEE Congress on Evolutionary Computation*, 10-13 June 2019, Wellington, New Zealand, pp. 1-8.

LVII Międzynarodowe Sympozjum Maszyn Elektrycznych

Sesja 2

Nowe metody modelowania maszyn elektrycznych i zjawisk w blachach magnetycznych oraz nowe algorytmy sterowania

Przewodniczący sesji:

prof. dr hab. inż. Marian Łukaniszyn, prof. dr inż. Jan Sykulski

Nr	Autorzy	Tytuły referatów
1	Szymon Racewicz	Sensitivity analysis of synchronous generator non-integer order model parameters for SSFR identification
2	Tadeusz Sobczyk	On the determination of the general solutions for electromagnetic equations of rotary electric machines
3	Michal Sierżęga Witold Mazgaj	Approximation of inverse hysteresis loops of transformer steel sheets using tg and arctg functions
4	Wojciech Burlikowski Marta Dudek-Burlikowska Janusz Hetmanczyk Marek Hreczka Aleksandra Kolano-Burian	Analysis of effects of cutting technology used in design of the stator core made of amorphous soft magnetic materials on the parameters of a high-speed BLDC motor
5	Jarosław Tulicki	Analysis of the nonlinear magnetization process of a three-phase transformer directly in the frequency domain
6	Kacper Hatłas, Krzysztof Kluszczyński Sebastian Bartel	Porównawcze badania pomiarowe algorytmów bezczujnikowego sterowania liniowym silnikiem cylindrycznym

SENSITIVITY ANALYSIS OF SYNCHRONOUS GENERATOR NON-INTEGER ORDER MODEL PARAMETERS FOR SSFR IDENTIFICATION

Szymon Racewicz

Uniwersytet Warmińsko-Mazurski w Olsztynie, Katedra Mechatroniki
ul. Oczapowskiego 11, 10-719 Olsztyn, e-mail: szymon.racewicz@uwm.edu.pl

I. INTRODUCTION

In modern power systems, synchronous generators (SG) remain the primary source of electrical energy. Given the ever-increasing number of components, as well as the desire for more accurate predictions of behaviours and interactions among the various electrical elements of such networks, it is crucial to continuously improve the mathematical models of different components of the power system. One of the most original mathematical models of synchronous machine is based on fractional-order derivatives (FOD) [1]. One of the main advantages of the non-integer order models includes a reduced number of parameters compared to classical integer-order ones and greater accuracy, especially in the frequency domain [2]. This property stems from the model's reduced order while achieving a more precise mathematical description of the physical phenomenon. Nevertheless, aside from the adopted compact model structure, accurate modelling of electric components also requires an effective parameter identification method.

In general, methods for parameter identification of equivalent circuits can be divided into time-domain and frequency-domain methods. The latter are advantageous for systems where frequency characteristics are more prominent, which is the case of SG. The StandStill Frequency Response (SSFR) test [3] is used to validate a model for a wide frequency range, which enables studying the phenomena related to the operating frequency of the tested machine. Combined with the optimised least-squares method algorithm, it enables a global identification of all the model parameters at once. However, this process may be ineffective when the parameters being identified affect the model output in the same frequency ranges. Then, the mathematical optimisation algorithm cannot correctly distinguish the direct contribution of each parameter to the model output, which may lead to the loss of the physical meaning of these parameters. It is then crucial to study the model parameters influence on the variability of frequency characteristics curves to correctly design the identification process.

II. NON-INTEGER ORDER MODEL OF SG

The starting point for the research was the development of the non-integer order mathematical model of SG in the d and q axes (Fig. 1). This model has been widely described in publications including [4] and [5].

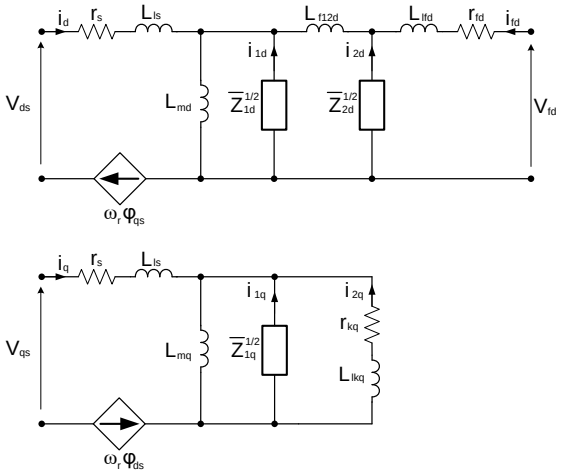


Fig. 1. Non-integer order equivalent circuits of SG (axes d and q).

The half-order impedances in *explicit* form are given by the equations (1), (2) and (3):

$$\bar{Z}_{1d}^{1/2}(s) = \frac{L_{1d} \cdot s}{1 + \sqrt{\frac{s}{\omega_{1d}}}} \tag{1}$$

$$\bar{Z}_{1q}^{1/2}(s) = \frac{L_{1q} \cdot s}{1 + \sqrt{\frac{s}{\omega_{1q}}}} \tag{2}$$

$$\bar{Z}_{2d}^{1/2}(s) = R_{2d} \cdot \left(1 + \sqrt{\frac{s}{\omega_{2d}}}\right) \tag{3}$$

where: L_{1d}, L_{1q} – DC inductances of the modelled massive parts of the rotor, R_{2d} – DC resistance of the modelled damper bars, ω_{1d}, ω_{1q}, ω_{2d} – cut-off pulsations [6].

For this article, we assume that the variability of the SSFR frequency characteristics with saturation will be most visible in the d-axis due to the salient rotor construction of the tested machines.

III. SSFR CHARACTERISTICS MEASUREMENT

To study the variability of synchronous machine SSFR characteristics with saturation, the measurement setup presented in Fig. 2 was developed.

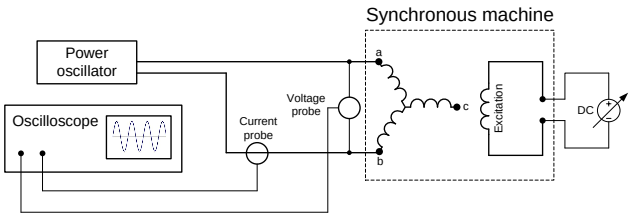


Fig. 2. Measurement setup for SSFR characteristics of a saturated synchronous machine.

In contrast to the classical SSFR method used for linear conditions, a field winding is short-circuited by a controlled DC voltage source, which enables an injection of the magnetisation current during the regular SSFR tests. Such tests were performed on two salient rotor SGs of 3 kVA and 125 kVA. The magnetisation current was changed in the range of 0-9 A and 0-16 A for the 3 kVA and the 125 kVA machine respectively. For each magnetisation current, the SSFR test was performed. The operational inductance L_d in the d-axis, where the influence of saturation is the most pronounced due to the smaller air gap, is shown in Fig. 3.

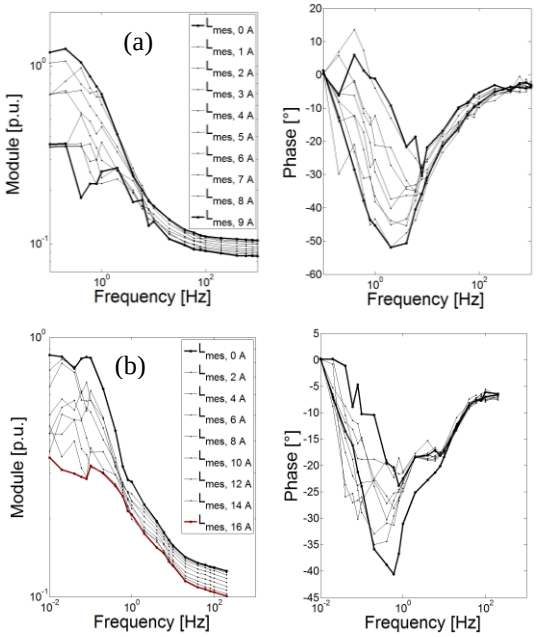


Fig. 1. Operational inductance L_d of 3 kVA (a) and 125 kVA (b) SGs for different magnetisation currents.

IV. SENSITIVITY ANALYSIS

As shown in the previous chapter, magnetic saturation influences the SSFR characteristics of SG in the whole frequency range. While analysing the d-axis equivalent circuit of the machine (Fig. 1), we can state that for low frequencies, there are three inductances, namely L_{ls}, L_{md} and L_{1d}, which can be affected by the saturation. At high frequencies, however, the saturation effect can affect the L_{ls} and the other two inductances, namely L_{f12d} and L_{lfd}. Unfortunately, since we have only one operational inductance L_d from the SSFR test, we are unable to precisely differentiate the influence of saturation on each inductance. Having this in mind, the sensitivity analysis of the non-integer order model parameters was performed for 3 kVA and 125 kVA SGs.

Fig. 4 and Fig. 5 show the percentage relative error of the model output at low and high frequencies respectively, for the percentage variation of the above-discussed inductances for unsaturated conditions.

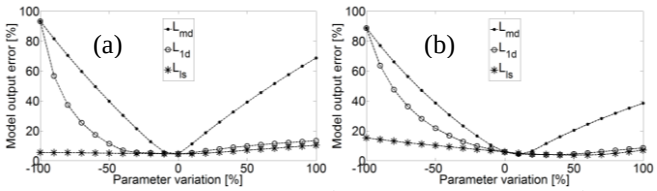


Fig. 2. Model output error at low frequencies to the variation of the inductances L_{md}, L_{1d} and L_{ls} for 3 kVA (a) and 125 kVA (b) SGs.

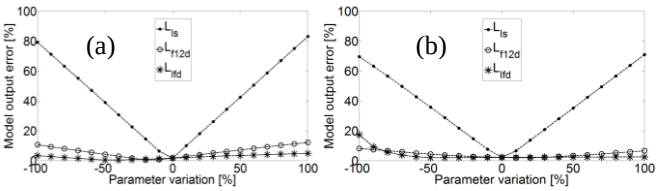


Fig. 3. Model output error at high frequencies to the variation of the inductances L_{ls}, L_{f12d} and L_{lfd} for 3 kVA (a) and 125 kVA (b) SGs.

From the figures above (Fig. 4 and Fig. 5) for both machines, it appears that at low frequency range, the main magnetizing inductance L_{md} is the most susceptible to saturation changes, whereas at high frequencies, it is the L_{ls} leakage inductance.

V. CONCLUSION

The presented research showed the selected parameters variability of the non-integer order model of SG under magnetic saturation. This analysis can be used for designing the identification process based on the SSFR method. It involves the proper selection of model parameters whose variability is most significant for the modelled phenomenon. Then, the global identification process can be run but with fewer degrees of freedom, which increases the overall efficiency and accuracy of the identification process.

LITERATURA

[1] Amilo D., Sadri K., Hincal E., Comparative Analysis of Caputo and Variable-Order Fractional Derivative Algorithms Across Various Applications, *Int. J. Appl. Comput. Math.*, 11 (2025), No. 3, 80, doi: 10.1007/s40819-025-01887-w.

[2] Racewicz S., Kutt F., Michna M., Sienkiewicz Ł., Comparative Study of Integer and Non-Integer Order Models of Synchronous Generator, *Energies*, 13 (2020), No. 17, 4416, doi: 10.3390/en13174416.

[3] IEEEStd115, IEEE Guide: Test Procedures for Synchronous Machines Part I– Acceptance and Performance Testing Part II-Test Procedures and Parameter Determination for Dynamic Analysis, *IEEE Std 115*, (2010), 1–0, doi: 10.1109/IEEESTD.2010.5465885.

[4] Racewicz S., Riu D. M., Retiere N. M., Chrzan P. J., Half-Order Modeling of Saturated Synchronous Machine, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 61 (2014), No. 10, 5241–5248, doi: 10.1109/TIE.2014.2301741.

[5] Racewicz S., Chrzan P. J., Riu D. M., Retiere N. M., Time domain simulations of synchronous generator modelled by half-order system, in *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, 2012, 2074–2079. doi: 10.1109/IECON.2012.6388739.

[6] Racewicz S., Riu D. M., Retière N. M., Chrzan P. J., Half-order modelling of turboalternators – An adapted method of parameter identification, in *International Conference on Electrical Machines ICEM 2006*, Chania, Crete Island, 2006, 1–6.

GENERAL SOLUTIONS FOR ELECTROMAGNETIC EQUATIONS OF ELECTRICAL MACHINES WITH THE ROTARY MOTION

Tadeusz J. Sobczyk

Politechnika Krakowska, Profesor Senior
Warszawska 24, 31-155 Kraków, e-mail: tadeusz.sobczyk@pk.edu.pl

I. INTRODUCTION

Electromagnetic processes in electrical machines are very often analysis assuming constant rotor speed, which means that the solution of the mechanical equation is assumed to be known and can be omitted. The electromagnetic equations take the form

$$\boldsymbol{\Psi}'(\varphi,\mathbf{i})+\mathbf{R}\cdot\mathbf{i}=\mathbf{u}(t) \quad \text{at} \quad \varphi=\Omega_{\mathrm{m}}\cdot t+\varphi_0 \tag{1}$$

where $\boldsymbol{\Psi}(\varphi,\mathbf{i})$ is the vector of the winding linked fluxes which are very often linearized to the relation $\boldsymbol{\Psi}(\varphi,\mathbf{i})=\mathbf{L}(\varphi)\cdot\mathbf{i}$ and $\mathbf{L}(\varphi)$ is the matrix of the winding inductances, satisfying condition $\mathbf{L}(\varphi)=\mathbf{L}(t)=\mathbf{L}(t+\mathrm{T_m})$ at $\mathrm{T_m}=2\pi/\Omega_{\mathrm{m}}$. Electromagnetic equations reduce, under such conditions, to the liner differential equations with periodic coefficients of the form

$$\boldsymbol{\Psi}'=\mathbf{W}(t)\cdot\boldsymbol{\Psi}+\mathbf{u}(t) \tag{2}$$

where $\mathbf{W}(t)=-\mathbf{R}\cdot(\mathbf{L}(t))^{-1}=\mathbf{W}(t+\mathrm{T_m})$. The equation (2) is linear then its solution can be written in the form

$$\boldsymbol{\Psi}(t)=\mathbf{K}(t,0)\cdot\left((\boldsymbol{\Psi}(0)-\boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{p}}(0)\right)+\boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{p}}(t) \tag{3}$$

The Cauchy matrix $\mathbf{K}(t,0)=\mathbf{X}(t)\cdot\mathbf{X}^{-1}(0)$ is determined by the matrix $\mathbf{X}(t)$ which consists independent solutions of the homogenous equation, i.e. when omitting $\mathbf{u}(t)$ in (2). $\boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{p}}(t)$ is the vector of particular solution and usually it is the steady-state solution, when transients disappear. Electromagnetic equations of symmetrically designed machines can be reduce to linear differential equations with constant coefficients by transformation of variables. The class of orthogonal or unitary linear transformations is commonly known in electrical engineering. It allows to study transients and steady-states applying well algebraized methods for that class of equations, giving also quantitative information on electromagnetic phenomena. If symmetry is lost, these transformations are not effective and the resolution becomes more complicated.

II. A PROBLEM FORMULATION

The Floquet theorem [1][2] stated that any homogenous linear equations with periodic coefficients can be reduced to constant coefficients by linear periodic transformation. That theorem allows to predict the matrix of independent solutions in the form

$$\mathbf{X}(t)=\mathbf{S}(t)\cdot\mathrm{e}^{\mathbf{B}\cdot t} \tag{4}$$

where $\mathbf{S}(t)=\mathbf{S}(t+\mathrm{T_m})$ is the transformation matrix and **B** is the constant matrix. The matrices $\mathbf{W}(t)$, $\mathbf{S}(t)$ and **B** fulfil the relation

$$\mathbf{S}'(t)=\mathbf{W}(t)\cdot\mathbf{S}(t)-\mathbf{S}(t)\cdot\mathbf{B} \tag{5}$$

For the matrix **B** in its simplest Jordan form with eigenvalues on the main diagonal

$$\mathbf{B}=\mathrm{diag}\left[\lambda_1 \quad \cdots \quad \lambda_n \quad \cdots \quad \lambda_{\mathrm{N}}\right] \tag{6}$$

individual vectors creating the transformation matrix

$$\mathbf{S}(t)=\left[\mathbf{S}_1(t) \quad \cdots \quad \mathbf{S}_n(t) \quad \cdots \quad \mathbf{S}_{\mathrm{N}}(t)\right] \tag{7}$$

can be found solving the set of differential equations

$$\mathbf{S}'_n(t)=(\mathbf{W}(t)-\lambda_n\cdot\mathbf{E})\cdot\mathbf{S}_n(t) \tag{8}$$

This article concentrates on determining the matrices $\mathbf{S}(t)$ and **B** directly from the matrix $\mathbf{W}(t)$ in time domain.

III. DISCRETIZATION OF PROBLEM

In [3] that problem was solved in frequency domain combining Fourier coefficients of all periodic functions, leading to formulas with infinite dimensions. Using a discrete differential operator for periodic functions the problem can be solved in time domain. That operator relates values of the first derivative to values of function itself in a discrete time point set: $\mathrm{t}_r=r\cdot\Delta\mathrm{T}$ for $-\mathrm{R}\le r\le\mathrm{R}$ and $\Delta\mathrm{T_m}=\mathrm{T_m}/(2\mathrm{R}+1)$, where R is the highest harmonic in the Fourier series.

$$\mathbf{S}'_{n,\mathrm{t}}=\mathbf{D}\cdot\mathbf{S}_{n,\mathrm{t}} \tag{9}$$

The matrix **D** is singular. Its exact form is presented in [5]. Differential equations (8) are reduced to algebraic of the form

$$(\mathbf{W}_{\mathrm{t}}-\mathbf{D}-\lambda_n\cdot\mathbf{E})\cdot\mathbf{S}_n(t)=\mathbf{0} \tag{10}$$

It means that eigenvalues of the matrix **B** and respective eigenvectors $\mathbf{S}_n(t)$ can be calculated solving eigenproblem for the matrix $(\mathbf{W}_{\mathrm{t}}-\mathbf{D})$. The eigenvalues must satisfy equality

$$\det(\mathbf{W}_{\mathrm{t}}-\mathbf{D}-\lambda\cdot\mathbf{E})=0 \tag{11}$$

Eigenvectors $\mathbf{S}_n(t)$, composes the matrix $\mathbf{S}(t)$, can be calculated from singular equations (10), assuming values of chosen elements.

However, knowing λ_n, the vectors $\mathbf{S}_n(t)$ can be calculated by numerical integration of (8) for one period, assuming $\mathbf{S}_n(0)$.

IV. NUMERICAL TEST

A.. Formulas

Relations presented above have been tested to find the general solution for the equation of a simplest reluctance electromechanical converter with rotary motion at constant angular speed

$$u(t) = (L(t)\cdot i)' + \mathrm{R_s}\cdot i\ ,\ L(t) = \mathrm{L_0} + \mathrm{L_2}\cdot\cos(2\Omega_\mathrm{m}\cdot t + \varphi_0) \quad (12)$$

The homogenous equation, when linked flux $\psi = L(t)\cdot i$ is a variable, has the form

$$\psi' = w(t)\cdot\psi\ ;\qquad w(t) = -\mathrm{R_s}/L(t) \quad (13)$$

It is a linear differential equation with periodic coefficients in the normal form. Its general solution has the form

$$\psi(t) = \left(s(t)/s(0)\right)\cdot \mathrm{e}^{\lambda\cdot t}\cdot\psi(0) \quad (14)$$

The function $s(t)$ and the value λ satisfy the differential equation

$$s'(t) = (w(t) - \lambda)\cdot s(t)) \quad (15)$$

Using the discrete differential operator **D**, that differential equation reduces to the set of algebraic equations

$$\left(\mathbf{w}_\mathrm{t} - \mathbf{D} - \lambda\cdot\mathbf{E}\right)\cdot\mathbf{s}_\mathrm{t} = \mathbf{0} \quad (16)$$

where:

$$\mathbf{w}_\mathrm{t} = \mathrm{diag}\left[w(\mathrm{t_R}) \ \cdots\ w(\mathrm{t_1})\ \ w(\mathrm{t_0})\ \ w(\mathrm{t_{-1}})\ \cdots\ w(\mathrm{t_{-R}})\right]$$

$$\mathbf{s}_\mathrm{t} = \mathrm{diag}\left[s(\mathrm{t_R}) \ \cdots\ s(\mathrm{t_1})\ \ s(\mathrm{t_0})\ \ s(\mathrm{t_{-1}})\ \cdots\ s(\mathrm{t_{-R}})\right].$$

To find λ and $\mathrm{s_t}$ the eigenproblem for the matrix $\left(\mathbf{w}_\mathrm{t} - \mathbf{D}\right)$ should be solved. The algebraic equations (15) approximated only the differential equation (14), so it can be expected that the matrix $\left(\mathbf{w}_\mathrm{t} - \mathbf{D}\right)$ can have 2R+1 different eigenvalues λ_r and the proper one should be chosen by numerical tests. Most probably it will be the eigenvalue λ_0. The vector $\mathbf{s}_\mathrm{t}$ can be calculated for that eigenvalue from singular equation (15), assuming its one element, for instant $s(0)$, but can be found also by numerical integration (14) for one period at λ_0.

B. Results of calculations

Calculations are carried out assuming the following, more or less realistic, per unit data: $\mathrm{R_s} = 0{,}1$, $\mathrm{L_0} = 1{,}0$, $\mathrm{L_2} = 0{,}25$ and $\mathrm{T_m} = 1.0$.

The proper value of λ is find by calculations of eigenvalues for $\mathrm{R} = \{2,\ 4,\ 6,\ 8,\ 10\}$. Due to symmetry of the matrix $\lambda_r = \lambda_{-r}$ and the eigenvalue λ_0 can be uniquely indicate. Results of calculations show that the values of all λ_r are very close each other's and differences are less than $3.0\cdot10^{-9}$, for sufficiently high R. Table 1 shows eigenvalues λ_0 and $\lambda_{\pm1}$ with respect to R. The value $\lambda_0 = -0.10328$ has been accepted for father calculation.

TABLE 1

DIFFERENCES OF EIGENVALUES λ_0 AND $\lambda_{\pm1}$ VERSUS R

	λ_0	$\lambda_{\pm1}$
R=2	-0,103272743057**79**	-0,103272720549**40**
R=4	-0,103279554298**64**	-0,103279557392**26**
R=6	-0,103279555900**67**	-0,103279555953**14**
R=8	-0,103279555898**89**	-0,103279555899**69**
R=10	-0,103279555898**86**	-0,103279555898**87**

Fig.1 shows the function $s(t)$. Solid line is obtained from the equation set (16) putting $s(0) = 1.0$, recalculated to the Fourier series. Discrete points are obtained by numerical integration of (15).

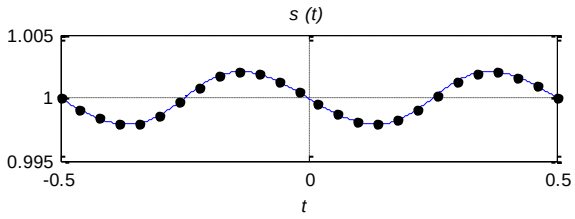


Fig.1. The transformation function $s(t)$

Fig.2 presents a waveform of current $i(t)$ after short circuit of a converter coil at initial value $i(0) = 1.0$. That waveform practically covers result of simulation.

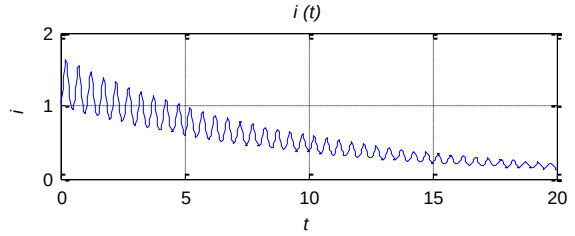


Fig.2. The current waveform $i(t)$ at short circuit of converter coil.

V. CONCLUSIONS

The method described in the paper allows to determine the general solution of periodic linear differential equations predicted by Floquet's theorem. It qualitatively and quantitatively determines the features of transient processes on the basis of a discrete set of instantaneous values of the parameters of a homogeneous equation in one period. It eliminates numerical integration, while maintaining the benefits of qualitative analysis by algebraic methods. A simple example of the analysis of the equations of a reluctance converter shows the efficiency and peculiarities of the method being used.

REFERENCES

[1] Floquet theory, "*Encyclopedia of Mathematica"*, URL:
[2] Demidovich, B.F. (1972), "*Matematyczna teoria stabilności*", Warszawa, WNT.
[3] T.J. Sobczyk, "A reinterpretation of the Floquet solution of the ordinary differential equations with periodic coefficients as the problem of an infinite matrix*"*, *COMPEL*, Vol. 5, No.1, pp. 1-22, 1986.
[4] T.J. Sobczyk, "*Metodyczne aspekty modelowania matematycznego maszyn indukcyjnych*", WNT, Warszawa, 2004.
[5] T.J. Sobczyk, M. Radzik and N. Radwan-Pragłowska, "Discrete differential operators for periodic and two-periodic time functions", *COMPEL*, Emerald Pub. Ltd., Vol. 38 No.1, pp. 325-347, 2019,

AKNOWLEDGYMENT

Many thanks to Dr Eng. Jarosław Tulicki for performing test calculations based on relations presented in this work.

APPROXIMATION OF INVERSE HYSTERESIS LOOPS OF TRANSFORMER STEEL SHEETS USING *TG* AND *ARCTG* FUNCTIONS

Michał Sierżęga, Witold Mazgaj

Cracow University of Technology, Department of Electrical Engineering, Warszawska 24, 31-155 Kraków,

E-mail: michal.sierzega@pk.edu.pl, witold.mazgaj@pk.edu.pl

I. INTRODUCTION

In numerical calculations, particularly involving magnetic field distributions in electrical steel sheets, an approximation $H = f(B)$ of the inverse hysteresis loop should be frequently applied. This applies to cases of magnetic field distribution analysis, where the quantity sought is the vector potential $\boldsymbol{A}$, which is used to determine the flux density vector $\boldsymbol{B}$ based on the relationship $\boldsymbol{B}$=rot($\boldsymbol{A}$).

Hysteresis loops of the transformer steel sheets for magnetization directions close to the rolling direction are similar to the "classical" hysteresis shape [1]. However, the shape of the hysteresis loop changes significantly if the magnetization direction is closer to the transverse direction [2].

If the approximation of the inverse limiting hysteresis loops is known, any changes in the field strength can be described in the following way. Any point P with coordinates (B_0,H_0) inside the inverse limiting hysteresis loop moves along a certain trajectory to the bottom or upper limiting curve depending on changes in the flux density B (Fig. 1).

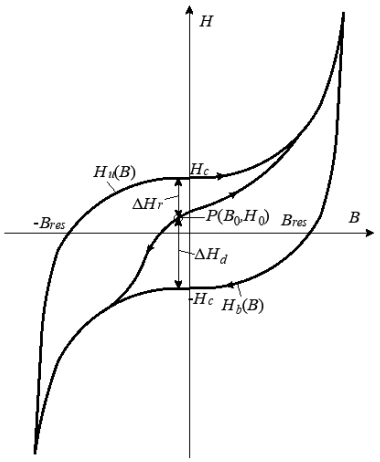


Fig. 1. Inverse hysteresis loop

When the flux density increases, then changes in the field strength can be written as follows [3, 4]:

$$H_r(B) = H_u(B) - \Delta H_r \; exp[-k_{Hr}(B - B_0)] \qquad (1)$$

where: $H_u(B)$ − the upper curve of the limiting hysteresis loop, $\Delta H_r = H_u(B_0) - H_0$.

For decreasing values of the flux density B, changes in the field strength can be written as:

$$H_d(B) = H_b(B) + \Delta H_d \; exp[k_{Hd}(B - B_0)], \qquad (2)$$

where: $H_b(B)$ − the lower curve of the limiting hysteresis loop, $\Delta H_d = H_0 - H_b(B_0)$.

II. APPROXIMATION OF INVERSE LIMITING HYSTERESIS LOOP

In the analysis of changes in the field strength it is important to describe the curves of the limiting hysteresis loop in a relatively simple way. However, there are no simple analytical functions that could be used to approximate the curves of the limiting hysteresis loops for magnetization angles greater than 45º. The upper and bottom curves $H_u=f(B)$ and $H_b=f(B)$ of the limiting hysteresis loop can be written as the sum of two functions, respectively:

$$H_u(B) = b_H tg(1.57B / B_{sat}) + a_H arctg(w_H B) + H_c, \qquad (3)$$

$$H_b(B) = b_H tg(1.57B / B_{sat}) + a_H arctg(w_H B) - H_c, \qquad (4)$$

where: b_H, a_H and w_H – parameters of the approximating functions, B_{sat} – saturation flux density, H_c – coercive force. Figure 2 shows as an example of approximation functions and curves of a inverse limiting hysteresis loop.

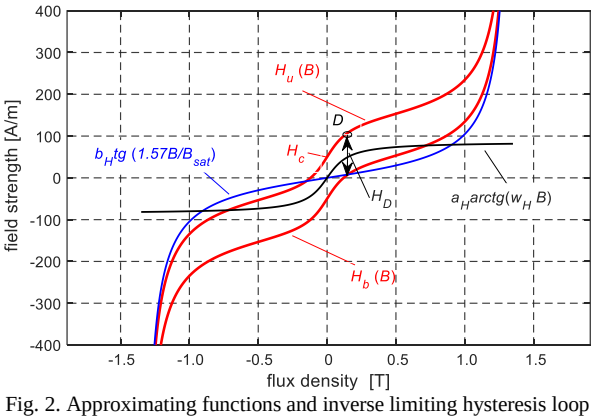


Fig. 2. Approximating functions and inverse limiting hysteresis loop

The saturation flux density B_{sat} and the coercive force H_c for the given magnetization direction are directly determined from measurements. The parameter a_H affects the distance between the curves of the limiting hysteresis loop along the axis of the field strength.

The second parameter w_H in the *arctg* function affects the rate of changes in the field strength close to zero. The higher the value of w_H, the faster the field strength values change. This derivative must satisfy the following condition:

$$a_H w_H = \frac{dH}{dB} \quad \text{for} \quad B=0 \tag{5}$$

The last relationship allows to determine the parameter w_H for the previously estimated value a_H.

The curves of the limiting hysteresis loop must contain the point $(-B_r,0)$ or $(B_r,0)$ where B_r denotes the remanence flux density. Knowing a_H and w_H the parameters b_H can be determined as follows:

$$b_H = \frac{H_c - a_H arctg(w_H B_r)}{tg(1.57 B_r / B_{sat})} \tag{6}$$

It should be emphasized that all parameters of the functions approximating the curves of the inverse limiting hysteresis loop depend on the magnetization direction.

III. EXAMPLES OF INVERSE HYSTERESIS LOOPS

The inverse hysteresis loops were determined for the transformer sheet type M120-27S and for several magnetization angles. Figures 3 to 4 show the inverse limiting hysteresis loops for different magnetization directions.

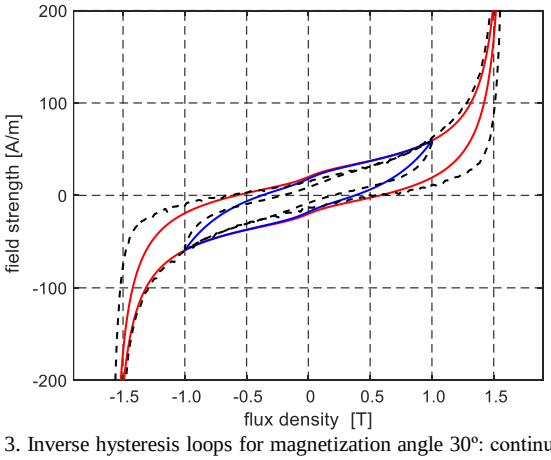


Fig. 3. Inverse hysteresis loops for magnetization angle 30º: continuous lines – calculated loops, dashed lines – hysteresis loops determined by measurement, red color – calculated inverse limiting hysteresis loop, blue color – inverse minor hysteresis loop.

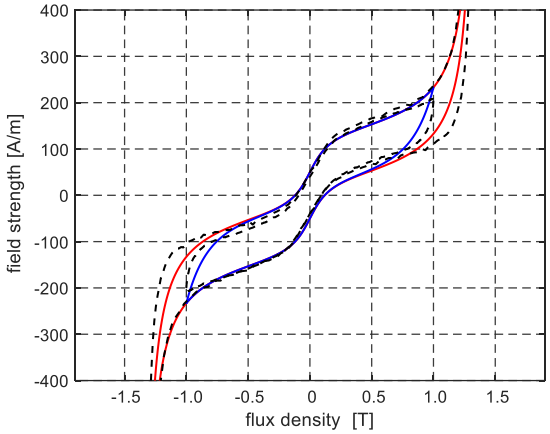


Fig. 4. Inverse hysteresis loops for magnetization angle 75º: loop markings as in Fig. 3

The continuous lines represent loops calculated using approximating functions, while the dashed lines refer to loops determined by measurements.

IV. CONCLUSIONS

The inverse limiting hysteresis loops can be approximated by two simple trigonometric functions, that directly relate the magnetic field strength to the flux density. It allows to easily eliminate the field strength in equations of the magnetic field distribution. The parameters of the approximating functions are determined on the basis of measured limiting hysteresis loops for several selected magnetization directions.

It is advisable to perform an error analysis before selecting the a_H parameter value. This is important if changes in the flux density and field strength occur in the range close to the saturation state.

The proposed approximation method of the inverse limiting hysteresis loop can be used in calculations of the magnetic field in the areas of connections between columns and yokes of three-phase transformer cores. In these areas the magnetization direction is often different from the rolling direction.

LITERATURA

[1] N. Sadowski, N. J. Batistela, J. P. A. Bastos, M. Lajoie-Mazenc, An Inverse Jiles–Atherton Model to Take Into Account Hysteresis in Time-Stepping Finite-Element Calculations, *IEEE Trans. Magn*, vol. 38, No. 2, 2002 DOI:10.1109/20.996206

[2] F. Fiorillo, L.R. Dupre, C. Appino, A.M. Rietto, Comprehensive model of magnetization curve, hysteresis loops, and losses in any direction in grain-oriented Fe-Si, *IEEE Trans. Magn*, *vol.* 38 No. 3 2002 DOI:10.1109/20.999119

[3] W. Mazgaj, Z. Szular, M. Sierzega, Inverse model of the magnetic hysteresis based on exponential function, *Acta Phys. Pol. A*, vol. 136, No. 5, 724-730, 2018 DOI:10.12693/APhysPolA.136.724

[4] W. Mazgaj, M. Sierzega, Z. Szular, Approximation of hysteresis changes in electrical steel sheets, *Energies*, vol. 14, No. 14, 1-18, 2021 DOI:10.3390/en14144110

Analysis of effects of cutting technology used in design of the stator core made of amorphous soft magnetic materials on the parameters of a high-speed BLDC motor

Wojciech Burlikowski, Marta Dudek-Burlikowska,
Janusz Hetmanczyk, Marek Hreczka*, Aleksandra Kolano-Burian*

Silesian University of Technology, Gliwice 44-100
e-mail: wojciech.burlikowski@polsl.pl

* Institute of Non-Ferrous Metals, Gliwice 44-100, Poland ,
e-mail: Marek.Hreczka@imn.lukasiewicz.gov.pl

I. ABSTRACT

In the paper an experimental comparison between two versions of a BLDC motor is presented. The difference between the versions is the technology used in cutting the stator core. These technologies are laser cutting and water-jet cutting. In both cases the raw material used in the core design is the same amorphous soft magnetic material made in our laboratory (Institute of Non-Ferrous Metals).

II. INTRODUCTION

High-speed permanent magnet brushless direct current (PMBLDC) for industrial and domestic applications have been extensively researched over the past few decades [1][2][3]. Due to high frequency of the magnetic field in the stator core, they represent another promising area of application of amorphous soft magnetic materials (ASMM) in electrotechnics beside various transducers, sensors etc. used in power electronics [4][5].

The main problem in the application of ASMM in the design of stator cores is the influence of thermal and mechanical processes used during assembly processes on the magnetic properties of the material and finally on the parameters of the motor [6][7]. In the final version of the paper the comparison will be given regarding motor prototypes built using laser and water-jet cutting technologies.

III. MACHINE STRUCTURE – MODEL AND PROTOTYPE

The machine model in ANSYS Motor-Cad is presented in Fig.1 with its main parameters defined in Table I. It was designed to produce 3 [kW] of output mechanical power at 30000 [rot/min] with the assumption that the stator core is made of METGLAS.

Using these data the machine prototypes were manufactured. Exemplary pictures presenting main steps in the assembly process for water-jet technology are shown in Fig.2.

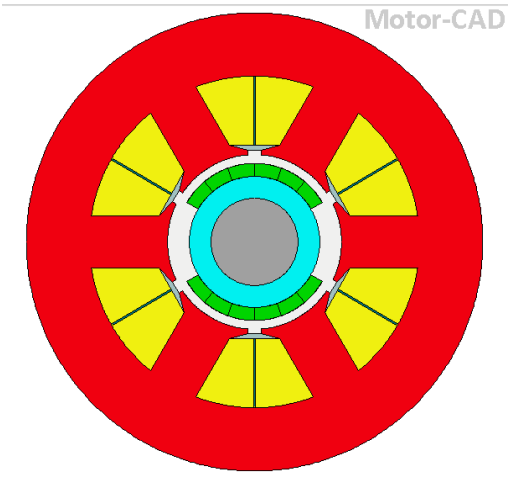


Fig.1. Model of the motor in ANSYS Motor-Cad environment

TABLE I
MAIN PARAMETERS OF THE MOTOR

Parameter	Value
Internal diameter of the stator	40 [mm].
Outer diameter of the stator	105 [mm].
Width of tooth (pole)	12 [mm].
Number of slots	6
Opening of the slot	3 [mm].
Depth of slot (total)	18 [mm].
Number of wires in the slot	10
DC circuit supply voltage	50 [V]
Max. DC circuit supply current	80 [A]
Wire diameter	AWG 5.5
Stator core length	60 [mm]

a)

b)

c)

d)

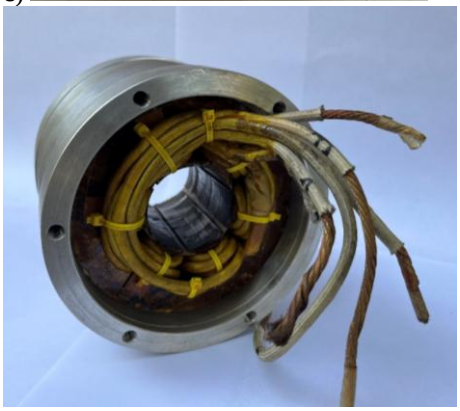


Fig.2. Assembly process of the motor prototype
a) annealing, b) water-jet cutting, c) stator core segment, d) assembled stator with windings and housing

REFERENCES

[1] Tianran He, Ziqiang Zhu , Fred Eastham, Yu Wang, Hong Bin, Di Wu, Liming Gong and Jintao Chen, “Permanent Magnet Machines for High-Speed Applications” World Electr. Veh. J. 2022, 13, https://doi.org/10.3390/wevj13010018.

[2] Kolano R., Kolano-Burian A., Krykowski K.s, Hetmanczyk J., Hreczka M., Marcin P., and Jan Szynowski J., "Amorphous Soft Magnetic Core for the Stator of the High-Speed PMBLDC Motor With Half-Open Slots," IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, VOL. 52, NO. 6, JUNE 2016.

[3] J. M. Silveyra, P. Xu, V. Keylin, V. DeGeorge, A. Leary, and M. E. McHenry, "Amorphous and nanocomposite materials for energy-efficient electric motors," J. Electron. Mater., vol. 45, no. 1, pp. 219-225, 2015.

[4] R. Hasegawa, "Applications of amorphous magnetic alloys," Mater. Sci. Eng., A, vols. 375-377, pp. 90-97, Jul. 2004.

[5] R. Kolano, A. Kolano-Burian, M. Polak, and J. Szynowski, "Application of rapidly quenched soft magnetic materials in energy-saving electric equipment," IEEE Trans. Magn., vol. 50, no. 4, Apr. 2014, Art. ID 2004804.

[6] Gmyrek Z., Kucharska B., "Investigation of local properties of the Fe-Si alloy subjected to mechanical and laser cutting", Archives of Electrical Engineering, vol. 72, no. 3, 2023, pp. 697 –713

[7] J. Celie, M. Stie, J. Rens and P. Sergeant, "Effects of cutting and annealing of amorphous materials for high speed permanent magnet machines," 2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM), Lausanne, Switzerland, 2016, pp. 1630-1635, doi: 10.1109/ICELMACH.2016.7732742.

Analysis of the nonlinear magnetization process of a three-phase transformer directly in the frequency domain

Jarosław Tulicki

Cracow University of Technology, Department of Electrical Engineering
Warszawska 24, 31-155 Cracow, e-mail: jaroslaw.tuicki@pk.edu.pl

I. INTRODUCTION

The process of free and forced magnetization of three-phase transformers [1], [2] is very often considered based on the analysis of numerical or experimental solutions obtained directly in the time domain [3], [4], [5]. Therefore, extracting information on the relationships connecting the causes and effects of magnetizing current distortion is somewhat blurred, because the same qualitative effect can be induced by phenomena other than just the transformer operation within the nonlinear part of the magnetization characteristic. Typically, the circuit model of a transformer is described by a system of voltages-fluxes matrix equations, in which the fluxes linkage vectors are functions of the currents of all windings [6], [7]:

$$\mathbf{u} = \mathbf{R}\cdot\mathbf{i} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\mathbf{L}(\mathbf{i})\cdot\mathbf{i} = \mathbf{R}\cdot\mathbf{i} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\boldsymbol{\Psi}(\mathbf{i}) \tag{1}$$

In order to determine the relationships between nonlinear phenomena resulting from the shape of the core magnetization characteristic, for a sinusoidal voltage excitation, the fluxes associated with any winding should be predicted as

$$\Psi_k(\mathbf{i},t) = \Psi_k\cdot\cos(\Omega\cdot t+\alpha) = \frac{\Psi_k}{2}\cdot\left[\mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot(\Omega\cdot t+\alpha)}+\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\cdot(\Omega\cdot t+\alpha)}\right] = \frac{1}{2}\cdot\left[\underline{\Psi}_k(\mathbf{i})\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot\Omega\cdot t}+\overset{*}{\underline{\Psi}}_k(\mathbf{i})\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot\Omega\cdot t}\right] \tag{2}$$

Equation (2) corresponds to the winding currents „*k*", which can be written for a theoretically infinite spectrum of time-space harmonics „*m*", in the form of a Fourier series, assuming their periodicity

$$\mathrm{i}_k(t) = \sum_{n=0}^{\infty}\mathrm{I}_{n,k}\left[n\cdot\cos(\Omega\cdot t+\varepsilon)\right] = \frac{1}{2}\cdot\left[\sum_{m=-\infty}^{\infty}\underline{\mathrm{I}}_{m,k}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\cdot m\,\Omega\cdot t}+\sum_{m=-\infty}^{\infty}\overset{*}{\underline{\mathrm{I}}}_{m,k}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\cdot m\,\Omega\cdot t}\right] \tag{3}$$

If we make an additional simplification for the predicted form of the winding currents, that the magnetization characteristic, being a function of the current fluxes, can be expressed by means of analytical functions that are infinitely differentiable [8], [9], then the fluxes associated with the windings can be presented as an expansion in Taylor series

$$\Psi_k(\mathbf{i},t) = \Psi_k(i_1,\ldots,i_6,t) = \Psi^0[\mathbf{i}(0)] + \sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{n!}\left(\frac{\partial\Psi[\mathbf{i}(0),t]}{\partial i_1}\cdot\left[i_1-i_1(0)\right]+\ldots+\frac{\partial\Psi[\mathbf{i}(0),t]}{\partial i_6}\cdot\left[i_6-i_6(0)\right]\right)^n \tag{4}$$

Assuming that the magnetization characteristic is nonlinear and unique, then the series from equation (4) takes the form (5), in which the remanent magnetic fluxes are equal to zero $\Psi_k^{\mathrm{rem}} = \Psi^0[\mathbf{i}(0)] = 0$:

$$\Psi_k(\mathbf{i},t) = \frac{\partial^1\Psi_k[\mathbf{i}(0),t]}{\partial i_1^1}\cdot i_1+\ldots+\frac{\partial^1\Psi_k[\mathbf{i}(0),t]}{\partial i_6^1}\cdot i_6+\mathrm{K}[\mathbf{i}(0),t] \tag{5}$$

where: the remainder of the Taylor series from (5) creates polynomial forms modifying the nonlinear inductance matrices by the product of the order of the partial derivative

$$\mathbf{K}[\mathbf{i}(0),t] = \sum_{n=2}^{\infty}\frac{1}{n!}\left(\frac{\partial\Psi[\mathbf{i}(0),t]}{\partial i_1}\cdot\left[i_1-i_1(0)\right]+\ldots+\frac{\partial\Psi[\mathbf{i}(0),t]}{\partial i_6}\cdot\left[i_6-i_6(0)\right]\right)^n \tag{6}$$

Limiting the considerations only to the linear approximation of the series (5) ignoring its remainder (6) allows us to write equation (2) as

$$\Psi_k^1(\mathbf{i},t) = \frac{1}{2}\cdot\left(\underline{\Psi}_k^1[\mathbf{i}(0),t]+\overset{*}{\underline{\Psi}}_k^1[\mathbf{i}(0),t]\right) \tag{7}$$

By performing differentiation operations with respect to the transformer winding currents provided by equation (7), one obtains matrix polynomial forms created from multiple products of the inductance coefficients and currents

$$\underline{\Psi}_k^1[\mathbf{i}(0),t] = \sum_{w=-\infty}^{\infty}\underline{\mathrm{L}}_{w,k-1}\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot(w\cdot\Omega\cdot t)}\cdot\sum_{z=-\infty}^{\infty}\underline{\mathrm{I}}_{z,1}\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot(z\cdot\Omega\cdot t)}+\ldots+\sum_{w=-\infty}^{\infty}\underline{\mathrm{L}}_{w,k-6}\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot(w\cdot\Omega\cdot t)}\cdot\sum_{z=-\infty}^{\infty}\underline{\mathrm{I}}_{z,6}\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot(z\cdot\Omega\cdot t)} \tag{8}$$

Moreover, after eliminating the zero terms, the series (8) can be written by equation (9)

$$\underline{\Psi}_k^1[\mathbf{i}(0),t] = \sum_{w=-\infty}^{\infty}\underline{\mathrm{L}}_{(2\cdot w+2),k-1}\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot[(2\cdot w+2)\cdot\Omega\cdot t]}\cdot\sum_{z=-\infty}^{\infty}\underline{\mathrm{I}}_{(2\cdot z-1),1}\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot[(2\cdot z-1)\cdot\Omega\cdot t]}+\ldots+\sum_{w=-\infty}^{\infty}\underline{\mathrm{L}}_{(2\cdot w+2),k-6}\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot[(2\cdot w+2)\cdot\Omega\cdot t]}\cdot\sum_{z=-\infty}^{\infty}\underline{\mathrm{I}}_{(2\cdot z-1),6}\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot[(2\cdot z-1)\cdot\Omega\cdot t]} \tag{9}$$

Taking into account that for a sinusoidal voltage excitation the linkage fluxes must also be sinusoidal and undeformed, in such a case, as a result of arranging the structure of polynomial forms with respect to the same exponents, the flux associated with any winding takes the following form

$$\boldsymbol{\Psi}_k^1\left[\mathbf{i}(0),t\right]=\begin{bmatrix}\vdots\\ \underline{\Psi}_{1,k}\\ \underline{\Psi}_{-1,k}\\ \underline{\Psi}_{-3,k}\\ \vdots\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\vdots\\ \underline{\Psi}_{1,k}\\ 0\\ 0\\ \vdots\end{bmatrix}=$$

$$=\begin{bmatrix}\ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \iddots\\ \cdots & \underline{L}_{-2,k-1} & \underline{L}_{0,k-1} & \underline{L}_{2,k-1} & \cdots\\ \cdots & \underline{L}_{-4,k-1} & \underline{L}_{-2,k-1} & \underline{L}_{0,k-1} & \cdots\\ \cdots & \underline{L}_{-6,k-1} & \underline{L}_{-4,k-1} & \underline{L}_{-2,k-1} & \cdots\\ \iddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}\vdots\\ \underline{I}_{3,1}\\ \underline{I}_{1,1}\\ \underline{I}_{-1,1}\\ \vdots\end{bmatrix}+\ldots+$$

$$+\begin{bmatrix}\ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \iddots\\ \cdots & \underline{L}_{-2,k-6} & \underline{L}_{0,k-6} & \underline{L}_{2,k-6} & \cdots\\ \cdots & \underline{L}_{-4,k-6} & \underline{L}_{-2,k-6} & \underline{L}_{0,k-6} & \cdots\\ \cdots & \underline{L}_{-6,k-6} & \underline{L}_{-4,k-6} & \underline{L}_{-2,k-6} & \cdots\\ \iddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}\vdots\\ \underline{I}_{3,6}\\ \underline{I}_{1,6}\\ \underline{I}_{-1,6}\\ \vdots\end{bmatrix} \qquad (10)$$

The expansion of the fluxes vectors into a Taylor series and their substitution into equation (1) together with the predicted form of the currents (3) creates a theoretically infinite system of differential equations with periodically varying coefficients.

II. ANALYSIS BY THE HARMONIC BALANCE METHOD

Matrix equations written in natural coordinates pose a fundamental problem in the analysis of the core magnetization process for a given winding connection method. To simplify the system of analyzed equations, they were transformed into the coordinates of the symmetric components **S**, taking into account the type of winding connection using the constraint matrix **C**

$$\mathbf{S}\cdot\mathbf{C}\cdot\mathbf{u}=\mathbf{S}\cdot\left(\mathbf{C}\cdot\mathbf{R}\cdot\mathbf{C}^{\mathrm{T}}\right)\cdot\mathbf{S}^{-1}\cdot\mathbf{S}\cdot\mathbf{i}+\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\mathbf{S}\cdot\left(\mathbf{C}\cdot\mathbf{L}\cdot\mathbf{C}^{\mathrm{T}}\right)\cdot\mathbf{S}^{-1}\cdot\mathbf{S}\cdot\mathbf{i}$$

As a result of the transformation, the overall structure of equation (1) does not change, but only its individual submatrices associated with the new coordinates, which means that they can be analyzed independently of each other. The consequence of arranging the equations with respect to the same exponents and performing differentiation operations (harmonic balance method [10], [11]) is a system of algebraic equations

$$\begin{bmatrix}\mathbf{U}_1\\ \mathbf{0}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\mathbf{R}_1 & \\ & \mathbf{R}_2\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}\mathbf{I}_1\\ \mathbf{I}_2\end{bmatrix}+\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}\boldsymbol{\Psi}_1\\ \boldsymbol{\Psi}_2\end{bmatrix}=$$

$$=\begin{bmatrix}\mathbf{R}_1 & \\ & \mathbf{R}_2\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}\mathbf{I}_1\\ \mathbf{I}_2\end{bmatrix}+\mathrm{j}\cdot\mathrm{diag}\begin{bmatrix}\boldsymbol{\Omega}\\ \boldsymbol{\Omega}\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}\mathbf{L}_1 & \mathbf{M}\\ \mathbf{M}^{-1} & \mathbf{L}_2\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}\mathbf{I}_1\\ \mathbf{I}_2\end{bmatrix} \qquad (11)$$

Wherein the matrix of the differentiation operator takes the finite form $\boldsymbol{\Omega}=\mathrm{diag}\left[\boldsymbol{\Omega}^{\underline{0}}\quad\boldsymbol{\Omega}^{\underline{1}}\quad\boldsymbol{\Omega}^{\underline{2}}\right]$, where the individual submatrices are infinite and determine the qualitative solution of the system of equations (11)

$$\boldsymbol{\Omega}^{\underline{0}}=\mathrm{diag}\left[\ldots\quad 15\cdot\Omega\quad 9\cdot\Omega\quad 3\cdot\Omega\quad -3\cdot\Omega\quad -9\cdot\Omega\quad\ldots\right],$$

$$\boldsymbol{\Omega}^{\underline{1}}=\mathrm{diag}\left[\ldots\quad 13\cdot\Omega\quad 7\cdot\Omega\quad 1\cdot\Omega\quad -5\cdot\Omega\quad -11\cdot\Omega\quad\ldots\right],$$

$$\boldsymbol{\Omega}^{\underline{2}}=\mathrm{diag}\left[\ldots\quad 11\cdot\Omega\quad 5\cdot\Omega\quad -1\cdot\Omega\quad -7\cdot\Omega\quad -13\cdot\Omega\quad\ldots\right],$$

for the main and mutual inductance matrices in the general form

$$\mathbf{L}_1\equiv\mathbf{L}_2\equiv\mathbf{M}=\begin{bmatrix}\mathbf{L}^{\underline{0}}_{\mathrm{m},(k+0)} & \mathbf{L}^{\underline{0}}_{\mathrm{m},(k+2)} & \mathbf{L}^{\underline{0}}_{\mathrm{m},(k-2)}\\ \mathbf{L}^{\underline{1}}_{\mathrm{m},(k-2)} & \mathbf{L}^{\underline{1}}_{\mathrm{m},(k+0)} & \mathbf{L}^{\underline{1}}_{\mathrm{m},(k+2)}\\ \mathbf{L}^{\underline{2}}_{\mathrm{m},(k+2)} & \mathbf{L}^{\underline{2}}_{\mathrm{m},(k-2)} & \mathbf{L}^{\underline{2}}_{\mathrm{m},(k+0)}\end{bmatrix} \qquad (12)$$

III. CONCLUSIONS

This paper presents a theoretical model of the magnetization process of a three-phase transformer with a magnetically symmetrical core described by a nonlinear and unique magnetization characteristic, in the frequency domain. To derive analytical relationships between the flux linkages and currents, the nonlinear inductance coefficients are transformed into periodic functions of time.

REFERENCES

[1] W. Mizia, “Transformers”, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Monograph, 2st Edition, 1998 (in Polish).

[2] Xose M. López-Fernández, H. Bülent Ertan, J. Turowski, “Transformers: Analysis, Design, and Measurement”, 1st Edition, CRC Press, Monograph, 2013.

[3] E. Baron, J. Kolanska-Płuska, M. Łukaniszyn, D. Spałek, T. Kraszewski, “Solution of nonlinear stiff differential equations for a three-phase no-load transformer using a Runge–Kutta implicit method, Archives of electrical engineering, vol. 71(4), pp. 1081-1106 (2022). DOI 10.24425/aee.2022.142126

[4] J. Pedra, L. Sainz, F. Córcoles, R. Lopez, M. Salichs, “PSPICE Computer Model of a Nonlinear Three-Phase Three-Legged Transformer”, IEEE Transactions on power delivery, vol. 19, no. 1, pp. 200-207, 2024. DOI: 10.1109/TPWRD.2003.820224

[5] C. Lee, H-K Jung, “Nonlinear analysis of the three-phase transformer considering the anisotropy with voltage source”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 36, Iss. 2, pp. 491-499, 2000. DOI: 10.1109/20.825820

[6] A. Warzecha, “Multidimensional magnetizing characteristics in circuital models of electrical machines”, Publisher Cracow University of Technology, Monograph (381), Series of Electrical & Computer Engineering, 2010 (in Polish).

[7] D. Spałek, “Nonlinear magnetic circuit – self-inductance definitions, passivity and waveforms distortion”, Bulletin of the Polish Academy of Sciences, Technical Sciences, Vol. 70(3), pp.1-7 2022. DOI: 10.24425/bpasts.2022.141003

[8] T. J. Sobczyk, ”Application of higher order forms for the description of electromechanical energy converters”, Archives of electrical engineering, vol. 60(1), pp. 67 –75, 2011. DOI 10.2478/ v10171-011-0007-6

[9] T. J. Sobczyk, “On determination of inductances for circuit models of AC machines”, Archives of electrical engineering, vol. 62(3), pp. 487-496, 2013.

[10] T. J. Sobczyk, “Methodological aspects of mathematical modelling of induction machines”, WNT, Monograph, 2004 (in Polish).

[11] J. Lu, S. Yamada, K. Bessho, “Time-periodic magnetic field analysis with saturation and hysteresis characteristics by harmonic balance finite element method”, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 26, Iss. 2, pp. 995-998, 1990. DOI: 10.1109/20.106487

PORÓWNAWCZE BADANIA POMIAROWE ALGORYTMÓW BEZCZUJNIKOWGO STEROWANIA LINIOWYM SILNIKIEM CYLINDRYCZNYM.

Kacper Hatłas*, Krzysztof Kluszczyński, Sebastian Bartel

Politechnika Krakowska, Wydział Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej
Warszawska 24, 31-155 Kraków,, e-mail: kacper.hatlas@pk.edu.pl

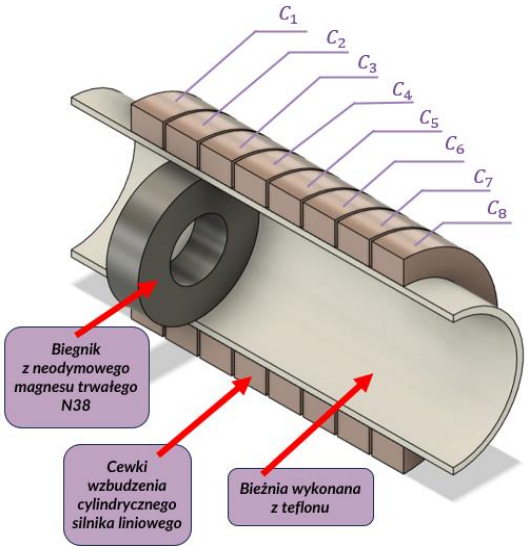
* Cracow University of Technology, Faculty of Electrical and Computer Engineering,
Warszawska 24, 31-155 Cracow, Poland, e-mail: kacper.hatlas@pk.edu.pl

I. WSTĘP

Celem artykułu jest porównanie różnych algorytmów bezczujnikowego sterowania liniowym silnikiem cylindrycznym. Proponowane algorytmy zakładają wykorzystanie, prócz pojedynczych cewek wzbudzenia, również większej ich liczby np. dwóch lub trzech. Istotnym wyróżnikiem tych algorytmów jest również to, że nie wymagają one stosowania sensorów, określających aktualne położenie biegnika (algorytmy te należą więc do grupy tzw. algorytmów sterowania bezczujnikowego). Opisano metodykę doboru długości podstawowego kroku sterowania, która wymaga znajomości granicy poprawnej realizacji zadanej liczby cykli oraz granicy ruchu płynnego. Dokonano porównania wszystkich algorytmów sterowania z punktu widzenia zakresu regulacji prędkości biegnika. Analiza ta została dokonana na podstawie wyników badań pomiarowych zaprojektowanego i skonstruowanego prototypu takiego silnika. Dla przeprowadzenia badań zbudowano stanowisko pomiarowe z układem wizyjnym (szybką kamerą).

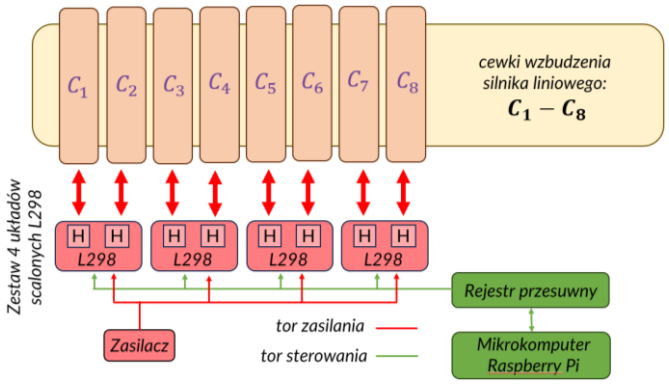
II. BUDOWA PROTOTYPU LINIOWEGO SILNIKA CYLINDRYCZNEGO ORAZ JEGO UKŁADU POMIAROWEGO Z SZYBKĄ KAMERĄ

Prototyp elektrycznego silnika liniowego cylindrycznego z magnesem trwałym jako biegnikiem oraz z 8 cewkami wzbudzenia jest przedstawiony na rysunku 1.



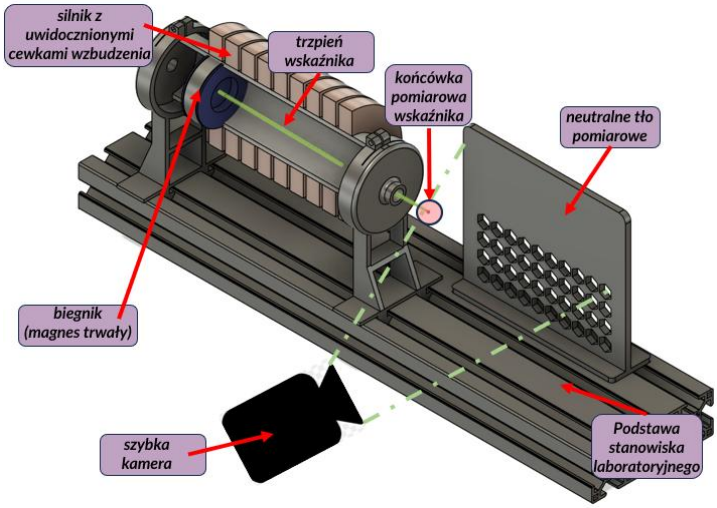
Rys. 1. Prototyp liniowego silnika cylindrycznego z uwidocznionymi cewkami wzbudzenia

Schemat ideowy układu zasilania i sterowania liniowym silnikiem cylindrycznym jest przedstawiony na rysunku 2. Jako jednostkę sterującą wykorzystano mikrokomputer Raspberry Pi 4 model B, współdziałający poprzez rejestr przesuwny z 4 układami L298. Każdy z nich jest wyposażony w dwa mostki typu H.



Rys. 2. Schemat ideowy układu zasilania i sterowania

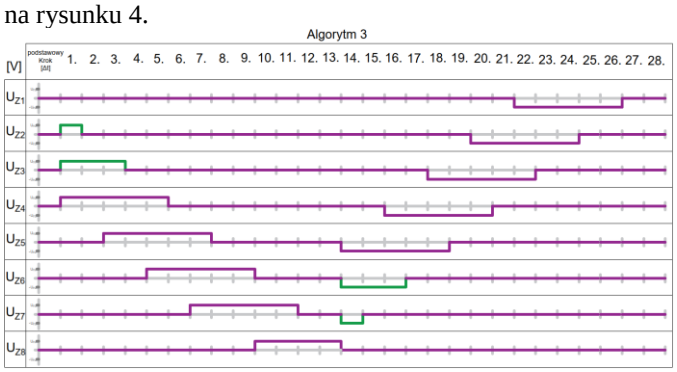
Wizualizację układu pomiarowego liniowego silnika wraz z szybką kamerą uwidoczniono na rysunku 3.



Rys. 3. Układ pomiarowy silnika liniowego wyposażony w szybką kamerę

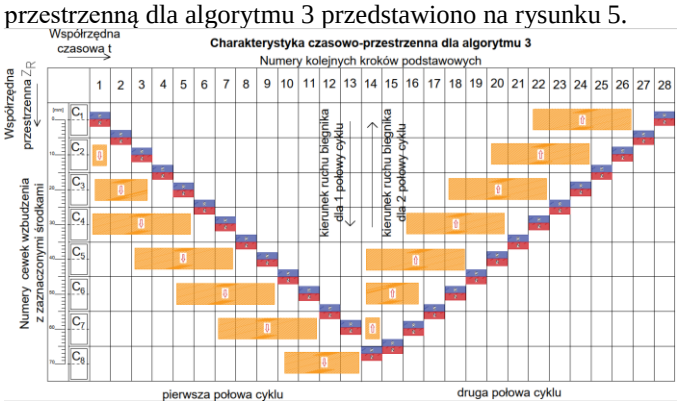
III. CHARAKTERYSTYKA BADANYCH ALGORYTMÓW STEROWANIA

Zaproponowano 3 różne algorytmy sterowania. Pierwszy z nich, najprostszy i podstawowy (opisany jako algorytm sterowania 1), zakłada aktywowanie kolejnych cewek prostokątnymi sygnałami napięciowymi o jednakowej długości trwania. Algorytm sterowania 2 zakłada aktywowanie cewek wzbudzenia „na zakładkę" czyli aktywowanie cewki (*i+1*)-szej w trakcie trwania sygnału sterującego dla cewki *i*-tej. W algorytmie sterowania 3 dochodzi do sytuacji, w której równocześnie są zasilane 3 cewki: *i-ta*, (*i+1*)*-sza*, (*i+2*)*-a*. Sposoby zasilania poszczególnych cewek wzbudzania są charakteryzowane za pomocą cyklogramów. Cyklogramy przedstawiają przebiegi czasowe napięć podawanych na kolejne cewki, począwszy od cewki C_1, aż do cewki C_8. Przykładowo cyklogram dla algorytmu 3 jest przedstawiony na rysunku 4.



Rys. 4 Cyklogram dla algorytmu sterowania 3

Przy formułowaniu nowych algorytmów sterowania bardzo użyteczna jest oryginalna graficzna metoda opracowana przez autorów, bazująca na tzw. charakterystykach czasowo-przestrzennych. Przykładową charakterystykę czasowo-przestrzenną dla algorytmu 3 przedstawiono na rysunku 5.

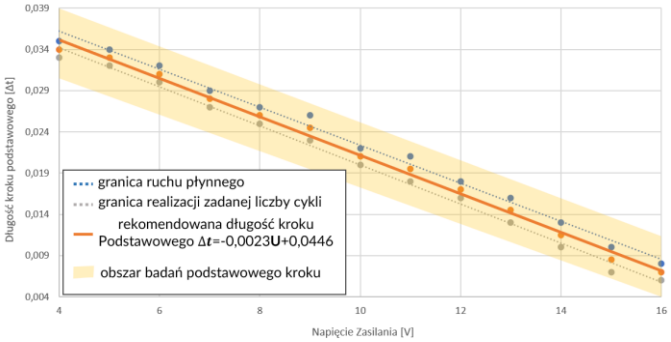


Rys. 5 Charakterystyka czasowo-przestrzenna dla algorytmu sterowania 3

Wiersze charakterystyki odpowiadają kolejnym cewkom wzbudzenia (od cewki C_1 do cewki C_8). Poszczególne kolumny są związane z numerami kolejnych kroków podstawowych. Lewa część charakterystyki odpowiada pierwszej połowie cyklu, zaś prawa połowa - drugiej połowie cyklu. Przy pomocy pomarańczowych prostokątów wskazano, która z cewek (numer wiersza) i w którym kroku (numer kolumny) ma być aktywowana. Strzałki kierunkowości siły (umieszczone w środkach poszczególnych prostokątów pomarańczowych) są odniesione do kierunku ruchu biegnika. Domniemane (spodziewane) położenia środka biegnika w stosunku do środków poszczególnych uzwojeń wzbudzenia w chwilach przełączeń cewek wzbudzenia są oznaczone niebiesko-czerwonym symbolem.

IV. BADANIA POMIAROWE ALGORYTMÓW STEROWANIA I ICH PORÓWNANIE

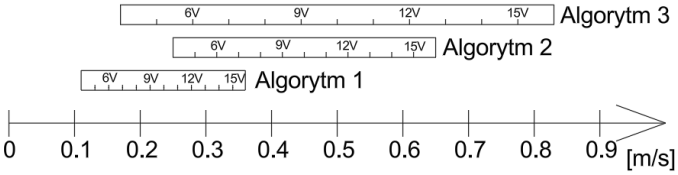
Algorytmy sterowania zaimplementowano w układzie sterowania (rys.2.) prototypowego liniowego silnika cylindrycznego, przedstawionego na rysunku 1. Poddano badaniom wszystkie 3 proponowane algorytmy przy amplitudach napięć zasilających, zmieniających się od wartości 4V do wartości 16V, co 1V. Przykładowo wyniki badań pomiarowych dla algorytmu sterowania 3 przedstawiono na rysunku 6.



Rys. 6 Wyniki badań pomiarowych dla algorytmów sterowania 3

Istotne znaczenie ma wyróżnienie granicy ruchu płynnego (kolor szary) oraz górnej granicy ruchu płynnego (kolor niebieski). Rekomendowaną długość kroku podstawowego wyznaczono jako średnią z długości kroków podstawowych przy danym napięciu, leżących na granicy poprawnej realizacji zadanej liczby cykli oraz granicy ruchu płynnego. Łącząc te punkty otrzymano linie proste, które można opisać analitycznie funkcjami liniowymi. Dla algorytmu sterowania 3 rekomendowana długość kroku podstawowego w zależności od amplitudy napięcia zasilania ma postać:Δt= -0,0023U+0,0446.

Na podstawie wyników badań sporządzono rysunek 7 przedstawiający zakresy regulacji prędkości biegnika dla wszystkich proponowanych algorytmów sterowania.



Rys. 7 Zakresów regulacji prędkości biegnika dla algorytmów sterowania 1, 2 i 3

IV. PODSUMOWANIE

Jak widać, algorytm sterowania 3 oferuje najszerszy zakres regulacji, obejmujący przedział od 0,17[m/s] do 0,83[m/s]. Zakres regulacji dla algorytmu sterowania 2 obejmuje przedział od 0,25[m/s] do 0,65[m/s]. Zakres regulacji dla podstawowego (najprostszego) algorytmu sterowania 1 jest najwęższy i wynosi od 0,11[m/s] do 0,36[m/s]. W zakresie prędkości od 0,25[m/s] do 0,36[m/s] możliwe jest sterowanie silnikiem przy pomocy każdego z trzech proponowanych algorytmów sterowania.

LVII Międzynarodowe Sympozjum Maszyn Elektrycznych

Sesja 3

GENERATORY i SILNIKI SYNCHRONICZNE

- modelowanie, rozpływ mocy, generatory wiatrowe i zagadnienia rozruchowe

Przewodniczący sesji:

prof. dr hab. inż. Tadeusz Sobczyk, dr hab. inż. Roland Ryndzionek

Nr	Autorzy	Tytuły referatów
1	Filip Kutt, Roland Ryndzionek, Michał Michna	Multiple reference frame model of brushless synchronous generator
2	Bartosz Rozegnał Paweł Albrechtowicz	Wpływ typu wyprowadzenia mocy z jednostek wytwórczych na moc bierną wytwarzaną w generatorach synchronicznych
3	Paweł Prajzendanc	A review of new technologies in wind turbine generators
4	Marcin Lefik Anna Firych-Nowacka	Ograniczenie momentu zaczepowego w generatorze synchronicznym z magnesami trwałymi do małej turbiny wiatrowej
5	Maciej Gwoździewicz Michał Smolnicki	Mechanical computation of line start permanent magnet synchronous motors rotors sheets
6	Mariusz Baranski Wojciech Szelag	Analiza wpływu sprzęgła magnetoreologicznego na nagrzewanie się silnika synchronicznego z magnesami trwałymi w procesie rozruchu

Multiple reference frame model of brushless synchronous generator

Filip Kutt, Roland Ryndzionek, Michał Michna

Gdańsk University of Technology, Faculty of Electrical and Control Engineering
ul. Gabriela Narutowicza 11/12, 80-233 Gdańsk, Poland, filip.kutt@pg.edu.pl

I. INTRODUCTION

Brushless synchronous generators (BSG) are the primary source of electrical power for multiple autonomous power generation systems. BSGs can be found on board ships, aircraft, and as backup land-based diesel generator systems. The primary construction of BSG is composed of the exciter and the main generator, and the more advanced constructions also have a permanent magnet subexciter, making them self-excited generators [1].

Because of the nature of autonomous power systems, a single generator's back EMF can define the power system voltage waveform. The quality of this waveform can impact the performance of modern power management systems, which rely on machine voltage and current waveforms for diagnostic purposes. The rotating rectifier, which is the part of the BSG exciter (fig. 1.) is one of the more failure-prone devices in the machine. Voltage waveform analysis can be used for model based fault diagnostic method. Because of that, a detailed circuit model that incorporates the nonsinusoidal distribution of the airgap field as well as the nonsinusoidal distribution of the winding needs to be used for power system level simulation and analysis [1,2].

In literature we can find models of BSG and synchronous machines that introduce nonsinusoidal distribution of the airgap field and armature winding. However, those models are often developed either based on the FEM approach or are defined in an abc reference frame [2].

The proposed model in this research is developed based on winding and airgap distribution functions and using a multiple reference frame approach. This approach is developed on the assumption that each harmonic component of the nonsinusoidal distribution is calculated in its own reference frame based on superposition [3].

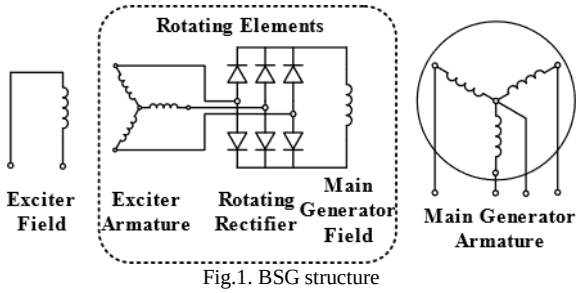


Fig.1. BSG structure

"Projekt finansowany ze środków NCBR w ramach umowy nr: LIDER13/0153/2022"

II. MODEL DEVELOPMENT

The focus of the model is the main generator part of the BSG. The fundamental component of the machine is defied in qd reference frame as standard synchronous machine model [4]:

$$\begin{aligned} v_{qs} &= -r_s i_{qs} + \omega_1 \lambda_{ds} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} \\ v_{ds} &= -r_s i_{ds} - \omega_1 \lambda_{qs} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} \\ 0 &= r'_{kq} i'_{kq} + \frac{d\lambda'_{kq}}{dt} \\ v'_{fd} &= r'_{fd} i'_{fd} + \frac{d\lambda'_{fd}}{dt} \\ 0 &= r'_{kq} i'_{kq} + \frac{d\lambda'_{kq}}{dt} \end{aligned} \tag{1}$$

where *qs* and *ds* represent the stator variables of an arbitrary rotation synchronous reference frame, *kq* and *kd* represent the damper cage winding parameters, and *fd* represents the field winding parameters.

The higher harmonics that are present in the armature back EMF waveform are also defined in arbitrary synchronous reference frames. However, in this case, because the rotational velocity of BSG is lower than the synchronous speed for a given higher harmonic, the model is defined as an induction machine model [4]:

$$\begin{aligned} v_{hqs} &= -r_{hs} i_{hqs} + \omega_h \lambda_{hds} + \frac{d\lambda_{hqs}}{dt} \\ v_{hds} &= -r_{hs} i_{hds} - \omega_h \lambda_{hqs} + \frac{d\lambda_{hds}}{dt} \\ 0 &= r'_{hkq} i'_{hkq} + (\omega_h - \omega_1)\lambda'_{hkd} + \frac{d\lambda'_{hkq}}{dt} \\ 0 &= r'_{hkd} i'_{hkd} - (\omega_h - \omega_1)\lambda'_{hkq} + \frac{d\lambda'_{hkd}}{dt} \\ v'_{hfd} &= r'_{hfd} i'_{hfd} + (\omega_h - \omega_1)\lambda'_{hfq} + \frac{d\lambda'_{hfd}}{dt} \\ v'_{hfq} &= r'_{hfq} i'_{hfq} - (\omega_h - \omega_1)\lambda'_{hfd} + \frac{d\lambda'_{hfq}}{dt} \end{aligned} \tag{2}$$

where *qs* and *ds*, as with the synchronous machine, represent the stator variables in an arbitrary rotating synchronous reference frame that rotates with the speed of the harmonic component, *kq* and *kd* represent the damper cage winding parameters, and *fd* and *fq* represent the field winding parameters.

The slip angular velocity in this case is equal to the order of the harmonic minus one, representing the difference in the speed of the harmonic field rotation and the actual mechanical speed of the machine:

$$(\omega_h - \omega_1) = \omega_1 (h - 1) \qquad (3)$$

The resulting voltage waveform is achieved by converting the variables in rotating arbitrary reference frames to the stationary *abc* reference frame and adding all harmonic components together (fig. 2)

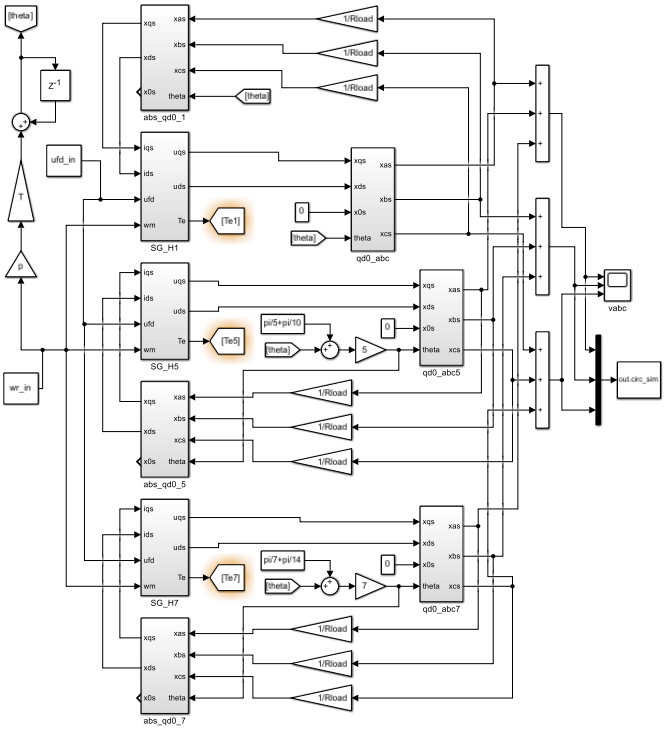


Fig.2. Overall model structure in Matlab Simulink

III. FEM SIMULATIONS

To validate the proposed approach, a FEM model in Ansys Maxwell software has been developed. A no-load FEM simulation was performed (fig. 3.)

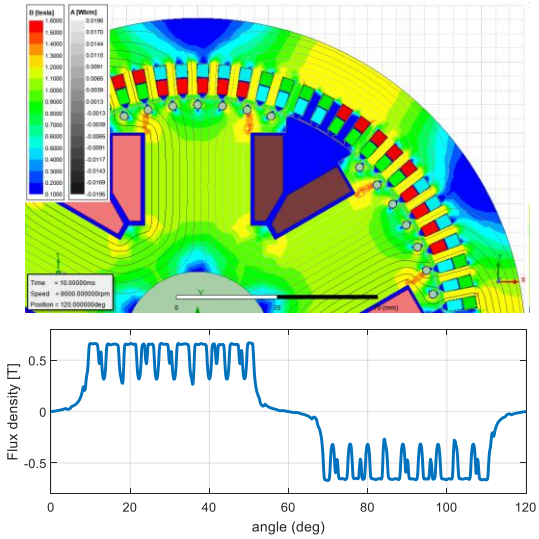


Fig. 3. FEM model of main generator part of the BSG

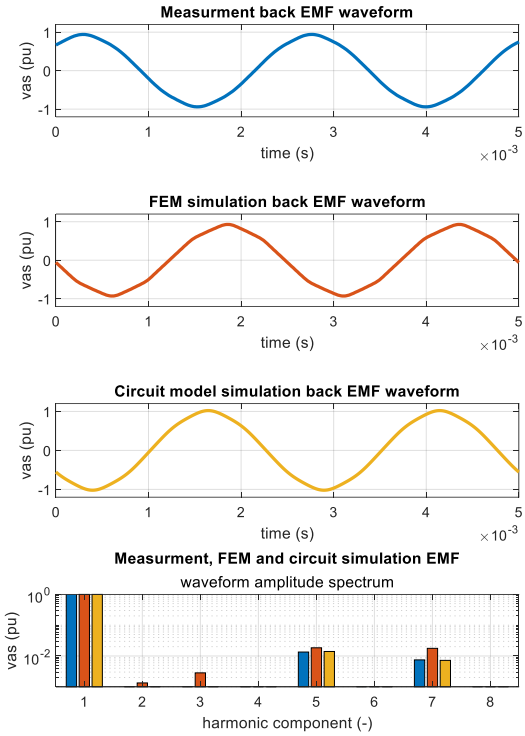


Fig. 4. FEM model of the main generator part of the BSG

IV. MEASUREMENTS

The proposed model has been verified using measurements conducted on GT40PCh8 aircraft 3-stage BSG. It is a 40kVA, 8000 rpm, 208V, and 400Hz generator. It is designed to operate at a constant speed of 8000 rpm. The measurements of the generator were conducted at no load. Fig. 4. shows the measurement, FEM, and circuit simulation results. The developed circuit model that incorporates 5th and 7th harmonics was used.

V. CONCLUSIONS

Presented research shows that a model defined in multiple references can accurately represent the behavior of the generator in the no-load state. The proposed approach uses simplified models defined in *qd* two two-axis rotating synchronous reference frames. The further research will incorporate the on-load operation of the machine, introducing the current spectrum analysis and the calculation of *dq* current components for each harmonic model.

LITERATURE

[1] N. Jiao, Z. Li, S. Mao, C. Sun and W. Liu, "Aircraft Brushless Wound-Rotor Synchronous Starter–Generator: A Technology Review," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 38, no. 6, pp. 7558-7574, June 2023

[2] F. Kutt, M. Michna and G. Kostro, "Multiple Reference Frame Theory in the Synchronous Generator Model Considering Harmonic Distortions Caused by Nonuniform Pole Shoe Saturation," in IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 35, no. 1, pp. 166-173, March 2020

[3] S. M. A. Cruz and A. J. M. Cardoso, "Multiple reference frames theory: a new method for the diagnosis of stator faults in three-phase induction motors," in IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 20, no. 3, pp. 611-619, Sept. 2005

[4] Paul Krause, Oleg Wasynczuk, Scott Sudhoff, Steven Pekarek “Analysis of Electric Machinery and Drive Systems”, Wiley 2013

WPŁYW TYPU WYPROWADZENIA MOCY Z JEDNOSTEK WYTWÓRCZYCH NA MOC BIERNĄ WYTWARZANĄ W GENERATORACH SYNCHRONICZNYCH

Bartosz Rozegnał, Paweł Albrechtowicz

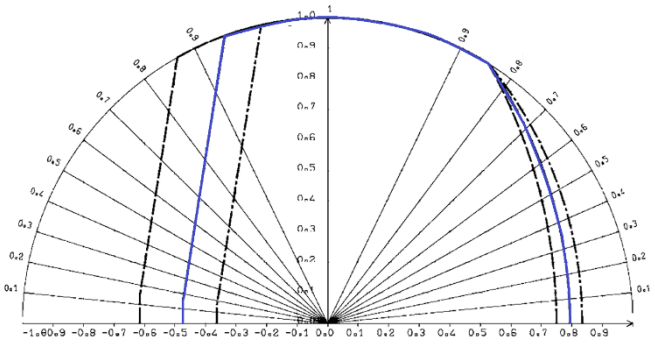
Politechnika Krakowska, Katedra Inżynierii Elektrycznej
bartosz.rozegnal@pk.edu.pl, pawel.albrechtowicz@pk.edu.pl

I. WSTĘP

Artykuł prezentuje wpływ typu układu wyprowadzenia mocy z instalacji wytwórczych zasilanych z generatorów synchronicznych średniej mocy. Ze względu na ograniczone możliwości przyłączenia do systemu elektroenergetycznego, które wynikają z istniejących zabudowań lub niemożności budowy nowej linii, wykorzystywane są przyłącza do szyn zbiorczych podstacji sieciowych 110 kV o znacznych długościach. W niniejszym artykule zawarto analizę wpływu typu linii kablowych na generowaną moc bierną przez elektrownie z generatorami synchronicznymi.

II. MOC BIERNA W UKŁADACH GENERACYJNYCH

Moc bierna stanowi istotną wielkość podlegającą regulacji z punktu widzenia poprawności funkcjonowania systemu elektroenergetycznego (SEE). Możliwości generacji mocy biernej w układach z generatorami synchronicznymi określona jest na podstawie wykresu kołowego P-Q opracowanego dla danej maszyny. Przykład takiej charakterystyki przedstawiono na rysunku 1[1].



Rys.1. Kołowy wykres dopuszczalnych zakresów pracy generatora

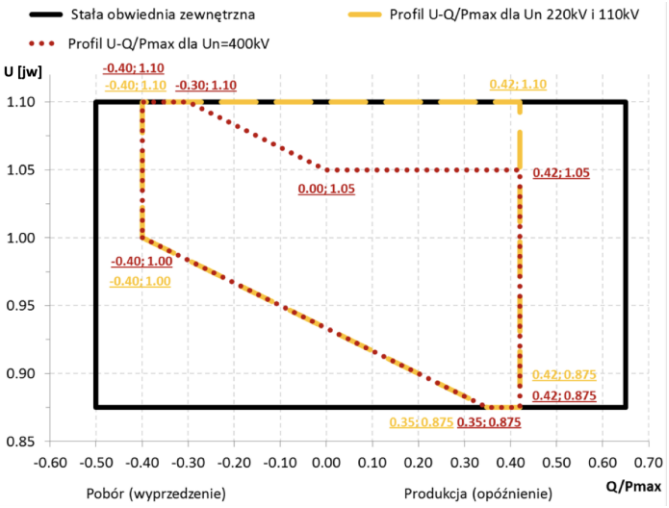
Dla cylindrycznego generatora synchronicznego, moc czynną i bierną generowaną można wyrazić za pomocą równań (1) i (2):

$$P = \frac{E_f U_g}{X_d} \sin\delta \tag{1}$$

$$Q = \frac{E_f U_g}{X_d} \cos\delta - \frac{U_q^2}{X_d} \tag{2}$$

gdzie: E_f – siła elektromotoryczna indukcji, V; U_a – napięcie na zaciskach twornika, V; X_d – reaktancja twornika, Ω; δ - kąt mocy generatora, °.

Każdy moduł wytwórczy energii elektrycznej przed dopuszczeniem do pracy ciągłej w SEE zobligowany jest do przejścia testów zgodnie z kodeksem sieciowym (NC RfG) [2-3]. W trakcie testów koniecznym jest wykazanie możliwości produkcyjnych nie tylko w zakresie mocy czynnej, z uwzględnieniem regulacji tej mocy dla różnych wariantów pracy i zaburzeń sieciowych, ale także mocy biernej zarówno w kierunku mocy biernej indukcyjnej i pojemnościowej. Wymagany zakres możliwości regulacyjnych przedstawiono na rysunku 2.



Rys.2. Zależności U-Q/P_{max} dla synchronicznego modułu wytwarzania energii (SyPGM).

III. LINIE KABLOWE I NAPOWIETRZNE

Ze względu na różne ograniczenia dotyczące lokalizacji elektrowni i infrastruktury sieciowej, do której ma być przyłączana jednostka wytwórcza, możliwe są różne warianty wykonania połączenia jej z głównym punktem zasilającym (GPZ). Oprócz najbardziej korzystnych warunków, tj. lokalizacji GPZ w bezpośrednim otoczeniu elektrowni, możliwe są przypadki, w których występuje istotna odległość między tymi dwoma obiektami. Dodatkowo, wyodrębnić

można przypadki, gdzie silnie zindustrializowany teren nie pozwala na poprowadzenie linii napowietrznej i niezbędnym jest wykonanie połączenia kablowego. Ze względu na charakter pracy linii kablowej, ważnym jest zweryfikowanie wpływu pracy linii kablowych, uwzględniając napięcie znamionowe, na rzeczywistą wartość mocy biernej oddawanej do sieci w punkcie przyłączenia w GPZ. Moc bierna pojemnościowa linii określona jest równaniem (3):

$$Q_C = U^2 2\pi f C_l \tag{3}$$

gdzie: U – aktualne napięcie pracy linii, V; f – częstotliwość sieciowa, Hz; C_l – pojemność linii, F.

Na podstawie znajomości zmian mocy biernej linii kablowej, możliwe jest wyznaczenie współczynników korekcyjnych dla mocy biernej generowanej w SyPGM względem mocy biernej oddawanej do sieci. Ponadto ważnym czynnikiem staje się również możliwa zmiana obciążalności linii kablowej mocą czynną wskutek zmian mocy biernej.

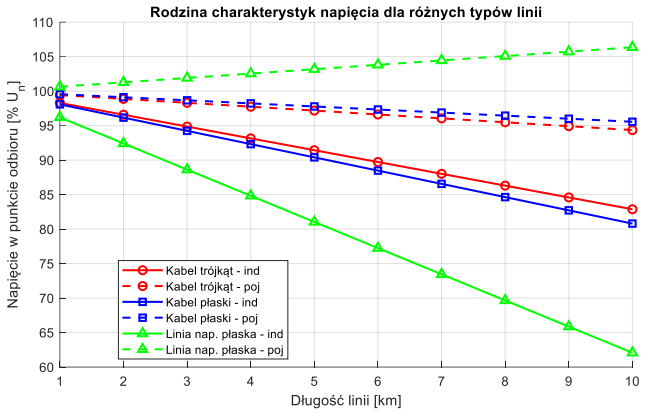
IV. STUDIUM PRZYPADKU

W ramach prowadzonych analiz przyjęto dwa przypadki linii, linię kablową oraz napowietrzną o napięciu znamionowym 15 kV. Ponadto założono następujące możliwe długości linii w zakresie od 1 km do 10 km. Zarówno w przypadku linii kablowych jak i napowietrznych założono dwa przekroje żył roboczych/przewodów 150 i 240 mm^2 (dla kabli ułożenie w układzie trójkątnym oraz w układzie płaskim).

Jako jednostkę wytwórczą przyjęto generator synchroniczny z utajonymi biegunami o mocy znamionowej 30 MW, napięcie znamionowe 15 kV, prędkość znamionowa 1500 obr/min.

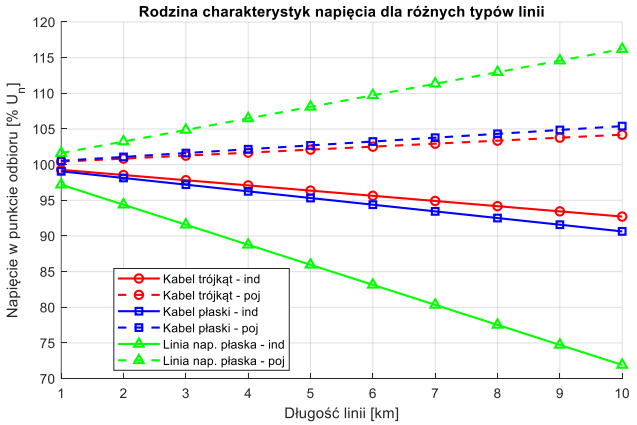
V. WPŁYW PARAMETRÓW UKŁADU WYPROWADZENIA MOCY NA MOŻLIWOŚCI REGULACYJNE NAPIĘCIA W PUNKCIE PRZYŁĄCZENIA

Odległość między rozdzielnią a punktem przyłączenia, typ i rodzaj wykorzystanej linii przesyłowej, napięcie przesyłu, sposób ułożenia i prowadzania linii, wszystkie te czynniki wpływają na parametry elektryczne wyprowadzenia mocy [4-6]. Te z kolei mają istotny wpływ na możliwości regulacyjne wartości napięcia w punkcie przyłączenia realizowane poprzez zmianę wartości mocy biernej wytwarzanej przez generator. Głównym czynnikiem wpływającym na możliwy zakres zmian napięcia w punkcie przyłączenia wskutek zmiany kierunku i wartości wytwarzanej mocy biernej jest wartość zastępczej reaktancji wzdłużnej wyprowadzenia mocy. Możliwe zakresy zmian napięcia w punkcie przyłączenia dla przypadku generatora wspomnianego w niniejszym artykule oraz jego charakterystyki kołowej pokazanej na rysunku 1 (granatowa linia) przedstawiono na rysunku 3.



Rys.3. Zakresy możliwych zmian napięcia w punkcie przyłączenia odniesione do napięcia znamionowego

Przy założeniu skrajnych warunków pracy, w którym nie jest generowana moc czynna charakterystyki możliwych zakresów regulacyjnych pokazano na rysunku 4.



Rys.4. Zakresy możliwych zmian napięcia w punkcie przyłączenia odniesione do napięcia znamionowego dla przypadku zerowej mocy czynnej wydawanej do sieci przez generator

W obu przykładach zauważalny jest istotny wpływ długości linii i jej obciążenie mocą bierną (z uwzględnieniem charakteru tej mocy) na wartość napięcia w punkcie przyłączenia do SEE. Największy wpływ widoczny jest dla połączeń napowietrznych.

LITERATURA

[1] North American Transmission Forum (NATF). *Generator Specifications for Planning, Operations and Modeling*. Charlotte: NATF, 2017.

[2] Rozporządzenie Komisji UE 2016/631 z dnia 14 kwietnia 2016 r. ustanawiające kodeks sieci dotyczący wymogów w zakresie przyłączenia jednostek wytwórczych do sieci (Dz. U. UE L 112 z 27.04.2016, str. 1).

[3] Wymogi ogólnego stosowania wynikające z Rozporządzenia Komisji (UE) 2016/631 z dn. 14.04.2016 r. ustanawiające kodeks sieci dotyczący wymogów w zakresie przyłączenia jednostek wytwórczych do sieci (NCRfG), PSE SA, Konstancin -Jeziorna, 18.12.2018 r.

[4] Feltes, J.W., Grande-Moran, C., & Stevens, J.L. "Dynamic Performance Testing of Cogeneration Plants for Utility Interconnection." *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 6, no. 2, 1991, pp. 494–500.

[5] Commission Regulation (EU) 2016/631 of 14 April 2016 establishing a network code on requirements for grid connection of generators. *Official Journal of the European Union*, L 112/1, 27 April 2016.

[6] Alberta Electric System Operator (AESO). *Generation and Load Interconnection Standard*. Calgary: AESO, 2020.

A REVIEW OF NEW TECHNOLOGIES IN WIND TURBINE GENERATORS

Paweł Prajzendanc

Maritime University of Szczecin, Faculty of Mechatronics and Electrical Engineering
Willowa 2, 71-650 Szczecin, e-mail: p.prajzendanc@pm.szczecin.pl

I. WIND ENERGY IN THE CONTEXT OF GLOBAL POWER DEMAND

The global change toward digitalization, electromobility, and automation has significantly increased electricity consumption. The expansion of electric vehicles, AI-powered systems, data centers, and smart infrastructure requires stable and scalable energy sources. In response, many countries are accelerating the transition toward low-emission power systems, with wind energy emerging as a key pillar due to its renewability, low direct CO_2 emissions, and growing efficiency [1,2].

Despite its advantages, wind power entails challenges such as variability in electricity production, supply chain limitations, and integration into existing grids. To mitigate these issues, energy storage systems (e.g., batteries, hydrogen) and smart grids are being deployed to stabilize supply, balance demand, and improve grid resilience against generation fluctuations and voltage or frequency disturbances. These developments emphasize the need for new generator designs that offer higher efficiency, reduced mass, and greater operational reliability—particularly for large-scale and offshore wind turbine applications [3,4].

II. GENERATOR TECHNOLOGIES USED IN WIND TURBINES

Modern wind turbine generators are designed to operate efficiently under variable wind conditions while minimizing maintenance and withstanding harsh environments, particularly offshore. Permanent magnet synchronous generators (PMSG) are widely used due to their high efficiency and compact size, resulting from the elimination of excitation losses. However, they rely on expensive rare-earth magnets, leading research into alternative materials as well as improved magnet design and manufacturing technologies. Electrically excited machines offer greater control over magnetic flux and reduce dependence on rare-earths, but require more complex excitation systems and periodic maintenance [5,6].

Another widely adopted solution is the doubly-fed induction generator (DFIG), which enables variable-speed operation using partial-scale converters, striking a balance between cost and performance. However, large offshore turbines increasingly favor direct-drive (DD) systems that eliminate the gearbox—a major source of mechanical failure. These systems use large-diameter, multi-pole generators operating at low speeds, typically based on PMSG designs. Although DD systems involve higher initial costs and material demands, they significantly enhance long-term reliability and reduce maintenance requirements, making them especially suitable for remote or offshore installations [7,8].

III. ADVANCED GENERATOR DESIGNS: SUPERCONDUCTING AND AXIAL-FLUX TECHNOLOGIES

The need for lighter, more efficient, and reliable wind turbine generators—especially in offshore applications—has driven the development of advanced topologies that depart from traditional radial-flux, copper-wound machines. Among the most promising innovations are superconducting generators and axial-flux machines, both offering significant improvements in power density, efficiency, and structural integration.

Superconducting generators leverage the zero-resistance properties of materials cooled below their critical temperature. Two main classes of superconductors are considered: Low-Temperature Superconductors (LTS) such as NbTi, Nb_3Sn, and High-Temperature Superconductors (HTS) including YBCO and BSCCO, which can operate at higher temperatures (e.g., 77 K) using for instance liquid nitrogen. Additionally, magnesium diboride (MgB_2) - with a critical temperature of ~39 K - offers a cost-effective compromise with moderate cooling requirements and attractive mechanical properties. Superconducting windings allow for significantly stronger magnetic fields than conventional copper coils, resulting in more compact generators with reduced mass and losses. Designs using MgB_2 or YBCO achieve power densities unattainable with permanent magnets, while also avoiding dependence on rare-earth materials [9,10].

Several conceptual and practical designs are discussed in the paper. A 10 MW class generator [11] using claw-pole geometry and HTS coils achieved a torque-to-mass ratio of 19.3 kg/kNm, compared to over 30 kg/kNm in typical PMSGs, while maintaining an efficiency of 94.5%. Another example is the EcoSwing project [12], which demonstrated a 3.6 MW HTS generator operating in a commercial wind turbine in Denmark. The rotor included 40 HTS coils made from over 20 km of YBCO tape, cooled below 30 K using Gifford–McMahon cryocoolers. The generator produced power continuously for over 650 hours during grid-connected testing, reaching technology readiness level (TRL) 6–7.

Beyond hybrid machines with HTS rotors and copper stators, some designs explore fully superconducting configurations, where both rotor and stator windings use HTS or MgB_2. For example, a gearless 10 MW machine with MgB_2 windings on both sides operates at 8–10 rpm, achieving over 98% efficiency. The total mass of the active parts is estimated at 52.5 tons, with a total system cost of approximately USD 3.2 million, including cryocooling and power converters [13]. Though cryogenic systems increase complexity, innovations such as conduction cooling and cryostat segmentation reduce energy consumption and improve reliability.

Axial-flux generators have attracted research interest due to their favorable torque density, short magnetic paths, and suitability for direct-drive applications. These machines produce magnetic flux along the axis of rotation and offer compact, modular designs. However, despite promising characteristics, axial-flux machines remain at the conceptual or prototype stage for wind turbines, except for small-scale units of a few kilowatts. For example, a flux-switching axial-flux generator with double stators and a passive rotor, designed to reduce cogging torque and temperature rise was analyzed using 3D FEM, but remains in simulation and laboratory testing stages [14]. Another proposed design combines surface-mounted permanent magnets with soft magnetic composite (SMC) stator cores in a yokeless and segmented armature configuration. This topology eliminates the stator yoke, improving cooling and reducing mass, while the use of SMC materials enables precise magnetic shaping and a significant reduction in torque ripple. Despite these advantages, the machine has so far only been validated through numerical simulation [15]. While axial-flux topologies offer notable advantages for weight-sensitive applications, their TRL remains low, and further advances in thermal management, manufacturing, and electromagnetic optimization are needed before they can be considered viable for commercial wind energy systems.

Both superconducting and axial-flux generators show promising advantages for direct-drive offshore wind turbines, where size, weight, and maintenance are critical. While superconducting machines are nearing industrial use, as seen in projects like EcoSwing, axial-flux designs remain at the prototype stage. Ongoing research into thermal management and torque optimization supports their future potential in lightweight applications.

IV. SUMMARY

Recent advancements in generator technologies for wind turbines are focused on increasing efficiency, reducing mass, and improving operational reliability - articularly for direct - drive and offshore applications. Among the reviewed solutions, PMSG remain the dominant technology in commercial wind turbines due to their high efficiency and maturity. Electrically excited machines offer advantages in terms of material availability and controllability but require more complex systems and maintenance. Doubly-fed induction generators continue to be widely used in medium-power turbines, though their scalability and long-term performance are limited in next-generation designs.

Superconducting generators demonstrate the greatest potential for future large-scale systems, especially offshore, where reductions in mass and volume can translate into significant cost savings at the system level. Designs using HTS or MgB_2 can deliver high torque at low speeds while eliminating gearboxes and minimizing losses. However, the complexity of cryogenic cooling, high material costs, and system integration challenges currently limit their deployment to prototype-level projects, with only a few reaching TRL 6–7. In contrast, axial-flux machines, despite offering compelling design flexibility and torque density, remain largely experimental and have not yet achieved practical readiness for use in commercial wind turbine systems. Continued progress in material engineering, cryogenics, and electromagnetic optimization will be crucial to enable wider adoption of these advanced generator concepts in the coming decades.

REFERENCES

[1] Y. Zhang, F. Hu, Y. Han, et al., “Energy-Saving for Fog Computing-Empowered Data Centers”, *Proceedings of the 2023 International Conference on Mobile Internet, Cloud Computing and Information Security (MICCIS)*, Suzhou, pp. 16–21, 2023.

[2] S. Dash, "Green AI: Enhancing Sustainability and Energy Efficiency in AI-Integrated Enterprise Systems", *IEEE Access*, vol. 13, pp. 21216-21228, 2025,

[3] M.A. Lasemi, A. Arabkoohsar, A. Hajizadeh, “Optimal Design of Green Energy Hub Considering Multi-Generation Energy Storage System”, *Proceedings of the 2022 IEEE International Conference on Power Systems Technology (POWERCON)*, Kunming, pp. 1–6, 2022.

[4] M.T. Lawder, B. Suthar, P.W.C. Northrop, et al., “Battery Energy Storage System (BESS) and Battery Management System (BMS) for Grid-Scale Applications”, *Proceedings of the IEEE*, vol 102, pp. 1014–1030, 2014.

[5] O.M. Lee, M. Abbasian, “Reducing Rare-Earth Magnet Reliance in Modern Traction Electric Machines”, *Energies*, vol. 18, 2025.

[6] R. Wang, W. Liu, T. Meng, et al., “Rotor Position Estimation Method of Brushless Electrically Excited Synchronous Starter/Generator Based on Multistage Structure”, *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 37, pp. 364–376, 2022.

[7] C. Mohssine, T. Nasser, A. Essadki, “Contribution of Variable SpeedWind Turbine Generator Based on DFIG Using ADRC and RST Controllers to Frequency Regulation”, *Int. J. Renew. Energ. Res. (IJRER)*, vol. 11, pp. 320–331, 2021.

[8] K. Tartt, A. Kazemi Amiri, A. McDonald, et al., „Structural Optimisation of Offshore Direct-Drive Wind Turbine Generators Including Static and Dynamic Analyses”, *J. Phys. Conf. Ser.*, 2021.

[9] K.S. Haran, S. Kalsi, T. Arndt, et al., “High Power Density Superconducting Rotating Machines—Development Status and Technology Roadmap”, *Supercond. Sci. Technol*, vol. 30, 2017.

[10] A. Sklyarova, L. Presmanes, V. Baylac, et al., “Processing of Bulk MgB2 Superconductors by Coupling Laser Powder Bed Fusion and Spark Plasma Sintering Techniques”, *Materials*, 2025.

[11] O. Keysan, M. Mueller, “A Modular and Cost-Effective Superconducting Generator Design for Offshore Wind Turbines”, *Supercond. Sci. Technol.*, vol. 28, 2015.

[12] A. Bergen, R. Andersen, M. Bauer, et al., “Design and In-Field Testing of the World’s First ReBCO Rotor for a 3.6 MW Wind Generator”, *Supercond. Sci. Technol.*, vol. 32, 2019.

[13] S.S. Kalsi, “Superconducting Wind Turbine Generator Employing MgB2 Windings Both on Rotor and Stator”, *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 24, pp. 47–53, 2014

[14] F. Chimento, A. Raciti, “A Low-Speed Axial-Flux PM Generator for Wind Power Systems”, *Proceedings of the 2004 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Ajaccio, vol. 2, pp. 1479–1484, 2004.

[15] L. Xu, Y. Xu, J. Gong, “Analysis and Optimization of Cogging Torque in Yokeless and Segmented Armature Axial-Flux Permanent-Magnet Machine With Soft Magnetic Composite Core”, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 54, 2018.

Ograniczenie momentu zaczepowego w generatorze synchronicznym z magnesami trwałymi do małej turbiny wiatrowej

Marcin Lefik, Anna Firych-Nowacka

Politechnika Łódzka, Instytut Mechatroniki i Systemów Informatycznych
Stefanowskiego 22, 90-537 Łódź, e-mail: anna.firych-nowacka@p.lodz.pl

I. STRESZCZENIE

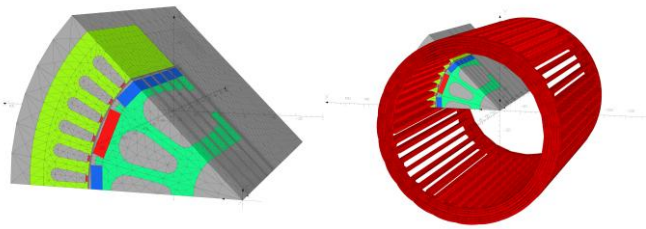
W artykule przedstawiono sposób redukcji momentu zaczepowego w generatorze synchronicznym z magnesami trwałymi, który został zaprojektowany do małej turbiny wiatrowej. Autorzy zaproponowali zastosowanie klinów magnetycznych, które zostały przygotowane z mieszanki z żywicy i proszku żelaza.

II. WPROWADZENIE

Powstawanie momentu zaczepowego w maszynach elektrycznych z magnesami trwałymi jest efektem oddziaływania pola magnetycznego magnesów trwałych umieszczonych w wirniku z obwodem magnetycznym stojana, w którym są wycięte żłobki, co tworzy nierównomierną szczelinę powietrzną dla strumienia magnetycznego. Jest to zjawisko powszechnie znane i poświęcono mu w literaturze wiele miejsca. Występowanie momentu zaczepowego jest niekorzystne z punktu widzenia eksploatacji maszyn elektrycznych. Powoduje on niekorzystne dla maszyny pulsacje momentu elektromagnetycznego, zwiększenie strat mocy, a co za tym idzie pogorszenie sprawności oraz zwiększenie drgań i hałasu [1]. Moment zaczepowy ma szczególnie negatywny wpływ ma na działanie generatorów stosowanych w turbinach wiatrowych. Powoduje on bowiem trudniejszy rozruch zespołu – turbina wiatrowa startuje przy większych prędkościach wiatru. Konieczne jest więc redukcja lub w miarę możliwości całkowite wyeliminowanie tego zjawiska. W literaturze można znaleźć wiele metod redukcji momentu zaczepowego w maszynach elektrycznych. Do najczęściej stosowanych i opisywanych można zaliczyć: stosowanie skosu pakietu stojana, stosowanie skosu pakietu wirnika, wykonanie nacięć na zębach stojana oraz stosowanie klinów magnetycznych zamykających żłobki stojana. Oprócz wymienionych metod, moment zaczepowy można redukować przez dobór odpowiednich pod względem kształtu, wymiarów i materiału magnesów trwałych, ich sposobu umieszczenia w czy również, zwiększenie rozmiaru szczeliny powietrznej. Nietypowym rozwiązaniem jest przedstawiona w [2] konstrukcja maszyny z magnesami trwałymi zaprojektowanej z nieparzystą liczbą zębów stojana, różną o dwa od liczby biegunów magnetycznych wirnika. Metodę tę autorzy zaproponowali dla projektu generatora wolnoobrotowego o prędkości synchronicznej 150 obr/min. Konstrukcja takiego generatora wymaga zastosowania dużej liczby biegunów, co przekłada się na większą wartość momentu zaczepowego. O negatywnym wpływie liczby biegunów i wpływie kombinacji liczby żłobków i biegunów na wartość momentu zaczepowego napisali również autorzy [3]. Niezależnie od wybranej metody redukcji momentu zaczepowego należy uwzględnić ją już w procesie projektowania maszyny, ponieważ zastosowanie większości z nich nie jest praktycznie możliwe na wykonanej maszynie. Konieczność redukcji momentu zaczepowego gotowej maszyny może pojawić się w przypadku, gdy na skutek błędów projektowych nie uwzględniono żadnej z wymienionych powyżej metod lub gdy zastosowane metody niewystarczająco obniżyły jego wartość. W artykule przedstawiony został przypadek zaprojektowanego i wykonanego generatora wolnoobrotowego z magnesami trwałymi montowanymi powierzchniowo, o prędkości synchronicznej 375 obr/min przeznaczonego do małej turbiny wiatrowej (16 biegunów, 48 żłobków w stojanie), o mocy 0,95 kW. W generatorze tym pomimo zastosowania skosu wirnika moment zaczepowy był zbyt duży by generator mógł prawidłowo współpracować z turbiną. Jest to konstrukcja niskobudżetowa, zaprojektowana na potrzeby studenckiego koła naukowego, w której wykorzystano gotowy pakiet stojana i korpus produkowanego seryjnie silnika asynchronicznego oraz dostępne na rynku magnesy trwałe. Nie było więc możliwe przeprojektowanie maszyny polegające na wymianie poszczególnych jej części. Konieczna zatem była analiza możliwości modyfikacji w konstrukcji, które nie będą wymagały wprowadzenia radykalnych i kosztownych zmian.

III. KLINY MAGNETYCZNE

Spośród metod redukcji momentu zaczepowego wymienionych w Rozdziale I, w rozpatrywanym przypadku, praktyczne zastosowanie mają tylko kliny magnetyczne.

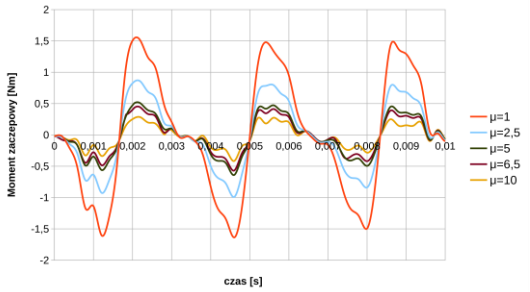


Rys.1. Model MES generatora synchronicznego

Fig.1. FEM model of synchronous generator

W związku z tym przeprowadzona została analiza numeryczna wpływu klinów magnetycznych na moment zaczepowy w generatorze. W tym celu wykonany został trójwymiarowy model numeryczny generatora z

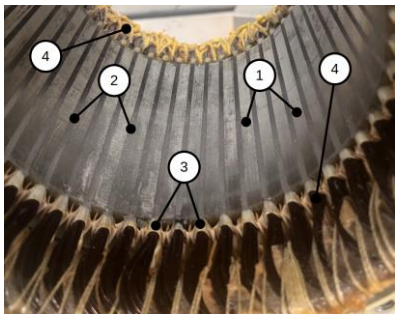
wykorzystaniem Metody Elementów Skończonych, przedstawiony na Rys. 1. Model ten wykorzystany został do obliczenia przebiegu momentu zaczepowego dla różnych wartości μ_r klinów. Wyniki obliczeń dla wybranych wartości przenikalności przedstawiono na Rys. 2.



Rys. 2. Moment zaczepowy dla różnych przenikalności μ_r klinów

Fig. 2. Cogging torque for different values of permeability μ_r of wedges

Z powyższej analizy wynika, że kliny o niewielkiej, w porównaniu do przenikalności blach ferromagnetycznych, przenikalności magnetycznej względnej mogą znacząco zredukować moment zaczepowy. Do wykonania klinów wybrany został proszek żelaza oraz żywica epoksydowa. Przenikalność materiału wyznaczona została pomiarowo, za pomocą aparatu Epsteina. Spośród przebadanych materiałów wybrano próbkę o μ_r=6,5. Obliczenia numeryczne przedstawione na Rys. 2 pokazały, że dla takiej wartości przenikalności, można spodziewać się redukcji momentu zaczepowego o prawie 70%. Sposób zamocowania klinów magnetycznych stojanie generatora przedstawiono na Rys. 3.



Rys. 3. Stojan generatora synchronicznego: 1 – zęby stojana, 2 – kliny magnetyczne, 3 – kliny żłobkowe, 4 – połączenia czołowe

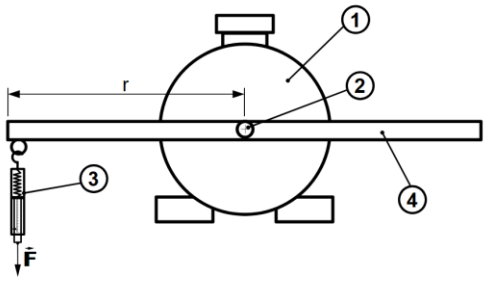
Fig. 3. Stator of synchronous generator: 1 - stator teeth, 2 - magnetic wedges, 3 - slot wedges, 4 - end windings

V. POMIARY MOMENTU ZACZEPOWEGO

Skuteczność redukcji momentu zaczepowego generatora zweryfikowana została pomiarowo. Pomiary wykonano za pomocą dynamometru w układzie przedstawionym na Rys. 4. Wynik pomiarów przedstawiono w Tabeli I.

TABELA I
WYNIKI POMIARÓW MOMENTU ZACZEPOWEGO

	Moment zaczepowy [Nm]
bez klinów	**1,6**
z klinami	**1,0**



Rys. 4. Układ do pomiaru momentu zaczepowego: 1 – generator, 2 – wał wirnika, 3 – dynamometr, 4 – belka

Fig. 4. system for cogging torque measuring: 1 – generator, 2 – rotor shaft, 3 – dynamometer, 4 - beam

VI. PODSUMOWANIE I WNIOSKI

W artykule przedstawione zostało rozwiązanie problemu redukcji momentu zaczepowego w generatorze do małej turbiny wiatrowej, w którym zastosowany skos wirnika okazał się metodą niewystarczającą. Spośród powszechnie stosowanych metod do redukcji momentu wybrane zostały kliny magnetyczne wykonane na bazie proszku żelaza i żywicy, ponieważ jest to jedyna metoda, którą można zastosować w wyprodukowanej maszynie bez konieczności wymiany jej elementów. Przed wytworzeniem i zamontowaniem klinów skuteczność tej metody zweryfikowana została numerycznie. Wyniki analizy numerycznej wykazały, że w zależności od przenikalności magnetycznej klinów można się spodziewać redukcji momentu od 46% dla przenikalności 2,5 do 81% dla przenikalności 10. Przenikalność magnetyczną wykonanych na bazie proszku żelaza i żywicy klinów wyznaczono pomiarowo i wyniosła ona 6,5, co na podstawie analizy numerycznej może dać redukcję momentu o ok. 70%. Pomiary momentu zaczepowego zostały wykonane dla generatora bez klinów magnetycznych i z klinami magnetycznymi. Z pomiarów tych wynika, że moment zaczepowy zredukowany został o 37%, czyli niemal dwukrotnie mniej niż wynikało to z obliczeń. Przyczyn tak dużej różnicy w wynikach pomiarów i obliczeń upatrywać można w różnicy wymiarów klinów magnetycznych w modelu i rzeczywistym generatorze oraz w błędach pomiarowych. Niemniej jednak poziom redukcji momentu zaczepowego w generatorze z wykorzystaniem klinów magnetycznych można uznać za zadawalający, a samą metodę za wystarczająco skuteczną.

LITERATURA

[1] R. Nadolski, Z. Gawęcki, Analysis of a Possibility of cogging Torque Reduction for Brushless Direct Current Motor (In Polish), Maszyny Elektryczne – Zeszyty Problemowe, vol. 4, pp. 131–136, 2015.

[2] M. Rolak, R. Kot, M. Malinowski, Z. Goryca, J. T. Szuster, Design of Small Wind Turbine with Maximum Power Point Tracking Algorithm, 2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 27-30 June 2011, pp. 1023-1028, 2011, DOI: 10.1109/ISIE.2011.5984300

[3] Z. Q. Zhu, D. Howe, Influence of Design Parameters on Cogging Torque in Permanent Magnet Machines, IEEE Transactions on Energy Conversaion, vol. 15, no. 4, 2000.

MECHANICAL COMPUTATION OF LINE START PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS ROTORS SHEETS

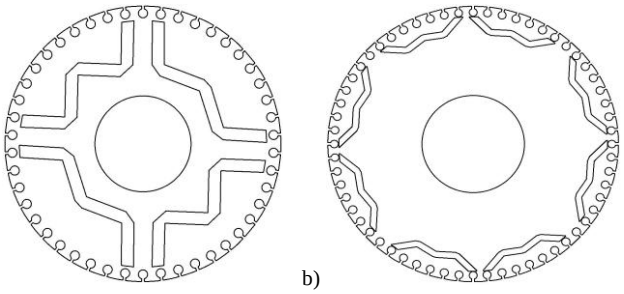
Maciej Gwoździewicz[1], Michał Smolnicki[2]

[1]Wroclaw University of Science and Technology, e-mail: maciej.gwozdziewicz@pwr.edu.pl

[2]Wroclaw University of Science and Technology, e-mail: michal.smolnicki@pwr.edu.pl

I. INTRODUCTION

Line Start Permanent Magnet Synchronous Motors (LSPMSM) obtain extremely high efficiency and power factor due to permanent magnets instead of electromagnetic excitation and a unity or almost unity power factor [1, 2]. Squirrel-cage in the motor rotor enables asynchronous starting and synchronization from sub-synchronous speed to the motor synchronous speed. Permanent magnets are installed in the slots below the rotor squirrel-cage slots. Due to that, there is so narrow gap between these slots. This gap is magnetically saturated – it is a short-circuit for the permanent magnet part close to the gap. This permanent magnet part does not excite the motor – it produces leakage flux (Fig. 2). From an electromagnetic point of view, this gap should be as narrow as possible, but from the mechanical point of view, maximum stresses due to centrifugal force and load torque occur exactly in the gap (Fig. 3). Due to that computation of the gap dimension must be carefully calculated, taking into account the mechanical strength of the motor magnetic core sheets material.



a) b)

Fig.1. LSPMSM rotor sheets: a) 4-pole 160 kW 1500 rpm motor, b) 8-pole 90 kW 150 rpm motor

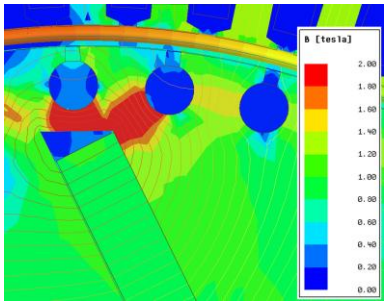


Fig.2. Magnetic field in the gap between the squirrel-cage and permanent magnet slots

II. COMPUTATIONAL DESCRIPTION

Two LSPMSM rotor sheets were investigated:
- 4-pole 160kW 1500 rpm motor,
- 8-pole 90 kW 750 rpm motor.

Both rotor sheets are presented in Fig. 1.
Four types of load were investigated:
- $n=1.2n_N$ and $T=0$.
- $n=n_N$ and $T=10T_N$,
- $n=0$ and $T=20T_N$,
- gravity.

Maximum speed $n=1.2\ n_N$ is determined by the electric motor's norm IEC 60034-1. A case with synchronous rated speed nN and load torque $T=10T_N$ is a simulation of the mechanical stresses in the case of loss of the motor synchronism. A case with load torque $T=20T_N$ is a simulation of the mechanical stresses during the motor starting – LSPMSM torque ripple can exceed 15 times the rated torque. Gravity force on the LSPMSM rotor sheets is especially important during the motor rotor manufacturing, carrying the sheets.

Numerical simulations were conducted using two different software: Simulia Abaqus and Ansys. All models were built with the same material – M350-50A electrical steel.

The mesh size in both models was decreased in the area of edges where mechanical stresses were increased, as well as in the gap between the squirrel-cage and permanent magnets slots [3, 4]. Example of the 4-pole LSPMSM rotor mesh is shown in Fig. 3. Example of the obtained results for both motors for various loads are presented in Fig. 4 and 5. In case of gravity load, the rotor sheet was taken by the opposite teeth.

Detailed results of obtained mechanical investigation for both LSPMSM rotor sheets using two software are shown in Tables I and II. The results from both software are quite consistent – obtained discrepancies in mechanical results are acceptable.

For 4-pole 160 kW 1500 rpm LSPMSM, the highest mechanical stress is caused by the centrifugal force, which limits the minimum dimension of the gap between the squirrel-cage and permanent magnets slots. In case of 8-pole 90 kW 750 rpm LSPMSM, the situation is completely different – the most significant mechanical stress for the rotor sheets is gravity, which limits the gap. Stresses due to centrifugal force and load torque are much lower for this motor.

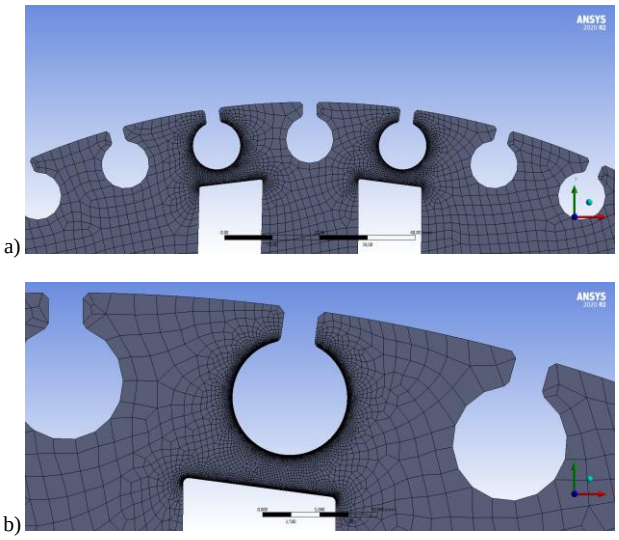


Fig.3. Mesh of the 4-pole 160 kW LSPMSM rotor with main mesh element size 2 mm and mesh element size in the critical regions: a) 0.1 mm, b) 0.01 mm

TABLE I
INFLUENCE OF THE SOFTWARE ON THE OBTAINED RESULTS OF MECHANICAL STRESS INVESTIGATION FOR BOTH LSPMSM ROTORS SHEETS WITH MAIN MESH ELEMENT SIZE 2 MM AND 0.1 MM IN CRITICAL REGIONS

motor	**software**	**n=1.2n$_N$ T=0**	**n=n$_N$ T=10T$_N$**	**n=0 T=20T$_N$**	**gravity**
4-pole 160 kW	Ansys	219	168	119	51
	Abaqus	211	143	93	47
8-pole 90 kW	Ansys	81	100	90	171
	Abaqus	81	129	93	176

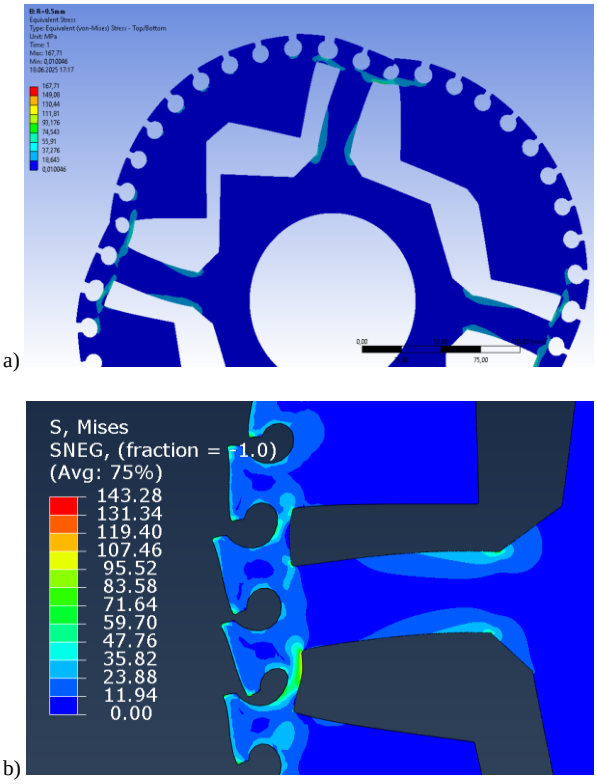


Fig.4. Mechanical stress (von Mises) of the 4-pole 160 kW LSPMSM rotor with main mesh element size 2 mm and mesh element size 0.1 mm in critical regions for n=n$_N$ and T=10T$_N$: a) Ansys software, b) Abaqus software

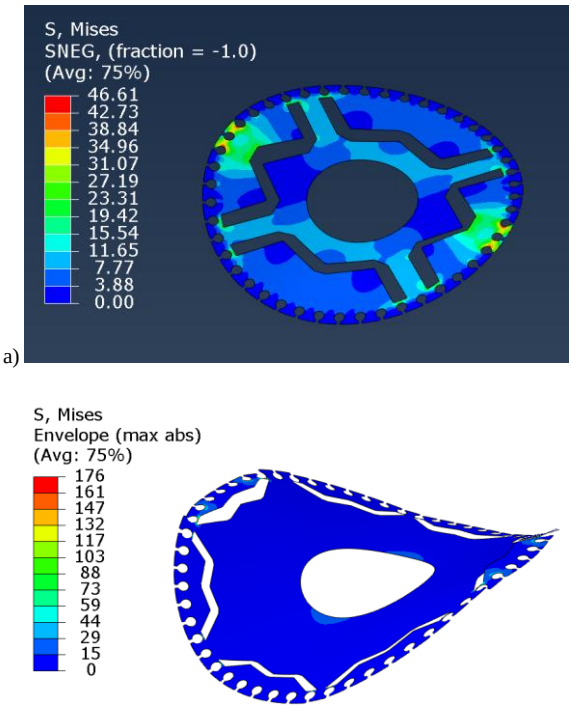


Fig.5. Mechanical stress (von Mises) of the: a) 4-pole 160 kW and b) 8-pole 90 kW LSPMSM rotor with main mesh element size 2 mm and mesh element size 0.1 mm in critical regions under gravitational loading (Abaqus software)

TABLE II
INFLUENCE OF THE INCREASED MESH ELEMENT SIZE ON THE OBTAINED RESULTS OF MECHANICAL STRESS INVESTIGATION FOR 4-POLE 160 KW 1500 RPM LSPMSM ROTOR SHEET FOR N=1.2N$_N$ AND T=0 WITH MAIN MESH ELEMENT SIZE 1 MM FOR BOTH SOFTWARE'S

increased mesh element size	0.20	0.15	0.10	0.05	0.03	0.02
Ansys	217	229	251	269	271	273
Abaqus	237	236	250	265	275	276

III. CONCLUSIONS

LSPMSM rotor sheet mesh discretization has a significant influence on the obtained mechanical stresses.

Low-poles LSPMSM rotor sheets have maximum mechanical stresses due to centrifugal force. High-poles LSPMSM rotor sheets have maximum mechanical stresses due to the gravitational force.

There are some differences between the computation results of both software, but they are within an acceptable range.

LITERATURE

[1] M. Gwoździewicz, M. Ciurys, „Line Start Permanent Magnet Synchronous Motor rotor designing methodology", *Przegląd Elektrotechniczny*, 99 (2023), No. 12. 220-227

[2] M. Gwoździewicz, K. Jankowska, „Analysis of a new con-cept of Line Start Permanent Magnet Synchronous Motor", *Przegląd Elektrotechniczny*, 2022. 99(8), 168-173

[3] E. Rusiński E., J. Czmochowski, T. Smolnicki, „Zaawansowana metoda elementów skończonych w konstrukcjach nośnych", *Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej,* Wrocław 2000

[4] Duda Sz., Smolnicki M. et al. „Determination of fracture energy (mode I) in the inverse fiber metal laminates using experimental–numerical approach", International Journal of Fracture, 234, 1-2, 4 2022

ANALIZA WPŁYWU SPRZĘGŁA MAGNETOREOLOGICZNEGO NA NAGRZEWANIE SIĘ SILNIKA SYNCHRONICZNEGO Z MAGNESAMI TRWAŁYMI W PROCESIE ROZRUCHU

Mariusz Barański, Wojciech Szeląg

Politechnika Poznańska, Instytut Elektrotechniki i Elektroniki Przemysłowej
Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, e-mail: {mariusz.baranski/wojciech.szelag}@put.poznan.pl

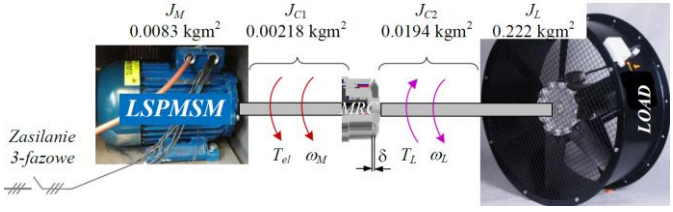
I. WPROWADZENIE

Konieczność uwzględniania wpływu temperatury na pracę maszyn elektrycznych jest szczególnie istotna przy projektowaniu i optymalizacji maszyn pracujących w szerokim zakresie zmian temperatury otoczenia, a także maszyn pracujących przy dynamicznie zmieniającym się obciążeniu w układach charakteryzujących się dużymi wartościami momentu bezwładności [1]. Silniki synchroniczne magnetoelektryczne z magnesami trwałymi o rozruchu bezpośrednim (LSPMSM) są wykorzystywane głównie w napędach pracujących w trybie ciągłym, takich jak pompy czy wentylatory tj. w aplikacjach o stałym lub mało zmiennym obciążeniu, ale dużym momencie bezwładności mas wirujących. Często powtarzane rozruchy lub nawroty mogą doprowadzić nie tylko do wzrostu temperatury magnesów i zmniejszenia się strumienia głównego, ale i do trwałego częściowego rozmagnesowania magnesów trwałych udarowym prądem twornika, a w konsekwencji do trwałego pogorszenia parametrów funkcjonalnych silnika.

W artykule autorzy zaproponowali układ napędowy ze sprzęgłem magnetoreologicznym (MRC), które poprawia niezawodność rozruchu układów napędowych o bardzo dużych momentach bezwładności obciążenia. Zaprezentowany w rozdziale II układ poprawia zdolności rozruchowe, a w konsekwencji zmniejsza generowanie dużych lokalnych przyrostów temperatury podzespołów silnika i zmniejsza narażenie magnesów na częściowe rozmagnesowanie.

II. SILNIK LSPMSM Z UKŁADEM NAPĘDOWYM MRC

Silnik LSPMSM z układem napędowym MRC i wentylatorem pokazano na rysunku 1.



Rys.1. Silnik LSPMSM z układem napędowym MRC i wentylatoremWK900

Autorzy zastosowali opracowane w Politechnice Poznańskiej regulowane sprzęgło magnetoreologiczne (MRC) z pasywnym wzbudzeniem, wykorzystujące magnesy trwałe [2]. W zastosowanym sprzęgle przenoszony maksymalny moment sprzęgający (obrotowy) T_{MRC} można regulować poprzez zmianę długości δ szczeliny powietrznej.

Dla różnicy momentów na wale wejściowym T_{el} i wyjściowym T_L sprzęgła (Rys. 1) mniejszej od wstępnie ustawionego momentu sprzęgającego, moment obrotowy przenoszony jest przez sprzęgło bez poślizgu ($\omega_M=\omega_L$), gdzie ω_M i ω_L to odpowiednio prędkości kątowe silnika i wału obciążenia. Natomiast, jeśli różnica momentów przekroczy nastawiony moment sprzęgający, to wały wejściowy i wyjściowy sprzęgła obracają się z różnymi prędkościami ($\omega_M\neq\omega_L$). Poprzez częściowe rozprzęgnięcie w początkowej fazie rozruchu wału silnika z wałem obciążenia i ograniczenie przenoszonego przez sprzęgło momentu obrotowego do momentu nastawionego, prędkości obrotowe wirnika i obciążenia zmieniają się z różną dynamiką. Z uwagi na duży moment elektromagnetyczny i mały moment bezwładności wirnika silnika i wału wejściowego sprzęgła, szybko narasta prędkość obrotowa wirnika i w krótszym czasie wpada on w synchronizm niż silnik bezpośrednio obciążony bardzo dużym momentem bezwładności. W efekcie unika się długiego procesu rozruchu silnika i towarzyszącym im przetężeń prądowych prowadzących do dużych przyrostów temperatury podzespołów silnika i zwiększonego ryzyka częściowego rozmagnesowania magnesów.

III. MODEL MATEMATYCZNY ZJAWISK SPRZĘŻONYCH

Dwuwymiarowy polowo-obwodowy model matematyczny zjawisk elektromagnetyczno-termiczno-mechanicznych w LSPMSM obejmuje równania pola elektromagnetycznego, równanie opisujące rozkład pola temperatury i równanie równowagi mechanicznej. Model ten został szczegółowo opisany w wielu pracach autorów [3]. Równania modelu polowo-obwodowego sprzęgają się z równaniem ruchu poprzez moment elektromagnetyczny T_{el}. Rozpatrzono następujące przypadki układu: (I) wał silnika jest bezpośrednio połączony z wałem obciążenia, (II) wał silnika połączony jest z wałem obciążenia za pośrednictwem MRC, gdzie postać równań bilansu momentów obrotowych zależy od relacji między prędkościami kątowymi wirnika silnika ω_M i wału obciążenia ω_L. W celu rozwiązania równań modelu matematycznego zastosowano metody numeryczne oparte na dyskretyzacji przestrzeni i czasu. Po dyskretyzacji czasu i zastosowaniu schematu różniczkowego wstecznego uzyskano zbiór nieliniowych sprzężonych równań algebraicznych:

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{S}^n + \boldsymbol{G}(1-\boldsymbol{C})\Delta t^{-1} & -\boldsymbol{z} \\ -\boldsymbol{z}^T & -(\boldsymbol{R}\Delta t + \boldsymbol{L}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varphi}^n \\ \boldsymbol{i}^n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{H}_m^n \\ -\Delta t \boldsymbol{U}^n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \boldsymbol{G}(1-\boldsymbol{C})\Delta t^{-1} & 0 \\ -\boldsymbol{z}^T & -\boldsymbol{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varphi}^{n-1} \\ \boldsymbol{i}^{n-1} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\left(\boldsymbol{S}_\tau^n + \boldsymbol{K}_\tau^n + \boldsymbol{C}_\tau^n \Delta t^{-1}\right)\boldsymbol{\tau}^n = \boldsymbol{Q}^n + \boldsymbol{K}_{\tau A}^n + \boldsymbol{C}_\tau^n \Delta t^{-1} \boldsymbol{\tau}^{n-1} \quad (2)$$

układ bez sprzęgła MRC:

$$J_1\left(\alpha^{n+1} - 2\alpha^n + \alpha^{n-1}\right)/\left(\Delta t\right)^2 = T_{el}^n - T_f^n - T_L^n,\ J_1 = J_M + J_L \quad (3)$$

układ z MRC dla $\omega_M \neq \omega_L$*:*

$$J_2\left(\alpha_M^{n+1} - 2\alpha_M^n + \alpha_M^{n-1}\right)/\left(\Delta t\right)^2 = T_{el}^n - T_f^n - T_{MRC}^n,$$
$$J_2 = J_M + J_{C1} \quad (4)$$
$$J_3\left(\alpha_L^{n+1} - 2\alpha_L^n + \alpha_L^{n-1}\right)/\left(\Delta t\right)^2 = T_{MRC}^n - T_L^n,$$
$$J_3 = J_{C2} + J_L \quad (5)$$

układ z MRC dla $\omega_M = \omega_L$*:*

$$J_4\left(\alpha_L^{n+1} - 2\alpha_L^n + \alpha_L^{n-1}\right)/\left(\Delta t\right)^2 = T_{el}^n - T_f^n - T_L^n,$$
$$J_4 = J_M + J_{C1} + J_{C2} + J_L \quad (6)$$

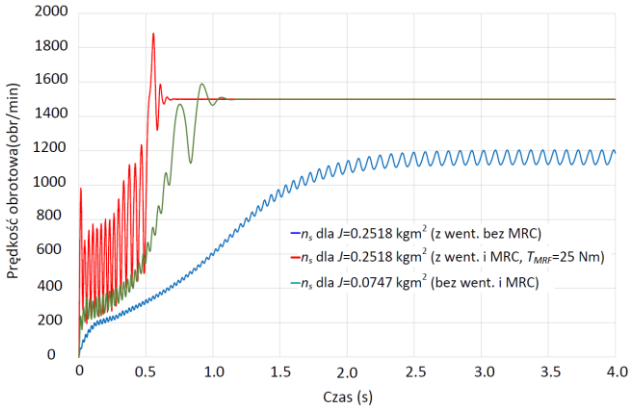
gdzie: $\boldsymbol{U}$ jest wektorem napięć zasilania; $\boldsymbol{i}$ jest wektorem prądów; $\boldsymbol{\phi}$ jest wektorem potencjałów krawędziowych; $\boldsymbol{H}_\mathrm{m}$ jest wektorem namagnesowania; $\boldsymbol{\tau}$ jest wektorem wartości węzłowych temperatury; $\boldsymbol{C}(\tau)$, $\boldsymbol{G}(\tau)$, $\boldsymbol{R}(\tau)$, $\boldsymbol{L}$, $\boldsymbol{S}(\tau)_\tau$, $\boldsymbol{K}_{\tau\mathrm{b}}$ $\boldsymbol{C}_\tau$, $\boldsymbol{Q}$, $\boldsymbol{K}_{\tau\mathrm{o}}$ są macierzami współczynników; $\boldsymbol{z}$ jest macierzą opisującą liczbę zwojów przypisanych do węzłów siatki, $\alpha = \alpha_M$, α_L są odpowiednio położeniem kątowym wirnika silnika i obciążenia, Δt to długość kroku czasowego, J_1 jest momentem bezwładności ruchomych elementów układu, T_f jest momentem tarcia, T_L jest momentem obciążenia, J_M, J_L są odpowiednio momentami bezwładności wirnika silnika i obracających się elementów wentylatora, J_{C1} i J_{C2} są momentami bezwładności obracających się elementów masowych na wejściu (C_1) i wyjściu (C_2) sprzęgła, a $T_{MRC}(\Delta\omega)$ jest momentem obrotowym przenoszonym przez sprzęgło MRC.

IV. WYNIKI OBLICZEŃ SYMULACYJNYCH

Opracowane przez autorów na podstawie przedstawionego modelu zjawisk sprzężonych oprogramowanie wykorzystano do zbadania wpływu momentu bezwładności wentylatora na zmianę temperatury podzespołów LSPMSM podczas rozruchu. Przekrój poprzeczny oraz dane silnika zestawiono w pracy [3]. Aby zbadać wpływ momentu bezwładności obciążenia na przebieg procesu rozruchu układu napędowego, przyjęto założenie, że przy charakterystyce mechanicznej obciążenia podanej zależnością $T_L = sign(\omega_L)0.83e^{0.02019|\omega L|}$ moment bezwładności J_L wirnika wentylatora może zmieniać się w szerokim zakresie, przy czym dla znamionowej prędkości kątowej ω_N silnika moment obciążenia wynosi $T_L(\omega_N)$=19.8 Nm.

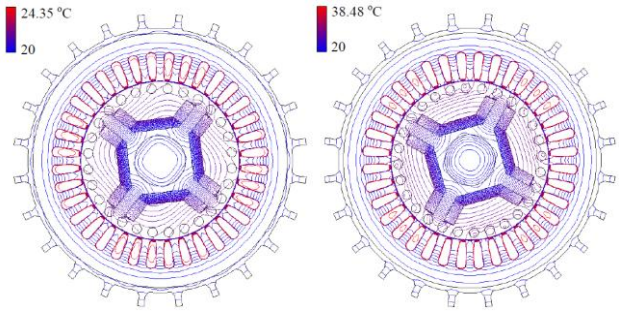
Badano wpływ zmiany wartości momentu bezwładności obciążenia silnika LSPMSM na przyrost temperatury podczas rozruch bez i ze sprzęgłem w układzie pokazanym na rysunku 1. Przyjęto przy tym identyczne warunki zasilania napięciem U=400 V, tj. takie same kąty fazowe napięcia w chwili załączenia uzwojeń silnika do sieci. Ponadto przyjęto takie samo położenie początkowe wirnika względem stojana.

Na rysunku 2 pokazano przebiegi prędkości obrotowej wirnika w układzie napędowym z i bez MRC (J_4=0.25188kgm^2). Ponadto, na rysunku 2 pokazano także przebieg prędkości wirnika silnika obciążonego stałym momentem obciążenia 19.8 Nm oraz bezwładnością J_L=0.0747 kgm^2, dla której silnik jeszcze wpada w synchronizm. W układzie z MRC widać, że wirnik synchronizuje się po czasie 0.7 s. Czas ten jest krótszy od czasu rozruchu silnika obciążonego mniejszym momentem bezwładności. Natomiast w układzie bez MRC, ale z obciążeniem wentylatorowym, silnik wciąż nie uzyskał prędkości znamionowej.



Rys.2. Przebieg prędkości obrotowej silnika

Na rysunku 3 pokazano rozkłady temperatury, które wskazują wyraźnie na znaczący wpływ momentu bezwładności silnika na rozkład i wartości temperatury w silniku. Dla chwili t=4 s (rys. 3), wzrost maksymalnej wartości temperatury w silniku (uzwojenie stojana), pracującym w układzie bez MRC, a maksymalnej temperatury w silniku współpracującym z sprzęgłem wynosi ponad 14 °C.



Rys.3. Rozkład temperatury w silniku w układzie z MRC (z lewej) oraz bez MRC (z prawej) dla t=4 s

LITERATURA

[1] S. Khalesidoost, J. Faiz, and E. Mazaheri-Tehrani, 'An overview of thermal modelling techniques for permanent magnet machines', *IET Science, Measurement & Technology*, vol. 16, no. 4, pp. 219–241, 2022, doi: 10.1049/smt2.12099.

[2] W. Szeląg and C. Jędryczka, 'Adjustable starting-overload clutch with magnetorheological fluid', PL217770B1, Aug. 29, 2014

[3] M. Baranski, W. Szelag, and W. Lyskawinski, 'Experimental and Simulation Studies of Partial Demagnetization Process of Permanent Magnets in Electric Motors', *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 36, no. 4, pp. 3137–3145, Dec. 2021, doi: 10.1109/TEC.2021.3082903.

LVII Międzynarodowe Sympozjum Maszyn Elektrycznych

Sesja 4

SILNIKI INDUKCYJNE

– nietypowe konstrukcje, diagnostyka i nietypowe zasilanie

Przewodniczący sesji:

dr hab. inż. Mieczysław Ronkowski, dr hab. inż. Marcin Wardach

Nr	Autorzy	Tytuł
1	Tomasz Lerch Tomasz Drabek	Metodyka projektowania nietypowego silnika indukcyjnego
2	Krzysztof Sołtys Krzysztof Kluszczyński	3–fazowy indukcyjny silnik puszkowy ze stojanem wewnętrznym
3	Paweł Witczak Ernest Stano	Analiza wibroakustyczna silnika indukcyjnego małej mocy
4	Paweł Oziębło Tomasz Węgiel	Selekcja sygnałów diagnostycznych uszkodzeń rdzenia stojana w silniku indukcyjnym
5	Piotr Gnaciński Damian Hallmann	Rozruch silnika indukcyjnego zasilanego napięciem zawierającym subharmoniczne
6	Marcin Pepliński Piotr Gnaciński	Single-phase induction motor under asymmetrical rectangular voltage fluctuations

METODYKA PROJEKTOWANIA NIETYPOWEGO SILNIKA INDUKCYJNEGO

Tomasz Drabek, Tomasz Lerch

AGH Akademia Górniczo-Hutnicza, Wydział Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Inzynierii Biomedycznej
al. A. Mickiewicza 30; 30-059 Kraków, e-mail: lerch@agh.edu.pl

I. WSTĘP

Projektowanie obwodów magnetycznych i elektrycznych trójfazowych silników indukcyjnych klatkowych typowo realizowane jest z wykorzystaniem tabel i wykresów projektowych, zawierających informacje o ograniczeniach konstrukcyjnych i prawidłowych wartościach parametrów konstrukcyjnych (wymagana wielkość mechaniczna w zależności od mocy i prędkości znamionowej silnika, realnie osiągalna gęstość prądu zależności od rodzaju chłodzenia, wartości sprawności i współczynnika mocy, smukłość maszyny, wielkość szczeliny powietrznej, typowe wartości indukcji w szczelinie, topologia uzwojenia, itp.) [1], [2], [3], [4]. Taka metodyka jest całkowicie wystarczająca przy projektowaniu typowych silników indukcyjnych. Przydatność tej metodyki maleje przy projektowaniu maszyn nietypowych, a więc przede wszystkim silników bardzo małych (PN < ~0.5kW) i bardzo dużych (PN > ~1000kW). Na ogół przy takich konstrukcjach istnieje szereg wymogów dodatkowych, o charakterze wymiarowym, materiałowym i technologicznym [5], które powodują, że maleje przydatność tabel projektowych, na ogół sformułowanych przy milczącym założeniu pełnej swobody projektanta w zakresie doboru danych tabelarycznych.

W artykule przedstawiono zastosowaną, alternatywną metodykę realizacji projektu obwodu elektrycznego i magnetycznego dużego silnika indukcyjnego klatkowego pracy S1. Bazuje ona na wykorzystaniu podstawowych zależności fizykalnych związanych z funkcjonowaniem silnika indukcyjnego, przy uwzględnieniu wymogów dodatkowych. Dane tabelaryczne służą do weryfikacji post factum uzyskanych wymiarów i wartości różnych wielkości w maszynie, a nie jako podstawa projektu. Końcową weryfikację projektu stanowią pełnodynamiczne obliczenia modelu MES silnika, dla rozruchu naturalnego i dla pracy ustalonej – jałowej i znamionowej.

II. PROJEKT OBWODU MAGNETYCZNEGO I ELEKTRYCZNEGO SILNIKA

Wymogi dodatkowe dotyczące projektowanego obwodu magnetycznego i elektrycznego silnika dotyczyły:

1. średnicy zewnętrznej i wewnętrznej blach stojana,
2. średnicy zewnętrznej i wewnętrznej blach wirnika,
3. wymiaru promieniowego szczeliny powietrznej (jak wynika z powyższych),
4. długości stojana i wirnika silnika (jednakowych),
5. typu blach ferromagnetycznych stojana i wirnika,
6. prętowego uzwojenia stojana.

Obliczenia projektowe przeprowadzono dla podstawowej harmonicznej przestrzennej wirującego pola magnetycznego w maszynie, ponieważ tylko dzięki niej maszyna przetwarza energię elektryczną na mechaniczną i rozwija użyteczny moment elektromagnetyczny. Obliczenia oparto na czterech podstawowych zależnościach:

1. prawie indukcji Faradaya, dotyczącym indukowanej w każdej fazie wewnętrznej SEM, pochodzącej od pola wirującego podstawowej harmonicznej (1):

$$p \cdot 0{,}96 \cdot U_{Nph} = \\ = 4{,}44 \cdot f_N \cdot z_s \cdot k_{\cdot us1} \cdot \lambda \cdot B_{1\max} \cdot 4 \cdot \left(r + \delta \cdot k_c\right)^2 \quad (1)$$

gdzie: p – liczba par biegunów maszyny, U_{Nph} – znamionowa wartość skuteczna napięcia fazowego maszyny, f_N – częstotliwość znamionowa napięcia stojana, z_s – liczba zwojów fazy stojana, k_{us1} – współczynnik uzwojenia fazy stojana dla 1. harmonicznej, λ – smukłość maszyny jako stosunek długości wirnika do jego średnicy 2r, B_{1max} – amplituda indukcji pola wirującego podstawowej harmonicznej, δ – wymiar promieniowy szczeliny maszyny, k_C – współczynnik Cartera, uwzględniający użłobkowanie stojana i wirnika. Wartość z_s była zaokrąglana w górę do najbliższej liczby podzielnej przez liczbę zezwojów fazy stojana.

2. wyrażeniu na rozwijany przez silnik moment elektromagnetyczny, wiążącym moment z energią pola magnetycznego, zgromadzoną w szczelinie maszyny (2):

$$T_{em} = \frac{\partial W_m}{\partial \varphi} \quad (2)$$

gdzie: dW_m – energia pola magnetycznego pola wirującego podstawowej harmonicznej, zgromadzona w szczelinie powietrznej na odcinku kątowym $d\alpha$:

$$dW_m = \frac{1}{2 \cdot \mu_0} \cdot B_1\left(I_s, I_r, \varphi, \alpha\right)^2 \cdot \delta \cdot k_c \cdot l_{fe} \cdot \left(r + \frac{\delta \cdot k_c}{2}\right) \cdot d\alpha,$$

$B_1(I_s,I_r,\varphi,\alpha)$ – wartość indukcji wirującego pola magnetycznego podstawowej harmonicznej w punkcie kątowym α obwodu maszyny, I_s – wektor wartości chwilowych sinusoidalnych prądów faz stojana w danej chwili czasowej, I_r – wektor wartości chwilowych pierwszej harmonicznej prądów prętów wirnika w danej chwili czasowej, l_{Fe} – długość pakietu blach stojana i wirnika.

3. przybliżonemu wyrażeniu na wartość skuteczną prądu magnesującego, bez uwzględnienia spadku napięcia magnetycznego w żelazie maszyny (3)

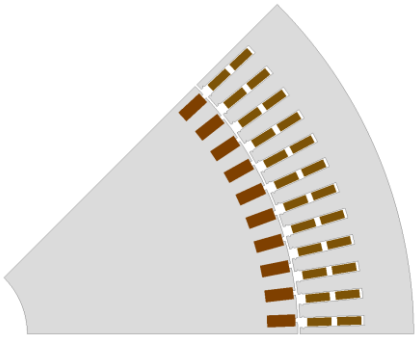
$$I_{\mu} = \frac{0{,}96 \cdot U_{Nph} \cdot p^2}{\frac{6}{\pi} \cdot \mu_0 \cdot \frac{l_{Fe} \cdot (r + \delta \cdot k_c)}{\delta \cdot k_c} \cdot (z_s \cdot k_{us1})^2 \cdot 2\pi \cdot f_N} \quad (3)$$

4. przybliżonym wyrażeniu na straty mocy w silniku w stanie znamionowym, uwzględniającemu straty mocy na rezystancjach faz stojana, rezystancjach prętów klatki wirnika i w pierścieniach zwierających oraz w rdzeniu maszyny [5], [7], [8].

Z zestawienia tych wyrażeń wynika, że proces obliczeń analitycznych ma charakter iteracyjny. Dobór topologii dwuwarstwowego uzwojenia stojana był dyktowany głównie chęcią uzyskania jak największej ilości zwojów uzwojenia, celem ograniczenia wartości skutecznej prądu magnesującego. Tendencja do dużej jego wartości pojawiła się z powodu narzuconej relatywnie dużej szczeliny powietrznej maszyny. Wybór topologii uzwojenia stojana wiązał się z wyborem liczby żłobków stojana. Narzucony prostokątny kształt miedzianych prętów uzwojenia stojana narzucił prostokątny kształt żłobków, a ich proporcje wymiarowe wynikły zarówno z ograniczeń geometrycznych i wykonawczych, jak i z konieczności odsycenia zębów stojana, celem dalszego ograniczenia prądu magnesującego. Liczbę żłobków klatkowego wirnika dobrano zgodnie z dostępnymi danymi tabelarycznymi [2], [9] tj. tak, aby zminimalizować momenty pasożytnicze i aby była ona podzielna przez liczbę biegunów maszyny, celem zachowania wewnętrznej symetrii maszyny. Kształt żłobków wirnika jest prostokątny o stosunku długości boków 2:1, ponieważ silnik nie jest przeznaczony do rozruchu naturalnego. Klatka wirnika jest miedziana.

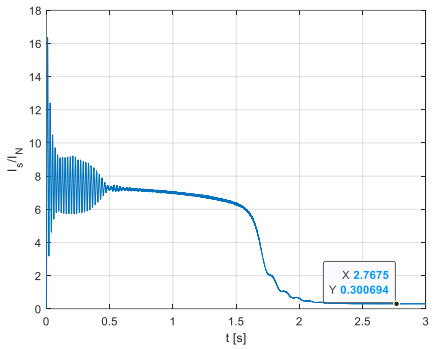
III. WERYFIKACJA SYMULACYJNA MES

Wyniki obliczeń analitycznych przedstawionych w rozdziale II, zostały zweryfikowane obliczeniami MES. Wyniki obliczeń zostały przedstawione na poniższych rysunkach. Rysunek 1 przedstawia przekrój poprzeczny 1/8 obwodu magnetycznego silnika.



Rys. 1 Przekrój poprzeczny 1/8 obwodu magnetycznego silnika

Rysunek 2 przedstawia przebieg wartości skutecznej prądu stojana podczas rozruchu. Obliczenia wykonane w stanie pod obciążeniem wykazały wartość prądu mniejszą o zaladwie 3A w stosunku od obliczeń analitycznych, co stanowi różnice około 1%. Wynika to prawdopodobnie z pominięcia strat mechanicznych w modelu MES [10], [11].



Rys. 3 Przebieg wartości skutecznej prądu podczas rozruchu – symulacja MES

IV. WNIOSKI

Przedstawione wyniki obliczeń MES zaprojektowanego silnika pozwalają stwierdzić, że zaproponowany algorytm obliczeń jest poprawny. Obliczone MES wartości znamionowe silnika są zgodne z założeniami projektu. Udało się też ograniczyć prąd magnesujący silnika do poziomu 30% prądu znamionowego wg obliczeń MES 76A. Uzyskiwane wyniki cząstkowych obliczeń analitycznych były konfrontowane z danymi tabelarycznymi [12], celem weryfikacji ich poprawności.

LITERATURA

[1] M. Dąbrowski, *Projektowanie maszyn elektrycznych prądu przemiennego*, Wyd. 2 uaktual. Warszawa: Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 1994.

[2] T. Śliwiński, *Metody obliczania silników indukcyjnych. T. 1: Analiza*. Warszawa: Wydawnictwo Naukowe PWN, 2008.

[3] T. Śliwiński, *Metody obliczania silników indukcyjnych. T. 2: Synteza*. Warszawa: Wydawnictwo Naukowe PWN, 2010.

[4] M. Dems i K. Komeza, „Designing an Energy-Saving Induction Motor Operating in a Wide Frequency Range”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, t. 69, nr 5, s. 4387–4397, maj 2022, doi: 10.1109/tie.2021.3082057.

[5] H. B. Ertan, M. S. Siddique, S. Koushan, i B. J. Azuaje-Berbeci, „Designing High Power Density Induction Motors for Electric Propulsion”, w *2022 IEEE 20th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, Brasov, Romania: IEEE, wrz. 2022, s. 553–558. doi: 10.1109/pemc51159.2022.9962892.

[6] M. Dems i K. Komeza, „Comparison of no-load and load core losses for a wide range of nominal power induction motors”, w *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Berlin, Germany: IEEE, wrz. 2014, s. 1024–1030. doi: 10.1109/icelmach.2014.6960307.

[7] K. Komeza *et al.*, „Influence of the Cast Iron Frame on the Distribution of the Magnetic Field in the Stator Yoke and Additional Power Losses in the Induction Motor”, *Electronics*, t. 13, nr 1, s. 119, grudz. 2023, doi: 10.3390/electronics13010119.

[8] M. Dąbrowski i A. Rudeński, „Optymalizacja struktury obwodu magnetycznego silnika indukcyjnego przy zadanym polu powierzchni przekroju uzwojeń w żłobkach”, *Pr. Inst. Elektrotechniki*, t. Z. 214, s. 37–58, 2002.

[9] M. Dems i D. Jablonski, „Information system supporting automatic design of induction motors”, *Int. J. Appl. Electromagn. Mech.*, t. 57, s. 51–59, kwi. 2018, doi: 10.3233/jae-182298.

[10] Z. Huang i X. Zhang, „Electromagnetic Design of 10kV High Voltage Induction Motor Based on Ansoft Maxwell”, w *2023 3rd International Conference on Electrical Engineering and Control Science (IC2ECS)*, Hangzhou, China: IEEE, grudz. 2023, s. 995–999. doi: 10.1109/ic2ecs60824.2023.10493209.

[11] K. Komeza i M. Dems, „Finite-Element and Analytical Calculations of No-Load Core Losses in Energy-Saving Induction Motors”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, t. 59, nr 7, s. 2934–2946, lip. 2012, doi: 10.1109/tie.2011.2168795.

[12] M. Dems i K. Komęza, „Wpływ kształtu rdzenia stojana na parametry eksploatacyjne silnika indukcyjnego małej mocy”, *Masz. Elektr. Zesz. Probl.*, t. Nr 77, s. 105–110, 2007.

3-FAZOWY INDUKCYJNY SILNIK PUSZKOWY ZE STOJANEM WEWNĘTRZNYM

Krzysztof Sołtys, Krzysztof Kluszczyński

Politechnika Krakowska, Wydział Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej
Katedra Infotroniki i Cyberbezpieczeństwa (E-3),
ul. Warszawska 24 31-155 Kraków,
E-mail: krzysztof.soltys@pk.edu.pl; krzysztof.kluszczynski@pk.edu.pl

I. WSTĘP

Silniki asynchroniczne należą do silników elektrycznych najpowszechniej wykorzystywanych w napędach elektrycznych. Znane są różne ich rodzaje. Dla uzupełnienia wiedzy o różnych możliwych rozwiązaniach konstrukcyjnych silników indukcyjnych autorzy postanowili zbudować i przebadać 3-fazowy silnik indukcyjny z wirnikiem puszkowym i wewnętrznym stojanem ferromagnetycznym, który to silnik nie był dotychczas opisany w literaturze technicznej. Silnik został wykonany na bazie seryjnie produkowanego silnika 3-fazowego małej mocy. Zbadano właściwości eksploatacyjne silnika, wskazując na możliwość jego wykorzystania jako napędu specjalnego lub też interesującego przykładu przetwornika elektromechanicznego w laboratorium dydaktycznym z zakresu maszyn elektrycznych. Ze względu na stosunkowo niewielki rozwijany moment elektromagnetyczny i niską sprawność silnik nie nadaje się do powszechnego, szerszego wykorzystania, tym niemniej jest on interesującym przypadkiem z poznawczego punktu widzenia, jak też charakteryzuje się właściwościami, które mogą okazać się przydatne i pożądane w napędach o specjalnym przeznaczeniu. Tymi charakterystycznymi cechami są: duża niezawodność, niska prędkość obrotowa (możliwa do uzyskania przy bezpośrednim zasilaniu z sieci bez użycia przekładni mechanicznej, bądź też energoelektronicznego układu sterowania) oraz możliwość ciągłej bezpiecznej pracy w całym zakresie rozwijanego momentu użytecznego od biegu jałowego, aż do stanu zwarcia (bez obawy o przegrzanie silnika).

II. BUDOWA 3-FAZOWEGO NISKOOBROTOWEGO SILNIKA INDUKCYJNEGO PUSZKOWEGO

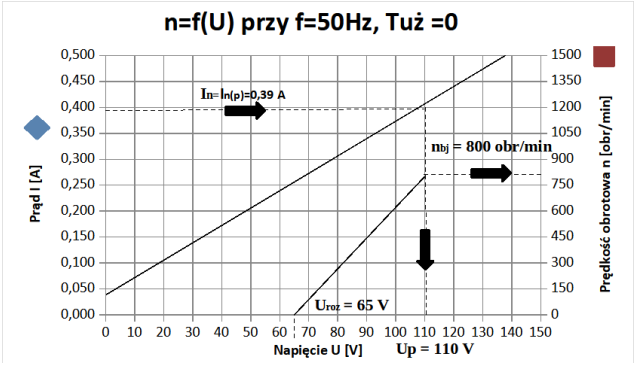
Prototyp 3-fazowego niskoobrotowego silnika indukcyjnego puszkowego został wykonany na bazie seryjnie produkowanego 3-fazowego silnika indukcyjnego małej mocy o następujących danych znamionowych: moc P=90W, napięcie zasilania U=400V, prąd znamionowy 0,39A, częstotliwość 50Hz oraz prędkość obrotowa n=1400obr/min. Po wyjęciu wirnika klatkowego wewnątrz stojana został umieszczony cienkościenny wirnik wykonany z rury aluminiowej o grubości Δ=1,5mm oraz stojan wewnętrzny (nieruchomy rdzeń ferromagnetyczny), mający postać litego walca.

Podstawowe element konstrukcyjne prototypowego 3-fazowego indukcyjnego silnika puszkowego zostały pokazane na rysunku 1.

Rys. 1. Podstawowe elementy konstrukcyjne prototypowego 3–fazowego indukcyjnego silnika puszkowego ze stojanem wewnętrznym a) stojan bazowego 3–fazowego silnika klatkowego b) stojan wewnętrzny z zamontowanymi na skraju łożyskami oraz pierścieniami dociskowymi i pierścieniami Segera c) wirnik puszkowy z pokrywą d) 3–fazowy silnik puszkowy z uwidocznionym wirnikiem puszkowym i stojanem wewnętrznym.

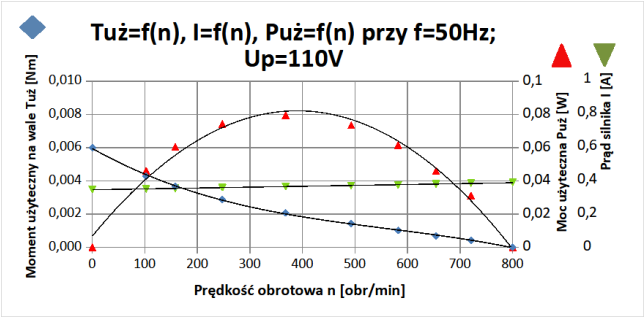
III. WŁAŚCIWOŚCI EKSPLOATACYJNE 3-FAZOWEGO SILNIKA PUSZKOWEGO

Dla pomiarowego określenia właściwości eksploatacyjnych 3-fazowego silnika puszkowego kluczowe znaczenie ma wyznaczenie dopuszczalnej wartości napięcia zasilania, wynikającej bezpośrednio z prądu znamionowego silnika bazowego (przy połączeniu Y prąd znamionowy wynosi I_n=0,39A). Uczyniono to na podstawie charakterystyki prądu i prędkości obrotowej silnika na biegu jałowym (w funkcji napięcia zasilania), przedstawionej na rysunku 2.



Rys. 2. Charakterystyka prądu I i prędkości obrotowej n silnika puszkowego na biegu jałowym (Tuż=0) w funkcji napięcia zasilania U

Silnik rusza przy napięciu silnika U_{roz}=65V. Prąd silnika osiąga wartość znamionową: I_n=0,39A przy wartości napięcia 110V. Tą wartość napięcia będziemy uważać za wartość znamionową silnika puszkowego i oznaczać dalej przez U_p (U_p=110V). Dla wyznaczonego napięcia znamionowego silnika puszkowego i częstotliwości znamionowej (U_p=110V, f=50Hz) zdjęto charakterystyki: momentu użytecznego na wale Tuż oraz prądu silnika I w funkcji prędkości obrotowej n (rys 3).

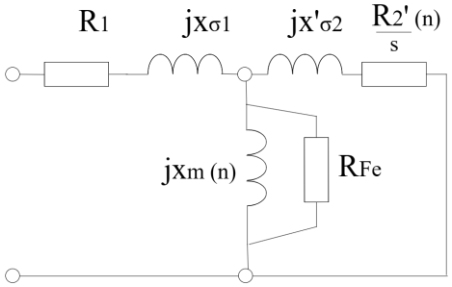


Rys. 3. Zestawienie charakterystyk silnika puszkowego: charakterystyki momentu użytecznego $T_{uż}$, charakterystyki prądu I i charakterystyki mocy użytecznej $P_{uż}$ w funkcji prędkości obrotowej n

Dodatkowo na rysunku 3 naniesiono charakterystykę mocy mechanicznej użytecznej $P_{uż}$ w funkcji prędkości n.

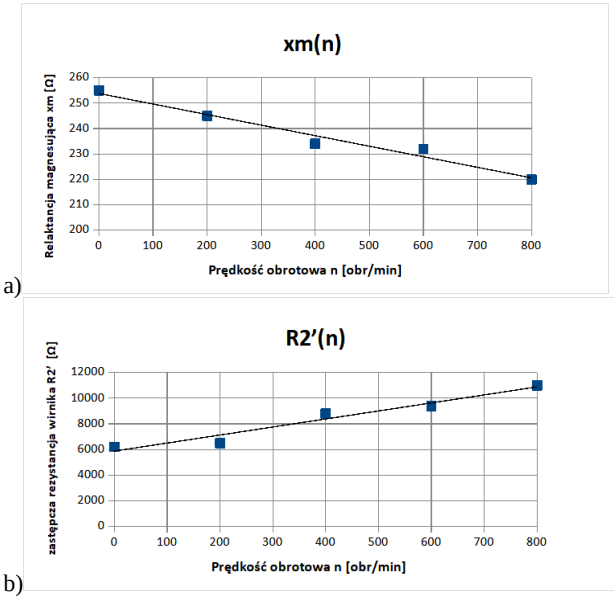
IV. SCHEMAT ZASTĘPCZY SILNIKA INDUKCYJNEGO PUSZKOWEGO

W kolejnym etapie wyznaczono schemat zastępczy 3-fazowego silnika puszkowego z uzmiennionymi parametrami.



Rys. 4. Schemat zastępczy 3-fazowego indukcyjnego silnika puszkowego z parametrami zależnymi od prędkości obrotowej (gdzie: s-poślizg wirnika, n-prędkość obrotowa wirnika)

Wyznaczone zależności: X_m=f(n) i R_2'=f(n) przedstawiono na rysunku 4.



Rys. 5. Zmiana wartości parametrów schematu zastępczego w funkcji prędkości a) reaktancja magnesowania b) rezystancja zastępcza wirnika

V. WNIOSKI

Skonstruowany prototypowy 3-fazowy silnik indukcyjny puszkowy charakteryzuje się ciekawymi właściwościami eksploatacyjnymi. Jest silnikiem obrotowym wolnoobrotowym, w którym niskie prędkości obrotowe są uzyskiwane bez przekładni mechanicznej, bądź też bez energoelektronicznego układu sterowania. Moment rozwijany przez silnik rośnie wraz z spadkiem prędkości obrotowej, co jest cechą pożądaną w wielu procesach technologicznych (mielenie, kruszenie, mieszanie itp.). Ciekawym efektem, związanym ze zmianą głębokości wnikania pola magnetycznego do wirnika puszkowego jest to, że wraz ze zmniejszaniem się prędkości obrotowej i wzrostem rozwijanego momentu, prąd silnika maleje (prąd silnika przy zwarciu jest mniejszy od prądu biegu jałowego). Oznacza to, że silnik może pracować bezpiecznie (bez obawy o przegrzanie) w całym zakresie rozwijanego momentu. Silnik o wskazanych powyższych właściwościach może znaleźć zastosowanie w napędach specjalnych, jak też może być interesującym i pouczającym przypadkiem w dydaktycznych laboratoriach maszyn elektrycznych.

LITERATURA

[1] Dąbrowski M, Gieras J., Maszyny indukcyjne o wirniku masywnym. Państwowe Wydawnictwo Naukowe (PWN), Warszawa, Poznań, 1977.
[2] Jamieson R. A., "Eddy-current effects in solid, unslotted iron rotors," Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, vol. 115, no. 6, pp. 793–800,1968.
[3] Sochocki R., Mikromaszyny elektryczne. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne (WNT), Warszawa 1996.
[4] Turowski J., Obliczenia elektromagnetyczne elementów maszyn i urządzeń elektrycznych. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne (WNT), Warszawa 1982.
[5] Turowski J., Elektrodynamika techniczna. Wydawnictwo Naukowe (PWN), Warszawa 2014.

ANALIZA WIBROAKUSTYCZNA SILNIKA INDUKCYJNEGO MAŁEJ MOCY

Paweł Witczak, Ernest Stano

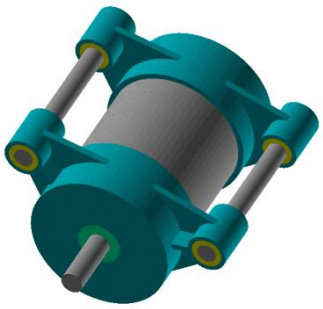
Politechnika Łódzka, Instytut Mechatroniki i Systemów Informatycznych,
ul, Stefanowskiego 22, 90-537 Łódź, e-mail: pwitczak@p.lodz.pl

I. WPROWADZENIE

Obliczenia wibroakustyczne silników indukcyjnych są zagadnieniem klasycznym, pierwsze prace [1][2][3] pojawiły się kilkadziesiąt lat temu. Problematyka ta jest wciąż aktualna ze względu na rosnącą gęstość energii w jednostce masy silnika oraz powszechne zastosowanie energoelektronicznych układów zasilających.

Finalnym wynikiem tych obliczeń jest wielkość mocy akustycznej emitowana przez rozpatrywane urządzenie. Aby ją uzyskać konieczne jest wykonanie analiz w trzech różnych obszarach – pola elektromagnetycznego, wywołanych nim drgań zewnętrznej powierzchni maszyny oraz wynikowej emisji akustycznej. Obecnie do obliczeń we wszystkich wymienionych dziedzinach stosowane są metody numeryczne [4][5][6][8] pozwalające na uwzględnienie wielu szczegółów konstrukcyjnych oraz złożonych układów zasilających. Tym niemniej, konieczność zastosowania trójwymiarowych modeli obliczeniowych połączona z analizą przebiegów niestacjonarnych skutkuje bardzo długim czasem obliczeń, który nie pozwala jeszcze na wykorzystanie tak zdefiniowanej metodyki badań w procesie konstrukcyjnym bądź przy poszukiwaniu przyczyny nadmiernego hałasu. Dlatego też poszukiwanie sposobów na uproszczenie modeli obliczeniowych jest wciąż aktualnym zagadnieniem badawczym.

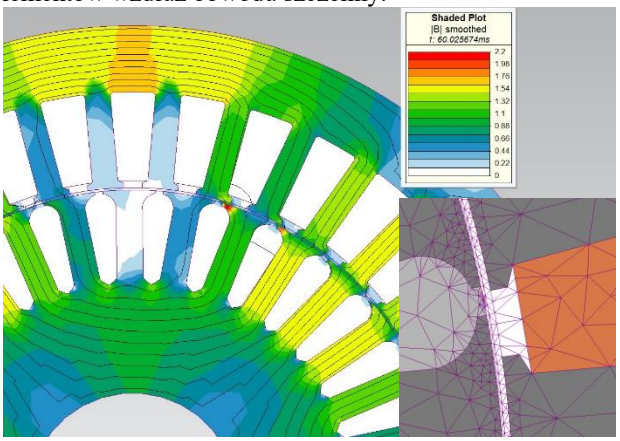
Praca dotyczy analizy trójfazowego silnika o mocy 1.5 kW (przy zasilaniu napięciem o częstotliwości50 Hz). Wymiary gabarytowe stojana wynoszą: długość L=120 mm, zewnętrzna średnica D=120 mm. Wirnik wyposażony jest w klatkę aluminiową o skosie s=1.15. Cechą charakterystyczną konstrukcji jest występowanie dwóch oddzielnych tarczy łożyskowych połączonych uchwytami mocującymi do zewnętrznej obudowy maszyny piorącej, co pokazano na Rys.1.



Rys.1. Widok geometrii silnika
Fig.1. Motor geometry view

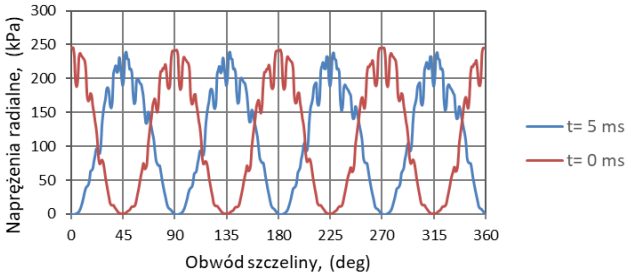
II. OBLICZENIA ELEKTROMAGNETYCZNE

Obliczenia zostały zrealizowane w systemie Simcenter Magnet w modelu 2D rozwiązanym w stanie niestacjonarnym z uwzględnieniem ruchu wirnika dla jego dwu prędkości: n_0=1498obr/min oraz n_N=1392 obr/min. Na Rys.2 pokazano przykładowe rozwiązanie pola indukcji wraz z fragmentem siatki elementu skończonego, która łącznie posiada 720 elementów wzdłuż obwodu szczeliny.



Rys.2. Pole modułu indukcji magnetycznej w warunkach obciążenia znamionowego wraz z fragmentem siatki elementów skończonych
Fig.2. Magnetic flux density field of the module under nominal load conditions along with a fragment of the finite element mesh

Pole wektora indukcji w szczelinie przetworzono dwu-wymiarową transformatą Fouriera, które po wymnożeniu przez modalny współczynnik skosu poddano transformacie odwrotnej. Uzyskano w ten sposób uśrednione pole indukcji uwzględniające obecność skosu żłobków wirnika. Dysponując składowymi wektora indukcji B(α,t) obliczono pole naprężeń magnetycznych $\sigma_{rr}(\alpha,t)$ będące wymuszeniem drgań konstrukcji silnika.



Rys.3. Chwilowy rozkład naprężeń radialnych w szczelinie silnika dla n_N
Fig.3. Temporary distribution of radial stresses in motor air gap for n_N

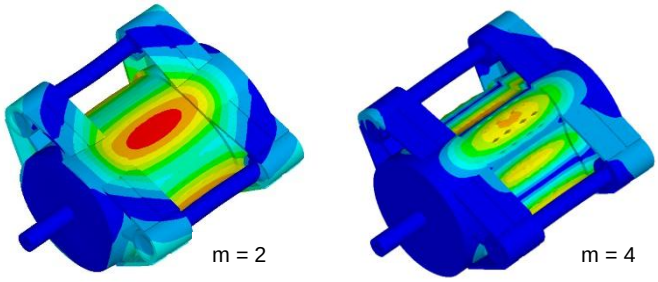
II. OBLICZENIA MECHANICZNE

Obliczenia drgań zewnętrznej powierzchni maszyny wykonano w dwu wariantach: stosując model numeryczny 3D oraz rozwijając analityczne rozwiązanie drgań grubego pierścienia [7]. W tym ostatnim założono, że obecność uzwojeń wpływa jedynie na inercję modelu pozostawiając sztywność bez zmian. W obydwu przypadkach zastosowano przekształcenie pola naprężeń magnetycznych na jego widmo modalno – częstotliwościowe. Podatności stojana maszyny C_m dla najniższych rzędów drgań wyznaczone w obydwu modelach pokazano w Tabeli I.

TABELA I
PODATNOŚĆ MODALNA STOJANA SILNIKA DLA CZĘSTOTLIWOŚCI 100 HZ (μm/MPa)

Rząd drgań	Model numeryczny	Model analityczny
m=0	2.6	1.7
m=1	88.9	–
m=2	25.1	80
m=4	3.4	3.4
m=8	0.3	0.2

Istotne rozbieżności pomiędzy wynikami dla obydwu modeli przy rzędzie m=2 wynikają z faktu, że dla tego rzędu zaczyna odgrywać rolę sztywność zamocowania silnika, która nie mogła być uwzględniona w modelu analitycznym. Ilustracją tego są postacie deformacji konstrukcji silnika zamieszczone na Rys.4 obliczone dla 100 Hz.

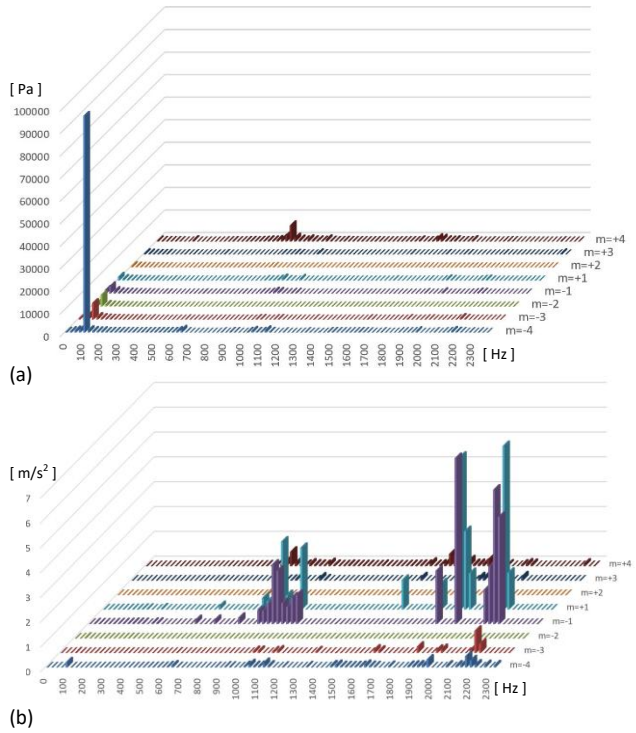


Rys.4. Chwilowy rozkład deformacji silnika dla wybranych postaci sił
Fig.4. Temporary distribution of motor deformation for chosen force modes

Ciśnienie akustyczne przy powierzchni zewnętrznej stojana jest proporcjonalne do przyspieszenia a_m występujących tam drgań, którego składniki modalne oblicza się mnożąc naprężenia radialne $\sigma_{rr}(m)$ przez podatność modalną C_m

$$a_m = \omega^2 C_m \sigma_{rr}(m) \tag{1}$$

Widma modalno-częstotliwościowe naprężeń magnetycznych w szczelinie silnika i odpowiadających im przyspieszeń powierzchni stojana przedstawiono na Rys.5. Widma te są całkowicie odmienne, co jednoznacznie wskazuje na konieczność stosowania dokładnych modeli numerycznych w obliczeniach. Należy zwrócić uwagę, że zależność (1) nie uwzględnia występowania zjawisk rezonansowych w konstrukcji maszyny. Ponadto zdolność emisji mocy akustycznej zależy od postaci drgań. Zagadnienia te zostaną omówione w pełnej wersji artykułu. Znajdzie się tam również omówienie zmiany widma hałasu w wyniku obciążenia silnika, porównanie z wynikami pomiarów oraz szersze odniesienie do innych publikacji.



Rys.5.Widma modalno-częstotliwościowe
(a) naprężeń magnetycznych, (b) przyspieszeń powierzchni stojana
Fig.5. Modal-frequency spectra
(a) magnetic stress, (b) acceleration of stator surface

LITERATURA

[[1] H. Jordan, Geräuscharme Elektromotoren. Essen, Germany, Verlag W. Girardet, 1950.
[2] B. Heller, V. Hamata, Harmonic Field Effects in Induction Machines, Academia, Prague, 1977
[3] S. J. Yang, Low-noise Electrical Motors. Oxford: Clarendon Press1981.
[4] C. Wang, J. C. S. Lai, Vibration analysis of an induction motor, Journal of Sound and Vibration, (1999) 224(4), pp.733-756
[5] D. Mori, T. Ishikawa, Force and vibration analysis of induction motors, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 41, no. 5, May 2005, pp.1948-1951
[6] Ch. Schlensok, M. van der Giet, M. Herranz Gracia, D. van Riesen, K. Hameyer, Structure-dynamic analysis of an induction machine depending on stator–housing coupling, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 44, no. 3, May/June 2008, pp.753-759
[7] P. Witczak, Wibroakustyka maszyn elektrycznych z magnesami trwałymi, Monografie Politechniki Łódzkiej, 2012
[8] P. Witczak, Witold Kubiak, Jacek Szulakowski, Modal analysis of magnetic vibration of induction motor used in household appliances, International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics, vol. 64, no. S1, pp. 115-130, 2020,
[9] S. Sathyan, U. Aydin, A. Lehikoinen, A. Belahcen, T. Vaimann, J. Kataja, Influence of magnetic forces and magnetostriction on the vibration behavior of an induction motor, International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics, vol. 59, no. 3, pp. 825-834, 2019

SELEKCJA SYGNAŁÓW DIAGNOSTYCZNYCH USZKODZEŃ RDZENIA STOJANA W SILNIKU INDUKCYJNYM

Paweł Oziębło, Tomasz Węgiel *

Politechnika Krakowska, Szkoła Doktorska
ul. Warszawska 24, 31-155 Kraków, e-mail: pawel.ozieblo@doktorant.pk.edu.pl

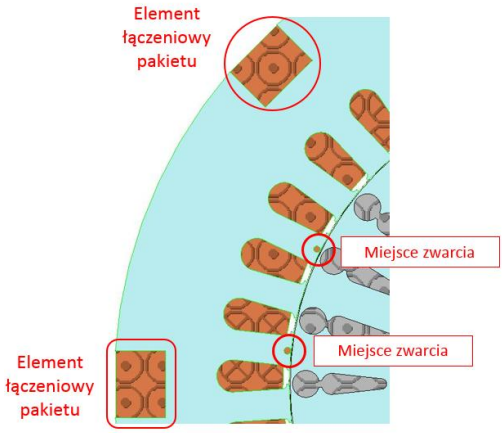
* Politechnika Krakowska, Wydział Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej
ul. Warszawska 24, 31-155 Kraków, e-mail: tomasz.wegiel@pk.edu.pl

I. WSTĘP

W zakładach przemysłowych eksploatujących maszyny elektryczne przydatnym rozwiązaniem jest bezinwazyjna diagnostyka w oparciu o pomiar i analizę widmową sygnałów elektrycznych, które dostarczają informacji o stanie technicznym maszyny podczas jej pracy. Wieloletnie badania udowodniły, że analiza widma umożliwia wykrycie różnych problemów i uszkodzeń w silnikach. Do tej pory nie opisano zastosowania tej metody do diagnozowania zwarć blach rdzenia stojana, które również jest spotykanym defektem, nie powodującym natychmiastowej awarii, ale mogącym prowadzić do innych uszkodzeń w dalszej perspektywie czasowej. Z tego powodu przeprowadzono badania mające na celu weryfikację, czy uszkodzenie rdzenia stojana skutkuje pojawieniem się symptomów, które można wykorzystać do skutecznej diagnostyki.

II. MODEL POLOWO-OBWODOWY

Jako obiekt badań został wybrany silnik indukcyjny o mocy 9 kW. W środowisku Simcenter MAGNET utworzono model polowo-obwodowy 2-D silnika. Uszkodzenie rdzenia stojana zamodelowano w postaci odrębnego obwodu odzwierciedlającego drogę prądów wirowych, podobnie jak w pracy [1]. Obwód składał się z miedzianego pręta na powierzchni zęba symulującego zwarcie powstałe w wyniku zniszczenia izolacji między blachami na pewnej odległości oraz zewnętrznego pręta łączącego pakiet blach (Rys. 1).

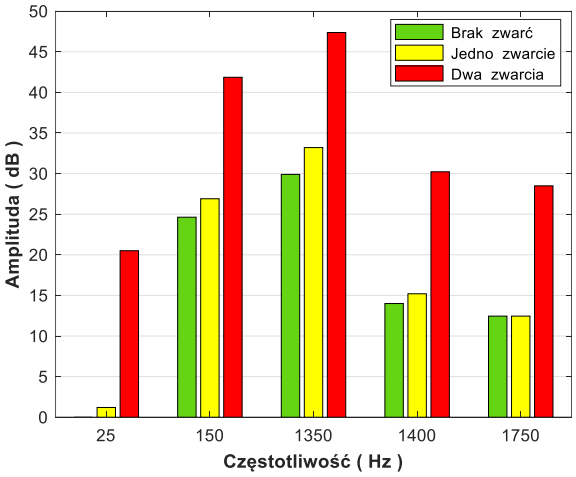


Rys.1. Fragment modelu z elementami obwodu imitującego zwarcia blach

W ramach obliczeń w programie MAGNET rozpatrywano przypadek pracy silnika dla dwóch różnych prędkości (znamionowej oraz biegu jałowego), a także dla dwóch różnych liczb żłobków wirnika.

III. WYNIKI OBLICZEŃ POLOWYCH

W celu znalezienia częstotliwości charakterystycznych dla uszkodzenia rdzenia, wykonano analizę porównawczą widm sygnałów elektrycznych. Pierwszym analizowanym sygnałem był prąd fazowy. Wyniki zaprezentowano na wykresie słupkowym (Rys. 2.).

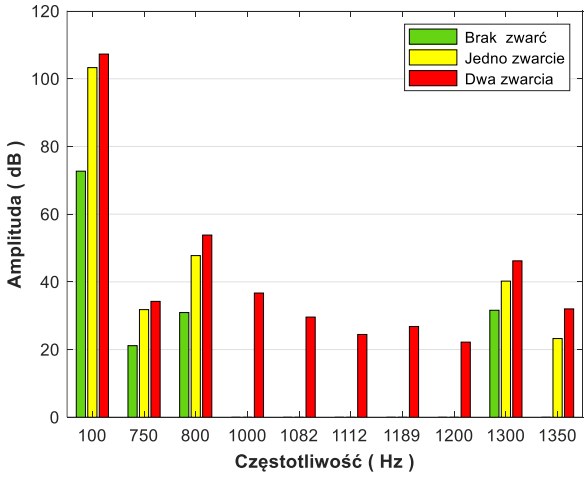


Rys.2. Porównanie amplitud wyróżnionych składowych widma prądu fazowego dla dwóch stopni uszkodzenia

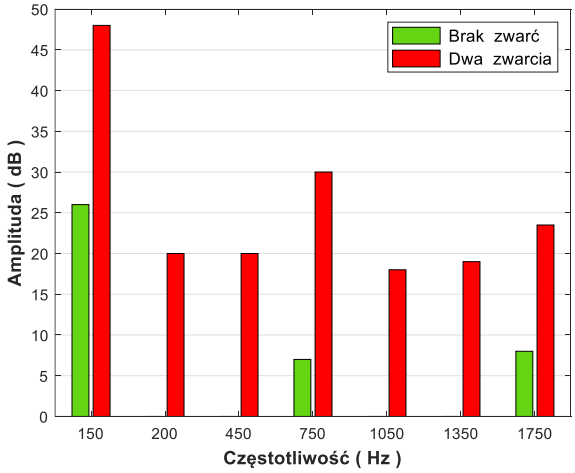
Wyniki pokazują, że w spektrum prądu fazowego istnieją składowe o amplitudzie zależnej od uszkodzenia, ale w przypadku pojedynczego uszkodzenia przyrost amplitudy jest niemierzalny. Dlatego też przeanalizowano używany również do celów diagnostycznych sygnał całkowitej mocy chwilowej, definiowanej jako [2]:

$$P_{tot}(t) = u_U(t) \cdot i_U(t) + u_V(t) \cdot i_V(t) + u_W(t) \cdot i_W(t) \quad (1)$$

Zmiany składowych widma całkowitej mocy chwilowej przy dwóch stopniach uszkodzenia ilustruje Rys. 3.



Rys.3. Porównanie amplitud wyróżnionych składowych widma całkowitej mocy chwilowej dla dwóch stopni uszkodzenia



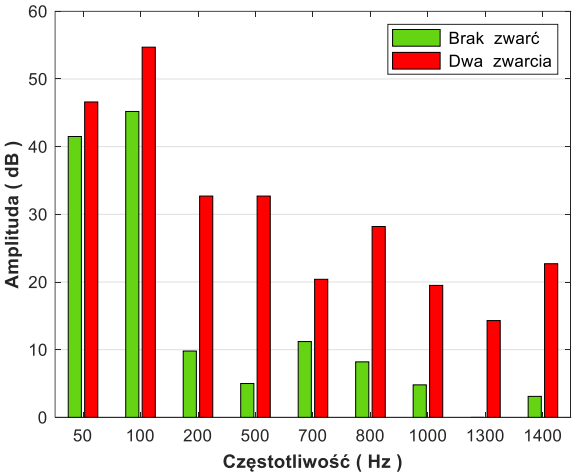
Rys.4. Porównanie amplitud wyróżnionych składowych widma prądu fazowego fazy U otrzymanego pomiarowo

Widmo mocy jest bardziej wrażliwe na pojedyncze uszkodzenie w porównaniu do widma prądu fazowego. Największą zmianą pod tym względem cechuje się harmoniczna o częstotliwości 100 Hz. Kolejne symulacje wykazały, że częstotliwość wspomnianej składowej jest niezależna od liczby żłobków wirnika oraz od prędkości silnika. Badano również wrażliwość wyodrębnionych harmonicznych na inne uszkodzenia. Niesymetria zasilania prowadzi również do częściowego wzrostu wyróżnionych składowych. Można je jednak rozróżnić, stosując technikę zaproponowaną w pracy [3]. Obecność niesymetrii uzwojenia stojana także może objawiać się wzrostem niektórych harmonicznych.

IV. WERYFIKACJA POMIAROWA

Aby potwierdzić obserwacje wynikające z analizy polowej przeprowadzono badania eksperymentalne przy wykorzystaniu dwóch jednakowych silników. Dane tych maszyn stanowiły podstawę do opracowania przedstawionego w rozdziale II modelu polowego. Zwarcie blach rdzenia modelowano w sposób niszczący, szlifując na powierzchni dwóch zębów szczeliny, w których umieszczono miedziane druty. Za pomocą metody nagrzewania rdzenia stojana sprawdzono poprawność wykonanego zwarcia. Badania obejmowały rejestrację przebiegów prądów i napięć zasilających silników podczas pracy na biegu jałowym.

Wyniki pomiarów (Rys. 4, 5) są zbieżne jakościowo z symulacyjnymi dla trzech składowych w widmie prądu oraz czterech w widmie całkowitej mocy chwilowej. Najwyższym poziomem amplitudy, a tym samym największą mierzalnością, charakteryzują się harmoniczne 150 Hz w widmie prądu fazowego i 100 Hz w widmie całkowitej mocy chwilowej. Jednakże, jak wspomniano wcześniej, na amplitudę tych składowych mają wpływ również inne uszkodzenia. Częstotliwość 1300 Hz jest, jak wykazały wyniki obliczeń, najmniej czuła na inne zaburzenia, lecz jej amplituda jest niewielka i może być pomiarowo trudna do uchwycenia. Pomimo tego, przyrost amplitudy wyselekcjonowanych harmonicznych może być wykorzystana do sygnalizacji pewnej niesymetrii, a jednoznaczna identyfikacja przyczyny może wymagać użycia innych metod.



Rys.5. Porównanie amplitud wyróżnionych składowych widma całkowitej mocy chwilowej otrzymanego pomiarowo

V. PODSUMOWANIE

Zrealizowane obliczenia polowe oraz badania eksperymentalne pokazują, że w widmach prądu fazowego oraz całkowitej mocy chwilowej występują składowe o amplitudach zależnych od uszkodzenia rdzenia. Stwarza to możliwość wykorzystania tych częstotliwości jako wskaźnika diagnostycznego, wymaga to jednak określenia uniwersalnych zależności na te częstotliwości, co będzie kolejnym etapem badań.

LITERATURA

[1] D.R. Bertenshaw, A. C. Smith, C. W. Ho, T. Chan, M. Sasic "Detection of stator core faults in large electrical machines" *IET electric power applications*, 6(6), 295-301, 2012.

[2] M. Zagirnyak, D. Mamchur, A. Kalinov "Induction motor diagnostic system based on spectra analysis of current and instantaneous power signals" *IEEE SOUTHEASTCON 2014*, pp. 1-7, 2014.

[3] M. H. Drif, A. J. M. Cardoso „Stator fault diagnostics in squirrel cage three-phase induction motor drives using the instantaneous active and reactive power signature analyses” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 10(2), 1348-1360, 2014.

ROZRUCH SILNIKA INDUKCYJNEGO ZASILANEGO NAPIĘCIEM ZAWIERAJĄCYM SUBHARMONICZNE

Piotr Gnaciński, Damian Hallmann

Uniwersytet Morski w Gdyni, Katedra Elektroenergetyki Okrętowej
ul. Morska 81-87, 81-225 Gdynia, e-mail: p.gnacinski@we.umg.edu.pl; d.hallmann@we.umg.edu.pl

I. WSTĘP

W systemie elektroenergetycznym powszechnie występują różne zaburzenia jakości napięcia, jak odchylenia napięcia od wartości znamionowej, asymetria napięcia, zapady napięcia, wahania napięcia oraz odkształcenia napięcia od przebiegu sinusoidalnego [1]. Odkształcenia napięcia w praktyce oznaczają, że przebieg napięcia zawiera dodatkowe składowe częstotliwościowe. Zazwyczaj są to harmoniczne, niemniej mogą również występować składowe o częstotliwościach niższych, niż podstawowa harmoniczna (np. 10 Hz) lub wyższych, ale niebędących całkowitą wielokrotnością częstotliwości harmonicznej podstawowej (np. 80 Hz), czyli odpowiednio subharmoniczne (subsynchroniczne interharmoniczne) i interharmoniczne.

Subharmoniczne, interharmoniczne oraz powiązane z nimi wahania napięcia zazwyczaj są spowodowane pracą urządzeń energoelektronicznych, odnawialnych źródeł energii oraz odbiorników pobierających zmienną w czasie moc [2].

Rozważane zaburzenia zakłócają pracę różnych urządzeń elektrycznych, a w szczególności maszyn wirujących [3-8]. W silnikach indukcyjnych powodują między innymi przepływ przez uzwojenia subharmonicznych i interharmonicznych prądu [5-7], wahania momentu obrotowego [6], drgania i drgania skrętne [6], lokalne nasycenie obwodu magnetycznego [5], wzrost strat mocy i przegrzewanie się uzwojeń [3,4,5].

Obecne przepisy i normy dotyczące jakości napięcia [9,10] nie zawierają dopuszczalnych poziomów subharmonicznych iinterharmonicznych, co jest spowodowane brakiem wystarczających danych. Modyfikacja odnośnych norm i przepisów oraz wprowadzenie do nich dopuszczalnych poziomów subharmonicznych i interharmonicznych napięcia wymaga dalszych prac badawczych, dotyczących między innymi wpływu rozważanych zaburzeń na silnik indukcyjny.

Silnik indukcyjny zasilany napięciem zawierającym subharmoniczne i interharmoniczne jest tematem licznych prac badawczych (np. [3-8]). Należy podkreślić, że powyższe prace dotyczą stanu ustalonego silnika – biegu jałowego lub pracy silnikowej z prędkością zbliżoną do synchronicznej. Wyjątkiem jest [3], w której przedstawiono analizę charakterystyk mechanicznych silnika indukcyjnego zasilanego napięciem zawierającym subharmoniczne. W badaniach wykorzystano schemat zastępczy typu transformatorowego. Wyniki obliczeń wskazują, że subharmoniczne napięcia mogą powodować moment hamujący o znaczących wartościach dla silnika pracującego z dużym poślizgiem (np. rozruch). W związku z powyższym rekomendowano ograniczenie poziomów subharmonicznych do 0.1%.

Głównym celem niniejszego artykułu jest ocena wpływu subharmonicznych napięcia na rozruch silnika indukcyjnego. Badania wykonano za pomocą metody elementów skończonych dla silnika indukcyjnego klatkowego małej mocy.

II. MODEL POLOWY

Obiektem badań był silnik indukcyjny klatkowy typu TSg100L-4B, o znamionowej mocy 3 kW, napięciu znamionowym 380 V, prądzie znamionowym 6,9 A i prędkości znamionowej 1415 obr./min, z uzwojeniami połączonymi w trójkąt.

Dwuwymiarowy model polowy silnika zaimplementowano w środowisku ANSYS-MAXWELL. Wstępny model polowy utworzono za pomocą modułu RMxprt, który następnie skorygowano na podstawie danych eksperymentalnych oraz analizy zbieżności. Między innymi zagęszczono siatkę podziału, zwiększając liczbę elementów skończonych z 5 000 do ok. 22 000.

III. WYNIKI BADAŃ

Poniżej zamieszczono wyniki badań symulacyjnych dotyczących wpływu subharmonicznych napięcia na rozruch silnika indukcyjnego.

Eksperymenty numeryczne przeprowadzono dla napięcia zasilania zawierającego pojedynczą subharmoniczną o wartości U_{sh} = 1%, częstoliwości f_{sh} = 5 Hz oraz f_{sh} = 20 Hz (odpowiadającej częstotliwości rezonansowej drgań skrętnych ciała sztywnego [6] badanego silnika), oraz względnych momentów bezwładności napędzanego urządzenia (odniesionych do momentu bezwładności silnika): j = 0 (urządzenie o pomijalnym momencie bezwładności) i j = 15. Uwzględniono przypadek, dla którego moment oporowy napędzanego urządzenia (T_L) jest pomijalny oraz przypadek, dla którego moment oporowy równy momentowi znamionowemu silnika (T_{rat}). Ponadto wykonano testy referencyjne dla napięcia zasilania niezawierającego subharmonicznej. Zestawienie analizowanych przypadków zamieszczono w Tab. 1 – 4, a wybranych przebiegów momentu obrotowego i prędkości obrotowej na Rys. 1 i Rys. 2.

W celu porównania rozruchu silnika dla testu referencyjnego oraz dla napięcia dla zawierającego subharmoniczną, w Tab. 1 – 4 dodatkowo zamieszczono czas, po którym silnik osiąga 95% prędkości stanu ustalonego (t_{95}). Należy podkreślić, że

czas potrzebny do zakończenia procesów przejściowych (rozruchu) często jest wielokrotnie dłuższy od t_{95}.

Dla wszystkich rozważanych przypadków (Tab. 1 – 4), subharmoniczne napięcia powodują wydłużenie czasu t_{95} ok. 0,5 – 1%. Ponadto subharmoniczne wywierają znikomy wpływ na przebiegi momentu obrotowego (Rys. 1, 2).

Podsumowując, subharmoniczne o wartościach obserwowanych w rzeczywistych systemach elektroenergetycznych mają pomijalny wpływ na rozruch badanego silnika.

TABELA I
ANALIZOWANE PRZYPADKI DLA j=0 I T_L=0

Lp.	f_{sh} [Hz]	U_{sh} [%]	t_{95} [ms]	Uwagi
1.1	-	-	20,8	test referencyjny
1.2	5	1	21,0	-
1.3	20	1	21,0	-

TABELA II
ANALIZOWANE PRZYPADKI DLA j=0 I T_L= T_{rat}

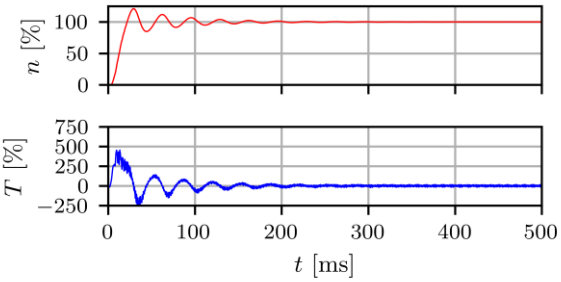
Lp.	f_{sh} [Hz]	U_{sh} [%]	t_{95} [ms]	Uwagi
2.1	-	-	26,2	test referencyjny
2.2	5	1	26,4	-
2.3	20	1	26,4	-

TABELA III
ANALIZOWANE PRZYPADKI DLA j=15 I T_L=0

Lp.	f_{sh} [Hz]	U_{sh} [%]	t_{95} [ms]	Uwagi
3.1	-	-	328,4	test referencyjny
3.2	5	1	330,4	-
3.3	20	1	328,4	-

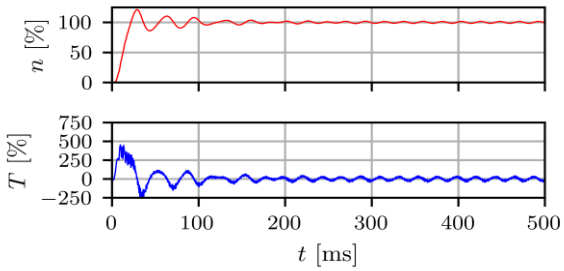
TABELA IV
ANALIZOWANE PRZYPADKI DLA j=15 I T_L= T_{rat}

Lp.	f_{sh} [Hz]	U_{sh} [%]	t_{95} [ms]	Uwagi
4.1	-	-	459,4	test referencyjny
4.2	5	1	463,2	-
4.3	20	1	460,6	-



Rys.1. . Przebiegi prędkości obrotowej (w procentach prędkości synchronicznej) i momentu obrotowego (w procentach momentu znamionowego) dla przypadku 1.1.

Fig.1. Curves of the rotational speed (in per-cent of the synchronous speed) and the electromagnetic torque (in per-cent of the rated torque) for Case 1.1.



Rys.2. Przebiegi prędkości obrotowej (w procentach prędkości synchronicznej) i momentu obrotowego (w procentach momentu znamionowego) dla przypadku 1.2.

Fig.2. Curves of the rotational speed (in per-cent of the synchronous speed) and the electromagnetic torque (in per-cent of the rated torque) for Case 1.2.

IV. WNIOSKI

Subharmoniczne napięcia powodują powstanie dwóch składowych momentu obrotowego – składowej tętniącej [6] oraz składowej stałej [3], która generalnie zwiększa moment oporowy. Dotychczasowy stan wiedzy wskazywał, że składowa stała może osiągać znaczne wartości w przypadku pracy silnika z dużym poślizgiem (np. rozruch) [3] i w związku z tym w [3] rekomendowano ograniczenie poziomów subharmonicznych napięcia do 0.1%.

W niniejszym artykule dokonano oceny wpływu subharmonicznych napięcia na rozruch silnika indukcyjnego. W badaniach wykorzystano dwuwymiarową metodę elementów skończonych. Wyniki eksperymentów numerycznych dowodzą, że subharmoniczne napięcia o wartościach obserwowanych w rzeczywistych systemach elektroenergetycznych mają pomijalny wpływ na rozruch badanego silnika.

LITERATURA

[1] M.H.J. Bollen, I.Y.H. Gu, "Signal processing of power quality disturbances", *Wiley*: New York, USA, pp. 41–162, 2006.
[2] A. Testa, M.F. Akram, R. Burch, G. Carpinelli, G. Chang, V. Dinavahi, W. Xu, Interharmonics: Theory and modeling, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 22(4), pp. 2335-2348, 2007.
[3] E.F. Fuchs, D.J. Roesler, M.A. Masoum, Are harmonic recommendations according to IEEE and IEC too restrictive?, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 19(4), pp. 1775-1786, 2004.
[4] D. Gallo, C. Landi, R. Langella, A. Testa, „Limits for low frequency interharmonic voltages: can they be based on the flickermeter use", *IEEE Russia Power Tech*, St. Petersburg, Russia, pp. 1-7, June 2005.
[5] M. Ghaseminezhad et al., "An investigation of induction motor saturation under voltage fluctuation conditions", *Journal of Magnetics*, vol. 22, pp. 306–314, 2017.
[6] P. Gnaciński, M. Pepliński, A. Muc, D. Hallmann, P. Klimczak, "Induction motors under voltage fluctuations and power quality Standards", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 39, no. 2, pp. 1255–1264, June 2024.
[7] S. Tennakoon, S. Perera, D. Robinson, "Flicker attenuation—Part I: Response of three-phase induction motors to regular voltage fluctuations", *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 23, pp. 1207–1214, 2008.
[8] A. Testa, R. Langella, Power system subharmonics. *In IEEE Power Engineering Society General Meeting*, IEEE, pp. 2237-2242, June 2005.
[9] Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution network, *PN-EN Standard 50160*, 2023.
[10] IEEE Standard for harmonic control in electric power systems, *IEEE Standard 519*, 2022.

SINGLE-PHASE INDUCTION MOTOR UNDER ASYMMETRICAL RECTANGULAR VOLTAGE FLUCTUATIONS

Piotr Gnaciński, Marcin Pepliński

Gdynia Maritime University, Department of Ship Electrical Power Engineering, Morska St. 83, 81-225 Gdynia, Poland, email: p.gnacinski@we.umg.edu.pl; m.peplinski@we.umg.edu.pl

I. INTRODUCTION

Induction motors are exposed to various power quality disturbances, like voltage deviation, voltage unbalance, voltage waveform distortions and voltage fluctuations, defined as fast changes of rms voltage value [1,2,3]. Sinusoidal voltage fluctuations can be analyzed as a superposition of the fundamental voltage harmonic, a subharmonic and an interharmonic, understood as components of frequencies lower that the fundamental frequency or not being its integer multiple, respectively [1,2,4,5,6]. It is worth adding that in real power systems, voltage fluctuations can be of various patterns [3,5] and the most common are rectangular voltage fluctuations [3]. In practice, voltage fluctuations of any pattern can be regarded as sinusoidal voltage fluctuations of various frequencies, appearing simultaneously [2].

Voltage fluctuations, subharmonics and interharmonics are generated by time-varying loads, power electronic appliances and renewable sources of energy [1,3,7,8]. They exert detrimental impact on light sources [3,4], transformers, turbogenerators [3,4], power electronic appliances [4], remote control systems [4]. In induction motors they cause among the others overheating and an increase in power losses [4], flow of subharmonic and interharmonic components through windings [2,5,6,9,10], fluctuations of the rotational speed [2,6], a local saturation of the magnetic circuit, torque pulsations resulting in harmful vibration and torsional vibration [2,5].

Current power quality standards [11,12] do not specify permissible levels of voltage subharmonics because of the lack of appropriate experience. The establishment of permissible levels of subharmonics and interharmonics requires further research into the impact of these disturbances on, inter alia, three-phase and single-phase induction motors.

The induction motor supplied with voltage containing subharmonics and interharmonics was analysed in numerous works, [2,4,5,6,9,10]. It should be stressed that these works are generally limited to three-phase motors. The single-phase induction motor was considered mostly in the previous authors' studies, e. g. [9,10]. Notably, the effect of asymmetrical rectangular voltage fluctuations on the single-phase induction motor has been not analyzed.

This work is the continuation of previous authors' papers [9,10]. The results of empirical investigations on currents are presented for a single-phase induction motor under asymmetrical rectangular voltage fluctuations.

II. MEASUREMENT STAND

The laboratory stand consisted of a motor under investigations, a programmable AC power source, a digital oscilloscope and a power quality analyser.

The investigated single-phase induction motor contained a permanently connected capacitor and originally was a part of a hydrophore assembly type JETW-B/800-50 [13], of rated power 800 W. The applied AC power source type Chroma 61512+A615103 enabled to produce output voltage with programmable power quality disturbances, like voltage fluctuations, voltage unbalance, voltage harmonics, subharmonics and interharmonics.

III. RECTANGULAR VOLTAGE FLUCTUATIONS AND MOTOR CURRENTS

The frequency of subharmonics and interharmonics appearing in the modulated voltage corresponds to the frequency of each harmonic of the modulating function, according to the dependencies (based on [1,2,4,6,8]):

$$f_{sh/ih} = f_1 - k f_{mod} \tag{1}$$

$$f_{ih} = f_1 + k f_{mod} \tag{2}$$

where k is an integer, f_1 is the frequency of the fundamental voltage component, f_{mod} is the frequency of the modulating function.

The component described with (1) is sometimes called the lower sideband injection (LSI), and the component described with (2) – the upper sideband injection (USI) [6] and both of them – symmetrical subharmonics and interharmonics or symmetrical interharmonics [4,5]. The negative frequency calculated with (1) means that the subharmonic/interharmonic component has negative sequence [8].

The most common voltage fluctuations are of rectangular shape, generally interconnected with the change of the operating state of a disturbing load (e. g. switching on/off of an electronically controlled heater) [3]. An exemplary modulating function is shown in Fig. 1 for the modulation frequency f_m=35 Hz, the duty cycle of the disturbing load [3] equal to 75% and the relative voltage change (the doubled amplitude of voltage modulation) equal to 3%.

The next diagrams (Figs. 2 – 4) present the current subharmonics/interharmonics corresponding to the first (Fig. 2), the second (Fig. 3) and the third harmonic (Fig. 4) of the

modulating function for f_m=35 Hz, versus the duty cycle. The current subharmonic corresponding to the first harmonic of the modulating function is as high as 0.27 A and reaches the maximum for the duty cycle 50%. Further, the current subharmonic/interharmonic caused by the second harmonic of the modulating function are up to 0.12 A and by the third harmonic – c. 0.01 A.

In summary, for the modulation frequency f_m=35 Hz the maximal value of current subharmonics/interharmonics corresponding to the second harmonic of the modulating function is approximately twice less than the subharmonics corresponding to the first harmonic. Further, the current interharmonics corresponding to third harmonics of the modulating function are much less than subharmonics corresponding to the first harmonic.

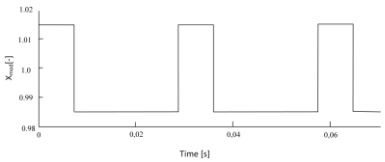


Fig. 1. The modulating function for the modulation frequency f_m=35 Hz and the duty cycle of the disturbing load equal to 75 %.

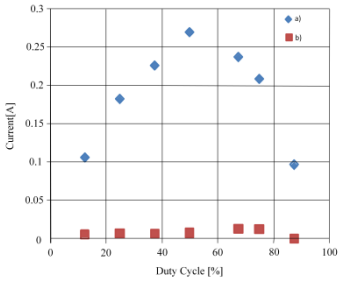


Fig. 2. Current subharmonics/interharmonics corresponding to the first harmonic of the modulating function versus the duty cycle of the disturbing load, for f_m=35 Hz and a) LSI, b) USI.

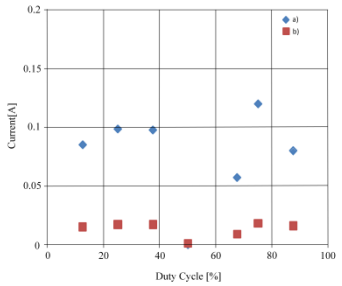


Fig. 3. Current subharmonics/interharmonics corresponding to the second harmonic of the modulating function versus the duty cycle of the disturbing load, for f_m=35 Hz and a) LSI, b) USI.

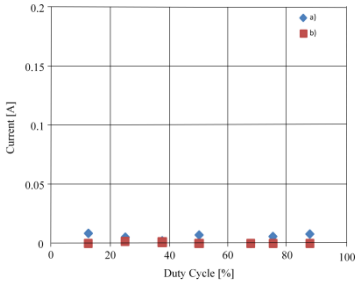


Fig. 4. Current subharmonics/interharmonics corresponding to the third harmonic of the modulating function versus the duty cycle of the disturbing load, for f_m=35 Hz and a) LSI, b) USI.

IV CONCLUSIONS

Square voltage modulation causes the flow of current subharmonics/interharmonics corresponding to each harmonic of the modulating function. For the motor under research and the modulation frequency f_m=35 Hz, the current subharmonics corresponding to the first harmonic of the modulating function is approximately twice greater than the maximal value of subharmonics due to the second harmonic. Further, the current interharmonics corresponding to third harmonics of the modulating function are much less than subharmonics caused by the first harmonic.

The results of investigations cannot be extrapolated for other modulation frequencies and for three-phase motors. The effect of various modulation frequencies on currents, torque pulsations and vibrations will be a subject of future research works.

REFERENCES

[1] M. H. J. Bollen, and I. Y. H. Gu, “Signal processing of power quality disturbances”, in Wiley: New York, USA, 2006, pp. 41–162.
[2] Ghaseminezhad, M., Doroudi, A., Hosseinian, S.H., Jalilian, A., (October 2021). High torque and excessive vibration on the induction motors under special voltage fluctuation conditions. COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering, 40(4), 822-836,
[3] Kuwalek, P., (Febuary 2021) Estimation of parameters associated with individual sources of voltage fluctuations, in IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 36, no. 1, pp. 351-361.
[4] Gallo, D., Landi, C., Langella, R., Testa, A. (2005), Limits for low frequency interharmonic voltages: can they be based on the flickermeter use. In 2005 IEEE Russia Power Tech. IEEE, pp. 1-7.
[5] Gnaciński, P., Pepliński, M., Muc, A., Hallmann, D., Klimczak, P., (2024) Induction motors under voltage fluctuations and power quality standards, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 39. 2, pp.1255-1264.
[6] Tennakoon, S., Perera, S., Robinson, D. (2008) Flicker attenuation—Part I: Response of three-phase induction motors to regular voltage fluctuations, IEEE Trans. Power Deliv., vol. 23, pp. 1207–1214.
[7] Testa, A. et. al. (2007) Interharmonics: Theory and modelling. IEEE Trans. Power Deliv., vol. 22, pp. 2335–2348.
[8] Zhang, D., Xu, W., Liu, Y., (2005) On the phase sequence characteristics of interharmonics, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 20, no. 4, pp. 2563-2569.
[9] Pepliński, M., Adamczak, D., Gnaciński, P. (2022) Single-phase induction motor under voltage fluctuations. Scientific Journal of Gdynia Maritime University, (123), 40-49.
[10] Pepliński, M., Gnaciński, P. (2024) Effect of rectangular voltage fluctuations on currents of single-phase induction motors. Scientific Journal of Gdynia Maritime University, (131), 36-47.
[11] IEEE Standard for harmonic control in electric power systems, IEEE Standard 519, 2022.
[12] Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution network, PN-EN Standard 50160, 2023.
[13] Pumps and Hydrophores. Webermann Hydrophore Assemblies, http://www.superhosting.com.pl/kolanko/technika/pompy4.php.

LVII Międzynarodowe Sympozjum Maszyn Elektrycznych

Sesja 5

Złożone metody elektromechaniczne i energoelektroniczne układy napędowe

Przewodniczący sesji:

dr hab. inż. Cezary Jędryczka, dr hab. inż. Wojciech Burlikowski

Nr	Autorzy	Tytuły referatów
1	Łukasz Sienkiewicz Filip Kutt Szymon Racewicz	Power Hardware-In-the-Loop Platform for Diesel Generator Emulation
2	Roland Ryndzionek Filip Kutt Krzysztof Blecharz Michał Michna	Opracowanie i analiza wielofazowego bezszczotkowego generatora indukcyjnego dwustronnie zasilanego z wirnikiem zewnętrznym
3	Bartosz Woszczyna Zbigniew Szular Witold Mazgaj	Influence of load and operating parameters on efficiency of three-level voltage source inverter with soft- switching technique
4	Grzegorz Klęczar Witold Mazgaj Zbigniew Szular	Vector control of squirrel-cage induction motor using voltage source inverter with soft-switching technique
5	Orest Ivakhiv, Markiyan Nakonechnyi, Dariusz Świsulski, Yurii Nakonechnyi, Oleksandr Viter, Rostyslav Markovych and Viktor Markovych	Neurocontroller for a mobile platform application
6	Jarosław Rolek Grzegorz Utrata	Koncepcja dodatkowego ograniczenia harmonicznych prądów liniowych dla 12-pulsowego prostownika diodowego z aktywnym dławikiem kojarzącym

Power Hardware-In-the-Loop Platform for Diesel Generator Emulation

Łukasz Sienkiewicz, Filip Kutt, Szymon Racewicz*,

Gdańsk University of Technology, Faculty of Electrical and Control Engineering
ul. Gabriela Narutowicza 11/12, 80-233 Gdańsk, Poland, lukasz.sienkiewicz@pg.edu.pl
* University of Warmia and Mazury in Olsztyn, Faculty of Technical Sciences
ul. Oczapowskiego 11, 10-719 Olsztyn, Poland, e-mail: szymon.racewicz@uwm.edu.pl

I. INTRODUCTION

Research and development of modern diesel generator (DG) sets is impeded by the prohibitive cost and complexity of high-power prototyping, the challenge of accurately parameterizing transient combustion and electrical dynamics, and strict safety constraints during extreme load or fault testing. Conventional resistive-inductive load bank methods lack the flexibility to emulate unbalanced, variable power factor, and rapid transient loads required for thorough control validation, resulting in limited repeatability and coverage of critical operating scenarios [1]. Real-time Hardware-In-the-Loop (HIL) platforms using power amplifiers or converters facilitate dynamic load emulation over the multi-MVA range, enabling iterative testing of governor and excitation control systems under varying ramp rates, step loads, and grid disturbances without risking physical generator set damage. Power Hardware-In-the-Loop (PHIL) platforms support safe injection of fault conditions such as sudden load changes and supply voltage sags, which are critical for assessing micro-grid protection and control algorithm robustness [2]. However, computational bandwidth constraints in real-time processors can limit the fidelity of complex combustion models, introducing transient discrepancies that necessitate hybrid emulation strategies combining HIL and physical validation. Furthermore, model-based emulation may not fully account for long-term aging effects and non-linearities in legacy diesel generator sets, necessitating complementary physical validation for complete performance verification [3].

In this paper, a PHIL platform is presented and assessed for the purpose of diesel generator emulation. The PHIL platform emulates dynamic states, such as frequency changes of the DG and is evaluated based on the effectiveness of reproduction of a 50-kW switch on transient.

II. POWER HARDWARE IN THE LOOP PLATFORM

The PHIL hardware platform consists of two functional units (FU I and FU II in Fig. 1). The performance of a DG operating in an autonomous power system is emulated by the 100 kVA induction motor and synchronous generator set (FU I). The synchronous generator emulates the generator in the DG set, while the motor controlled by a voltage-source converter in the FU I emulates the diesel engine mechanical characteristics.

The FU I is connected to another unit (FU II) which acts as a passive load. The motor's inverter in the FU I is fed from the main AC bus with 400 V. The simplified connection diagram is presented in Fig. 1. The functional units are supervised by the x64 rack-mounted Target PCs. They are governed by the Simulink Real-Time kernel which implements the real-time control algorithm and interfaces with the power converters, machines and transformer by a measurement and control cards. A host PC is used for development and control duties through the Simulink environment. Presented hardware and software is a part of LINTE^2 Laboratory infrastructure at Gdańsk University of Technology.

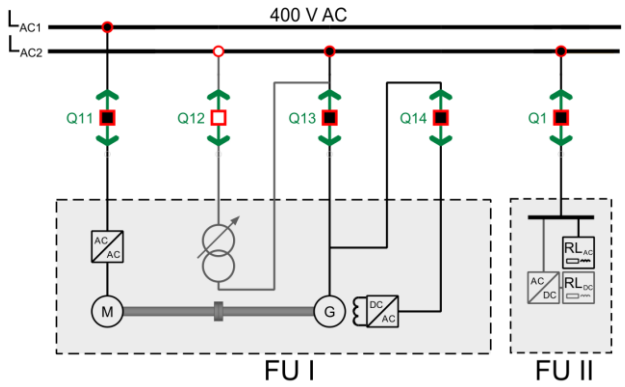


Fig. 1. General schematic of PHIL units used in the Diesel generator emulation. FU I – unit emulating the DG set, FU II – unit acting as a passive load

III. DIESEL GENERATOR MEASUREMENTS

The authors tested a 100 kVA, 1500 rpm DG set during a 50-kW resistive load switch on/off. A frequency transient is presented in Fig. 2. Voltage, current and frequency were measured by a ZES ZIMMER LMG600 series multichannel power analyzer connected between the DG and FU II.

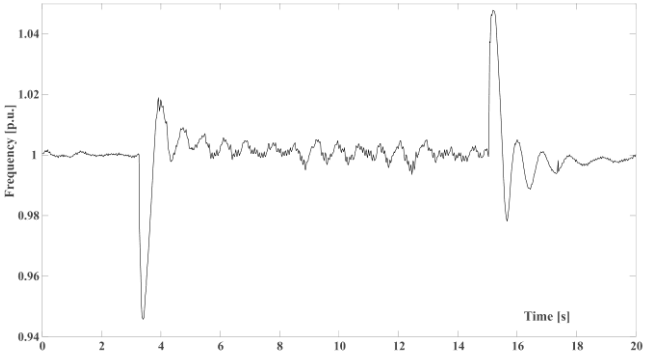


Fig. 2. Output frequency transient of the DG set during a 50-kW resistive load switch on/off. Frequency reference is 50 Hz.

IV. SIMULINK REAL-TIME MODEL AND PARAMETER ESTIMATION

Real-time model was responsible for handling of analog and digital inputs and outputs, scaling of measurements quantities, generator and motor converter control as well as turbine emulation. In this section of the algorithm (Fig. 3), Diesel engine inertia model was implemented. It used measured mechanical speed of the shaft and calculated set-point torque to the rest of the control scheme (Fig. 4).

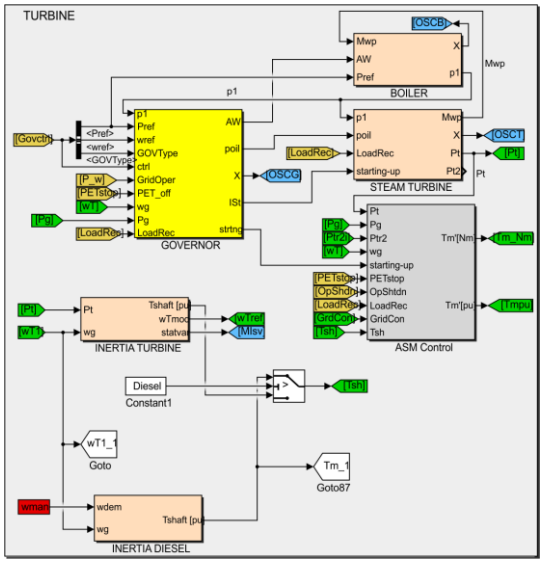


Fig. 3. Section of the real-time Simulink algorithm dedicated to the emulation of mechanical characteristics of diesel engine by an induction drive set.

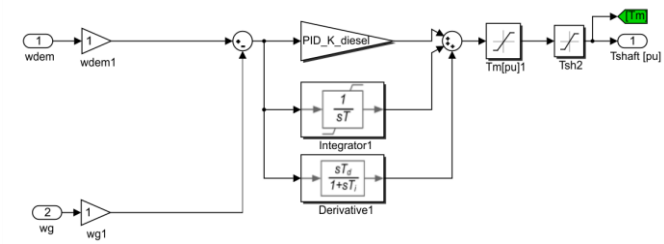


Fig. 4. DG inertia model created as a PID regulator

Torque and mechanical speed values were then run through multi-stage protection section and then sent to the analog output portion of the algorithm, where they were scaled and converted to meet the requirements of the ADC card used in the PHIL platform. Then, they were sent to the inputs of voltage source converter controlling the motor (Fig. 5).

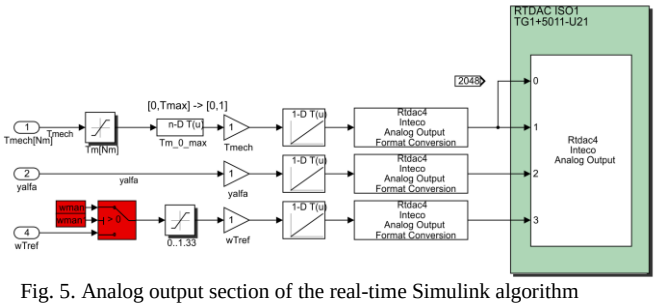


Fig. 5. Analog output section of the real-time Simulink algorithm

Parameter estimation method was used to fit parametric inertia model as well as synchronous generator parameters of the real-time model to measurement data of the tested DG set. The synchronous generator (SG) was modelled in an orthogonal dq0 reference frame and is described in detail in [4]. Diesel inertia was controlling the external torque feed to the SG model.

Preliminary tests suggest that the presented PHIL platform has the necessary dynamics to emulate such a DG unit (Fig. 6), however only the first frequency transient is captured, which is a limitation of the presented inertia model.

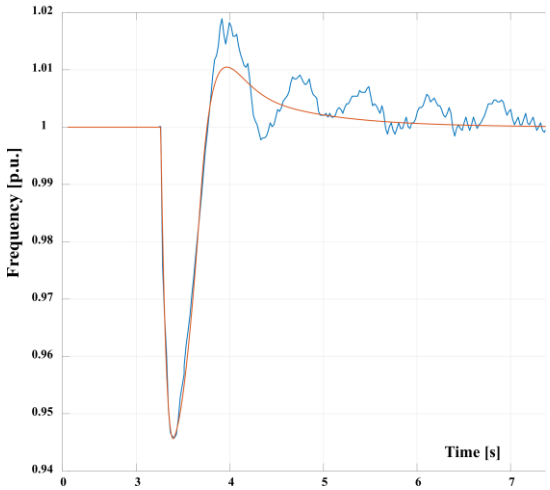


Fig. 6. Results of model parameter estimation: red – simulated, blue - measured

V. CONCLUSION

In this study, preliminary tests were conducted to verify if a Power Hardware-In-the-Loop platform consisting of an induction motor, synchronous generator and associated power electronics rated at 100 kVA could emulate the dynamic behavior of DG set of comparable power under variable load switching conditions. This real-time emulation approach offers significant potential for reducing both cost and development time, enabling the replacement of conventional experimental testing of DG prototypes and control strategies with safer, more economical, and time-efficient PHIL-based validation. Future work will focus on integrating a more accurate inertia model of the DG into the existing platform to enhance simulation fidelity.

REFERENCES

[1] K. Schoder et al., "Dynamic Load Testing of a Diesel Generator Using Power Hardware-in-the-Loop Simulation," 2023 IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS), Alexandria, VA, USA, 2023, pp. 115-120, doi: 10.1109/ESTS56571.2023.10220540.

[2] M. S. Almas and L. Vanfretti, "RT-HIL testing of an excitation control system for oscillation damping using external stabilizing signals," 2015 IEEE Power & Energy Society General Meeting, Denver, CO, USA, 2015, pp. 1-5, doi: 10.1109/PESGM.2015.7286100.

[3] G. Zhai, J. Zhang, S. Zhang and Y. Wang, "Hardware-in-the-loop Simulation System Design of Marine Diesel Engine," 2023 4th International Conference on Mechatronics Technology and Intelligent Manufacturing (ICMTIM), Nanjing, China, 2023, pp. 50-55, doi: 10.1109/ICMTIM58873.2023.10246637.

[4] F. Kutt, Ł. Sienkiewicz, Sz. Racewicz, M. Michna and R. Ryndzionek, „Development of an emulation platform for synchronous machine power generation system using a nonlinear functional level model," Archives of Electrical Engineering, vol. 73, pp. 281-297, 2024, doi: 10.24425/aee.2024.149917

Opracowanie i analiza wielofazowego bezszczotkowego generatora indukcyjnego dwustronnie zasilanego z wirnikiem zewnętrznym

Roland Ryndzionek, Filip Kutt, Krzysztof Blecharz, Michał Michna

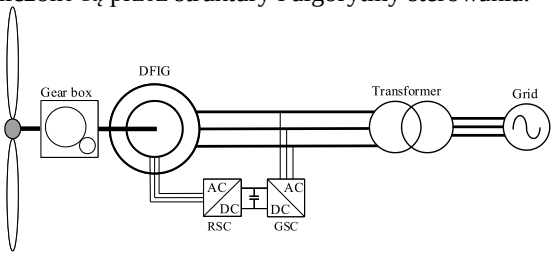
Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
Narutowicza 11/12, 80-233 Gdańsk, e-mail: roland.ryndzionek@pg.edu.pl

I. WSTĘP

Odnawialne źródła energii stają się kluczowym elementem systemów energetycznych. Rosnące globalne zapotrzebowanie na zrównoważoną energię sprawiło, że energia wiatrowa stała się istotnym elementem portfolio energii odnawialnej. Jednak nieregularny i zmienny charakter wiatru stanowi poważne wyzwanie dla wydajnej konwersji energii i integracji sieci energetycznej [1], [2].

Jednym z kryteriów podziału turbin wiatrowych jest prędkość obrotowa wirnika, według którego wyróżniamy turbiny o stałej i zmienne prędkości obrotowej. Rozwiązania oparte na generatorach synchronicznych (SG – synchronous generator) czy też generatorach wzbudzanych magnesami trwałymi (PMSG – permanent magnet SG) i stałej prędkości są obecnie najpopularniejszym rozwiązaniem jeśli chodzi o turbiny wiatrowe średniej i dużej mocy [3], [4].

System generacji energii elektrycznej wykorzystujący turbinę wiatrową o zmiennej prędkości obrotowej współpracujący z generatorem indukcyjnym dwustronnie zasilanym (DFIG – doubly fed induction generator) zapewnia wyższą wydajność energetyczną w porównaniu z systemem wiatrowym o stałej prędkości [5]. Jednak obecnie stosowane struktury trójfazowych generatorów DFIG (Rys. 1) ograniczone są przez struktury i algorytmy sterowania.



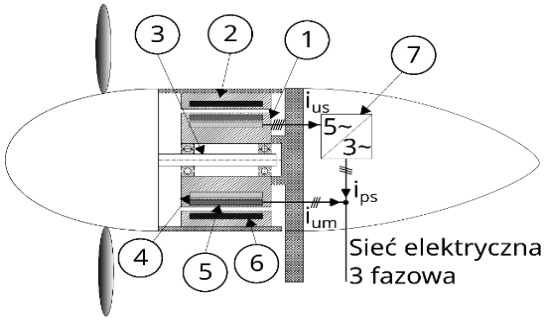
Rys.1. Schemat układu z wielofazowego generatorem indukcyjnym dwustronnie zasilanym w turbinie wiatrowej.

Rozwiązania bezszczotkowe generatorów indukcyjnych dwustronnie zasilanych (BLDFIG – brushless doubly fed indyction generator), należą do nowych wielowrotowych przetworników elektromechanicznych i mogą odegrać istotną rolę w efektywnym i elastycznym przetwarzaniu, przekazywaniu i/lub odzyskiwaniu energii. Do najważniejszych cech wyróżniających BLDFIG należą: stosunkowo prosta konstrukcja, zwiększona niezawodność wynikająca z budowy wirnika bezszczotkowego, tani przekształtnik energoelektroniczny (na 30% mocy znamionowej maszyny), elastyczne sterowanie mocą czynną i bierną, praca w szerokim zakresie prędkości obrotowej, odporność na niesymetrię sieci.

II. UKŁAD BLDFIG

W ostatnich latach opracowano liczne prototypy generatorów BLDFIG. Stojan maszyny zawiera dwa uzwojenia: uzwojenie mocy, bezpośrednio podłączone do sieci elektroenergetycznej, oraz uzwojenie sterujące, połączone z siecią poprzez przekształtnik energoelektroniczny. Konwersja energii zarówno mechanicznej dostarczonej do wirnika jak i energii dostarczonej lub odebranej z uzwojenia sterującego następuje z wykorzystaniem wirnika. Przekształtnik i uzwojenie sterujące ”reaguje” na zmiany prędkości obrotowej wirnika i reguluje częstotliwość i napięcie sieci po stronie uzwojenia mocy [6], [7].

W prezentowanym prototypie BLDFIG uzwojenie mocy i sterujące generatora zostało zaprojektowane w konfiguracji odpowiednio 3 i 5-fazowej, tak aby oba uzwojenia sprzęgały się ze sobą jedynie za pośrednictwem odpowiednio uzwojonego wirnika [8]. W celu zwiększenia niezawodności konstrukcji przyjęto, że turbina wiatrowa będzie pracować bez przekładni, co wpływa na dobór parametrów generatora do napędu bezpośredniego (Rys. 2).



Rys. 2. Schemat ideowy wielofazowego generatora indukcyjnego dwustronnie zasilanego z zewnętrznym wirnikiem, gdzie: 1. Rdzeń stojana, 2. Rdzeń wirnika, 3. Wał, 4. 3-fazowe uzwojenie mocy, 5. 5-fazowe uzwojenie sterujące, 6. Uzwojenie wirnika, 7. Przekształtnik energoelektroniczny.

Liczba par biegunów została tak dobrana aby zapewnić pracę znamionową w przedziale prędkości 250-500 obr/min, przy maksymalnej prędkości 600 obr/min. W opracowanej konstrukcji, gdy prędkość wirnika wynosi od 70% do 130% prędkości synchronicznej, maszyna działa w normalnym trybie generatora indukcyjnego, a gdy prędkość wirnika spada poniżej 70%, działa w trybie zwarcia stojana.

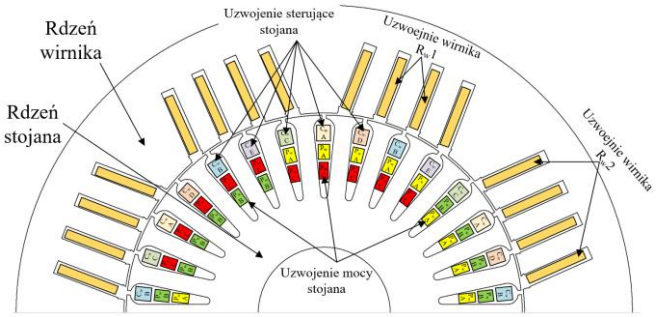
Parametry znamionowe zostały przedstawione w Tabeli I.

TABELA I
WYZNACZONE PARAMETRY

Parametr		Wartość
Pn	moc uzwojenia 3-fazowego	3 kW
Un	napięcie znamionowe uzwojenia mocy	400 V
mPW	liczba faz uzwojenia mocy	3
mCW	uzwojenia mocy sterującego	5
f1n	częstotliwość znamionowa uzwojenia mocy	50 Hz
f2n	zakres częstotliwość uzwojenia sterującego	0..18Hz
pPW	liczba par biegunów uzwojenia mocy	5
pCW	liczba par biegunów uzwojenia sterującego	3
pr	liczba biegunów wirnika	8

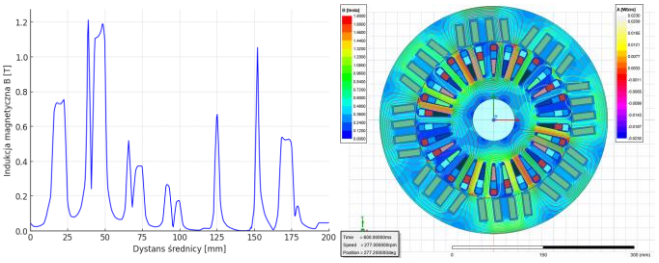
III. SYMULACJE MES I TESTY LABORATORYJNE

W ramach prac badawczych opracowano model numeryczny generatora w środowisku elementów skończonych z wykorzystaniem programu Ansys Maxwell (Rys. 3).

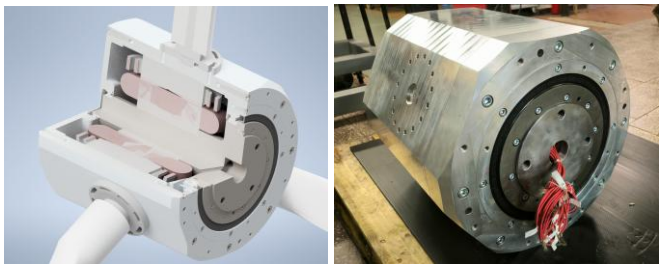


Rys. 3. Przekrój poprzeczny BLDFIG wykorzystany w symulacji MES

Na Rys. 4 przedstawiono gęstość strumienia magnetycznego w szczelinie powietrznej. Maksymalna wartość gęstości indukcji magnetycznej znajduje się w rdzeniu wirnika i wynosi około 1,8 T.

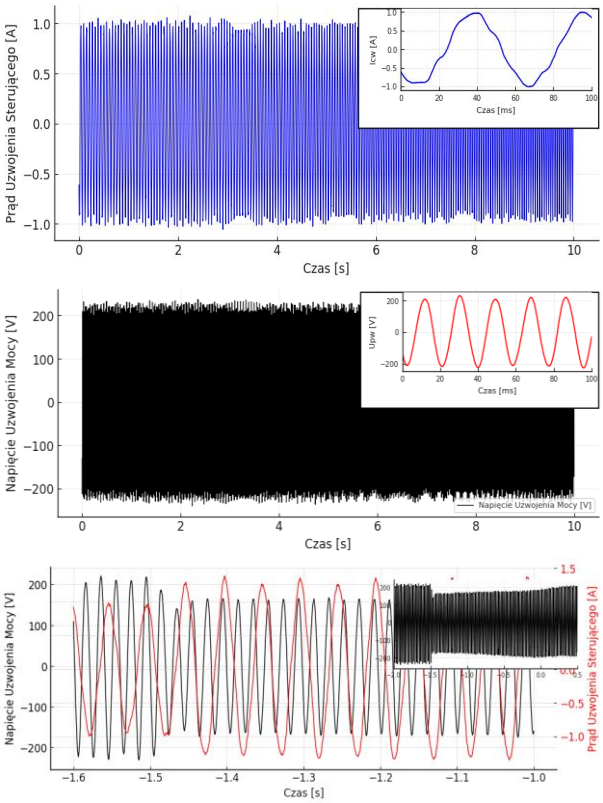


Rys. 4. Wyniki symulacji MES. Rozkład indukcji w szczelinie (po lewej),



Rys. 5. Model generatora w środowisku wirtualnym (po lewej), laboratoryjny prototyp generatora (po prawej).

Wirtualny model geometryczny zosał opracowany w środowisku 3d Autodesk Inventor. Następnie, na podstawie dokumentacji technicznej, został zbudowany prototyp laboraotyjnyn generatora (Rys. 5). Przeprowadzone zostały testy laboratoaryjne w warunkach bez obciążenia i przy zmiennym obciążniu rezystancyjnym (Rys. 6).



Rys. 6. Przebiegi prądu uzwojenia sterującego i napięcia fazowego uzwojenia mocy. Zmiana obciążenia uzwojenia mocy i odbudowa napięcia poprzez regulację prądu uzwojenia sterującego.

IV. WNIOSKI

Artykuł prezentuje wstępne wyniki prac badawczych wielofazowego BLDIFG do zastosowań w energetyce wiatrowej. Wyniki symulacji i badań laboratoryjnych pokazują, że proponowany generator BLDFIG z pięciofazowym uzwojeniem sterującym utrzymuje stabilność przy zmiennych obciążeniach i posiada potencjał praktycznego zastosowania w elektrowniach wiatrowych. Wyniki niniejszej pracy stanowią podstawę do dalszych prac badawczych dotyczących wielofazowych generatorów BDFIG.

LITERATURA

[1] www.windeurope.org
[2] Directive (EU) 2018/2001 of the European Parliament and of the Council of 11 December 2018 on the promotion of the use of energy from renewable sources, OJ L 328, 21.12.2018, p. 82–209.
[3] Baloch MH, W. J. (2017, 6 (4)). A review of the state of the art control techniques for wind energy conversion system. Int J Renew Energy Res, strony 1276–1295.
[4] Goudarzi, N. a. (2012). A review of the development of wind turbine generators across the world. ASME International Mechanical Engineering Congress and Exposition., 45202.
[5] Ponce, P. H. Doubly fed induction generator (DFIG) wind turbine controlled by artificial organic networks. Soft Computing 22.9, 2867-2879, 2018.
[6] S. Muller, M. Deicke, and R. W. De Doncker, “Doubly fed induction generator systems for wind turbines,” IEEE Industry Applications Magazine, vol. 8, no. 3, pp. 26 - 33, May 2002.
[7] H. Dehnavifard, M. A. Khan, and P. S. Barendse, “Development of a 5-kW Scaled Prototype of a 2.5 MW Doubly Fed Induction Generator,” IEEE Trans Ind Appl, vol. 52, no. 6, pp. 4688–4698, Nov. 2016.
[8] R. Ryndzionek, K. Blecharz, F. Kutt, G. Kostro, M. Michna and M. Morawiec, "Winding function approach based design of novel five-phase brushless doubly fed induction generator," 2023 International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP), Terrasini, Italy, 2023, pp. 316-321.

INFLUENCE OF LOAD AND OPERATING PARAMETERS ON EFFICIENCY OF THREE-LEVEL VOLTAGE SOURCE INVERTER WITH SOFT- SWITCHING TECHNIQUE

Bartosz Woszczyna, Zbigniew Szular, Witold Mazgaj

Politechnika Krakowska, Katedra Inżynierii Elektrycznej
Warszawska 24, 31-155 Kraków, e-mail: bartosz.woszczyna@pk.edu.pl

I. INTRODUCTION

Three-phase three-level voltage source inverters (3LVSIs) are usually employed in industrial and traction drive systems with medium- and high-power induction motors [1]. Most often IGBTs of the 3LVSI are controlled by the pulse width modulation method, which differs significantly from the modulation used in two-level inverters. The efficiency of typical power electronic converters is in the range of about 96 percent for low rated power systems and is close to 99 percent for the highest power converters. However, that even with such high efficiency, research is still being carried out to reduce losses, especially in multilevel voltage source inverters that are used in medium- and high rated power systems. Power losses in inverters are caused primarily by losses in transistors and diodes in their conduction states and during switching processes. Reducing losses by even one percent can lead to "recovering" several dozen or even several hundred kilowatts of power, depending on the rated power of the inverter.

The switching losses can be reduced by using soft-switching systems. These systems have additional circuits containing, among others, capacitors connected in parallel to main transistors [2]. In case of disturbances, one of the main transistor may be turned ON at a non-zero voltage of the capacitor which is connected in parallel with this transistor; as a result the transistor current may reach an unacceptable value. In other existing solutions of soft-switching systems, transistors are connected in series with additional inductors. When a given transistor is turned OFF at a non-zero current of the inductor, then an overvoltage appears, which is usually dangerous to this transistor.

Unlike these systems, in the described solution capacitors are not connected in parallel to the main transistors, and inductors are not connected in series with auxiliary transistors. This leads to an improvement in the operational reliability of inverters with the soft-switching systems

II. PROPOSED SOFT-SWITCHING SYSTEM IN 3LVSI

The structure of one phase of the 3LVSI with proposed soft-switching system is shown in Fig. 1 [3]. Capacitors C11–C14 are applied to decrease the steepness of the voltage increase in the main transistors S11–S14 during their turn-OFF processes. The use of inductors L11–L14 is intended to reduce the rate of the current rise of these transistors during their turn-ON processes.

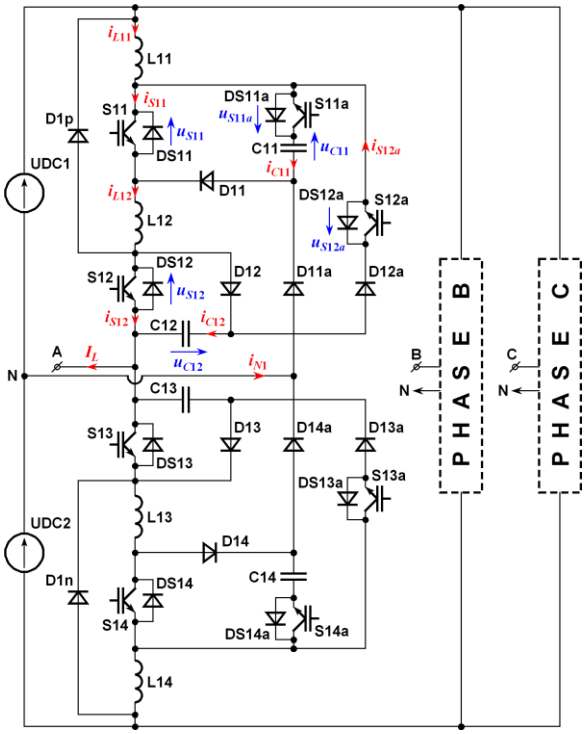


Fig. 1. One phase of the 3LVSI with the soft-switching technique: A, B, C – load terminals; N – neutral point

III. INFLUENCE OF LOAD PARAMETERS ON INVERTER EFFICIENCY

The total losses in 3LVSI are the sum of conduction and switching losses of the inverter transistors and conduction and turn-off losses of all diodes and losses occurring in inductors. The losses on individual elements were determined as an integral of the product of instantaneous values of the voltage and current occurring in the given element.

The efficiency was estimated for a load with the rated power of 100 kW and 1 MW. Calculations were performed for two switching frequencies and two power factors. It was assumed that the 100 kW inverter was made based on SiC MOSFETs, while the 1 MW inverter was based on IGBTs. Figure 2 shows efficiencies as a function of the load power for two switching frequencies. The power losses in the 3LVSI with the soft-switching technique depend on the coefficient *k*,

which denotes the multiple of the maximum voltage on the main transistors relative to the DC voltage.

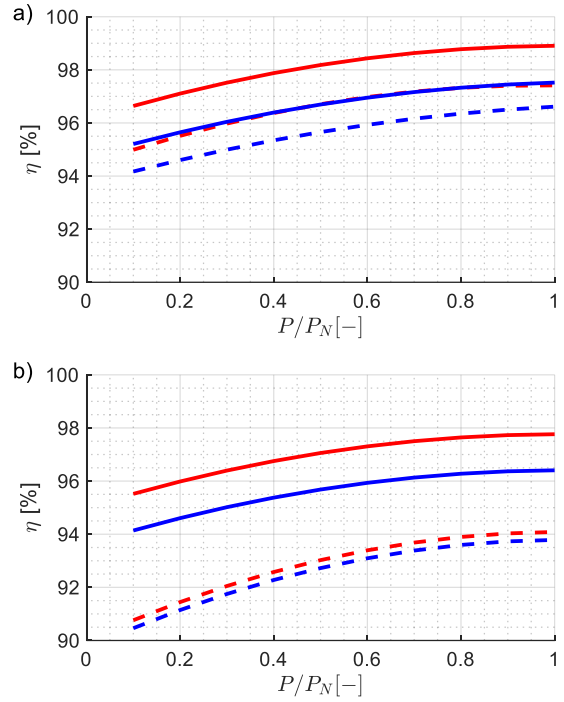


Fig. 2. Efficiencies η as function of the load power: a) 100 kW, b) 1 MW: continuous lines – inverter with soft switching technique; dashed lines – inverter with the hard-switching technique; red lines – power factor 1.0, blue lines – power factor 0.5; switching frequency 20 kHz and 2 kHz, respectively, k = 2.0, where k is the multiple of the maximum voltage on the main transistors relative to the DC voltage

For the 100 kW inverter with the soft-switching system (at k = 2.0), built on SiC MOSFETs (Fig. 2a), the efficiency gain relative to the 3LVSI with hard-switching technique is about 1.5 % for both assumed power factors. However, the efficiency of the 1 MW inverter based on IGBTs (Fig. 2b) is about 4 % higher than the efficiency of the 3LVSI with the hard-switching of transistors. It should be noted that SiC-MOSFETs have much shorter switching times compared to IGBTs, which significantly affects a slight increase in efficiency of the 3LVSI using transistors based on the silicon carbide technology.

IV. INFLUENCE OF SWITCHING FREQUENCY ON INVERTER EFFICIENCY

The switching frequency has a significant impact on the power losses occurring in 3LVSIs. On the one hand, the switching frequency should be relatively low to reduce the switching losses; on the other hand, it should be as high as possible due to the need to limit the content of higher harmonics in the load current. Figure 3 shows the dependence of the efficiency η on the switching frequency f for the rated load power P_N and for half the rated load power $0.5P_N$. In the 100 kW inverter with the hard-switched technique, based of SiC-MOSFETs (Fig. 3a), the efficiency decreases as a function of the switching frequency, while for the inverter with the soft-switching system at rated load power, the efficiency increases up to a switching frequency of about 25 kHz.

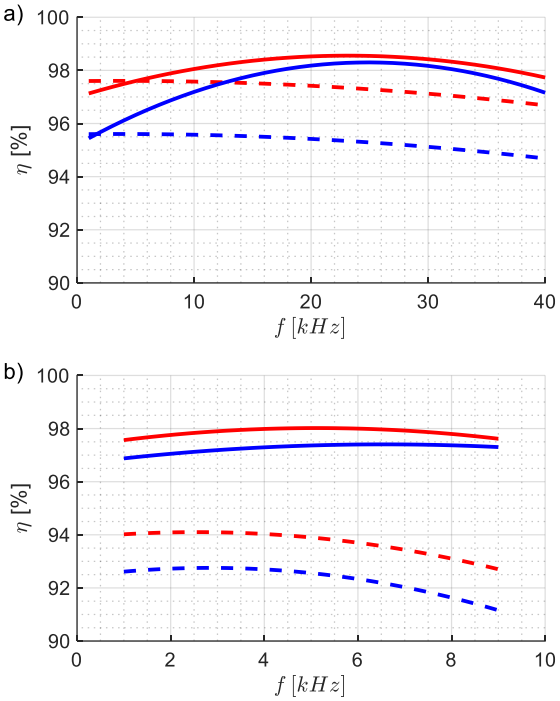


Fig. 3. Efficiencies η as a function of the switching frequency for rated load power: a) 100 kW, b) 1 MW: continuous lines – 3LVSI with soft-switching technique; dashed lines – 3LVSI with the hard-switching technique; red lines – load power 1.0 P_N, blue lines – load power 0.5 P_N; switching frequency of 20 kHz and 2 kHz, respectively, k = 2.0

A similar case occurs in the 1 MW inverter, based on IGBTs. In the 3LVSI with the hard-switching system, the efficiency gradually decreases with the increasing switching frequency. In the inverter with the described soft-switching system, the efficiency increases with the switching frequency.

V. CONCLUSIONS

The use of the soft-switching technique in three-level voltage source inverters results in increased efficiency for both assumed rated powers. However, the efficiency gain for the 100 kW inverter is relatively low. Therefore, application the soft-switching technique in inverters with such rated power is not recommended.

A significant increase in efficiency is achieved for voltage source inverters with a rated power of at least 1 MW, which are based on IGBTs. In three-level voltage source inverters operating with the described soft-switching technique, the coefficient k should be 2.0; however, a significant increase in efficiency is visible in the range of 1.5 to 2.0.

REFERENCES

[1] J. Rodriguez, J.S. Lai, F.Z. Peng, "Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls and Applications", *IEEE Trans. Ind. Electron*., 49, No. 4, pp. 724–738, 2002.

[2] A.K. Sadigh, V. Dargahi, K.A. Corzine, "Investigation of conduction and switching power losses in modified stacked multicell converters", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 63, No. 12, pp. 7780–7791, 2016.

[3] Z. Szular, B. Rozegnał, W. Mazgaj, "A New Soft-Switching Solution in Three-Level Neutral-Point-Clamped Voltage Source Inverters", *Energies*, 14, 2247, pp. 1–23, 2021.

VECTOR CONTROL OF SQUIRREL-CAGE INDUCTION MOTOR USING VOLTAGE SOURCE INVERTER WITH SOFT-SWITCHING TECHNIQUE

Grzegorz Klęczar, Witold Mazgaj, Zbigniew Szular

Politechnika Krakowska, Katedra Inżynierii Elektrycznej
Warszawska 24, 31-155 Kraków, e-mail: zbigniew.szular@pk.edu.pl

I. INTRODUCTION

Squirrel-cage induction motors are very often used in electric drives due to their simple construction, reliability and relatively low cost. In less demanding applications, where the angular velocity of the motor is not regulated or motor dynamics are not a priority, scalar control methods are mainly used. In these control methods, the set parameters are the frequency and the effective value of the voltage supplying the motor. In the case of high dynamics of angular velocity, control and rapidly changing external load torque, the field-oriented vector control becomes more appropriate [1]. This solution allows direct control of the electromagnetic torque and magnetic flux of the motor.

Controlling the torque generated by a squirrel cage induction motor is one of the important issue in electric drive. However, an equally significant problem is efficiency of drive systems. This efficiency depends not only on the induction motor but also on the voltage source inverter (VSI) supplying this motor. The VSIs are characterized by relatively efficiency, that ranges from about 94 to 99 %. Transistors, which are main elements of the VSIs, are responsible for power losses first of all. These losses can be divided into conduction losses and switching losses. The switching losses occur during the switching-on and switching-off of the inverter transistors. The share of these losses in the total balance depends on the switching frequency. The power losses also occur in the freewheeling diodes of transistors. The soft-switching systems cause a reduction of the voltage or current of the switched element to a value close to zero [2]. In the existing soft-switching systems, uncontrolled discharge of the capacitor connected in parallel to the main transistor or interruption of the current of an inductor connected in series with an auxiliary transistor may occur.

II. FIELD-ORIENTED VECTOR CONTROL

The vector control method, which is applied in drive systems with squirrel cage induction motor, is widely known and well described [1]. Figure 1 shows an example structure of a field-oriented vector control system with signals u_{sx}^{rs}, u_{sy}^{rs} generated by the control system. These signals are transformed into phase components u_U^{rz}, u_V^{rz}, u_W^{rz}. The set signals are the relative rotor flux ψ_r^{rs} and the rotor angular velocity ω^{rs}.

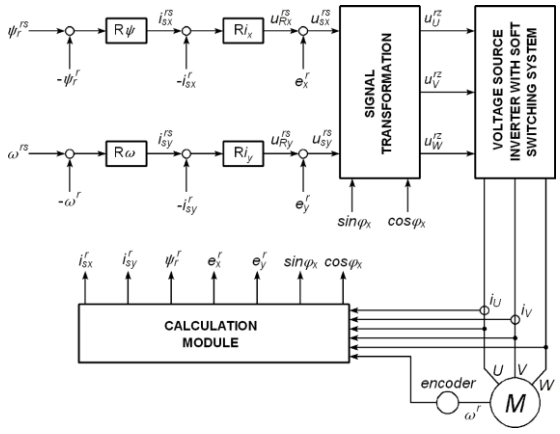


Fig. 1. Structure of control system with field-oriented vector control of squirrel cage induction motor

III. VSI WITH SOFT-SWITCHING SYSTEM

The VSI with the proposed soft-switching technique is shown in Fig. 2 [3]. The capacitors reduce the steepness of the voltage increase in the main transistors during the turn-OFF processes. The inductors, which are connect the main transistors to the load terminals limit the rate of current increase in these transistors during their turn-ON processes.

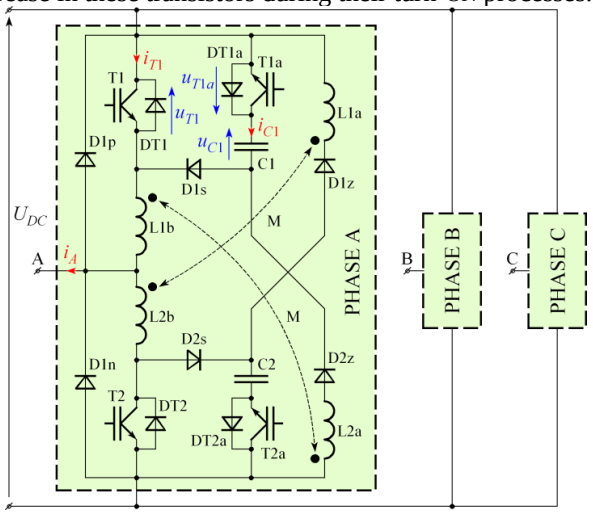


Fig. 2. One phase of soft-switching system in three-phase VSI; M represents a magnetic coupling

The resonant discharge current of the capacitors is limited by the inductors connected in series with the diodes. The

negative magnetic coupling between the inductors helps to reduce the current of the inductors connected to the transistors to zero after they are turned OFF. Simplified waveforms of control signals and selected voltages and currents in the VSI with the modified soft-switching system are shown in Fig. 3.

The soft-switching processes do not affect the shape of the phase-to-phase voltage or the phase voltage of the load, which is crucial for protecting the windings of the motor and insulation from exceeding their rated voltage. Additionally, the control system is significantly simplified because the auxiliary transistors are controlled by the same signal as the main transistors, enhancing the reliability of VSIs operating with the soft-switching system. Laboratory tests confirmed that both the main and auxiliary transistors switched softly, significantly reducing the switching losses and improving the efficiency of the VSIs

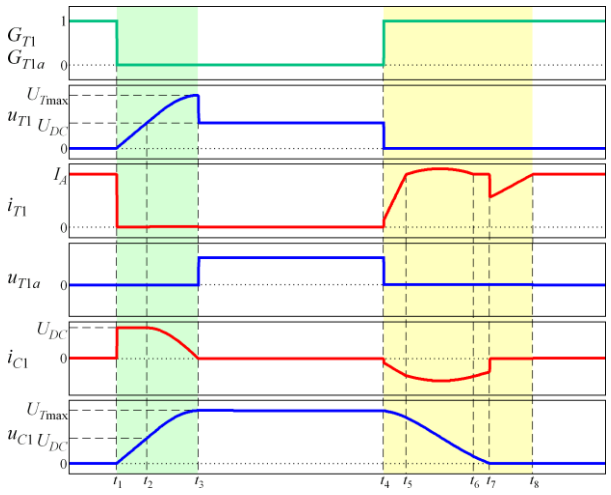


Fig. 3. Simplified waveforms in one phase of soft-switching system: G_{T1} and G_{T1a} – control signals of transistors T1 and T1a, respectively; u_{T1} and i_{T1} – voltage and current of transistor T1, respectively; u_{T1a} – voltage of transistor T1a; i_{C1} and u_{C1} – current and voltage of capacitor C1, respectively; I_A – load current, green and yellow color – processes related to soft turning OFF and soft turning ON of transistor T1, respectively

IV. ANALYSIS OF VECTOR CONTROL OF INDUCTION MOTOR SUPPLIED BY INVERTER WITH SOFT-SWITCHING TECHNIQUE

The analysis of the operation of the drive system with the vector control method was performed for a squirrel cage induction motor with a rated power of 1 MW (model: Y2-500L2-6, U_N = 660 V, I_N = 1002 A, n_N = 995 r/min, $cos\varphi_N$ = 0.86, η_N = 96.8 %, J = 72.3 kgm^2). In the linear model of the squirrel cage induction motor, only the fundamental harmonic of the magnetic field was taken into account. It was assumed that the inverter was made on the basis of Insulated-gate bipolar transistors (IGBTs) type CM1500HC-90XA (4500 V, 1500 A). The conduction voltage drop of IGBTs, and processes related to their switching were considered. The capacitors were modeled as ideal elements, having only capacitance. The winding resistance of the inductors was also taken into account.

Figure 4 shows results of numerical calculations regarding the dynamics of the squirrel cage induction motor supplied by the VSI with hard-switching technique.

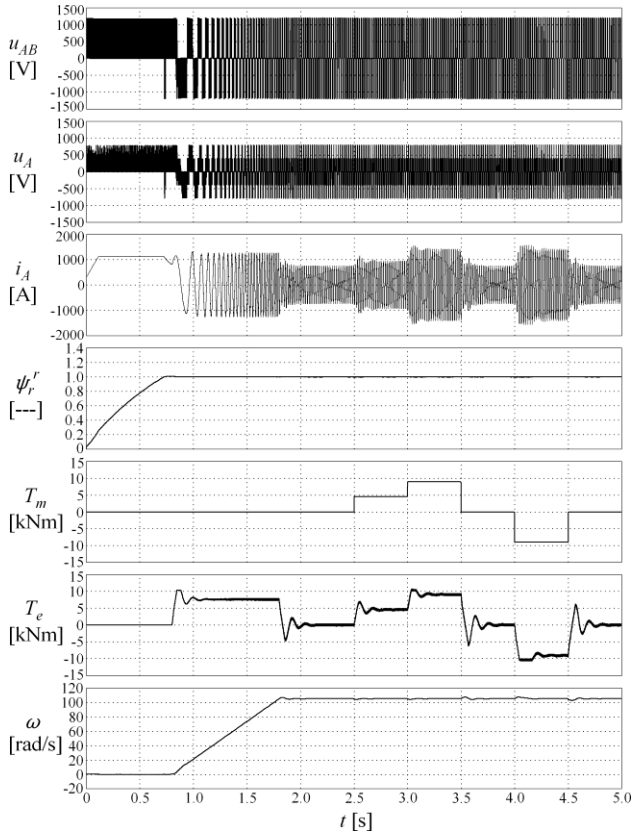


Fig. 4. Calculated waveforms of electrical and mechanical variables when the induction motor was supplied by VSI with hard-switching technique: u_{AB} – phase to phase voltage, u_A – phase voltage, i_A –motor phase current, ψ_r^r – relative rotor flux, T_m – load torque, T_e – electromagnetic torque, ω – rotational velocity of the rotor

V. CONCLUSIONS

Supplying induction motors from voltage source inverters with soft switching technique does not degrade the dynamics of the induction motor. The drive system operates correctly for both directions of energy flow between the inverter and the induction motor.

The resonant processes concerning the soft-switching technique do not affect the shape of the voltage supplying the squirrel-cage induction motor.

It is important to emphasize that the efficiency of inverter with soft-switching system can be approximately 4 % higher than that of the inverter with the hard-switching technique. As a result, using voltage source inverters with the soft-switching system can lead to increased efficiency of the drive system.

REFERENCES

[1] R. R. Gomes, L. F. Pugliese, W. W. A. G. Silva, C. V. Sousa, G. M. Rezende, F. F. Rodor, “Speed Control with Indirect Field Orientation for Low Power Three-Phase Induction Machine with Squirrel Cage Rotor”, *Machines*, vol. 9, no. 320, 2021.

[2] R. Li, D. Xu, “A Zero-Voltage Switching Three-Phase Inverter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 3, pp. 1200-1210, 2014.

[3] W. Mazgaj, Z. Szular., “Modified soft-switching system with safe connections of capacitors and inductors in three-phase voltage source inverter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 40, No. 1, pp. 1797-1812, 2025.

NEUROCONTROLLER FOR A MOBILE PLATFORM APPLICATION

Markiyan Nakonechnyi, Orest Ivakhiv, Dariusz Swisulski*,
Yurii Nakonechnyi, Oleksandr Viter, Rostyslav Markovych, Viktor Markovych

Lviv Polytechnic National University, Computer Technology, Automation and Metrology Instytute
Bandery 12, 79013 Lviv, Ukraine, e-mail: orest.v.ivakhiv@lpnu.ua

*Gdansk University of Technology, Department of Metrology and Information Systems
G. Narutowicza 11/12, 80-233 Gdansk, Poland, e-mail: dariusz.swisulski@pg.edu.pl

I. INTRODUCTION

The study of the dynamics of ground robotic complexes is a topical task [1], related, in particular, to the problem of digitalization of society, and to intelligent autonomous mobile platforms [2], which are an important element in various sectors of the world economy. Mobile platforms are actively used in testing and training unmanned aerial vehicles [3].

The equation of the platform motion has the form as follows:

$$(d2\Theta/dt2+\beta d\Theta/dt+P\sin\Theta = \alpha U, \quad (1)$$

where P is the force of gravity of the platform, Θ is the angular displacement of the platform, β is the coefficient of viscous friction (damping coefficient), α is the conversion coefficient of the actuator, U is the control signal at the input of the actuator (voltage at the motor input).

II. DYNAMIC NEURAL NETWORK CREATION

To control processes in nonlinear dynamic objects, it is advisable to use controllers based on dynamic neural networks, in which, taking into account the main dynamic characteristics of the object, one or another control law is implemented [4] and nonlinearity is taken into account by the neural network itself.

The dependence between the input and output signals for a continuous PID controller has the form as follows [4]:

$$u(t) = K_d \frac{d\Delta y(t)}{dt} + K_p \Delta y(t) + K_i \int_0^t \Delta y(t) dt \quad (2)$$

where $\Delta y(t)$ is the difference signal at the controller input, $u(t)$ is the controller output signal, K_d, K_p, K_i are the coefficients for the differential, proportional and integral components, respectively.

We use the relation [5], which connects the operators of the continuous and discrete z transformations, namely: $s = (1-z^{-1})/\Delta t$, due to which we obtain the given control law (5) in discrete form as follows:

$$u_k = w_{11}\Delta y_k + w_{12}\Delta y_{k-1} + w_{13}\Delta y_{k-2} + w_{14}u_{k-1} \quad (3)$$

A certain scheme of a neural network corresponds to equation (3) (Fig. 1).

III. TRAINING A NEURAL CONTROLLER USING A NEURAL MODEL OF AN OBJECT

.

Taking the scheme (Fig. 2) as a basis and supplementing it with a standard, we obtain a system structure that allows us to synthesize a controller based on a discrete representation of the PID control law (Fig. 3).

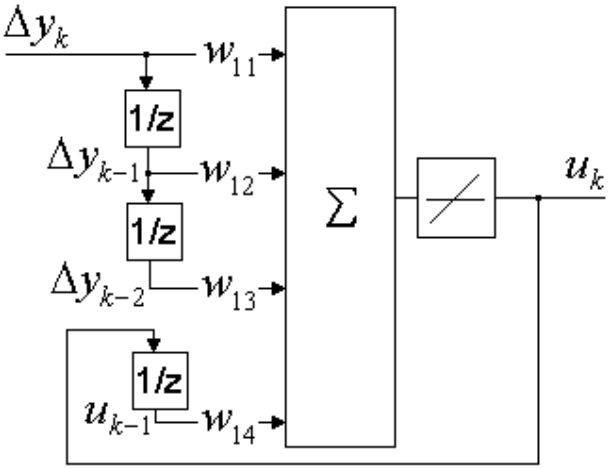


Fig. 1. Discrete representation of a PID controller based on the relation (3)

The model of a nonlinear object is given by a differential equation of the form (1). To implement the training procedure, we introduce a standard to which it is necessary to bring the system (object with a controller) as close as possible. That is, we select the coefficients w_{11}, w_{12}, w_{13}, w_{14} so that when any the same signal simultaneously enters the inputs of the system and the standard, the values of their output signals are as close as possible. Taking into account the requirements for ensuring a given system speed, the equation of the standard is given in the following form:

$$\frac{d^2 y_r}{dt^2} + 6\frac{dy_r}{dt} + 9y_r = 9r \qquad (4)$$

The neural controller is introduced into the automatic control system (Fig. 2).

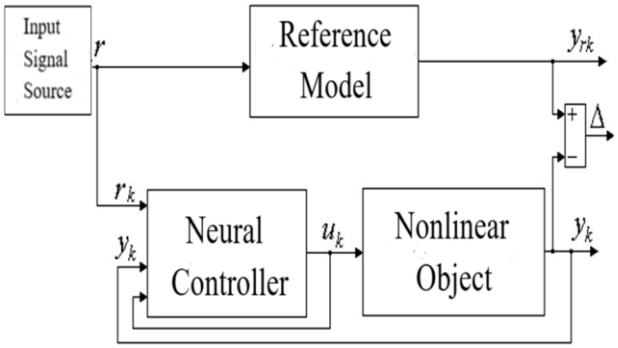


Fig. 2. Scheme of introducing a neural controller into an automatic control system

The peculiarity of this approach is that when implementing the learning process (Fig. 3), only two numerical sequences out of three given ones are used [6].

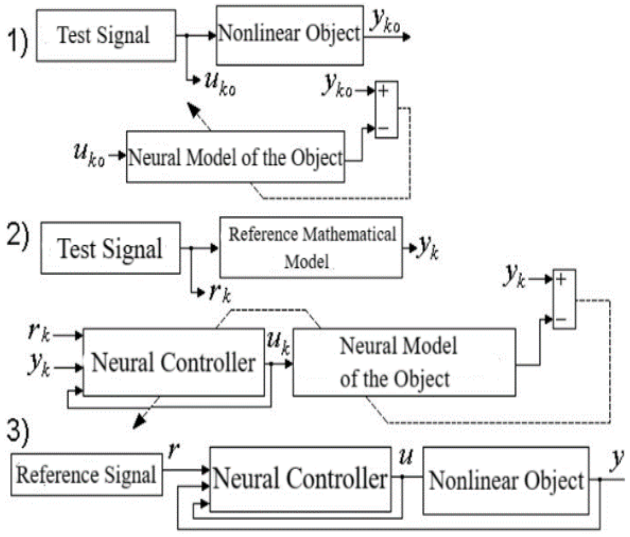


Fig. 3. Generalized scheme of training a neural controller using a neural model of an object

In this case, based on the sequences obtained when measuring the values of the signals at the input and output of the object (u_{ko} and y_{ko}), a neural model of the object is formed through training the neural network, which is supplemented by a neural controller and closed by feedback, which corresponds to the real system. The formed neural network reproduces the model of the combination of the controller and the object. Since it is necessary that this model be equivalent to the standard, the controller coefficients can be obtained by training this combined network. There is realized with sequences from the input and output of the standard (r_k and y_k), while the values of those coefficients that correspond to the subnet of the object must be fixed, i.e., only the controller coefficients must change during the learning process. From the combined network, you can select the part that corresponds to the controller and use it to control a real object. After completing the general network training process, we will select the controller and export it to the SIMULINK system [7]. The quality of the constructed controller can be assessed using the time characteristics (Fig. 4).

According to the simulation results, the root mean square error between the output signals of the object and the standard was 0.009, which indicates high control accuracy.

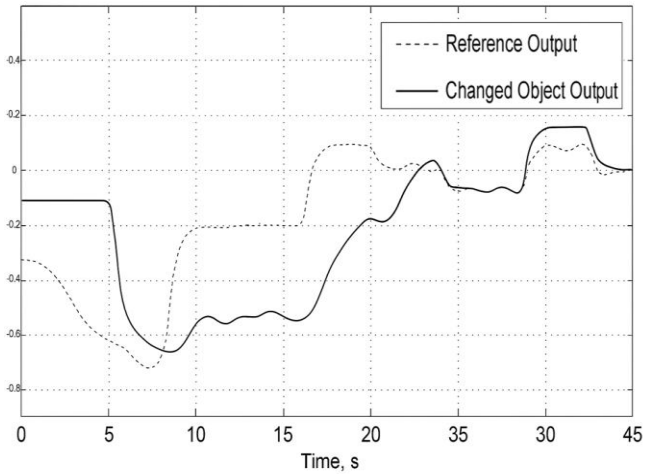


Fig. 4. Comparison of signals at the outputs of the reference and the object controlled by the synthesized neural controller

IV. Conclusions

1. A system for stabilizing the position of a moving platform is developed and a simulation is carried out in the SIMULINK environment.
2. The described method has the advantage that the controller is trained only on the sequences r_k and y_k without using the sequence u_k. but in this case there is feedback inside the network, and training such networks is not an easy task.

REFERENCES

[1] S.V. Strutynskyi, R.V. Semenchuk, "Research on linear and angular oscillations of a mobile platform of a ground robotic complex", Mechanics and Advanced Technologies, Vol. 7, No. 1(97), pp. 129–137, 2023. DOI:

[2] Jun Yang, Nadra Guizani, Long Hu, Ahmed Ghoneim, Mubarak Alrashoud, M. Shamim Hossain, "Smart Autonomous Moving Platforms", IEEE Network, Vol. 34, No. 3, pp. 116–123, May/June 2020. DOI: 10.1109/MNET.011.1900263.

[3] Liu Yang, An Zhe, "Research on line-of-sight stabilization control technology under moving platform", Proc. of SPIE, Vol. 12557, 2023, pp. 125570K-1 – 125570K-6.

[4] Charles L. Phillips, H. Troy Nagle, Aranya Chakrabortty, Digital Control System Analysis and Design, 4th ed., Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice Hall, 2015.

[5] Granino A. Korn, Theresa M. Korn, Mathematical Handbook for Scientists and Engineers: Definitions, Theorems, and Formulas for Reference and Review, Courier Corporation, 2013, 1152 pages.

[6] Yuriy Hirnyak, Orest Ivakhiv, Markiyan Nakonechnyi, Taras Repetylo, "Control System of Robot Movement", IDAACS'2013. The 7th IEEE International Conference on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems, Vol. 1, September 12–14, 2013, Berlin, Germany, pp. 334–337.

[7] James B. Dabney, Tomas L. Harmen, Mastering Simulink 4, Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall, 2001.

KONCEPCJA DODATKOWEGO OGRANICZENIA HARMONICZNYCH PRĄDÓW LINIOWYCH DLA 12-PULSOWEGO PROSTOWNIKA DIODOWEGO Z AKTYWNYM DŁAWIKIEM KOJARZĄCYM

Jarosław Rolek[1], Grzegorz Utrata[2]

[1] Politechnika Świętokrzyska, Wydział Elektrotechniki, Automatyki i Informatyki, al. Tysiąclecia Państwa Polskiego 7, 25-314 Kielce, Polska, e-mail: jrolek@tu.kielce.pl

[2] Politechnika Częstochowska, Wydział Elektryczny, Al. Armii Krajowej 17, 42-200 Częstochowa, Polska, e-mail: grzegorz.utrata@pcz.pl

I. INFORMACJE OGÓLNE

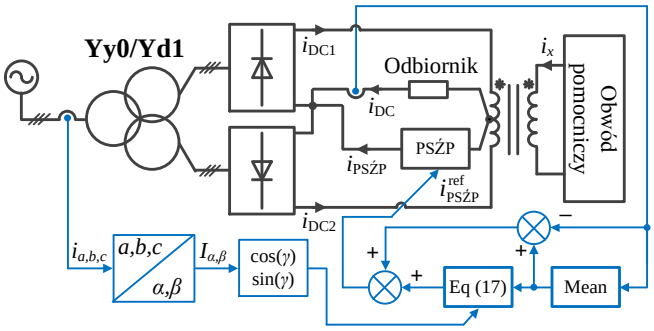
Trójfazowe niesterowane układy prostownicze znajdują powszechne zastosowanie w przemyśle, w systemach trakcyjnych, przesyłowo-dystrybucyjnych, a więc wszędzie tam, gdzie wymagana jest konwersja energii prądu przemiennego na stały. Wynika to z ich nieskomplikowanej budowy, bezawaryjnej pracy oraz zadowalającej sprawności. Jednakże, wykorzystanie niesterowanych układów prostowniczych wiąże się z generacją wyższych harmonicznych prądów sieci elektroenergetycznej i wynikającym z tego pogorszeniem jakości energii elektrycznej.

W literaturze przedstawiono różne metody redukcji współczynnika zniekształceń harmonicznych THD (*z ang. Total Harmonic Distortion*) prądów liniowych wprowadzanych przez trójfazowe niesterowane układy prostownicze [1, 2]. Jedna z metod polega na zastosowaniu 12-pulsowego prostownika diodowego o równoległym połączeniu dwóch prostowników 6-pulsowych, którego obwód DC został rozszerzony o obwód pomocniczy. Obwody pomocnicze są na ogół dołączone do dodatkowych odczepów dławika kojarzącego lub jego dodatkowego uzwojenia [3-5]. W pracy [4] obwód pomocniczy stanowił przekształtnik prądowy PWM, który został dołączony do dodatkowego uzwojenia dławika kojarzącego. Takie rozwiązanie jest zwykle nazywane w literaturze aktywnym dławikiem kojarzącym. Badania eksperymentalne zamieszczone w [4] wykazały, że użycie 12-pulsowego prostownika diodowego z aktywnym dławikiem kojarzącym pozwoliło ograniczyć współczynnik THD prądów liniowych do około 1 %.

W artykule przedstawiono koncepcję dodatkowego ograniczenia harmonicznych prądów liniowych dla 12-pulsowego prostownika diodowego z aktywnym dławikiem kojarzącym. Koncepcja ta polega na dołączeniu pomocniczego sterowanego źródła prądowego (PSŹP) do obwodu odbiornika energii układu prostowniczego. PSŹP jest odpowiedzialne za śledzenie prądu obciążenia i odpowiednie dodatkowe dociążanie układu prostowniczego, aby zapewnić najniższy możliwy współczynnik THD prądów liniowych.

II. PODSTAWY TEORETYCZNE STOSOWANIA PSŹP

Rozważania teoretyczne zostały przeprowadzone przy założeniu, że odbiornik energii układu prostowniczego zapewnia stały prąd obciążenia bez składowej przemiennej. Schemat ideowy rozpatrywanego układu prostownikowego przedstawiony został na Rys.1. W pierwszej kolejności zostanie przeanalizowana praca 12-pulsowego układu prostownikowego pracującego bez obwodu pomocniczego i PSŹP. Napięcia międzyprzewodowe prostowników 6-pulsowych determinują funkcje przełączające tych prostowników, na podstawie których obliczane są przebiegi prądów liniowych układów prostowniczych 6-pulsowych i w konsekwencji układu 12-pulsowego.



Rys.1. Schemat ideowy 12-pulsowego prostownika diodowego z aktywnym dławikiem kojarzącym oraz PSŹP.

Prądy te można następnie wyrazić w postaci wektorów przestrzennych wykorzystując transformację Clarke'a:

$$\underline{I}^{(\mathrm{Y-Y})} = \left|\underline{I}^{(\mathrm{Y-Y})}\right| \mathrm{e}^{\mathrm{j}\left(\frac{(1+2k)\pi}{6}\right)} \tag{1}$$

$$\underline{I}^{(\mathrm{Y-\Delta})} = \left|\underline{I}^{(\mathrm{Y-\Delta})}\right| \mathrm{e}^{\mathrm{j}\left(\frac{2k\pi}{6}\right)} \tag{2}$$

$$\underline{I}^{\left(\begin{smallmatrix}\mathrm{Y-Y}\\ \mathrm{Y-\Delta}\end{smallmatrix}\right)} = \left|\underline{I}^{\left(\begin{smallmatrix}\mathrm{Y-Y}\\ \mathrm{Y-\Delta}\end{smallmatrix}\right)}\right| \mathrm{e}^{\mathrm{j}\left(\frac{(1+2k)\pi}{12}\right)} \tag{3}$$

gdzie: k oznacza numer sektora $k = 0, 1, \ldots, q-1$, q jest liczbą pulsów napięcia odbiornika energii liczoną w okresie napięć sieci zasilającej, $\mathrm{j}^2 = -1$.

Wektory przestrzenne prądów liniowych prostowników diodowych 6-pulsowych i 12-pulsowych tworzą odpowiednio gwiazdy sześcioramienne i dwunastoramienne w okresie napięć sieci zasilającej [5]. Zależność wektorów przestrzennych prądów liniowych rozpatrywanych układów prostowniczych w pierwszym sektorze przedstawiono na Rys.2. Z prawa sinusów dla położenia tych wektorów przestrzennych wynika równanie (4), które wiąże amplitudy wektorów przestrzennych prądów liniowych rozpatrywanych układów prostowniczych z kątem fazowym wektora przestrzennego prądów liniowych 12-pulsowego prostownika

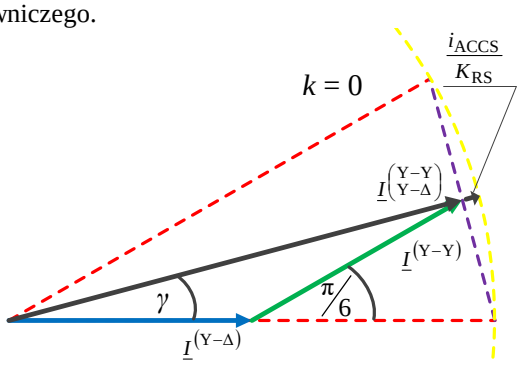
diodowego. Amplitudy wektorów przestrzennych 6-pulsowych prostowników diodowych można również powiązać z prądami wyjściowymi tych prostowników (5). Suma prądów wyjściowych prostowników 6-pulsowych stanowi prąd odbiornika 12-pulsowego układu prostowniczego i_{DC} (6).

$$\frac{\left|\underline{I}^{\binom{Y-Y}{Y-\Delta}}\right|}{\sin\left(\frac{5\pi}{6}\right)} = \frac{\left|\underline{I}^{(Y-D)}\right|}{\sin\left(\frac{\pi}{6}-\gamma\right)} = \frac{\left|\underline{I}^{(Y-Y)}\right|}{\sin(\gamma)} \tag{4}$$

$$i_{DC1} = K_{UP}\left|\underline{I}^{(Y-Y)}\right| \text{ oraz } i_{DC2} = K_{UP}\left|\underline{I}^{(Y-\Delta)}\right| \tag{5}$$

$$i_{DC1} + i_{DC2} = i_{DC} \tag{6}$$

gdzie: γ jest kątem fazowym wektora przestrzennego 12-pulsowego układu prostowniczego, który zmienia się w zakresie $0 \le \gamma \le \pi/6$, K_{UP} jest przekładnią prądową układu prostowniczego.



Rys.2. Zależność wektorów przestrzennych prądów liniowych w pierwszym sektorze dla 12-pulsowego i 6-pulsowych prostowników

W pracy [5] przedstawiono zależności wiążące prąd obwodu pomocniczego względem prądu odbiornika oraz kąta fazowego wektora przestrzennego prądów liniowych prostownika 12-pulsowego. Przy prądzie obwodu pomocniczego zapewniającym płynne zmiany kąta fazowego wektora przestrzennego prądów liniowych, grot tego wektora przesuwa się w sposób ciągły wzdłuż dwunastoboku (fioletowa linia przerywana na Rys.2). W rezultacie uzyskuje się dwunastosekcyjne zbliżone do sinusoidalnych przebiegi prądów liniowych 12-pulsowego układu prostowniczego z aktywnym dławikiem kojarzącym. Amplituda wektora przestrzennego takiego układu ulega zmianie w trakcie ruchu wektora na płaszczyźnie zespolonej. Kołową trajektorię wektora przestrzennego prądów liniowych, a w konsekwencji sinusoidalny przebieg tych prądów, można osiągnąć przy zapewnieniu stałej amplitudy wektora przestrzennego w okresie napięć sieci zasilającej.

Na podstawie równości (4) - (6) można określić relację wiążącą amplitudę wektora przestrzennego prądów liniowych 12-pulsowego układu prostowniczego z kątem fazowym tego wektora przestrzennego i prądem obciążenia układu prostowniczego (7). Stałą amplitudę wektora przestrzennego prądów liniowych, a tym samym jego trajektorię kołową (żółta linia przerywana na Rys.3), można zapewnić poprzez odpowiednie dociążenie 12-pulsowego układu prostowniczego z aktywnym dławikiem kojarzącym. Można to zrealizować poprzez równoległe podłączenie PSŹP do obciążenia układu prostowniczego (Rys.1). Aby uzyskać stałą amplitudę wektora przestrzennego prądów liniowych układu prostowniczego, nieliniowy mnożnik zależny od γ po prawej stronie znaku równości w (7) musi zostać wyeliminowany za pomocą prądu PSŹP. Na tej podstawie uzyskuje się równanie określające prąd PSŹP (8).

$$K_{RS}\left|\underline{I}^{\binom{Y-Y}{Y-\Delta}}\right| = i_{DC}\frac{\cos\left(\frac{\pi}{12}\right)}{\cos\left(\frac{\pi}{12}-\gamma\right)} \tag{7}$$

$$i_{ACCS} = i_{DC}\left(1-\frac{\cos\left(\frac{\pi}{12}\right)}{\cos\left(\frac{\pi}{12}-\gamma\right)}\right) \tag{8}$$

Algorytm rozszerzający zastosowanie powyższego równania dla obciążeń rezystancyjno-indukcyjnych przedstawiono na Rys.1 za pomocą niebieskiej linii. Model 12-pulsowego układu prostowniczego z aktywnym dławikiem kojarzącym i PSŹP został zaimplementowany w środowisku Matlab/Simulink. Działanie takiego układu zostało zweryfikowane przy różnych nastawach parametrów odbiornika rezystancyjno-indukcyjnego. W trakcie badań zmianom podlegała indukcyjność przy zachowaniu stałej rezystancji odbiornika. Dla każdej nastawy parametrów odbiornika wyznaczono THD prądów liniowych prostownika.

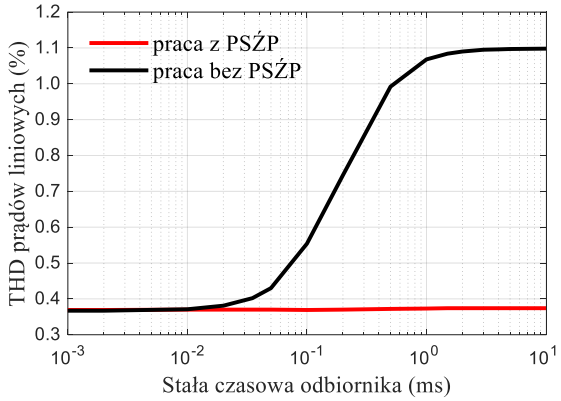


Fig.3. Zmienność współczynnika THD prądów liniowych w funkcji stałej czasowej odbiornika

Zastosowanie PSŹP zapewnia dodatkową redukcję harmonicznych prądów liniowych w porównaniu z 12-pulsowym układem prostowniczym z aktywnym dławikiem kojarzącym, który pracuje bez PSŹP. Opracowana koncepcja umożliwiła pracę badanego układu prostowniczego z minimalnym i niemal stałym współczynnikiem THD prądów liniowych przy różnych nastawach parametrów odbiornika rezystancyjno-indukcyjnego.

LITERATURA

[1] Akagi H., "Modern active filters and traditional passive filters", *Bull. Pol. Ac.: Tech.*, 54(3) 2006, 255 - 269.

[2] Singh B., Gairola, S., Singh B.N., Chandra A., Al-Haddad K., "Multipulse AC–DC Converters for Improving Power Quality: A Review", *IEEE Trans. Power Electron.*, 23 (2008), 260–281.

[3] Abdollahi R., Salemnia A., Abdolhosseini M., "A novel pulse multiplication circuit for reducing harmonic distortion of 12 pulse rectifiers in aircraft electrical power systems", *IET Electr. Syst. Transp.* (13) 2023.

[4] Choi S., Enjeti P., Lee H.-H., Pitel, I., "A new active interphase reactor for 12-pulse rectifiers provides clean power utility interface", *IEEE Trans. Ind. Appl.* (32) 1996, 1304–1311.

[5] Rolek J., Utrata G., "A Space-Vector Analysis of the Twelve-Pulse Diode Bridge Rectifier Operation for the Auxiliary Circuit Current Determination Providing the Optimal Line Currents' THD", *Energies*, (18), 2025.

LVII Międzynarodowe Sympozjum Maszyn Elektrycznych

Sesja 6

Niekonwencjonalne urządzenia, przetworniki i systemy elektromechaniczne - wyrzutnie, sprzęgła, pompy, systemy „energy harvesting” i magazyny energii

Przewodniczący sesji:

prof. dr hab. inż. Paweł Witczak, dr hab. inż. Mariusz Barański

Nr	Autorzy	Tytuły referatów
1	Kacper Chojkowski Krzysztof Kluszczyński Tomasz Makowski	Analiza i badania symulacyjne wyrzutni elektromagnetycznej z pociskami wykonanymi z magnesów trwałych
2	Piotr Mynarek Janusz Kołodziej Marcin Kowol Rafał Gabor	Kształt modulatora przekładni magnetycznej a straty mocy
3	Paweł Tofilski Mariusz Najgebauer Krzysztof Kluszczyński	Badania pomiarowe właściwości magnetycznych membran magnetoreologicznych z punktu widzenia możliwości ich wykorzystania w przetwornikach elektromechanicznych
4	Rafał Gabor Marcin Kulik	Influence of beam material on the voltage and power responses in a nonlinear electromagnetic energy harvester
5	Mateusz Żabiński Krzysztof Kluszczyński Grzegorz Pędrak Paweł Tofilski	Badanie efektywności systemu odzyskiwania energii z hałasu w zależności od lokalizacji mikrogeneratora
6	Piotr Hylla	Zastosowanie algorytmów logiki rozmytej w zarządzaniu przepływem energii w instalacjach z hybrydowymi magazynami energii i OZE

ANALIZA I BADANIA SYMULACYJNE WYRZUTNI ELEKTROMAGNETYCZNEJ Z POCISKAMI WYKONANYMI Z MAGNESÓW TRWAŁYCH

Kacper Chojkowski, Krzysztof Kluszczyński, Tomasz Makowski

Politechnika Krakowska, Wydział Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej
ul. Warszawska 24, 31-155 Kraków, e-mail: kacper.chojkowski@doktorant.pk.edu.pl

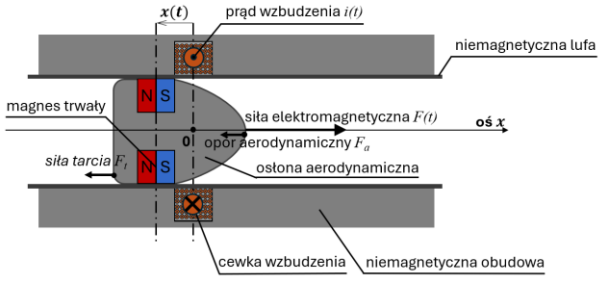
I. WSTĘP

Z punktu widzenia zasady działania wyrzutnie elektromagnetyczne można podzielić na dwa główne typy: wyrzutnie elektromagnetyczne typu cewkowego (ang. coil-gun), w których pocisk jest wykonany z materiału ferromagnetycznego oraz wyrzutnie elektromagnetyczne typu szynowego (ang. rail-gun), w których pocisk wykonany jest z materiału o wysokiej przewodności elektrycznej, najczęściej miedzi. W ostatnich latach pojawiły się doniesienia o wyrzutniach elektromagnetycznych cewkowych jeszcze innego typu, w których pociski są wykonane z magnesów trwałych.

Niniejszy artykuł dotyczy wyrzutni elektromagnetycznych z pociskami wykonanymi z magnesów trwałych. Jak wspomniano, publikacje dotyczące tych rozwiązań są na razie w literaturze światowej nieliczne [2,3]. Zaprezentowane przez autorów wyniki analiz teoretycznych oraz badań laboratoryjnych i symulacyjnych mają charakter badań podstawowych.

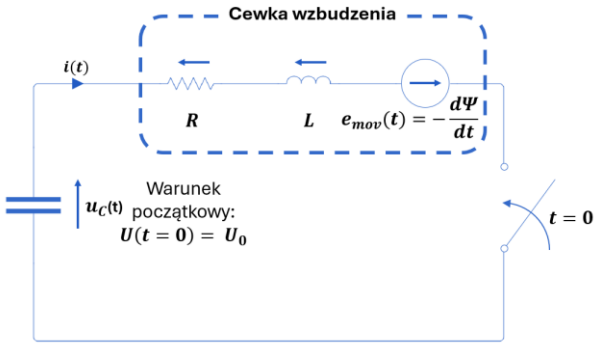
II. SRUKTURA CEWKOWEJ WYRZUTNI ELEKTROMAGNETYCZNEJ Z POCISKAMI WYKONANYMI Z MAGNESÓW TRWAŁYCH

Schemat ideowy wyrzutni jest przedstawiony na rysunku 1.



Rys.1. Schemat ideowy wyrzutni elektromagnetycznej z pociskami wykonanymi z magnesów trwałych

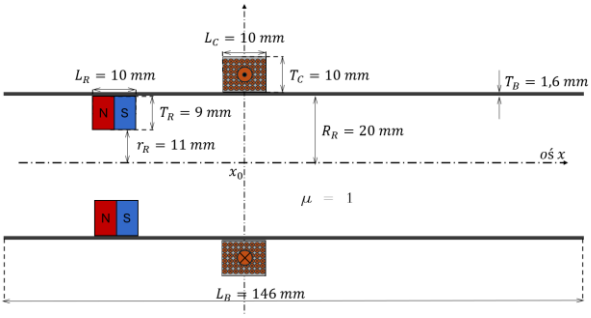
Źródłem zasilania cewki jest naładowany kondensator o pojemności *C*. Schemat elektryczny obwodu zasilania cewki wzbudzenia jest przedstawiony na rysunku 2. Siła elektromagnetyczna *F(t)*, działająca na pocisk, jest wynikiem oddziaływania pola magnetycznego wytwarzanego przez cewkę wzbudzenia zasilaną prądem *i(t)* z polem magnetycznym magnesu trwałego umieszczonego w pocisku. Ruchowi pocisku towarzyszy indukowanie się w cewce wzbudzenia siły elektromotorycznej ruchu $e_{mov}(t)$, będącej pochodną strumienia skojarzonego, wytworzonego przez magnes trwały i sprzęgającego się z cewką wzbudzenia $\Psi(x)$.



Rys. 2 Schemat elektryczny obwodu zasilania jednocewkowej wyrzutni elektromagnetycznej

III. PROTOTYP MAŁOSKALOWEJ WYRZUTNI ELEKTROMAGNETYCZNEJ Z MAGNESAMI TRWAŁYMI I JEJ MODEL SYMULACYJNY

Zbudowano laboratoryjny prototyp wyrzutni elektromagnetycznej z pociskami z magnesów trwałych o wymiarach, uwidocznionych na rysunku 3. Przyjęto magnes trwały o przekroju pierścieniowym, co pozwoliło na zmniejszenie masy pocisku.



Rys. 3 Oznaczenia i przyjęte wymiary geometryczne w zbudowanym prototypie wyrzutni elektromagnetycznej.

Dla badanego prototypu na podstawie wyników przedstawionych w [1] siła elektromagnetyczna F(x,t), działająca pomiędzy cewką wzbudzenia zasilaną prądem i(t) (maksymalny prąd wzbudzenia cewki wynosi I_{max}), a magnesem trwałym, opisana z wykorzystaniem zmodyfikowanej funkcji Klossa, przyjmuje postać:

$$F(x,t) = \frac{i(t)}{I_{max}} \cdot \left(\frac{M' \cdot x(t)}{(S' + x^2(t))^2}\right), \quad (1)$$

gdzie: M', S' – współczynniki funkcji Klossa dla siły elektromagnetycznej F(x),

zaś siła elektromotoryczna ruchu $e_{mov}(t)$ indukowana w cewce wzbudzenia przez poruszający się magnes trwały - postać:

$$e_{mov}(t) = -\frac{d}{dt} \cdot \left(\frac{M''}{2 \cdot (S'' + x^2(t))}\right), \quad (2)$$

gdzie: M'', S'' – współczynniki funkcji Klossa dla siły elektromotorycznej ruchu $e_{mov}(t)$.

Przy wykorzystaniu tych wzorów model symulacyjny przybiera postać:

$$\frac{d^2x}{dt^2} = \frac{1}{m + m_0} \cdot \left(\frac{i(t)}{I_{max}} \cdot \left(\frac{M' \cdot x(t)}{(S' + x^2(t))^2}\right) - F_m - F_t\right), \quad (3)$$

$$\frac{di}{dt} = -\frac{R}{L} i(t) + \frac{1}{L \cdot C} \int i \, dt - \frac{1}{L} \cdot \frac{d}{dt} \cdot \left(\frac{M''}{2 \cdot (S'' + x^2(t))}\right). \quad (4)$$

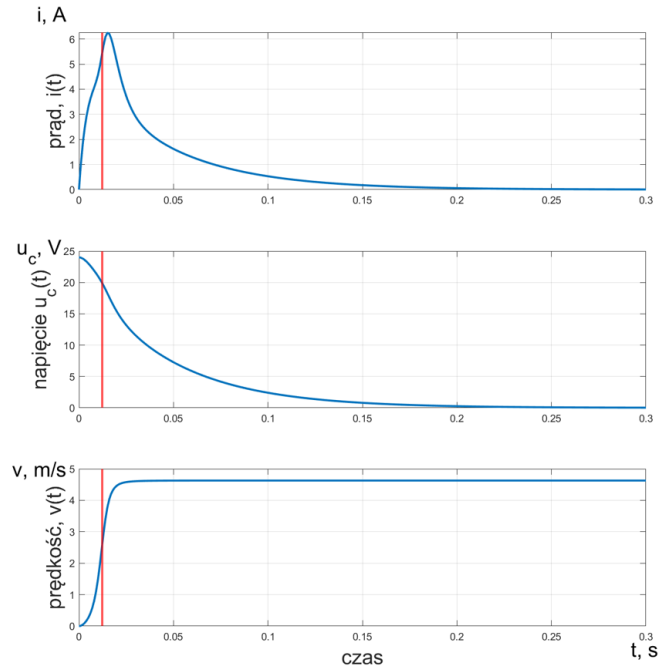
Powyższy układ równań różniczkowych zaimplementowano w środowisku MATLAB/Simulink.

Opracowany model symulacyjny umożliwia wyznaczenie przebiegów czasowych następujących wielkości: przyspieszenia pocisku a(t), prędkości pocisku v(t), położenia pocisku x(t), prądu cewki wzbudzenia i(t), siły elektromagnetycznej F(t) , siły elektromotorycznej ruchu $e_{mov}(t)$ oraz napięcia na kondensatorze $u_c(t)$.

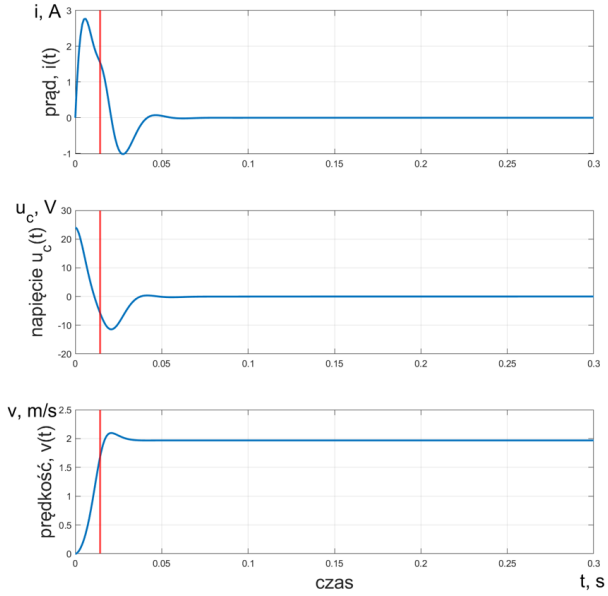
Przykładowe wyniki badań symulacyjnych zostały przedstawione dla przypadku odpychania pocisku przez cewkę wzbudzenia. Możliwe są dwa przypadki: przebieg prądu wzbudzenia ma charakter aperiodyczny (rys. 4), bądź też przebieg prądu ma charakter periodyczny/oscylacyjny (rys. 5). Na wszystkich przebiegach pionową linią w kolorze czerwonym wyróżniono chwilę czasową, w której lewy kraniec magnesu trwałego mija koniec cewki wzbudzenia.

IV. PODSUMOWANIE

Opisano strukturę cewkowej wyrzutni elektromagnetycznej z pociskami wykonanymi z magnesów trwałych. Wskazano na istotne różnice w budowie i działaniu wyrzutni z pociskami ferromagnetycznymi, a wyrzutni z pociskami wykonanymi
z magnesów trwałych. Przedstawiono opis techniczny zbudowanego laboratoryjnego małoskalowego prototypu wyrzutni elektromagnetycznej. Sformułowano model matematyczny cewkowej wyrzutni elektromagnetycznej z pociskami z magnesów trwałych przy wykorzystaniu aproksymacji siły elektromagnetycznej i indukowanej siły elektromotorycznej ruchu przy pomocy zmodyfikowanych funkcji Klossa. Przedstawiono sposób implementacji równań w programie MATLAB/Simulink oraz przedstawiono wyniki przykładowych symulacji.



Rys. 4 Przebiegi prądu, napięcia i prędkości dla rozwiązania o charakterze aperiodycznym w obwodzie typu RLC+e_{mov}: R = 5 Ω, L = 20,89 mH. C = 10 mF, m = 65,71 g, m_0 = 4,2 g, U_0 = 24 V, x_0 = 1 mm



Rys. 5 Przebiegi prądu, napięcia i prędkości dla rozwiązania o charakterze periodycznym (oscylacyjnym) w obwodzie typu RLC+e_{mov}: R = 5 Ω, L = 20,89mH. C = 1 mF, m = 65,71 g, m_0 = 4,2, U_0 = 24 V, x_0 = 1 mm

LITERATURA

[1] Bartel S., Kluszczyński K., "Analytical model of a cylindrical linear module with permanent magnet based on approximation functions", *Archives of electrical engineering*, vol. 74, pp. 291-309, 2025

[2] Cheng B., "The development of a novel coil gun with permanent magnet", *IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM)*, Seattle, Washington, USA, 2023

[3] Wokoun D., Beleggia M., Heller L., "Magnetic guns with cylindrical permanent magnets, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials, vol.* 324, pp. 1715-1719, 2012

KSZTAŁT MODULATORA PRZEKŁADNI MAGNETYCZNEJ A STRATY MOCY

Piotr Mynarek, Janusz Kołodziej, Marcin Kowol, Rafał Gabor

Politechnika Opolska, Katedra Automatyzacji Napędu i Robotyki
ul. Prószkowska 76, 45-758 Opole,
e-mail: p.mynarek@po.edu.pl, ja.kolodziej@po.edu.pl, m.kowol@po.edu.pl, r.gabor@po.edu.pl

I. WSTĘP

Przekładnie mechaniczne od dziesięcioleci stanowią podstawowy element systemów przeniesienia napędu w aplikacjach przemysłowych, motoryzacyjnych czy energetycznych. Charakteryzują się one relatywnie wysokim współczynnikiem przenoszenia momentu względem zajmowanej objętości, oferują szereg zalet, jednak posiadają również wady. Tarcie wynikające z kontaktu poszczególnych elementów generuje drgania i hałas, a w konsekwencji przyspiesza również zużycie mechaniczne współpracujących elementów. Przekładnie te wymagają zatem smarowania i regularnej konserwacji. Kolejną wadą tradycyjnych przekładni jest ich niska odporność na przeciążenia [1,2,3].

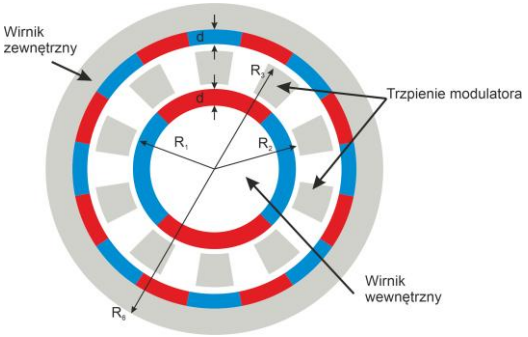
Alternatywą dla klasycznych rozwiązań są przekładnie magnetyczne (Magnetic Gears, MGs), które dzięki bezkontaktowemu przenoszeniu momentu eliminują zjawisko przyspieszonego zużycia, hałas oraz drgania. Ich zasada działania opiera się na wykorzystaniu pola magnetycznego wytwarzanego przez magnesy trwałe umieszczone na wirnikach [3,4,5].

Szczególnym zainteresowaniem cieszy się współosiowa przekładnia magnetyczna (ang. coaxial magnetic gear, CMG), której główną zaletą jest wysoka gęstość momentu obrotowego przy zachowaniu kompaktowej formy i dużej sprawności – sięgającej nawet 97% w warunkach nominalnych [1,5]. Pomimo oczywistych zalet, implementacja przekładni magnetycznych wymaga optymalizacji topologii i parametrów geometrycznych, przede wszystkim w zakresie modulatora, który odgrywa kluczową rolę w procesie modulacji strumienia magnetycznego między wirnikami [1,2,5].

W kontekście dalszego rozwoju technologii przekładni magnetycznych (MGs), niniejszy artykuł koncentruje się na analizie wpływu kształtu modulatora ferromagnetycznego w strukturze współosiowej przekładni magnetycznej na jej właściwości eksploatacyjne, a w szczególności na straty mocy występujące w przetworniku. W pracy przedstawiono dwie geometrie modulatora, wybrane w celu: maksymalizacji przenoszonego momentu obrotowego oraz minimalizację tętnień momentu.

II. PRZEKŁADNIA MAGNETYCZNA – KONSTRUKCJA BAZOWA

Geometria konstrukcji bazowej przekładni magnetycznej (MB), którą poddano analizie jest przedstawiona na rysunku 1. W przedstawionej konstrukcji przyjęto równe 2 mm szczeliny powietrzne. Wybór relatywnie dużej grubości szczelin wynikał z początkowych trudności technicznych podczas budowy prototypu maszyny i obawy o trwałość połączeń magnesów z wirnikami wykonanych za pomocą kleju epoksydowego. Jednak zjawiska wynikające ze zmiany szczeliny roboczej są dość łatwo skalowalne co po potwierdzeniu słuszności przyjętych założeń pozwoli na redukcję grubości szczelin roboczych i podniesienie walorów eksploatacyjnych maszyny [6].



Rys.1. Współosiowa przekładnia magnetyczna

III. MODYFIKACJA MODULATORA

Kształt modulatora jest jednym z krytycznych parametrów przekładni magnetycznej, ponieważ to głównie modulator warunkuje efektywność przenoszenia momentu między wirnikami [2,5]. Dobrze zaprojektowany modulator pozwala zwiększyć moment obrotowy, ograniczyć jego tętnienia i drgania przetwornika podczas pracy, co bezpośrednio przekłada się na wydajność całego napędu. Na podstawie doświadczeń z modelem bazowym przekładni magnetycznej dokonano modyfikacji konstrukcji modulatora. Przystępując do zmiany geometrii modulatora zdecydowano się na jednoczesny zmniejszenie grubości szczelin powietrznych do 1 mm, aby w pełni uwypuklić walory magnetycznej transformacji momentu – podnieść jego gęstość.

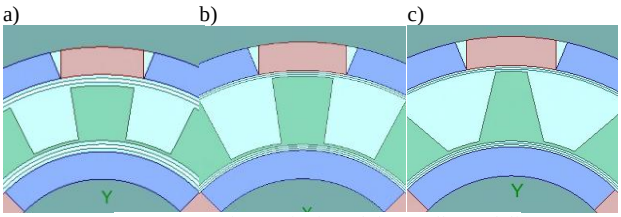
W procesie przeszukiwania przestrzeni możliwych konstrukcji zastosowano analizę jednokryterialna:

1) pod kątem maksymalizacji przenoszonego momentu: $max=T_e$ (model MO1)
2) minimalizacji moment tętnień przenoszonego momentu: $min=\varepsilon$ (model MO2)

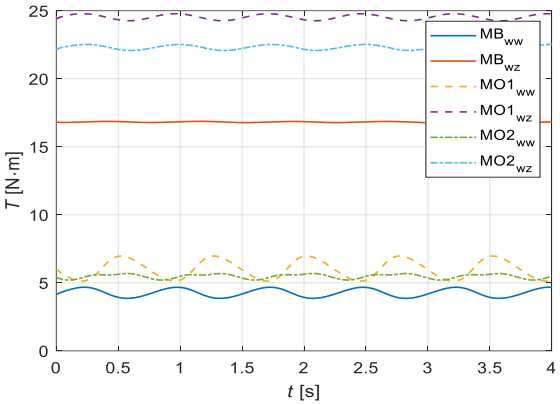
Końcowe wyniki modyfikacji przedstawiono w tabeli I, natomiast na rysunku 2 przedstawiono geometrię trzpieni modulatora dla wszystkich 3 analizowanych modeli. Natomiast na rysunku 3 porównano zmienność momentu w czasie przy maksymalnym obciążeniu, dla analizowanych konstrukcji przekładni.

TABELA I
ZESTAWIENIE WYNIKÓW OBLICZEŃ DLA ZAŁOŻONYCH KRYTERIÓW

Kryterium	**Konstrukcja**	β_1 [°]	β_2 [°]
ξ_1	*MO1*	*16*	16
ξ_2	*MO2*	*8*	24
-	*MB*	*18*	18



Rys. 2. Kształty trzpieni modulatora dla modeli a) MB, b) MO1, c) MO2



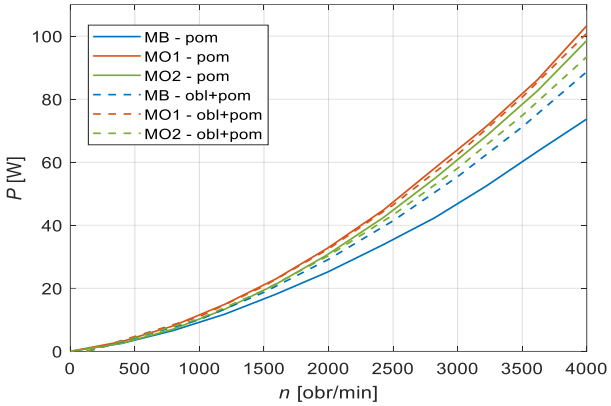
Rys. 3. Zmienność momentu w czasie przy maksymalnym obciążeniu dla analizowanych konstrukcji przekładni (ww -wirnik wewnętrzny, wz- wirnik zewnętrzny)

IV. ANALIZA STRAT MOCY W PRZEKŁADNI MAGNETYCZNEJ

W kolejnym etapie badań przeprowadzono analizę wpływu wprowadzonych modyfikacji konstrukcyjnych na charakterystykę strat mocy w wybranych modelach przekładni magnetycznej w funkcji prędkości obrotowej. W tym celu wykonano serię symulacji numerycznych dla każdego z rozpatrywanych wariantów geometrycznych, przy założeniu pracy wirnika wysokoobrotowego w zakresie prędkości od 0 do 4000 obr/min. W celu walidacji pomiarowej otrzymanych wyników, konieczne jest wyznaczenie strat mechanicznych. Na wstępie wyznaczono pomiarowo straty mechaniczne, które zostały dodane do wyników strat magnetycznych otrzymanych z modeli numerycznych, a otrzymany wynik w ten sposób porównano z wyznaczonymi na stanowisku pomiarowym stratami całkowitymi dla poszczególnych konstrukcji (rys. 4). Natomiast w tabeli II zestawiono straty mocy występujące w poszczególnych konstrukcjach przekładni przy prędkości wirnika wewnętrznego n=4000obr/min.

TABELA II
ZESTAWIENIE STRAT MOCY DLA ANALIZOWANYCH KONSTRUKCJI PRZEKŁADNI DLA PRĘDKOŚCI WIRNIKA WEWNĘTRZNEGO N=4000OBR/MIN

	MB	*MO1*	*MO2*
P_{Fe} [W]	*7,6*	10	7,4
$P_{Mag\ ww}$ [W]	*2,4*	*5,1*	11,7
$P_{Mag\ wz}$ [W]	*21,8*	*27,2*	15,1
$\sum P$ [W]	*31,8*	40,2	34,2



Rys. 4. Wyniki weryfikacji pomiarowej strat mocy w przekładniach, w funkcji prędkości obrotowej wirnika wewnętrznego

V. PODSUMOWANIE

Konkurencyjność rozwiązań napędowych opartych na CMG wynika przede wszystkim z jej charakterystycznej cechy – bezstykowej transformacji momentu i prędkości. Często jednak potencjał aplikacyjny musi być wsparty dużą gęstością momentu i płynną pracą (bez drgań i pulsacji momentu). Dostępne współcześnie metody optymalizacji geometrii pozwalają na relatywnie szybkie i skuteczne osiągniecie założeń, jednak często pomija się inne aspekty eksploatacyjne. Zmieniona geometria modulatora warunkująca niski poziom tętnień momentu lub maksymalną jego wartość jednocześnie wpływa na zmianę rozkładu pola magnetycznego, jego fluktuacje a w konsekwencji również straty mocy w żelazie i magnesach trwałych. Trwałość, uchodzącej za bardzo odporną na zużycie przekładni magnetycznej, zależy ściśle od doboru typu magnesów trwałych. Wrogiem są straty mocy w ujęciu lokalnym, a w konsekwencji punktowo podwyższona temperatura w obszarze magnesów. Pomimo relatywnie bardzo wysokiej sprawności wybranych wariantów przetworników, kluczowa w długotrwałej eksploatacji jest analiza i lokalizacja źródeł strat a w konsekwencji również podjęcie zabiegów pozwalających na ich minimalizację.

LITERATURA

[1] Halim, M. F. M. A., Rahman, A. A., & Sulaiman, E., Concentric Magnetic Gear Structure Review. Przeglad Elektrotechniczny, 8 (2024), 140–147. https://doi.org/10.15199/48.2024.08.29.

[2] Kim, S. J., Park, E. J., Jung, S. Y., & Kim, Y. J., Transfer Torque Performance Comparison in Coaxial Magnetic Gears with Different Flux-Modulator Shapes. IEEE Transactions on Magnetics, 53(6) (2017). https://doi.org/10.1109/TMAG.2017.2663429.

[3] Mao, Y., & Yang, Y., Optimization of Magnetic Gear Patterns Based on Taguchi Method Combined with Genetic Algorithm. Energies, 15(14) (2022), https://doi.org/10.3390/en15144963.

[4] Sepaseh, J., Rostami, N., Feyzi, M. R., & Sharifian, M.B. B., Optimal design of an axial magnetic gear by using particle swarm optimisation method. IET Electric Power Applications, 16(6), (2022), 723–735. https://doi.org/10.1049/elp2.12189.

[5] Yan, B., Li, X., Wang, X., & Yang, Y. A review on the field-modulated magnetic gears: Development status, potential applications, and existent challenges. In IET Electric Power Applications (Vol. 18, Issue 1, pp. 1–19), (2024). John Wiley and Sons Inc. https://doi.org/10.1049/elp2.12365

[6] Kowol, M., Kołodziej, J., & Łukaniszyn, M. Optymalizacja pasywnej przekładni magnetycznej. Przegląd Elektrotechniczny, Vol. *93*, 78–82, (2017), https://doi.org/10.15199/48.2017.02.19

BADANIA POMIAROWE WŁAŚCIWOŚCI MAGNETYCZNYCH MEMBRAN MAGNETOREOLOGICZNYCH Z PUNKTU WIDZENIA MOŻLIWOŚCI ICH WYKORZYSTANIA W PRZETWORNIKACH ELEKTROMECHANICZNYCH

Paweł Tofilski*, Mariusz Najgebauer, Krzysztof Kluszczyński

* Politechnika Krakowska, Wydział Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej
Warszawska 24, 31-155 Kraków,, e-mail: pawel.tofilski@doktorant.pk.edu.pl

Politechnika Częstochowska, Wydział Elektryczny
J.H. Dąbrowskiego 69, 42-201 Częstochowa,, e-mail: mariusz.najgebauer@pcz.pl

I. WSTĘP

Magnetoreologiczne elastomery (MRE) są nowego typu materiałami, charakteryzującymi się zdolnością odkształcania (a więc wykazującymi dużą sprężystość) oraz właściwościami magnetycznymi, czyli podwyższoną w stosunku do próżni (powietrza) zdolnością do przewodzenia strumienia magnetycznego.

Autorzy publikacji opracowali własną laboratoryjną metodę wytwarzania membran magnetoreologicznych, która wykorzystuje syntetyczny silikon formierski, dostarczany w formie płynu dwuskładnikowego oraz proszku ferromagnetycznego [1,2]. Umiejętność samodzielnego wytwarzania membran magnetoreologicznych w warunkach laboratoryjnych daje możliwość zmiany ilości proszku ferromagnetycznego, zawartego w materiale nośnym i oddziaływania w ten sposób na właściwości magnetyczne membran. Zawartość proszku ferromagnetycznego w silikonie syntetycznym charakteryzuje się przez podanie tzw. stosunku masowego, czyli stosunku masy proszku ferromagnetycznego do masy syntetycznego silikonu. W przeprowadzonych badaniach ten stosunek był zmieniany w zakresie od 0,25:1 do 3:1 (z krokiem 0,25).

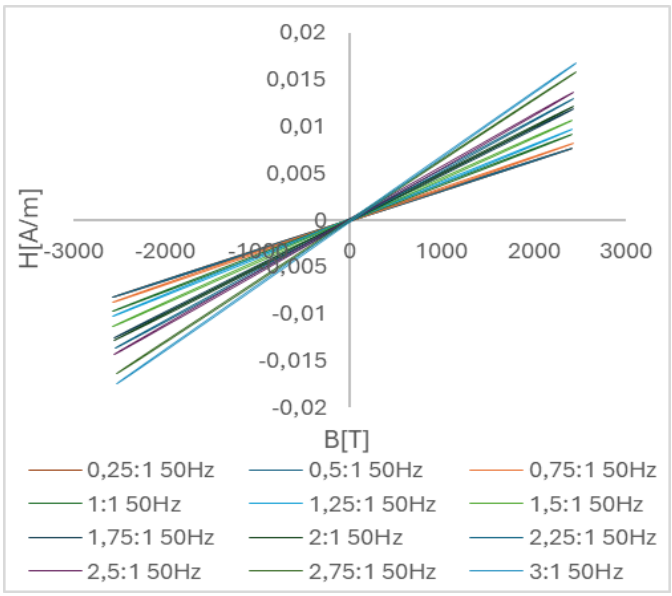
II. BADANIA POMIAROWE WŁAŚCIWOŚCI MAGNETYCZNYCH MEMBRAN MAGNETOREOLOGICZNYCH

Program badań obejmuje określenie właściwości magnetycznych membran magnetoreologicznych w zależności od stosunków masowych. Właściwości magnetyczne były badane z wykorzystaniem zautomatyzowanego systemu do pomiaru właściwości magnetycznych REMACOMP® C-200 firmy Magnet-Physik - Dr. Steingroever GmbH. System pomiarowy pozwala na wykonywanie pomiarów zgodnie ze standardami IEC 60404, tj. dla sinusoidalnego przebiegu indukcji magnetycznej w próbce [3,4]. Układ umożliwia pracę w dwóch trybach: przy założeniu sinusoidalnego przebiegu natężenia pola magnetycznego lub też - indukcji magnetycznej. Pomiary zrealizowano w trybie pierwszym, wymuszając natężenie pola magnetycznego o amplitudzie 2500 A/m. Częstotliwość przemagnesowywania próbek zmieniano w fazie wstępnej w zakresie od 10 Hz do 50 Hz (z krokiem 10 Hz). Pomiary wykonano na próbkach toroidalnych stanowiących rdzeń magnetyczny (przyjęto średnicę wewnętrzną próbki 50 mm oraz średnicę zewnętrzną 75 mm.

Wykonano 3 serie próbek. Każda seria obejmuje 12 próbek (o identycznych wymiarach geometrycznych i tej samej grubości 3 mm), różniących się między sobą zawartością proszku ferromagnetycznego. Badane stosunki masowe próbek to: 0,25:1; 0,5:1; 0,75:1; 1:1; 1,25:1; 1,5:1; 1,75:1; 2:1; 2,25:1; 2,5:1; 2,75:1; 3:1. Całkowita liczba próbek badanych systemem REMACOMP® C-200 wyniosła więc 36.

III. ANALIZA WYNIKÓW POMIAROWYCH

Zdjęte pętle histerezy dla próbek o wszystkich badanych stosunkach masowych (przy częstotliwości 50 Hz) zestawiono razem na rys.1.



Rys. 1. Pętle histerezy dla badanych próbek o różnych stosunkach masowych przy częstotliwości 50 Hz

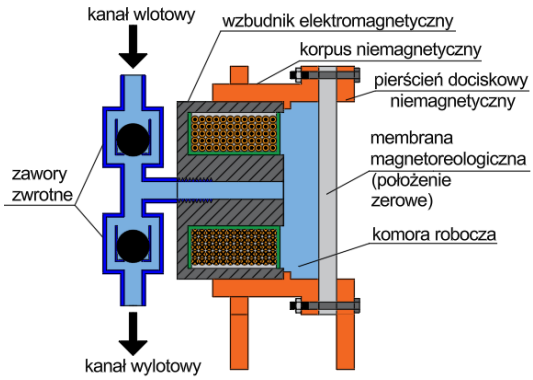
Względne wartości przenikalności próbek, w zależności od ich stosunku masowego i częstotliwości, zestawiono w Tabeli 1.

TABELA I
ZALEŻNOŚĆ WZGLĘDNEJ PRZENIKALNOŚCI MAGNETYCZNEJ OD STOSUNKU MASOWEGO PRZY CZĘSTOTLIWOŚCI 10 HZ I 50 HZ

Stosunek masowy	Względna przenikalność magnetyczna przy częstotliwości 10 Hz	Względna przenikalność magnetyczna przy częstotliwości 50 Hz	Masa próbki [g]
0,25:1	2,51	2,51	9,73
0,5:1	2,61	2,53	10,48
0,75:1	2,71	2,72	11,76
1:1	3,01	3,00	13,97
1,25:1	3,18	3,17	15,49
1,5:1	3,52	3,51	18,23
1,75:1	3,89	3,88	20,73
2:1	3,97	3,96	20,99
2,25:1	4,26	4,26	22,88
2,5:1	4,49	4,47	23,96
2,75:1	5,15	5,14	26,72
3:1	5,43	5,45	27,89

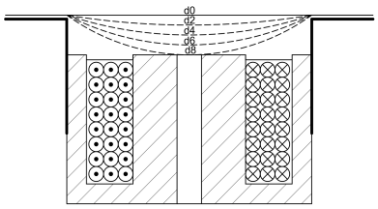
IV. WPŁYW PRZENIKALNOŚCI MAGNETYCZNEJ MEMBRANY MAGNETYCZNEJ NA WARTOŚĆ SIŁY RELUTANCYJNEJ W PRZETWORNIKU ELEKTROMECHANICZNYM NA PRZYKŁADZIE MEMBRANOWEJ POMPY ELEKTROMAGNETYCZNEJ Z MEMBRANĄ MAGNETOREOLOGICZNĄ

Schemat ideowy 1-komorowej membranowej pompy elektromagnetycznej z membraną magnetoreologiczną przedstawiono na rysunku 2.



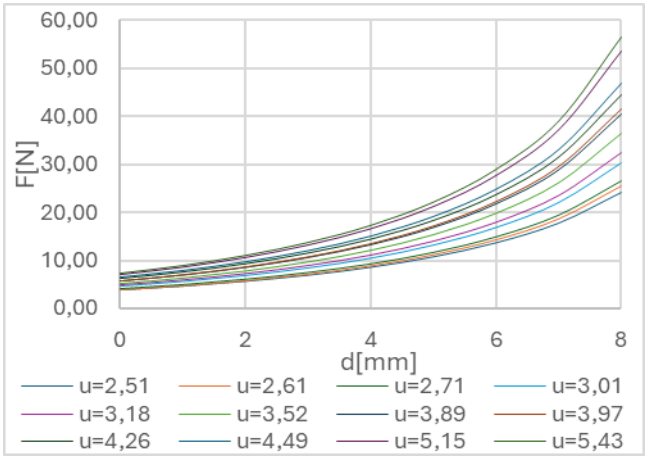
Rys. 2. Schemat ideowy 1-komorowej membranowej pompy elektromagnetycznej z membraną magnetoreologiczną

Membrana magnetoreologiczna ugina się pod wpływem oddziaływania pola magnetycznego cewki wzbudzenia (zasilanej prądem I) na membranę magnetoreologiczną, która posiada właściwości magnetyczne dzięki obecności proszku ferromagnetycznego. Jest to siła o naturze reluktancyjnej.



Rys. 3. Rozpatrywane, umownie przyjęte kształty wygiętej membrany magnetoreologicznej (wygenerowane przez funkcję „arc segment" programu FEMM 4.2)

To, jak zmiana przenikalności magnetycznej wpływa na zmianę siły reluktancyjnej przy różnych ugięciach membrany pokazuje rysunek 3 oraz rysunek 4.



Rys. 4. Wykresy sił reluktancyjnych w funkcji ugięcia membrany magnetoreologicznej dla elektromagnetycznej pompy z membranami o różnych przenikalnościach elektromagnetycznych

Przy położeniu spoczynkowym membrany (d = 0) zmiana przenikalności magnetycznej z wartości 2,51 do wartości 5,43 zmienia wartość siły reluktancyjnej z 3,77N do 7,28. Siła wzrasta więc 1,93 krotnie. Przy maksymalnym ugięciu membrany (d = 8) zmiana przenikalności magnetycznej z wartości 2,51 do wartości 5,43 zmienia wartość siły reluktancyjnej z 7,28N, aż do 56,47N. Siła wzrasta więc 7,76 krotnie.

V. PODSUMOWANIE

Przeprowadzono badania szerokiej gamy próbek membran magnetoreologicznych o różnym stosunku masowym czyli o różnym stosunku masy proszku ferromagnetycznego, stanowiącego masę zdyspergowaną do masy silikonu, będącego matrycą. Dla wszystkich próbek wykonano pomiary pętli histerezy magnetycznej oraz wyznaczono zależność względnej przenikalności magnetycznej od ilości zawartego proszku ferromagnetycznego. Następnie na przykładzie zbudowanego prototypu elektromagnetycznej 1-komorowej pompy membranowej, w oparciu o obliczenia polowe zrealizowane w programie FEMM 4.2, przeanalizowano wpływ stosunku masowego membran magnetoreologicznych na rozkład przestrzenny pola magnetycznego oraz na wartość rozwijanej siły reluktancyjnej. Wyciągnięto wnioski dotyczące możliwości doskonalenia konstrukcji elektromagnetycznej pompy membranowej.

LITERATURA

[1] Tofilski P., Kluszczyński K., Koncepcja i budowa laboratoryjnego modelu pompy wyposażonej w elastyczną membranę ferromagnetyczną napędzaną za pomocą wzbudnika elektromagnetycznego, Przegląd Elektrotechniczny, 8 (2024), nr 8, s. 115–119.

[2] Sołtys K. Bartel. S. Kluszczyński K., Laboratoryjna metoda wytwarzania proszków ferromagnetycznych i elastycznych materiałów magnetycznych oraz eksperymentalne badania ich zachowania w elektromagnetycznej komorze 3D, Przegląd Elektrotechniczny, R. 99, Nr 7, 2023, 169-175.

[3] IEC 60404-6:2018; Magnetic Materials. Part 6: Methods of Measurement of the Magnetic Properties of Magnetically Soft Metallic and Powder Materials at Frequencies in the Range 20 Hz to 100 kHz by the Use of Ring Specimens. International Electrotechnical Commission: Geneva, Switzerland, 2018.

[4] Gryś Sł., Najgebauer M., An attempt of accuracy assessment of the hysteresis loop and power loss in magnetic materials during control measurements, Measurement, 174 (2021), 108962

Influence of Beam Material on Voltage and Power Responses in a Nonlinear Electromagnetic Energy Harvester

Rafał Gabor, Marcin Kulik*

Opole University of Technology, Department of Electric Power Engineering and Renewable Energy
Prószkowska 76, 45-758 Opole e-mail: r.gabor@po.edu.pl

* Opole University of Technology, Department of Drive Automation and Robotics
Prószkowska 76, 45-758 Opole e-mail: m.kulik@po.edu.pl

I. INTRODUCTION

With the advancement of modern technologies in manufacturing systems, complex automation setups—comprising drives, sensors, and data processing systems—are being increasingly employed [1,4]. Although such solutions enhance process flexibility and efficiency, they also contribute to a significant increase in electrical energy demand [2]. In light of rising energy costs and the global need to reduce greenhouse gas emissions, alternative energy harvesting methods are gaining increasing attention [3].

This study aims to analyze how the geometry and material properties of a vibrating beam influence the performance of a nonlinear electromagnetic energy harvester. A numerical model of the system was developed, maintaining a constant beam length while optimizing the cross-sectional dimensions of beams made from four different materials—carbon fiber, fiberglass, aluminum, and ABS—to achieve a uniform resonance frequency of 35 Hz. By performing modal and dynamic simulations, the study evaluates how material selection affects displacement behavior, magnetic force, voltage output, and power generation under a consistent vibration acceleration level. Additionally, a comparative stress analysis under identical tip displacements was conducted to assess structural durability. Unlike previous research that focused predominantly on geometry or theoretical modeling, this work directly compares the material-dependent trade-offs in identically tuned nonlinear harvesters.

II. NONLINEAR ELECTROMAGNETIC ENERGY HARVESTER

This study presents an electromagnetic vibration energy harvester consisting of a flat beam, yoke with permanent magnets, two parallel-connected coils, and additional permanent magnets (Fig. 1). Under the influence of external mechanical vibrations, the flat beam bends, inducing an electric voltage in the coils, which remain stationary relative to the yoke. The considered system operates based on the principle of nonlinear mechanical resonance. This means that the frequency response of the electromotive force in the coils depends on both the resonance frequency of the flat beam and the resonance frequency of the magnetic suspension (formed by the magnets on the yoke and the additional magnets mounted on a support structure). The former frequency remains constant, while the latter depends on the displacement amplitude of the flat beam. As a result, it is possible to obtain frequency response characteristics with a broad operational bandwidth, which increases with vibration acceleration.

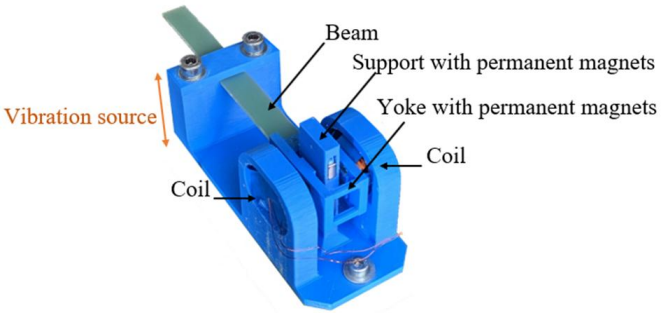


Fig. 1. System for converting mechanical energy into electrical energy using a mini-generator based on electromagnetic induction and nonlinear mechanical resonance.

To determine these characteristics, a computational model was proposed based on Timoshenko beam theory and analytical formulas for calculating the integral parameters of the magnetic circuit. This model, coupled with the electrical circuit equation, is used to determine the frequency response characteristics of the analyzed system. The resonance frequency of the beam can be determined from the following equation:

$$f_r = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{k}{m}}, \tag{1}$$

where k is a beam stiffness. m is a mass of yoke with permanent magnets.

III. FREQUENCY RESPONSE ANALYSIS

With the geometric parameters of the considered beams established, frequency response calculations were performed using the time domain model. These responses are obtained for an acceleration signal with a constant root mean square (RMS) value and linearly varying frequency. Figure 2 shows the displacement envelopes as a function of vibration frequency (ranging from 10 to 45 Hz). As can be observed, despite the identical resonance frequencies of the analyzed beams, their displacement characteristics differ. The higher the vibration acceleration, the more pronounced these

differences become. The most similar responses were obtained for the fiberglass and carbon fiber beams, while the ABS beam shows a slightly larger deviation. The aluminum beam, however, exhibits the most distinct displacement behavior compared to the others.

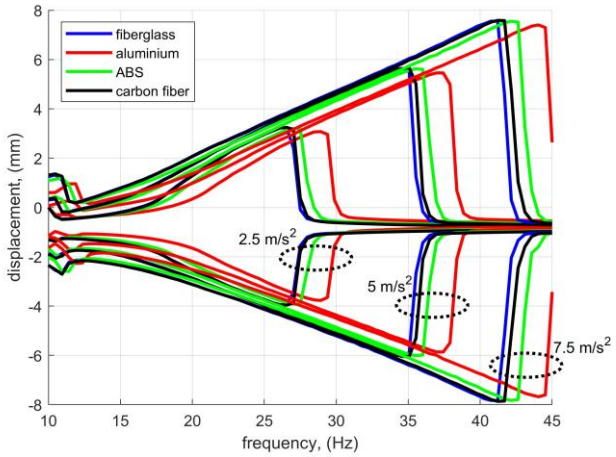


Fig. 2. Frequency characteristics of envelope of beam tip displacement for different beam materials and acceleration of vibration – frequency sweep from 10 to 45 Hz.

Figure 3 illustrates the frequency characteristics of the voltage amplitude generated by the energy harvester with a load resistance of $R_L = 100\ \Omega$, evaluated across different beam materials under identical operating conditions. As vibration acceleration increases, the aluminum beam demonstrates a broader operational frequency band, indicating its ability to maintain a response over a wider range of excitation frequencies. However, this broader bandwidth comes at the cost of lower voltage output compared to the other materials.

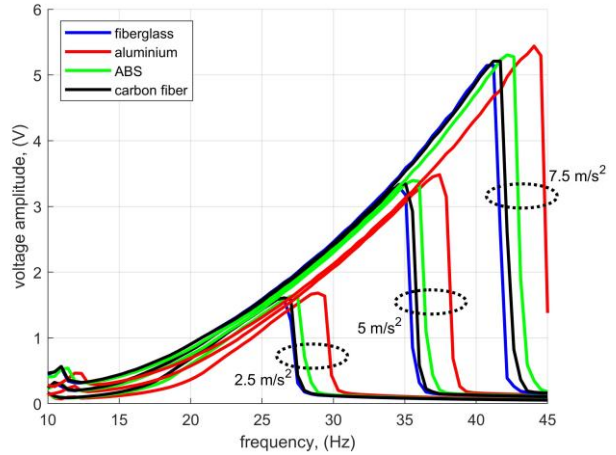


Fig. 3. Frequency characteristics of voltage amplitude for different beam materials and acceleration of vibration – frequency sweep from 10 to 45 Hz.

IV. MECHANICAL ANALYSIS

The mechanical analysis of the energy harvester system was conducted for beams made of different materials subjected to excitations with varying acceleration levels, as shown in Figure 2. Particular attention was given to two key mechanical parameters: the maximum displacement at the beam tip and the corresponding maximum stress occurring in critical cross-sectional regions. The analysis considered vibration acceleration value of 7.5 m/s². The results are summarized in Table 1.

TABLE I
SUMMARY OF STRESS VALUES FOR DIFFERENT YOKE DISPLACEMENTS

Beam materials	Max displacement [mm]	Max stress [MPa]	Typical Fatigue Limit [MPa]
Fiberglass	7.55	64.05	~100-150
Carbon fiber	7.58	389.64	~400-800
Aluminium	7.4	217.38	~97
ABS	7.55	29.02	~15-25

Despite similar deflections, significant differences in stress values are observed, which result directly from the mechanical properties of the applied materials—primarily from Young's modulus.

To evaluate the fatigue durability of the beams under dynamic excitation, the maximum stress values obtained at the highest excitation level (acceleration of 7.5 m/s²) were compared with the typical fatigue limits for each material, as summarized in Table 1.

The analysis shows that stresses in the fiberglass beam remain well below its fatigue threshold, indicating safe long-term operation. In the case of carbon fiber, the stress level approaches the lower bound of the fatigue range, but with proper fiber orientation and laminate quality, the material can still be considered safe. In contrast, the stress levels in the aluminum and ABS beams reach or exceed commonly accepted fatigue limits, indicating a risk of fatigue failure under prolonged dynamic loading.

V. CONCLUSIONS

Based on the conducted study, it was found that the dynamic characteristics of the energy harvester system—including displacements, voltages, and output power—differed significantly depending on the material properties. In particular, systems with beams made of composite materials such as carbon fiber and fiberglass exhibited higher voltages and power outputs compared to beams made of aluminum or ABS, especially at lower acceleration levels. However, the aluminum beam demonstrated a broader frequency bandwidth within which relatively high voltage was generated. It has been shown that, taking the fatigue limit into account, only the fiberglass beam has an adequate safety margin under the considered operating conditions.

LITERATURE

[1] JP. Norenberg, R. Luo, VG Lopes, JVLL Peterson. A. Cunha, "Nonlinear dynamics of asymmetric bistable energy harvesters", *International Journal of Mechanical Sciences*, vol. 257, Elsevier Ltd, 2023.

[2] I. Rojek, E. Dostatni, L.W. Pawłowski, K.M. Egrzym-Wolska, "Sustainability in production in the aspect of Industry 4.0", *BULLETIN OF THE POLISH ACADEMY OF SCIENCES TECHNICAL SCIENCES*. vol. 70, no. 6, 2022.

[3] N. Sezer, M. Koç, "A comprehensive review on the state-of-the-art of piezoelectric energy harvesting", *Nano Energy*, vol. 80, Elsevier Ltd, 2020.

[4] X. Xu, Y Lu, B. Vogel-Heuser, L. Wang, "Industry 4.0 and Industry 5.0—Inception, conception and perception", *Journal of Manufacturing Systems*, vol. 61, Elsevier, 2021.

BADANIE EFEKTYWNOŚCI SYSTEMU ODZYSKIWANIA ENERGII Z HAŁASU W ZALEŻNOŚCI OD LOKALIZACJI MIKROGENERATORA

Mateusz Żabiński, Krzysztof Kluszczyński, Grzegorz Pędrak*, Paweł Tofilski

Politechnika Krakowska, Katedra Infotroniki i Cyberbezpieczeństwa E-3
Warszawska 24, 31-155 Kraków, e-mail: mateusz.zabinski@doktorant.pk.edu.pl; krzysztof.kluszczynski@pk.edu.pl; pawel.tofilski@doktorant.pk.edu.pl

* Politechnika Krakowska, Katedra Automatyki i Informatyki E-1
Warszawska 24, 31-155 Kraków, e-mail: grzegorz.pedrak@pk.edu.pl;

I. WPROWADZENIE

W ostatnim okresie czasu intensywnie wzrasta zainteresowanie różnymi metodami pozyskiwania energii elektrycznej z otoczenia. Prowadzone są badania nad wykorzystaniem różnych form energii istniejącej w otoczeniu, która zwykle jest rozpraszana i bezpowrotnie marnowana. Zainteresowanie odzyskiwaniem energii z hałasu systematycznie wzrasta ze względu na coraz to bardziej dynamiczny w ostatnich latach rozwój sieci autostrad, szybkich kolei oraz komunikacji lotniczej: są to systemy komunikacyjne związane z generacją bardzo wysokiego poziomu hałasu. Według wiedzy autorów wszystkie dotychczas opisane metody odzyskiwania energii z hałasu współpracują z rezonatorami Helmholtza. Konwersja energii fal akustycznych w energię elektryczną jest dokonywana w rezonatorze Helmholtza za pomocą mikrogeneratorów elektrycznych o różnej budowie i różnych zasadach działania. W literaturze przedstawiono kilka rozwiązań konstrukcyjnych takich mikrogeneratorów, działających na zasadzie zjawiska piezoelektrycznego (mikrogeneratory piezoelektryczne [1], [2]), bądź też na zasadzie zjawiska indukcji elektromagnetycznej (mikrogeneratory elektromagnetyczne [3], [4], [5]).

II. SFORMUŁOWANIE CELU BADAWCZEGO

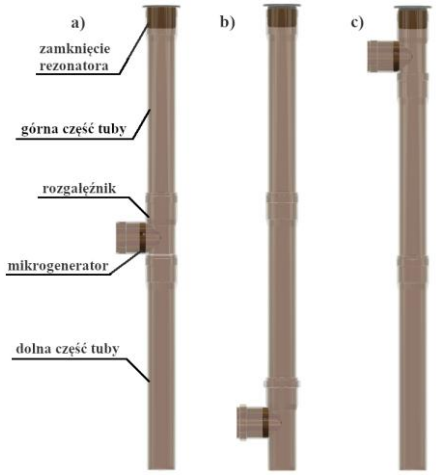
Wszystkie opisane powyżej systemy odzyskiwania energii z hałasu współdziałają z rezonatorami Helmholtza. Częstotliwość rezonansowa rezonatora Helmholtza oraz jego współczynnik wzmocnienia ciśnienia Q nie zależą od kształtu komory, ani też nie są funkcją współrzędnej przestrzennej (rezonator Helmholtza jest skupionym elementem akustycznym). W proponowanych w literaturze rozwiązaniach konstrukcyjnych element drgający był lokowany w różnych miejscach komory, ale w kontekście powyższej właściwości, różne jego lokalizacje nie miały wpływu na działanie systemu [6].

Autorzy artykułu postanowili poddać badaniom współdziałanie mikrogeneratora elektromagnetycznego z magnesami trwałymi z rezonatorem akustycznym zupełnie innego typu, a mianowicie z rezonatorem w kształcie długiej rury, przypominającym budową piszczałkę w organach. Rezonator taki będzie dalej nazywany rezonatorem tubowym. Jego podstawowe wymiary geometryczne to: długość L_t oraz przekrój S_t. Rezonator o takich proporcjach ($L_t \gg r_t$, gdzie r_t – średnica rezonatora tubowego) nie może już być uważany za skupiony element akustyczny (ang. lumped acoustic element): jest to tzw. rozłożony element akustyczny (ang. distributed acoustic element), w którym ciśnienie akustyczne wzdłuż jego wysokości zależy od współrzędnej przestrzennej. W odpowiednich warunkach w rezonatorze tubowym powstaje fala stojąca, której długość w zasadniczy sposób zależy od tego, czy rezonator jest otwarty, czy też zamknięty. W punkcie początkowym tuby ulokowany jest węzeł fali (ang. node). W przypadku rezonatora otwartego, fala podstawowa (harmoniczna główna, nazywana też fundamentalną) ma w przybliżeniu długość odpowiadającą połowie długości tuby, co oznacza, że na końcu rezonatora mamy do czynienia ze strzałką fali (odpowiadającą maksymalnej wartości amplitudy). W przypadku rezonatora tubowego zamkniętego, na końcu tuby powstaje antywęzeł (ang. antinode). Długość fali podstawowej w rezonatorze zamkniętym jest w przybliżeniu równa długości rezonatora.

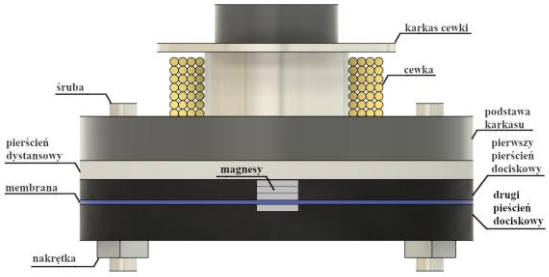
III. OPIS ZBUDOWANEGO SYSTEMU

Akustyczny rezonator tubowy składa się z dwóch rur polipropylenowych, każda o długości 36,4 cm i promieniu 2,5 cm, oraz polipropylenowego rozgałęźnika o długości 15,7 cm, w którym jest montowany mikrogenerator elektromagnetyczny. Trzy badane konfiguracje akustycznego rezonatora tubowego i mikrogeneratora elektromagnetycznego przedstawiono na rysunku 1. Na rysunku 1a generator jest umieszczony w części początkowej rezonatora, na rysunku 1b – w części środkowej, zaś na rysunku 1c – w części końcowej rezonatora. Po złożeniu elementów długość rezonatora tubowego w każdym przypadku jest taka sama i wynosi 78 cm. Badaniom poddano tylko rezonator zamknięty.

Mikrogenerator elektromagnetyczny składa się z elementu drgającego (którym jest cienka, naprężona membrana wycięta z fragmentu nitrylowej rękawicy Mercator Medical Nitrylex Basic), zestawu 4 pastylkowych magnesów trwałych, podstawy karkasu, karkasu i uzwojenia wzbudzenia, zestawu 2 pierścieni dociskowych (dociskających membranę), pierścienia dystansowego oraz 8 śrub gwintowanych typu M3 z nakrętkami. Liczba zwojów cewki mikrogeneratora elektromagnetycznego jest równa 700, zaś średnica drutu nawojowego – 0,2 mm. Zmierzona rezystancja cewki to 21,7 Ω. Przekrój poprzeczny mikrogeneratora elektromagnetycznego jest uwidoczniony na rysunku 2.

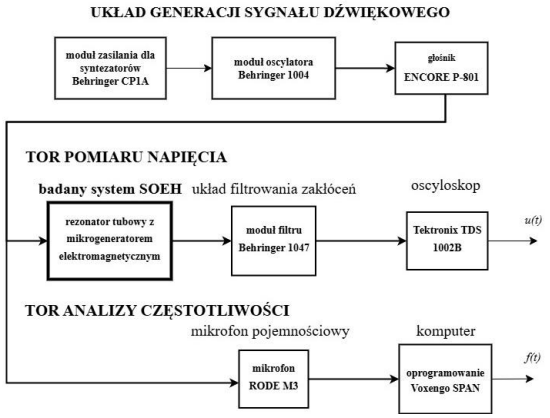


Rys. 1. Trzy badane konfiguracje akustycznego rezonatora i mikrogeneratora elektromagnetycznego a) mikrogenerator umiejscowiony w połowie długości rezonatora b) mikrogenerator umiejscowiony w dolnej części rezonatora c) mikrogenerator umiejscowiony w górnej części rezonatora



Rys. 2. Przekrój zbudowanego mikrogeneratora elektromagnetycznego

Mikrogenerator elektromagnetyczny składa się z elementu drgającego (którym jest cienka, naprężona membrana wycięta z fragmentu nitrylowej rękawicy), zestawu 4 pastylkowych magnesów trwałych, podstawy karkasu, karkasu i uzwojenia wzbudzenia, zestawu 2 pierścieni dociskowych (dociskających membranę), pierścienia dystansowego oraz 8 śrub gwintowanych typu M3 z nakrętkami. Schemat blokowy stanowiska pomiarowego przedstawiony jest na rysunku 3.



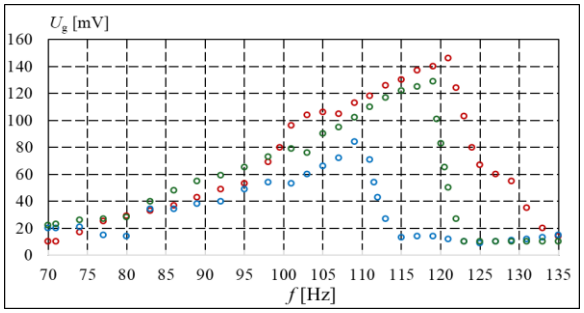
Rys. 3. Schemat blokowy stanowiska pomiarowego, przeznaczonego do badania opracowanego systemu SOEH

IV. PROGRAM BADAŃ ORAZ UZYSKANE WYNIKI

Wstępne badania systemu SOEH obejmowały zakres częstotliwości od 50 Hz do 400 Hz. Na podstawie uzyskanych wyników wyodrębniono dwa główne zakresy pomiarowe, związane odpowiednio z podstawową częstotliwością rezonansową rezonatora, wynoszącą około 110 Hz oraz trzecią harmoniczną, wynoszącą około 330 Hz:

- I zakres pomiarowy, obejmujący częstotliwości z zakresu: 70 Hz – 135 Hz,
- II zakres pomiarowy, obejmujący częstotliwości z zakresu: 295 Hz – 350 Hz.

Dla wszystkich trzech konfiguracji rezonatora i mikrogeneratora, przedstawionych na rysunku 8 oraz dla obu wyodrębnionych zakresów częstotliwości zdjęto charakterystyki: amplituda mikrogeneratora elektromagnetycznego U_g w funkcji częstotliwości sygnału wymuszającego f przy założeniu stałego natężenia emitowanego dźwięku Charakterystyka dla pierwszego zakresu pomiarowego została przedstawiona na rysunku 4.



Rys. 4 Charakterystyka napięcia szczytowego mikrogeneratora w funkcji częstotliwości dla I zakresu pomiarowego (kolor czerwony dla konfiguracji z mikrogeneratorem w środku rezonatora, kolor niebieski dla konfiguracji z mikrogeneratorem przy wejściu rezonatora, kolor zielony dla konfiguracji z mikrogeneratorem w pobliżu zakończenia rezonatora)

W zakresie częstotliwości I, związanym z harmoniczną podstawową, najwyższą wartość napięcia: 146 mV przy częstotliwości 121 Hz uzyskano przy konfiguracji rezonatora i mikrogeneratora z rysunku 8a (mikrogenerator umieszczony w połowie długości rezonatora). Dla konfiguracji rezonatora i mikrogeneratora z rysunku 8c (mikrogenerator umieszczony przy zakończeniu rezonatora) uzyskano mniejsze napięcie 129 mV (przy częstotliwości 119 Hz), zaś dla konfiguracji z rysunku 8b (mikrogenerator umieszczony przy wejściu do rezonatora) uzyskano najmniejszą wartość napięcia 84 mV (przy częstotliwości 109 Hz). Jak widać, lokalizacja mikrogeneratora odgrywa bardzo ważną rolę, a najwłaściwsza lokalizacja znajduje się w połowie wysokości rezonatora (wysokość ta odpowiada strzałce fali stojącej harmonicznej podstawowej.

LITERATURA

[1] Wang Y., Zhu X., Zhang T., Bano S., Pan H., Qi L., Zhang Z., Yuan Y., *A renewable low-frequency acoustic energy harvesting noise barrier for high-speed railways using a Helmholtz resonator and a PVDF film*, Applied Energy, Elsevier, vol. 230 (2018), 52-61

[2] Noh S., Lee H., Choi B., *A study on the acoustic energy harvesting with Helmholtz resonator and piezoelectric cantilevers*, International Journal of Precision Engineering and Manufacturing 14 (2013), 1629–1635

[3] Izhar, Khan F., *Electromagnetic-Based Acoustic Energy Harvester*, 16th International Multi Topic Conference (2013)

[4] Khan F,. Izhar, *Electromagnetic energy harvester for harvesting acoustic energy*, Sadhana. 41 (2016), 1-9

[5] Gu C., Chen Y., Wei Z., Zhao P., *Acoustic Energy Harvester by Electromagnetic Mechanisms and Helmholtz Resonator*, IOP Conference Series: Earth and Environmental Science 617:012038

[6] Kinsler L. E., Frey A. R., Coppens A. B., Sanders J. V., *Fundamentals of Acoustics: fourth edition*, John Wiley & Sons Inc. (2000)

Zastosowanie algorytmów logiki rozmytej w zarządzaniu przepływem energii w instalacjach z hybrydowymi magazynami energii i OZE

Piotr Hylla, Tomasz Trawiński*, Bartosz Polnik,

Instytut Techniki Górniczej KOMAG
ul. Pszczyńska 37 44-101 Gliwice, e-mail: info@komag.eu

*Politechnika Śląska, Wydział Elektryczny
Bolesława Krzywoustego 2, 44-100 Gliwice e-mail: re@polsl.pl

I. STRESZCZENIE

W pracy przedstawiono projekt i analizę systemu zarządzania energią w budynku mieszkalnym z wykorzystaniem logiki rozmytej. System integruje źródła odnawialne (fotowoltaika i turbina wiatrowa), dwa rodzaje magazynów energii (akumulatory litowo-jonowe oraz superkondensatory), odbiorniki energii oraz przyłącze sieciowe. Kluczowym elementem instalacji jest router energii sterowany algorytmem opartym na logice rozmytej, którego zadaniem jest zwiększenie poziomu autokonsumpcji i niezależności energetycznej budynku.

Badania przeprowadzono w środowisku Matlab/Simulink z wykorzystaniem rzeczywistych danych pomiarowych (ponad 52 tys. rekordów z roku 2022–2023). Przeanalizowano różne metody defuzyfikacji. Najlepsze wyniki uzyskano dla metody Bisector, osiągając 99,23% autokonsumpcji dziennej oraz 91,19% rocznej. Wyniki potwierdzają, że logika rozmyta zapewnia wysoką efektywność zarządzania przepływami energii w systemach odnawialnych o dużej zmienności i złożoności.

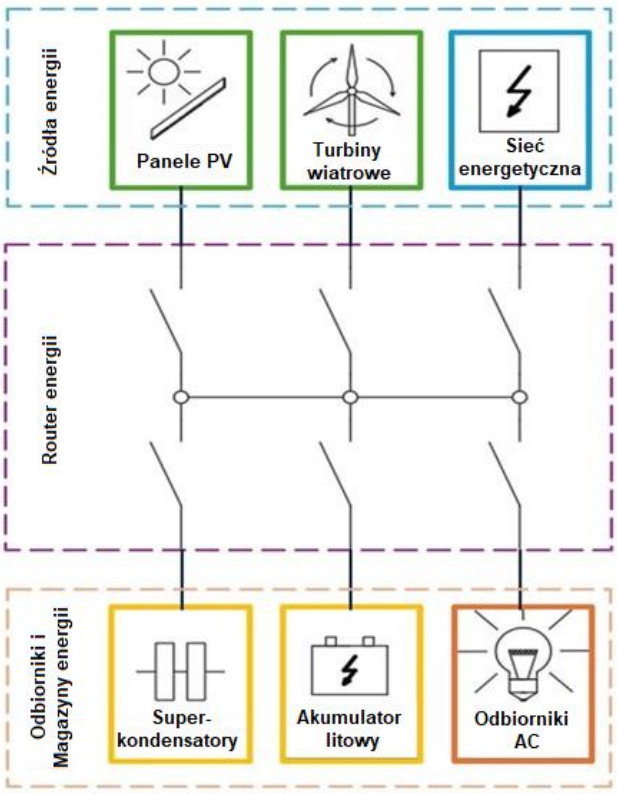
System umożliwia pracę zarówno w trybie on-grid, jak i off-grid, pełniąc funkcję UPS. W porównaniu z prostymi metodami ON/OFF, algorytm rozmyty charakteryzuje się większą elastycznością i lepszym dopasowaniem do zmieniających się warunków produkcji i zapotrzebowania na energię. Analiza profili prądowych ładowania i rozładowania akumulatorów oraz superkondensatorów potwierdziła możliwość optymalizacji wykorzystania magazynów hybrydowych, co dodatkowo wydłuża żywotność akumulatorów litowo-jonowych.

II. CEL PRACY

Celem pracy było opracowanie oraz przeprowadzenie analizy działania inteligentnego systemu zarządzania energią w budynku mieszkalnym z wykorzystaniem logiki rozmytej. Projektowany system został zaplanowany jako rozwiązanie zwiększające autokonsumpcję energii z odnawialnych źródeł oraz poprawiające niezależność energetyczną prosumenta.

W ramach systemu dokonano integracji następujących elementów:

- Odnawialne źródła energii (OZE): instalacja fotowoltaiczna (PV) oraz turbina wiatrowa, umożliwiające produkcję energii elektrycznej w zmiennych warunkach środowiskowych.
- Hybrydowe magazyny energii: akumulator litowo-jonowy oraz moduł superkondensatorów, które łączą w sobie wysoką pojemność długoterminową z możliwością szybkiego ładowania i rozładowania.
- Odbiorniki energii elektrycznej oraz przyłącze do sieci energetycznej, zapewniające pracę zarówno w trybie on-grid, jak i off-grid.

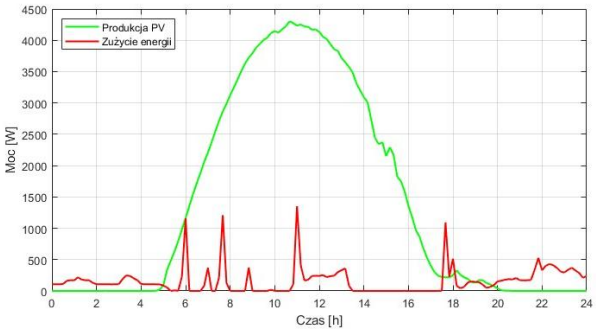


Rys. 1 Schemat blokowy routera energii

Kluczowym elementem całego układu jest router energii (Rys. 1), którego praca sterowana jest algorytmem opartym na logice rozmytej. Router odpowiada za dynamiczne bilansowanie przepływów energii pomiędzy źródłami, magazynami oraz odbiornikami, umożliwiając optymalne wykorzystanie dostępnych zasobów. Dzięki zastosowaniu logiki rozmytej system jest w stanie podejmować decyzje w warunkach niepewności i zmienności charakterystycznej dla odnawialnych źródeł energii, co czyni go bardziej elastycznym i skutecznym niż tradycyjne metody sterowania.

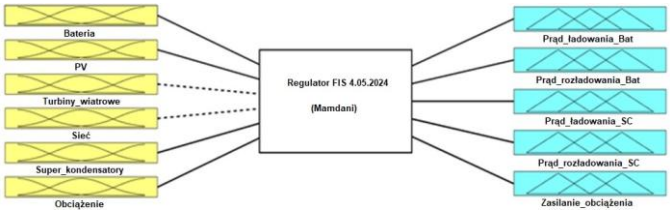
III. METODOLOGIA

Projekt i weryfikacja systemu zostały wykonane w środowisku Matlab/Simulink, gdzie zbudowano model obejmujący źródła odnawialne, magazyny energii, odbiorniki oraz przyłącze do sieci. Do analiz wykorzystano rzeczywiste dane pomiarowe z jednego roku (ponad 52 tys. rekordów w interwałach dziesięciominutowych), uwzględniające zarówno profile produkcji, jak i zużycia energii w budynku (Rys. 2).



Rys. 2 Dzienny wykres zużycia i produkcji energii w dniu 6 czerwca 2022

Na tej podstawie określono zmienne wejściowe kontrolera (napięcia, prądy, moce, stany naładowania magazynów), zdefiniowano funkcje przynależności oraz opracowano bazę reguł logiki rozmytej (Rys. 3).



Rys. 3 Widok regulatora logiki rozmytej

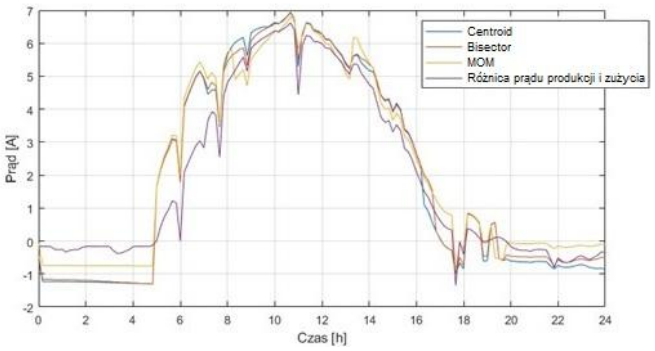
Sterowanie realizował router energii, który w czasie rzeczywistym kierował przepływem energii pomiędzy źródłami, magazynami i odbiornikami. W algorytmie przetestowano pięć metod defuzyfikacji:

- Centroid (COG),
- Bisector,
- MOM (Mean of Maximum),
- LOM (Largest of Maximum),
- SOM (Smallest of Maximum).

III. WNIOSKI

Symulacje potwierdziły wysoką skuteczność zastosowania logiki rozmytej w zarządzaniu energią. Najlepsze rezultaty osiągnięto przy użyciu metody Bisector, uzyskując 99,23% autokonsumpcji dziennej oraz 91,19% rocznej. Metody Centroid i MOM dały wyniki porównywalne, choć mniej stabilne, natomiast LOM i SOM okazały się mniej efektywne – w szczególności SOM prowadziła do ograniczonego wykorzystania magazynów energii.

Analiza profili pracy akumulatorów i superkondensatorów wykazała, że ich hybrydyzacja pozwala na skuteczniejsze bilansowanie przepływów oraz wydłużenie żywotności baterii dzięki przejęciu obciążeń dynamicznych przez superkondensatory.



Rys. 4 Przebiegi sumy prądów ładowania i rozładowania magazynów energii

Zastosowanie logiki rozmytej w routerze energii umożliwiło nie tylko znaczące zwiększenie autokonsumpcji i niezależności energetycznej, ale także stworzenie elastycznego systemu, lepiej dostosowanego do zmiennych warunków pracy niż tradycyjne metody.

LITERATURA

[1] L. Bojtor, I. Schmitd, "Simulation of controlled converter-fed synchronous motor", *Proc. of 4-th European Conference on Power Electronics and Applications*, Firenze, vol.4, pp. 609-614, 1991.

[1] Zohuri, Bahman. (2016). Electricity, an Essential Necessity in Our Life. 10.1007/978-3-319-23537-0_2.

[2] https://wysokienapiecie.pl/109857-blackout-w-hiszpanii-zaatakowal-potezny-apagon/(access 05.2025)

[3] Yang, Z., Han, J., Li, L., Deng, Y., Yang, F., Lei, Y., Min, H., Hu, W., & Su, L. (2023). Research of Islanding Operation and Fault Recovery Strategies of Distribution Network Considering Uncertainty of New Energy. *Electronics*, *12*(20), 4230. https://doi.org/10.3390/electronics12204230

[4] Hylla, P., Trawiński, T., Polnik, B., Burlikowski, W., & Prostański, D. (2023). Overview of hybrid energy storage systems combined with RES in Poland. Energies, 16(15), 5792. doi:10.3390/en16155792

[5] https://www.are.waw.pl/(access 04.2024)

[6] Wegrzyn, A.; Spirydowicz, A.; Grebski, W. Dilemmas of the energy transformation in Poland 2021/2022. Min. Mach. 2022, 40, 32–42.

[7] Izquierdo-Monge, O., Peña-Carro, P., Hernández-Jiménez, A., Zorita-Lamadrid, A., & Hernández-Callejo, L. (2024). Methodology for energy management in a smart microgrid based on the efficiency of dispatchable renewable generation sources and distributed storage systems. Applied Sciences, 14(5), 1946. https://doi.org/10.3390/app14051946.

[8] Zerk, A. E., & Ouassaid, M. (2023). Real-Time fuzzy logic based energy management system for microgrid using hardware in the loop. Energies, 16(5), 2244. https://doi.org/10.3390/en16052244

[9] Zerk, A. E., & Ouassaid, M. (2023b). Real-Time fuzzy logic based energy management system for microgrid using hardware in the loop. Energies, 16(5), 2244. https://doi.org/10.3390/en16052244

[10] Shirinda, K., Kusakana, K., & Ostraszewski, M. (2024). Combinatorial optimization of a fuzzy logic-controlled grid connected photovoltaic with hybrid energy storage systems using time of use tariff. Journal of Energy Storage, 99, 113251. https://doi.org/10.1016/j.est.2024.113251

[11] Vivas, F., Segura, F., & Andújar, J. (2022). Fuzzy logic-based energy management system for grid-connected residential DC microgrids with multi-stack fuel cell systems: A multi-objective approach. Sustainable Energy Grids and Networks, 32, 100909. https://doi.org/10.1016/j.segan.2022.100909

[12] Cavus, M., Dissanayake, D., & Bell, M. (2025). Deep-Fuzzy Logic Control for optimal Energy Management: a predictive and adaptive framework for Grid-Connected microgrids. Energies, 18(4), 995. https://doi.org/10.3390/en18040995

[13] Sumarmad, K. a. A., Sulaiman, N., Wahab, N. I. A., & Hizam, H. (2022). Microgrid energy management system based on fuzzy logic and monitoring platform for data analysis. Energies, 15(11), 4125. https://doi.org/10.3390/en15114125

LVII Międzynarodowe Sympozjum Maszyn Elektrycznych

Sesja 7

Zagadnienia wybrane - diagnostyka, sterowanie, analiza porównawcza i transformatory energoelektroniczne

Przewodniczący sesji:

dr hab. inż. Łukasz Knypiński, dr hab. inż. Piotr Bogusz

Nr	Autorzy	Tytuły referatów
1	Krystyna Krzywdzińska-Kornak, Mariusz Korkosz	Analiza właściwości wielokanałowego bezszczotkowego generatora synchronicznego w warunkach pracy dwukanałowej
2	Mariusz Korkosz Robert Żywicki Adrian Młot	Analiza właściwości silnika synchronicznego z magnesami trwałymi z uwzględnieniem parametrów wiązki równoległej
3	Mateusz Krzysztofiak Maciej Skowron	Diagnostyka uszkodzeń łożysk tocznych z wykorzystaniem map Kohonena w sterowaniu polowo zorientowanym silnika PMSM
4	Paolo Di Barba Sławomir Wiak	Computational Electromagnetics and the Search for Optimal Reconfigurable Motors Elektromagnetyzm obliczeniowy i poszukiwanie optymalnych konstrukcji silników rekonfigurowalnych
5	Jakub Bernatt Jing-Jou Tang	Porównanie sprawności maszyn synchronicznych pracujących przy różnych współczynnikach mocy
6	Wojciech Jarzyna Dariusz Zieliński Maciej Rudawski Ernest Przychodzki	Transformatory energoelektroniczne i wirtualna bezwładność przekształtników AC/DC w systemach OZE – Funkcje i zastosowania
7	Wojciech Wroński Maciej Sułowicz Michał Rad	Comparative Study of SVM, MLP, and CNN for Induction Motor Fault Diagnosis with Limited Data abstract

ANALIZA WŁAŚCIWOŚCI WIELOKANAŁOWEGO BEZSZCZOTKOWEGO GENERATORA SYNCHRONICZNEGO W WARUNKACH PRACY DWUKANAŁOWEJ

Krystyna Krzywdzińska-Kornak*, Mariusz Korkosz

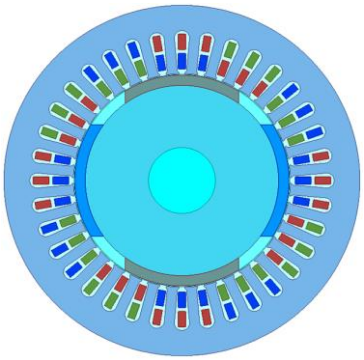
Politechnika Rzeszowska im. Ignacego Łukasiewicza, Zakład Elektrodynamiki i Systemów Elektromaszynowych
Al. Powstańców Warszawy, 35-959 Rzeszów, e-mail: krzywdzinska@prz.edu.pl, mkosz@prz.edu.pl

I. WSTĘP

Nowoczesne technologie wykorzystywane w systemach generacji energii elektrycznej powinny być niezawodne oraz bezpieczne w użytkowaniu [1-4]. W niektórych zastosowaniach wymagana jest duża niezawodność pracy takiego systemu. Takie rozwiązania nazywane są rozwiązaniami redundantnymi. Można je implementować w zależności od dostępnej przestrzeni montażowej. Układ o pełnej redundancji wymaga znacznie większej przestrzeni niż klasyczne rozwiązanie. Wynika to z faktu wykorzystania dwóch niezależnych generatorów. Taki system jest wykorzystywany w np. lotnictwie cywilnym. W przypadku ograniczenia dostępnej przestrzeni, wyjściem jest zastosowanie układu o redundancji uproszczonej, czyli pojedynczego generatora, np. wielofazowego lub wielokanałowego. Ta opcja występuje w np. samolotach przeznaczonych do zastosowań militarnych. Niezawodność pracy takiego generatora jest podwyższana przez zwiększenie liczby faz, bądź zastosowanie minimum dwóch niezależnych kanałów. Oba rozwiązania mają swoje zalety i wady. Autorzy niniejszego artykułu uważają, że rozwiązanie wielokanałowe ma pewną przewagę nad rozwiązaniem wielofazowym, zwłaszcza w kontekście tolerancji stanów pracy awaryjnej generatora.

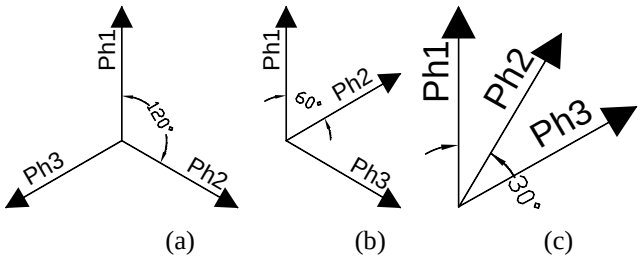
II. BADANY GENERATOR ORAZ ANALIZOWANE KONFIGURACJE KANAŁÓW

Do testowania rozwiązania wielokanałowego wykorzystano bezszczotkowy generator synchroniczny z magnesami trwałymi montowanymi powierzchniowo (Rys.1). Trójfazowy bezszczotkowy generator synchroniczny z magnesami trwałymi został zaprojektowany jako rozwiązanie czterokanałowe. Dzięki temu generator może pracować w zastosowaniach, tzw. „krytycznych". Rozwiązania te powinny zapewnić pracę ciągłą w przypadku stanów pracy awaryjnej generatora. Wykonanie czterech niezależnych kanałów wymusza istnienie czterech niezależnych uzwojeń trójfazowych, które w artykule oznaczone są odpowiednio A, B, C i D. Ponadto, każdy kanał tworzy na stojanie generatora odpowiednio rozmieszczone uzwojenia na jego obwodzie magnetycznym (Rys.2).



Rys.1. Generator BLPMSM

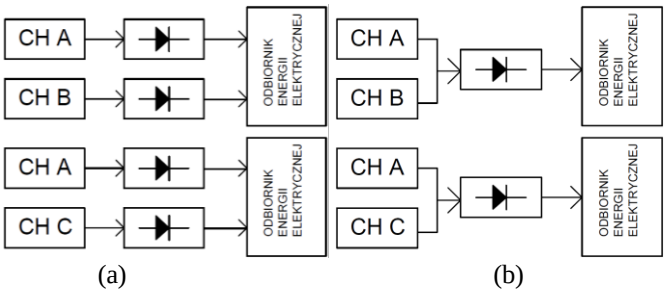
Fig.1. Generator BLPMSM



Rys.2. Możliwe rozmieszczenie uzwojeń kanału A
a) VAR I, b) VAR II, c) VAR III

Fig.2. Possible arrangement of channel A windings
a) VAR I, b) VAR II, c) VAR III

Dla generatora czterokanałowego przypadek pracy dwukanałowej (DCO) tworzą np. kanały AB lub AC. Na rysunku 3 pokazano analizowane konfiguracje oraz sposoby podłączenia odbiornika.

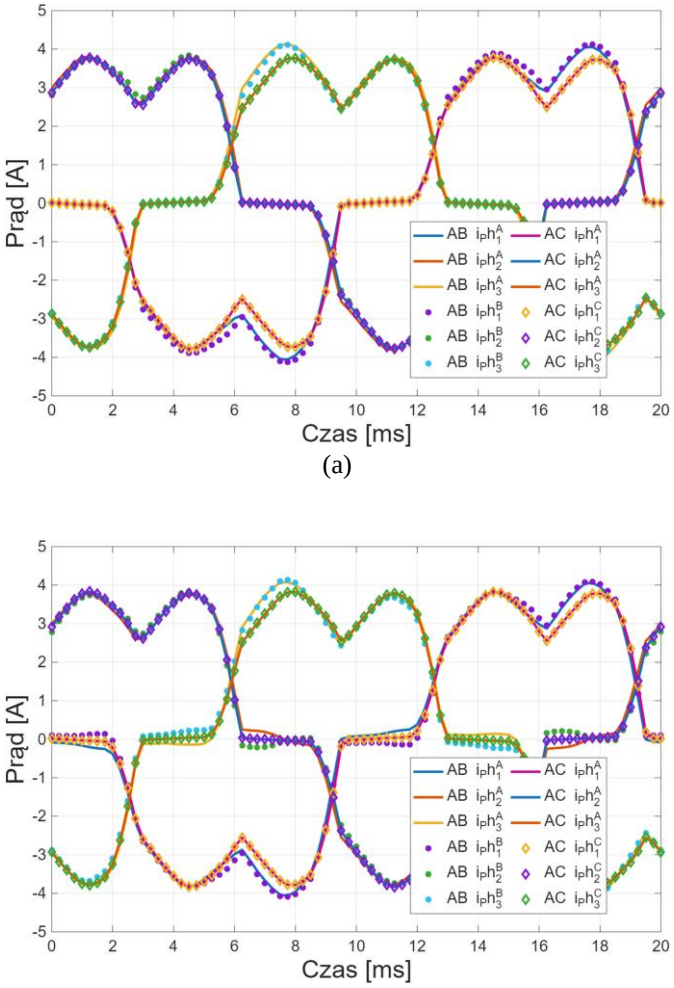


Rys.3. Analizowane konfiguracje DCO oraz przypadki podłączenia odbiornika a) Case 1, b) Case 2

Fig.3. Analyzed DCO configurations and receiver connection cases) Case 1, b) Case 2

III. WYBRANE WYNIKI BADAŃ

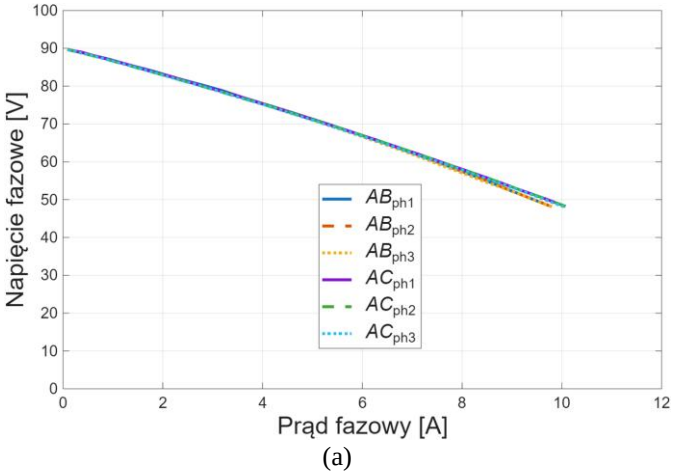
Wybrane przebiegi czasowe prądów dla wariantu II pokazano na rysunku 4a (Case1) oraz 4b (Case 2).

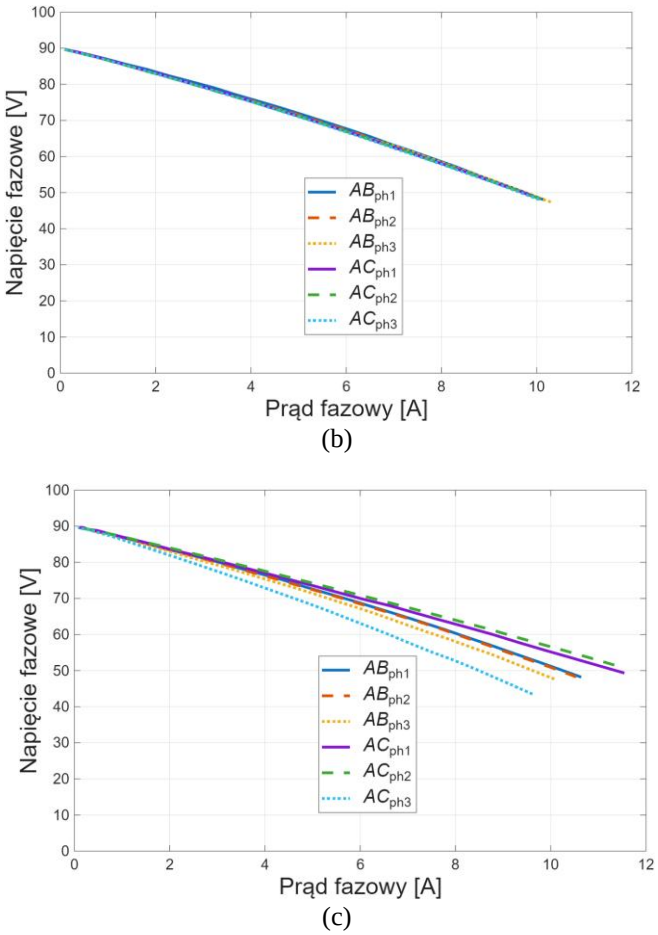


Rys.4. Przebiegi czasowe prądów generatora dla VAR II a) Case 1, b) Case 2

Fig.4. Waveforms of current generator for VAR II a) Case 1, b) Case 2

Charakterystyki zewnętrzne badanych konfiguracji generatora dla Case 2 zostały pokazane na rysunku 5.





Rys.5. Charakterystyki zewnętrzne generatora dla Case 2

a) VAR I, b) VAR II, c) VAR III

Fig.5 external characteristics of the generator for Case 2

a) VAR I, b) VAR II, c) VAR III

IV. PODSUMOWANIE

Sposób rozłożenia uzwojenia, sposób podłączenia odbiornika do generatora ma wpływ na prądy fazowe. Najmniejsze zmiany prądów fazowych zaobserwowano dla konfiguracji DCO AB niezależnie od rodzaju wariantu. W przypadku konfiguracji DCO AC dla wariantu III zaobserwowano istotną dysproporcję pomiędzy prądami fazowymi. Jednocześnie konfiguracja DCO AC WAR II osiąga największą obciążalność.

LITERATURA

[1] E. Levi, F. Barrero, M. J. Duran, "Multiphase machines and drives – Revisited", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, No. 1, pp. 429-432, 2016

[2] Y A. Gepes, O. Lopez, I. Gonzales-Prieto, M. J. Duran, J. Doval-Gandoy, "A Comprehensive Survey on Fault Tolerance in Multiphase AC Drives, Part 1: General Overview Considering Multiple Fault Types", *Machines*, vol. 10, no. 3, 2022

[3] L. Parsa, H. A. Toliyat, "Multi-phase permanent magnet motor drives, *38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference*, 2003

[4] I. Gonzalez-Prieto, M. J. Duran, P. Garcia-Entrambasaguas, M. Bermudez, "Field-Oriented Control of Multiphase Drives With Passive Fault Tolerance", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, No. 9, pp: 7228-7238, 2020

ANALIZA WŁAŚCIWOŚCI SILNIKA SYNCHRONICZNEGO Z MAGNESAMI TRWAŁYMI Z UWZGLĘDNIENIEM PARAMETRÓW WIĄZKI RÓWNOLEGŁEJ

Mariusz Korkosz[1]*, Robert Żywicki[2], Adrian Młot[3]

[1]Politechnika Rzeszowska im. Ignacego Łukasiewicza, Zakład Elektrodynamiki i Systemów Elektromaszynowych
Al. Powstańców Warszawy 12, 35-959 Rzeszów, email: mkosz@prz.edu.pl
[2] F.U.H. Rotors Robert Żywicki
Al. Jana Pawła II 28A, 38-400 Krosno , email: RobertZyw@interia.pl
[3] Politechnika Opolska, Katedra Automatyzacji Napędów i Robotyki
ul. Prószkowska 76 (budynek 4) 45-758 Opole, email: A.Mlot@po.edu.pl

I. WSTĘP

W maszynach elektrycznych gdzie częstotliwość pracy znacznie przekracza 50 Hz należy liczyć się z pojawieniem się strat zwiększające rezystancję AC czyli pozornej rezystancji dla prądu przemiennego w stosunku do rezystancji DC – mamy wtedy do czynienia z dodatkowymi stratami [1-4]. W takich przypadkach wymagane będzie rozważenie zastosowania metod, które skutecznie pozwolą na zminimalizowanie prądów wirowych i ograniczenie wydzialenia się ciepła przez m.in. uzwojenie.. W przypadku uzwojeń wzrost częstotliwości pracy będzie objawiał się wzrostem jego rezystancji z powodu wypychania prądu w kierunku powierzchni zewnętrznej przewodnika [1-4]. Odpowiadają za to dwa zjawiska pasożytnicze: zjawisko naskórkowości (ang, skin effect) i efekt zbliżeniowy (ang. proximity effect). Efekt naskórkowości dość łatwo można ograniczyć poprzez zastosowanie maksymalnej średnicy drutu nawojowego d_{max}:

$$d_{max} < \delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}} = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_0 \mu_r \sigma}} \qquad (1)$$

gdzie: f – częstotliwość pracy, μ - przenikalność magnetyczna, μ_0- przenikalność próżni tj. $4\pi \cdot 10^{-7}$, σ - przewodność.

II. GŁÓWNE STRATY W BEZSZCZOTKOWYM SILNIKU SYNCHRONICZNYM Z MAGNESAMI TRWAŁYMI

Przy rozwiązaniach wymagających małej amplitudy momentu zaczepowego nie stosuje się typowych rozwiązań o małej liczbie slotów stojana i biegunów wirnika. Znacznie zwiększenie szczególnie liczby biegunów wirnika pozwala konstrukcyjnie bardzo istotnie ograniczyć ten problem.

Straty w uzwojeniach można rozdzielić na straty AC i DC (te wynikają głównie z rezystancji przewodnika) będące stratami energii elektrycznej powstające w przewodach podczas przepływu prądu. Straty AC zwykle są znacznie wyższe, ponieważ wynikają nie tylko z rezystancji, ale także z dodatkowych zjawisk związanych ze zmiennym polem magnetycznym, takich jak straty histerezy i prądów wirowych. W związku z powyższym straty w uzwojeniu silnika można zapisać jako:

$$P_{Cu} = P_{DC} + P_{AC} \qquad (2)$$

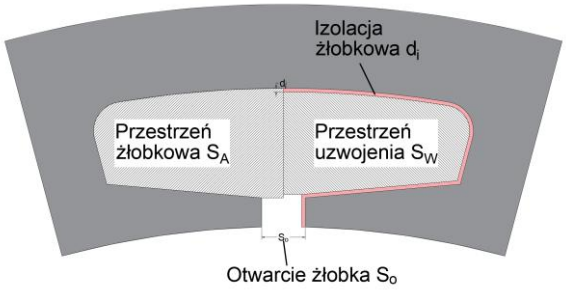
gdzie: P_{DC} – straty podstawowe powiązane z rezystancją R_{DC}, P_{AC} – straty dodatkowe głównie wywołane efektem zbliżeniowym i naskórkowości. Straty dodatkowe P_{AC} reprezentuje rezystancja oznaczana jako R_{AC}.
Straty dodatkowe P_{AC} można zapisać:

$$P_{AC} = P_{AC}^{skin} + P_{AC}^{prox} \qquad (3)$$

gdzie: P_{AC}^{skin} - straty dodatkowe wywołane efektem naskórkowości, P_{AC}^{prox} - straty dodatkowe wywołane efektem zbliżeniowym.

III. MODEL ANALIZOWANEJ KONSTRUKCJI ORAZ WARIANTY WIĄZKI RÓWNOLEGŁEJ

Do analizy zagadnienia wykorzystano konstrukcję niskonapięciowego PMSM przeznaczonego do napędu o regulowanej prędkości obrotowej. Przy projektowaniu takiej konstrukcji istotne jest poprawne zaprojektowanie uzwojenia. Jest to zagadnienie znacznie bardziej wymagające niż w rozwiązaniach wysokonapięciowych. Fragment przestrzeni żłobkowej stojana pokazano na rysunku 1.



Rys.1. Fragment przestrzeni żłobkowej silnika

Fig.1. Part of the motor slot space

Z punktu widzenia projektowania uzwojenia silnika istotne są trzy parametry:

- dostępna przestrzeń żłobkowa S_A,
- dostępna przestrzeń dla uzwojenia S_W,
- otwarcie żłobka S_o.

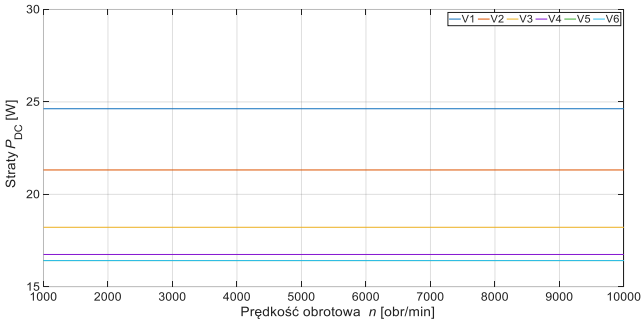
W tabeli 1 zamieszczono analizowane warianty wiązki równoległej PMSM.

TABELA I
ANALIZOWANE WARIANTY WIĄZKI RÓWNOLEGŁEJ

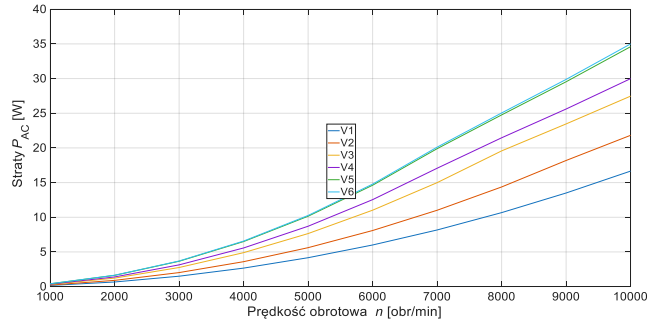
Parametr/wariant	V1	V2	V3	V4	V5	V6
Liczba gałęzi równoległych	2	2	2	2	2	2
Liczba zwojów w żłobku	44	44	44	44	44	44
Liczba drutów w wiązce	36	22	13	7	4	2
Rodzaj drutu AWG	32	29	26	23	20.5	17.5
Współczynnik zapełnienia żłobka	49.1%	54.4%	60.3%	63%	63%	61.3%

III. WYBRANE WYNIKI BADAŃ

Obliczenia numeryczne przeprowadzono przy założeniu zasilania silnika prądem sinusoidalnym o wartości znamionowej oraz zmianie prędkości obrotowej w zakresie od 1000 obr/min do 10000 obr/min. Na rysunku 2 pokazano straty P_{DC} w uzwojeniach silnika natomiast straty P_{AC} na rysunku 3.

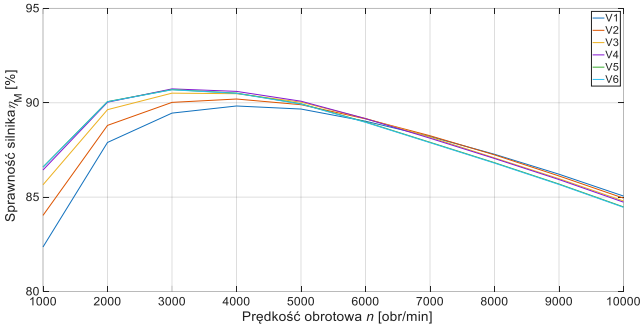


Rys.2. Straty P_{DC} w funkcji prędkości obrotowej dla analizowanych wariantów
Fig.2. P_{DC} losses as a function of rotational speed for the analyzed variants



Rys.3. Straty P_{AC} w funkcji prędkości obrotowej dla analizowanych wariantów
Fig.3. P_{AC} losses as a function of rotational speed for the analyzed variants

Analizując rysunki 2 i 3 można zauważyć, że V1 posiada duże straty P_{DC} i małe straty P_{AC}. W przypadku wariantu V6 jest dokładnie odwrotnie. Sprawność silnika pokazano na rysunku 4.



Rys.4. Sprawność w funkcji prędkości obrotowej dla analizowanych wariantów
Fig.4 Efficiency as a function of rotational speed for the analyzed variants

W tabeli 2 zestawiono wyniki obliczeń numerycznych dla wymaganego punktu pracy silnika z wykorzystaniem modelu sprzężonego (elektromagnetyczno-termicznego).

TABELA II
ANALIZOWANE WARIANTY WIĄZKI RÓWNOLEGŁEJ

Parametr/wariant	V1	V2	V3	V4	V5	V6
Straty P_{dc} [W]	34	28.5	23.6	21.4	20.9	20.9
Straty P_{AC} [W]	2.4	3.6	5	5.6	6.8	6.8
Średnia temperatura uzwojenia [°C]	146	133	123	118	117	117
Średnia temperatura magnesów trwałych [°C]	118	113	109	107	107	107
Sprawność [%]	89.9	90.6	91.3	91.6	91.5	91.6

IV. PODSUMOWANIE

Parametry wiązki równoległej uzwojenia mają wpływ na parametry badanego silnika synchronicznego z magnesami trwałymi. Zwiększanie liczby drutów wiązki równoległej z jednoczesnym zmniejszaniem ich przekroju powoduje zmniejszanie dodatkowej rezystancji uzwojenia wywołanej zjawiskami zbliżeniowymi. Negatywnym aspektem wzrostu liczby drutów wiązki równoległej jest pogarszanie się współczynnika zapełnienie żłobka stojana. Powoduje to wzrost rezystancji stałoprądowej uzwojenia. Redukcja strat zbliżeniowych nie zawsze rekompensuje pogorszenia się współczynnika zapełnienia żłobka stojana. Przy stałej wartości skutecznej prądu fazowego powoduje to wzrost strat w uzwojeniu. W konsekwencji wpływa to na wzrost temperatury w poszczególnych częściach silnika. W badanym przypadku największe temperatury występują uzwojeniach silnika.

LITERATURA

[1] S. Hiroki, S. Takayuki, N. Masahiro, S. Yusuke, E. Shigemi, M. Tsutomu, “Theoretical analysis of AC resistance in coil using magnetoplated wire”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 5, No. 9, pp. 3251-3259, 2009

[2] P. Mellor, R. Wrobel, N. Simpson, “AC Losses in High Frequency Electrical Machine Windings formed from Large Section Conductors”, *ECCE 2014*, Pittsburgh, USA, 14-18 September, 2014

[3] H. Pil-Wan, S. Un-Jae, P. Sarbajit, Ch. Junghwan, “Computationally Efficient Stator AC Winding Loss Analysis Model for Traction Motors Used in High-Speed Railway Electric Multiple Unit”, *IEEE Access*, vol.10, pp. 28725 – 287382022

[4] P. Sarbajit, L. Jae-Gil, H. Pil-Wan, C. Junghwan, L. Xuan-Truong, “Design Consideration of Rectangular Conductors and Slot Wedge for AC Winding Loss Reduction in High Speed Train Traction Motor”, *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 73, no. 11, pp. 16543 – 16556, 2024

DIAGNOSTYKA USZKODZEŃ ŁOŻYSK TOCZNYCH Z WYKORZYSTANIEM MAP KOHONENA W STEROWANIU POLOWO ZORIENTOWANYM SILNIKA PMSM

Mateusz Krzysztofiak*, Maciej Skowron

Politechnika Wrocławska, Katedra Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych
Smoluchowskiego 19, 50-372, Wrocław e-mail: mateusz.krzysztofiak@pwr.edu.pl

I. WSTĘP

Od współczesnych systemów napędowych wymaga się nie tylko wysokiej niezawodności, lecz także możliwości ciągłego monitorowania ich stanu w czasie rzeczywistym [1]. Tylko w ten sposób można zapewnić stabilną i wydajną pracę linii produkcyjnych, szybkie reagowanie na awarie oraz efektywną obsługę techniczną. W konsekwencji coraz większe znaczenie zyskują systemy diagnostyczne, szczególnie gdy mowa o silnikach elektrycznych, które stanowią kluczowy element nowoczesnych układów napędowych.

Jednym z kluczowych obszarów diagnostyki jest wykrywanie uszkodzeń łożysk tocznych, odpowiadających za około 41% wszystkich awarii w systemach napędowych [2]. Współczesne metody diagnostyczne łączą analizę sygnałów z technikami sztucznej inteligencji, z których jedną z podstawowych struktur są klasyfikatory Kohonena (Self-Organizing Maps, SOM) [3],[4]. Integracja tych metod umożliwia automatyczne wykrywanie i klasyfikację uszkodzeń, pozawala co znacząco podnosi niezawodność oraz bezpieczeństwo pracy układów napędowych.

Sieci Kohonena działają w trybie uczenia bez nauczyciela, grupując podobne obiekty na podstawie podobieństwa ich cech. Pozwalają one na rzutowanie danych do przestrzeni o mniejszej liczbie wymiarów, co ułatwia ich interpretację oraz identyfikację naturalnych skupisk i przypadków odstających w zbiorze danych. W diagnostyce technicznej mapy Kohonena znajdują szerokie zastosowanie w klasyfikacji stanów obiektów, wykrywaniu uszkodzeń oraz analizie zmian w procesach dynamicznych. Dzięki prostemu opisowi matematycznemu i szybkiemu procesowi uczenia mogą być efektywnie stosowane zarówno w badaniach laboratoryjnych, jak i w analizie danych rzeczywistych.

II. RODZAJE USZKODZEŃ ŁOŻYSK TOCZNYCH I ICH CHARAKTERYSTYKA

Uszkodzenia łożysk tocznych można podzielić na cztery główne kategorie, z których każda generuje charakterystyczne wzorce drgań. Każde z tych uszkodzeń prowadzi do powstawania specyficznych zjawisk mechanicznych, które można zidentyfikować na podstawie analizy sygnałów W zależności od lokalizacji i charakteru defektu, objawy mogą się różnić intensywnością, częstotliwością występowania oraz wpływem na dynamikę całego układu. Dla każdego rodzaju uszkodzenia można wyznaczyć charakterystyczne częstotliwości defektów, które są ściśle powiązane z geometrią łożyska i prędkością obrotową wału. Analiza tych częstotliwości oraz odpowiadających im symptomów stanowi fundament klasycznej diagnostyki silników, a poszukiwane symptomy można odnaleźć w publikacji [1].

Charakterystyczne częstotliwości uszkodzeń łożysk oblicza się na podstawie ich parametrów geometrycznych oraz prędkości obrotowej wału. Znając dane techniczne łożyska, można precyzyjnie wyznaczyć częstotliwości odpowiadające defektom poszczególnych elementów, a następnie określić ich lokalizację w widmie drgań.

$$f_{uszk} = |k \cdot f_u \pm l \cdot f_r|, \tag{1}$$

gdzie:
f_u – częstotliwość uszkodzenia elementu,
k = 1, 2, 3 … – krotność częstotliwości uszkodzenia łożyska,
l = 0, 1, 2 … – krotność częstotliwości rotacyjnej.

Analiza widmowa sygnałów drgań pozwala na wczesne wykrycie lokalnych defektów i zapobiega rozwojowi poważniejszych awarii. Zaniedbanie wczesnych symptomów może prowadzić do rozprzestrzenienia się uszkodzeń na kolejne elementy łożyska, co utrudnia jednoznaczną identyfikację źródła problemu. Dodatkowo, nakładanie się subharmonicznych częstotliwości charakterystycznych dla różnych elementów może komplikować interpretację wyników.

III. STANOWISKO I SYGNAŁY DIAGNOSTYCZNE

Stanowisko badawcze wykorzystane podczas badań umożliwia diagnostykę silników PMSM, ze szczególnym uwzględnieniem uszkodzeń łożysk tocznych. Przeprowadzono na nim serię eksperymentów dla łożysk w różnych stanach: bez uszkodzeń oraz z defektami bieżni wewnętrznej, zewnętrznej i elementów tocznych. Układ pozwala na symulację różnych warunków eksploatacyjnych, co umożliwia dokładną ocenę wpływu defektów na charakterystykę sygnałów diagnostycznych. Głównym elementem stanowiska jest silnik badany Lenze 14H15, sprzężony sztywnym sprzęgłem z silnikiem obciążającym Lenze 14H32. Zasilanie i sterowanie prędkością zapewnia falownik TWERD z interfejsem światłowodowym. Akwizycję danych realizują komputery przemysłowe PXIe-1082 (pomiarowy) i PXIe-1071 (sterujący), umożliwiające synchroniczny zapis wielokanałowych sygnałów o wysokiej rozdzielczości.

Do rejestracji sygnałów w badaniach wykorzystano akcelerometr trójosiowy DeltaTron® Type 4506 (pomiar drgań) oraz cewki pomiarowe do pomiaru składowych strumienia magnetycznego w kierunkach osiowym i radialnym. Podczas badań zmieniano nastawy regulatora, wykorzystując zależności zaprezentowane w publikacji [5]. Reprezentacja regulatora opierała się na modelu członu inercyjnego pierwszego rzędu. Taki model regulatora pozwala na dobranie parametrów zapewniających, że każdy z torów regulacji prądowych zachowuje się analogicznie do układu o właściwościach filtru dolnoprzepustowego pierwszego rzędu.

Zgromadzone dane stanowią podstawę analizy diagnostycznej, umożliwiając ocenę wpływu uszkodzeń łożysk na parametry drganiowe, akustyczne i elektryczne silnika PMSM.

IV. WYNIKI BADAŃ

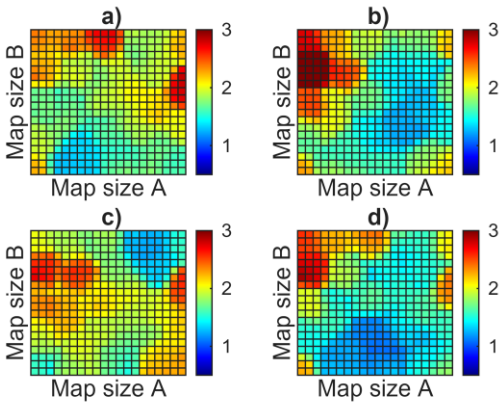
Podczas badań wykorzystano strukturę mapy o wymiarach 20×20 i prostokątnej topologii. Wejściowy wektor SOM zawierał znormalizowane amplitudy w zakresie 0–1 dla aktualnych składowych widma dla sygnałów drgań mechanicznych oraz strumienia magnetycznego. Proces uczenia przeprowadzono na podstawie 144 próbek treningowych obejmujących cztery kategorie niezbędne do detekcji: stan bezusterkowy, uszkodzenie bieżni wewnętrznej, uszkodzenie bieżni zewnętrznej oraz uszkodzenie elementu tocznego. Ponadto wektor treningowy zawierał próbki dla różnych wartości momentu obciążenia od minimalnej wartości momentu do wartości znamionowej z krokiem co 20 % oraz zmianę częstotliwości napięcia zasilającego w zakresie od 50 Hz do 100 Hz. Proces uczenia SOM został przeprowadzony przez 2000 epok nauki i rozpoczął się od przypisania losowych wartości początkowych współczynnikom wagowym. Promień sąsiedztwa używanego podczas procesu uczenia był stopniowo zmniejszany z wartości początkowej równej 20. Proces dostosowywania wag neuronów zgodnie z metodą uczenia „zwycięzca bierze wszystko” (WTM) dla początkowego współczynnika uczenia równego 0.7.

Po zakończeniu procesu uczenia, wektor uzyskanych współczynników wagowych SOM jest wykorzystywany w procesie weryfikacji. W tym przypadku wykorzystano wyłącznie symptomy pochodzące z pomiarów rzeczywistego obiektu dla innych nastaw regulatora prądu w osiach d i q . Skala kolorów obszaru mapy, widoczne na Rys. 1-2, odpowiadają uśrednionym wartościom miary odległości euklidesowej dla całego zakresu wektorów wejściowych. Dzięki temu uzyskano graficzną interpretację obszarów aktywnych mapy, czyli miejsc, w których aktywują się neurony należące do odpowiedniej klasy.

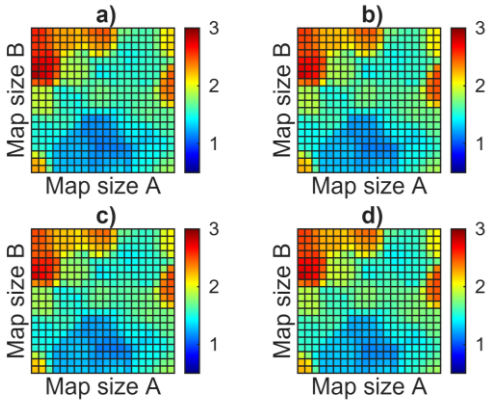
V. WNIOSKI

W niniejszej pracy przedstawiono zastosowanie SOM do monitorowania usterek łożysk w systemie sterowania silnikiem PMSM o zamkniętej strukturze. Metoda ta umożliwia przetwarzanie dużych zbiorów danych liczbowych oraz ich intuicyjną wizualizację, co pozwala śledzić trajektorię rozwoju uszkodzenia i ułatwia jego klasyfikację. W analizie wykazano również wpływ struktury sterowania, w tym nastaw regulatorów prądu, na aktywację poszczególnych sektorów mapy.

Zastosowanie SOM stanowi podejście oparte na danych, niewymagające definiowania modelu błędów. Sieć ta efektywnie odwzorowuje nieliniowe zależności między wieloma parametrami układu, a dzięki wykorzystaniu historii pomiarów umożliwia modelowanie sekwencji stanów i przewidywanie przyszłych zmian w pracy systemu.



Rys. 1 Uśredniona wartość miar odległości uzyskana dla danych uczących: (a) nieuszkodzony, (b) uszkodzony element toczny, (c) uszkodzona bieżnia wewnętrzna (d) uszkodzona bieżnia zewnętrzna: ω_c= 700 M_o = var (0−M_N co 0,2 M_N), f_s = var (50–100 Hz co 10 Hz).



Rys. 2 Uśredniona wartość miar odległości uzyskana dla danych testowych: (a) nieuszkodzony, (b) uszkodzony element toczny, (c) uszkodzona bieżnia wewnętrzna (d) uszkodzona bieżnia zewnętrzna: ω_c= 1300 M_o = var (0−M_N co 0,2 M_N), f_s = var (50–100 Hz co 10 Hz).

Badania sfinansowane przez Narodowe Centrum Nauki w ramach grantu o numerze 2023/49/N/ST7/01067.

LITERATURA

[1] Y. Ran, X. Zhou, P. Lin,Y. Wen, R. Deng, A Survey of predictive maintenance: systems, purposes and approaches. *IEEE Commun Surveys Tutorials* 2019. https://arxiv.org/abs/1912.07383v1.

[2] T. Orlowska-Kowalska, M. Wolkiewicz, P. Pietrzak, M. Skowron, P. Ewert, G. Tarchala, M. Krzysztofiak, , C. T. Kowalski „Fault diagnosis and fault-tolerant control of PMSM drives–state of the art and future challenges”. *IEEE Access*, vol. 10, pp. 59979-60024, 2022.

[3] M. Skowron, M. Krzysztofiak, T. Orlowska-Kowalska. "Effectiveness of neural fault detectors of permanent magnet synchronous motor trained with symptoms from field-circuit modeling." *IEEE Access* vol. 10, pp. 104598-104611, 2022.

[4] F. Zhong, T. Shi, T. He, “Fault diagnosis of motor bearing using self-organizing maps”, *in Proc. 2005 International Conference on Electrical Machines and Systems*, Vol. 3, pp. 2411-2414,. Sep. 2005.

[5] G. Tarchała, M. Krzysztofiak, „Wpływ pasma przenoszenia układu regulacji prądu na generację symptomów zwarć zwojowych silnika PMSM,” *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 99, no. 4, 2023.

Computational Electromagnetics and the Search for Optimal Reconfigurable Motors

Elektromagnetyzm obliczeniowy i poszukiwanie optymalnych konstrukcji silników rekonfigurowalnych

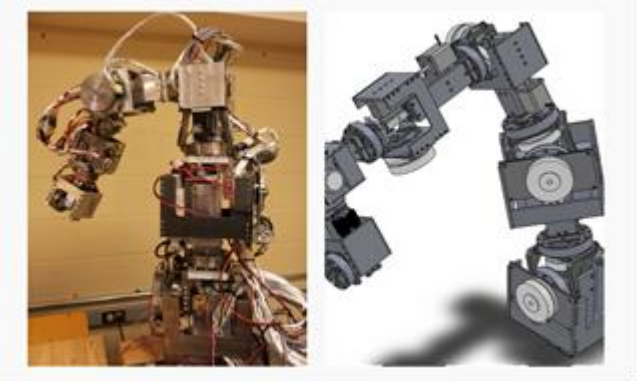
Paolo Di Barba, Sławomir Wiak*

University of Pavia , Department of Electrical Computer and Biomedical Engineering, 27100 Pavia, Italy, e-mail: paolo.dibarba@unipv.it
Politechnika Łódzka, Instytut Mechatroniki i Systemów Informatycznych, Stefanowskiego 18/22, 90-924 Łódź, e-mail: slawomir.wiak@p.lodz.pl

I. RECONFIGURABLE DEVICES AND NEW CHALLENGES IN DESIGN

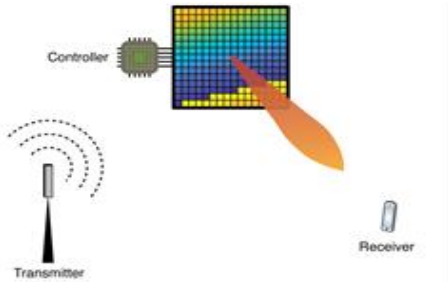
Three broad classes of reconfigurable devices could be categorized:

- mechanically reconfigurable, when the device shape changes during its operation (controllable shape morphing, e.g. joint actuators in robotic systems);
- electrically reconfigurable (e.g. surface metamaterials for millimetric waves, capable of modifying their radiation properties in a controlled and reversible manner);
- magnetically reconfigurable (e.g. altering material properties of permanent magnet machines).



https://jp.mathworks.com/company/user_stories/reconfigurable-robot-enables-university-of-toronto-students-to-study-realistic-industrial-robots.html

Reconfigurable meta-surfaces



https://ma-mo.ellintech.se/2020/06/08/reconfigurable-intelligent-surfaces-the-resurrection-of-relaying/

Magnetics

- An emerging field of research
- 'Reconfigurability' could enhance the search for an optimal design.

In a device design process, 'reconfigurability' could well be interpreted e.g. as:

- altering the magnetic properties of active materials
- varying the electrical supply of the device.

New challenges in design:

✓ **(**Suppose that various configurations of a device are indexed by a variable parameter)

✓ The key question is: since most design problem are multiobjective in their essence, is there a way to identify a locus of best trade-off solutions against the parameter ?

✓ And, if yes, is there a chance to identify a unique solution for a certain class of problems ?

✓ Accordingly, does it sound feasible to extend multi-objective optimisation theory on purpose ?

✓ **The case of reconfigurable motors is here considered.**

✓

II. PARETO META-FRONT: AN ORIGINAL INTERPRETATION OF OPTIMALITY

2D minimisation problem

$$\left(f_1(x,\lambda), f_2(x,\lambda)\right),\ x \in \Omega,\ \lambda \in \Lambda$$

with Λ a parameter space and Ω feasible design region.

By varying the parameter, a family of fronts is originated by solving the two-objective minimisation problem.

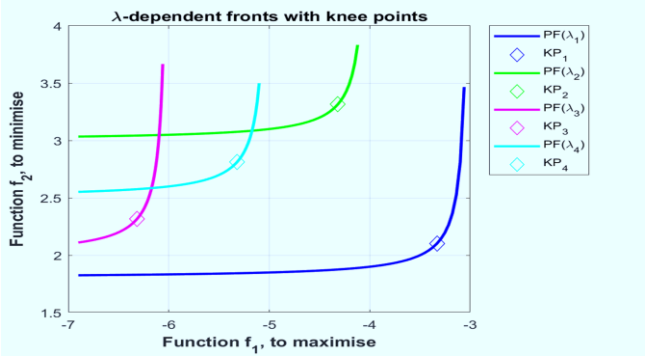
A **meta-front** can then be defined e.g. as follows: the λ driven sequence of Pareto-optimal points:

$$\tilde{f}_\lambda = \left(\tilde{f}_1, \tilde{f}_2\right),\ \lambda \in \Omega$$

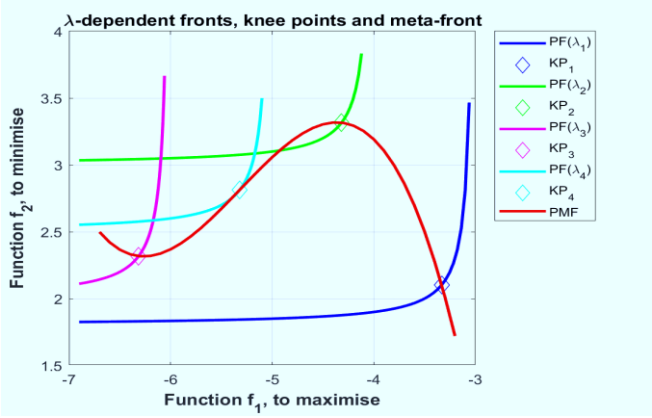
such that the distance from the Utopia point U_λ is minimum.

Practical significance

In reconfigurable devices, the Pareto meta-front describes the variation of the best combinations of two conflicting design criteria against the variable parameter λ.



Knee points are the maximum curvature points

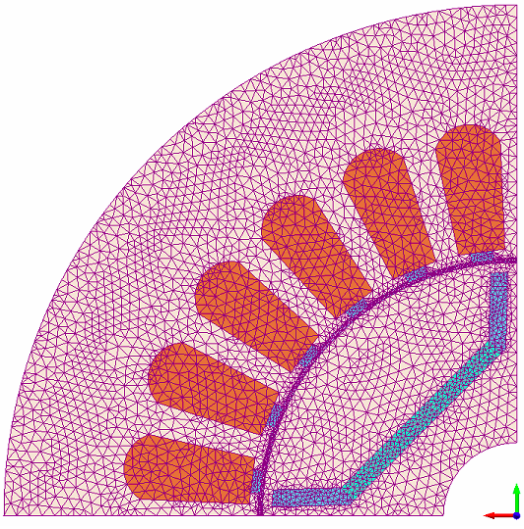


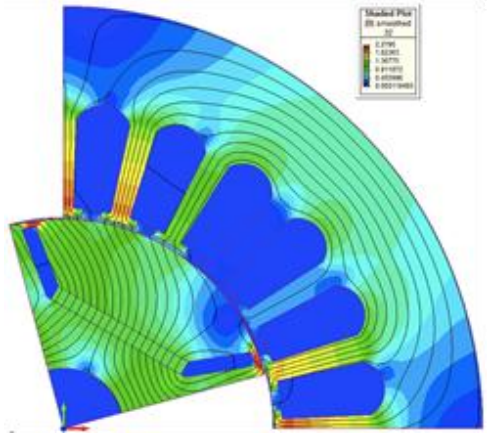
Pareto meta-front: the locus of maximum curvature points

Permanent magnet motor optimal design

3-phase, 4-pole / 24-slot, single-barrier IPM motor:
Laboratory scale prototype
Rated power: 500 W, Core: laminated steel M19
Permanent magnet: NdFeB, 8 coils per phase
140 turns per coil, 3 A RMS per turn
External diameter: 112 mm.

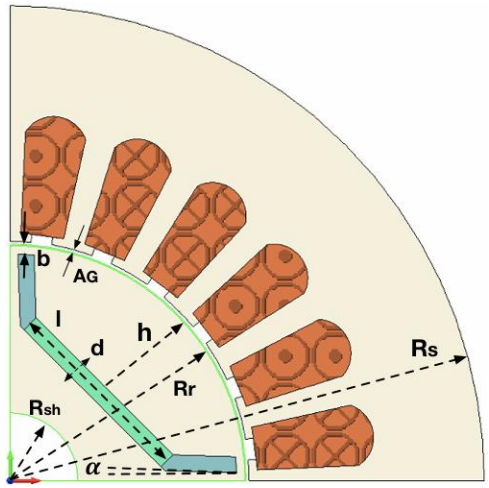
2D Finite Element Model (mesh adaption, periodic boundary conditions, static solver)





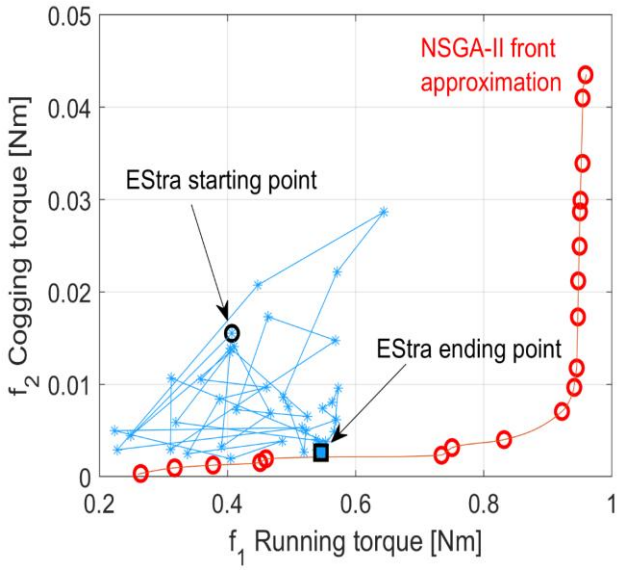
Design variables:

5D design vector g = (d, l, b, h, α)

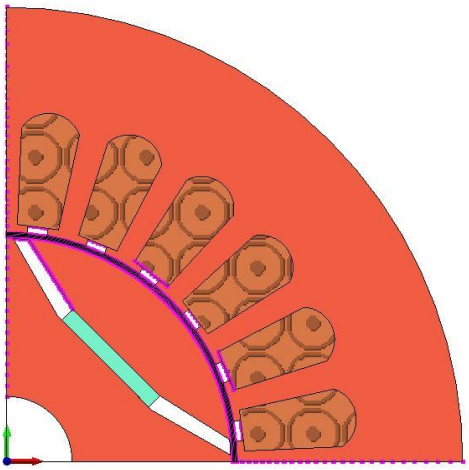


	d (mm)	l (mm)	b (mm)	h (mm)	α (deg)
lower	1	10	0.5	8	1
upper	3	22	2	12	5

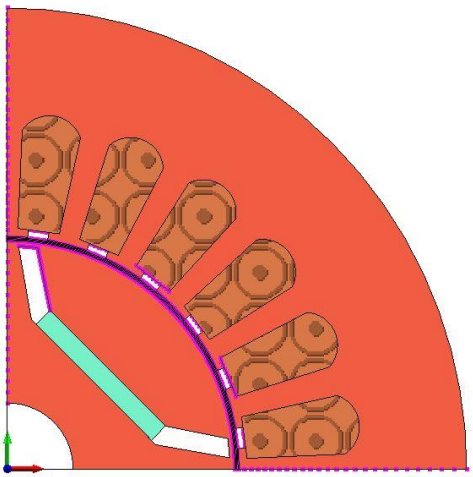
NSGA - Nondominated Sorting Genetic Algorithm



Prescribing the magnet material: single Pareto front

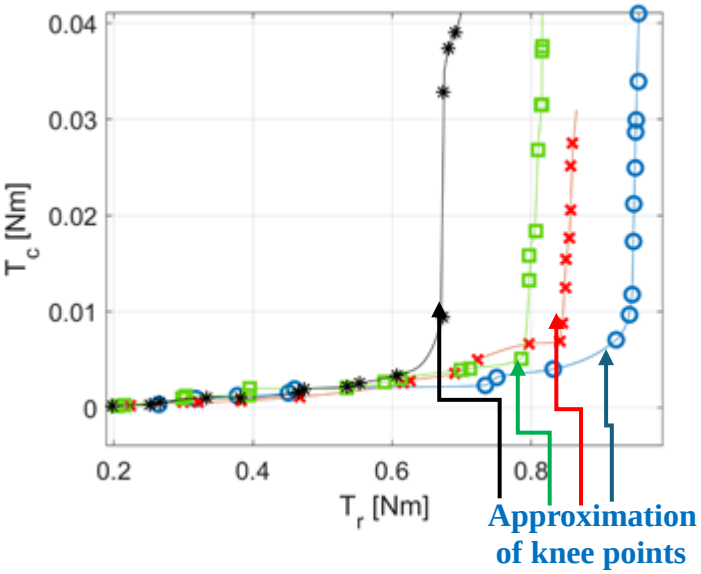


Starting point geometry



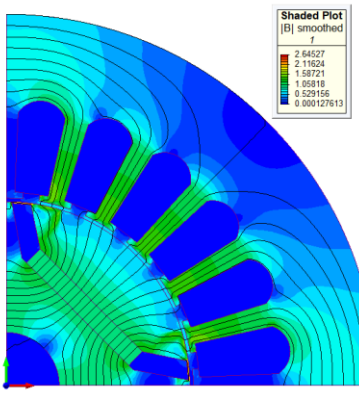
Ending point geometry

Varying the supply frequency: multiple Pareto fronts

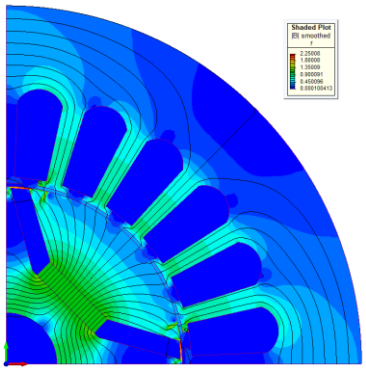


Varying the magnet material: knee-point solutions

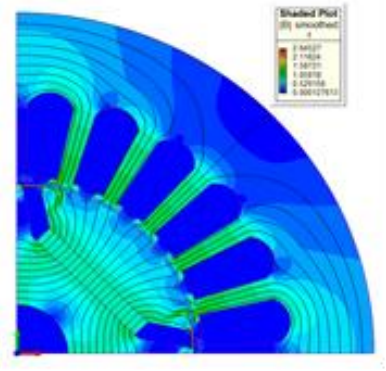
NdFeB, PM10, SmCo, PM08



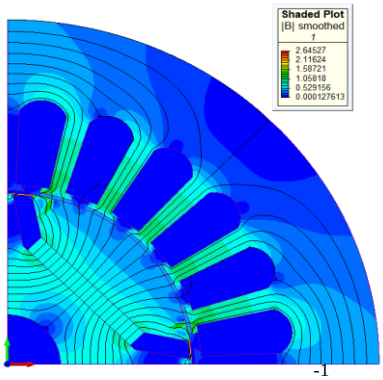
NdFeB, H_c=-828 kAm^{-1}, μ_r=1.1



PM10, H_c=-796 kAm^{-1} μ_r=1



SmCo, H_c = -73 2 kAm^{-1} μ_r=1.03



PM08, H_c = -637 kAm^{-1} μ_r=1

Knee point solutions

Material	d (mm)	l (mm)	b (mm)	h (mm)	α (deg)	f_1 T_r (Nm)	f_2 T_c (mNm)
NdFeB	2.99	21.6	0.5	9.85	1.60	0.922	7.06
PM10	2.92	22.0	0.5	9.51	1.81	0.841	6.91
SmCo	2.81	21.9	0.503	8.23	1.90	0.786	5.10
PM08	3.00	22.0	0.513	11.8	1.86	0.660	7.78

Material	Average point		Knee point	
	f_1 T_r (Nm)	f_2 T_c (mNm)	f_1 T_r (Nm)	f_2 T_c (mNm)
NdFeB	0.929	11.7	0.922	7.06
PM10	0.834	6.53	0.841	6.91
SmCo	0.789	5.81	0.786	5.10
PM08	0.677	4.20	0.660	7.78

Average of knee-point design variables
d = 2.92 mm
l = 21.9 mm
b = 0.503 mm
h = 9.83 mm
α = 1.79 deg
evaluated for various materials

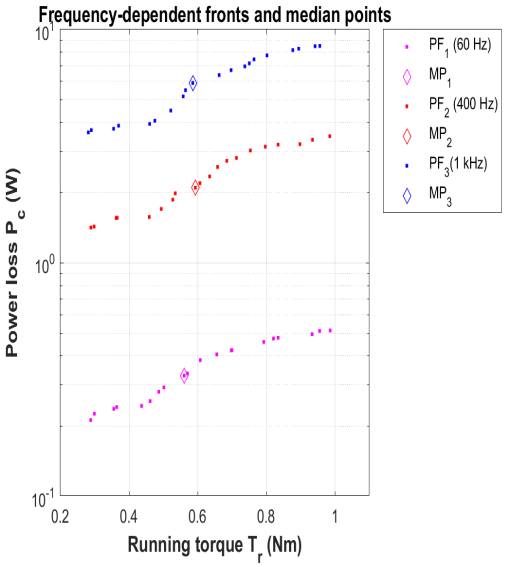
Remarks

- **Do the knee points of the various fronts in the objective space correspond to a unique geometry in the design space ?**
- **If yes, for the considered class of problems the meta-front would identify the same optimal geometry across several PM materials**
- **How to deal with problems with Pareto fronts not exhibiting a knee point ?**

Case study revisitation

- **Now, for the same class of IPM motors, let the magnet material be assigned, and consider the effect of variable supply frequency on running torque and power loss.**

Varying the supply frequency: multiple Pareto fronts



LITERATURE

[1] Di Barba P., Mognaschi M.E., Savini A., and Wiak S., Island Biogeography as a Paradigm for MEMS Optimal Design, International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics, 2016, 51,

[2] Paolo Di Barba, Maria Evelina Mognaschi, David Alister Lowther, and Sławomir Wiak, "Field-based optimal-design of an electric motor: a new sensitivity formulation", Open Phys. 2017; 15:924–928,

[3] L Petkovska, G. V. Cvetkovski, "Investigation of shaded pole stator topology for low power AC motors design. Compel, vol. 43, Issue 3, 2024.

PORÓWNANIE SPRAWNOŚCI MASZYN SYNCHRONICZNYCH PRACUJĄCYCH PRZY RÓŻNYCH WSPÓŁCZYNNIKACH MOCY

Jakub Bernatt, Jing-Jou Tang*,

Instytut Techniki Górniczej KOMAG, ul Pszczyńska 37, 44-101 Gliwice, e-mail: jbernatt@komag.eu

*Southern Taiwan University of Science and Technology, No. 1號, Nantai St, Yongkang District, Tainan City, Tajwan 71005 e-mail: tjj@stust.edu.tw

I. WSTĘP

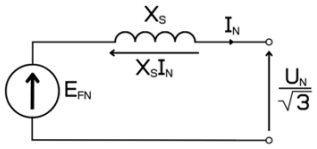
Najczęściej podejmując działania w kierunku oszczędności energii w maszynach i systemach napędowych w pierwszych chwilach zwraca się uwagę na dostosowanie prędkości obrotowej napędu do bieżącego zapotrzebowania (np. pompy, wentylatory, przenośniki itp.) lub instaluje się tzw. silniki wysokosprawne. Jednakże oszczędność energii to również ograniczenie strat mocy w urządzeniach wytwarzających i przesyłających energię elektryczną. Minimalne straty mocy elektrycznej uzyskuje się jeśli wytwarza się i przesyła tylko moc czynną, tzn. przy $\cos\varphi = 1$. Wytwarzanie i przesyłanie mocy czynnej i biernej, przy $\cos\varphi < 1$, jest związane z dodatkowymi stratami mocy. Straty mocy stosunkowo prosto jest wyliczyć w sieci przesyłowej i transformatorach, natomiast trudniej je wyliczyć w prądnicach i silnikach synchronicznych. W pracującej maszynie synchronicznej występują cztery rodzaje strat mocy: ΔP_m –mechaniczne i wentylacyjne, ΔP_{Fe} – w obwodzie magnetycznym, ΔP_f – w uzwojeniu wzbudzenia i ΔP_{Cu1} – w uzwojeniu twornika. Straty mocy ΔP_m i ΔP_{Fe} są to straty biegu jałowego i w bardzo małym stopniu zależą od generacji mocy, założono więc, że straty te są stałe. Analizie poddane zostaną straty mocy obciążeniowe ΔP_f i ΔP_{Cu1}.

II. WYKRES PRZESTRZENNO-CZASOWY MASZYNY SYNCHRONICZNEJ

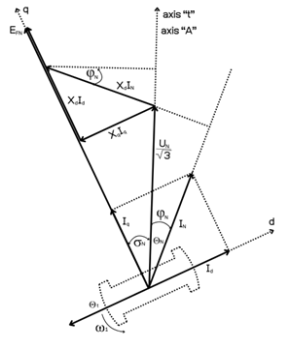
Rozpatrując pracę maszyny synchronicznej należy podać U, I, I_f, n, T lub parametry pochodne np.: U, P, I_f, n, $\cos\varphi$ z których można obliczyć te parametry. Wymienione parametry pracy są reprezentowane na wykresie przestrzenno-czasowym, który jest modelem geometrycznym maszyny synchronicznej o liczbie par biegunów $p = 1$ – rys. 1.

Wykres przestrzenny reprezentuje oś wybranej fazy uzwojenia twornika „A”. Wykres czasowy reprezentuje oś „t" czasu. Na wykresie przestrzenno-czasowym osie „t" i „A” pokrywają się i są nieruchome. Wskazy napięć E_f, U. $X_q I_q$, $X_d I_d$ i prądu I oraz wektory siły magnetomotorycznej wzbudzenia θ_f i twornika θ leżą na płaszczyźnie wirnika i wirują z prędkością kątową ω_1 względem osi „t” i „A”. Osie wirnika: wzdłużna „d” i poprzeczna „q” wirują. Wektor θ_f leży na osi „d”. Wskaz napięcia E_f leży na osi „q”. Wektor smm twornika θ pokrywa się ze wskazem prądu I.

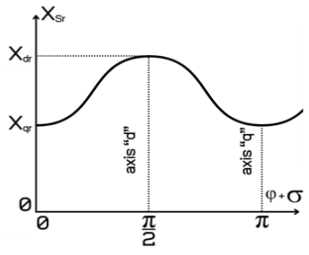
Reaktancja synchroniczna X_s (rys. 1a) jest funkcją kąta $(\varphi + \vartheta)$. Na rys. 1c przedstawiono wykres reaktancji X_{sr} względnej. Reaktancja X_{sr} uzyskuje wartość maksymalną gdy smm θ jest w osi „d”, tzn. wskaz prądu pokrywa się z osią „d”, wówczas $X_{sr} = X_{dr}$



a)



b)



c)

Rys. 1. Ilustracja pracy prądnicy synchronicznej: a) schemat zastępczy jednofazowy przy założeniu rezystancji uzwojenia twornika $R = 0$, b) wykres wskazowy napięć i prądu dla znamionowych warunków pracy i c) wykres reaktancji synchronicznej względnej X_{sr} w funkcji kąta $(\varphi + \vartheta)$

III. ALGORYTM OBLICZANIA OBCIĄŻENIOWYCH STRAT MOCY

Straty mocy w uzwojeniu stojana ΔP_{Cu}:

$$\Delta P_{Cu1} = \Delta P_{CuN}(\cos\varphi_N)^2 \qquad (1)$$

Straty mocy w uzwojeniu wzbudzenia ΔP_f

$$\Delta P_{f1} = \Delta P_{fN}\left(\frac{E_{f1}}{E_{fN}}\right)^2 \quad (2)$$

$$E_{f1} = \frac{U_N}{\sqrt{3}}\cos\vartheta_1 + X_d I_d \quad (3)$$

$$\vartheta_N = \text{arc tg}\frac{X_{qr}\cos\varphi_N}{1+X_{qr}\sin\varphi_N} \quad (4)$$

$$\Delta P_{f1} = \Delta P_{fN}\left(\frac{\cos\vartheta_1 + X_{dr}\sin\vartheta_1\cos\varphi_N}{\cos\vartheta_N + X_{dr}\sin(\varphi_N+\vartheta_N)}\right)^2 \quad (5)$$

IV. PRZYKŁADY OBLICZENIA STRAT MOCY W MASZYNACH

Obliczono o ile zmniejszą się straty mocy w uzwojeniach stojana ΔP_{Cu1} i wzbudzenia ΔP_{f1} maszyn synchronicznych pracujących przy $\cos\varphi = 1$ i obciążeniu znamionową mocą czynną P_N w stosunku do strat mocy ΔP_{CuN} i ΔP_{fN} w znamionowych warunkach pracy, to jest przy P_N i $\cos\varphi_N$. Obliczenia przeprowadzono dla sześciu maszyn synchronicznych

TABELA I
DANE ZNAMIONOWE SZEŚCIU MASZYN SYNCHRONICZNYCH (MOC W KW OZNACZA SILNIK, MOC W KVA OZNACZA GENERATOR)

-	S_N/P_N	U_N [kV]	I_N [A]	$\cos\varphi_N$ [-]	f_N [Hz]	n_N [rpm]	U_{fN} [V]	I_{fN} [A]
1	496 kW	10	35,8	0,8	50	375	75	50
2	1200 kVA	10,5	66	0,7	50	375	120	105
3	2100 kVA	10,5	115	0,7	50	300	120	170
4	2900 kVA	10,5	150	0,75	50	300	120	210
5	7400 kW	6	814	0,9	50	1500	n/a	335
6	270.6 MVA	15.75	9919	0,85	50	3000	n/a	2551

TABELA II
WYNIKI OBLICZEŃ STRAT MOCY

Moc znamionowa			$\cos\varphi_N$	$\sin\varphi_N$	Stosunek strat mocy	
S_N	P_N	$Q_{N\,ind}$			$\frac{\Delta P_{Cu1}}{\Delta P_{CuN}}$	$\frac{\Delta P_f}{\Delta P_{fN}}$
[MVA]	[MW]	[Mvar]				
0,496	0,3968	0,2973	0,8	0,6	0,64	0,49
1,2	0,84	0,857	0,7	0,714	0,49	0,42
2,1	1,47	1,5	0,7	0,714	0,49	0,42
2,9	2,175	1,92	0,75	0,661	0,56	0,46
8,459	7,61	3,69	0,9	0,436	0,81	0,56
270,6	230	142,5	0,85	0,527	0,72	0,53

V. KOSZT ROZPRASZANEJ ENERGII

Maszyny synchroniczne pracujące przy współczynniku mocy $\cos\varphi_{\text{ind}} < 1$ generują do sieci elektroenergetycznej moc bierną indukcyjną. Moc bierna indukcyjna zwiększa straty mocy w uzwojeniu twornika i uzwojeniu wzbudzenia, a tym samym obniża sprawność maszyny.

Założono, że maszyna pracuje z mocą czynną znamionową P_N. Energia strat mocy w czasie t_0 przy $\cos\varphi = 1$

$$\Delta W_{1\ \cos\varphi=1} = \left(\Delta P_{Cu1} + \Delta P_{f1}\right)t_0 \quad (6)$$

i przy $\cos\varphi_N$

$$\Delta W_{\text{N}\ \cos\varphi_{ind}<1} = \left(\Delta P_{CuN} + \Delta P_{fN}\right)t_0 \quad (7)$$

Przy dowolnie innym obciążeniu mocą P przy $\cos\varphi = 1$

$$\Delta W_{\cos\varphi=1} \approx \left(\Delta P_{Cu1}\frac{\Delta P_{Cu1}}{\Delta P_{CuN}} + \Delta P_f\frac{\Delta P_{f1}}{\Delta P_N}\right)\int_0^{t_0}\left(\frac{P}{P_N}\right)^2 \mathrm{d}t \quad (9)$$

i przy $\cos\varphi_{ind} = \cos\varphi_N$

$$\Delta W_{\cos\varphi_{ind}<1} \approx \left(\Delta P_{CuN} + \Delta P_{fN}\right)\int_0^{t_0}\left(\frac{S}{S_N}\right)^2 \mathrm{d}t \quad (10)$$

Straty mocy w uzwojeniu twornika i uzwojeniu wzbudzenia zależą w różnym procencie od generacji mocy biernej, widoczne to jest w tabeli 1 i ta zależność jest nieliniowa stąd w powyższych równaniach jest znak przybliżony.

Na przykład dla generatora o mocy znamionowej $S_N = 270{,}6$ MVA, $\cos\varphi_N = 0{,}85$ straty mocy w znamionowych warunkach pracy wynoszą $\Delta P_{CuN} = 1{,}7$ MW, $\Delta P_{fN} = 0{,}9$ MW.

Ponieważ obecnie nie tylko generatory w elektrowniach są źródłami mocy biernej, więc można założyć pracę z mocą czynną znamionową $P_N = 230$ MW przy $\cos\varphi = 1$. Wtedy to straty mocy wynosiłyby

$$\Delta P_{Cu} + \Delta P_f \approx 0{,}72 \cdot \Delta P_{CuN} + 0{,}53 \cdot \Delta P_{fN} = 0{,}72 \cdot 1{,}7 + 0{,}53 \cdot 0{,}9 = 1{,}701$$

MW

Oszczędność energii w czasie jednego roku wynosi

$$\Delta W = (2{,}7 - 1{,}701) \cdot 24 \cdot 365 = 8751 \text{ MWh}$$

Zaoszczędzona energia elektryczna w generatorze może stanowić dodatkowy przychód elektrowni, lub w przypadku ograniczenia volumenu sprzedaży może pozwolić na ograniczenie kosztów wytwarzania energii. Zakładając, że za 1MWh energii elektrownia uzyskuje przychody średnio w wysokości 600 zł, to z tytułu ograniczenia strat w generatorze otrzymuje się kwotę 5.250.600 tys. zł. Są to znaczące kwoty dla elektrowni

LITERATURA

[1] Bianchi N., Alberti L., Bottesi O.: Energy efficiency improvement adopting synchronous motors. COMPEL (2015) 34 (1): 76–91

[2] Parrish J., Moll S., Schaefer R. C.: Synchronous versus induction motors: plant efficiency benefits resulting from the use of synchronous motors. IEEE Industry Applications Magazine 2006 pp. 61-70

[3] Glinka T.: Maszyny elektryczne i transformatory. Wydawnictwo PWN, 2018, ISBN 978- 83-01-20115-9.

[4] Glinka T.: Dynamika silnika synchronicznego po wyłączeniu i

[5] Przybysz J.: Hydrogeneratory diagnostyka i naprawy. Wydawnictwo: Instytut Energetyki, Warszawa 2019. ISBN 978-83-63226-18-3.

[6] Ramowa instrukcja eksploatacji generatorów synchronicznych. Energopomiar-Elektryka. Gliwice 2009. ISBN 978-83-916040-3-8.

[7] A. Binder, "Potentials for energy saving with modern drive technology — a survey," *2008 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, Ischia, Italy, 2008, pp. 90-95, doi: 10.1109/SPEEDHAM.2008.4581313.

TRANSFORMATORY ENERGOELEKTRONICZNE I WIRTUALNA BEZWŁADNOŚĆ PRZEKSZTAŁTNIKÓW AC/DC W SYSTEMACH OZE FUNKCJE I ZASTOSOWANIA

Wojciech Jarzyna, Dariusz Zieliński, Maciej Rudawski, Ernest Przychodzki *

Politechnika Lubelska, Katedra Napędów i Maszyn Elektrycznych
ul. Nadbystrzycka 38A, 20-618 Lublin, e-mail: w.jarzyna@pollub.pl, d.zielinski@pollub.pl, m.rudawski@pollub.pl,

*Szkoła Doktorska Politechniki Lubelskiej,
ul. Nadbystrzycka 38B/406, e-mail: ernest.przychodzki@pollub.edu.pl

I. CEL I ZAKRES PRACY

Celem niniejszej pracy jest ocena przydatności transformatorów energoelektronicznych jak i hybrydowych transformatorów energoelektronicznych spełniających funkcje aktywnych elementów systemu elektroenergetycznego, zdolnych do generowania wirtualnej bezwładności w odpowiedzi na dynamiczne zmiany obciążenia, generacji oraz zaburzeń w sieci. Dokonano porównania ich właściwości z klasycznymi układami elektromaszynowymi oraz przedstawiono wybrane wyniki badań modelowych i laboratoryjnych. Zaprezentowano motywację podjęcia tematu, przeprowadzono analizę topologii transformatorów energoelektronicznych oraz algorytmów realizujących wirtualną inercję, ze wskazaniem na rozwiązania preferowane przez autorów.

II. TRANSFORMATORY ENERGOELEKTRONICZNE JAKO ALTERNATYWA DLA KONWENCJONALNYCH TRANSFORMATORÓW

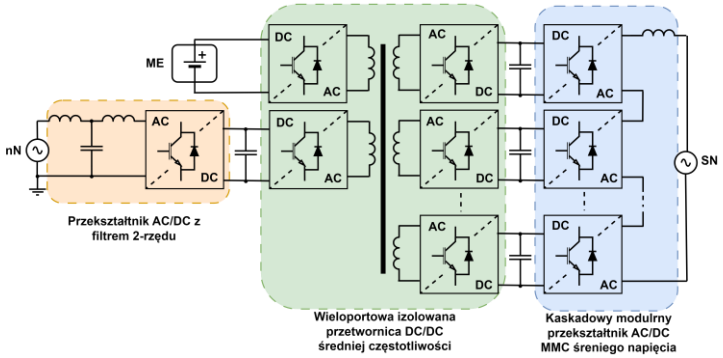
Na podstawie wcześniej prowadzonych badań i zrealizowanych wdrożeń, zespół opublikowano szereg szczegółowych wyników dotyczących pracy dwukierunkowych układów przekształtnikowych AC/DC oraz przetworników DC/DC pracujących z podwyższoną częstotliwością (rys.1). Przykładowe projekty dotyczyły stacji szybkiego ładowania DC pojazdów elektrycznych, prosumenckich układ przekształtnikowych z magazynami energii do symetryzowania obciążeń w sieci elektrycznej niskiego napięcia oraz układów przekształtnikowych do ładowania i aktywnej pracy na sieć elektrochemicznych dużych magazynów energii [1, 2, 3]. Doświadczenia z tych prac w sposób szczególny potwierdzają zasadność wprowadzenia w wybranych obszarach transformatorów energoelektronicznych.

Rozważając wprowadzenie transformatora energoelektronicznego do sieci przeprowadzono szereg kolejnych doświadczeń (rys.2). Wyniki z tych badań i wnioski zawarte są w referacie zapowiadanym przez niniejsze streszczenie. Wśród nich jest przypadek trójfazowej sieci dystrybucyjnej niskiego napięcia, charakteryzującej się znaczną niesymetrią obciążenia oraz dominującym udziałem odbiorników nieliniowych. Wykazano, że asymetria ta, wraz z obecnością wyższych harmonicznych generowanych przez obciążenia nieliniowe, prowadzi w klasycznych transformatorach energetycznych, do powstania dodatkowych strat mocy [2]. W przypadku asymetrii charakteryzującej się zróżnicowanymi kierunkami przepływu mocy czynnej i biernej w poszczególnych fazach, stwierdzono istotne obniżenie sprawności transformatorów, które dla konstrukcji trójkolumnowych może sięgać nawet 20%.

W referacie wykazano, że integrację zróżnicowanych obciążeń i źródeł energii można usprawnić poprzez zastosowanie transformatorów energoelektronicznych. Opisano typową strukturę takiego układu, obejmującą dwukierunkowy przekształtnik AC/DC, obwód prądu stałego (z możliwością współpracy z magazynem energii), przetwornicę o podwyższonej częstotliwości pracy DC/DC typu DAB lub jej odmiany, takie jak TAB, oraz końcowy przekształtnik dwukierunkowy AC/DC. Wskazano, że technologie energoelektroniczne wykorzystywane w tych rozwiązaniach, a szczególnie w odniesieniu do przetwornic DC/DC. bazują na tranzystorach SiC charakteryzujących się wysoką sprawnością i wysoką częstotliwości pracy [4, 5].

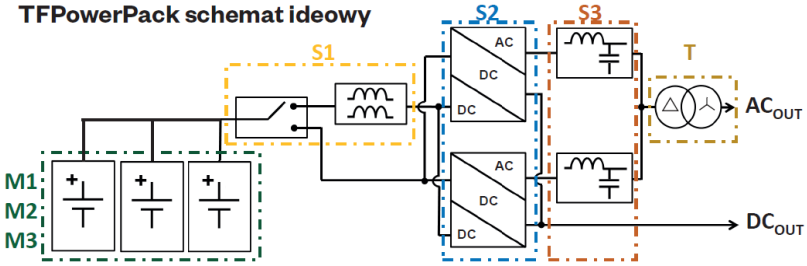
Bardzo ważnym wynikiem badań jest wykazanie, że zastosowanie obwodu pośredniczącego prądu stałego wraz z dwukierunkową przetwornicą DC/DC o wysokiej częstotliwości zapewnia odporność układu na różnego rodzaju asymetrie oraz pozwala na znaczące zmniejszenie masy i wymiarów urządzenia. Udowodniono, że pulsacje prądu wynikające z asymetrii mogą być skutecznie tłumione za pomocą dodatkowych przetwornic wyposażonych w superkondensatory lub wspomnianych wcześniej przetwornic TAB. Napięcie wyjściowe generowane jest przez końcowy przekształtnik AC/DC, a zastosowanie sterowania z modulacją sinusoidalną oraz topologii wielopoziomowej umożliwia uzyskanie niskiego poziomu odkształceń harmonicznych (THD) prądu i napięcia.

Podkreślono, że statyczne układy przekształtnikowe cechuje wysoka szybkość działania, co stanowi istotną zaletę w kontekście zasilania napędów oraz magazynów energii. W przypadku, gdy pełnią one funkcję źródeł energii – jak ma to miejsce w hybrydowych transformatorach energoelektronicznych – konieczne jest zapewnienie odpowiedniej bezwładności dynamicznej, warunkującej bezpieczną współpracę z siecią elektroenergetyczną oraz stabilną pracę przyłączonych odbiorników i źródeł OZE. Bezwładność ta może być realizowana w formie tzw. wirtualnej inercji [6 - 10]].



Rys.1 Typowa struktura układu stosowana w transformatorach energoelektronicznych. Dwukierunkowe przekształtniki AC/DC zapewniają współpracę z siecią i obwodem prądu stałego. Dodatkową ich funkcją w układzie czteroprzewodowym jest symetryzacja obciążeń prądowych

Fig.1 An innovative solution enabling compatibility with both AC and DC grids. The system integrates DC and AC networks, operates in fast-charging mode, allows mixing of cells with different rated parameters, and supports DC islanded operation.



Rys.2. Innowacyjne rozwiązanie umożliwiające współpracę z siecią AC jak i DC. Układ integruje sieci DC i AC, pracuje w trybie szybkiego ładowania, umożliwia mieszanie ogniw o różnych parametrach znamionowych, umożliwia pracę w trybie wyspowym DC

Fig.2 An innovative solution enabling interoperability with both AC and DC grids. The system integrates DC and AC networks, operates in fast-charging mode, allows mixing of cells with different rated parameters, and supports DC islanded operation.

Przedstawiono przykładowe metody realizacji wirtualnej bezwładności, obejmujące algorytmy:

- emulacji maszyny synchronicznej (synchronverter),
- równania ruchu z wymuszeniem wynikającym z uchybu mocy,
- regulacji mocy w funkcji częstotliwości,
- sterowania typu droop control.

Za jedno z kluczowych kryteriów oceny tych metod uznano ich zdolność do spełnienia wymagań stawianych jednostkom typu grid forming, co umożliwia ich zastosowanie zarówno we współpracy z siecią elektroenergetyczną, jak i w trybie wyspowym. Wykazano, że wymagania te najlepiej spełniają dwie pierwsze metody, tj. emulacji maszyny synchronicznej oraz równania ruchu z wymuszeniem wynikającym z uchybu mocy.

III. KONKLUZJE I DALSZE KIERUNKI BADAŃ

Na podstawie przeprowadzonych analiz wykazano, że hybrydowe transformatory energoelektroniczne wyposażone w algorytmy generowania wirtualnej bezwładności stanowią efektywne rozwiązanie dla systemów OZE, zarówno w warunkach współpracy z siecią elektroenergetyczną, jak i w trybie wyspowym. Potwierdzono ich przydatność w poprawie jakości energii, zwiększenia odporności na asymetrie oraz zapewnienia stabilności dynamicznej systemu. Uzyskane wyniki wskazują na zasadność dalszego rozwoju struktur grid forming opartych na przekształtnikach DC/DC jako kluczowych komponentów nowoczesnych systemów elektroenergetycznych

LITERATURA

[1] Dariusz Zieliński and Karol Fatyga, “Attenuation of DC-Link Pulsation of a Four-Wire Inverter during Phase Unbalanced Current Operation”, *Applied Sciences*.- 2021, vol. 11, nr 3, s. 1-11

[2] Dariusz Zieliński, Bartłomiej Stefańczak and Konrad Jędrys, “Phase-Independent Reactive Power Compensation Based on Four-Wire Power Converter in the Presence of Angular Asymmetry between Voltage Vectors”, *Energies*.- 2022, vol. 15, nr 2, pp. 1-13

[3] W. Jarzyna, “A survey of the synchronization process of synchronous generators and power electronic converters”, Bulletin of the Polish Academy of Sciences Technical Sciences, 2019, vol. 67, nr 6, pp. 1069-1083

[4] Adam Milczarek, Mariusz Malinowski, “Comparison of Classical and Smart Transformers Impact on MV Distribution Grid”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 35, No. 3, JUNE 2020, pp.1339-1347

[5] Felipe Ruiz Allende, Marcelo A. Perez, José R. Espinoza, Tomasz Gajowik, Sebastian Stynski, Mariusz Malinowski, “Surveying Solid-State Transformer Structures and Controls”, *IEEE Industrial Electronics Magazine* (Volume: 14, Issue: 1, March 2020), pp. 56-70

[6] Ujjwol Tamrakar, Dipesh Shrestha, Manisha Maharjan, Bishnu P. Bhattarai, Timothy M. Hansen and Reinaldo Tonkoski, “Virtual Inertia: Current Trends and Future Directions”, *Applied Sciences* 2017, 7, 654; doi:10.3390/app7070654

[7] Hassn Bevrani, Jörg Raisch, “On Virtual inertia Application in Power Grid Frequency Control”, *Energy Procedia, Elsevier*, 4th International Conference on Power and Energy Systems Engineering, *CPESE 2017*, 25-29 September 2017, Berlin, Germany

[8] Li Xin Wang Ning, “Study on the Control of Photovoltaic inverter based on Virtual Synchronous Generator”, *2016 IEEE 11th Conference on Industrial Electronics and Applications* (ICIEA), doi: 10.1109/ICIEA.2016.7603843

[9] David Arricibita, Pablo Sanchis, Luis Marroyo, “Virtual Synchronous Generators Classification and Common Trends”, *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, doi: 10.1109/IECON.2016.7793025

[10] Funda Battal, Selami Balci, Ibrahim Sefa, Power electronic transformers: A review, Measurement, Volume 171, February 2021 (2021), pp.1-13

Comparative Study of SVM, MLP, and CNN for Induction Motor Fault Diagnosis with Limited Data

Wojciech Wroński, Maciej Sułowicz*, Michał Rad**

Cracow University of Technology, Doctoral School
ul. Warszawska 24, 31-155 Kraków, Poland., E-mail: wwronsk@gmail.com

* Cracow University of Technology, Department of Infotronics and Cybersecurity
ul. Warszawska 24, 31-155 Kraków, Poland, E-mail: maciej.sulowicz@pk.edu.pl

** AGH University of Krakow, Department of Power Electronics and Energy Conversion Automation al. Adama Mickiewicza 30, 30-059 Kraków, Poland, E-mail: rad@agh.edu.pl

I. INTRODUCTION

This paper presents a comprehensive study on the application of artificial intelligence techniques for fault diagnosis of induction motors based on transient startup current signals. The study focuses particularly on rotor bar damage, which is difficult to detect using classical steady-state diagnostic methods. To improve feature extraction from nonstationary signals, the continuous wavelet transform (CWT) was used. Prior to analysis, a low-pass filter was applied to remove the dominant 50 Hz supply component, ensuring better visibility of diagnostic features such as the left-side slip harmonic (LSH).

II. CASE STUDY

The frequency of the LSH during startup is described by the relation:

$$f_{LSH} = f_s\,(1 - 2s) \qquad (1)$$

where f_s is the supply frequency and s is the motor slip. This component exhibits a characteristic evolution in the time-frequency domain, especially for motors with broken rotor bars

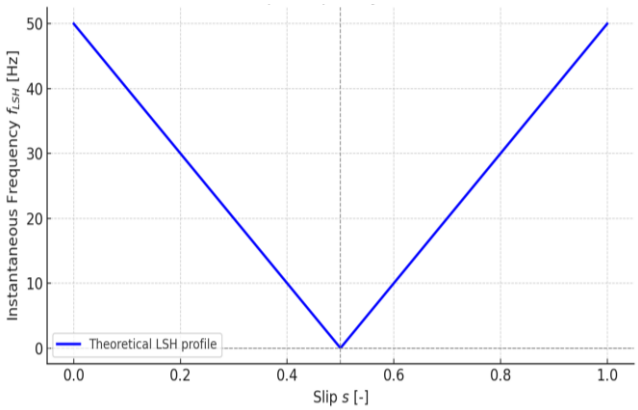


Fig.1. Slip–frequency representation of the instantaneous frequency of the left-side slip harmonic during startup of a motor with broken rotor bars

To convert the time-frequency representations into input data for machine learning algorithms, scalograms were generated using the Morlet wavelet. An example scalogram for a motor with a single broken rotor bar is shown in Fig. 2.

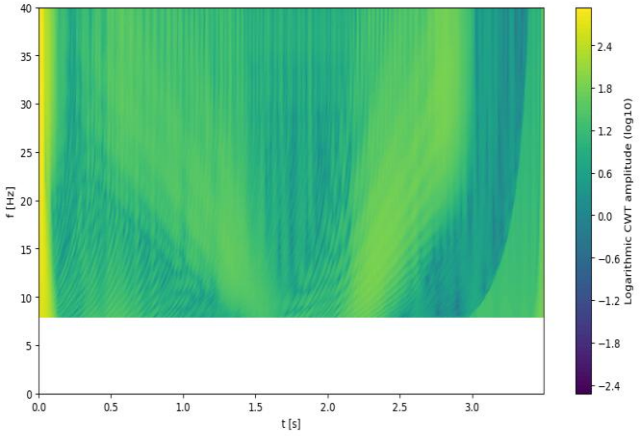


Fig.2. Scalogram of a large industrial induction motor with a single broken rotor bar

For classical methods, the Histogram of Oriented Gradients (HOG) was used to extract meaningful features from the scalograms, which were then classified using a Support Vector Machine (SVM). This combination achieved an accuracy of 85.42%, demonstrating the effectiveness of applying computer vision techniques to CWT data.

In parallel, a multilayer perceptron (MLP) neural network was trained using reduced-size scalograms, achieving 91.67% classification accuracy. To overcome the limitations of small datasets, the spectrogram augmentation method was introduced, generating 1000 synthetic samples per class (healthy and faulty motors). These data were used to train a lightweight convolutional neural network (CNN) designed for embedded systems. Despite the limited input size (10×10) and simplified architecture, the CNN achieved a high classification accuracy of 90%. It was trained on synthetic data and tested on real measurements, confirming the effectiveness of the augmentation technique.

III. CONCLUSIONS

The proposed CNN-based method, trained entirely on augmented data, proved comparable or superior to classical AI methods, which typically perform better on small datasets. The results validate the feasibility of lightweight deep learning approaches for deployment in low-power diagnostic devices and highlight the potential of spectrogram-based augmentation in data-scarce industrial scenarios.

LITERATURE

[1] Glowacz A.,Thermographic fault diagnosis of electrical faults of commutator and induction motors, Engineering Applications of Artificial Intelligence, Volume 121 (2023)

[2] Daas A., Sari B., Jia J., Rigatos G., Enhancing induction machine fault detection through machine learning: Time and frequency analysis of vibration signals, Measurement, Volume 242, Part C (2025)

[3] Salnikov S.V.; Solodkiy E.M.; Vishnyakov D.D.; Iudin R.Y.; Petrochenkov A.B., Induction Motor Diagnosis Based on Machine Learning, 2023 XXVI International Conference on Soft Computing and Measurements (SCM) (2023)

[4] Sinha A.; Das D., Machine Learning-based Explainable Stator Fault Diagnosis in Induction Motor using Vibration Signal, 2023 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) (2023)

[5] Hadraoui H.E.; Laayati O.; Maghraoui A.E.; Sabani E.; Zegrari M.; Chebak A., Diagnostic and Prognostic Health Management of Electric Vehicle Powertrains A Data Driven Approach for Induction Motor, 2023 3rd International Conference on Electrical, Computer, Communications and Mechatronics Engineering (ICECCME) (2023)

[6] Sunal C.E.; Dyo V.; Velisavljevic V., Review of Machine Learning Based Fault Detection for Centrifugal Pump Induction Motors, IEEE Access (2022)

[7] Lysenko O.A., Neural Network NARX Flow Identifier for a Pumping Unit With an Induction Motor, 2023 Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics) (2023)

[8] Koshy J.; Prakash N.K.; Ananthan T.,Wavelet based Bearing Fault Prognosis using Machine Learning in Cloud Platform, 2022 International Conference on Industry 4.0 Technology (I4Tech) (2022)

[9] Indragandhi V., Kumar R.S., Saranya R., Hilbert-Huang Transform and machine learning based electromechanical analysis of induction machine under power quality disturbances, Results in Engineering, Vol. 24, (2024)

[10] Zimnickas T.; Vanagas J.; Kalvaitis A.; Dambrauskas K., Motor bearing fault diagnosis using pattern recognition machine learning technique, 2019 IEEE 7th IEEE Workshop on Advances in Information, Electronic and Electrical Engineering (AIEEE) (2019)

[11] Chand P.; Mani I.; Kumar R.R.; Cirrincione M., Machine Learning-Based Classification of Stator Inter-Turn Faults Severities Using Time Domain Features and Principal Component Analysis, 2023 IEEE International Conference on Energy Technologies for Future Grids (ETFG) (2023)

[12] Maulik S.; Konar P.; Chattopadhyay P., Stator Current Based Multi-Class Fault Diagnosis of Three Phase Induction Motor using Machine Learning Framework, IEEE 6th International Conference on Condition Assessment Techniques in Electrical Systems (CATCON) (2022)

[13] Afrasiabi S., Afrasiabi M., Parang B., Mohammadi M., Real-Time Bearing Fault Diagnosis of Induction Motors with Accelerated Deep Learning Approach, 2019 10th International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC) (2019)

[14] Pandarakone S.E.; Gunasekaran S., Asano K., Mizuno Y., Nakamura H., A Study on Machine Learning and Artificial Intelligence Methods in Detecting the Minor Outer-Raceway Bearing Fault, 2019 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT) (2019)

[15] Rajabioun R., Afshar M., Atan Ö., Mete M., Akin B., Classification of Distributed Bearing Faults Using a Novel Sensory Board and Deep Learning Networks with Hybrid Inputs, IEEE Transactions on Energy Conversion (2024)

[16] Khanjani M., Ezoji M., Electrical fault detection in three-phase induction motor using deep network-based features of thermograms, Measurement, Volume 173, (2021)

[17] Xiao D., Huang Y., Zhang X., Shi H., Liu C., Li Y., Fault Diagnosis of Asynchronous Motors Based on LSTM Neural Network, 2018 Prognostics and System Health Management Conference (PHM-Chongqing)

[18] Xiao D., Huang Y., Zhang X., Shi H, Liu C., Li Y., Fault Diagnosis of Asynchronous Motors Based on LSTM Neural Network, 2018 Prognostics and System Health Management Conference (PHM-Chongqing) (2018)

[19] Kizito R, Scruggs P., Li X., Devinney M., Jansen J., Kress R., Long Short-Term Memory Networks for Facility Infrastructure Failure and Remaining Useful Life Prediction, IEEE Access (2021)

[20] Skowron M., Development of a universal diagnostic system for stator winding faults of induction motor and PMSM based on transfer learning, 2023 IEEE 14th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED) (2023)

[21] Choudhary A., Mian T., Fatima S., Thermography-Based Fault Identification in Induction Motor Across Dynamic Speed Conditions, IECON 2023- 49th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (2023)

[22] Qu Y., Wang X., Zhang X., Huang S., An Adaptive Method for Multifault Diagnosis of Induction Motor Under Sharp Changing Speed and Load Condition, IEEE Transactions on Industrial Informatics (2024)

[23] Anbalagan S.; Natarajan B., Srinivasan B., A Physics Based Deep Learning Approach for Cross Domain Bearing Fault Detection, 2023 IEEE Kansas Power and Energy Conference (KPEC) (2023)

[24] Xu Y., Yan X., Sun B., Liu Z., Deep Coupled Visual Perceptual Networks for Motor Fault Diagnosis Under Nonstationary Conditions, IEEE/ASME Transactions on Mechatronics (2022)

[25] Sohaib M., Kim J.-M., Fault Diagnosis of Rotary Machine Bearings Under Inconsistent Working Conditions, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement (2020)

[26] Xu Y., Yan X., Sun B., Liu Z., Global contextual residual convolutional neural networks for motor fault diagnosis under variable-speed conditions, Reliability Engineering & System Safety, Volume 225 (2022)

[27] Karnavas Y.L., Tzionas P., Chasiotis I.D., Drakaki M., Recent Developments Towards Industry 4.0 Oriented Predictive Maintenance in Induction Motors, Procedia Computer Science, Volume 180, 943-949 (2021)

[28] Antonino-Daviu J. A., Riera-Guasp M., Pineda-Sanchez M., Pérez R. B., A Critical Comparison Between DWT and Hilbert–Huang-Based Methods for the Diagnosis of Rotor Bar Failures in Induction Machines, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 45, no. 5 (2009)

[29] Riera-Guasp M., Antonino-Daviu J. A., Pineda-Sanchez M., Puche-Panadero R., Perez-Cruz J., A General Approach for the Transient Detection of Slip-Dependent Fault Components Based on the Discrete Wavelet Transform, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 12 (2008)

[30] El Hachemi Benbouzid M., A Review of Induction Motors Signature Analysis as a Medium for Faults Detection, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 47, no. 5 (2000)

[31] Kowalski Cz. T., Kanior W., Ocena skuteczności analiz FFT, STFT i falkowej w wykrywaniu uszkodzeń wirnika silnika indukcyjnego, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych P.Wr., Nr 60, Studia i Materiały Nr 27 (2007)

[32] Wronski W., Sułowicz M., Dziechciarz A., Dynamic and Static Eccentricity Detection In Induction Motors In Transient States, Technical Transactions January 2015 (2015)

[33] Pineda-Sanchez M., Riera-Guasp M., Antonino-Daviu J. A., Roger-Folch J., Perez-Cruz J., Puche-Panadero R., Diagnosis of Induction Motor Faults in the Fractional Fourier Domain, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 59, no. 8 (2010)

[34] Pineda-Sánchez M., Riera-Guasp M., Pons-Llinares J., Climente-Alarcón V., Perez-Cruz J., Diagnosis of Induction Machines under Transient Conditions through the Instantaneous Frequency of the Fault Components, XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010, Rome (2010)

[35] Climente-Alarcón V., Antonino-Daviu J. A., Riera-Guasp M., Roger-Folch J., Jover-Rodriguez P., Arkkio A., Use of high order harmonics for diagnosis of simultaneous faults via Wigner-Ville distributions, IEEE (2010)

[36] Puche-Panadero R., Pineda-Sanchez M., Riera-Guasp M., Roger-Folch J., Hurtado-Perez E., Perez-Cruz J., Improved Resolution of the MCSA Method Via Hilbert Transform, Enabling the Diagnosis of Rotor Asymmetries at Very Low Slip, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 24, no. 1 (2009)

[37] Riera-Guasp M., Pineda-Sánchez M., Perez-Cruz J., Puche-Panadero R., Roger-Folch J., Antonino-Daviu J., Diagnosis of Induction Motor Faults via Gabor Analysis of the Current in Transient Regime, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 61, no. 6 (2012)

[38] Riera-Guasp M., Antonino-Daviu J. A., Roger-Folch J., Pilar Molina Palomares M., The Use of the Wavelet Approximation Signal as a Tool for the Diagnosis of Rotor Bar Failures, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 44, no. 3 (2008)

[39] Nandi S., Toliyat H. A., Li X., Condition Monitoring and Fault Diagnosis of Electrical Motors—A Review, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 20, no. 4 (2005)

[40] Decner A., Zdalne monitorowanie maszyn elektrycznych, BOBRME Komel, Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne Nr 91/2011 (2011)

[41] Rad M., Induction motor cage diagnosis based on wavelet transform and self-training systems, Przegląd Elektrotechniczny, styczeń 2010 (2010)

LVII Międzynarodowe Sympozjum Maszyn Elektrycznych

Sesja 8

MAPA DROGOWA

Ocena i wskazania rozwoju energoelektroniki w procesie transformacji energetycznej Polski

Przewodniczący sesji:

Prof. dr hab. inż. Wojciech Jarzyna

Warszawa, 24.10.2025r

Mapa drogowa
Ocena i wskazania rozwoju energoelektroniki w procesie transformacji energetycznej Polski

(Opracowanie wykonane zostało dla Komitetu Elektrotechniki PAN)

Opracowanie sporządzili:
[1)] Dr hab. inż. Marek Jasiński, prof. uczelni (marek.jasinski@pw.edu.pl)
[2)] Dr hab. inż. Dariusz Zieliński, prof. uczelni (d.zielinski@pollub.pl)
[1, 3)] Dr inż. Szymon Piasecki (szymon.piasecki@pw.edu.pl)
[2)] Prof. dr hab. inż. Wojciech Jarzyna (w.jarzyna@pollub.pl)

[1)] Zakład Elektroniki Przemysłowej, Instytut Sterowania i Elektroniki Przemysłowej, Politechnika Warszawska, ul. Koszykowa 75, 00-662 Warszawa
[2)] Zakład Przetwarzania i Magazynowania Energii, Katedra Napędów i Maszyn Elektrycznych, Politechnika Lubelska, ul. Nadbystrzycka 38A, 20-618 Lublin
[3)] Biuro Energetyki Rozproszonej, Apator SA, ul. Gdańska 4A/C4, 87-100 Toruń

1. Identyfikacja słabych obszarów działania i sformułowanie celów

Przedstawiona mapa drogowa określa priorytetowe obszary rozwoju energoelektroniki i jej podzespołów w transformacji energetycznej Polski. Wskazane strategiczne kierunki rozwoju będą miały kluczowe znaczenie dla postępu i bezpieczeństwa Polski oraz Europy w dziedzinach wykorzystujących układy energoelektroniczne, w szczególności w obszarze energetyki rozproszonej. Obecna sytuacja geopolityczna wymaga podjęcia zdecydowanych działań na rzecz budowy bezpiecznej i odpornej na zagrożenia informatyczne oraz fizyczne infrastruktury rozproszonych źródeł i magazynów energii, a także systemów inteligentnych sieci elektroenergetycznych (smart grid), których funkcjonowanie w dużej mierze opiera się na urządzeniach energoelektronicznych.

Zidentyfikowano pięć podstawowych kierunków, które wymagają natychmiastowego działania, a składają się na nie następujące obszary:

- Legislacyjny;
- Bezpieczeństwa zarządczego i cybersecurity;
- Bezpieczeństwa w obszarze sprzętowym;
- Budowy własnych zdolności produkcyjnych komponentów energoelektronicznych;
- Wzrostu kompetencji poprzez edukację.

Każdy z wymienionych obszarów wymaga obecnie pilnej interwencji i zdecydowanych inwestycji. Przykładowo, w **obszarze legislacyjnym** konieczne jest doprecyzowanie szeregu kwestii dotyczących parametrów pracy urządzeń energoelektronicznych, w tym w szczególności przepisów odnoszących się do układów przekształtnikowych przyłączanych do sieci elektroenergetycznej. Ze względu na fakt, że rozwój technologii znacznie wyprzedza działania legislacyjne, obowiązujące przepisy nie definiują wielu istotnych danych i parametrów — na przykład parametrów dynamicznych urządzeń. Skutkuje to występowaniem zjawisk takich jak oscylacje czy zdudnienia, które mogą prowadzić do przerw w dostawie energii elektrycznej. Z drugiej strony, istniejące regulacje ograniczają możliwości działania urządzeń do ram znanych z konwencjonalnych źródeł wytwórczych, co uniemożliwia pełne wykorzystanie ich potencjału oraz pozytywnego wpływu na stabilność sieci. Przykładem konsekwencji takich ograniczeń jest blackout, który wystąpił 28 kwietnia 2025 r. na terenie Półwyspu Iberyjskiego.

Obszar zarządczy, rozumiany jako zarządzanie i sterowanie urządzeniami energoelektronicznymi przekształcającymi energię elektryczną, ma kluczowe znaczenie dla bezpieczeństwa, w tym bezpieczeństwa energetycznego. Skoordynowany atak zakłócający pracę setek tysięcy przekształtników podłączonych do sieci mógłby poważnie zagrozić stabilności krajowego systemu elektroenergetycznego.

Funkcjonowanie tego obszaru można analizować zarówno w skali makro, jak i mikro. O ile w skali makro obserwuje się postęp w zakresie odporności na ataki informatyczne, o tyle w skali mikro — na poziomie pojedynczych urządzeń — zagadnienie to bywa często marginalizowane.

Postęp technologiczny stwarza jednak możliwości budowy systemów odpornych i cyberbezpiecznych, między innymi poprzez wdrażanie indywidualnych mechanizmów ochrony cyberfizycznej, wykorzystujących lokalne struktury zabezpieczeń o cechach sztucznej inteligencji. Warunkiem dalszego rozwoju tej dziedziny jest uruchomienie ścieżki badawczo-wdrożeniowej ukierunkowanej na opracowanie, testowanie i rozwój takich rozwiązań.

Obszar sprzętowy obejmuje przede wszystkim technologie, które możemy samodzielnie kreować i rozwijać. Charakteryzuje się on dużym potencjałem, czego potwierdzeniem są znaczące osiągnięcia polskich naukowców oraz działów badawczo-rozwojowych krajowych firm, wysoko cenione przez międzynarodowe środowiska naukowe i przemysłowe. Rozwój rodzimych technologii stanowi fundament budowania przewag konkurencyjnych polskich przedsiębiorstw, a w konsekwencji – bardziej innowacyjnej i konkurencyjnej gospodarki. Aby ten potencjał mógł zostać w pełni wykorzystany, niezbędne jest zwiększenie nakładów inwestycyjnych oraz uruchomienie celowych projektów badawczo-wdrożeniowych. Finansowe wsparcie kluczowych technologii poprzez dedykowane programy rozwojowe pozwoliłoby osiągnąć wysoki poziom zaawansowania technologicznego i wzmocnić pozycję Polski w globalnym rankingu wartości.

Kluczowym warunkiem zapewnienia suwerenności technologicznej oraz możliwości dalszego rozwoju jest dostęp do komponentów. Obszar produkcji polskich komponentów energoelektronicznych praktycznie nie istnieje, a w skali europejskiej jest zdominowany przez nieliczne firmy, takie jak Infineon. W Polsce nie funkcjonują fabryki zdolne do wytwarzania nowoczesnych tranzystorów i diod wykorzystywanych w przekształtnikach energoelektronicznych. Kraj o potencjale i skali Polski powinien, na wzór Francji, Niemiec czy Wielkiej Brytanii, rozwijać własną, rozproszoną produkcję opartą na najnowocześniejszych technologiach światowych.

Upowszechnienie technologii i jej transfer do nowoczesnej gospodarki wymagają odpowiednio przygotowanych i wykształconych zasobów ludzkich.

Edukacja stanowi fundament zrozumienia zasad działania oraz fizycznych możliwości funkcjonowania układów przekształtnikowych. Brak odpowiednich kompetencji po stronie kadry inżynierskiej i zarządczej prowadzi do zahamowania rozwoju i wdrażania nowych technologii, a także utrudnia efektywne wykorzystanie środków przeznaczonych na modernizację systemu elektroenergetycznego (np. poprzez pojawianie się sprzecznych lub nierealnych zapisów w postępowaniach przetargowych).

Warto podkreślić, że z niedoborem wysoko wykwalifikowanych specjalistów w dziedzinie elektroniki, mikroelektroniki i energoelektroniki boryka się nie tylko Polska, lecz również większość krajów świata – w tym takie potęgi jak Stany Zjednoczone. Polska, nadając tej kwestii odpowiedni priorytet, ma realną szansę objąć pozycję lidera w skali globalnej. Już dziś krajowa szkoła energoelektroniki i optoelektroniki należy do ścisłej światowej czołówki.

Skala przedstawionych wyzwań stojących przed polską energoelektroniką wymaga natychmiastowego podjęcia skoordynowanych i zdecydowanych działań we wszystkich wskazanych obszarach. Zwłoka w realizacji niezbędnych inicjatyw legislacyjnych, technologicznych i edukacyjnych może znacząco ograniczyć tempo transformacji energetycznej oraz zwiększyć zależność od podmiotów zagranicznych. Wzmocnienie krajowych kompetencji w zakresie projektowania, produkcji i wdrażania nowoczesnych rozwiązań energoelektronicznych jest niezbędne dla zapewnienia bezpieczeństwa i suwerenności technologicznej. Dzięki szybkiej i konsekwentnej reakcji Polska, wykorzystując swój potencjał naukowy i przemysłowy, ma szansę stać się jednym z liderów transformacji energetycznej.

Szczegółowe omówienie wskazanych obszarów niezbędnych działań znajduje się w kolejnej części opracowania, zaś wnioski i postulaty stanowią podsumowanie niniejszej ekspertyzy.

2. Omówienie wskazanych obszarów działań

2.1 Obszar legislacyjny

Wprowadzone Rozporządzenia Komisji UE, ustanawiające kodeksy sieci, nie uwzględniają występowania stanów przejściowych w sieciach elektroenergetycznych, spowodowanych rosnącą liczbą urządzeń wytwórczych o nieskoordynowanej odpowiedzi czasowej. Jednym z kluczowych zadań w tym obszarze jest więc zdefiniowanie oraz doświadczalna weryfikacja czasów realizacji usług sieciowych, określonych w kodeksach. Kolejnym krokiem powinno być wprowadzenie przepisów, zobowiązujących producentów urządzeń do potwierdzania deklarowanych parametrów poprzez badania w jednostkach akredytowanych. Badania te powinny być:

- obligatoryjne dla jednostek o mocy do 50 kW,
- dla urządzeń o większej mocy – wymagane przedstawienie wyników badań producenta, potwierdzonych przez jednostkę certyfikującą.

Drugim działaniem legislacyjnym powinno być prawne zobligowanie operatorów systemów dystrybucyjnych (OSD) do wdrożenia urządzeń sterujących pracą instalacji prosumenckich, umożliwiających kontrolę mocy wprowadzanej do sieci, z wykorzystaniem standardu komunikacyjnego SUN-SPEC. Urządzenia te powinny być instalowane przez OSD, w sposób analogiczny do liczników energii elektrycznej.

Kolejnym elementem jest opracowanie wytycznych dla pracy rozproszonych magazynów energii oraz wprowadzenie zachęt legislacyjno-ekonomicznych, np. częściowego zwolnienia z opłat sieciowych, w zależności od profilu pracy magazynu energii elektrycznej oraz jego gotowości do świadczenia usług lokalnego bilansowania systemu elektroenergetycznego.

Konieczne jest również zdefiniowanie jednoznacznych regulacji dotyczących pracy wyspowej układów przyłączanych do sieci elektroenergetycznej i precyzyjnego określenia warunków, w jakich mogą tworzyć wyspę, oraz jak bezpiecznie odłączać i podłączać te wyspy do systemu elektroenergetycznego. Zagadnienie jest niezwykle istotne ze względu na dynamiczny rozwój obszarów lokalnego bilansowania energii (LOBE). Pojęcia takie jak formowanie sieci (grid forming), podążanie za siecią (grid following), wspierania sieci (grid supporting), czy sychro-konwerter nabierają mocy najwyższego priorytetu i zaczynają ukazywać rzeczywiste możliwości przekształcania, przetwarzania i magazynowania energii elektrycznej z wykorzystaniem przekształtników energoelektronicznych w rozproszonych źródłach energii.

Dobrą praktyką na przyszłość może być udział polskich naukowców i wiodących firm w tworzeniu standardów CIGRE oraz IEEE, np.:

1. https://ieeexplore.ieee.org/browse/standards/collection/ieee
   - Moc i Energia (Power and Energy)
   - Badania sieci inteligentnych (Smart Grid Research)
2. https://www.e-cigre.org/publications/detail/657-guidelines-for-the-preparation-of-connection-agreements-or-grid-codes-for-multi-terminal-schemes-and-dc-grids.html

Oraz innych powiązanych z najnowocześniejszymi technologiami komunikacyjnymi i informatycznymi.

W 2016 roku weszły w życie trzy Rozporządzenia Komisji (UE), ustanawiające kodeksy sieci dotyczące:

- przyłączenia jednostek wytwórczych (NC RfG) **Network Code on Requirements for Generators** (https://www.europex.org/eulegislation/rfg-nc/) przyłączenia odbioru (NC DC),
- oraz przyłączenia systemów wysokiego napięcia prądu stałego i modułów parków energii z podłączeniem prądu stałego (NC HVDC) (więcej na https://www.entsoe.eu/network_codes/).

Bardzo istotnym zagadnieniem jest powstanie standardów sieci DC rezydentnych, w gospodarstwach domowych oraz firmach. Niektóre z nich to:

1. Current/OS - Defining Standards for Direct Current Microgrids
2. https://www.e-cigre.org/publications/detail/657-guidelines-for-the-preparation-of-connection-agreements-or-grid-codes-for-multi-terminal-schemes-and-dc-grids.html

Należy podkreślić, że obecnie nie istnieją regulacje powszechnie obowiązujące dla sieci rezydentnych DC.

2.2 Bezpieczeństwo zarządcze i cybersecurity

Sektor energetyczny, w tym sektor energetyki rozproszonej jest jedną z gałęzi gospodarki szczególnie narażoną na cyberataki, ponieważ jest on strategiczny dla funkcjonowania zarówno struktur państwowych i lokalnych jak i zwykłych obywateli. Na przestrzeni ostatnich lat zarówno energetyka konwencjonalna, jak i odnawialna zdecydowanie zwiększyły swój stopień cyfryzacji, a co za tym idzie, także rozproszenia swoich struktur. Dynamiczny rozwój technologii energoelektronicznych, odnawialnych źródeł energii oraz magazynów energii powoduje gwałtowny wzrost liczby urządzeń komunikujących się z siecią elektroenergetyczną w sposób cyfrowy. Nowoczesne przekształtniki mocy, falowniki (inwertery) OZE i systemy magazynowania energii są urządzeniami bezpośrednio przyłączonymi do sieci, mogącymi potencjalnie powodować olbrzymie zagrożenie w przypadku ataku. Problem odpowiedniego zabezpieczenia tych urządzeń jest całkowicie pomijany. Przekształtniki przyłączone do sieci powinny być wyposażone w lokalne moduły sztucznej inteligencji (Edge AI), zdolne do bieżącej analizy parametrów pracy sieci i komunikacji sterującej. Tego typu rozwiązania umożliwią lokalną detekcję anomalii, rozpoznanie prób nieautoryzowanego dostępu do protokołów sterowania oraz samodzielną reakcję urządzenia na potencjalne zagrożenie. Ponadto stosowane komponenty urządzeń (moduły komunikacyjne, modemy, bramki, przełącznice) powinny pochodzić od sprawdzonych dostawców i zapewniać pełną kontrolę nad urządzeniem.

Jako przykład można podać przekształtnik AC/DC, który powinien być w stanie rozpoznawać sytuację, kiedy sygnały sterujące sugerują nieprawidłowe lub chaotyczne sekwencje włączeń i wyłączeń — mogące świadczyć o próbie cyberataku mającego na celu rozchwianie systemu elektroenergetycznego i doprowadzenie do lokalnego lub systemowego blackoutu. W tym kontekście konieczne jest opracowanie i wdrożenie nowych, bezpiecznych protokołów komunikacyjnych pomiędzy urządzeniami energoelektronicznymi a systemami zarządzania siecią, uwzględniających szyfrowanie, autoryzację użytkowników oraz analizę zachowań urządzeń w czasie rzeczywistym.

Podstawowym kierunkiem rozwoju powinno być tworzenie standardów odporności cyberfizycznej dla urządzeń wytwórczych, odbiorczych i magazynujących energię. Ich celem jest zapewnienie ciągłości pracy systemu elektroenergetycznego, nawet w przypadku częściowej utraty komunikacji z centralnymi systemami sterowania. Tego typu rozwiązania wzmocnią autonomię, odporność i bezpieczeństwo zarządcze polskiego sektora energetycznego w procesie transformacji energetycznej.

Obecnie jest to priorytet międzynarodowy. Więcej informacji można znaleźć na stronach IEEE SA Standards Association oraz stronach wiodących technologicznie państw:

1. https://standards.ieee.org/initiatives/cybersecurity-standards-projects/
2. https://www.whitehouse.gov/wp-content/uploads/2025/07/Americas-AI-Action-Plan.pdf
3. https://digital-strategy.ec.europa.eu/en/news/commission-invest-eu13-billion-artificial-intelligence-cybersecurity-and-digital-skillshttps://digital-strategy.ec.europa.eu/en/news/commission-invest-eu13-billion-artificial-intelligence-cybersecurity-and-digital-skills
4. https://globaltaiwan.org/2025/07/advancing-cyber-resilience-taiwans-strategic-shift/
5. https://www.dlapiper.com/en-us/insights/publications/2024/09/china-releases-ai-safety-governance-framework
6. https://www.tc260.org.cn/upload/2024-09-09/1725849192841090989.pdf
7. https://www.whitecase.com/insight-our-thinking/ai-watch-global-regulatory-tracker-japan

2.3 Bezpieczeństwo w obszarze sprzętowym

Wiele opracowań wskazuje, że w przyszłości większość energii w systemie elektroenergetycznym będzie przetwarzana z wykorzystaniem przekształtników AC/DC oraz DC/DC niskiego i średniego napięcia. System ten będzie musiał zostać zdecentralizowany i podzielony na mniejsze segmenty, co zwiększy bezpieczeństwo kraju w sytuacjach kryzysowych (np. konflikt zbrojny, atak na infrastrukturę przesyłową, blackout). Ryzyko zakłóceń łańcuchów dostaw — np. w wyniku konfliktu w regionie Azji i Pacyfiku — może ograniczyć dostępność kluczowych komponentów niezbędnych do utrzymania infrastruktury wytwórczej i przemysłowej. Z tego powodu konieczne jest uruchomienie krajowej produkcji unifikowanych elementów energoelektronicznych, zapewniających bezpieczeństwo techniczne i energetyczne kraju.

Priorytetowe elementy infrastruktury niskonapięciowej (do 1,5 kV DC) obejmują:

- moduły szybkiego ładowania DC o mocach 50, 150 i 500 kW,
- napędy trakcyjne,
- prostowniki aktywne dużych mocy,

- interfejsy źródeł OZE i magazynów energii (50 kW – 5 MW),
- napędy pomp, kompresorów i silników dedykowanych dla przemysłu strategicznego i obronnego.

Kolejnym kluczowym zadaniem jest opracowanie przekształtników mocy współpracujących bezpośrednio z napięciami średnimi (6–30 kV). Obecnie większość źródeł OZE i magazynów energii przyłączana jest poprzez transformatory dopasowujące, co stanowi rozwiązanie nieefektywne energetycznie – zwłaszcza przy niskim współczynniku wykorzystania mocy (4–6 h pracy dziennie) - oraz kosztowo nieoptymalne. Powszechnie stosowane transformatory żywiczne, pozostające przez większość czasu w stanie jałowym, generują straty własne, pogarszając bilans energetyczny systemu. Opracowanie nowoczesnych struktur średnionapięciowych pozbawionych sieciowego transformatora separacyjnego może znacząco poprawić efektywność krajowego systemu elektroenergetycznego, ograniczyć awaryjność i zmniejszyć jego ślad węglowy.

2.4 Budowa własnych zdolności produkcyjnych komponentów energoelektronicznych

Obecna sytuacja geopolityczna uzasadnia konieczność utrzymania krajowych zdolności produkcyjnych w zakresie układów napędowych i systemów przetwarzania energii dla sektorów strategicznych, takich jak:

- górnictwo i ciepłownictwo,
- petrochemia i chemia,
- transport zbiorowy szynowy i kołowy,
- obronność,
- energetyka zawodowa,
- energetyka rozproszona i systemy smart grid.

Niezbędne jest uruchomienie produkcji modułów półprzewodnikowych do przetwarzania energii w zakresie mocy 5 kW – 5 MW, a także wprowadzenie przepisów prawnych wspierających stosowanie komponentów krajowej produkcji w kluczowych sektorach gospodarki.
Rekomendowane kierunki rozwoju obejmują:

- opracowanie uniwersalnych 2-poziomowych struktur półprzewodnikowych (np. 1 kA, 2,2 kV SiC dedykowanych dla układów zasilanych napięciem do 1,5 kV DC),
- standaryzację komponentów dla przemysłu strategicznego w tym obronnego,
- standaryzacja komponentów dla transportu zbiorowego,
- uruchomienie produkcji półprzewodników o wysokich parametrach w Polsce,
- rozwój rozproszonych montowni i centrów testowania urządzeń.

W celu przyspieszenia procesu należy zakupić licencje technologiczne oraz specjalistyczne maszyny produkcyjne. Kluczowym elementem sukcesu jest trwałe powiązanie przemysłu półprzewodnikowego z krajowymi uczelniami technicznymi, co umożliwi rozwój kompetencji, innowacyjności i konkurencyjności technologicznej Polski w obszarze energoelektroniki. Należy przy tym wykorzystać istniejącą współpracę z wiodącymi ośrodkami energoelektronicznymi w Europie (Dania, Niemcy, Szwajcaria, Norwegia, Szwecja, itp.) oraz nawiązać nowe europejskie konsorcja badawczo-rozwojowe.

2.5 Wzrost kompetencji poprzez edukację

Transformacja energetyczna wymaga systemowego rozwoju kompetencji w obszarze nowych technologii, szczególnie w dziedzinach takich jak elektronika, energoelektronika, automatyka i sterowanie, energetyka odnawialna, magazynowanie energii, transport zbiorowy, telekomunikacja, przemysł obronny. Kluczowym kierunkiem działań powinno być zacieśnienie współpracy pomiędzy uczelniami technicznymi, jednostkami badawczo-rozwojowymi (B+R) oraz przemysłem, w celu budowania krajowych kompetencji w sektorach strategicznych gospodarki.

Niezbędne jest tworzenie nowoczesnych programów kształcenia i specjalizacji, obejmujących zagadnienia z zakresu cyberbezpieczeństwa systemów energetycznych, projektowania przekształtników mocy, zarządzania energią w sieciach inteligentnych (Smart Grid) oraz sterowania rozproszonymi zasobami energetycznymi (RZE). Wspólne laboratoria przemysłowo-akademickie powinny umożliwiać studentom i młodym inżynierom zdobywanie doświadczenia praktycznego

w projektach z zakresu przetwarzania i przekształcania energii, technologii półprzewodnikowych, OZE oraz magazynów energii. Rozwijanie kompetencji w tych obszarach przyczyni się do zwiększenia samowystarczalności technologicznej Polski, poprawy jakości zarządzania infrastrukturą energetyczną oraz budowy kadr inżynierskich zdolnych do realizacji krajowych projektów strategicznych. Edukacja, badania B+R i praktyczna współpraca z przemysłem powinny stać się trzonem narodowej strategii rozwoju energoelektroniki i transformacji energetycznej.

Należy podkreślić, iż przekształtniki energoelektroniczne stanowią trzon w procesie produkcji energii za pomocą reaktorów atomowych, w tym również małych, modułowych reaktorów atomowych (SMR).

Energoelektronika jest również wykorzystywana do zwiększenia sprawności i oczyszczenia procesu produkcji energii elektrycznej z paliw kopalnych, które nadal stanowią ważne, dostępne i szybkie do uzyskania źródło energii – tzw. czysty, czy też „zielony" węgiel.

3. Wnioski i postulaty

Energoelektronika jest branżą o strategicznym znaczeniu dla kraju, Europy oraz świata i jej rozwój jest konieczny dla rozwoju nowoczesnej i bezpiecznej gospodarki. Budowanie suwerenności energetycznej i technologicznej, pozwalające na efektywne wykorzystywanie dostępnych zasobów energetycznych oraz tworzenie nowych, np. do zasilania centrów obliczeniowych sztucznej inteligencji, należy rozpocząć bezzwłocznie. Rozwój układów energoelektronicznych jest kluczowy dla:

- zapewnienia wzrostu konkurencyjności gospodarki,
- budowy nowoczesnego systemu elektroenergetycznego (mikrosieci, sieci inteligentnych, obszarów lokalnego bilansowania, centrów obliczeniowych),
- wspierania transformacji energetycznej i obniżenie kosztów energii,
- zwiększenia bezpieczeństwa system energetycznego i obronności,
- poprawy efektywności i możliwości sterowania przepływami energii,
- zwiększenia odporności strategicznych gałęzi gospodarki na konflikty zbrojne i blokady handlowe,
- znaczącego obniżenia kosztów transformacji i rozwoju,
- zapewnienia cyrkulacji środków finansowych wewnątrz krajowej i europejskiej gospodarki,
- rozwoju polskich firm technologicznych,
- opracowania standardów dotyczących urządzeń energoelektronicznych, stosowanych praktycznie w każdej dziedzinie gospodarki (od zasilaczy komputerowych i telefonów komórkowych, poprzez zasilanie sal operacyjnych w szpitalach, do kondycjonowania i przechowywania energii ze źródeł odnawialnych, kopalnych oraz jądrowych, na rozwoju technik dronowych, lotniczych i kosmicznych skończywszy),
- rozwoju systemów sztucznej inteligencji, ponieważ zasilanie serwerowni i farm SI bez nowoczesnej energoelektroniki szeroko-przerwowej (bazującej na przyrządach półprzewodnikowych GaN, SiC, itp.) nie jest możliwe.

Energoelektronika otwiera przed Polską szerokie perspektywy rozwoju technologicznego, gospodarczego i przemysłowego. Stanowi ona fundament dla budowy nowoczesnej, bezpiecznej i konkurencyjnej gospodarki opartej na wiedzy, innowacjach oraz efektywnym wykorzystaniu energii. Aby w pełni wykorzystać ten potencjał, konieczne jest niezwłoczne podjęcie skoordynowanych działań we wszystkich kluczowych obszarach – od legislacji i produkcji komponentów, po badania, rozwój i edukację. Tylko szybka reakcja pozwoli Polsce stać się jednym z liderów światowej bezpiecznej transformacji energetycznej i technologicznej.

…….
Dr hab. inż. Marek Jasiński, prof. uczelni

…….
Dr hab. inż. Dariusz Zieliński, prof. uczelni

…….
Dr inż. Szymon Piasecki

…….
Prof. dr hab. inż. Wojciech Jarzyna