

Marek GOŁĘBIEWSKI

**Politechnika Rzeszowska
im. Ignacego Łukasiewicza**

Wydział Elektrotechniki i Informatyki

**Załącznik nr 2
do wniosku o wszczęcie postępowania habilitacyjnego**

**Autoreferat przedstawiający
opis dorobku i osiągnięć naukowych**

Rzeszów, 10 grudnia 2018

Autoreferat

1. Imię i Nazwisko

Marek Gołębiowski

2. Posiadane dyplomy, stopnie naukowe/artystyczne - z podaniem nazwy, miejsca i roku ich uzyskania oraz tytułu rozprawy doktorskie

Dyplom magistra inżyniera elektryka: Politechnika Rzeszowska im. Ignacego Łukasiewicza w Rzeszowie, Wydział Elektryczny, kierunek: Elektrotechnika, specjalność: Automatyka i informatyka, temat pracy: "Zastosowanie algorytmów optymalizacji w zadaniach kombinatorycznych", 2002, promotor: dr hab. inż. Marian Wysocki.

Dyplom Doktora nauk technicznych w zakresie dyscypliny "elektrotechnika": Politechnika Rzeszowska im. Ignacego Łukasiewicza w Rzeszowie, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, 19.03.2010, temat rozprawy: "Wpływ indukcyjności rozproszenia autotransformatorów zasilających wielopulsowe układy prostownicze na współczynnik odkształceń prądów sieciowych", promotor: dr hab. inż. Jerzy Lewicki, recenzenci: prof. zw. dr inż. Henryk Tunia, dr hab. inż. Marian Wysocki.

3. Informacje o dotychczasowym zatrudnieniu w jednostkach naukowych

2002 - 2010 - Politechnika Rzeszowska, stanowisko: asystent

2010 - (...) - Politechnika Rzeszowska, stanowisko: adiunkt

4. Wskazanie osiągnięcia wynikającego z art. 16 ust. 2 ustawy z dnia 14 marca 2003 r. o stopniach naukowych i tytule naukowym oraz o stopniach i tytule w zakresie sztuki (Dz. U. 2016 r. poz. 882 ze zm. w Dz. U. z 2016 r. poz. 1311.):

a) tytuł osiągnięcia naukowego,

FILTRY W OBLICZENIACH STRAT WIROPRAĐOWYCH W BLACHACH LAMINOWANYCH RDZENI
MAGNETYCZNYCH MASZYN ELEKTRYCZNYCH

b) (autor/autorzy, tytuł/tytuły publikacji, rok wydania, nazwa wydawnictwa, recenzenci wydawniczy),

Gołębiowski M., *Filtry w obliczeniach strat wiroprowadowych w blachach laminowanych rdzeni magnetycznych maszyn elektrycznych* - monografia, Październik 2018, Oficyna Wydawnicza Politechniki Rzeszowskiej, ISBN: 978-83-7934-255-6, recenzenci wydawniczy: Prof. dr hab. inż. Marian Noga, dr hab. inż. Tadeusz Kwater, Prof. UR

c) omówienie celu naukowego prac i osiągniętych wyników wraz z omówieniem ich ewentualnego wykorzystania.

c.1) Wprowadzenie

Przewidywanie strat w rdzeniach magnetycznych maszyn elektrycznych jest ważnym zagadnieniem przy ich projektowaniu. Rdzenie tych maszyn są wykonane z blach laminowanych. W chwili obecnej stosuje się coraz częściej zasilanie tych maszyn z falowników. Niesinusoidalny kształt napięć zasilających maszyny elektryczne zwiększa w wydatny sposób straty w ich rdzeniach laminowanych. Straty te zależą od indukcji magnetycznej oraz od częstotliwości a w szczególności od zawartości wyższych harmonicznych w przebiegach indukcji czy też napięcia zasilającego. Zależą one również od procesu produkcyjnego tych blach. Dokładne obliczenie strat wiropądowych w blachach laminowanych wymagałoby trójwymiarowych obliczeń uwzględniających zjawiska polowe oraz równocześnie obliczeń obwodowych dla układu uzwojeń tych maszyn. Wymagałyby one dużej gęstości siatki elementów skończonych ponieważ należało by uwzględnić małą głębokość wnikania pola do blach. Ze względu na dużą ilość blach w pakiecie rdzenia magnetycznego powodowałoby to nadmierne zwiększenie ilości niewiadomych. Nie można rozdzielić obliczeń zjawisk polowych od wywołujących prądów obwodów elektrycznych. Obliczenia te muszą być prowadzone równocześnie przy uwzględnieniu przebiegów dynamicznych związanych z obrotem wirnika maszyn elektrycznych. W chwili obecnej istniejące maszyny cyfrowe nie są w stanie sprostać tym wymaganiom. Dlatego obliczenia stanów dynamicznych maszyn elektrycznych są prowadzone przy uproszczonym uwzględnianiu strat wiropądowych. Straty wiropądowe są szacowane po dokonaniu obliczeń dynamiki przy pomocy wzorów Bertotti lub Steinmetza. Ostatnio używa się w tym celu zmodyfikowanych wzorów Steinmetza (MSE). Separują one straty na jednostkę objętości w rdzeniu magnetycznym na straty wiropądowe, straty histerezy, oraz nadmiarowe. Dla zwiększenia dokładności obliczeń straty uzależnione są również od pochodnej indukcji magnetycznej a obliczenia prowadzone są dla innych kształtów napięć niż sinusoidalne. Uwzględniany jest efekt podmagnesowania prądem stałym. Wykorzystywane są również tzw. poprawione wzory Steinmetza. Wspólną wadą tych metod obliczania strat jest przeprowadzenie ich po dokonaniu właściwych obliczeń przebiegów dynamicznych maszyn. W związku z czym nie mogą one wpływać na te przebiegi dynamiczne. Zatraca się w ten sposób bezpośredni wpływ strat na przebiegi dynamiczne a więc można te wyniki traktować jako szacunkowe.

Jednym ze stosowanych sposobów uwzględniania wpływu strat wiropądowych w blachach laminowanych rdzeni magnetycznych jest włączanie równoległe do uzwojeń faz maszyny rezystancji R_{Fe} . Ma ona za zadanie reprezentowanie strat podczas obliczeń dynamiki maszyny. Sposób implementacji tych rezystancji jest pokazany w monografii na przykładzie reluktancyjnej maszyny przełączalnej SRM. Jest to generator przekształcający energię pływów oceanicznych na energię elektryczną. Przedstawiono układ sterowania generatora przy uwzględnieniu wpływu nasycania się jego obwodu magnetycznego. Wartość rezystancji R_{Fe} była wyznaczana po dokonaniu cyklu obliczeniowego w sposób szacunkowy ze strat w rdzeniu liczonych metodą Bertotti. Tak wyznaczoną wartość

rezystancji stosowano na następny cykl obliczeniowy. Przy równoczesnej pracy pasm (czego się unika) trudno było rozdzielić straty w rdzeniu na pochodzące z poszczególnych pasm aby prawidłowo oszacować wartości włączonych równolegle do tych pasm zastępczych rezystancji strat R_{Fe} na następny cykl obliczeniowy. Przy znanych przebiegach prądu w poprzednim cyklu obliczeniowym obwód magnetyczny maszyny był dzielony na części, wewnątrz których panowały te same warunki magnetyczne. Potrzebne do zastosowania wzorów Bertotti wartości indukcji magnetycznej oraz jej pochodnej po czasie były brane po zastosowaniu metody MES 2D dla poszczególnych części obwodu magnetycznego maszyny przy znanych przebiegach prądów i zmianach położenia z poprzedniego cyklu obliczeniowego. Ten sposób postępowania należy określić jednak jako "a posteriori". Wprawdzie wprowadzane równolegle do uzwojeń rezystancje R_{Fe} wpływają na przebiegi w aktualnym cyklu obliczeń, lecz założenie stałej ich wartości uśrednionej z poprzedniego cyklu obliczeń nie oddaje we właściwy sposób istoty zjawiska.

c.2) Cel osiągnięcia naukowego

Celem osiągnięcia naukowego jest opracowanie metod obliczania zastępczej przenikalności magnetycznej blach laminowanych rdzeni magnetycznych maszyn elektrycznych oraz implementacja tej zastępczej przenikalności magnetycznej do obliczeń dynamiki maszyn elektrycznych. Ta zastępcza przenikalność magnetyczna blach laminowanych rdzeni magnetycznych ma służyć obliczeniom zarówno obwodowym jak i polowym pola magnetycznego w rdzeniach maszyn elektrycznych. Obliczenia dynamiki będą odbywać się w sposób sprzężony tzn. równocześnie będą rozwiązywane równania dla obwodów elektrycznych uzwojeń jak też obliczane wytworzone przez prądy tych uzwojeń pola magnetyczne. Straty wiropądowe w rdzeniu magnetycznym powinny być obliczane przy występowaniu pól magnetycznych wirujących w stosunku do rdzeni oraz przy uwzględnieniu nieliniowej charakterystyki magnesowania żelaza. Zastępcza przenikalność magnetyczna blach laminowanych będzie syntetyzowana do postaci filtru jako funkcji wymiernej o liczniku i mianowniku będącymi wielomianami zmiennej Laplace'a s lub zmiennej z przekształcenia Z . W związku z tym obliczenia dynamiki maszyn będą mogły być prowadzone w dziedzinie zmiennej Laplace'a (tj. w sposób "ciągły" - np metodą Rungego - Kuty) lub też w sposób dyskretny. Sprawdzenie poprawności reprezentowania blach laminowanych przez te filtry będzie polegało na porównaniu strat wiropądowych w blachach obliczonych przy pomocy tych filtrów ze stratami dla tych samych blach podawanymi w normach DIN EN 10106 oraz DIN EN 10207.

Przedstawione cele osiągnięcia naukowego służą udowodnieniu tezy, która jest motywem monografii: "Jest możliwe bezpośrednio uwzględnienie strat wiropądowych w blachach laminowanych rdzeni maszyn elektrycznych podczas obliczeń stanów dynamicznych"

Po zaimplementowaniu otrzymanych filtrów reprezentujących zastępczą przenikalność magnetyczną blach laminowanych do metody elementów skończonych w celu obliczania dynamiki maszyny pojawiają się trudności numeryczne związane z dużą ilością niewiadomych oraz złym uwarunkowaniem macierzy. Dla rozwikłania tych trudności w obliczeniach 2D stosuje się odpowiednie przenumerywanie zmiennych. Dodatkowym

celem postawionym w monografii jest opracowanie metody rozwiązania tych trudności w przypadku obliczeń 3D. Problem ten jest rozwiązany przez bezpośrednie obliczanie niewiadomych potencjału magnetycznego związanych z dużymi wartościami własnymi niesymetrycznej macierzy układu równań zagadnienia czym znacząco poprawia się wskaźnik uwarunkowania układu. Pozostałe składowe rozwiązania znajduje się przy pomocy iteracyjnej metody minimalnych residuów dla układu symetrycznego.

Ponadto cel osiągnięcia naukowego rozszerzono o następujące zagadnienia:

- Uwzględnienie w obliczeniach zwarcia blach pakietu rdzenia magnetycznego na przykładzie zwarcia dwóch blach przez konduktancję.
- Opracowanie metody uwzględniania strat histerezowych w żelazie rdzenia magnetycznego na przykładzie modelu histerezy Tellinena. Model ten współdziała w bezpośrednich obliczeniach dynamiki maszyny z opracowaną metodą uwzględniania strat wiropędowych w blachach laminowanych rdzenia przy pomocy implementacji do obliczeń filtrów reprezentujących zastępczą przenikalność magnetyczną blach.

c.3) Opis osiągniętych wyników prowadzonych prac badawczych

W ramach prowadzonych prac badawczych autor zaproponował własne oryginalne metody oraz algorytmy obliczeniowe:

- c.3.1. Obliczania zastępczej przenikalności magnetycznej blach laminowanych rdzeni magnetycznych maszyn elektrycznych i przedstawienia jej w postaci filtru zmiennej Laplace'a s lub zmiennej z przekształcenia Z . Metoda ta dotyczy również przypadku zwarcia blach konduktancją.
- c.3.2. Implementacji filtru reprezentującego zastępczą przenikalność magnetyczną blach laminowanych do metod obliczeń stanów dynamicznych maszyn elektrycznych, gdzie pole magnetyczne obliczane jest zarówno metodami obwodowymi jak też metodami elementów skończonych 2D oraz 3D również dla pola wirującego.
- c.3.3. Szybkiego rozwiązywania niesymetrycznego układu równań otrzymanego po implementacji filtru reprezentującego zastępczą przenikalność blach laminowanych.
- c.3.4. Pomiaru strat histerezowych oraz wiropędowych w blachach laminowanych oparte na zastosowaniu filtrów Hilberta.
- c.3.5 Uwzględniania podczas obliczeń dynamiki maszyny strat histerezowych według modelu Tellinena.

Ad.c.3.1. Opracowano następujące metody obliczania zastępczej przenikalności magnetycznej blach laminowanych rdzeni magnetycznych oraz przedstawienia jej w postaci filtru.

a) Metoda rozwijania w szereg rozwiązania równania Helmholtza w zastosowaniu dla pola magnetycznego w przekroju dwuwymiarowym blachy laminowanej dla zadanej pulsacji ω .

Otrzymano w ten sposób rozwiązania dla różnych przekrojów blach w tym prostokątnego, kwadratowego lub okrągłego dla różnych pulsacji w postaci zespolonej wartości zastępczej przenikalności magnetycznej. Syntezę filtru przeprowadzano w oparciu o te wartości przy pomocy identyfikacji częstotliwościowej. W tym celu stosowano własny program identyfikacji oraz funkcje z toolbox'u *fomcon* Matlab (vinagre(), levy() itp.). W ten sposób otrzymywano filtry w postaci funkcji wymiernej, której licznik i mianownik były wielomianami zmiennej Laplace'a s w potęgach q (s^q). Głównie jednak korzystano z tradycyjnych obliczeń, gdy $q=1$.

b) Zastosowanie metody elementów skończonych do rozwiązywania pola magnetycznego w przekroju blachy laminowanej o dowolnych kształtach brzegu dla założonej pulsacji.

Gęstość rozmieszczenia elementów skończonych w przekroju blach należało dostosować do głębokości wnikania pola magnetycznego do blach, która maleje wraz ze wzrostem pulsacji. W metodzie opisanej w punkcie c.3.1.a zjawisko to skutkowało koniecznością zwiększenia ilości uwzględnianych składników szeregu wraz ze wzrostem pulsacji. Poprawność użytej siatki elementów skończonych sprawdzano poprzez porównanie wyników z dwóch kolejnych kroków zagęszczania siatki. Syntezę filtru przeprowadzano metodą identyfikacji częstotliwościowej.

c) Metoda uwzględniania nieliniowej charakterystyki magnesowania żelaza wewnątrz blachy laminowanej.

W metodzie tej rozwiązywano problem równania cząstkowego parabolicznego przy wymuszeniu monoharmonicznym w postaci cewki obejmującej blachę laminowaną prowadzącą prąd o zadanej pulsacji. Zagadnienie to rozwiązywano na dwa sposoby. Pierwszy sposób polegał na założeniu również wewnątrz blachy monoharmonicznych przebiegów natężenia pola magnetycznego. Przy tym założeniu dopuszczalna była zamiana w równaniu parabolicznym pochodnej czasowej d/dt na czynnik $j\omega$. Równanie sprowadza się wówczas do równania różniczkowego zwyczajnego Helmholtza na liczbach zespolonych, w którym zmienną niezależną jest współrzędna przestrzenna prostopadła do powierzchni zewnętrznej blachy. Podczas rozwiązywania tego równania uzależniano przenikalność magnetyczną blachy μ od nieliniowej charakterystyki magnesowania żelaza jako $\mu(H)$, gdzie H to natężenie pola magnetycznego. Niestety późniejszy proces syntezy filtru poprzez identyfikację częstotliwościową niekiedy nie zapewniał stabilności tych filtrów. Przyczyną było narzucenie sinusoidalnego kształtu przebiegów czasowych natężenia pola magnetycznego H wewnątrz blach poprzez zastosowanie podstawienia $j\omega \rightarrow d/dt$. Zastosowanie niestabilnych filtrów reprezentujących zastępczą przenikalność magnetyczną blach laminowanych w układach magnetycznych z rdzeniem magnetycznym

proceeds to the instability of the entire system. The second approach to solving the problem of taking into account the nonlinear characteristic of iron magnetization within laminated sheets consisted in solving a parabolic differential equation of the partial type without the assumption of sinusoidal transients within the sheet. In this approach, the monoharmonic character had only the excitation on the edge of the sheet. The independent variables were time and the spatial coordinate perpendicular to the side surface of the sheet. The nonlinear dependence of magnetic permeability μ on the magnetic field strength H was taken into account. The time coordinate was solved using the implicit method. Obtained non-sinusoidal transients within the sheet, despite the monoharmonic excitation on the edge, were approximated by the first harmonic of the transients within the sheet. Applying the identification of the frequency with the results obtained, stable filters were obtained.

d) Bezpośrednia transformacja odwrotna Laplace'a wzoru na operatorową przenikalność magnetyczną blachy laminowanej przy pomocy tablic przekształcenia Laplace'a.

In this method, the formula for the inverse transform of the transmittance, similar to the magnetic permeability transmittance, was adapted. As a result of this synthesis, a circuit diagram of an electrical circuit consisting of parallel RC circuits for the magnetic permeability transmittance and series RL circuits for the reluctance transmittance was obtained. The impedance of such circuits represents the magnetic permeability (or reluctance) of the sheet, and the presence of resistance R in these circuits guarantees their stability. The obtained circuits have an infinite number of elements (RC or RL doublets). In view of this, it is necessary to limit the number of elements to a finite number, and to replace the omitted elements with one equivalent. The obtained filters were checked by calculating the test transformer transient response of a toroidal core. Magnetic phenomena in this core were modeled circuit-wise using the magnetic permeability transmittance in the form of the obtained filter. Next, in subsequent time steps, the saturation of iron sheets was taken into account by the dependence of the magnetic permeability of iron μ on the current saturation of the sheets. This magnetic permeability was used to calculate the values of the equivalent RC circuit elements, from which the filter was obtained. For this filter, the numerator and denominator coefficients were plotted as a function of the square of the induction B . When passing to discrete calculations using the bilinear transformation, the IIR filter in the s domain was obtained from the continuous Laplace transform, and the Z-transform of the filter was obtained from the discrete bilinear transformation. From the poles and zeros of the filter in the B^2 function, it can be concluded that the filter is stable because the magnitudes of the poles are less than 1.

e) Identyfikacja filtru z odpowiedzi impulsowej zastępczej przenikalności magnetycznej blach laminowanych.

Dysponując operatorową postacią przenikalności magnetycznej zastępczej blach obliczono odpowiedź impulsową tej przenikalności. W tym celu wykorzystano metodę aproksymacji Pade funkcji e^{-Ts} , która występuje we wzorze na odwrotną transformatę Laplace'a. Odpowiedź impulsową zastępczej przenikalności magnetycznej można też uzyskać przy pomocy obliczeń symbolicznych ze schematu zastępczego RC otrzymanego w rozdziale 3. Dowodem poprawności obliczeń było pokrycie się uzyskanych tymi sposobami odpowiedzi. Filtr reprezentujący zastępczą przenikalność magnetyczną był uzyskiwany z tej odpowiedzi z wykorzystaniem metody Prony'ego.

f) Metoda obliczania zastępczej przenikalności magnetycznej blach laminowanych przy ich zwarcu przez konduktancję.

Zwarcie takie może nastąpić w skutek niewłaściwego procesu technologicznego, np. przez wystąpienie ostrych nierówności na brzegu blachy itp.. Wówczas w przekrojach blach pojawiają się napięcia, które decydują o przepływie prądu między blachami w miejscu uszkodzenia. Wyprowadzono równania pozwalające wyznaczyć te napięcia. Następnie dla przykładowego przypadku zwarcia dwóch blach obliczono ich zastępczą przenikalność magnetyczną i przeprowadzono jej identyfikację do postaci filtru.

Ad.c.3.2. Opracowano algorytmy obliczeń dynamiki maszyn z wykorzystaniem filtru w celu uwzględnienia strat wirowych.

a) Użycie filtrów reprezentujących zastępczą przenikalność magnetyczną blach laminowanych w dziedzinie zmiennej Laplace'a s oraz zmiennej z przekształcenia Z do obliczeń układów elektromagnetycznych metodą obwodową.

Uzyskany filtr reprezentujący przenikalność magnetyczną blach laminowanych był zastosowany do zamodelowania rdzenia magnetycznego toroidalnego transformatora dwuuzwojeniowego. Obliczenia obwodu magnetycznego były prowadzone metodami obwodowymi. Model ten służył do testowania stratności od prądów wirowych w blachach. Uzyskane wyniki sprawdzono poprzez porównanie z danymi z norm dla blach o tych samych parametrach. W celu uwzględnienia zjawiska nieliniowej charakterystyki żelaza współczynniki filtrów uzależniono od kwadratu indukcji magnetycznej B^2 . Dodatkowo uwzględniono wpływ histerezy według modelu Tellinena.

b) Użycie filtrów reprezentujących zastępczą przenikalność magnetyczną blach laminowanych w dziedzinie zmiennej Laplace'a s do obliczeń układów elektromagnetycznych metodą elementów skończonych 2D.

Obliczenia stanów przejściowych dławika metodą elementów skończonych 2D prowadzono z wykorzystaniem przenikalności magnetycznej zastępczej blach laminowanych reprezentowanej przez filtr w dziedzinie zmiennej Laplace'a s . Pole magnetyczne obliczano metodą elementów skończonych zaś równanie uzwojenia podano w formie obwodowej. Elementy z przekątną tensora reluktywności magnetycznej blach

laminowanych stanowią dwa filtry działające odpowiednio w kierunku osi x oraz prostopadłej do niej osi y . W ten sposób możliwe jest uwzględnienie ewentualnej anizotropowości blach. Filtry te były reprezentowane w dziedzinie zmiennej Laplace'a s , dlatego obliczenia stanów przejściowych realizowane są metodami ciągłymi (np. metodą Rungego-Kutty). Bezpośrednie zastosowanie tych metod uniemożliwiają mianowniki filtrów. Z tego powodu równania metody elementów skończonych były mnożone przez te mianowniki. W ten sposób niewiadome potencjały wektorowe w węzłach siatki elementów skończonych oraz prąd cewki były mnożone przez różne potęgi zmiennej Laplace'a s co odpowiada ich wielokrotnemu różniczkowaniu. Metody Rungego-Kutty są natomiast przystosowane do rozwiązywania układu równań różniczkowych zwyczajnych pierwszego rzędu. Aby spełnić ten warunek konieczne było rozszerzenie liczby niewiadomych o ich pochodne. W testowanej w monografii metodzie dodatkowo podzielono układ równań przez najwyższy stopień zmiennej Laplace'a. Nie zmienia to jednak problemu, jedynie pochodne zastępowane są przez całki. W dalszym ciągu konieczne było wielokrotne zwiększenie liczby niewiadomych. W metodzie elementów skończonych, przy dużej ilości niewiadomych jest to kłopotliwe. Zadanie takie jest również trudne do rozwiązania metodami Rungego-Kutty. Metody ekstrapolacyjno-interpolacyjne Adamsa nie okazały się skuteczne w tym zastosowaniu, krok całkowania był w nich nadmiernie zmniejszany. Przy bezpośrednim rozwiązywaniu otrzymanego układu równań liniowych stosowano metody przenumeroowania niewiadomych w celu zmniejszenia liczby nowych, tworzonych podczas obliczeń niezerowych elementów macierzy. O poprawności metody użycia filtrów zmiennej s reprezentujących straty wiropądowe w blachach laminowanych rdzeni magnetycznych świadczył, prowadzony równoległe z obliczeniami stanów przejściowych, zerujący się bilans mocy oraz energii obliczanych dla całego układu.

c) Użycie filtrów IIR reprezentujących zastępczą przenikalność magnetyczną blach laminowanych w dziedzinie zmiennej z do obliczeń metodą elementów skończonych 2D przy wirującym polu magnetycznym.

Aby zastosować filtr IIR w metodzie elementów skończonych przy wirującym polu magnetycznym należy oprzeć się na analitycznych wyprowadzeniach I. D. Mayergoyz'a. Udowodnił on, że nawet przy silnie nieliniowej charakterystyce magnesowania żelaza, przy wirującym polu magnetycznym możliwe są dokładne obliczenia strat wiropądowych. Warunkiem jest prowadzenie tych obliczeń w osiach współrzędnych kartezjańskich na stałe związanych z blachami laminowanymi. Dlatego współrzędne, w których oblicza się pole magnetyczne w stojanie są nieruchome. Natomiast współrzędne w wirniku muszą wraz z nim wirować. W celu zamodelowania ruchu wirnika względem stojana w szczeliny powietrznej umieszczono warstwę elementów skończonych, które podczas obrotu wirnika deformują się. Aby nie dopuścić do zbyt dużej deformacji elementów, co zmniejsza dokładność obliczeń, zastosowano przenumeroowanie węzłów w warstwie deformującej się. Sprawdzeniem wyników dokładności implementacji filtra IIR do metody elementów skończonych jest zerujący się bilans energii oraz mocy dostarczanej do maszyny na drodze elektrycznej poprzez napięcia zasilające oraz na drodze mechanicznej poprzez moment elektromagnetyczny na wale maszyny. Należy zatem dokładnie wyznaczyć moment

elektromagnetyczny, który w bilansie mocy i energii odgrywa dużą rolę. Moment ten był obliczany metodą tensora Maxwella oraz metodą Coulomba. Obliczenia momentu przeprowadzono w deformującej się podczas obrotu warstwie elementów umieszczonych w szczelinie powietrznej. Dodatkowym potwierdzeniem dokładności obliczeń była równość momentów uzyskanych tymi dwoma metodami.

Podobnie jak przy obliczeniach w dziedzinie zmiennej s filtr cyfrowy IIR był umieszczany na diagonalu tensora przenikalności magnetycznej dla każdego elementu skończonego. W obliczeniach 2D każdy element na diagonalu odpowiada współrzędnej kartezyjskiej związanej ze środowiskiem. Dzięki temu możliwe jest uwzględnienie ewentualnej anizotropii magnetycznej w blachach rdzenia. Stosując dyskretne filtry IIR reprezentujące zastępcza przenikalność magnetyczną blach laminowanych rdzenia magnetycznego należy prowadzić obliczenia w dziedzinie zmiennej z przekształcenia Z . Jest to dużym ułatwieniem w porównaniu do poprzednio prezentowanej metody stosującej zmienną s przekształcenia Laplace'a. Nie ma w tym przypadku potrzeby mnożenia całego układu równań metody elementów skończonych i równań napięciowych dla uzwojeń przez mianownik filtru, co w znacznym stopniu powiększa liczbę niewiadomych i utrudnia obliczenia. Wykorzystując filtry IIR reprezentujące reluktywność magnetyczną blach rdzenia w równaniach metody elementów skończonych należy uwzględnić sposób działania filtru dyskretnego. W słabym sformułowaniu Galerkin natężenie pola magnetycznego należy obliczyć mnożąc zastępczą reluktywność blach laminowanych rdzenia magnetycznego przez indukcję magnetyczną. Dla obliczenia aktualnej wartości natężenia pola magnetycznego należy, zgodnie z definicją filtru IIR, w obliczeniach dyskretnych pomnożyć przez współczynnik aktualnie obliczaną wartość indukcji magnetycznej oraz dodać kombinację liniową znanych wartości natężenia pola magnetycznego i indukcji magnetycznej z poprzednich kroków czasowych. Potrzebne współczynniki pochodzą z zapisu dyskretnego filtru IIR. Dlatego współczynnik przez który mnożona jest aktualna wartość indukcji magnetycznej może być traktowany jako reluktywność magnetyczna elementu skończonego, a pozostałe człony pochodzące z poprzednich kroków czasowych mogą być, jako wartości znane, przeniesione na prawą stronę równania. Dlatego metodę tę, w przeciwieństwie do poprzedniej wykorzystującej zmienną s przekształcenia Laplace'a, można uznać za lokalną. Konieczność mnożenia całego układu przez mianownik filtru reprezentującego zastępczą reluktywność blach czyni z poprzedniej metody metodę globalną, odnoszącą się do wszystkich elementów i dodatkowo zwiększa liczbę niewiadomych. Przy zastosowaniu obliczeń dyskretnych i lokalnym traktowaniu zjawisk magnetycznych istnieje możliwość zróżnicowania stosowanych filtrów dla każdego elementu skończonego również w odniesieniu do każdej osi x - y współrzędnych układu kartezyjskiego tego elementu skończonego. Dzięki temu możliwe jest uwzględnienie nieliniowości charakterystyki magnesowania.

Przeprowadzono wiele symulacji obliczeniowych dla opisywanego modelu testowego maszyn indukcyjnej z implementacją filtrów IIR w celu uwzględnienia strat wiropądowych w blachach laminowanych rdzenia magnetycznego. Zamieszczone wyniki dla dużego poślizgu maszyny demonstrują duże straty wiropądowe w wirniku.

Ad.c.3.3. Układy równań otrzymywane przy obliczaniu dynamiki maszyn elektrycznych z zastosowaniem metody elementów skończonych sprzęgniętej z obwodowymi równaniami zasilanych napięciowo uzwojeń posiadają duże, skośnosymetryczne macierze rzadkie. Podczas ich tworzenia filtry reprezentujące reluktywność zastępczą blach laminowanych stanowią elementy z diagonali tensora reluktywności magnetycznej. Dotyczy to zarówno implementacji filtrów w dziedzinie zmiennej Laplacea s jak i zmiennej z przekształcenia Z .

W obliczeniach 2D ilość nowych, niezerowych elementów powstających podczas stosowania metod bezpośrednich rozwiązywania układu równań można ograniczyć przy pomocy metod przenumerowywania niewiadomych. Dzięki temu istnieje możliwość stosowania bezpośrednich metod rozwiązywania układu równań liniowych w tych obliczeniach.

W obliczeniach 3D takich możliwości nie ma ze względu na dużą ilość niewiadomych. Układ równań należy rozwiązywać metodami iteracyjnymi. Ilość iteracji niezbędnych do uzyskania rozwiązania jest, dla układów symetrycznych, proporcjonalna do współczynnika uwarunkowania układu czyli do stosunku największej do najmniejszej wartości własnej macierzy głównej układu. Dla układów niesymetrycznych ilość iteracji jest proporcjonalna do kwadratu tego współczynnika. Istnieje możliwość sprowadzenia macierzy głównej układu do macierzy symetrycznej poprzez redukcję niewiadomych prądów uzwojeń. Otrzymuje się w ten sposób symetryczny układ równań z niewiadomymi potencjałami wektorowymi. Współczynnik uwarunkowania tego układu jest jednak wyjątkowo duży, szczególnie ze względu na małe indukcyjności rozproszenia uzwojeń. Dla takiego układu dobre i szybkie wyniki daje połączenie dwóch metod iteracyjnych. Metody Czebyszewa i metody minimalnych residuów. Podczas ich stosowania wymagane jest obliczenie aktualnego błędu (residuum) czyli różnicy prawej strony układu i iloczynu macierzy głównej układu z aktualnym przybliżeniem rozwiązania. Ze względu na rzadkość macierzy obliczenia te są szybkie. Stwierdzenie to dotyczy również opisanych niżej dalszych działań mających na celu przyspieszenie obliczeń. Metoda Czebyszewa ma za zadanie zmniejszać iteracyjnie błędy rozwiązania układu równań związane z dużymi wartościami własnymi np. w zakresie $(\lambda_{\max}/2, \lambda_{\max})$, gdzie λ_{\max} to maksymalna wartość własna. Metoda minimalnych residuów zmniejsza błędy związane z pozostałymi wartościami własnymi.

Proponowana w monografii oryginalna metoda obliczeń polega na bezpośrednim rozwiązaniu równań napięciowych obwodów elektrycznych co odpowiada, ze względu na indukcyjności rozproszenia dużym wartościom własnym układu. Wprowadza się macierze T , na kolumnach których rozpostarte są uzwojenia. Mają one ilość kolumn równą ilości uzwojeń i ilość wierszy równą ilości niewiadomych potencjałów metody elementów skończonych. Z kolumn wydziela się wektory ortonormalne metodą Grama – Schmidta. Na tych wektorach opiera się część rozwiązania potencjałów węzłowych, które są wstępnie jednorazowo eliminowane. Pozostała część potencjałów węzłowych związana jest z mniejszymi wartościami własnymi. Dlatego ich iteracyjne rozwiązanie jest szybkie. Przedstawiana metoda została sprawdzona na małym układzie elektromagnetycznym gdzie obwód magnetyczny był modelowany obwodowo podobnie jak układy uzwojeń. Potwierdzono w ten sposób dokładność i zdolność do poprawy współczynnika uwarunkowania układu równań opisywanej metody. Metoda ta została również

zastosowana w obliczeniach monoharmonicznych 3D autotransformatora 3-kolumnowego o 5ciu uzwojeniach na każdej kolumnie.

Ad.c.3.4. Zaproponowana metoda wyodrębnienia strat wiroprądowych w blachach laminowanych z ogólnych strat w tych blachach, które jest łatwo określić, polega na opracowaniu układu pomiarowego strat histerezowych. Straty wiroprądowe mogą być określone jako różnica strat sumarycznych w blachach i strat histerezowych. W celu określenia strat histerezowych natężenie pola magnetycznego rozdziela się na część odwracalną oraz nieodwracalną. Część odwracalna natężenia pola magnetycznego jest w fazie z indukcją magnetyczną zaś część nieodwracalna opóźnia się o 90° względem indukcji. Zależność ta obowiązuje dla każdej składowej harmoniczej indukcji magnetycznej. Z znanego wzoru na straty histerezowe wynika, że amplituda każdej składowej harmoniczej nieodwracalnej części natężenia pola magnetycznego jest równa amplitudzie indukcji magnetycznej pomnożonej przez pewien stały współczynnik. Współczynnik ten nie zmienia się wraz z pulsacją harmoniczną. Dlatego składową nieodwracalną natężenia pola magnetycznego otrzymuje się poddając indukcję magnetyczną działaniu filtru Hilberta typu FIR lub IIR. Należy jednak wziąć pod uwagę, że filtry te wprowadzają opóźnienie względem sygnału wejściowego. Wybrano filtr IIR, ponieważ wprowadzane przez niego opóźnienie jest mniejsze jak również dla tego, że wymaga on mniejszej ilości współczynników. Aby otrzymać straty wiroprądowe należy iloczyn opóźnionej pochodnej indukcji magnetycznej po czasie oraz składowej nieodwracalnej natężenia pola magnetycznego poddać działaniu filtru dolnoprzepustowego. Opóźnienie pochodnej indukcji powinno być takie same jak opóźnienie składowej nieodwracalnej natężenia pola magnetycznego. Straty wiroprądowe w blachach otrzymuje się odejmując straty histerezowe od opóźnionych strat sumarycznych.

Ad.c.3.5. Możliwość uwzględniania strat histerezowych równocześnie z implementacją filtru reprezentującego straty wiroprądowe blach laminowanych przedstawiona jest w rozdziale 3 na przykładzie modelu histerezy Tellinena. Zagadnienie to nie należy do tematyki monografii, sposób ten jednak został przedstawiony w zastosowaniu do obwodowego modelu obwodu magnetycznego testowego transformatora dwuuzwojeniowego. Metoda ta polega na dodaniu do okładu magnesującego rdzeń, który otrzymywany jest z wykorzystaniem zastępczej przenikalności blach rdzenia w postaci filtru, części składowej otrzymanej z modelu histerezy Tellinena. Obliczenia testowe potwierdziły poprawność działania tej metody jak też prawidłowość uwzględnianych w ten sposób strat. Straty te odpowiadały stratom wykazanym w normach dla blach o tych samych parametrach.

c.4) Podsumowanie osiągnięcia naukowego

W stosowanych powszechnie metodach straty wiroprądowe w blachach laminowanych rdzeni magnetycznych wyznaczone są "a posteriori". Należy w tym celu przeprowadzić obliczenia bez uwzględniania strat a potem oszacować te straty na podstawie uzyskanych

przebiegów. Nie uwzględnia się w ten sposób wpływu strat na przebiegi dynamiczne. Podejmowane próby uwzględnienia strat podczas obliczeń, przedstawione w monografii na przykładzie generatora SRM, polegają na włączeniu, na schemacie zastępczym maszyny, rezystancji reprezentującej straty R_{Fe} równolegle do pasm maszyny. Wartość tej rezystancji jest przewidywana do obliczeń następnego cyklu po analizie strat z poprzedniego cyklu.

Osiągnięciem naukowym prezentowanej monografii jest zaproponowanie do uwzględnienia strat wiropądowych w blachach filtru, który reprezentuje zastępczą przenikalność magnetyczną blach. Filtr ten nie zastępuje równoległej rezystancji R_{Fe} , lecz reprezentuje rdzeń magnetyczny i sam dostosowuje swoje działanie do aktualnych warunków i przebiegów magnetycznych. W ten sposób zjawiska magnetyczne w rdzeniu i przebiegi prądów w uzwojeniach są uwzględniane w ich wzajemnej zależności w sposób bezpośredni podczas obliczeń stanów dynamicznych maszyny elektrycznej.

Realizacja filtru, reprezentującego zastępczą przenikalność magnetyczną blach laminowanych a następnie implementacja tego filtru do metod obwodowych jak też metod elementów skończonych realizujących obliczenia stanów dynamicznych maszyn elektrycznych służy udowodnieniu tezy monografii. Przedstawiono w ten sposób możliwość uwzględniania podczas obliczeń dynamiki maszyny zjawisk strat wiropądowych w rdzeniu magnetycznym wykonanym z blach laminowanych.

Do najistotniejszych własnych osiągnięć związanych z umożliwieniem uwzględniania strat wiropądowych w blachach laminowanych rdzeni magnetycznych na bieżąco podczas obliczeń stanów dynamicznych maszyn elektrycznych autor zalicza:

- Opracowanie metod wyznaczania zastępczej przenikalności magnetycznej blach laminowanych. Przedstawiono:
 - a) Analityczną metodę rozwijania w szereg rozwiązania równania opisującego pole magnetyczne wewnątrz blachy. Metoda ta ma zastosowanie dla różnych przekrojów blach laminowanych (prostokąt, kwadrat, okrąg itp.) przy wymuszeniu monoharmonicznym.
 - b) Metodę elementów skończonych dla obliczania rozkładu pola wewnątrz blachy przy wymuszeniu monoharmonicznym.
 - c) Dwie metody uwzględniania nieliniowej charakterystyki magnesowania żelaza wewnątrz przekroju blachy laminowanej przy wymuszeniu monoharmonicznym. Pierwsza metoda polega na rozwiązywaniu równań cząstkowych parabolicznych, określających rozkład pola wewnątrz przekroju blachy przy podstawieniu $j\omega \rightarrow d/dt$. Metoda ta prowadzi jednak do niestabilności zastępczej przenikalności magnetycznej blachy laminowanej. Niestabilność ta powoduje następnie niestabilność całego układu elektromagnetycznego w rdzeniu którego ją zastosowano. Aby uniknąć tej niestabilności autor opracował metodę polegającą na rozwiązywaniu parabolicznego równania cząstkowego w czasie, przy pomocy schematu niejawnego. Takie podejście skutkuje otrzymaniem stabilnych filtrów reprezentujących przenikalność magnetyczną zastępczą.

- d) Metodę i algorytmy obliczania zespolonej wartości przenikalności magnetycznej blach laminowanych przy ich zwarcie konduktancjami G dla zadanej wartości pulsacji na przykładzie zwarcia 2 blach.
- Opracowanie metod i algorytmów syntezy filtrów w postaci funkcji wymiernej zmiennej Laplace'a s reprezentujących zastępczą przenikalności blach laminowanych. Przedstawiono:
 - a) Algorytm identyfikacji częstotliwościowej filtru z przebiegów zespolonej przenikalności zastępczej blachy w funkcji pulsacji. W tym celu zaadaptowano również identyfikacje filtrów z pochodnymi ułamkowymi (s^q) zawarte w toolbox'ie systemu Matlab.
 - b) Metodę i algorytm otrzymania filtru bezpośrednio z odwrotnego przekształcenia Laplace'a transformaty operatorowej zastępczej przenikalności magnetycznej blachy laminowanej. Wykorzystano do tego celu podobny wzór z tabel przekształceń Laplace'a. Otrzymany wzór w dziedzinie czasu można było syntezyzować dla obliczenia przenikalności jako obwód złożony z elementów RC lub dla obliczenia reluktancji blach jako obwód złożony z elementów RL. Obecność w tych schematach rezystancji R gwarantuje stabilność charakterystyki. Dla uwzględnienia nieliniowości charakterystyki magnesowania współczynniki licznika i mianownika otrzymanego filtru uzależniono od kwadratu indukcji magnetycznej występującej w rdzeniu. Dokonano sprawdzenia działania filtru modelując przy jego pomocy rdzeń magnetyczny transformatora dwuuzwojeniowego. Otrzymane w ten sposób wyniki w formie stratności blach były porównane z danymi zawartymi w normach dla tego samego typu blachy w celu potwierdzenia poprawności obliczeń.
 - c) Metodę obliczania zastępczej przenikalności magnetycznej w postaci filtru z odpowiedzi impulsowej transformaty operatorowej zastępczej przenikalności blachy. Odpowiedź impulsowa była wyznaczana z wykorzystaniem aproksymacji Pade. Filtr projektowano z wykorzystaniem metody Prony w dziedzinie czasowej.
 - Opracowanie metod i algorytmów wykorzystania otrzymanych filtrów reprezentujących przenikalność magnetyczną zastępczą blach laminowanych do obliczeń dynamiki maszyn elektrycznych. Przedstawiono:
 - a) Metodę oraz algorytm implementacji filtrów reprezentujących zastępczą przenikalność magnetyczną blach laminowanych w obliczeniach obwodowych w dziedzinie zmiennej Laplace'a s oraz zmiennej z przekształcenia Z. Metoda ta umożliwia uwzględnienie nieliniowości charakterystyki magnesowania oraz zjawiska histerezy magnetycznej.

b) Metodę oraz algorytm implementacji filtra reprezentującego zastępczą przenikalność magnetyczną blach laminowanych w dziedzinie zmiennej Laplace'a s do równań metody elementów skończonych 2D na przykładzie obliczeń stanów przejściowych dławika. Wadą powyższej metody było powiększenie wektora niewiadomych zmiennych stanu (tj. potencjałów wektorowych węzłów oraz prądu uzwojenia) o ich wielokrotne całki. Spowodowało to trudności numeryczne.

c) Metodę oraz algorytm implementacji dyskretnego filtra reprezentującego zastępczą przenikalność blach laminowanych w dziedzinie zmiennej z do obliczeń dynamiki maszyn wirujących przy wykorzystaniu metody elementów skończonych 2D na przykładzie maszyny IM. W słabym sformułowaniu Galerkina dla metody elementów skończonych na diagonalu tensora reluktywności blach były wstawiane filtry cyfrowe IIR. Ich działanie było inne niż działanie, przedstawionych w punkcie b, filtrów zmiennej Laplace'a s . Sprowadzało się do współczynnika, przez który trzeba było pomnożyć indukcję magnetyczną oraz członu złożonego z wartości indukcji i natężenia pola magnetycznego znanych z poprzednich kroków czasowych. Dlatego te znane wartości można było przenieść na prawą stronę układu równań. Sprawdzeniem dokładności i poprawności obliczeń był zerujący się bilans mocy i energii podczas stanów dynamicznych modelu testowego maszyny IM.

- Opracowanie metod i algorytmów zastosowania filtrów Hilberta do pomiarów strat histerezowych w zblachowanym rdzeniu magnetycznym maszyn elektrycznych.
- Opracowanie metody i algorytmu poprawy uwarunkowania równań liniowych otrzymywanych podczas stosowania wcześniej opisanych metod implementacji filtrów reprezentujących zastępczą przenikalność magnetyczną blach laminowanych rdzeni.

Przy obliczeniach 3D duża ilość niewiadomych zmusza do rozwiązywania układu równań liniowych metodami iteracyjnymi. Otrzymywane równania mają macierze skośnosymetryczne co spowodowane jest uwzględnieniem równań napięciowych uzwojeń. Układy te są ponadto źle uwarunkowane ze względu na niewielkie wartości indukcyjności tych uzwojeń. Opracowana metoda przyspieszenia rozwiązywania iteracyjnego tego typu równań polega na sprowadzeniu go do postaci symetrycznej a następnie wydzieleniu z rozwiązania części związanej z dużymi wartościami własnymi. W tym celu stosowane są metody bezpośrednie a obliczenia są szybkie ze względu na rzadkość macierzy. Pozostała część rozwiązania otrzymywana jest metodami iteracyjnymi, a ilość iteracji jest mała ze względu na symetrię układu oraz dużo lepsze uwarunkowanie.

Obok zaprezentowanych rozważań teoretycznych i wzorów przedstawiających metody uwzględnienia strat wiropądowych blach laminowanych rdzeni magnetycznych załączono też opracowane programy numeryczne, które rozwiązywały te problemy. Spośród wielu możliwych metod numerycznych wybrano, zaimplementowano oraz przetestowano metody najbardziej przydatne do rozważanych zagadnień pod względem dokładności,

szybkości działania i stabilności obliczeń. Takie rozwiązanie było zasugerowane przez recenzentów wydawniczych monografii.

Rozwiązane problemy podczas realizacji podstawowego osiągnięcia naukowego będą podstawą do dalszych badań naukowych związanych z poruszaną tematyką. Przewiduje się rozszerzenie badań o zaimplementowanie również innych metod modelowania strat histerezowych do współpracy z badaną metodą uwzględniania strat wiropądowych. Będzie można sprawdzić w jaki sposób układ pomiarowy oparty o zaproponowane w monografii filtry Hilberta typu FIR i IIR będzie w stanie mierzyć te straty histerezowe. Będzie również rozwijany temat zwarć między blachami laminowanymi, który pomoże w opracowaniu sposobu wykrywania tego typu usterek w rdzeniach magnetycznych. Planowany jest również dalszy rozwój przedstawionych metod obliczeń dynamiki maszyn elektrycznych przy użyciu metody elementów skończonych w dziedzinie czasu.

5. Omówienie pozostałych osiągnięć naukowo – badawczych

Oprócz tematu głównego osiągnięcia naukowego w swojej pracy autor poruszał między innymi następujące zagadnienia:

5.1 Układy energoelektroniczne typu „clean power”

Układy tego typu charakteryzują się zmniejszoną zawartością wyższych harmonicznym prądów pobieranych z sieci. Badano metodę sterowania optymalnego jednego lub kilku układów falownik–kondensator–transformator do zasilania sieci autonomicznych (wyspowych) oraz do współpracy z siecią energetyczną. Do tej grupy artykułów należy też badanie prostowników jedno i trój fazowych typu Vienna oraz analiza pracy i sterowania prostowników 24–pulsowych z dławikami niesprężonymi.

5.2 Diagnostyka maszyn elektrycznych

Badano stan wirnika maszyny indukcyjnej przy pomocy filtru Kalmana typu UKF. Przedstawiono też metodę monitorowania drgań połączeń czołowych dużych turbo generatorów oraz metodę sieci neuronowych wykazujących ich uszkodzenia.

5.3 Maszyny elektryczne o zwiększonej ilości faz

Opisano metodę sterowania generatora PM sześciofazowego asymetrycznego z wykorzystaniem iniekcji prądów trzeciej harmonicznej w celu poprawy kształtu momentu elektromagnetycznego, analizowano też pracę takiego generatora w układzie turbina-generator-falownik do przekazywania energii wiatrowej do sieci bez stosowania przekładni mechanicznej.

5.4 Maszyny elektryczne o strumieniu osiowym

Przedstawiono różne metody obliczeń parametrów tych maszyn, których wyniki były sprawdzane na wykonanych prototypach.

Poniżej zaprezentowano wybrane publikacje.

5.1.a Gołębiowski L., **Gołębiowski M.**, Mazur D., *Inverters operation in rigid and antonomous grid*, COMPEL-THE INTERNATIONAL JOURNAL FOR COMPUTATION AND MATHEMATICS IN ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING, t.32, z.4, 2013, s.1345-1357

W artykule przedstawiono zagadnienie optymalnego sterowania falownikami do współpracy z siecią sztywną oraz do pracy autonomicznej (wyspowej). Falowniki zasilane są napięciem stałym wytworzonym np. przez układ generator–prostownik, napędzany turbiną wiatrową. Przy pracy autonomicznej falownik lub też równoległy układ falowników, ma stworzyć sieć 3 fazową, symetryczną z przewodem zerowym. Napięcia sieci powinny być symetryczne nawet przy niesymetrycznym obciążeniu RL, jak również przy obciążeniu impulsowym. Natomiast przy współpracy układu z siecią energetyczną układ ma dostarczać do sieci prąd podstawowej harmonicznej o zadanej wartości i o zadanym kącie fazowym względem napięcia sieci. Drugim ważnym zadaniem układu jest, w miarę jego możliwości, likwidowanie tętnień napięć wyższych harmonicznych na wyjściu układu przyłączonego do sieci. Rozważany układ składał się z falownika, który przez trzy niesprężone dławiki zasilął transformator o układzie Δ/Y . Na wejściu tego transformatora dodatkowo przyłączono trójkąt złożony z kondensatorów, natomiast na wyjściu gwiazdę, też złożoną z kondensatorów. Celem tego podłączenia kondensatorów było zmniejszenie wyższych harmonicznych napięć. Wyjście transformatora było jednocześnie zasilaniem sieci autonomicznej. Natomiast przy współpracy z siecią energetyczną wyjście transformatora było do niej podłączone. Wielkościami sterowanymi były prądy wypływające z falownika do przyłączonych dławików niesprężonych między falownikiem a transformatorem.

Zostały ułożone dyskretne równania układu. Dodatkowo utworzone są dyskretne równania wzorca napięcia, które powinno być na wyjściu układu. Układ równań uzupełniają równania dla wybranych pochodnych błędu napięć wyjściowych. Błąd ten to różnica aktualnych napięć wyjściowych oraz wzorca napięcia. Przyjmuje się kwadratowy wskaźnik jakości w postaci funkcjonału zależnego od wybranych elementów wektora zmiennych stanu zagadnienia, czyli błędu napięcia i jego wybranych pochodnych oraz od sterowania, którym jest prąd wyjściowy z falownika płynący przez dławik do transformatora. Przedstawione sformułowanie problemu sterowania, przy kwadratowym wskaźniku jakości i zadanym, skończonym czasie końca przebiegów daje się rozwiązać, stosując teorię optymalności przy pomocy niestacjonarnego regulatora. W tym celu oblicza się macierz Riccatiego oraz macierz optymalnego sterowania. Właściwe sterowanie, minimalizujące wybrany wskaźnik jakości, jest iloczynem macierzy optymalności i wektora zmiennych stanu.

Przy obliczeniach należało uwzględnić fakt, że współczynniki równań mogą różnić się od współczynników rzeczywistego układu. Dlatego obliczone zmienne stanu korzystnie jest zamieniać odpowiadającymi wielkościami zmierzonymi na sterowanym obiekcie. Dla obliczeń testowych można też zamienić rzeczywisty obiekt przez jego model, lecz z udokładnionymi parametrami. Te udokładnione parametry, reprezentujące obiekt, różnią się w przyjętych granicach procentowych od parametrów stosowanych do obliczenia sterowania. Testowano pomiary wszystkich zmiennych stanu obiektu, jak też wybranych zmiennych i ich wpływ na jakość sterowania. W ten sposób układ równań modelu, wprowadzając współczynniki różniące się od rzeczywistych, wskazywał metodzie optymalnego zmniejszania wskaźnika jakości na sposób reakcji obiektu na wielkość sterującą, zaś niektóre zmienne stanu, brane do sterowania, mogły być zastępowane dokładnymi wartościami, branymi z pomiarów.

Współpraca układu z siecią energetyczną różniła się tym od pracy wyspowej, że wzorzec napięcia wyjściowego nie był obliczany podczas sterowania, lecz mierzony na zaciskach sieci energetycznej przy pomocy filtrów pasmowych. Zadaniem filtrów było określenie podstawowej harmonicznej napięć sieci w stacjonarnym układzie współrzędnych α , β . Błąd napięcia był różnicą między napięciem a jego pierwszą harmoniczną. Wybrane harmoniczne błędów wchodziły do kwadratowego wskaźnika jakości i były zmniejszane przy pomocy sterowania optymalnego. Z przedstawionych rozważań i obliczeń wynikał wniosek, że opracowana metoda optymalnego sterowania falownikiem sprawdzała się, zarówno przy jego samodzielnej (autonomicznej) pracy, jak też przy współpracy kilku falowników, tworzących sieć autonomiczną. Przy podłączeniu układu falownika do sieci energetycznej można było zadawać prąd podstawowej harmonicznej, który miał być do tej sieci wysyłany. Równocześnie widoczne było dążenie układu do zmniejszenia wyższych harmonicznych w napięciu sieci, przez wysyłanie do niej odpowiednich prądów. Układ spełniał założenia projektowe pomimo, że podczas sterowania użyto tylko jego przybliżonych parametrów. Okazał się też mało wrażliwy na parametry obciążenia, znane z bardzo dużą niedokładnością lub też zmieniane w sposób impulsowy. Mimo to opracowano sposób bieżącej estymacji parametrów obciążenia. Przedstawiono ciekawy sposób generacji sinusoidalnego napięcia wzorcowego podstawowej harmonicznej dla pracy autonomicznej oraz metodą filtracji podstawowej harmonicznej napięcia sieci podczas współpracy falownika z siecią energetyczną. Przedstawiony układ można uznać za silną konkurencję dla stosowanych dotychczas metod PWM.

(Mój wkład własny w realizacji tego artykułu polegał na opracowaniu modelu symulacyjnego badanego układu oraz dostosowaniu do niego metod optymalnego sterowania, poprawiającego wskaźnik jakości. Wykonałem szereg obliczeń symulacyjnych na opracowanym modelu, aby potwierdzić jego prawidłowość i przydatność w pracy autonomicznej i we współpracy z siecią. Współuczestniczyłem przy opracowywaniu wyników oraz nadzorowałem stronę edytorską artykułu. Mój udział procentowy w tym artykule oceniam na 33%.)

5.1.b Gołębiowski L., **Gołębiowski M.**, Mazur D., *Sterowanie prostowników jedno- i trójfazowych typu Power Factor Correction (PFC)*, PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY, z.8, 2011, s.53-58

Aby przeciwdziałać pobieraniu z sieci prądu o dużej zawartości wyższych harmonicznych przez układy prostownicze wprowadza się ich elektroniczne sterowanie. Pozwala to zwiększyć współczynnik mocy i zapobiega niepożądanym zjawiskom w sieci energetycznej. Była rozważana praca prostownika jednofazowego AC/DC w układzie typu „Boost”. Na wejściu układu stosuje się układ Graetza.

Zakłada się sinusoidalny przebieg prądu pobieranego z sieci, który jest w fazie z napięciem zasilającym. Wartość maksymalna tego prądu jest uzależniona od założonego napięcia stałego na wyjściu układu. Wielkością sterującą jest prąd płynący przez indukcyjność układu. Względny czas załączenia tranzystora rozważanego układu typu „Boost” oblicza się metodą predykcji dla zapewnienia założonego sinusoidalnego kształtu prądu pobieranego z sieci.

Drugim badanym układem był 3 fazowy prostownik typu „Vienna”. Wytwarza on dwa wyprostowane napięcia, które mają wspólny węzeł. Mimo ewentualnych różnych obciążeń tych napięć, wartości tych napięć powinny być równe. Sterowanie tranzystorów tego układu ma zabezpieczyć sinusoidalny przebieg prądów sieciowych, będących w fazie z napięciem sieci. W artykule są zamieszczone kody programów, które realizują przedstawiony sposób działania układu.

(Mój wkład własny w realizacji tego artykułu polegał na współpracowaniu metody sterowania prostowników jedno- i trójfazowych typu PFC. Przeprowadzałem też obliczenia symulacyjne, które potwierdziły poczynione założenia odnośnie pracy układów. Mój wkład procentowy oceniam na 33 %.)

5.1.c Gołębiowski L., **Gołębiowski M.**, Mazur D., *Prostownik 24-pulsowy z dławikami niesprzężonymi*, ZESZYTY PROBLEMOWE - MASZYNY ELEKTRYCZNE, t.3, z.91, 2011, s.153-161

W artykule badano warunki pracy prostownika 24-pulsowego, który złożony jest z 2 układów prostowników 12-pulsowych z dławikami niesprzężonymi. Dławiki niesprzężone dostarczają do prostowników 12-pulsowych napięcia trójfazowe przesunięte wzajemnie o 30° . Natomiast napięcia dostarczane do równoległe sprzężonych na wyjściu prostowników 12-pulsowych są przesunięte wzajemnie o 15° .

Zarówno dla dławików niesprzężonych prostowników 12-pulsowych, jak i dla niesprzężonych dławików zasilających 2 układy prostowników 12-pulsowych obliczono stosunki nawiniętych zwoi na ich rdzeniach magnetycznych. Warunkiem pozwalającym na obliczenie tych ilości zwoi było zerowanie się przepływów prądów pierwszej harmonicznej. Gwarantowało to swobodny przepływ prądów pierwszej harmonicznej. Natomiast okłady wyższych harmonicznych prądów nie zerują się dla poszczególnych rdzeni dławików. Dlatego też dławiki te tłumią te prądy wyższych harmonicznych a układ należy do układów typu „clean power”, pobierających z sieci prądy o małej zawartości

wyższych harmonicznych. Opracowano przybliżoną metodę obliczeń przebiegów przejściowych w rozpatrywanym układzie. Były to obliczenia symboliczne w Matlabie z wykorzystaniem prawa przepływu Ampere'a dla rdzeni poszczególnych dławików oraz praw Kirchhoffa dla obwodów elektrycznych. Te obliczenia symboliczne prowadzono przy założonym cyklu pracy tranzystorów załączonych równolegle do wyjść prostowników Graetza. Uwzględniono różne czasy załączenia tych tranzystorów przy pracy typu PWM. Przeprowadzono też obliczenia dla trójkątnego kształtu czasu wypełnienia włączania tranzystorów, które zapewniało sinusoidalny kształt prądów pobieranych przez układ z sieci. Opracowany program pozwalał uzyskać przebiegi napięć oraz prądów występujące w układzie. Uproszczenie programu polegało na nieuwzględnianiu indukcyjności rozproszeń uzwojeń. Pozwalało to na szybkie uzyskiwanie wyników podczas obliczeń symbolicznych również w postaci wzorów. Program symulacyjny obliczeń numerycznych, który był również opracowany, przy uwzględnieniu indukcyjności rozproszenia uzwojeń, potwierdził prawidłowość zastosowanych założeń przy obliczeniach symbolicznych. Opracowano też metodę sterowania wartością napięcia wyprostowanego poprzez zadawanie poziomu załączenia tranzystorów techniką PWM. Sterowanie zapewniało niezależną pracę mostków. Rozważono zmienność współczynnika THD prądów pobieranych z sieci w zależności od początkowego kątaysterowania układu sterowania względem napięcia sieci.

(Mój wkład własny w realizacji tego artykułu polegał na opracowaniu programu obliczeń symbolicznych oraz pełnego programu numerycznego uwzględniającego indukcyjności rozproszenia uzwojeń. Brałem udział przy przeprowadzaniu obliczeń testujących. Swój udział w artykule oceniam na 33%.)

5.2.a Gołębiowski L., **Gołębiowski M.**, Mazur D., *Filtr UKF w diagnostyce wirnika silnika asynchronicznego*, PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY, z.8, 2011, s.48-52

W artykule przedstawiono wykorzystanie odmiany filtru Kalmana dla modelu nieliniowego o nazwie filtr UKF do przewidywania ilości pękniętych prętów czy odcinków pierścienia podczas pomiarów na pracującej maszynie asynchronicznej. W przypadku nieliniowych modeli zazwyczaj stosuje się rozszerzony filtr Kalmana (EKF). Działanie tej odmiany filtru Kalmana jest oparte na liniowej aproksymacji wokół punktu pracy układu. Stosowana w artykule wersja filtru o nazwie UKF jest jednak lepiej przystosowana do układów nieliniowych, ponieważ estymowana wartość średnia oraz kowariancja zachowują dokładność drugiego rzędu. W przypadku rozkładu prawdopodobieństwa typu Gaussa dokładność sięga czwartego rzędu. Do obliczeń wykorzystano model maszyny asynchronicznej zasilanej z falownika o skosie żłobków wirnika równym podziałce żłobkowej wirnika. Większość harmonicznych przestrzennych pola magnetycznego w szczeliny powietrznej maszyny była brana pod uwagę. Model ten był traktowany jako obiekt. Natomiast model używany przez filtr UKF miał zaburzone parametry z dokładnością do 5%. Zadaniem filtru UKF było określenie nie tylko uszkodzenia klatki przez pęknięcie jej prętów lub odcinków pierścienia, lecz też podanie numerów

uszkodzonych elementów. Dlatego należało zastosować zwiększoną ilość zmiennych modelu, które są mierzone. Pomiarami objęte były prądy stojana oraz napięcia tworzone przez pochodne strumieni magnetycznych zębów stojana. Należy je rozumieć jako napięcia na jednozwojowych cewkach nawiniętych na ząb stojana. Mierzone były też napięcia zasilające maszynę asynchroniczną oraz jej prędkość. Była stosowana metoda dualna. Polegała na zwiększeniu wektora zmiennych o rezystancje wszystkich prętów oraz odcinków pierścienia. Równaniami stanu dla tych nowych zmiennych, które powinny zachowywać stałe wartości, jest równość zera ich pochodnych. Równaniami stanu w wirniku były równania napięciowe dla jego oczek. Przy estymacji rezystancji prętów oraz odcinków pierścienia dodatkowymi warunkami była dodatnia wartość tych wielkości. Program obliczał wartości rezystancji prętów wirnika oraz odcinków pierścienia w funkcji prędkości obrotowej. O pęknięciu pręta lub odcinka pierścienia świadczyły zwiększone wartości ich rezystancji. W ten sposób można było odczytać numery pękniętych prętów czy odcinków pierścienia. Wyniki obliczeń estymacji rezystancji prętów świadczyły o poprawnej identyfikacji ich stanu. Estymacja rezystancji odcinków pierścienia wykazywała małe błędy. Przykładowo wykazywała zepsucie się odcinka pierścienia łączącego 2 sąsiednie pęknięte pręty wirnika. Założony skos prętów wirnika o jedną ich podziałkę żłobkową niewątpliwie był czynnikiem utrudniającym identyfikację, bo wyłączał niektóre harmoniczne. Opracowane oprogramowanie może stać się pomocne w diagnostyce dużych maszyn asynchronicznych. Dla poprawy jakości diagnostyki powinny one mieć w czasie projektowania przewidywane dodatkowe cewki na zębach stojana.

(Mój wkład własny w realizacji tego artykułu polegał na opracowaniu modelu symulacyjnego filtra Kalmana typu UKF oraz wykonaniu badań symulacyjnych dla współpracy tego filtra z silnikiem asynchronicznym dla celów diagnozy stanu prętów i odcinków pierścienia wirnika. Opracowałem też sposób wprowadzenia ograniczeń na wartości rezystancji (ich nieujemność) prętów wirnika przy badaniu diagnostycznym ich stanu. Brałem też udział przy opracowaniu wyników oraz przy ocenie stanu wirnika maszyny. Mój udział procentowy w tym artykule oceniam na 33%.)

5.2.b Kreischer C., **Gołębiowski M.**, *Monitoring of End Winding Vibrations using Neural Networks*, PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY, t.89, z.11, 2013, s.317-321

Ze względu na coraz częstsze wykorzystanie energii odnawialnej i występujące w związku z tym fluktuacje w dostarczanej energii elektrycznej generatory konwencjonalnych elektrowni muszą wytrzymywać te nieprzewidywalne zmiany obciążeń. Dlatego połączenia czołowe generatorów narażone są na duże i ciągłe drgania, które niszczą izolację. Informacje o drganiach mechanicznych tych połączeń czołowych, oprócz innych badań, np. wyładowań niezupełnych, pozwalają na wykrywanie niebezpiecznych zmian na wczesnym etapie i na właściwym planowaniu napraw generatora. Należy zbadać istotę drgań mechanicznych w zależności od istniejących warunków pracy generatora. W artykule opisane jest zastosowanie sieci neuronowej w modelowaniu zachowań wibracyjnych uzwojenia podczas eksploatacji dla wykrywania zmian w mechanicznej

strukturze połączeń czołowych we wczesnym stadium. Zbadano mechanizm pobudzenia drgań i jego zależność od istotnych parametrów eksploatacyjnych. Następnie opisano strukturę radialnej sieci neuronowej i jej zastosowanie do detekcji strukturalnych zmian w połączeniach czołowych generatora. Przewidziano różne powody wibracji połączeń czołowych, które mają duży wpływ na uszkodzenia izolacji, w tym temperaturę i częstotliwości rezonansowe. Pomiary wibracji są trudne do przeprowadzenia ze względu na duże wartości pola elektromagnetycznego i napięcia panujące na prętach. W tym celu stosowane są czujniki światłowodowe, które mierzą przyspieszenia. Należy wybrać kilka właściwych harmonicznym drgań, które są istotne do badań. Przedstawiona w artykule metoda sieci neuronowych może być stosowana do analizy drgań pojedynczego pręta ze zwróceniem uwagi na jego miejscowe uszkodzenie, jak też na drgania wynikające z analizy modalnej. Sieć neuronowa jest uczona przy wykorzystaniu zmiennych stanu generatora oraz mierzonych wartości drgań. Następnie podczas eksploatacji systemu różnice między symulacjami i wartościami rzeczywiście zmierzonych drgań wskazują na uszkodzenia mechaniczne połączeń czołowych. Dla modelowania sieci neuronowej dla wykrywania odchyłań połączeń czołowych, przydatne okazały się radialne funkcje bazowe (RBF).

Wykorzystuje się składowe pierwszą i drugą harmoniczną przebiegów czasowych wibracji, które podaje się na oddzielne sieci neuronowe. Funkcje bazowe RBF składają się z dwóch warstw o różnych zadaniach do spełnienia. W oparciu o nauczone sieci neuronowe zmiany wibracji połączeń czołowych mogą zostać wykryte. Za pomocą sieci neuronowych właściwego rozmiaru były wykrywane i przewidywane skomplikowane interakcje parametrów wibracji. W przypadku gdy zdarzyły się kombinacje, które nie wystąpiły w szkoleniu podstawowym np. z powodu przekroczenia zakresu mocy, przeprowadzono szkolenie wtórne sieci. Opisane metody zostały zastosowane do generatora 300 MWA, który pracował w sposób ciągły od 14 lat. Pomiary z 5 czujników umieszczonych w połączeniach czołowych generatora, mierzące wibracje promieniowe, były zbierane przez kilka lat. Były też mierzone moce czynne i bierne, prąd wzbudzenia oraz prędkość obrotowa. Znaczącą informację zawierała druga harmoniczną czasowa drgań wibracyjnych połączeń czołowych. Okazało się, że bezwzględna wartość różnicy między pomiarami a symulowanym wskaźnikiem wibracji jest przydatna w ocenie charakteru wibracji a pominięcie informacji o fazie wibracji może wprowadzać błędy. W artykule zamieszczone zostały przebiegi zebrane w okresie 1 roku eksploatacji generatora. Wybrane dane treningowe sieci neuronowej są też zaznaczone na przebiegach. Na przedstawionych rysunkach widać, że pomiary i symulacje są przed i po treningu te same. Jednak po wystąpieniu awarii typu zwarcia jednofazowego doziemnego występują duże różnice między pomiarami a symulacją. Świadczy to o konieczności naprawy połączeń czołowych. Badany był również wpływ zmiany temperatury na jakość prognozy uszkodzenia połączeń czołowych maszyny.

Dzięki przedstawionej w artykule metodzie porównywania symulowanych i zmierzonych wartości drgań połączeń czołowych generatora można wykryć zmiany strukturalne na ich wczesnym etapie. To daje możliwość dokonania napraw i prac konserwatorskich i zapobiega poważnym awariom.

(Mój udział w realizacji artykułu polegał na wykonaniu symulacji oraz analizie parametrów pracy generatora. Opracowałem też wyniki pomiarów i symulacje. Mój udział oceniam na 50%).

5.3.a **Gołębiowski M.**, *Fast control of the six phase asymmetric generator with the 3rd harmonic current injection*, ARCHIVES OF ELECTRICAL ENGINEERING, t.65, z.1/2016, 2016, s.59-71

Tematem artykułu jest 6-fazowy silnik inset SPMSM. Jego układ uzwojeń fazowych to dwa takie same uzwojenia trójfazowe symetryczne, przesunięte wzajemnie o 30° elektrycznych. Dzięki takiemu przesunięciu maszyna zachowuje się jak maszyna 12-fazowa. Przy pomocy układu ortogonalnych wektorów, tworzących macierz przekształcenia, macierz indukcyjności faz stojana została sprowadzona do układu podstawowej harmonicznej α_1, β_1 , dodatkowo do układu trzeciej harmonicznej α_3, β_3 oraz układu zerowego, który w tym przypadku tworzą piąte harmoniczne przestrzenne.

Układ zerowy to szumy harmoniczne o małej wartości, które nie wytwarzają momentu elektrycznego. Ideą artykułu jest uwzględnianie w przebiegu prądu fazowego składowych α_1, β_1 oraz α_3, β_3 , które współdziałając ze sobą powiększają moment obrotowy maszyny i zmniejszają jego tętnienie. Przebieg prądu fazowego ma kształt trapezowy. Zostały stworzone charakterystyki maszyny asynchronicznej 6-fazowej typu inset SPMSM z iniekcją prądów 3 harmonicznej α_3, β_3 . Należy tu zaznaczyć, że do układu α_3, β_3 należą, oprócz prądów 3 harmonicznej również prądy wyższych harmonicznych, które w badanej maszynie zachowują się w tworzonym układzie równań jak prądy 3 harmonicznej. Ta uwaga odnosi się również do składowych α_1, β_1 . Charakterystyki zostały opracowane przy założeniu proporcjonalności między składowymi α_3 i α_1 oraz β_3 i β_1 odpowiednich układów prądów. Proporcjonalność ta jest wyrażona odpowiednimi współczynnikami. Należy dobrać te współczynniki tak, aby zapewnić współpracę tych układów prądów przy tworzeniu momentu elektromagnetycznego. Charakterystyki rysowane są we współrzędnych prądowych i_{d1}, i_{q1} przy iniekcji prądów i_{d3} i i_{q3} przy różnych współczynnikach proporcjonalności. Zamieszczone są krzywe „maximum torque per Ampere (MTPA)”, krzywe stałego momentu oraz krzywe stałego założonego strumienia (U/ω_r , gdzie ω_r to prędkość wirowania, U to napięcie fazowe). Jest też krzywa odpowiadająca maksymalnej wartości skutecznej prądu. Krzywe te służą do wybrania najlepszej wartości prądów i_{d1}, i_{q1} dla zapewnienia zadanej wartości momentu elektromagnetycznego przy spełnieniu ograniczeń: możliwie najmniejszej wartości prądu stojana oraz nieprzekroczeniu dopuszczalnego strumienia magnetycznego przy danej prędkości obrotowej jak też nieprzekroczeniu maksymalnej możliwej wartości prądu faz stojana. Dla tak znalezionej wartości prądu oblicza się w sposób predykcyjny wymagane w kroku następnym napięcie na zaciskach 6-fazowego falownika. Krzywe charakterystyczne są rysowane dla dyskretnych wartości zadanych strumieni magnetycznych, momentów oraz punktów na krzywych MTPA, jak też MTPF (maximum torque per flux). Przy ich przeszukiwaniu w celu znalezienia właściwego punktu pracy i_{d1}, i_{q1} celowe jest stosowanie aproksymacji między dyskretnymi wartościami, dla których te

krzywe są rysowane. Wówczas wymagane napięcia wyjściowe falownika są ciągłe i nie mają niepotrzebnych skoków. Przy tych obliczeniach dla silnika inset SPMSM zakłada się uśrednione wartości współczynników indukcyjności. W rzeczywistości mają one małe wahania wokół wartości uśrednionych, zależne od położenia wirnika. Skutkuje to małymi pulsacjami momentu wokół wartości obliczonej z charakterystyk. Aby zmniejszyć te pulsacje przewidziano niewielkie zmiany prądu i_{q1} . Ich obliczenie wymaga dokładnej znajomości przebiegu współczynników indukcyjności. Te nowe, poprawione wartości składowych prądu przelicza się na dokładniejsze wartości napięć fazowych falownika i dostosowuje się do nich jego sterowanie.

Aby dokładnie sprawdzić współdziałanie układu współrzędnych q_1, d_1 z układem q_3, d_3 dla założonych wartości prądów składowych q_1, d_1 oraz założonego położenia wirnika zmieniono współczynniki iniekcji k_{13} i k_{24} przy założonym ich module $\sqrt{k_{13}^2 + k_{24}^2}$. Otrzymano sinusoidalną zależność zmian momentu elektromagnetycznego, z której można odczytać kiedy składowe q_3, d_3 współdziałają ze składowymi q_1, d_1 , kiedy przeciwdziałają, a kiedy nie wpływają na moment. Dla tych różnych wartości współczynników iniekcji dodatkowo przebadano możliwości zmniejszenia pulsacji momentu dla rzeczywistego przebiegu współczynników indukcyjności w funkcji położenia wirnika przez niewielką zmianę prądu i_{q1} .

(Artykuł był w całości przygotowany przeze mnie – udział 100%.)

5.3.b Gołębiowski L., **Gołębiowski M.**, Mazur D., Humer M., *The gearless, grid-connected, 6-phase asymmetric wind turbine generator system*, ARCHIVES OF ELECTRICAL ENGINEERING, t.64, z.3, 2015, s.391-403

W artykule jest przedstawiona współpraca 6-fazowego generatora asymetrycznego typu inset SMPMSM z siecią. Generator jest napędzany turbiną wiatrową. Ze względu na dużą liczbę par biegunów generatora możliwa jest współpraca generatora z turbiną bez przekładni. Generator posiada uzwojenia skoncentrowane. Uwzględniono układy współrzędnych q_1, d_1 oraz q_3, d_3 oraz współpracę prądów wyrażonych w tych układach w celu zwiększenia momentu elektromagnetycznego oraz zmniejszenia jego pulsacji. Osiąga się to przy pomocy iniekcji prądów 3 harmonicznej, które są główną składową układu q_3, d_3 . Do sterowania generatora wykorzystano predykcję napięcia na jego zaciskach, obliczaną przy pomocy charakterystyk z iniekcją prądów 3 harmonicznych. Metoda ta przedstawiona jest w artykule autora „Fast Control of the six phase asymmetric generator with the 3-rd harmonic current injection”.

Współpraca generatora z siecią odbywa się przy pomocy 2 falowników: jeden połączony z siecią, drugi zasilający generator. Falowniki mają wspólną stronę stałego napięcia, które utrzymywane jest na kondensatorze. Po stronie generatora zastosowano 3-poziomowy 7-stanowiskowy falownik z pływającymi kondensatorami (flying capacitors). Ze względu na iniekcję prądów 3 harmonicznej układu q_3, d_3 , 7 stanowisko falownika wykorzystywane jest do stworzenia przewodu neutralnego (zerowego). Przedstawiono sposób sterowania tranzystorami falownika dla zapewnienia wymaganych

napięć na zaciskach generatora oraz do utrzymania wymaganego napięcia na pływających kondensatorach. Cyklu czasowy użyty przy sterowaniu tego falownika wynosił $dt = 1e - 4s$.

Drugi falownik podłączony jest do sieci a zasilany ze wspólnego kondensatora z poprzednim falownikiem. Użyto tu dwupoziomowy trzystanowiskowy falownik połączony z siecią przez dławik. Dławik ten zapewnia ciągłość prądu pobieranego z sieci. Rozważono sterowanie falownika przy założeniu dodatniej oraz ujemnej mocy biernej pobieranej z sieci. Sterowanie tego falownika ma dodatkowo zapewnić zadaną wartość napięcia na kondensatorze wspólnym dla obu falowników. Przeprowadzone symulacje przy różnych momentach dostarczanych z turbiny wiatrowej pokazują prawidłową pracę systemu. Układ zabezpiecza utrzymanie wspólnej, zadanej prędkości dla systemu turbina-generator, która wynika z warunku najlepszego wykorzystania warunków wiatrowych.

Układ był badany przy iniekcji prądu składowych q_3, d_3 (trzeciej harmonicznej) do faz generatora. Pozwoliło to wykorzystać współpracę składowych q_1, d_1 ze składowymi q_3, d_3 prądu stojana dla zwiększenia momentu elektromagnetycznego i zmniejszenia jego pulsacji.

(Mój wkład własny w realizacji tego artykułu polegał na opracowaniu predykcyjnego sterowania z wykorzystaniem charakterystyk generatora z iniekcją prądów składowej i_{q3}, i_{d3} oraz przeprowadzeniu symulacji całego układu przekazywania energii wiatrowej z turbiny przez generator i 2 falowniki do sieci. Mój wkład oceniam na 25%.)

5.4.a **Gołębiowski M., Gołębiowski L., Mazur D., Smoleń A.,** *Analysis of axial flux permanent magnet generator*, Konferencja: XXV Symposium "Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuits", 2018.06.26-2018.06.29, Arras, Francja

Zaprojektowano a następnie wykonano generator axialny bezrdzeniowy, który jest przeznaczony do pracy w elektrowni wiatrowej. Przebadano różne metody obliczania indukcyjności własnych i wzajemnych tego generatora oraz strumieni w fazach stojana wytworzonych przez magnesy stałe. W tym celu użyto metodę analityczną 2D obliczania pola w cylindrycznych segmentach (przekrojach) szczeliny powietrznej. Opracowano też metodę elementów skończonych 2D do tych obliczeń. Otrzymane wyniki z tych metod porównywano z dokładnymi wynikami obliczeń metodą MES 3D.

Badania były prowadzone dla generatora ze stacjonarnym dyskiem zawierającym zatopione w żywicy nakładające się uzwojenia faz. Z obu stron były umieszczone 2 dyski metalowe z zamontowanymi na powierzchni magnesami o prostokątnym kształcie. Z przeprowadzonych obliczeń strumieni sprzężonych z uzwojeniami faz stojana, wytworzonymi przez pole magnetyczne magnesów stałych, prowadzonych metodami MES 2D i 3D można wyciągnąć wniosek, że szybsza metoda 2D daje równie dobre wyniki jak metoda 3D. Zbadano w ten sposób różne warianty wymiarów konstrukcyjnych maszyny. Indukcyjności własne i wzajemne faz stojana, otrzymane stosowanymi metodami, wykazują wzajemne różnice. Pomiarы dokonane na wykonanym modelu maszyny potwierdziły jako przyczynę błędów nieuwzględnienie indukcyjności połączeń czołowych

przy obliczeniach MES 2D. Szczególną uwagę poświęcono obliczeniom metodą hybrydową analityczno-numeryczną. Metoda została dostosowana do obliczeń bezrdzeniowego axialnego generatora w celu dalszego uproszczenia i przyspieszenia obliczeń jego parametrów. Istota tej metody polega na rozkładzie okładów prądów faz stojana czy też okładu wytworzonego przez magnesy, na cienkie warstwy, a następnie uwzględnianie rozkładu potencjału wektorowego wytworzonego przez te cienkie warstwy na składowe harmoniczne. Ważne przy tym jest nałożenie właściwych warunków brzegowych na brzegu rozpatrywanej szczeliny powietrznej generatora.

Aby ocenić dokładność stosowanych metod w odniesieniu do ich złożoności, wszystkie uzyskane wyniki porównano z pomiarami przeprowadzonymi na prototypie maszyny.

Obliczenia metodą MES 2D i analityczną dokonuje się w przekrojach cylindrycznych przez szczelinę powietrzną generatora o różnym promieniu. Otrzymane wyniki z przekrojów są następnie odpowiednio sumowane. Przenikalność magnetyczna magnesów trwałych różni się od przepuszczalności powietrza. Dlatego obrót dysków zewnętrznych z magnesami powodował nieznaczne fluktuacje współczynników indukcyjności uzwojeń faz stojana.

Okazało się, że wyniki zastosowanych metod zgadzają się z wynikami pomiarów. Metody analityczne i metoda elementów skończonych 2D wymagały właściwej interpretacji wyników przy porównywaniu ich z wynikami metody elementów skończonych 3D. Otrzymane wyniki wskazały na przydatność zaprojektowanego generatora axialnego do pracy w elektrowni wiatrowej z turbiną o osi pionowej. Wykazano przydatność szybkich metod analitycznych i MES 2D do analizy generatorów bezrdzeniowych. Otrzymane wartości indukcyjności uzwojeń z tych metod różniły się tylko wartością indukcyjności rozproszenia połączeń czołowych od wyników metody FEM 3D oraz od wielkości mierzonych na modelu generatora.

(Mój udział w realizacji artykułu polegał na wykonaniu symulacji, szczególnie metodą MES 3D, współuczestniczeniu w pomiarach oraz analizie parametrów pracy generatora. Brałem czynny udział w opracowaniu wyników pomiarów i symulacji. Mój udział oceniam na 33%.)

6. Podsumowanie

Dorobek naukowy od momentu uzyskania stopnia nauk technicznych do dnia 2.11.2018 obejmuje łącznie 53 publikacje. W skład dorobku wchodzi monografia stanowiąca główne osiągnięcie habilitacyjne autora. Oprócz tego autor jest współautorem jednej monografii o zasięgu krajowym oraz autorem trzech rozdziałów w monografiach o zasięgu międzynarodowym. W czasopiśmie z listy *Journal Citation Report (JCR)* znajduje się 6 opublikowanych artykułów (w tym jeden bezpośrednio związany z tematem głównego osiągnięcia naukowego). Sumaryczny Impact Factor (IF) dla publikacji autora wynosi 1.946 (1.412 bez uwzględnienia publikacji powiązanej bezpośrednio z głównym osiągnięciem naukowym). W chwili składania niniejszego zestawienia artykuł, którego autor jest współautorem oczekuje na publikację w numerze grudniowym w czasopiśmie

Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences. Czasopismo to znajduje się na liście JRC. Sumaryczny impact factor (IF) wszystkich publikacji autora po ukazaniu się powyższej będzie wynosił odpowiednio: 3.307 z uwzględnieniem publikacji związanej z tematem głównego osiągnięcia naukowego oraz 2.773 bez jej uwzględnienia. Artykuły, o których mowa publikowano w czasopismach: *Compel - The International Journal For Computation And Mathematics In Electrical And Electronic Engineering* oraz *Przegląd Elektrotechniczny*.

Oprócz publikacji w czasopismach z listy JCR autor opublikował również 22 artykuły w innych czasopismach naukowych takich jak: *Archives Of Electrical Engineering*, *Przegląd Elektrotechniczny*, *Maszyny Elektryczne: Zeszyty Problemowe*, *Lecture Notes In Electrical Engineering*, *Pomiary Automatyka Kontrola*, *Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej – Elektrotechnika*.

Ponadto autor publikował oraz brał czynny udział w krajowych oraz międzynarodowych konferencjach naukowych takich jak: *Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuits (EPNC)*, *International Symposium on Electrical Machines (SME)*, *Essener Tagung "Turbogeneratoren in Kraftwerken: Technik - Instandhaltung - Schäden"*, *Conference of Selected Problems of Electrical Engineering and Electronics (WZEE)*, *Konferencja z Podstaw Elektrotechniki i Teorii Obwodów (SPETO)*, *Krajowa Konferencja Elektroniki (KKE)*, *Symposium "Podstawowe Problemy Energoelektroniki, Elektromechaniki i Mechatroniki" (PPEEM)*. W ramach wyżej wymienionych konferencji opublikowano 20 artykułów.

Baza *Web of Science (WoS)* indeksuje 14 publikacji autora, które są cytowane 7 krotnie. H-index według bazy *WoS* wynosi 2. Baza *Scopus* indeksuje 20 artykułów autora, cytowanych 17 razy (14 razy bez uwzględnienia autocytowań). H-index według bazy *Scopus* wynosi 3 (2 bez uwzględnienia autocytowań).

Liczba punktów Ministerstwa Nauki i Szkolnictwa Wyższego dla publikacji z procentowym udziałem autora opublikowanych w latach 2010-2018 wynosi 216,99. Podana wartość uwzględnia dwie publikacje bezpośrednio związane z głównym osiągnięciem naukowym, nie wykazane w punkcie II załącznika 3.

Za działalność naukowo badawczą w latach 2010-2018 autor był dwukrotnie nagradzany przez Rektora Politechniki Rzeszowskiej (nagroda indywidualna III stopnia za cykl publikacji oraz nagroda za autorstwo publikacji z grupy A)

W latach 2017-2018 autor brał czynny udział w pracach rozwojowych dla projektu „Wdrożenie produkcyjne innowacyjnych siłowni wiatrowych jako wynik badań B+R HIPAR Sp. Z.o.o” w czterech etapach realizacji. W ramach prac autor wykonał obliczenia projektowe oraz symulacje bezrdzeniowej maszyny o strumieniu osiowym przeznaczonej do współpracy z turbiną wiatrową o osi pionowej. Wyniki uzyskane przez autora zostały potwierdzone pomiarami wykonanego prototypu maszyny.

Autor prowadzi działalność ekspercką polegającą na recenzowaniu artykułów w czasopismach. Wykonano 7 recenzji w czasopismach z listy JRC (*COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering* – 6 recenzji oraz *Elektronika ir Elektrotechnika* – 1 recenzja) oraz jedną recenzję w czasopiśmie uczelnianym.

Autor jest promotorem pomocniczym w dwóch przewodach doktorskich. Z czego jeden zakończył się pozytywną obroną, drugi natomiast jest w trakcie realizacji.

W ramach działalności popularyzatorskiej autor aktywnie uczestniczy w programach skierowanych do młodzieży szkół średnich organizowanych przez Politechnikę Rzeszowską takich jak: Kariera Inżyniera, Salon Maturzystów, Dni Otwarte Politechniki Rzeszowskiej.

W ramach działalności organizacyjnej autor aktywnie uczestniczył w organizacji trzech konferencji naukowych. Był też członkiem Wydziałowej komisji rekrutacyjnej Wydziału Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Rzeszowskiej w latach 2010-2016.

Autor bierze czynny udział w pracach organizacyjnych Polskiego Towarzystwa Elektrotechniki Teoretycznej i Stosowanej (PTETiS) którego jest członkiem. Jest również członkiem komitetu redakcyjnego czasopisma Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej "Elektrotechnika".

W ramach działalności dydaktycznej autor jest współautorem podręcznika akademickiego oraz skryptu uczelnianego Politechniki Rzeszowskiej. Ponadto prowadzi zajęcia z przedmiotów: Metody Numeryczne, Teoria Obwodów II, Obwody i Sygnały II, Wybrane Zagadnienia Teorii Obwodów, Metody Numeryczne w Technice, Metody Numeryczne w Zastosowaniach Energetycznych, Obwody i Sygnały I, Technika Obliczeniowa i Symulacyjna, Układy Elektromagnetyczne w Energoelektronice. W latach 2014-2018 był promotorem 41 prac dyplomowych inżynierskich oraz 10 prac dyplomowych magisterskich.

W ramach programu Erasmus autor opracował materiały oraz prowadzi zajęcia w języku angielskim z czterech przedmiotów.

W wyniku wieloletniej współpracy autora z Faculty of Electrical Engineering & Information Technology Uniwersytetu Technicznego w Dortmundzie powstało 10 artykułów wymienionych w załączniku 3. Podsumowanie osiągnięć autora zestawiono w poniższej tabeli.

Zestawienie osiągnięć po uzyskaniu stopnia doktora nauk technicznych (od 2010)				
Opublikowane prace naukowe			Razem	
Monografia Habilitacyjna	1	1	53	
Współautor monografii	1	1		
Rozdziały w monografii o zasięgu międzynarodowym	3	3		
Czasopisma	z listy JRC	6*		28
	pozostałe	22		
Publikacje konferencyjne	o zasięgu międzynarodowym	11		20
	o zasięgu krajowym	9		
Inne osiągnięcia				
Udział w komitetach organizacyjnych międzynarodowych i krajowych konferencji naukowych		3		
Udział w komitetach redakcyjnych i radach naukowych czasopism		1		
Członkostwo w towarzystwach naukowych		1		
Opieka naukowa nad doktorantami w charakterze promotora pomocniczego		2		
Nagrody Rektora Politechniki Rzeszowskiej za dorobek naukowy		2		
Wykonywane ekspertyzy lub inne opracowania na zamówienie		2		
Recenzowanie artykułów dla czasopism (w tym z listy JRC)		8 (7)		
Opublikowane podręczniki akademickie		1		
Zestawienie wskaźników bibliometrycznych (10.12.2018)				
Sumaryczny Impact Factor (IF) opublikowanych artykułów (bez artykułu związanego z głównym osiągnięciem naukowym)		1,946 (1,412)**		
H-index według bazy WoS		2		
Liczba cytowań publikacji autora według bazy WoS (bez autocytowań)		7 (7)		
Liczba indeksowanych prac w bazie WoS		14		
H-index wg bazy Scopus (z wyłączeniem autocytowanych publikacji)		3 (2)		
Liczba cytowań publikacji według bazy Scopus (bez autocytowań)		17 (14)		
Liczba indeksowanych prac w bazie Scopus		20		

* Podana liczba obejmuje jedną publikację bezpośrednio związaną z głównym osiągnięciem naukowym, nie wymienioną w punkcie II.A załącznika 3.

** W chwili składania niniejszego zestawienia artykuł, którego autor jest współautorem, oczekuje na druk w grudniowym numerze czasopisma Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences (do wniosku dołączono potwierdzające ten fakt zaświadczenie Redakcji). Sumaryczny impact factor (IF) wszystkich publikacji autora po ukazaniu się powyższej, będzie wynosił odpowiednio: 3.307 z uwzględnieniem publikacji związanej z tematem głównego osiągnięcia naukowego oraz 2.773 bez jej uwzględnienia.



 podpis wnioskodawcy