

Autoreferat

1. Imię i nazwisko.

Radosław Nalepa

2. Posiadane dyplomy, stopnie naukowe lub artystyczne – z podaniem podmiotu nadającego stopień, roku ich uzyskania oraz tytułu rozprawy doktorskiej.

- Stopień doktora nauk technicznych w dziedzinie nauk technicznych w dyscyplinie naukowej elektrotechnika w specjalności naukowej energoelektronika, The Cork Institute of Technology, Cork, Irlandia; Wydział Elektroniki, we współpracy z firmą Artesyn Technologies Ltd, Youghal, Co. Cork, Irlandia; tytuł rozprawy: „*Analysis and Synthesis of Primary Side Cycle by Cycle Control of Isolated Flyback Converters*”, promotor dr Noel Barry, 20.12.2001. Podmiot nadający stopień Higher Education and Training Awards Council, HETEC, Irlandia. Stopień określono na podstawie (i.) protokołu z posiedzenia Komisji ds. Nauki i Rozwoju Kadry Naukowej w sprawie określenia dyscypliny naukowej, w której nadano stopień doktora na uniwersytetach zagranicznych z dnia 26 lutego 2018 we Wrocławiu oraz (ii.) w oparciu o tłumaczenie dyplomu dokonane przez tłumacza przysięgłego języka angielskiego, załącznik [Z1].
- Dyplom ukończenia studiów magisterskich, Politechnika Wrocławska, Wydział Elektryczny, kierunek Elektrotechnika, specjalność Maszyny i Napędy Elektryczne, rok 1997, załącznik [Z10].

3. Informacja o dotychczasowym zatrudnieniu w jednostkach naukowych lub artystycznych.

- 01.02.2017 – ..., adiunkt badawczo-dydaktyczny w Instytucie Energoelektryki Wydziału Elektrycznego Politechniki Wrocławskiej.
- 15.02.2011 – 31.05.2013, ABB Sp. z o.o., Korporacyjne Centrum Badawcze, Kraków, Polska. Pracownik Naukowo-Badawczy, od 02/2012 na stanowisku Główny Naukowiec (ang. Principal Scientist)
- 01.10.2009 – 16.02.2011, adiunkt badawczo-dydaktyczny w Instytucie Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Wydziału Elektrycznego Politechniki Wrocławskiej.
- 30.09.1998 - 31.05.2001, doktorant i pracownik dydaktyczny w Cork Institute of Technology, Cork, Irlandia.
- 07.10.1997 - 17.08.1998, doktorant i asystent naukowo dydaktyczny w Instytucie Energoelektryki Politechniki Wrocławskiej.

4. Omówienie osiągnięć, o których mowa w art. 219 ust. 1 pkt. 2 ustawy z dnia 20 lipca 2018 r. Prawo o szkolnictwie wyższym i nauce (Dz. U. z 2021 r. poz. 478 z późn. zm.).

Podstawę wniosku habilitacyjnego stanowią osiągnięcia naukowe w postaci wybranego zrealizowanego oryginalnego osiągnięcia projektowego, konstrukcyjnego, technologicznego.

4.1 Tytuł osiągnięcia pierwszego

Wektorowa regulacja prądów silnika PMSM z uwzględnieniem głębokiego nasycenia magnetycznego oraz rezystancji stojana w obydwóch strefach regulacji prędkości obrotowej.

4.2 Opis osiągnięcia pierwszego

Przedstawiane w tym autoreferacie wybrane oryginalne osiągnięcie projektowe, dotyczy powstałego w 2007 roku rozwiązania dla potrzeb regulacji prądów silnika PMSM (prądów kilkukrotnie większych od znamionowych) w nowej generacji wieloosiowych (od 1 do 16 silników pracujących na wspólnej szynie napięciowej DC) serwonapędach firmy Moog. Projekt był finansowany ze środków własnych Firmy. Potwierdzenie przez Firmę mojej działalności w przedmiotowym obszarze występuje w załączniku [Z7].

Był to jeden z wielu projektów z lat 2000-2017, w których miałem swój istotny wkład w powstanie osiągnięć oryginalnych. Osiągnięć, które prezentowałem i poddawałem dyskusji na międzynarodowych konferencjach, opisywałem w artykułach oraz we wnioskach patentowych. Powodem, dla którego zdecydowałem się na opis tego a nie innego osiągnięcia jest to, że zaczęło ono powstawać w momencie, w którym już samodzielnie podejmowałem decyzje dotyczące zarówno badań jak i wdrożeń w przemyśle. Decyzje, które miały nie tylko istotne skutki finansowe ale dotyczyły również przyszłości ludzi z otoczenia bezpośredniego (zespół projektowy) i pośredniego (produkcja, inżynierowie aplikacji, przyszli użytkownicy). Dodatkowo, zaproponowane rozwiązanie ustaliło stan techniki obowiązujący w przedmiotowym obszarze do dnia dzisiejszego.

Przedmiotowe serwonapędy były odpowiedzią Firmy na przyszłe potrzeby najbardziej wymagających i bezkompromisowych aplikacji na rynku globalnym. Nowa generacja oznacza tutaj całkowicie nowy produkt, gdzie specyfikacja funkcjonalna (nie należy jej mylić ze specyfikacją techniczną) sporządzona na podstawie przewidywanych osiągnięć przyszłych serwonapędów jest punktem wyjścia dla działań badawczych i rozwojowych (B&R). Przyszłość można rozumieć tutaj jako okres kilkunastu lat licząc od momentu wejścia produktu na rynek. Powstała rodzina napędów jest obecna w ofercie Firmy do dnia dzisiejszego, <https://www.moogsoftwaredownload.com/msd.html>.

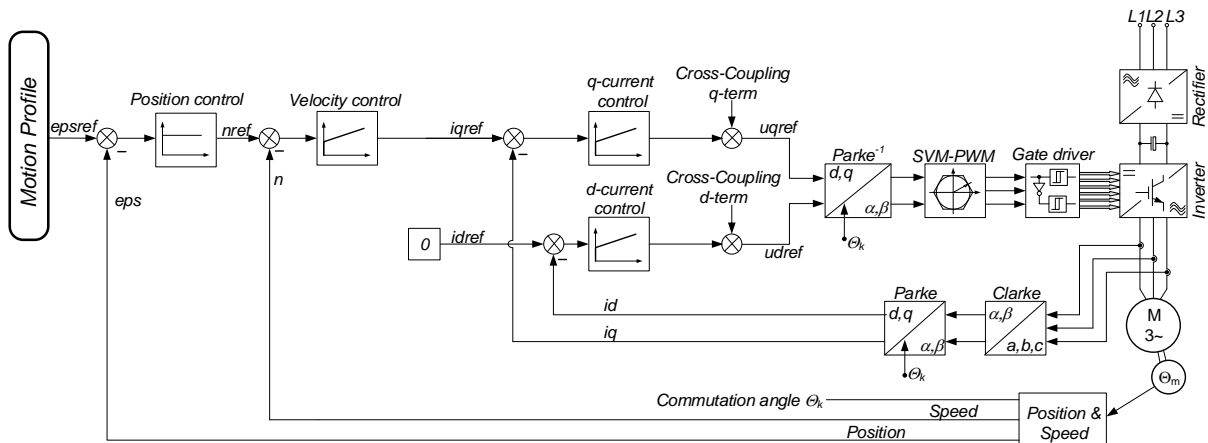
W tym przypadku działania B&R obejmowały: (i.) człon energoelektroniczny przekształtników/falowników zasilających silniki o napięciu poniżej 1kV i mocy z zakresu od kilkuset Wat do 150kW, (ii.) układy przetwarzania sygnałów, regulacji i sterowania oraz (iii.) programowalny kontroler logiczny ruchu, (ang.: Programmable Logic Controller, PLC). Człon energoelektroniczny zaprojektowano w dwóch odmianach – klasycznej z prostownikiem

niesterowanym bez możliwości zwrotu energii do sieci w trakcie hamowania silnikiem oraz w pełni sterowalny z możliwością zwrotu energii do sieci zasilającej w formie sinusoidalnych prądów fazowych.

Ówczesne osiągi oferowane przez najbardziej zaawansowane na rynku serwonapędy nie gwarantowały spełnienia wymagań wielu aplikacji niedalekiej przyszłości, między innymi aplikacji opartych na napędach elektrycznych a nie na hydraulicznych. Do takich aplikacji można było wtedy zaliczyć np.: wtryskarki do tworzyw sztucznych, prasy mechaniczne, rozwiązania dla ustawiania kąta łopat w dużych turbinach wiatrowych, produkcję papieru, hutnictwo, lotnictwo, astronautykę, Formułę 1, symulatory lotu, technikę medyczną. Przykładowo, we wtryskarkach, których koszt sięgał setek tysięcy Euro za maszynę w zależności od rozmiarów i siły docisku jej formy oraz dokładności działania, bezpośredni napęd elektryczny pozwala na około 50% redukcję zużycia energii elektrycznej w porównaniu z napędem hydraulicznym, gwarantując jednocześnie zwiększoną dokładności produkcji. W takiej maszynie zsynchronizowane serwonapędy oparte o silniki PMSM obejmowały napędy: (i.) ruchu obrotowego ślimaka, (ii.) zamykania i otwierania formy, (iii.) docisku formy, (iv.) dozowania materiału oraz (v.) wypychania wyprasek. Ówczesne serwonapędy miały gwarantować siły docisku rzędu 2000 kN, co w przybliżeniu odpowiada dociskowi 200 ton. W związku z tak istotnym wyzwaniem, Firma uruchomiła przedmiotowy projekt. W projekcie tym odpowiadałem w szczególności za sprawy związane ze sterowaniem i regulacją jako czynny projektant algorytmów i jednocześnie kierownik ds. technicznych prac badawczo-rozwojowych w całym projekcie. Powstałe produkty sprzedawane są do dnia dzisiejszego.

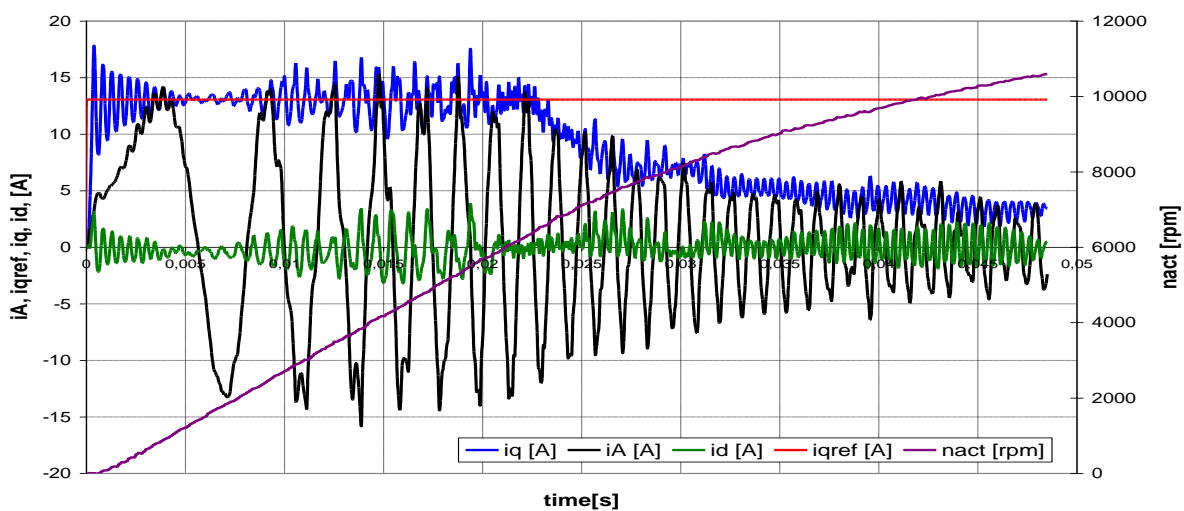
Jako podstawową platformę do regulacji prądów silnika PMSM przyjęto połowo zorientowany mechanizm sterowania (ang. Field Oriented Control, FOC), pokazany na Rys. 1. Regulacja położenia, prędkości oraz prądów silnika odbywa się tutaj w strukturze kaskadowej. Regulacja samych prądów stanowi najbardziej zagłębioną i najszybszą warstwę regulacji. Polega ona na sterowaniu prądami w wirującym z prędkością synchroniczną układzie współrzędnych $-d -q$. Odbywa się za pomocą dwóch regulatorów typu PI reagujących na różnice pomiędzy wartościami zadanymi a mierzonymi prądów i_d oraz i_q . Wartości tych prądów wyliczane są w czasie rzeczywistym ($i_A, i_B, i_C \rightarrow$ transformacja Clark'a $\rightarrow i_\alpha, i_\beta \rightarrow$ transformacja Parke'a $\rightarrow i_d, i_q$) na podstawie mierzonych wartości prądów fazowych i_A, i_B, i_C oraz aktualnego położenia wału silnika, Θ . Taka struktura regulacji, wyposażona również w odprężanie pomiędzy napięciami u_d oraz u_q , stanowiła dobre rozwiązanie dla serwonapędów z silnikiem PMSM pracujących w zakresie liniowej części charakterystyki momentu w funkcji prądu, Rys. 3. Innymi słowy, oznacza to pracę silnika bez wchodzenia w obszar nasycenia magnetycznego obwodu stojana. W przypadku aplikacji wymagających chwilowego precyzyjnego zwiększania momentu mechanicznego silnika powyżej jego momentu znamionowego (w konstrukcyjnie dopuszczalnym zakresie, często nawet do jego czterokrotności lub wyżej) taka struktura nie zapewniała zadowalającej jakości regulacji. Znaczne nasycenie magnetyczne obwodu stojana sprawiało, że w prądach silnika pojawiały się oscylacje, które w osiach $-d -q$ występowały z częstotliwością równą sześciokrotnej częstotliwości elektrycznej, $6 \cdot f_e$. Oscylacje te w stanach dynamicznych, przy zmieniającej się częstotliwości elektrycznej (przy zmianach prędkości mechanicznej), kształtem odbiegały od przebiegów czysto sinusoidalnych, a ich amplituda zmieniała się wraz z częstotliwością. Przykładowe przebiegi prądów i_d, i_q oraz i_A wraz z prędkością mechaniczną silnika, n ,

zmierzone w laboratorium pokazano na Rys. 2. Można tutaj zaobserwować, że pierwsze przeregulowanie prądu i_q sięga 17.76A (36.62%) a czas do pierwszego ustalenia wynosi około 0.005s. Później, w przedziale czasowym od 0.005s do 0.02s, pojawiają się oscylacje wokół i_{qref} o zmiennej amplitudzie zawierającej się w przedziale od -3.49A do 4.52A. Towarzyszą temu nieakceptowalne oscylacje prądu i_d . Takie wyniki nie pozwalały na bazowanie tylko i wyłącznie na klasycznej strukturze regulacji z Rys. 1. Struktura ta nie sprawdzała się w przypadku ujawnienia się nieliniowości magnetycznych silnika w stanach dynamicznych.



Rys. 1 Schemat ogólny polowo zorientowanego sterowania silnikiem PMSM – bez osłabiania pola.

W związku z powyższym rozpocząłem intensywne prace badawcze w celu zrozumienia zaobserwowanego zjawiska i znalezienia rozwiązania, które zapewni oczekiwaną jakość regulacji prądów w serwonapędach z silnikami PMSM. Badania prowadziłem w sferze symulacji komputerowych w środowisku Matlab-Simulink, obliczeń komputerowych Metodą Elementów Skończonych, MES, oraz badań eksperymentalnych. Takie wielotorowe podejście stanowiło zabezpieczenie przed ewentualnymi błędami badawczymi.

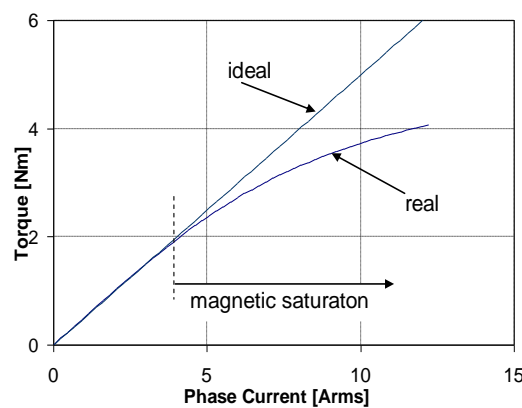


Rys. 2 Eksperymentalnie zmierzone prądy i prędkość mechaniczna silnika PMSM o danych jak w Tabela 1 oraz charakterystyce momentu jak na Rys. 3. Przebiegi zmierzone w klasycznym układzie sterowania polowo zorientowanego jak na Rys. 1. Amplituda prądu fazowego i_A na poziomie $13A_{pk} = 3.25A_{pk} * 4$.

Symulacje komputerowe zostały przeprowadzone przeze mnie według mojej koncepcji modelu, natomiast obliczenia MES przeprowadzono we współpracy pomiędzy trzema ośrodkami: 1) Moog GmbH, reprezentowany przeze mnie; 2) Technische Universität Darmstad oraz 3) LTi DRiVES GmbH. Jako osoba nie będąca ekspertem w dziedzinie obliczeń typu MES, bazowałem w tym obszarze na doświadczeniu środowiska akademickiego. Koledzy z Technische Universität Darmstad, na podstawie swoich modeli typu MES, dokonali potwierdzenia założeń mojego modelu symulacyjnego. Moja rola polegała tutaj na dokonaniu wyboru odpowiednich silników do celów badawczych oraz analizowaniu otrzymanych wyników. Wybrane dane jednego z badanych silników zamieszczono w Tabeli 1 wraz z charakterystyką momentu jak na Rys. 3. Wybrane wyniki przeprowadzonych badań i zaproponowane rozwiązania przedstawiono w artykule konferencyjnym, [Z3, II, 7.11].

Tabela 1 Parametry silnika PMSM.

Parameter Name	Value
Stator resistance, R	3.36Ω
Terminal-terminal inductance, L_{tt}	11.9mH
d-axis inductance, L_d	7.18mH
q-axis inductance, L_q	7.21mH
Back EMF constant, k_e	0.43Vpk/rad/s
Rated current, I_N	2.3Arms
Peak stall current, I_{max}	8.0Arms
Rated torque, M_N	1.17Nm
Peak stall torque, M_{max}	3.3Nm
Rated speed, n_N	7800rpm
Motor pole pairs	6



Rys. 3 Rzeczywista/Zmierzona charakterystyka momentu silnika PMSM w funkcji jego prądu fazowego, dla silnika PMSM o danych jak w Tabeli 1.

Oscylacje o zaobserwowanej częstotliwości są często identyfikowane z efektem przejścia prądów fazowych przez zero. Takie oddziaływanie, jako dobrze mi znane z praktyki inżynierskiej, szybko wykluczyłem na podstawie testów laboratoryjnych z użyciem inwertera o programowalnym czasie martwym pomiędzy przełączaniem tranzystorów w tej samej gałęzi.

Modelowanie kompletnego układu napędowego z Rys. 1 w środowisku Matlab-Simulink było jednym z moich pierwszych kroków w kierunku zrozumienia obserwowanych oscylacji. W modelu zamieściłem zmodyfikowany model silnika oparty na jego podstawowych równaniach we współrzędnych $-d-q$:

$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - L_q \omega_e i_q \quad (0.1)$$

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + L_d \omega_e i_d + E \quad (0.2)$$

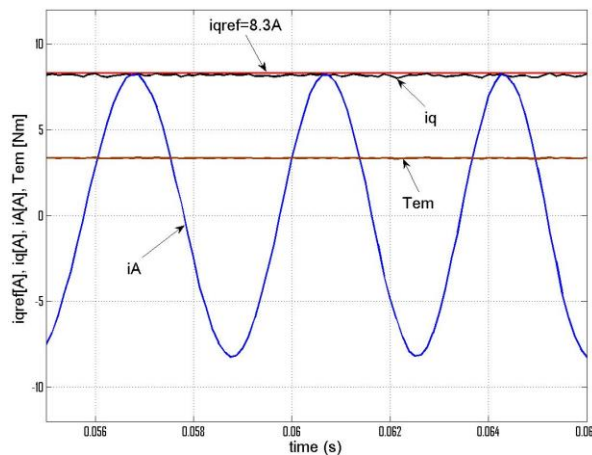
$$T = \frac{3}{2} p_p \left[(L_d - L_q) i_d i_q \right] + k_t i_q \quad (0.3)$$

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T - T_l \quad (0.4)$$

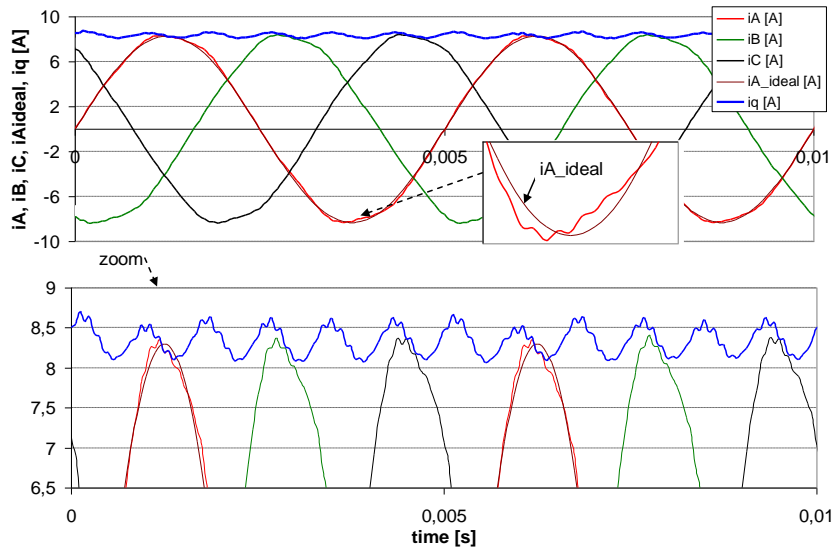
$$E = \omega_e \Psi_f \quad (0.5)$$

gdzie: v_d, v_q, i_d, i_q – napięcia i prądy stojana w osiach d i q ; L_d, L_q – indukcyjności w osiach d i q ; R_s – rezystancja stojana; $\omega_e = 2\pi f_e$ – pulsacja elektryczna; T – moment elektromagnetyczny; T_l – moment obciążenia; p_p – liczba par biegunów silnika; k_t – stała momentu silnika; J – moment bezwładności silnika; ω_m – pulsacja mechaniczna; E – siła elektromotoryczna indukowana w uzwojeniach stojana; Ψ_f – strumień magnetyczny od magnesów trwałych.

Modyfikacja powyższych równań polegała na wprowadzeniu nieliniowości tylko w indukcyjności L_q w funkcji prądu - proporcjonalnie do charakterystyki z Rys. 3. Częstotliwość przełączeń w członie Modulatora Szerokości Impulsów, MSI (ang.: Pulse Width Modulation, PWM), wynosiła 8 kHz, tak jak w eksperymentach laboratoryjnych. Model poddałem ocenie na podstawie porównania jego wyników, Rys. 4, z wynikami eksperymentalnymi jak na Rys. 5. Wyniki uzyskane z takiego modelu nie ujawniły oczekiwanych oscylacji. Nie odzwierciedlały również zjawiska w sposób jakościowy. W związku z tym zaniechałem takiego sposobu modelowania.



Rys. 4 Wyniki symulacyjne - prądy i moment elektromagnetyczny silnika w strukturze regulacji jak na Rys. 1, z uwzględnieniem nasycenia tylko w indukcyjności L_q . Zakres mechanicznej prędkości obrotowej od 2358 obr/min do 2960 obr/min, w trybie pracy - maksymalne przyspieszenie bez obciążenia na wale silnika.



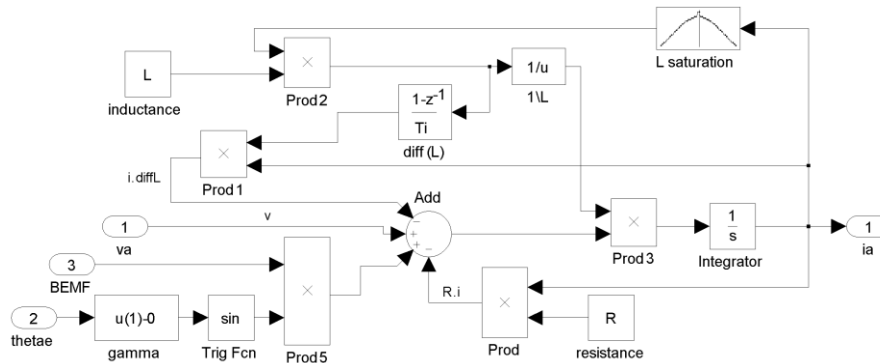
Rys. 5 Laboratoryjnie zmierzone, w strukturze regulacji jak na Rys. 1, prądy silnika o danych jak w Tabela 1 i Rys. 3. Pomiar dokonany przy prędkości obrotowej 2000 obr/min i zadanym prądzie $i_{qref} = 8.3$ A. Wyniki stanowią punkt odniesienia dla badań związanych z wytworzeniem modelu symulacyjnego.

W związku z niepowodzeniem powyższego modelu zdecydowałem się na niezależne zamodelowanie trzech prądów fazowych silnika z uwzględnieniem wpływu nasycenia magnetycznego na indukcyjność stojana. Model oparłem o następujące równania:

$$\begin{aligned}
 v_A &= R_s i_A + L_s(i_A) \frac{di_A}{dt} + i_A \frac{dL_s(i_A)}{dt} - \Psi_f \omega_e \sin(\Theta_e) \\
 v_B &= R_s i_B + L_s(i_B) \frac{di_B}{dt} + i_B \frac{dL_s(i_B)}{dt} - \Psi_f \omega_e \sin(\Theta_e - \gamma) \\
 v_C &= R_s i_C + L_s(i_C) \frac{di_C}{dt} + i_C \frac{dL_s(i_C)}{dt} - \Psi_f \omega_e \sin(\Theta_e - 2\gamma)
 \end{aligned} \tag{0.6}$$

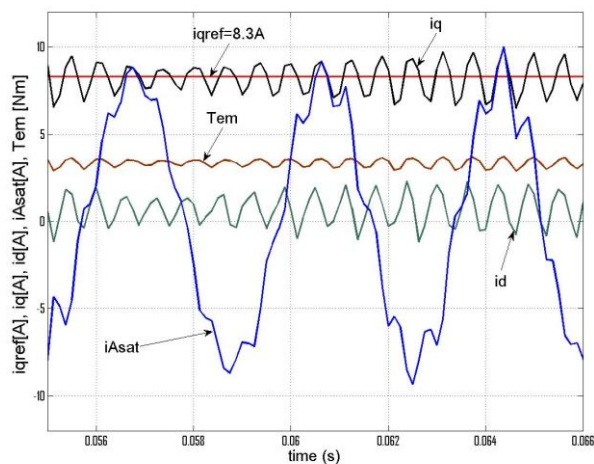
gdzie: $v_A, v_B, v_C, i_A, i_B, i_C$ - napięcia i prądy fazowe stojana, L_s - indukcyjność uzwojenia stojana liczona jako połowa indukcyjności pomiędzy zaciskami stojana ($L_{st}/2$), występująca jako nieliniowa zależność od prądu stojana proporcjonalna do krzywej z Rys. 3; $\gamma = 2\pi/3$ rad.

Liczone na podstawie (0.6) prądy w trzech fazach silnika były przeliczane do współrzędnych dq za pomocą transformacji jak na Rys. 1. Schemat blokowy (z Simulink'a) obliczania prądu jednej fazy pokazano na Rys. 6. Z tak skonstruowanego modelu otrzymałem wyniki jak na Rys. 7.



Rys. 6 Schemat blokowy zamodelowanego prądu jednej fazy silnika PMSM, i_A , zgodnie z równaniami (0.6).

Uzyskane przeze mnie wyniki w wystarczającym stopniu odzwierciedlały jakościowo, obserwowane w trakcie eksperymentów laboratoryjnych, zjawisko oscylacji prądów, Rys. 2 i Rys. 5. Pod względem ilościowym były one zbliżone do wyników laboratoryjnych. Dokładne dopasowanie ilościowe modelu do eksperymentów nie było celem badań, gdyż model bazował na uproszczeniach takich jak na przykład pełna symetria uzwojeń stojana czy brak wpływu położenia wirnika na wartość indukcyjności. Celem modelowania było zrozumienie i potwierdzenie związku pomiędzy pracą w obszarze głębokiego nasycenia magnetycznego i oscylacjami o częstotliwości $6 \times f_{el}$ oraz wytworzenie środowiska do projektowania i testowania rozwiązań regulacji. Zaproponowana koncepcja rozszerzenia klasycznych modeli silnika PMSM została poddana weryfikacji przez grono eksperckie w amerykańskim oddziale Firmy. Określono ją jako istotne usprawnienie dotychczas stosowanych modeli.



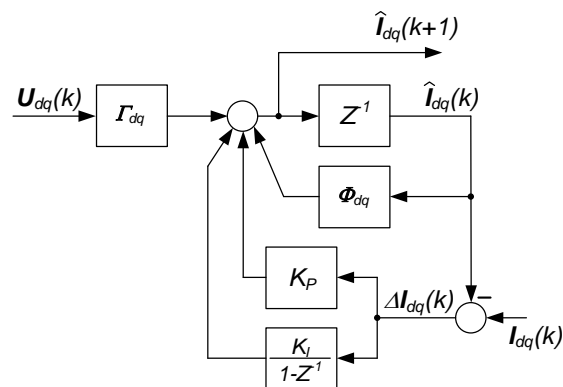
Rys. 7 Obliczone symulacyjnie, w strukturze regulacji jak na Rys. 1, prądy i moment elektromagnetyczny silnika o danych jak w Tabela 1 i Rys. 3. Pomiar dokonany w zakresie zmiany prędkości obrotowej od 2358 obr/min do 2960 obr/min, przy zadanym prądzie $i_{qref} = 8.3$ A. Wyniki należy porównywać z Rys. 2 i Rys. 5.

W kolejnym kroku, bazując na wypracowanym przeze mnie zrozumieniu źródła oscylacji prądów, zaproponowałem rozszerzenie struktury regulacji pokazanej na Rys. 1 o predykcyjny dyskretny obserwator prądów i_α oraz i_β . Ostatecznie, po dyskusji z zespołem projektowym, przyjęto do implementacji obserwator we współrzędnych $d q$ zgodny z poniższym równaniem:

$$\hat{I}_{dq}(k+1) = \Phi_{dq} \hat{I}_{dq}(k) + \Gamma_{dq} U_{dq}(k) + K_P \Delta I_{dq}(k) + K_I \sum_{j=0}^k \Delta I_{dq}(j) \quad (0.7)$$

gdzie: $\hat{I}_{dq}(k+1)$ jest przewidywanym wektorem wartości prądu w $(k+1)$ -cyklu przełączania MSI; $\hat{I}_{dq}(k)$ jest przewidywanym wektorem prądu w (k) -cyklu przełączania MSI; $U_{dq}(k)$ jest zmodyfikowanym (odsprężnionym) wektorem napięć na wejściu członu MSI; Φ_{dq} oraz Γ_{dq} są macierzami systemowymi; K_P oraz K_I są macierzami wzmocnień proporcjonalnych i całkujących regulatorów typu PI; ΔI_{dq} jest bieżącym wektorem błędu przewidywania prądu.

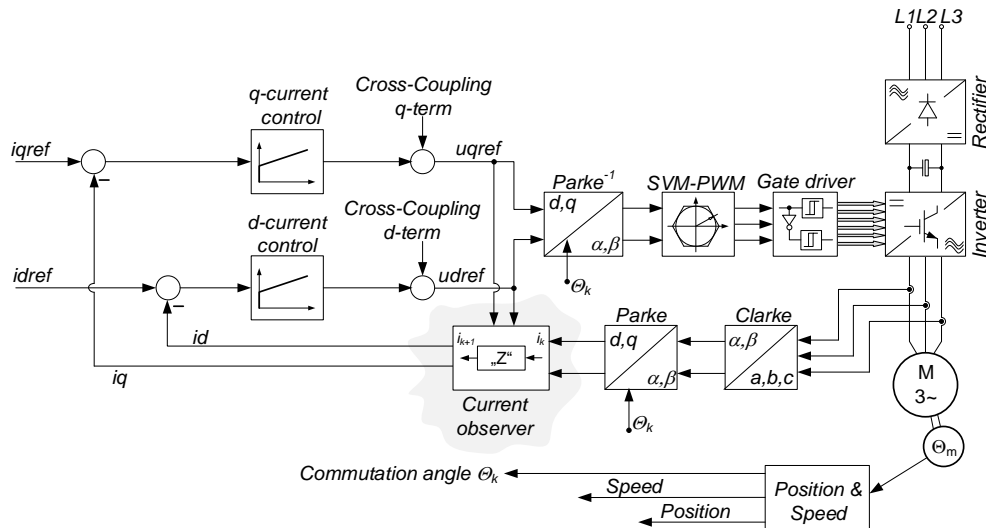
Decyzja o implementacji równań we współrzędnych $d q$ (zamiast $\alpha \beta$) podyktowana była preferencjami programistów systemów osadzonych. Z punktu widzenia sterowania przy obecności członów odsprężających w strukturze regulacji jest to akceptowalne. Równanie (0.7) w sposób obrazowy, w postaci schematu blokowego, pokazano na Rys. 8. Umiejscowienie obserwatora w pętlach regulacji prądów pokazano na Rys. 9.



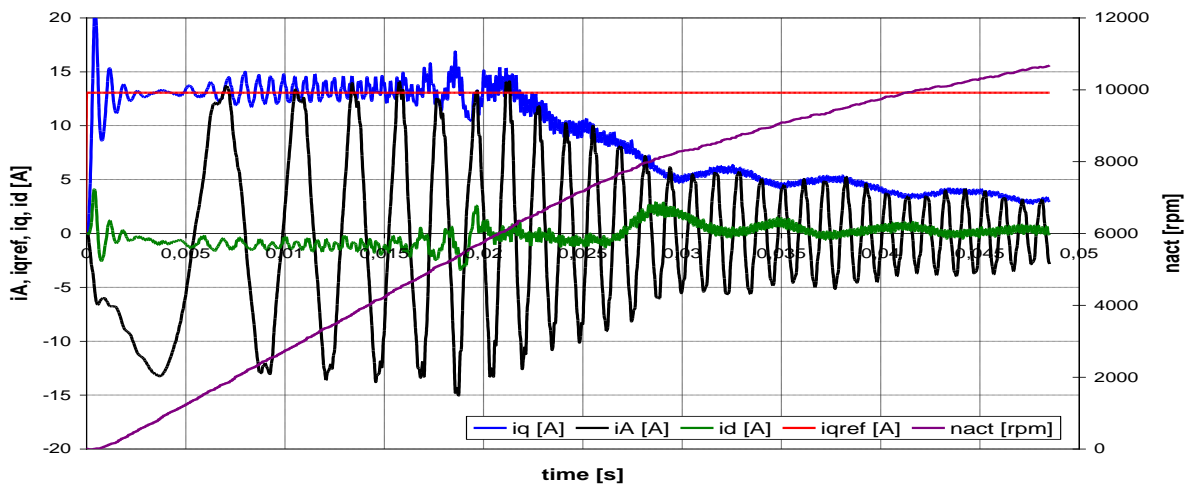
Rys. 8 Schemat blokowy predykcyjnego obserwatora prądów silnika PMSM we współrzędnych dq , według równania (0.7).

Wprowadzając od układu regulacji z Rys. 1 obserwator prądów z Rys. 8, nie liczyłem na całkowite wyeliminowanie wpływu nasycenia magnetycznego, lecz bazując na moich wcześniejszych doświadczeniach, spodziewałem się redukcji amplitudy oscylacji – nie wiedząc jednak w jakim stopniu i w jakim zakresie częstotliwości. Z przeprowadzonych przeze mnie w latach poprzednich szczegółowych analiz symulacyjnych oraz badań eksperymentalnych takiego typu obserwatora z udziałem różnych silników PMSM wynikało, że jego zastosowanie istotnie osłabia negatywne oddziaływanie opóźnień (również w postaci oscylacji prądów ale

o innym charakterze) w próbkowaniu rzeczywistych prądów fazowych silnika. Odpowiednim słowem jest tutaj „osłabia” a nie „eliminuje” gdyż w warunkach rzeczywistych jakość predykcji jest zależna od układu mierzenia i próbkowania prądów oraz nastaw wewnętrznych liniowych regulatorów typu PI.



Rys. 9 Wewnętrzna pętla regulacji prądów ze struktury sterowania pokazanej na Rys. 1 ze wskazaniem umiejscowienia bloku obserwatora predykcyjnego prądów i_d oraz i_q .



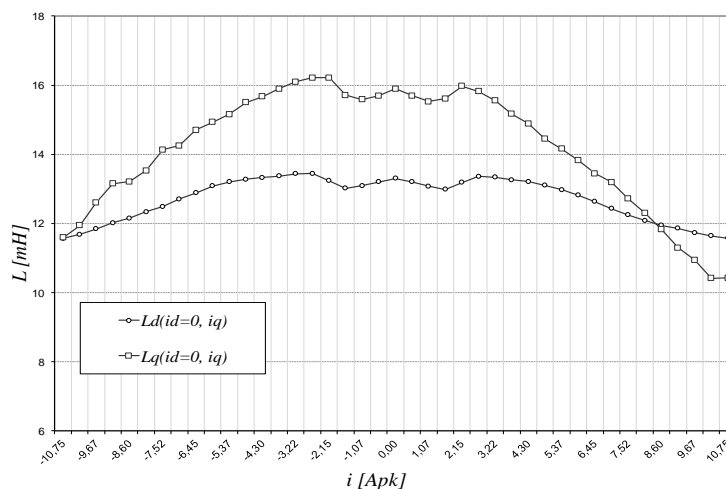
Rys. 10 Eksperymentalnie zmierzone prądy i prędkość mechaniczna silnika PMSM o danych jak w Tabela 1 oraz charakterystyce momentu jak na Rys. 3. Przebiegi zmierzone w polowo zorientowanym układzie regulacji z **obserwatorem predykcyjnym prądów** według równania (0.7) jak na Rys. 9. Wyniki do porównania z Rys. 2.

Stosując rozwiązanie z Rys. 9 osiągnąłem wyniki jak na Rys. 10. Widoczna jest tutaj redukcja pierwszego czasu ustalenia z 0.005s, Rys. 2, do około 0.0034s. Amplituda pierwszego przeregulowania uległa jednak zwiększeniu z 36.62% na 54.46%. Przebieg prądu i_q w przedziale czasowym 0.005s do 0.02s również uległ zmianie. Teraz amplitudy oscylacji wokół i_{qref} w przedziale czasowym od 0.005s do około 0.017s są w przedziale od -1.33A do 2A,

a od 0.017s do 0.02s od -2.58A do 3.8A. Charakter oscylacji prądu i_d również jest nie do zaakceptowania.

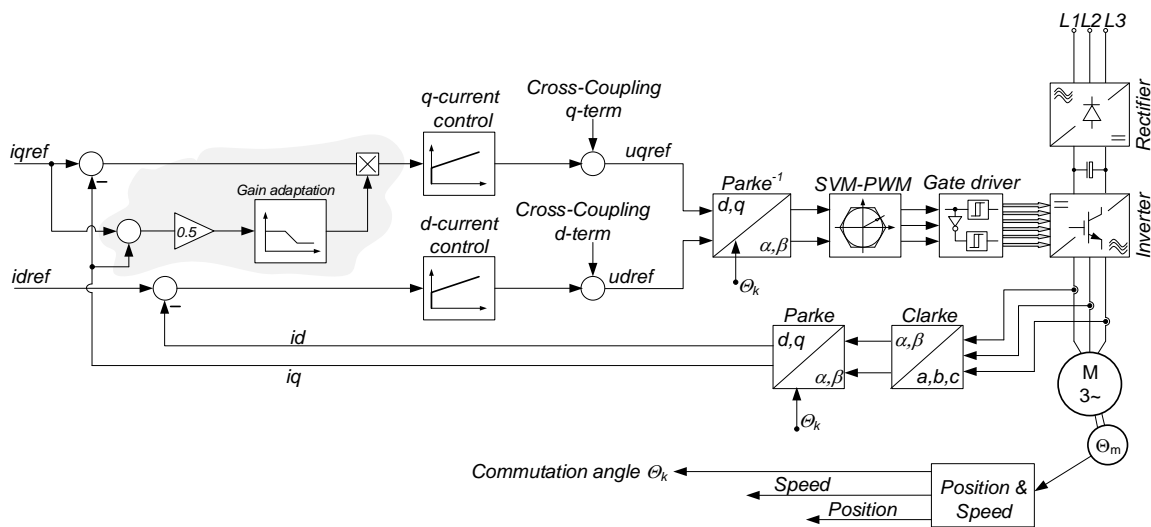
Pomimo widocznej poprawy jakości regulacji zastosowanie predykcyjnego obserwatora prądów nie stanowiło wystarczającego rozwiązania. W związku z tym zaproponowałem zastosowanie adaptacji wzmocnień liniowego regulatora (typu PI) prądu i_q w czasie rzeczywistym (ang.: Gain Sheduling). Stosowanie takiego rozwiązania, choć opisywane w literaturze branżowej, nie spotykało się z aprobatą inżynierów aplikacji odpowiedzialnych za strojenie serwonapędów na obiektach. Wynikało to z braku jednoznacznych wytycznych dotyczących sposobu doboru krzywej adaptacji w zależności od punktu pracy w nasyceniu magnetycznym. W praktyce pożądany efekt regulacji osiągnano co najmniej czasochłonną metodą prób i błędów. Aby temu zaradzić, zaproponowałem prosty mechanizm wyznaczania krzywej adaptacji w oparciu o dane katalogowe silników. Adaptacja jest zależna od zmieniającego się stopnia nasycenia obwodu magnetycznego silnika zgodnie z charakterystyką z Rys. 3. Decyzję o modyfikacji regulatora prądu tylko w osi q oparłem na znajomości charakteru zmian indukcyjności L_d oraz L_q . Indukcyjność w osi q zmienia się (opada) szybciej niż w osi d wraz ze wzrostem prądu i_q przy $i_d = 0$. Do wniosków takich doszedłem na podstawie wielu wcześniejszych badań eksperymentalnych prowadzonych przeze mnie w laboratorium Firmy zanim trafiłem do przedmiotowego projektu. Badania przeprowadziłem na kilku różnych przekształtnikach, przy różnych źródłach zasilania i z udziałem różnych silników PMSM o parametrach stanowiących niemałe wyzwanie dla układów regulacji. Moje założenie odnośnie zmian L_q potwierdzili również koledzy z zespołu badawczego w przedmiotowym projekcie. Według ich scenariusza badań zmierzliśmy eksperymentalnie L_d oraz L_q w funkcji prądów i_d oraz i_q , Rys. 11, [Z3, II, 7.13].

Efektom nasycenia magnetycznego jest znacząca zmiana L_q , która bezpośrednio wpływa na zmianę stałej czasowej obiektu regulacji w osi q . W serwonapędach z silnikami PMSM są to zmiany w przedziale czasowym pojedynczych milisekund lub mniej i wymagają odpowiednio szybkiego dostosowania się parametrów regulatora. W związku z akceptowalną zmianą L_d , regulator PI w osi d został zachowany w niezmienionej postaci, przy stałych wzmocnieniach.



Rys. 11 Indukcyjności L_d i L_q w funkcji prądu i_q , zmierzone eksperymentalnie dla silnika PMSM typu G463L25 [Z3, II, 7.13].

Adaptacja wzmacnień regulatora PI w osi q została zaimplementowana w jak najmniej inwazyjnej postaci, jak na Rys. 12. Przy takim rozwiązaniu jedynie błąd jest skalowany przed dotarciem do regulatora. Samo skalowanie opiera się na tabeli typu look-up predefiniowanej proporcjonalnie do krzywej momentu silnika z Rys. 3. Warty uwagi praktycznym rozwiązaniem, zaproponowanym przez członków zespołu badawczego, jest tutaj sposób przygotowania próbek prądu wejściowego tabeli look-up. Bazuje ono na stałym współczynniku wagowym, równym 0.5 , zsumowanych wartości prądu zadanego i_{qref} oraz prądu zmierzonego i_q . Takie podejście zapewnia lepsze osiągi pętli regulacji prądu w stanach dynamicznych, w sytuacjach kiedy następuje duża i gwałtowna zmiana i_{qref} a prądy stojana jeszcze nie „zareagowały”. Jest to jeden z wielu przykładów rozwiązań, które występują w najbardziej zaawansowanych strukturach regulacji serwonapędów ale trudno się ich doszukać w literaturze.



Rys. 12 Wewnętrzna pętla regulacji prądów ze struktury sterowania pokazanej na Rys. 1 ze wskazaniem umiejscowienia bloku adaptacji wzmacnienia regulatora PI prądu i_q .

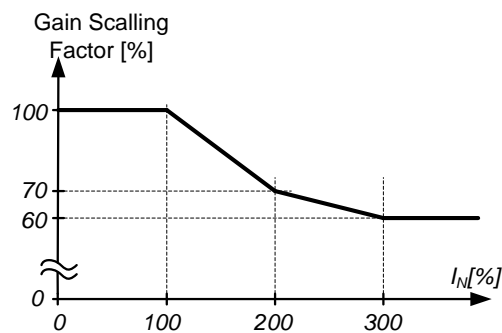
Tabela look-up zawiera osiem wpisów zgodnie z Rys. 13. W osi poziomej występują cztery wartości jako procent prądu znamionowego silnika I_N . W osi pionowej występują współczynniki skalowania równoważne zmniejszaniu się znamionowej wartości indukcyjności L_q wraz ze wzrostem prądu i_q a więc i ze wzrostem poziomu nasycenia magnetycznego. Pomiędzy punktami stosowana jest interpolacja liniowa.

Pierwsze cztery parametry tabeli to zwykle 0% , 100% , 200% , 300% . Pozostałe cztery, a właściwie to jeden lub dwa (bo pierwszy i drugi to 100%), oparte są o zaproponowaną przeze mnie prostą formułę obliczeniową, (0.8), bazującą na punktach momentu (T_A , T_B , T_C) wyznaczonych graficznie jak na Rys. 14.

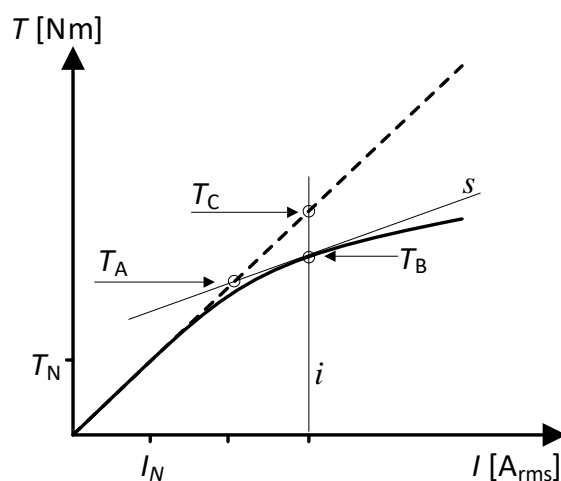
$$GSF = \frac{T_B - T_A}{T_C - T_A} \times 100 \quad (0.8)$$

W pierwszej kolejności, na podstawie kształtu charakterystyki momentu, jak na Rys. 3, podejmujemy decyzję ile zbczy skalujących będzie potrzebne. Następnie, dla wybranej wartości prądu, prosta i , (jednej lub dwóch) lokujemy na krzywej momentu punkt styczności pomiędzy tą krzywą i styczną s . Dodatkowo rysujemy linię prostą, linia przerywana na Rys. 14, jako moment idealny i odczytujemy wskazane wartości momentów T_A , T_B , T_C . Dwa zbcza skalujące są zalecane w przypadku silników o silnym nasyceniu magnetycznym. Procedura została skonstruowana pod kątem zaspokojenia potrzeb inżynierów aplikacji, którzy dysponują kartami katalogowymi silników. Przed przekazaniem procedury do eksploatacji przeprowadziłem szereg testów laboratoryjnych z użyciem przekształtników pracujących z wieloma różnymi silnikami PMSM, o znacząco różnych charakterystykach momentu w funkcji prądu.

W przypadku braku informacji o przebiegu charakterystyki momentu silnika w funkcji prądu można przeprowadzić testy odpowiedzi prądu na skok jednostkowy z udziałem tylko pętli regulacji prądów (tzw. tryb regulacji momentu). Zwykle po 2 do 3 iteracjach znajdujemy odpowiednie parametry tabeli look-up.



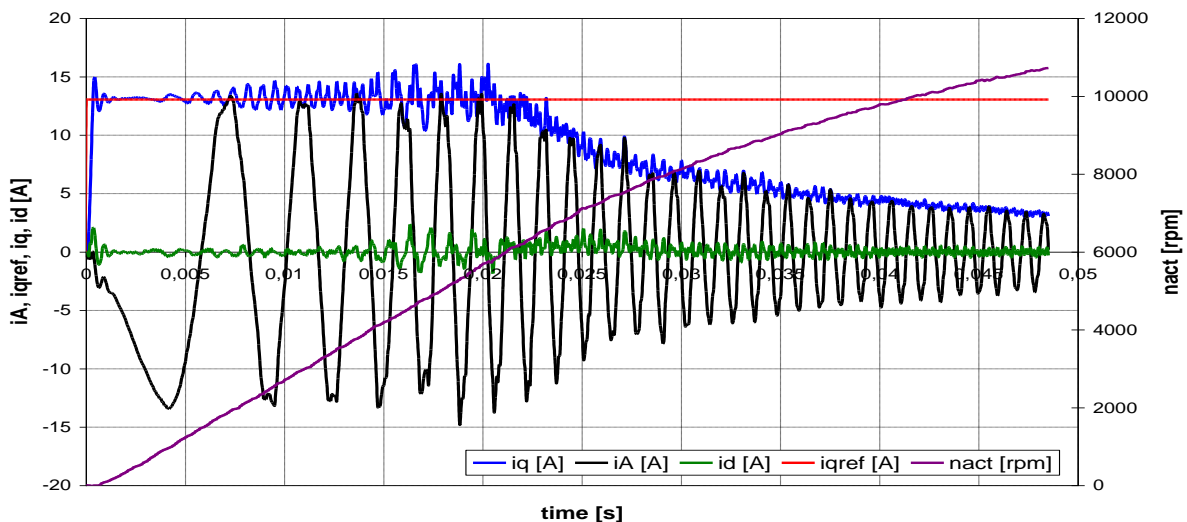
Rys. 13 Profil adaptacji wzmocnienia regulatora PI prądu i_q – ustawienia jak dla wyników pokazanych na Rys. 15.



Rys. 14 Zobrazowana procedura wyznaczania punktów momentu silnika, T_A , T_B , T_C dla potrzeb obliczania współczynników skalowania GSF w osi pionowej tabeli typu look-up zobrazowanej na Rys. 13, według wzoru (0.8).

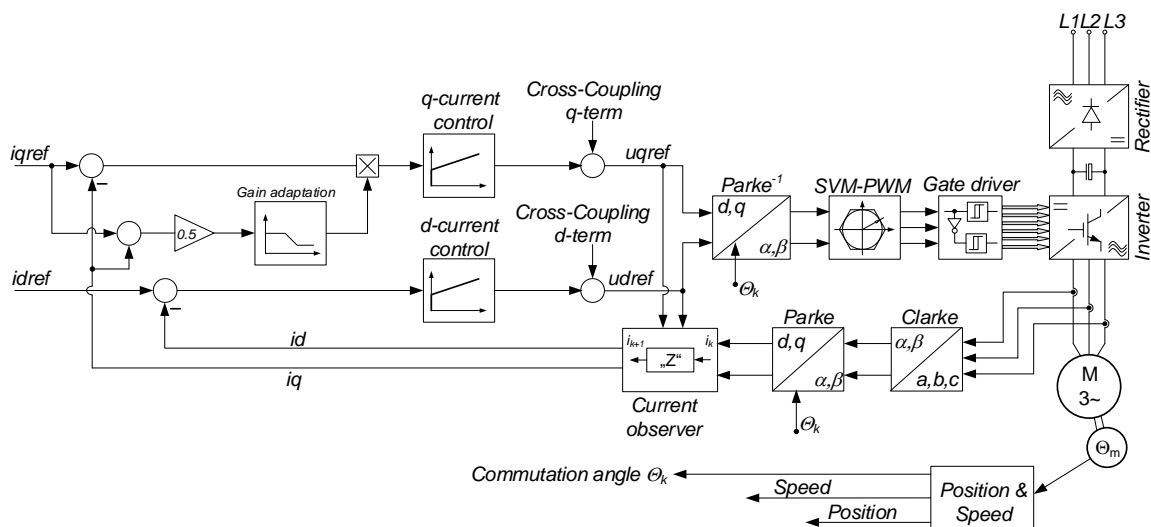
Wyniki eksperymentalne uzyskane z układem regulacji jak na Rys. 12 pokazano na Rys. 15. Parametry tabeli look-up podczas eksperymentu były następujące: oś pozioma (prądy) {0%, 100%, 200%, 300%}; oś pionowa (GSF) {100%, 100%, 70%, 60%}. Taka struktura regulacji zapewnia najmniejsze z dotychczasowych pierwsze przeregulowanie na poziomie 15.38% przy czasie pierwszego ustalenia około 0.0016s. Pogorszeniu uległa jednak sytuacja w przedziale czasowym od 0.0143s do 0.02s. Tutaj amplitudy i_q występują w przedziale od - 2.69A do 3.07A w odniesieniu do i_{qref} . Przebieg składowej prądu i_d w przedziale czasowym od 0.0143s do 0.02s również nie jest zadowalający.

W związku z tym, że żadne z dwóch zaproponowanych i przetestowanych eksperymentalnie rozszerzeń klasycznego układu regulacji połowo zorientowanej z Rys. 1 nie wyeliminowało lub nie ustabilizowało oscylacji, to naturalnym krokiem było połączenie i przetestowanie tych dwóch rozwiązań razem. W rezultacie powstał rozszerzony układ regulacji jak na Rys. 16.

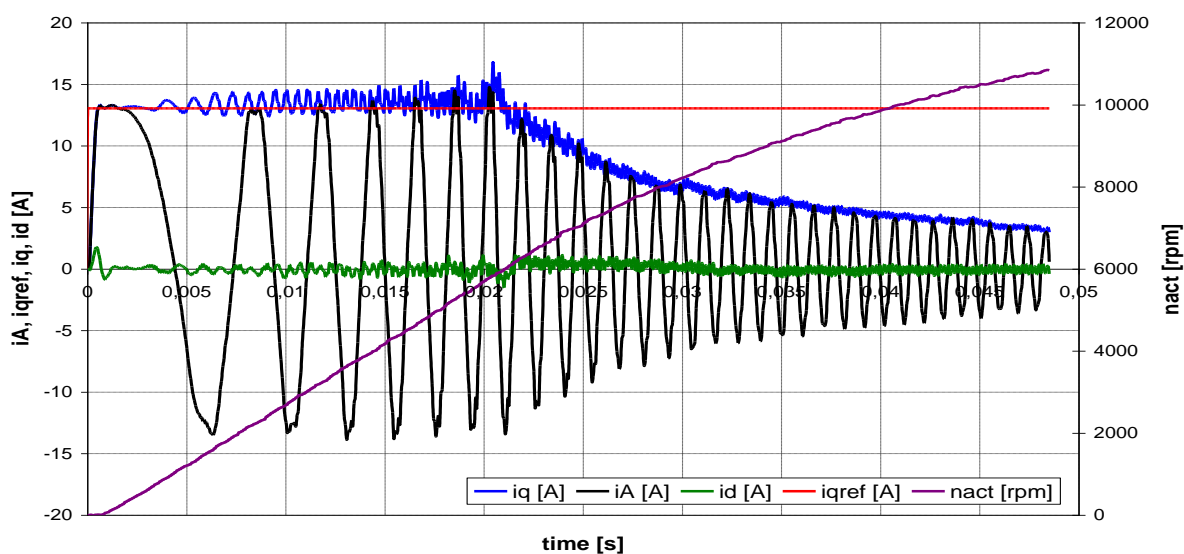


Rys. 15 Eksperymentalnie zmierzone prądy i prędkość mechaniczna silnika PMSM o danych jak w Tabela 1 oraz charakterystyce momentu jak na Rys. 3. Przebiegi zmierzone w połowo zorientowanym układzie regulacji z **adaptacją wzmacnień regulatora PI prądu i_q** jak na Rys. 12 z tabelą look-up ustawioną jak na Rys. 13. Wyniki do porównania z Rys. 2 i Rys. 10.

Dopiero taki układ regulacji zapewnił akceptowalne wyniki regulacji prądów silnika PMSM. Efekty jego pracy, pokazane na Rys. 17, określiłem w tamtym czasie mianem „akceptowalne”. Występuje tam pierwsze przeregulowanie na poziomie około 2% w połączeniu z pierwszym czasem ustalenia mniejszym niż 0.001s. Oscylacje w dalszym przedziale czasowym wciąż występują, ale ich amplituda jest ustabilizowana. Przebieg składowej i_d również jest unormowany. To oznacza, że układ regulacji jest stabilny w takim punkcie pracy serwonapędu. Zaproponowane przeze mnie rozwiązanie, zanim trafiło do powstającego nowego produktu, zostało poddane rygorystycznym testom laboratoryjnym prowadzonym przez kilka niezależnych zespołów w różnych lokalizacjach na świecie. Testy prowadzono w różnych stanach pracy serwonapędu, z różnymi silnikami PMSM. Wyniki testów potwierdziły skuteczność tak zmodyfikowanej struktury regulacji.



Rys. 16 Wewnętrzna pętla regulacji prądów ze struktury sterowania pokazanej na Rys. 1 z rozszerzeniami w postaci obserwatora predykcyjnego prądów oraz adaptacji wzmacnienia regulatora prądu i_q .



Rys. 17 Eksperymentalnie zmierzone prądy i prędkość mechaniczna silnika PMSM o danych jak w Tabela 1 oraz charakterystyce momentu jak na Rys. 3. Przebiegi zmierzone w polowo zorientowanym układzie regulacji rozszerzonym o adaptację wzmacnień regulatora PI prądu i_q oraz o predykcyjny obserwator prądów i_d oraz i_q , jak na Rys. 16. Wyniki do porównania z Rys. 2, Rys. 10 i Rys. 15.

Zaproponowane rozwiązanie nie wyczerpało oczywiście wszystkich możliwości usprawnień takiej struktury regulacji. Można było pracować na przykład nad adaptacją wzmacnień regulatora prądu i_d czy nawet adaptacją wzmacnień regulatorów obserwatora predykcyjnego prądów w oparciu o logikę rozmytą [Z3, II, 4.9]. Bez wątpienia, takie rozwiązania mogłyby powstać i zostać zaimplementowane już w tamtym czasie, ale ich zastosowanie zwiększyłoby złożoność struktury regulacji niewspółmiernie do osiągniętych korzyści. Serwonapęd przy przeciążeniu na poziomie 3 lub więcej razy prąd znamionowy

pracuje tylko chwilowo – to zarówno ze względu na sam silnik jak i straty mocy w układzie energoelektronicznym. Zapewnienie osiągniętej jakości regulacji w takich warunkach było wystarczające. Oprócz tego, proponując rozwiązanie, należało pamiętać o tym, że zaawansowane serwonapędy obsługują zazwyczaj zaawansowane aplikacje, do których inżynier aplikacji musi je indywidualnie „dostroić”. To wymaga znalezienia złotego środka pomiędzy złożonością rozwiązania a łatwością jego obsługi.

Po ustabilizowaniu sytuacji w pierwszej strefie regulacji prędkości, w tak zwanej strefie stałego momentu ($T=\text{const}$), ruszyły badania nad sterowaniem w drugiej strefie regulacji prędkości, tak zwanej strefie stałej mocy ($P=\text{const}$). Obie strefy regulacji zobrazowano na Rys. 18. Strefa I trwa aż do osiągnięcia prędkości obrotowej, przy której (w układzie regulacji jak na Rys. 16 – bez algorytmu osłabiania pola) moment, a zatem i moc, zaczynają opadać, linia przerywana na Rys. 18 a) i b). Przy tej prędkości rozpoczyna się II strefa regulacji. Zanim nawiążę do charakterystyk strefy II w postaci linii ciągłych, poświęcę kilka zdań na omówienie „linii przerywanych”.

Spadek momentu na początku II strefy podyktowany jest bezpośrednio opadaniem charakterystyki prądu i_q , przy zerowym prądzie i_d , zgodnie ze wzorem (0.3), linie przerywane na Rys. 18 c). Taki przebieg charakterystyki prądu i_q **nie jest podyktowany przez** ograniczenie prądowe w postaci:

$$i_d^2 + i_q^2 \leq i_{\max}^2 \quad (0.9)$$

gdzie i_{\max} jest maksymalnym dopuszczalnym prądem silnika, **lecz wynika z** oddziaływania ograniczenia napięciowego w postaci ogólnej:

$$v_d^2 + v_q^2 \leq v_{\max}^2 \quad (0.10)$$

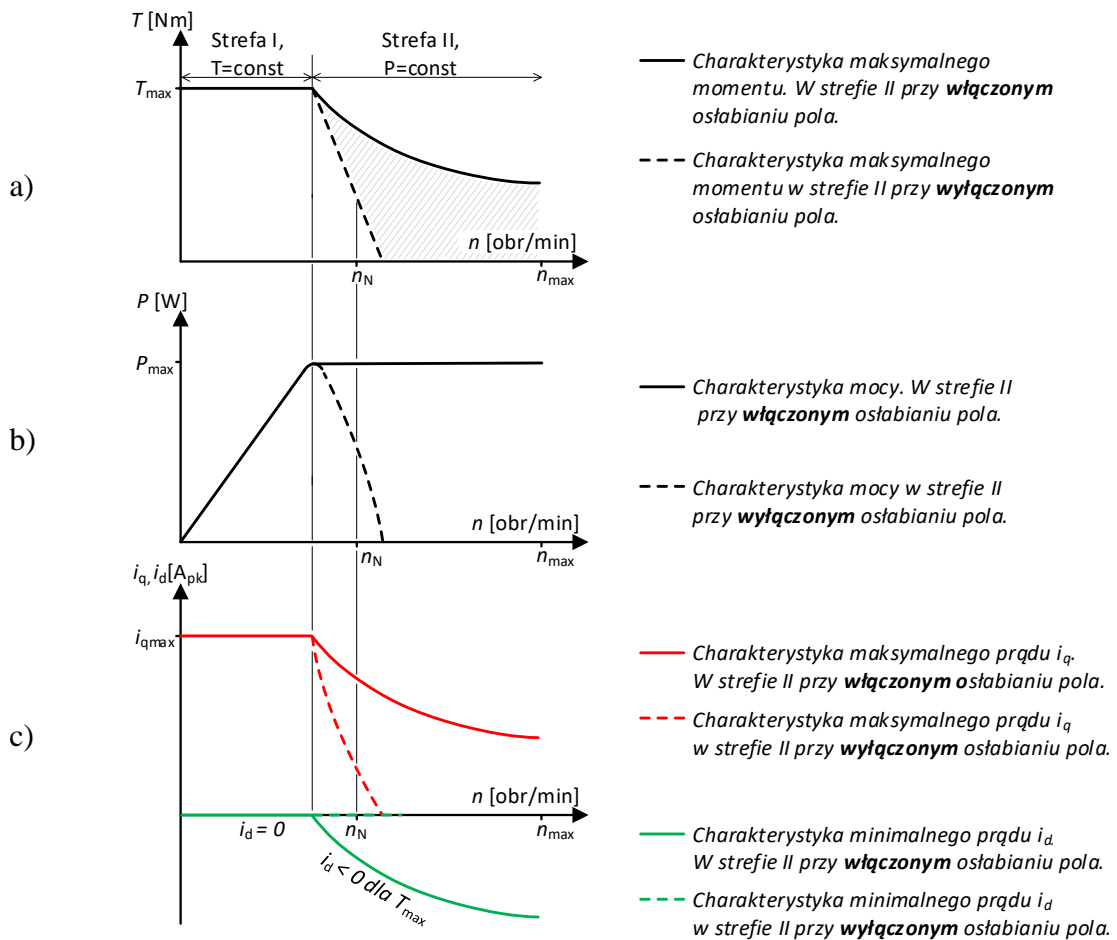
gdzie v_{\max} jest maksymalnym napięciem fizycznie dostępnym na zaciskach silnika. To maksymalne napięcie zależy od poziomu napięcia stałego w obwodzie pośredniczącym falownika, V_{dc} , oraz od metody ograniczenia wektora przestrzennego w algorytmie MSI. Dla ograniczenia kołowego, $v_{\max} = V_{dc}/\sqrt{3}$. Samo równanie (0.10) w przedstawionej postaci nie wiele wyjaśnia w kwestii dynamicznego ograniczania prądu i_q w funkcji prędkości obrotowej, czy też częstotliwości elektrycznej. Dopiero gdy połączymy je z (0.9) oraz z równaniami silnika (0.1) i (0.2) w stanie ustalonym oraz z (0.5), to dochodzimy do wyrażenia, które ukazuje związek ograniczenia napięciowego z m.in. częstotliwością:

$$\left(i_d + \frac{X_s E}{Z_s^2} \right)^2 + \left(i_q + \frac{R_s E}{Z_s^2} \right)^2 = \left(\frac{v_{\max}}{Z_s} \right)^2 \quad (0.11)$$

gdzie: $X_s = X_d = X_s$, $X_d = \omega_e L_d$, $X_q = \omega_e L_q$, $Z_s = \sqrt{R_s^2 + X_s^2}$. Założenie jednakowych reaktancji okazało się w praktyce możliwe do zaakceptowania i zostanie omówione w dalszej części opisu. Warto tutaj zauważyć, że powyższe równanie odpowiada równaniu okręgu we współrzędnych x y o promieniu r :

$$(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 = r^2 \quad (0.12)$$

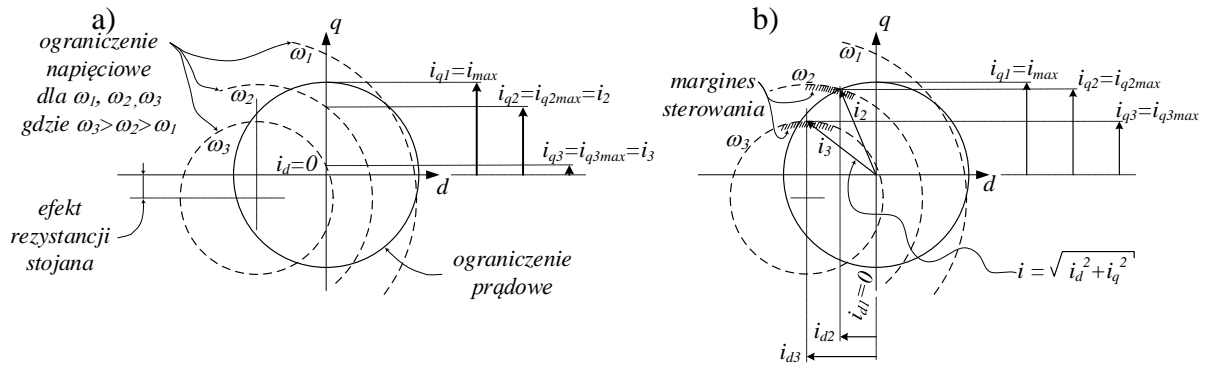
Pamiętając o tym, że linie przerywane na Rys. 18 są związane z założeniem $i_d = 0A$, widzimy, że ograniczenie opisane równaniem (0.11) oddziałuje na składową i_q jak pokazano na Rys. 19 a). To właśnie powoduje spadek i_q jak na Rys. 18 c). W takich warunkach nie korzystamy z maksymalnej trajektorii wektora prądu, a więc i maksymalnego momentu elektromagnetycznego możliwego do osiągnięcia z danym silnikiem, linie ciągłe na Rys. 18.



Rys. 18 Wizualizacja dwóch stref regulacji prędkości obrotowej silnika PMSM z- i bez- udziału algorytmu osłabiania pola: Strefa I – strefa stałego momentu ($T=const$), Strefa II – strefa stałej mocy ($P=const$). Całość z podziałem na charakterystyki: a) maksymalnego momentu elektromagnetycznego, b) mocy silnika, c) prądów i_d oraz i_q .

W związku z powyższym, warto sięgnąć za pomocą odpowiedniego algorytmu sterowania po maksymalną trajektorię prądu przy dynamicznie zmieniającej się pulsacji elektrycznej, jak to zobrazowałem na Rys. 19 b). Takie podejście gwarantuje wykorzystanie maksymalnych prądów fazowych silnika przy maksymalnym napięciu na jego zaciskach. Z tego właśnie powodu mówimy o II strefie regulacji prędkości jako o strefie stałej mocy. To gwarantuje również osiągnięcie maksymalnego momentu elektromagnetycznego narysowanego linią ciągłą na Rys. 18 a). W celu realizacji takich zamierzeń konieczne jest

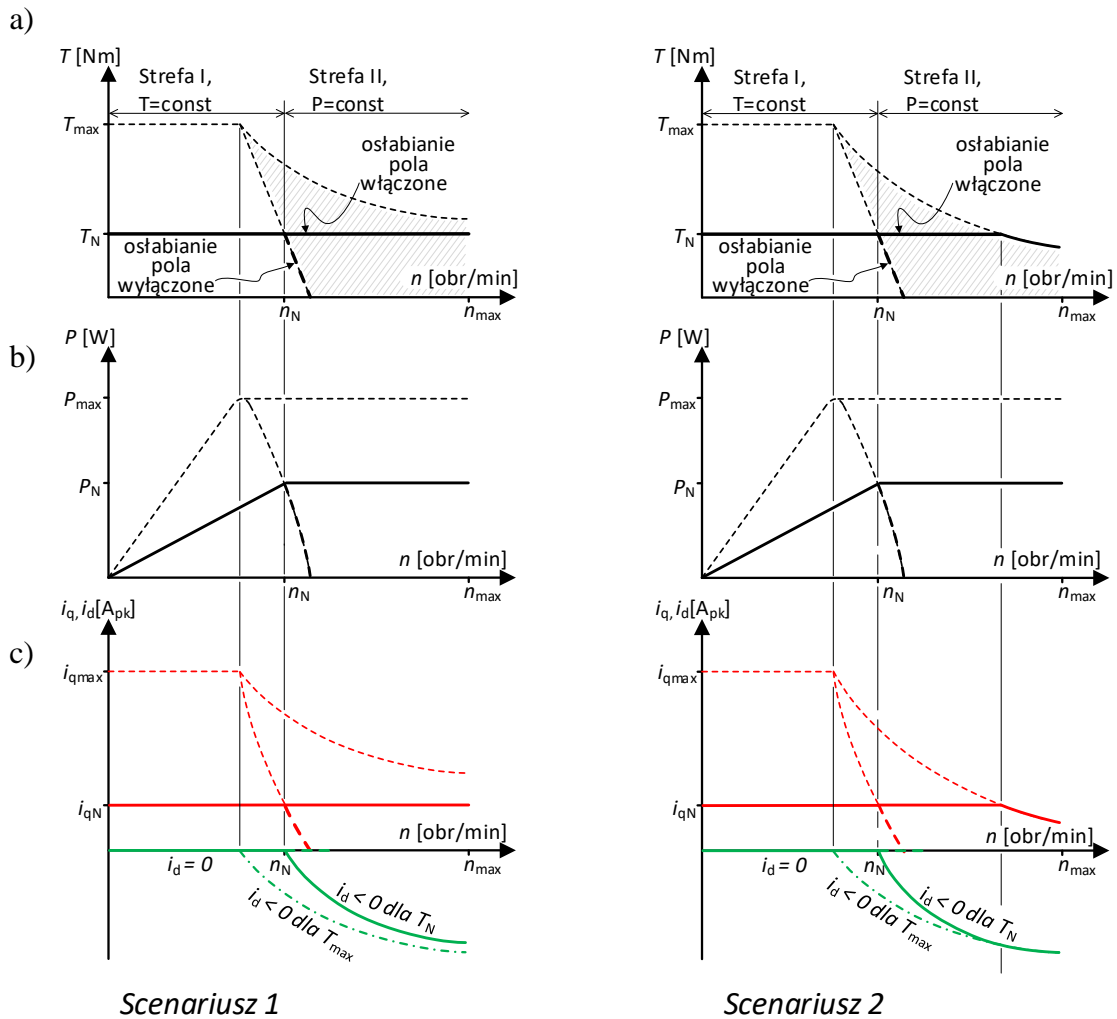
dalsze rozszerzenie struktury regulacji z Rys. 16 o człon odpowiednio modyfikujący prądy i_d oraz i_q , jak pokazano na Rys. 21, blok „Field weakening”.



Rys. 19 Uproszczony obraz ograniczeń silnika PMSM - napięciowego w funkcji prędkości obrotowej oraz prądowego: a) bez algorytmu osłabiania pola w układzie regulacji z Rys. 1 lub Rys. 16, b) z algorytmem osłabiania pola jak na Rys. 21.

Nie zawsze jednak w obszarze osłabiania pola musimy podążać maksymalną trajektorią momentu. Często bywa tak, że w stanach chwilowego lub cyklicznego przeciążenia znajdujemy się gdzieś wewnątrz „zakreskowanego” obszaru z Rys. 18 a). Jesteśmy wtedy poniżej wartości maksymalnego momentu (czy też prądu) silnika, wręcz nawet możemy się znajdować w pobliżu wartości znamionowych jego momentu. W takich aplikacjach głównie chodzi o to, żeby wykorzystywać dany serwonapęd w zakresie jego dopuszczalnych prędkości obrotowych znacznie przewyższających jego prędkość znamionową, przy jednoczesnym zachowaniu pożądanego momentu mechanicznego na wale silnika. Wtedy mamy do czynienia ze scenariuszami, które zobrazowałem na Rys. 20. Scenariusz 1 z Rys. 20 zakłada, że w całym zakresie dostępnej prędkości silnika nie sięgamy po maksymalny moment a w przypadku scenariusza 2 tylko w pobliżu maksymalnej prędkości. W takich stanach pracy serwonapęd powinien zapewniać precyzyjną regulację (prędkości lub położenia) w jak najszerszym zakresie prędkości obrotowej. O tym należało pamiętać przystępując do prac na algorytmem osłabiania pola.

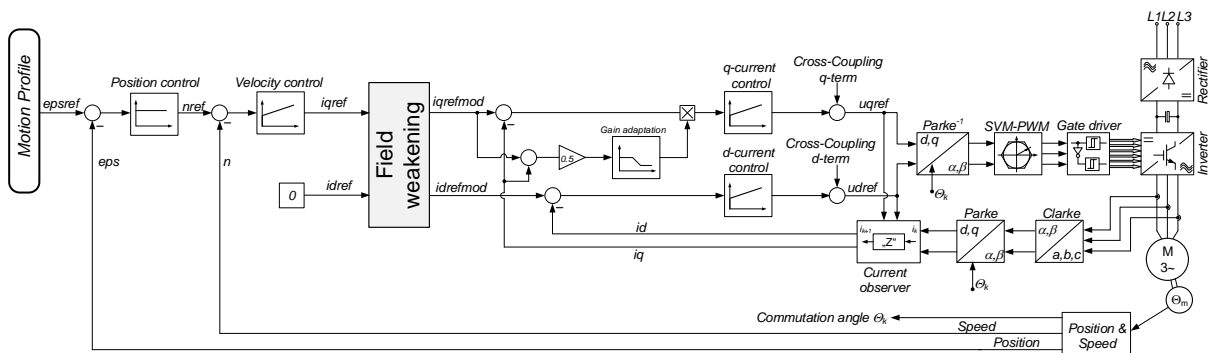
Powyższy, ogólny „obraz II strefy regulacji prędkości” powstał, w pierwszej kolejności, w oparciu o analizę dostępnej literatury, a w drugiej, o wyprowadzone przeze mnie równania matematyczne. Zaproponowane równania, niepomijające rezystancji stojana, zweryfikowałem na drodze szczegółowych analiz numerycznych i symulacyjnych. Dopiero po tym przekazałem je do implementacji typu embedded.



Rys. 20 Wizualizacja dwóch scenariuszy pracy w odniesieniu do stref regulacji prędkości obrotowej silnika PMSM z- i bez- udziału algorytmu osłabiania pola. **Scenariusz I** – moment wytwarzany jest mniejszy od momentu maksymalnego w całym zakresie prędkości obrotowej. **Scenariusz II** – moment wytwarzany osiąga moment maksymalny w końcowym obszarze prędkości obrotowej. Całość z podziałem na charakterystyki: a) maksymalnego momentu elektromagnetycznego, b) mocy silnika, c) prądów i_d oraz i_q .

Na podstawie przeglądu literatury i dyskusji z projektantami nasunął mi się wniosek, że rozwiązania dedykowane osłabianiu pola silnika PMSM (do roku 2009) można było podzielić na cztery następujące grupy: G1 - oparte na sprzężeniu zwrotnym; G2 – oparte na sprzężeniu wyprzedzającym (tzw. do przodu, ang.: feedforward); G3 – oparte o mechanizmy samoadaptacyjne; G4 – bazujące na łączeniu rozwiązań z wymienionych trzech grup. Żadne z przeanalizowanych wtedy przeze mnie rozwiązań nie gwarantowało oczekiwanych osiągnięć. Rozwiązania z G1 oferowały pewną odporność na zmieniające się parametry silnika, ale kosztem zredukowanej dynamiki w stanach przejściowych. Oprócz tego, kryteria doboru stosowanych w nich regulatorów typu PI nie były jednoznaczne. W G2 znalazły się rozwiązania mogące

zapewnić zadowalającą dynamikę regulacji, ale okazały się wrażliwe na zmienność parametrów silnika w zależności od temperatury, tolerancji i nasycenia magnetycznego. Często opierały się one również na uproszczeniu w postaci założenia, że rezystancja stojana, R_s , była równa zero, a jeśli już ją uwzględniały to w uproszczonej formie. Takie założenie okazało się źródłem znaczących błędów sterowania prądami i_d oraz i_q , co zostanie wyjaśnione szczegółowo w dalszej części tego opisu. Do G3 trafiły rozwiązania bazujące na różnych mechanizmach samoadaptacji. W tamtym czasie nie były one „wystarczająco dojrzałe”. Bazowały na pewnych współczynnikach skalujących, bez jednoznacznych wytycznych odnośnie ich doboru. Często również pomijały obecność rezystancji stojana, co wydłużało czas adaptacji algorytmów. To wszystko razem sprawiło, że stanowiły one zbyt wysokie ryzyko aplikacyjne. W grupie G4 znalazły się rozwiązania będące połączeniami różnych mechanizmów z poprzednich grup. Te jednak nie zostały dostatecznie sprawdzone pod kątem wrażliwości na zmiany i tolerancję parametrów obwodu, czy nasycenie magnetyczne. To wszystko sprawiło, że zaistniała pilna potrzeba samodzielnego opracowania rozwiązania dla algorytmu osłabiania pola silnika PMSM.



Rys. 21 Schemat ogólny polowo zorientowanego sterowania silnikiem PMSM z umiejscowieniem bloku osłabiania pola w II strefie regulacji prędkości - to jako rozszerzenie struktury regulacji z Rys. 16.

Prace rozpocząłem od wyprowadzenia równania (0.11) i przeanalizowania wpływu rezystancji R_s na wyniki. Jej wpływ okazał się nie do pominięcia. Patrząc na (0.11), przez analogię do (0.12), widzimy, że minimalny prąd i_d nie powinien być mniejszy niż wynikający z poniższego wzoru.

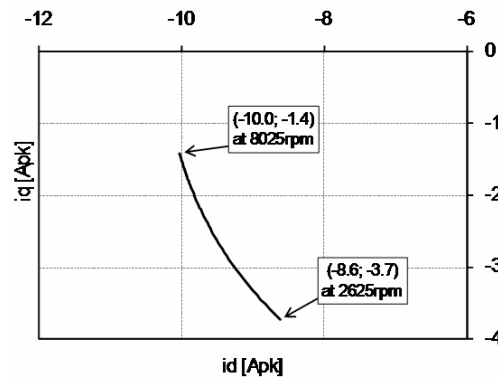
$$i_{d \min} = -\frac{X_s E}{Z_s^2}. \quad (0.13)$$

Mamy więc pierwszą współrzędną środka okręgu ograniczenia napięciowego z Rys. 19. Zmniejszając wartość i_d poniżej $i_{d \min}$ powodujemy szybkie zmniejszanie się i_q , co przyczynia się głównie do generowania strat cieplnych w silniku a nie momentu elektromagnetycznego.

Drugą współrzędną środka ograniczenia napięciowego zapisałem jako przesunięcie w osi q :

$$i_{q \text{ shift}} = -\frac{R_s E}{Z_s^2} \quad (0.14)$$

Analizując (0.13) oraz (0.14) wykazałem, że nastąpiło wyraźne przesunięcie lokalizacji środka ograniczenia napięciowego nie tylko w osi d ale i q , jak pokazano w uproszczeniu na Rys. 19. Innymi słowy, zmniejszyła się dozwolona wartość i_q . W ten sposób wykazałem, że ta informacja jest tracona przy założeniu, że rezystancja stojana R_s jest równa zero. Dodatkowo warto zwrócić uwagę na to, że (0.13) oraz (0.14) nie zwracają wartości stałych. Przykładowa trajektoria punktu środkowego, dla danych silnika jak w Tabela 2, została pokazana na Rys. 22.



Rys. 22 Obliczona trajektoria środka okręgu/ograniczenia napięciowego silnika PMSM w zakresie częstotliwości elektrycznej $f_e=175..535\text{Hz}$, dla rezystancji stojana różnej od zera, $R_s \neq 0$ oraz dla założenia $L_d=L_q$. Obliczenia wykonano według równań (0.13) oraz (0.14) na podstawie danych katalogowych silnika G463L25 jak w Tabela 2.

Podstawiając teraz (0.9) do (0.11) i przyjmując, że $i_d = 0$, otrzymujemy wzór na maksymalny dopuszczalny prąd w osi q :

$$i_{q\max} = \frac{-R_s E + \sqrt{v_{\max}^2 Z_s^2 - X_s^2 E^2}}{Z_s^2} \quad (0.15)$$

Zależność (0.15) wykorzystałem jako kryterium aktywacji algorytmu osłabiania pola. Maszyna stanowa (w bloku „Field weakening” na Rys. 21) może w uproszczeniu zostać przedstawiona jako:

jeżeli $i_{qref} \leq i_{qmax}$

to

przepuść i_{qref} bez zmian

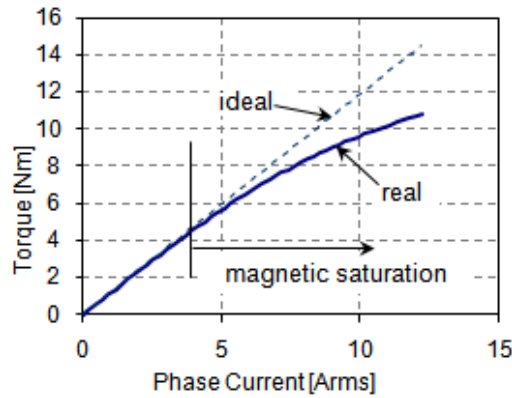
przepuść $i_d = 0$ bez zmian

w przeciwnym razie

... aktywuj algorytm osłabiania pola

Tabela 2 Parametry silnika PMSM, G463L25.

Parameter Name	Value
Stator resistance, R_s	6.5Ω
d-axis inductance, L_d	13.22mH
q-axis inductance, L_q	14.15mH
EMF constant, k_e	0.97Vpk/rad/s
Torque constant, k_t	1.19Nm/Arms
Rated current, I_N	1.9Arms
Peak stall current, I_{max}	8.0Arms
Rated torque, T_N	2.21Nm
Peak stall torque, T_{max}	8.3Nm
Rated speed, n_N	4800rpm
No load speed, n_0	5560rpm
Maximum speed, n_{max}	7880rpm
Pole pairs, p_p	4



Rys. 23 Rzeczywista/Zmierzona charakterystyka momentu silnika w funkcji jego prądu fazowego, dla silnika PMSM o danych jak w Tabela 2.

Do zaprogramowania algorytmu konieczne były jeszcze trzy wzory. Dwa z nich to wyrażenia na współrzędne punktu przecięcia się ograniczenia napięciowego z ograniczeniem prądowym (i_{dint} , i_{qint}). Wyzaczyłem je jak niżej, podstawiając (0.9) do (0.11) przy założeniu, że $i_d \neq 0$.

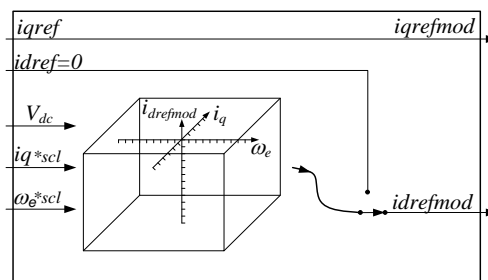
$$i_{dint} = -\frac{1}{2} \frac{X_s Z_s^2 (Z_s^2 i_{max}^2 + E^2 - v_{max}^2)}{Z_s^4 E} + \frac{\sqrt{Z_s^2 (X_s^2 - Z_s^2) \left((v_{max}^2 - E^2)^2 + Z_s^2 i_{max}^2 (Z_s^2 i_{max}^2 - 2E^2 - 2v_{max}^2) \right)}}{Z_s^4 E} \quad (0.16)$$

$$i_{qint} = \sqrt{(i_{max}^2 - i_{dint}^2)} \quad (0.17)$$

Dodatkowo, w sytuacji kiedy wartość zadana prądu, przyjęta jako i_{qcmd} , jest mniejsza niż obliczone i_{qint} , wykorzystywać należy zmodyfikowaną wartość prądu $i_{drefmod}$ wyrażoną w postaci poniższego równania, które uzyskałem z (0.11) przy założeniu, że $i_q = i_{qcmd}$:

$$i_{dref\ mod} = \frac{-X_s E + \sqrt{X_s^2 E^2 - Z_s^2 (i_{qcmd}^2 Z_s^2 + 2i_{qcmd} R_s E + E^2 - v_{max}^2)}}{Z_s^2} \quad (0.18)$$

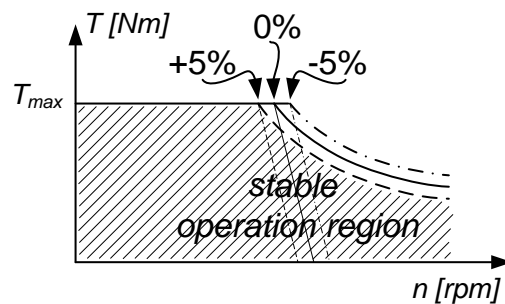
Zaproponowane przeza mnie równania od (0.13) do (0.18), uwzględniające rezystancję stojana silnika PMSM, R_s , posłużyły jako podstawa do automatycznego obliczania wartości tabeli 3D typu look-up, zwanej dalej T3D. Tabela stanowiła implementację praktyczną złożonego obliczeniowo algorytmu czasu rzeczywistego, Rys. 24, wypracowaną wraz z członkami zespołu projektowego, odpowiedzialnymi za implementację (zaprogramowanie) algorytmów osadzonych.



Rys. 24 Uproszczony schemat blokowy algorytmu osłabiania pola opartego o równania od (0.13) do (0.18), zaimplementowanego jako tabela 3D typu look-up.

Wartości prądu i_d w T3D jak na Rys. 24 są obliczane dla każdego punktu pracy (ω_e, i_q) jednorazowo, z określoną rozdzielczością - to po wprowadzeniu zmian parametrów znamionowych silnika PMSM w serwonapędzie. Pomiędzy obliczonymi punktami zastosowano interpolację liniową w celu zwiększenia rozdzielczości numerycznej całego rozwiązania. W T3D napięcie DC w obwodzie pośredniczącym falownika brane jest pod uwagę jako współczynnik skalujący pulsacji elektrycznej, ω_e/V_{dc} . Oprócz tego, występują tam dwa ręcznie ustawiane współczynniki skalujące oznaczone na rysunku jako „scl” - jeden dla ω_e , a drugi dla prądu i_q . Pozwalają one na ustawianie marginesu sterowania, jak pokazałem w postaci zakresowanego obszaru na Rys. 19 b). Margines ten pozwala na uwzględnienie tolerancji rzeczywistych parametrów silnika. Współczynnik skalowania prądu i_q najczęściej pozostaje na poziomie 100% i stanowi jedynie dodatkową opcję. Natomiast skalowanie ω_e , określane dalej jako scl_ω , jest w głównej mierze odpowiedzialne za ustawianie marginesu sterowania. Można je rozumieć jako bezpośredni manipulator ograniczenia napięciowego. Gdy $scl_\omega > 100\%$ to ograniczenie napięciowe się zmniejsza, natomiast gdy $scl_\omega < 100\%$ to następuje jego zwiększenie. Ogólną wytyczną jaką należy się kierować przy doborze tego współczynnika jest upewnienie się, że prąd i_d rozpoczyna swoją trajektorię, przebiegającą poniżej poziomu zerowego, w pobliżu punktu prędkości, w którym prąd i_q zaczyna maleć. W celu zobrazowania

działania mechanizmu skalowania, w odniesieniu do tolerancji parametrów silnika, posłużę się uproszczonym szkicem jak na Rys. 25.

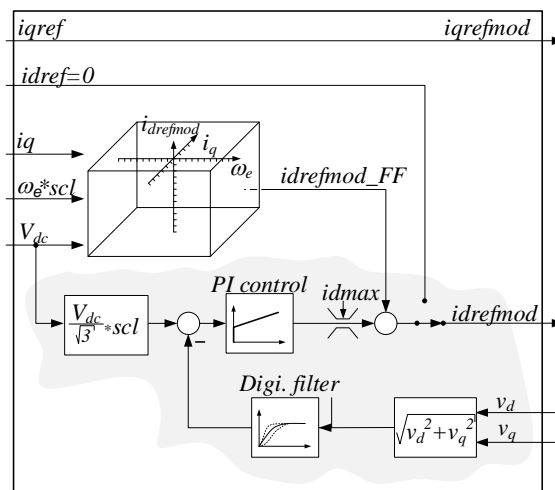


Rys. 25 Uproszczona charakterystyka momentu w funkcji prędkości serwonapędu, ze wskazaniem oddziaływania tolerancji parametrów silnika (-5%, 0%, +5%) na rozmiar stabilnego obszaru pracy z osłabianiem pola w oparciu o tabelę 3D z Rys. 24.

Przyjmując, że mamy do czynienia z sytuacją kiedy tolerancja wypadkowa (jako połączenie wpływów tolerancji R_s, L_d, L_q, Ψ_f) jest na poziomie +5%, obserwujemy zmniejszenie się dostępnego obszaru pracy (zakreskowany na Rys. 25) w porównaniu do tolerancji na poziomie 0%. W związku z tym, że T3D jest obliczana bazując na parametrach znamionowych, to współczynnik skalowania prędkości, scl_{ω} , powinien być większy niż 100% aby zawęzić/pomniejszyć ograniczenie napięciowe w danym punkcie pracy pulsacji elektrycznej (czy też prędkości obrotowej). Sytuacja wygląda odwrotnie gdy mamy do czynienia z tolerancją na poziomie -5%.

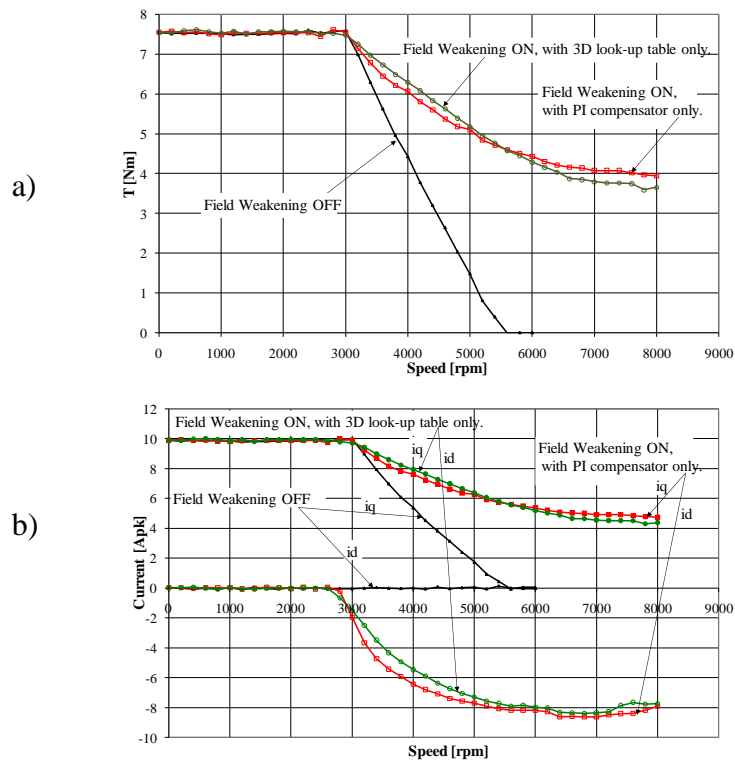
W związku z powyższym, można zadać sobie pytanie, co się stanie w sytuacji, kiedy źle dobierzemy współczynnik skalowania prędkości – na przykład pozostawimy go na poziomie 100%, podczas gdy rzeczywista wypadkowa tolerancja osiągnie +5%. W takiej sytuacji możemy mieć do czynienia z dwoma scenariuszami – w zależności od warunków pracy silnika. W przypadku relatywnie niskiej dynamiki lub przy względnie małym obciążeniu, gdy nie jest wymagany maksymalny moment obrotowy na wale silnika (wektor prądu wewnątrz ograniczenia prądowego), napęd będzie pracował stabilnie, ale zmiany wartości momentu mogą trwać nieco dłużej. Określenie „nieco dłużej” oznacza tutaj kilka cykli MSI. Jest to spowodowane nieoptymalnym wyborem punktu pracy dla wektora prądu i w związku z tym koniecznością przechodzenia do innego punktu pracy w wyniku szybkiego działania kompensacyjnego regulatorów prądu. Taki mechanizm działa tak długo, jak przyjmowane punkty pracy znajdują się w obszarze stabilnym z Rys. 25. Sytuacja może wyglądać inaczej w przypadku gdy wymagany jest maksymalny moment obrotowy. Tutaj punkt pracy wektora prądu może się znaleźć gdzieś w paśmie granicznym momentu o szerokości podyktowanej tolerancją w zakresie 0% do + 5%. To może prowadzić do wahań momentu elektromagnetycznego i w skrajnych przypadkach wymusić na użytkowniku zwiększenie współczynnika skalującego.

Tak skonstruowany algorytm sterowania zapewnia szybką i precyzyjną reakcję na zmiany wszystkich sygnałów wejściowych. Jeśli szukać słabości takiego rozwiązania, to można za nie uznać: 1) obecność współczynników skalujących, a właściwie jednego z nich związanego z prędkością obrotową, scl_{ω} , - choć w praktyce łatwy w doborze, to mimo wszystko obecny; 2) obliczanie T3D w oparciu o parametry znamionowe silnika. W związku z tym zrodziła się w zespole projektowym koncepcja połączenie tabeli 3D z klasycznym rozwiązaniem należącym do grupy G1, opartym na sprzężeniu zwrotnym od napięć v_d i v_q oraz na regulatorze typu PI. W takich okolicznościach powstało rozwiązanie pokazane na Rys. 26 – T3D pełni w nim rolę sprzężenia wyprzedzającego. Mój udział w jego powstaniu polegał jedynie na przeprowadzeniu szeregu eksperymentów laboratoryjnych mających na celu sprawdzenie efektów współpracy połączonych rozwiązań. W związku z tym, nie opisuję tutaj szczegółów samego rozwiązania opartego na regulatorze PI lecz skupiam się na porównaniu wyników z algorytmów: **T3D** jako samodzielna tabela 3D typu look-up; **PI** jako samodzielny układ regulacji oparty na regulatorze PI; **T3D+PI** jako rozwiązanie połączone.



Rys. 26 Uproszczony schemat blokowy algorytmu osłabiania pola opartego o tabelę 3D typu look-up, T3D, z Rys. 24, jako człon poprzedzający zamkniętego układu regulacji opartego na regulatorze typu PI. Na rysunku wskazano zakres i umiejscowienie rozwiązania typu PI.

Wyniki pracy zaimplementowanych algorytmów osłabiania pola silnika PMSM, uzyskane eksperymentalnie, można podzielić na charakterystyki statyczne, Rys. 27, i dynamiczne, od Rys. 28 - Rys. 31.



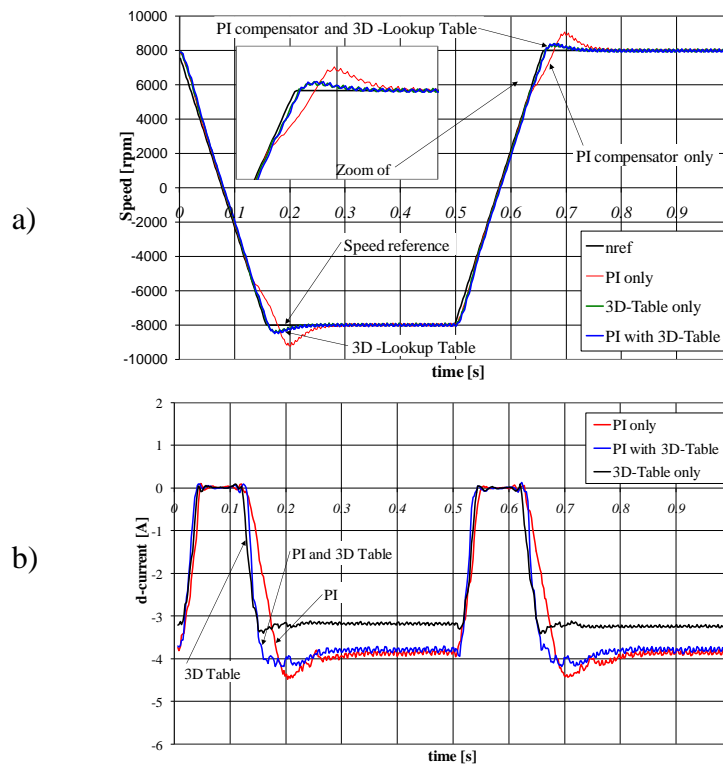
Rys. 27 Zmierzone charakterystyki statyczne silnika PMSM o danych jak w Tabela 2, z algorytmem osłabianiem pola (w oparciu o PI z $scl_{PI}=90\%$ oraz T3D z $scl_{T3D}=105\%$) wyłączonym i włączonym: a) $T = f(n)$, b) $i_d = f(n)$, $i_q = f(n)$.

Charakterystyki statyczne pokazane na Rys. 27 zmierzono przy $scl_{\omega} = 105\%$ i $scl_{PI} = 90\%$. Wzmocnienie proporcjonalne regulatora PI było równe 0.01 A/V, a stała czasowa całkowania wynosiła 2 ms. Analizując te wyniki, widzimy że do prędkości około 5500 obr/min T3D oferuje niewielką przewagę nad PI. Może to wynikać z lepszego wykorzystania napięcia DC obwodu pośredniczącego inwertera, gdyż dla PI ustawiono 10% margines regulacji. W praktyce przekłada się to na niewykorzystanie (gdzieś pomiędzy 0% a 10%) dostępnego napięcia DC. Powyżej 5500 obr/min rozwiązanie oparte na PI zapewnia lepszą trajektorię wektora prądu poruszającego się w obszarze znaczących wpływów nasycenia magnetycznego na indukcyjność L_q . Wynika to z oddziaływania członu całkującego regulatora PI. Niemniej jednak, różnice w uzyskanych momentach maksymalnych nie są znaczące. Osiągnięte wyniki uznano za w pełni zadowalające zarówno dla PI jak i dla T3D.

Ciekawej, chociaż spodziewanej, odsłony dokonały wyniki uzyskane w trakcie testów dynamicznych – przy ustawieniach jak w trakcie testów statycznych. Ujawniły one różnice pomiędzy opracowanymi rozwiązaniami. W tej kategorii przeprowadzono wiele różnych testów. Wybrane wyniki pokazano na Rys. 28 - Rys. 31. Więcej szczegółów na ten temat można znaleźć w publikacji z IEEE Transactions on Industrial Electronics załączonej do dokumentacji jako [Z4], wskazanej jako [Z3, II, 4.10], która stanowi dogłębne źródło informacji w przedmiotowym obszarze.

Wyniki pokazane na Rys. 28 uzyskano podczas pełnego nawrotu, bez obciążenia, po zadanej rampie prędkości. Rozwiązanie bazujące tylko na regulatorze PI nie jest w stanie zapewnić zadowalających wyników odśledzania prędkości zadanej przez mierzoną, Rys. 28 a). Przyczynia się do tego opisany już wcześniej, konieczny przy takiej dynamice ruchu, 10%

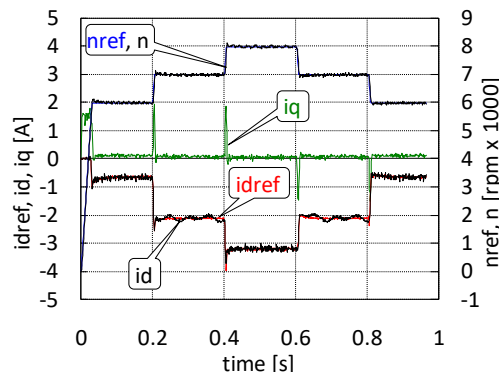
margines regulacji napięcia, $scl_{PI} = 90\%$. Zastosowanie T3D+PI jak na Rys. 26 znacząco poprawia sytuację. Teraz prędkość mierzona jest bliska prędkości zadanej z niewielkim przeregulowaniem po zakończeniu narostu lub spadku. Osiąga się to dzięki zauważalnie szybszej reakcji prądu i_d oraz jego mniejszemu przeregulowaniu jak na Rys. 28 b) – w porównaniu do samodzielnie pracującego rozwiązania PI. Dalszą poprawę dynamiki, zwłaszcza w obszarze wczesnego działania osłabiania pola, można osiągnąć, gdy T3D działa samodzielnie. Pod względem jakości regulacji prędkości trudno jest zauważyć różnicę w porównaniu do T3D+PI. Przewaga jest jednak widoczna, gdy analizowane są prądy z Rys. 28 b). Prąd i_d nie tylko szybciej narasta ale i szybciej osiąga wartość ustaloną w niższym punkcie pracy – to, z mniejszym przeregulowaniem. Z praktycznego punktu widzenia, to oznacza nie tylko wyższą dynamikę i precyzję całego serwonapędu podczas pracy przy osłabianiu pola ale i mniejsze straty mocy w silniku PMSM w odniesieniu do wytwarzanego momentu mechanicznego.



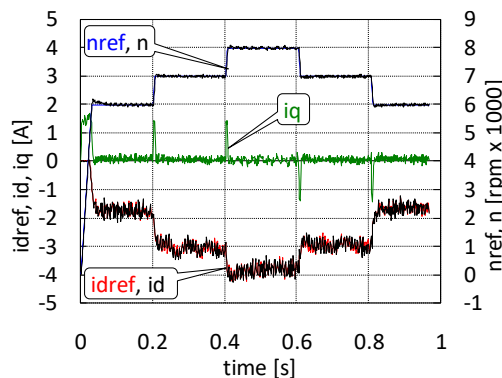
Rys. 28 Wykresy prędkości i odpowiadających im prądów i_d silnika w czasie - podczas dokonywania nawrotów po zadanej rampie prędkości, z włączonym algorytmem osłabianiem pola (działającym w oparciu o: PI z $scl_{PI}=90\%$; T3D z $scl_{\omega}=105\%$; T3D+PI): a) prędkości zadana i zmierzona oraz b) odpowiadające im prądy i_d . Dane silnika jak w Tabela 2.

Jako następne przeprowadziłem testy dynamiczne przy wymuszeniach skokowych zmian prędkości silnika. Przykładowe wyniki z nieobciążonym silnikiem pokazano na Rys. 29 - Rys. 31. Na tych rysunkach skoki prędkości (opisane na prawej osi rzędnych) bazują na odpowiednich zmianach prądów i_d oraz i_q (opisane na lewej osi rzędnych). Na Rys. 29 - Rys. 31 zmierzone prądy i_d podążały za ich wartościami zadanymi, i_{dref} (tutaj równoważne $i_{drefmod}$). Tylko przy prędkości 7000 obr/min występują oscylacje związane z przekraczaniem ograniczenia napięciowego silnika. Dla rozwiązań PI oraz T3D+PI z Rys. 30 i Rys. 31 widzimy, że oscylacje te występują także w wartościach zadanych prądów, i_{dref} . Regulator PI nie był

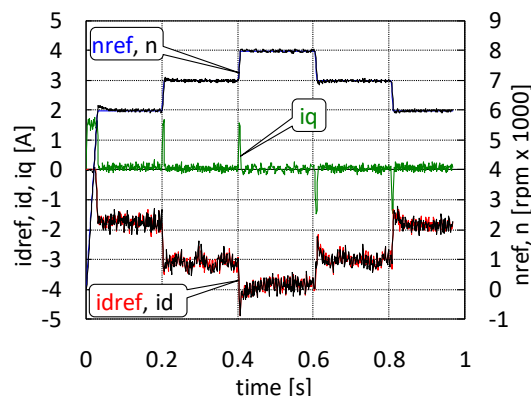
w stanie tego ustabilizować, bo działał w obszarze granicznym w postaci dynamicznie zmieniającego się ograniczenia napięciowego. To, że takie oscylacje nie występują przy wszystkich prędkościach w obszarze osłabienia pola, (szczególnie przy 6000 obr/min i 8000 obr/min na Rys. 29) mogło świadczyć o tym, że rzeczywiste ograniczenie napięciowe nie jest gładkie lecz nieregularne. Było to jednak w tamtym czasie tylko moje przypuszczenie na podstawie kilku trudnych dla mnie do wyjaśnienia wyników eksperymentalnych. Wymagało to dalszych szczegółowych badań, których pod tym kątem już nie kontynuowałem. Przeprowadziłem jednak, między innymi, szczegółowe analizy numeryczne kształtów ograniczenia napięciowego w postaci „gładkiej” z uwzględnieniem nie tylko częstotliwości ale i temperatury oraz nasycenia magnetycznego – więcej informacji w dalszej części opisu.



Rys. 29 Prędkości i prądy przy osłabianiu pola w oparciu o rozwiązanie T3D z $scl_{\omega}=105\%$.



Rys. 30 Prędkości i prądy przy osłabianiu pola w oparciu o samodzielne rozwiązanie PI z $scl_{PI}=90\%$.



Rys. 31 Prędkości i prądy przy osłabianiu pola w oparciu o rozwiązanie T3D+PI z $scl_{\omega}=105\%$ oraz $scl_{PI}=90\%$.

Inną ważną obserwacją wynikającą z analizy przebiegów prądów i_d z Rys. 29 - Rys. 31 jest to, że prądy te w stanach ustalonych dla metody T3D przyjmują znacząco niższe wartości niż w przypadku obecności regulatora PI, np. -2.1A vs. -3.1A przy prędkości 7000 obr/min. Otrzymane wyniki są współbieżne z wynikami pokazanymi na Rys. 28 b).

Warte odnotowania jest również to, że przy zastosowaniu T3D mamy do czynienia z mniejszym zaszumieniem sygnałów. Jest to efektem mniejszych oscylacji wysokoczęstotliwościowych prądu i_{dref} na wyjściu tabeli typu look-up w porównaniu z wyjściem regulatora PI. Takie szумы można oczywiście zredukować obniżając zakres częstotliwościowy regulatora PI, ale wtedy spowalnimy dynamikę zmian prędkości całego serwonapędu.

Nawiązując do przeprowadzonych przeze mnie analiz numerycznych kształtów ograniczenia napięciowego – miały one miejsce na wczesnym etapie sprawdzania koncepcji osłabiania pola w oparciu o równania uwzględniające rezystancję stojana silnika PMSM. Napięcia v_d i v_q zostały bezpośrednio obliczone z równań (0.1) i (0.2) w stanie ustalonym, a więc przy założeniu, że pochodne prądów są równe zero. Obliczyłem je numerycznie jako funkcje od częstotliwości, temperatury oraz prądów. Wpływ prądów był dwojaki. Bezpośredni, jako zmiennych stanu oraz pośredni poprzez nasycenie magnetyczne. Tak liczone wartości napięć zostały podstawione do zależności (0.10).

Wpływ temperatury, w zakresie $-40\text{ }^\circ\text{C}$ do $+125\text{ }^\circ\text{C}$, uwzględniłem zgodnie z zależnościami, dla rezystancji stojana:

$$R = R_{25^\circ\text{C}} (1 + \alpha_{Cu} \Delta T) \quad (0.19)$$

oraz dla strumienia magnesów trwałych i indukcyjności:

$$\Psi = \Psi_{25^\circ\text{C}} (1 - \alpha_\Psi \Delta T) \quad (0.20)$$

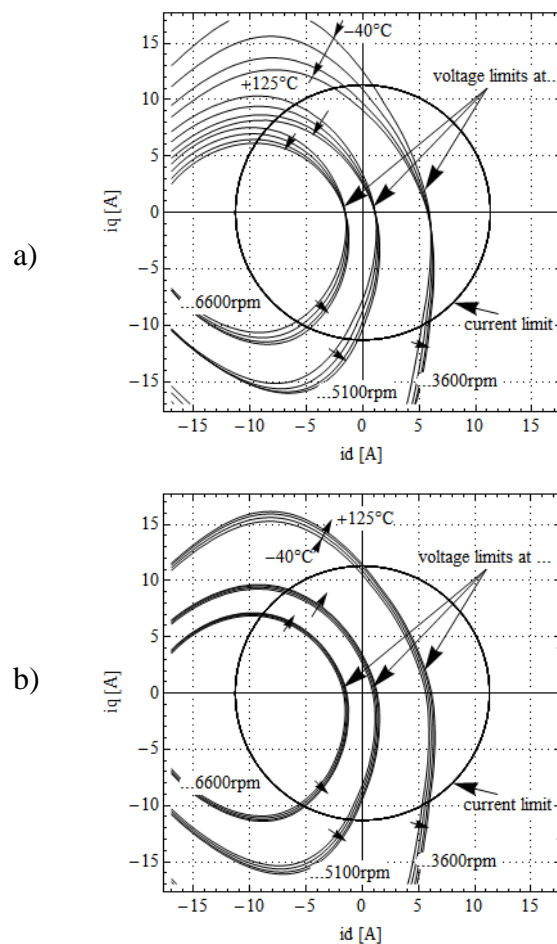
gdzie: $R_{25^\circ\text{C}}$ to rezystancja w temperaturze $+25\text{ }^\circ\text{C}$; $\Delta T = (T - T_{25^\circ\text{C}})$ jest zmianą temperatury; α_{Cu} to współczynnik temperaturowy miedzi ($0.004\ \Omega/^\circ\text{C}$); $\Psi_{25^\circ\text{C}}$ to strumień skojarzony w temperaturze $+25\text{ }^\circ\text{C}$; α_Ψ to odwracalny współczynnik temperaturowy ($0.0002\text{ Wb}/^\circ\text{C}$ dla $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$).

Wpływ nasycenia magnetycznego uwzględniłem tylko w L_q oraz Ψ_f – to, bazując na wcześniej opisanych doświadczeniach. Indukcyjność L_d przyjąłem jako wartość stałą, wiedząc jednak o tym, że może nawet nieznacznie wzrosnąć na skutek oddziaływania ujemnego i_d . Sam efekt zmian wartości L_q oraz Ψ_f uwzględniłem poprzez wprowadzenie dla tych wartości współczynnika skalującego opartego na zależności nachylenia krzywej momentu od prądu i_q , jak na Rys. 23.

Wyniki przeprowadzonych analiz numerycznych, w oparciu o powyższe założenia, zamieszczono na Rys. 32. Pokazano je dla trzech przykładowych prędkości silnika o danych jak w Tabela 2 (3600 obr/min, 5100 obr/min, 6600 obr/min). Wyniki zostały zarejestrowane z tolerancją parametrów silnika równą zero. Dla ułatwienia analiz, oddzielnie pokazano wpływ zmian termicznych na rezystancję stojana, Rys. 32 a), i na strumień Ψ_f , Rys. 32 b).

Przebiegi te znacząco odbiegają kształtem od okręgów, zwłaszcza w dolnym zakresie prędkości obszaru osłabiania pola. Widać na nich również znaczący wpływ temperaturowych zmian rezystancji, który nie jest możliwy do skompensowania przez przeciwnie skierowane zmiany temperaturowe strumienia magnesów trwałych.

Kolejnym ważnym wnioskiem, który można wyciągnąć na podstawie wyników z Rys. 32 jest to, jak należy uwzględniać tolerancję parametrów silnika (a właściwie jej znak) w analizach typu „najgorszy przypadek”. Praktycznie przydatne równanie na ograniczenie napięciowe powinno wskazywać obszary poniżej, a jednocześnie jak najbliżej, wartości rzeczywistych w danym punkcie pracy silnika. Oczywiście takie rzeczywiste wartości nie są znane i różnią się nawet dla silników z tej samej serii produkcyjnej – to ze względu na dopuszczalną tolerancję wykonania. W związku z tym, dla potrzeb analiz algorytmu pod kątem najgorszego scenariusza, należy stosować największą dopuszczalną dodatnią tolerancję dla R_s , L_d , L_q i Ψ_f przy wyznaczaniu ograniczenia napięciowego odniesienia. Więcej szczegółów na ten temat zamieściłem w [Z3, II, 4.10].



Rys. 32 Przykładowe kształty ograniczenia napięciowego silnika PMSM w zależności od jego prędkości obrotowej oraz temperaturowych zmian rezystancji stojana – z uwzględnieniem wpływu nasycenia magnetycznego na a) indukcyjność L_q oraz na b) strumień magnetyczny magnesów trwałych, Ψ_f .

W ramach ogólnego podsumowania zaprojektowanych i zaimplementowanych metod osłabiania pola silnika PMSM w układzie regulacji jak na Rys. 21 można było stwierdzić, że najniższą dynamikę regulacji zapewniało rozwiązanie oparte tylko na regulatorze PI, wskazany

obszar na Rys. 26. Niemniej jednak, metoda ta była przydatna w przypadku dużej niepewności dostępnych parametrów silnika. Należało dodatkowo pamiętać o tym, że (przy dobrze dobranych wzmocnieniach regulatora PI) współczynnik skalowania napięcia, scl_{PI} , jest tutaj kluczowym parametrem odpowiedzialnym za jakość regulacji. Dynamika rozwiązania PI uległa znaczącej poprawie gdy połączono ją z rozwiązaniem T3D jak na Rys. 26.

Samo rozwiązanie T3D, Rys. 24, oferowało bez wątpienia najlepsze na rynku osiągi (stan na 2008/2009) układu regulacji pokazanego na Rys. 21 – to jednak pod warunkiem, że dostępne były wiarygodne parametry silnika PMSM. Rozwiązanie T3D zalecane było dla najbardziej wymagających aplikacji, gdzie wymagane były szybkie i precyzyjne zmiany prędkości, czy też położenia, w najszerszym z możliwych zakresów danej konfiguracji serwonapędu. Takie osiągi osiągnięto dzięki dokładniejszemu wyznaczaniu dynamicznego ograniczenia napięciowego silnika PMSM poprzez uwzględnienie przeze mnie w obliczeniach rezystancji jego stojana – a to z kolei miało bezpośredni wpływ na trajektorię wektora prądu. Innymi słowy, zrezygnowałem z powszechnie stosowanego założenia, że $R_s = 0$ - założenia poczynione w przeszłości, kiedy osiągi serwonapędów były ograniczane przez inne czynniki niż same algorytmy.

4.3 Omówienie celu naukowego pierwszego oryginalnego osiągnięcia projektowego będącego znacznym wkładem w rozwój Dyscypliny

Będąca w roku 2006 stanem techniki struktura połowo zorientowanego sterowania wektorowego (ang.: Field Oriented Vector Control, FOVC) należała bez wątpienia do grona rozwiązań regulacji zapewniających najwyższe osiągi w serwonapędach opartych o silniki typu PMSM. Serwonapędy z takimi silnikami były i są rozwiązaniami dla aplikacji wymagających kompaktowości i jednocześnie najwyższej dynamiki oraz precyzji ruchu. Uzyskanie takich efektów ruchowych było i jest nierozłącznie związane z odpowiednimi algorytmami regulacji automatycznej bezpośrednio dedykowanymi zastosowanym układom pomiarowym, układom zabezpieczeń, układom elektronicznym i półprzewodnikowym elementom mocy.

Struktura regulacji typu FOVC w połączeniu z "jakims" algorytmem osłabiania pola silnika PMSM była uznawana za najlepsze rozwiązanie pozwalające na pracę serwonapędu zarówno w I-strefie regulacji, stałego momentu, jak i w II- strefie, stałej mocy, Rys. 18.

Niemniej jednak, bazując na przeprowadzonych przeze mnie szczegółowych badaniach laboratoryjnych, pokazałem, że taka struktura samodzielnie nie zapewniała akceptowalnej jakości regulacji w serwonapędach, które dopuszczały duże chwilowe przeciążenia momentem elektromagnetycznym. Jak wykazałem, takie przeciążenia, sięgające czterokrotności lub więcej momentu znamionowego silnika (będące wciąż w jego konstrukcyjnie dopuszczalnym zakresie pracy), doprowadzają do głębokiego nasycenia magnetycznego obwodu stojana, co z kolei przyczynia się do oscylacji prądów i_d oraz i_q o częstotliwości równej sześciokrotności częstotliwości elektrycznej, $6 \cdot f_e$. W związku z tym FOVC nie pozwalało na wykorzystanie w pełni możliwości takiego silnika. Wykazałem również, że jest tak nie tylko w I-strefie regulacji ale i w II-strefie przy zastosowaniu najlepszych udokumentowanych (stanowiących stan techniki w roku 2006 w tym obszarze) rozwiązań osłabiania pola. Dlatego pojawiła się

pilna potrzeba modyfikacji, zmiany czy też rozszerzenia przedmiotowego algorytmu. To w tamtym czasie stało się moim celem naukowym.

Cel osiągnąłem wieloetapowo. W pierwszym etapie, na podstawie przeprowadzonych przeze mnie szeregów badań eksperymentalnych, analiz matematycznych, badań symulacyjnych i analiz wyników z obliczeń MES (same obliczenia MES zostały wykonane we współpracy z Technische Universität Darmstad), wypracowałem dogłębne zrozumienie źródła oscylacji prądów o częstotliwości $6 \cdot f_e$. Ich główną przyczyną okazała się być praca silnika w znaczącym nasyceniu magnetycznym obwodu stojana silnika PMSM a nie jak powszechnie uważano tak zwany „efekt przechodzenia prądów przez zero”. Przy tej okazji opracowałem również model symulacyjny obrazujący badane zjawisko w sposób jakościowy. Mój model oparty o definicję pochodnej iloczynu funkcji złożonych bazuje wyłącznie na danych katalogowych silnika - nie wymaga wsadu z obliczeń MES.

Bazując na wypracowanym przeze mnie zrozumieniu zjawiska, zaproponowałem rozwiązanie w postaci rozszerzenia struktury FOVC o (i.) predykcyjny obserwator prądów silnika osłabiający efekt opóźnień wynikających z ich fizycznego próbkowania oraz (ii.) adaptację czasu rzeczywistego wzmocnień regulatora prądu i_q do zmienności punktu pracy na charakterystyce momentu silnika, Rys. 14. Kolejność nie była tutaj przypadkowa. Założyłem, że najpierw trzeba znać wartość prądu (możliwie najbardziej zbliżoną do wartości rzeczywistej) a dopiero później dostrajać nastawy regulatora do punktu pracy na nieliniowej charakterystyce momentu. Takie rozwiązanie pozwoliło na zredukowanie oscylacji do akceptowalnego poziomu nawet w przypadkach silników o mocno nieliniowych charakterystykach momentu. Natomiast w przypadku silników PMSM o mniejszych nieliniowościach charakterystyk momentów skutkuje ono całkowitym wyeliminowaniem oscylacji, [Z3, II, 7.7, 7.9]. Przy okazji wprowadzania do struktury regulacji mechanizmu adaptacji czasu rzeczywistego wzmocnienia regulatora prądu i_q opracowałem również jednoznaczną i intuicyjną ścieżkę postępowania w trakcie doboru parametrów mechanizmu adaptacji przez inżynierów aplikacji. Dobór parametrów bazuje na danych katalogowych silnika.

W drugim etapie, po sprostaniu wyzwaniom związanym z oscylacjami prądów, przystąpiłem do prac nad algorytmem dedykowanym pracy w II-strefie regulacji prędkości silnika PMSM. Tutaj, już na samym wstępie, bazując na dogłębnym zrozumieniu zjawisk zachodzących w tej strefie regulacji (opartym na eksperymentach laboratoryjnych z udziałem usprawnionej struktury FOVC), wykazałem, że dotychczasowe rozwiązania algorytmiczne dla osłabiania pola silnika nie były w stanie sprostać wymaganiom jakości regulacji – jakości wymaganej przez aplikacje niedalekiej przyszłości. Nawet te najbardziej obiecujące wtedy rozwiązania, oparte na równaniach silnika PMSM, nie dostarczały satysfakcjonujących wyników. W związku z tym przystąpiłem do prac badawczych mających na celu modyfikację istniejącego lub opracowanie nowego algorytmu.

Bazując na posiadanym doświadczeniu oraz na przeprowadzonych przeze mnie analizach matematycznych i symulacyjnych doszedłem do wniosku że źródłem problemów w algorytmach opartych na równaniach silnika PMSM było pominięcie rezystancji stojana silnika (zakładano $R_s = 0$) przy wyprowadzaniu równań służących za podstawę algorytmu. To przyczyniało się do znaczących błędów przy wyznaczaniu optymalnej trajektorii przestrzennego wektora prądu silnika. Wcześniej, przed usprawnieniem struktury FOVC, takie

założenie było racjonalne ze względu na i tak ograniczone możliwości regulacyjne w stanach przeciążenia momentem elektromagnetycznym nawet w I-strefie regulacji. W związku z tym, różne uproszczone rozwiązania algorytmów osłabiania pola stanowiące ówczesny stan techniki pozwalały lepiej lub gorzej pracować w II-strefie regulacji na liniowej części charakterystyki momentu.

W związku z powyższym opracowałem koncepcję nowego algorytmu, który w pełni uwzględniał rezystancję stojana R_s , dostępną jako parametr w danych katalogowych silnika. Takie rozwiązanie w połączeniu z usprawnioną strukturą FOVC przyczyniło się do powstania algorytmu regulacji dla serwonapędów nowej generacji będących w stanie zaspokoić wymagania najbardziej wymagających aplikacji – to zarówno w stanach statycznych jak i dynamicznych. Takie rozwiązanie ustaliło nowy stan techniki udokumentowany między innymi publikacją w IEEE Transactions on Industrial Electronics [Z4][Z3, II, 4.10]. Artykuł do dnia 22.09.2023 był cytowany 79 razy, z tego 32 razy w latach 2018-2023. Artykuł jest pobierany z bazy IEEE Explore średnio około 175 razy rocznie w latach 2011-2023 nie licząc 509 pobrań w roku 2012. To świadczy o niesłabnącej aktualności opracowanego rozwiązania.

Zwięźle opisy prac wiodących do celu zamieściłem w Tabeli 3. Tabela zawiera również wskaźniki, które mogą pomóc w ocenie zrealizowanych przeze mnie prac.

Tabela 3 Podsumowanie celu naukowego ze wskaźnikami poziomu: (i.) wkład w rozwój serwonapędów z PMSM, (ii.) mój wysiłek badawczy (w przedmiotowych obszarach), (iii.) znaczenie praktyczne osiągnięcia. Wskazania odnoszą się do stanu techniki przed zaproponowaniem rozwiązania i bazują na mojej indywidualnej ocenie.

#	Oryginalne osiągnięcie projektowe	Wkład osiągnięcia w rozwój serwonapędów	Wysiłek badawczy (obszary)	Znaczenie praktyczne
1.	<p>Pokazanie oscylacji prądów i_d oraz i_q o częstotliwości $6 \cdot f_e$ przy metodzie regulacji opartej o klasyczną strukturę polowo zorientowanego sterowania wektorowego (ang.: Field Oriented Vector Control, FOVC) w stanach dopuszczalnego przeciążenia momentem elektromagnetycznym silnika typu PMSM. Takie oscylacje praktycznie wykluczały stosowanie FOVC w wymaganych warunkach pracy silnika.</p> <p>Wskazanie i wyjaśnienie źródła oscylacji na podstawie analiz matematycznych, badań symulacyjnych i eksperymentów laboratoryjnych.</p> <p>Ich źródłem nie jest tak zwany efekt przechodzenia prądów przez zero, jak wtedy sądzono, lecz głębokie nasycenie magnetyczne stojana silnika.</p>	Średni	Duży (eksperymenty laboratoryjne, matematyka, symulacje komputerowe)	Bardzo duże
2.	<p>Opracowanie modelu matematycznego i symulacyjnego, w oparciu o definicję pochodnej iloczynu funkcji złożonych, obrazującego mechanizm powstawania oscylacji prądów i_d oraz i_q o częstotliwości $6 \cdot f_e$.</p> <p>Potwierdzone badaniami laboratoryjnymi i symulacyjnymi.</p> <p>Model wykazał związek pomiędzy nasyceniem magnetycznego stojana silnika PMSM</p>	Średni	Średni (matematyka, symulacje komputerowe, eksperymenty laboratoryjne)	Średnie

#	Oryginalne osiągnięcie projektowe	Wkład osiągnięcia w rozwój serwonapędów	Wysiłek badawczy (obszary)	Znaczenie praktyczne
	a obserwowanymi oscylacjami prądów i_d oraz i_q . Dane wejściowe modelu dostępne w karcie katalogowej silnika.			
3.	<p>Zaproponowanie rozwiązania dla problemu oscylacji prądów i_d, i_q o częstotliwości $6 \cdot f_e$ w postaci rozszerzenia FOVC o (i.) dyskretny obserwator predykcyjny prądów i_d, i_q oraz (ii.) dyskretną adaptację czasu rzeczywistego wzmocnień regulatora PI prądu i_q.</p> <p>Potwierdzone badaniami laboratoryjnymi i symulacyjnymi. Zastosowane w seryjnie produkowanym serwonapędzie.</p> <p>Rozwiązanie zapewnia stabilność pętli regulacji prądów w układzie FOVC w stanie głębokiego nasycenia magnetycznego stojana, w obydwóch strefach regulacji prędkości PMSM.</p>	Duży	Średni (symulacje komputerowe, matematyka, eksperymenty laboratoryjne)	Bardzo duże
4.	<p>Opracowanie jednoznacznej i intuicyjnej ścieżki postępowania w trakcie doboru parametrów mechanizmu dyskretnego adaptacji czasu rzeczywistego wzmocnienia dyskretnego regulatora prądu i_q. Dobór parametrów bazuje na charakterystyce wytwarzania momentu silnika dostępnej w danych katalogowych silnika.</p> <p>Potwierdzone eksperymentalnie.</p> <p>Ustanawia precyzyjne wytyczne dla inżynierów aplikacji.</p>	Niski	Niski (matematyka, eksperymenty laboratoryjne)	Średnie
5.	<p>Opracowanie koncepcji algorytmu sterowania osłabianiem pola silnika PMSM z uwzględnieniem rezystancji uzwojeń stojana. Algorytm jest przystosowany do pracy w połączeniu z rozszerzonym FOVC w warunkach silnego nasycenia magnetycznego obwodu stojana silnika. Dla potrzeb zbudowania algorytmu opracowałem od podstaw komplet równań matematycznych uwzględniających pomijaną w tamtym czasie rezystancję stojana silnika.</p> <p>Potwierdzone badaniami symulacyjnymi i eksperymentami laboratoryjnymi. Stosowane w seryjnie produkowanym serwonapędzie.</p> <p>Przyczyniło się to do bardziej precyzyjnego wyznaczania trajektorii wektora prądu silnika w II strefie regulacji prędkości PMSM. To ustaliło w tamtym czasie nową jakość regulacji w swojej klasie rozwiązań.</p>	Duży	Duży (matematyka, Symulacje komputerowe, eksperymenty laboratoryjne)	Bardzo duże

Na zakończenie pragnę dodać, że opisany tutaj jeden z wybranych moich celów naukowych osiągnąłem dzięki doświadczeniu, jakie miałem przyjemność i zaszczyt zdobywać w gronie najlepszych specjalistów z oddziałów firmy Moog w Irlandii, Niemczech, Włoszech, Szwajcarii, USA i Japonii oraz firmy LTi Drives w Niemczech. Ten cel został osiągnięty w środowisku ludzi, których łączyła pasja do tworzenia rzeczy nowych, dzielenia się zdobywaną wiedzą i jej pomnażania.

4.4 Tytuł osiągnięcia drugiego

Regulacja cykl-po-cykle napięcia wyjściowego przetwornicy typu Flyback w stanach przewodzenia ciągłego i przerywanego.

4.5 Opis osiągnięcia drugiego

Moje drugie wybrane oryginalne osiągnięcie projektowe dotyczy zaproponowanego przeze mnie w latach 1998 - 2001 rozwiązania dla potrzeb regulacji napięcia wyjściowego dwutaktowych przekształtników transformatorowych (ang.: flyback converter), Rys. 33 a). Rozwiązanie powstało w ramach prac nad moim doktoratem [Z12] i ustanowiło nowy stan techniki na świecie w dziedzinie regulacji napięcia wyjściowego zasilaczy impulsowych typu flyback, co potwierdza opublikowany wniosek patentowy [Z3, III, 3.4]. Szczegółowy opis układu wraz ze wszystkimi informacjami na temat przedmiotowego osiągnięcia znajduje się w [Z12], do którego występuje szereg odwołań w dalszej części niniejszego uproszczonego opisu. Wszystkie przeprowadzone przeze mnie prace były współfinansowane przez firmę Artesyn Technologies Ltd. w Irlandii oraz Cork Institute of Technology w Irlandii.

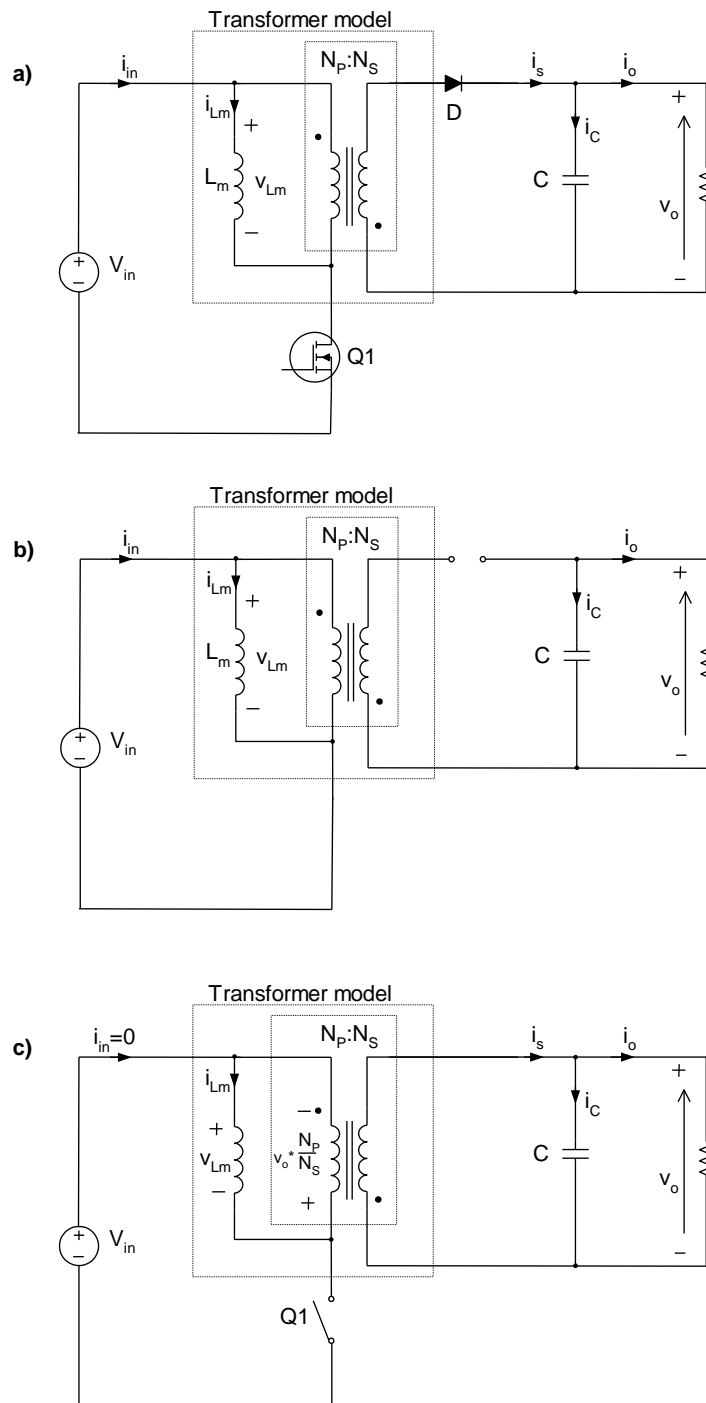
Przedmiotowy konwerter napięcia DC-DC jest bardzo często stosowany jako izolowany galwanicznie zasilacz małej mocy w układach elektronicznych i energoelektronicznych. Jego moc w klasycznej konfiguracji zazwyczaj nie przekracza około 100W. Może on występować w dwojakich konfiguracjach napięcia wejściowego do wyjściowego: (i.) jedno wejście – jedno wyjście; (ii.) jedno wejście – wiele wyjść, gdzie wyjścia mogą być na różnych poziomach napięć wynikających z dedykowanych przekładni zwojowych.

Przekształtnik typu flyback należy do grona układów z izolacją galwaniczną pomiędzy jego wejściem i wyjściem jak pokazano na Rys. 33 a). Izolacja jest zapewniona za pomocą transformatora (tzw. transformator typu flyback), którego przeciwnie nawinięte uzwojenia są umieszczone na wspólnym rdzeniu (najczęściej ferrytowym) ze szczeliną powietrzną (pojedynczą lub rozproszoną). Szczelina powietrzna pełni tutaj rolę magazynu energii elektrycznej w polu magnetycznym indukcyjności magnesującej, L_m , zgodnie z ogólną formułą $E = \frac{1}{2} L_m \cdot i^2$. Pracę tej przetwornicy można w uproszczeniu wyjaśnić za pomocą dwóch schematów zastępczych. Pierwszy z nich, Rys. 33 b), występuje w czasie kiedy półprzewodnikowy element mocy Q1 (np. MOSFET) jest załączony (stan przewodzenia przy odpowiednio wysterowanej bramce napięciem v_{GS}). W tym stanie napięcie wyjściowe, v_o , jest proporcjonalne do opadającego napięcia kondensatora przy prądzie wyjściowym równym prądowi tegoż kondensatora, $i_o = i_c$. W takich warunkach, w związku z zaporową polaryzacją diody D, w uzwojeniu wtórnym transformatora flyback nie płynie prąd. Właśnie w tym stanie, podczas przepływu narastającego prądu magnesującego, i_{Lm} , a więc i prądu wejściowego, i_{in} , w uzwojeniu pierwotnym jest gromadzona energia w polu magnetycznym indukcyjności. Uproszczone przebiegi wybranych prądów i napięć wraz ze wskazaniem czasu przewodzenia Q1, t_{on} , zostały pokazane na Rys. 35. Przebiegi te demonstrują dodatkowo w sposób poglądowy dwa możliwe tryby pracy układu, o których piszę w dalszej części opisu.

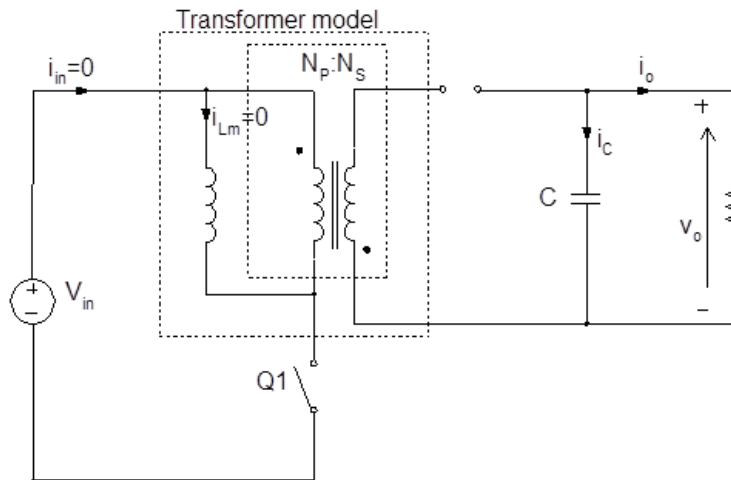
Drugi uproszczony schemat zastępczy, Rys. 33 c), odpowiada stanowi kiedy Q1 jest wyłączony (stan blokowania przy ujemnym v_{GS}) a więc gdy prąd po stronie pierwotnej nie płynie. W takich warunkach, na skutek zachowania ciągłości prądu indukcyjności (bądź strumienia transformatora) oraz polaryzacji diody w kierunku przewodzenia, zapewnionej poprzez przeciwnie nawinięte uzwojenia transformatora typu flyback, płynie prąd w uzwojeniu wtórnym, Rys. 35 e). Prąd ten opada liniowo zgodnie z ogólną formułą $i = I_0 - \frac{1}{L} \int v dt$, gdzie I_0 jest prądem początkowym, L jest indukcyjnością strony wtórnej, v jest napięciem na indukcyjności. W tym stanie następuje transfer zgromadzonej energii pola magnetycznego pomiędzy stroną pierwotną i wtórną transformatora typu flyback. Podobnie jak wcześniej, uproszczone przebiegi wybranych prądów i napięć wraz ze wskazaniem czasu blokowania Q1, t_{off} , zostały pokazane na Rys. 35. Czasy t_{on} oraz t_{off} są ustalane przez zamknięty układ regulacji, który może pracować zarówno przy stałej częstotliwości przełączania jak i przy zmiennej. W przypadku zmiennej częstotliwości możliwe są trzy scenariusze. Pierwszy to zmienny t_{on} i stały t_{off} . Drugi to stały t_{on} i zmienny t_{off} . Trzeci to zmienny t_{on} i zmienny t_{off} .

Dopełnieniem tego krótkiego opisu działania przetwornicy jest wskazanie na dwa możliwe tryby przewodzenia prądu po stronie wtórnej zilustrowane na Rys. 35 e) oraz j). Tak zwany tryb przewodzenia ciągłego lub tryb pracy ciągłej (ang.: Continuous Conduction Mode, CCM) pokazano na Rys. 35 a-f). Tryb przewodzenia przerywanego lub tryb pracy nieciągłej (ang.: Discontinuous Conduction Mode, DCM) pokazano na Rys. 35 a, g-k). Tryb pracy nieciągłej występuje w sytuacji kiedy strumień transformatora a więc i jego prąd strony wtórnej zanikają do zera przed kolejnym załączeniem Q1, Rys. 35 h) oraz j). Schemat zastępczy w stanie DCM i czasie t_{off} pokazano na Rys. 34.

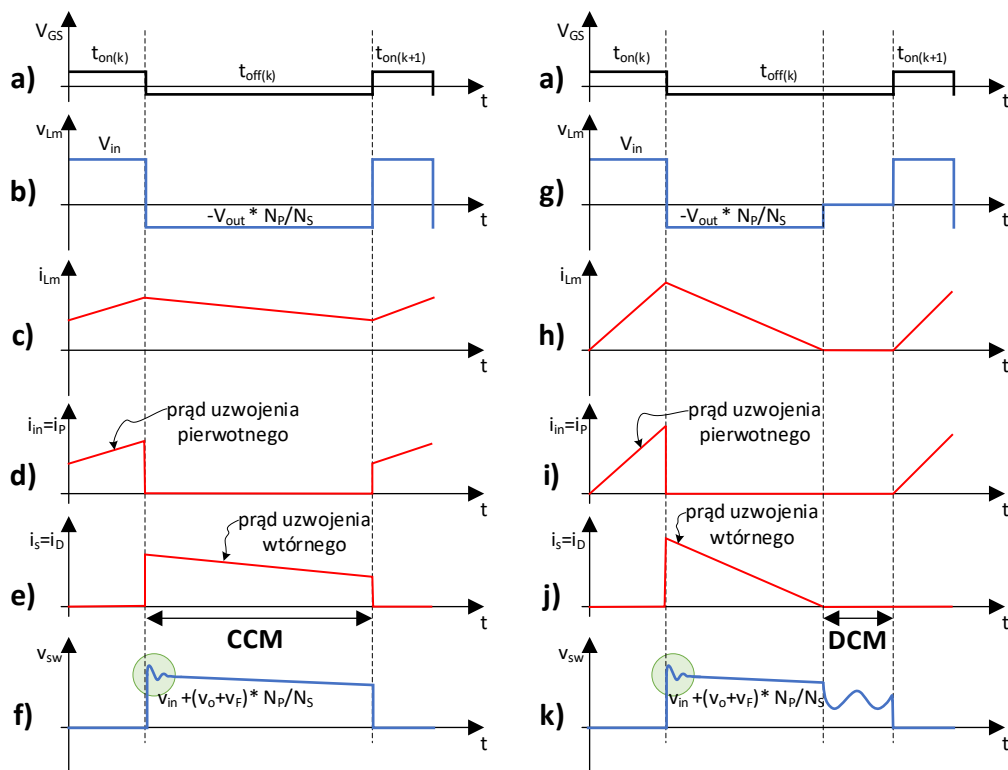
Niekwestionowaną zaletą tego układu jest prostota jego konstrukcji, a zatem i jego niska cena. To z kolei, przy jednocześnie zagwarantowanej izolacji galwanicznej, przyczynia się do ciągłego wzrostu popularności tej topologii, m. w aplikacjach związanych z odnawialnymi źródłami energii. Tutaj, zakres mocy układu może być poszerzony poprzez łączenie pojedynczych układów do pracy równoległej na jedno wyjście, przy jednoczesnym zmniejszeniu tętnień napięcia wyjściowego poprzez synchronizację i przesunięcia sygnałów w regulatorach układów (ang.: interleaving). Dzięki temu, układ znajduje nowe obszary zastosowań w dobie wszechobecnej elektroniki i energoelektroniki.



Rys. 33. Uproszczony schemat przetwornicy napięciowej typu flyback w trybie przewodzenia ciągłego, gdzie: v_{in} – napięcie zasilające, i_{in} – prąd wejściowy, i_{Lm} – prąd magnesujący, L_m – indukcyjność magnesująca (strona pierwotna), $N_p:N_s$ – przekładnia transformatora typu flyback, $Q1$ – półprzewodnikowy element mocy, np. tranzystor typu MOSFET, D – dioda, i_s – prąd strony wtórnej, C – kondensator wyjściowy, i_c – prąd kondensatora, i_o – prąd wyjściowy, v_o – napięcie wyjściowe. **a)** schemat ogólny, **b)** schemat zastępczy w stanie załączonego/przewodzącego $Q1$, **c)** schemat zastępczy w stanie wyłączonego/blokującego $Q1$.



Rys. 34. Uproszczony schemat zastępczy przetwornicy napięciowej typu flyback w trybie przewodzenia przerywanego, DCM. Stanowi dopełnienie Rys. 33 – konfiguracja występuje po stanie z Rys. 33 c). Schemat koresponduje z przedziałem czasowym oznaczonym jako DCM na Rys. 35 j).



Rys. 35. Wybrane uproszczone przebiegi czasowe przetwornicy typu flyback w stanach przewodzenia ciągłego CCM a-f) oraz przerywanego DCM a, g-k): gdzie: t_{on} – czas przewodzenia Q1 w k-tym cyklu pracy, t_{off} – czas blokowania Q1 w k-tym cyklu pracy, V_{GS} – profil napięcia bramka-źródło, v_{Lm} – napięcie na indukcyjności magnesującej, i_{Lm} – prąd indukcyjności magnesującej, i_{in} – prąd wejściowy równy prądowi uzwojenia strony pierwotnej i_p , i_s – prąd uzwojenia strony wtórnej równy prądowi diody D, i_D , v_{sw} – napięcie na Q1. Obszar podświetlony na zielono wskazuje przyjętą w opisywanym rozwiązaniu lokalizację detekcji napięcia wyjściowego po stronie pierwotnej układu.

Ten względnie prosty i bardzo popularny izolowany zasilacz impulsowy stanowi jednak pewne wyzwania. Jednym z nich jest przesyłanie informacji o napięciu wyjściowym do izolowanego układu regulacji po stronie pierwotnej [Z12, Chapter 4, 4.1]. Oczywiście możliwe jest tutaj umiejscowienie układu regulacji po stronie wtórnej ale w takiej konfiguracji konieczne jest przesyłanie informacji o napięciu wejściowym oraz zapewnienie izolowanego zasilania układowi regulacji. Pozostając więc przy opcji ze stroną pierwotną, standardowo jest to realizowane za pomocą transoptora. Takie rozwiązanie posiada jednak istotną wadę w postaci nieliniowej charakterystyki wyjścia-do-wejścia samego transoptora (twz. Current Transfer Ratio, CTR), która zmienia się wraz z temperaturą i całkowitym czasem użytkowania układu. To z kolei stanowi istotne ograniczenie zakresu temperatury pracy oraz sprawności przetwornicy. Istnieją również inne metody przekraczania bariery izolacyjnej, takie jak dodatkowy transformator czy kondensator, ale wszystkie są nieodłącznie związane ze zwiększeniem liczby kosztownych komponentów układu, dodatkowo trudnych do integracji w jednym układzie zintegrowanym (ang.: Integrated Circuit, IC). Kolejnym **istotnym wyzwaniem jest sama regulacja napięcia wyjściowego we wspomnianych dwóch trybach pracy układu** [Z12, Chapter 2, 2.1]. W jednym z nich, w CCM, w transmitancji wyjście-do-sterowania występuje tzw. zero w prawej półpłaszczyźnie Laplace'a, wskazujące na niestabilność układu, [Z12, Chapter 2, 2.1.3].

W związku z powyższym, rozwiązania regulacji napięcia wyjściowego przetwornicy flyback **przed zaproponowaną przeze mnie metodą** bazowały na różnego rodzaju uśrednieniach mierzonego napięcia wyjściowego na przestrzeni co najmniej kilku cykli przełączeniowych Q1. W konsekwencji, godzono się na kompromisy pod względem dynamiki regulacji poprzez pracę tylko w jednym z dwóch trybów przewodzenia, dla którego zaprojektowany był układ regulacji. Kompromis, w uproszczeniu, polegał na tym, że w stanach dynamicznych/przejściowych pracowano w istotnie zawężonym zakresie energii elektrycznej możliwej do przesyłania ze strony pierwotnej do wtórnej podczas jednego cyklu przełączeniowego - to przy danej konfiguracji sprzętowej. Wszystko to razem stanowiło istotne wyzwanie związane z optymalnym wykorzystaniem potencjału przedmiotowego układu.

W takiej sytuacji **najlepszym rozwiązaniem byłby** układ regulacji (1.) umieszczony po stronie pierwotnej, (2.) bazujący tylko na dostępnych tam pomiarach, bez żadnych uśrednień między-przełączeniowych, (3.) reagujący na zmiany napięcia zarówno wyjściowego jak i wejściowego wewnątrz lub najpóźniej w kolejnym cyklu przełączeniowym, (4.) pracujący stabilnie w obydwóch trybach pracy, (5.) zarówno przy stałej jak i zmiennej częstotliwości przełączeniowej i do tego jeszcze (6.) nadający się do zintegrowania w jednym układzie IC, najlepiej z (7.) wykorzystaniem jakiegoś mikrokontrolera do obliczeń. Tutaj oczywiście dochodzi jeszcze kompensacja temperaturowa ale jej realizacja jest już ściśle dedykowana danemu układowi IC i nie wchodziła w zakres moich prac.

Zaproponowane przeze mnie rozwiązanie, [Z12, Chapter 4, 4.2], pozwala na spełnienie wszystkich wyżej wymienionych wymagań i do dnia dzisiejszego zapewnia najszybszą z możliwych stabilną pracę układu. Bazuje ono na cyklicznym obliczaniu napięcia wyjściowego, v_o , po stronie pierwotnej w oparciu o informacje zawarte w napięciu na Q1, v_{sw} , w stanie jego wyłączenia, t_{off} , - na jego początku, Rys. 35 f) i k) zielony obszar lub [Z12, Chapter 4, Fig.4.4- 6]. Szybkość reagowania na zakłócenia wynika tutaj ze sposobu

kształtowania czasu włączenia Q1 i jego bezzwłocznego wykorzystania w kolejnym cyklu łączeniowym, [Z12, Chapter 4, Fig.4.8-9]. Określenie „bezzwłocznego” oznacza tutaj jedynie opóźnienia wynikające z zastosowanej technologii wykonania układów logicznych. Rozwiązanie to już w roku 2001 było możliwe do zaimplementowania w pojedynczym układzie typu IC ale wyzwaniem było osiągnięcie komercyjnej jakości/dokładności regulacji [Z12, Chapter 10, Fig.10.13-14], które wymagało odpowiedniej skali integracji całego układu, co wykraczało poza obszar moich badań.

Integracja całości układu była i wciąż jest konieczna głównie w celu zmniejszenia oddziaływań rezonansowych od elementów pasożytniczych w paśmie częstotliwości związanym z przyjętym obszarem (analogowej) detekcji napięcia wyjściowego po stronie pierwotnej. W tamtym czasie wymagana integracja była wciąż w sferze badań. W roku 2001 badania nad integracją obwodów magnetycznych nabierały dopiero rozpędu, chociaż pozostałe komponenty układu takie jak diody, MOSFET’y czy kondensatory niskonapięciowe już w tamtym czasie osiągały wymagany poziom integracji. Dodatkowo, przejście z realizacji analogowej na cyfrową wymagało przetworników analog-cyfra i mikrokontrolerów o odpowiedniej mocy obliczeniowej, w odpowiedniej cenie dla tego stosunkowo taniego układu.

Przedmiotowe rozwiązanie w dalszej części opisu oznaczyłem skrótem roboczym FCpC (Flyback Cykl-po-Cykle).

Transformator typu flyback, jako komponent magnetyczny, osiągnął zaawansowany poziom integracji z obwodem drukowanym (ang.: Printed Circuit Board, PCB) dopiero około roku 2013¹⁾. W związku z tym, nastąpił powrót do prac w obszarze obserwacji napięcia wyjściowego cykl-po-cykle po stronie pierwotnej^{2),3)} dla zapewnienia najwyższej możliwej dynamiki przy pracy w obydwóch trybach przewodzenia oraz dalszy rozwój rozwiązań dedykowanych układów IC⁴⁾. Prace wokół obserwacji napięcia wyjściowego koncentrowały się mi. na przesuniętej wewnątrz cyklu przełączeniowego lokalizacji punktu jego obserwacji w obszar tzw. kolana napięcia na Q1 w czasie jego wyłączenia. To pozwala oddalić się od obszaru oscylacji związanych z procesem wyłączenia elementu mocy. Prace bazowały również na obserwacji napięcia wyjściowego przy zastosowaniu dodatkowego uzwojenia transformatora flyback. Wszystkie te prace prowadzono w oparciu o wypracowane przeze mnie fundamentalne założenia FCpC dotyczące obserwacji napięcia wyjściowego po stronie pierwotnej cykl-po-cykle w czasie wyłączenia, t_{off} , oraz regulacji cykl-po-cykle napięcia wyjściowego przetwornicy typu flyback w obydwóch trybach pracy. To świadczy o ciągłej aktualności zaproponowanego i zweryfikowanego FCpC. Na przestrzeni kilku do kilkunastu lat

¹⁾ C. Marxgut, J. Muhlethaler, F. Krismer, J. W. Kolar: Multiobjective Optimization of Ultraflat Magnetic Components With PCB-Integrated Core. IEEE Transactions on Power Electronics, **2013**, vol. 28, nr 7, s. 3591-3602.

²⁾ T. T. Vu, S. O. Driscoll and J. V. Ringwood: Primary-side sensing for a flyback converter in both continuous and discontinuous conduction mode. IET Irish Signals and Systems Conference, **2012** 28-29 June 2012, s.1-6.

³⁾ T. J. Liang, K. H. Chen and J. F. Chen: Primary Side Control For Flyback Converter Operating in DCM and CCM. IEEE Transactions on Power Electronics, **2018**, vol. 33, nr 4, s. 3604-3612.

⁴⁾ C. Y. Huang, T. J. Liang, K. H. Chen and C. Y. Li: Primary-side feedback control IC design for flyback converter with energy saving burst mode. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) 4-8 March **2018**, s: 2054-2061.

nastąpi powrót do punktu detekcji zaproponowanego przeze mnie. Stanie się to za przyczyną osiągnięcia wyższego poziomu integracji układów energoelektronicznych.

FCpC, którego koncepcja została szczegółowo opisana w [Z12, Chapter 4, 4.2] a implementacja w [Z12, Chapter 5], zostało zweryfikowane symulacyjnie [Z12, Chapter 9] i eksperymentalnie [Z12, Chapter 10] dla scenariusza opartego na zmiennej częstotliwości przełączeniowej Q1, przy stałym czasie t_{off} . FCpC nadaje się również do zastosowania we wszystkich scenariuszach zmiennej częstotliwości oraz stałej częstotliwości kluczowania, jak wykazałem w [Z12, Chapter 6]. Warto tutaj jeszcze nadmienić, że tego typu sterowanie wymaga dedykowanych rozwiązań dla potrzeb uruchomienia układu, co również zostało zaproponowane zgodnie z opisami w [Z12, Chapter 6]. Podczas uruchomienia, do momentu osiągnięcia zadanego napięcia na wyjściu, układ pracuje w trybie ograniczenia prądu mierzonego po stronie pierwotnej – również cykl-po-cykle. Po osiągnięciu zadanego napięcia aktywuje się tryb sterowania tym napięciem, FCpC.

Koncepcję FCpC przetestowałem w oparciu o technologię analogową w połączeniu z komparatorami i układami logicznymi. Zastosowane rozwiązania w części analogowej od samego początku miały na uwadze przyszłą integrację układu i implementację sterowania w dziedzinie cyfrowej. W związku z tym, np. zbocza napięciowe, [Z12, Chapter 10, Fig.10.9] zaimplementowałem w oparciu o kondensatory i źródła stałoprądowe [Z12, Appendix_3_add_1, Sheet 5, w oparciu o m.in. U6, U7, U9] jako rozwiązania równoważne licznikom resetowanym w układach mikroprocesorowych. Prototyp wyposażylem również w zbudowany przeze mnie dedykowany szybki układ detektora wartości szczytowej z resetem, [Z12, Chapter 8, Fig.8.8], który również spełnia wymagania implementacji w układzie typu IC.

4.6 Omówienie celu naukowego drugiego oryginalnego osiągnięcia projektowego będącego znacznym wkładem w rozwój Dyscypliny

Dwutaktowy przekształtnik transformatorowy należy do grona powszechnie stosowanych układów zasilających. Swoją rosnącą popularność zawdzięcza między innymi:

- Niskiej cenie.
- Małej liczbie komponentów jak na układ o regulowanym, galwanicznie izolowanym napięciu wyjściowym (lub kilku różnym napięciom wyjściowym).
- Izolacji galwanicznej pomiędzy wejściem i wyjściem (lub wyjściami), pozwalającej na spełnianie wybranych wymagań bezpieczeństwa.
- Wielu wyjściom napięciowym o różnych poziomach napięć.
- Małym rozmiarom, co czyni go pożądanym układem dla urządzeń takich jak np. ładowarki, monitory, drukarki, oświetlenie typu LED, serwery czy inne układy zintegrowane.
- Dobrymi właściwościami regulacyjnym zapewniającym stabilność napięcia wyjściowego przy szybkich zmianach obciążenia, np. wejście (lub wyjście) układu lub urządzenia zasilanego w stan uśpienia.

Powyższe czyni ten układ dobrym kandydatem dla rozwiązań bazujących na integracji wybranych komponentów w jednym układzie IC. Niemniej jednak, **zarówno przed rokiem 2000 jak i dzisiaj w roku 2023, jako układ izolowany ze sterowaniem po stronie**

pierwotnej, wymaga on przesłania informacji o napięciu wyjściowym do zamkniętego układu regulacji przez barierę izolacyjną. Oczywiście istnieje tutaj kilka stosowanych od lat rozwiązań, do których można zaliczyć: (i.) wysokonapięciowy kondensator izolacyjny, który jest komponentem względnie dużym i drogim, (ii.) transformator wysokoczęstotliwościowy, który wymaga specjalnych zabiegów modulacyjnych w celu przesyłaniu składowej stałej pomiędzy uzwojeniami strony wtórnej i pierwotnej, (iii.) transoptor, którego charakterystyka CTR zmienia się wraz z temperaturą i czasem użytkowania. Zastosowanie któregoś z wymienionych rozwiązań powoduje jednak, że ten przydatny i popularny układ traci na konkurencyjności bo staje się albo zbyt drogi, albo zbyt skomplikowany, albo nienadający się do pracy w wyższych temperaturach. Względnie łatwym, chociaż trudnym do zaimplementowania w układach typu IC, może się wydawać zastosowanie wysokonapięciowego kondensatora izolacyjnego. Jest to jednak rozwiązanie wymuszające kompromis w dynamice regulacji napięcia wyjściowego z powodu uśredniania tegoż napięcia na przestrzeni kilku cykli sterowania. To z kolei uniemożliwia stabilne i bezzwłoczne poruszanie się pomiędzy dwoma trybami przewodzenia, CCM i DCM.

Wszystko to razem sprawia, że **zapropozowane przeze mnie rozwiązanie stanowi najlepszą alternatywę w sytuacjach gdy układ regulacji napięcia wyjściowego: (1.) ma być ulokowany po stronie pierwotnej, (2.) ma bazować tylko na dostępnych tam pomiarach, bez żadnych uśrednień między-przełączeniowych, (3.) ma reagować na zmiany napięcia zarówno wyjściowego jak i wejściowego wewnątrz lub najpóźniej w kolejnym cyklu przełączeniowym, (4.) ma pracować stabilnie w obydwóch trybach pracy, CCM i DCM, (5.) ma pozwalać na pracę zarówno przy stałej jak i zmiennej częstotliwości przełączeniowej (6.) ma ułatwiać integrowanie jak największej ilości komponentów w jednym układzie IC, (7.) ma być możliwy do zaimplementowania w dziedzinie cyfrowej z udziałem jakiegoś mikrokontrolera.**

Zanim przystąpiłem do prac nad opracowaniem przedmiotowego rozwiązania, sprecyzowałem **mój cel naukowy jako znalezienie sposobu na najszybsze z możliwych sterowanie przy założeniu, że w układzie nie będzie ani kondensatora wysokonapięciowego ani transoptora.** Unikanie tego drugiego było spowodowane potrzebą pracy układu w wysokich temperaturach, które są ustalane w głównej mierze przez straty w komponentach półprzewodnikowych oraz transformatorze. Na początku prac nie zakładałem również, że układ regulacji będzie mógł płynnie i stabilnie przechodzić pomiędzy obydwojma trybami przewodzenia. Implementacja w dziedzinie cyfrowej z udziałem mikrokontrolera również nie była dla mnie priorytetem ze względu na wysoki koszt takiego rozwiązania.

Po kilku miesiącach badań prowadzonych zarówno na zbudowanym przeze mnie od podstaw dedykowanym modelu symulacyjnym jak i na prototypie laboratoryjnym, **pojawiła się koncepcja, która praktycznie umożliwiła objęcie celem wszystkich wymagań, od (1.) do (7.).** Wszystko to okazało się możliwe **dzięki wyliczaniu napięcia wyjściowego po stronie pierwotnej w każdym cyklu przełączeniowym, a więc cykl-po-cycku.** Takie podejście wymagało również dedykowanych rozwiązań dla potrzeb uruchomienia układu co również zaproponowałem dla wszystkich scenariuszy częstotliwościowych – dla stałej i zmiennej częstotliwości przełączania.

W związku z powyższym **opracowałem od podstaw koncepcję nowego rozwiązania, które bezustannie przyczynia się do systematycznego rozwoju stanu techniki**

w przedmiotowym obszarze. Rozwoju wiodącego do zbudowania najszybszej z możliwych i najbardziej uniwersalnej metody regulacji przetwornicy typu flyback dla teraźniejszych i przyszłych układów elektroniki i energoelektroniki. Rozwiązanie ustaliło nowy stan techniki udokumentowany wystąpieniami na międzynarodowych konferencjach [Z3, II, 7.20-22, 7.26], oraz opublikowanym wnioskiem patentowym [Z3, III, 3.4]. Zwięzłe opisy prac wiodących do celu zamieściłem w *Tabela 4*. Tabela zawiera również wskaźniki, które mogą pomóc w ocenie zrealizowanych przeze mnie prac.

Tabela 4 Podsumowanie celu naukowego ze wskaźnikami poziomu: (i.) mój wkład w rozwój sterowania przetwornicą typu flyback, (ii.) mój wysiłek badawczy (w przedmiotowych obszarach), (iii.) znaczenie praktyczne osiągnięcia. Wskazania odnoszą się do stanu techniki przed zaproponowaniem rozwiązania i bazują na mojej indywidualnej ocenie.

#	Oryginalne osiągnięcie projektowe	Wkład mojego osiągnięcia w rozwój sterowania przetwornicą typu flyback	Wysiłek badawczy (obszary)	Znaczenie praktyczne
1.	<p>Opracowanie najszybszej z fizycznie możliwych regulacji napięcia wyjściowego przetwornicy typu flyback, bazującej na jego estymacji po stronie pierwotnej układu w każdym cyklu łączeniowym - bez uśrednień stosowanych przed zaproponowaniem rozwiązania.</p> <p>Takie rozwiązanie wyeliminowało potrzebę przekraczania przez sygnał sprzężenia zwrotnego bariery izolacyjnej zapewnionej przez transformator typu flyback. To z kolei przyczyniło się do wyeliminowania z układu komponentów: (i.) wrażliwych na wysokie temperatury, w których obniża się ich dokładność oraz żywotność; (ii.) trudnych do zaimplementowania w formie układu zintegrowanego.</p> <p>Zaproponowana przeze mnie estymacja napięcia wyjściowego po stronie pierwotnej w każdym cyklu łączeniowym umożliwiła zaimplementowanie zaproponowanej przeze mnie metody regulacji tegoż napięcia cykl-po-cyklu łączeniowym. Taka regulacja zapewnia największą z fizycznie możliwych dynamikę regulacji.</p>	Bardzo duży	Bardzo duży (prototypowanie i eksperymenty laboratoryjne, matematyka, symulacje komputerowe)	Bardzo duże
2.	Zaproponowanie metody regulacji napięcia wyjściowego, która sprawdza się zarówno w trybie przewodzenia ciągłego jak i przerywanego. Metoda nie jest wrażliwa na dynamiczne zmiany pomiędzy tymi dwoma trybami pracy.	Bardzo duży	Bardzo duży (prototypowanie i eksperymenty laboratoryjne, matematyka, symulacje komputerowe)	Bardzo duże

#	Oryginalne osiągnięcie projektowe	Wkład mojego osiągnięcia w rozwój sterowania przetwornicą typu flyback	Wysiłek badawczy (obszary)	Znaczenie praktyczne
	Pozwala to na istotne rozszerzenie zakresu obciążenia układu bez utraty jego doskonałych właściwości dynamicznych i stabilności.			
3.	Zaproponowanie rozwiązania pracującego zarówno przy stałej jak i zmiennej częstotliwości przełączania półprzewodnikowego elementu mocy układu. To umożliwia dowolne kształtowanie dynamiki układu w zależności od zmian obciążenia. Jest to bardzo ważne w trakcie optymalizacji strat łączeniowych sterowanego elementu mocy – zwłaszcza w przypadku układów zintegrowanych. Jedynym ograniczeniem są tutaj wymagania dotyczące kompatybilności elektromagnetycznej a nie stabilności regulatora, jak to miało miejsce przed zaproponowaniem rozwiązania.	Bardzo duży	Bardzo duży (prototypowanie i eksperymenty laboratoryjne, matematyka, symulacje komputerowe)	Bardzo duże
4	Opracowanie rozwiązań układów dedykowanych uruchamianiu przetwornicy przy stałej jak i zmiennej częstotliwości kluczowania.	Niski	Średni (matematyka, symulacje komputerowe, prototypowanie i eksperymenty laboratoryjne)	Średnie

Na zakończenie tego opisu pragnę dodać, że opisany tutaj zrealizowany przeze mnie cel naukowy osiągnąłem dzięki inspirującym dyskusjom i możliwościom prowadzenia intensywnych badań eksperymentalnych oraz symulacyjnych w laboratoriach firmy Artesyn Technologies Ltd. w Irlandii oraz Cork Institute of Technology w Irlandii.

5. Informacja o wykazywaniu się istotną aktywnością naukową realizowaną w więcej niż jednej uczelni, instytucji naukowej, w szczególności zagranicznej.

5.1 Pobyt w The Cork Institute of Technology, **Irlandia** w ramach europejskiego programu wymiany studentów TEMPUS, S_JEP-09137-95, cały semestr letni studiów 1996 - 1997. W trakcie pobytu zrealizowałem badania dla potrzeb pracy magisterskiej zatytułowanej “Komputerowo wspomagane projektowanie układów napędowych z silnikami indukcyjnymi przy użyciu pakietu MATLAB-SIMULINK” (ang.: “Computer aided induction motor drive design using MATLAB-SIMULINK”. Wyniki pracy zaprezentowałem na międzynarodowej konferencji UPEC’99, [Z3, II, 7.17].

5.2 Bezpośrednio po zdaniu egzaminu magisterskiego we wrześniu 1998 roku zostałem zatrudniony na stanowisku asystenta w Instytucie Energoelektryki Politechniki

Wrocławskiej. Prowadziłem zajęcia w Laboratorium Energoelektroniki i Urządzeń Przemysłowych. W tym samym czasie rozpocząłem pracę nad doktoratem w dziedzinie oddziaływania pola magnetycznego niskiej częstotliwości na organizm człowieka. Jako pracownik Instytutu brałem również czynny udział w pomiarach i raportowaniu poziomów pól magnetycznych wokół urządzeń elektrycznych w KGHM Polska Miedź S.A. Po roku pracy Uczelnia umożliwiła mi podjęcie nowego wyzwania w postaci doktoratu w Irlandii - doktorat w kraju został przerwany za porozumieniem stron.

5.3 Stopień doktora nauk technicznych uzyskałem w The Cork Institute of Technology, CIT, Cork, **Irlandia**, Wydział Elektroniki, we współpracy z Artesyn Technologies Ltd, Youghal, Co. Cork, Irlandia; 1998 - 2001. Temat pracy doktorskiej: Analysis and Synthesis of Primary Side Cycle by Cycle Control of Isolated Flyback Converters. Dziedzina: sterowanie przekształtnikami energoelektronicznymi typu "flyback". Praca zakończona opublikowanym zgłoszeniem patentowym WO0197371, 20/12/2001.

Zakres prac obejmował sterowanie izolowanymi zasilaczami impulsowymi typu DC/DC klasy flyback. Badania skupiały się wokół wyeliminowania standardowo używanych optoelementów jako elementów izolacyjnych w ścieżce sygnału sprzężenia zwrotnego pomiędzy stroną wtórną i pierwotną zasilacza. Podyktowane to było głównie niepożądanymi zmianami z biegiem czasu przekładni prądowej optoelementu. Zjawisko to ulega nasileniu wraz ze wzrostem temperatury pracy układu.

We wstępnej fazie projektu kierunki badań zaproponowane przez firmę skupiały się wokół zastąpienia optoelementów kondensatorami. Rozwiązanie takie zostało odrzucone przez CIT, jako niespełniające wymogów doktoratu ze względu na zbyt niską innowacyjność. Stałem przed wyborem podjęcia pracy w firmie i zaniechania doktoratu lub zaproponowania nowego rozwiązania spełniającego wymogi pracy naukowej. Po kilku miesiącach intensywnej pracy badawczej (przegląd literatury, firmowe laboratorium i symulacje) zaproponowałem unikalne rozwiązanie polegające na wykorzystaniu informacji o wyjściowym napięciu przetwornicy pojawiającej się po stronie pierwotnej w stanie wyłączenia jej przełącznika. Na tej podstawie powstała nowa metoda sterowania cykl-po-cykle (ang.: cycle-by-cycle) dla izolowanych przetwornic klasy flyback. Była to najszybsza z ówczesnie możliwych metod korekcji błędów napięcia wyjściowego. Pozwoliło to również na wyeliminowanie optoelementów i jakichkolwiek innych komponentów pomiędzy stroną pierwotną i wtórną przy jednoczesnym sterowaniu ze strony pierwotnej. Metoda została sprawdzona na drodze analiz matematycznych, symulacji i udanych prototypów. Została ona przyjęta w firmie jako rozwiązanie dla przyszłych generacji układów zintegrowanych pozwalające zredukować koszt zasilaczy i znacząco podnieść dynamikę układów sterowania.

W okresie pracy nad doktoratem w firmie Artesyn Technologies pełniłem funkcję młodszego inżyniera. Brałem czynny udział w wewnętrznych projektach mających na celu wytwarzanie zaawansowanych zasilaczy dla potrzeb silnie rozwijającego się światowego rynku urządzeń telekomunikacyjnych i systemów przetwarzania danych. Miałem zaszczyt być najmłodszym członkiem głównej grupy badawczo-rozwojowej firmy. Praca w takim zespole pozwalała mi na pośredni i bezpośredni dostęp do światowych autorytetów w dziedzinie energoelektroniki, takich jak Prof. F. Lee z Virginia Tech czy ówczesny nr1 konsultant w USA B. Carsten. Wtedy tak naprawdę zobaczyłem pierwszy raz czym jest prawdziwa praca zespołowa i jakie efekty może przynieść. Był to jednocześnie mój szybki wstęp do wyrafinowanej energoelektroniki – układy do pracy w wysokiej temperaturze montowane na podłożu ceramicznym, szybkie przełączniki typu MOSFET, układy tłumiące, szybkie analogowe struktury sterowania z PWM, początki praktycznych rozwiązań dla przetwornic

rezonansowych, problemy kompatybilności elektromagnetycznej, itp. Przy tym słuchałem również profesjonalnych wywodów na temat zmieniających się potrzeb światowych rynków, o potrzebie ich ciągłego monitorowania i podążania za nimi. Te doświadczenia kształtowały moją świadomość naukowo-techniczną i rynkową.

Równolegle do pracy w przemyśle pracowałem również na CIT jako prowadzący zajęcia ze studentami kierunków dziennych i wieczorowych/zaocznych. Były to zajęcia laboratoryjne połączone z wykładami z dziedziny elektrotechniki, symulacji komputerowych i projektowania płytek pod układy elektroniczne oraz podstaw rysunku technicznego. Dało mi to możliwość rozszerzenia zakresu słownictwa technicznego z języka angielskiego oraz głębszego poznania metod dydaktycznych uczelni. Przyczyniło się również do nawiązania nowych kontaktów w świecie nauki. Praca na CIT i jednocześnie w firmie Artesyn Technologies wymagały doskonałej organizacji mojego czasu, samodyscypliny i szybkiego dostosowania się do dwóch różnych środowisk

5.4 W okresie 10/2009-02/2011 pracowałem na stanowisku adiunkta w Instytucie Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych na Wydziale Elektrycznym Politechniki Wrocławskiej. Jako pracownik Instytutu pisałem artykuły do czasopism techniczno-naukowych oraz Zeszytów Naukowych Instytutu, opiniowałem artykuły innych autorów i brałem udział w konferencjach naukowych. Prowadziłem wykłady autorskie "Napędy mechatroniczne" oraz "Sterowanie obrabiarek i maszyn technologicznych" w j. polskim oraz wykład i projekt j. ang. "Energoelektronika systemów energii odnawialnych" i „Dynamika i sterowanie napędów AC/DC”. Badania naukowe własne prowadziłem w zakresie rozwiązań sterowania i regulacji automatycznej bazujących na algorytmach adaptacji czasu rzeczywistego oraz logiki rozmytej, zdolnych do samodzielnego dostosowania się do zmieniających się warunków pracy nie tylko samego serwonapędu ale całego systemu i procesu.

5.5 W okresie 02/2011-05/2013 pracowałem w Korporacyjnym Centrum Badawczym firmy ABB z siedzibą w Krakowie (w skrócie PLCRC).

Firma ABB jest międzynarodowym koncernem z siedzibą główną w Zurychu. Powstała z połączenia w roku 1988 dwóch firm z branży elektroenergetycznej - szwedzkiego ASEA założonego w roku 1883 i szwajcarskiego BBC założonego w roku 1891. Swoim zasięgiem obejmuje m. in. branże automatyki, robotyki, energetyki wysokich, średnich i niskich napięć.

W ABB zatrudniono mnie na stanowisku Scientist (pl. Naukowiec) w dziedzinie energoelektroniki. Po roku pracy awansowałem na stanowisko **Principal Scientist** (pl. Główny Naukowiec). W trakcie mojej pracy w PLCRC brałem udział w międzynarodowych projektach badawczo-rozwojowych we współpracy z centrami badawczymi ABB w Szwecji (SECRC/Västerås), Szwajcarii (CHCRC/Baden-Dättwil) i USA (USCRC/Raleigh) oraz fabrykami transformatorów energetycznych (SETFO) i stacji elektroenergetycznych (SEPOW) w Szwecji (Ludvika). W projektach pełniłem role naukowo-badawcze w dziedzinie energoelektroniki i sterowania oraz kierownicze całych projektów i pakietów roboczych, role doradcze w sprawach zarówno naukowych jak i organizacji złożonych projektów badawczych. W ramach projektów współpracowałem bezpośrednio (wielotygodniowe pobyty w SECRC i USCRC) z najlepszymi specjalistami i naukowcami oraz technologiami i laboratoriami ABB. Bezpośrednie kontakty zaowocowały mi. wspólnym projektem pomiędzy PLCRC i SEPOW, kierowanym przeze mnie, mającym na celu znalezienie metody pomiaru prądu stałego, IDC, (składowa stała rzędu kilkunastu mA) w przemiennych prądach fazowych, IAC, (rzędu kilkunastu kA) w stacjach elektroenergetycznych typu HVAC będących w obszarze

oddziaływania obiektów stacji HVDC. W rezultacie powstał prototyp urządzenia oraz ogólnikowa publikacja konferencyjna zatytułowana „DC-bias current measurement in high power AC grids”, [Z3, II, 7.4]. W przedmiotowym obszarze badań, w czasie gdy już nie pracowałem w ABB, z ramienia firmy pojawiła się publikacja patentowa EP3141914A1 bez mojego udziału.

Podczas pracy w ABB prowadziłem intensywne prace badawcze w zakresach: 1) struktury układów energoelektronicznych dla fotowoltaicznych systemów energii odnawialnych wielkiej mocy podłączanych bezpośrednio do systemów energetycznych typu HVAC i/lub HVDC, przyznany patent na rynku europejskim i amerykańskim, EP2957014B1, US9748772B2 [Z3, III, 3.1]; 2) maksymalizacja sprawności transformatora średniej częstotliwości (<10kHz), średniego napięcia (<10kV) o mocy rzędu kilku MVA (<10MVA) poprzez odpowiedni dobór uzwojeń i rdzenia; 3) specjalistyczne transformatory średniej częstotliwości o dzielonym rdzeniu dla układów energoelektronicznych przeznaczonych do pracy pod wodą na głębokości do kilku kilometrów, publikacje patentowe [Z3, III, 3.2-3]; 4) analiza wielopoziomowych napięciowych przekształtników energoelektronicznych mocy (ang. Modular Multilevel Converters, MMC) pod kątem optymalnego doboru komponentów i metody sterowania, prowadzoną we współpracy z Politechniką Śląską, powstał szereg publikacji [Z3, II, 4.8, 7.5-6]. Wyniki prac badawczych znalazły podsumowanie głównie w formie zwięzłych notatek technicznych oraz obszernych, recenzowanych wewnątrz ABB, raportów technicznych do użytku wyłącznie wewnątrz ABB, dla ściśle określonych odbiorców.

Do moich dalszych obowiązków w PLCRC należały również: 1) Organizacja i kształtowanie procesu generowania nowych projektów badawczych; 2) Szeroko rozumiane konsultacje techniczne (m.in. w zakresie obliczeń równoległych we współpracy z Politechniką Wrocławską); 3) publikacje; 4) wnioski patentowe; 5) recenzje notatek i raportów technicznych wewnątrz ABB oraz artykułów dla zagranicznych czasopism techniczno-naukowych.

5.6 Od 02/2017 do chwili obecnej pracuję na stanowisku adiunkt badawczo-dydaktyczny w Instytucie Energoelektryki na Wydziale Elektrycznym Politechniki Wrocławskiej. Jako pracownik Politechniki Wrocławskiej piszę artykuły zarówno konferencyjne jak i do czasopism techniczno-naukowych, opiniuję artykuły innych autorów oraz prowadzę współpracę badawczą z Politechniką Śląską w Gliwicach w obszarze energoelektroniki, publikacji [Z3, II, 4.6-7]. Byłem promotorem pomocniczym w pracy doktorskiej dr inż. Karola Najdka zatytułowanej „Dobór nastaw regulatorów obiektów energoelektroniki w systemie elektroenergetycznym w oparciu o identyfikację i redukcję modeli oraz D-rozbiecie Neimarka”. Oprócz tego prowadzę regularne zajęcia ze studentami w formie wykładów, laboratoriów i projektów. Jednocześnie prowadzę badania naukowe własne w zakresach: (i.) rozwiązań sterowania i regulacji automatycznej oraz (ii.) rozwiązań opartych o algorytmy typu Data Science - obydwie w zakresie układów i systemów energoelektroniki.

6. Informacja o osiągnięciach dydaktycznych, organizacyjnych oraz popularyzujących naukę.

6.1 W trakcie zatrudnienia na Politechnice Wrocławskiej w latach 1997-1998 prowadziłem zajęcia w **Laboratorium Energoelektroniki i Urządzeń Przemysłowych**.

6.2 W latach 1998-2001, pracując w Cork Institute of Technology (CIT) w Irlandii, prowadziłem **zajęcia laboratoryjne** połączone z **wykładami** w języku angielskim z dziedziny elektrotechniki, symulacji komputerowych i projektowania płytek pod układy elektroniczne oraz podstaw rysunku technicznego.

6.3 W trakcie pracy dla firmy Moog Ltd., **pod moim kierunkiem z ramienia przemysłu**, została napisana na CIT **praca magisterska** autorstwa Pat'a Cronnin'a pt. "Field oriented vector control of an induction motor", 2001-2002. Prowadziłem również współpracę naukową połączoną z konsultacjami z dziedziny napędów dla CIT, która zaowocowała publikacją z dziedziny sterowania Explicit Model Predictive Control (EMPC) dla serwonapędów z PMSM [Z3, II, 7.16].

6.4 W firmie Moog (Ltd. oraz GmbH), w latach 2001 - 2009, prowadziłem **szereg konsultacji naukowo-technicznych** w Europie, USA i Japonii z dziedziny sterowania i energoelektroniki dla serwonapędów z PMSM. Zasięg konsultacji obejmował również firmę partnerską LTi Drives GmbH.

6.5 W firmie Moog Ltd., w ramach działalności organizacyjnej **wprowadzałem i utrzymywałem metodę Lean w laboratoriach badawczo rozwojowych** w Moog Ltd jako członek pięcioosobowej grupy egzekwującej opracowane standardy. Prowadziłem również szereg projektów przemysłowych w środowiskach skupionych i rozproszonych zakończonych wprowadzeniem zaawansowanych technologicznie produktów końcowych na rynki światowe.

6.6 W trakcie zatrudnienia na Politechnice Wrocławskiej w latach 2009-2011 prowadziłem dwa **wykłady autorskie** w języku polskim w pełnym wymiarze godzinowym ("Napędy mechatroniczne" oraz „Sterowanie obrabiarek i maszyn technologicznych”) wraz z laboratorium dedykowanym wykładowi „Napędy mechatroniczne”. Oprócz tego prowadziłem również **w języku angielskim wykład** "Power electronics for renewable energy sources" na poziomie zaawansowanym oraz projekt „Dynamic and control of AC/DC drives”. Prowadziłem również zajęcia „Komputerowo wspomagane modelowanie i projektowanie układów regulacji” w środowisku Matlab/Simulink. W tym czasie pod moim kierunkiem zrealizowano dwie prace magisterskie. Pierwsza, autorstwa uczestnika studiów zaocznych, pt. „Nowoczesne systemy sterowania i monitorowania instalacji przemysłowych na przykładzie Stacji Regeneracji Jonitów nr1 w PGE Elektrowni Bełchatów S.A.”. Druga, autorstwa uczestnika studiów dziennych, pt. "Komputerowo wspomagane projektowanie układów napędowych z PMSM przy użyciu pakietu Matlab-Simulink" (dokończenie pracy koordynowane zdalnie jako pracownik ABB PLCRC).

6.7 Pracując w Korporacyjnym Centrum Badawczym ABB (PLCRC) w Krakowie, w latach 2011 - 2012, kierowałem projektami badawczo-rozwojowymi (oraz pakietami roboczymi projektów) **we współpracy z zagranicznymi Centrami Badawczymi i fabrykami ABB**. Jednocześnie koordynowałem **współpracę naukowe z** (i.) Katedrą Energoelektroniki, Napędu Elektrycznego i Robotyki na Wydziale Elektrycznym **Politechniki Śląskiej** i (ii.) Instytutem Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych na Wydziale Elektrycznym

Politechniki Wrocławskiej. W efekcie współpracy z Politechniką Śląską powstały prototypy zaawansowanych układów energoelektronicznych, raporty techniczne dla wewnętrznych potrzeb ABB, finansowane ze środków własnych Firmy, oraz publikacje z dziedziny energoelektroniki i sterowania [Z3, II, 4.8, 7.5-6]. W ramach współpracy z Politechniką Wrocławską powstała publikacja na temat sterowania serwonapędami z silnikami synchronicznymi o magnesach trwałych, PMSM, opartej na logice rozmytej zastosowanej w obserwatorze predykcyjnym prądów silnika [Z3, II, 4.9]. Z Politechniką Wrocławską zapoczątkowałem również współpracę w obszarze obliczeń równoległych dla potrzeb przetwarzania danych z systemów energetycznych – współpraca była kontynuowana po moim odejściu z PLCRC.

6.8 Jako pracownik PLCRC w latach 2011-2013 prowadziłem również szereg **konsultacji naukowo-technicznych** wewnątrz ABB w Europie i USA z dziedziny energoelektroniki i sterowania. Organizowałem i kształtowałem proces generowania nowych projektów badawczych. Brałem aktywny udział w globalnym procesie rekrutacyjnym nowych pracowników PLCRC oraz silnie wspierałem rozwój już zatrudnionych. **Opiniowałem** wewnętrzne raporty z badań naukowych oraz **wnioski patentowe**. Byłem recenzentem artykułów dla zagranicznych czasopism techniczno-naukowych, np. IEEE Transactions on Industrial Electronics, oraz międzynarodowych konferencji naukowych, np. IEEE International Symposium on Industrial Electronics.

6.9 W latach 2013-2017, w trakcie pracy dla firmy KGHM Polska Miedź S.A, Huta Miedzi Głogów, HMG, **od strony organizacyjnej** zajmowałem się między innymi: **1)** inicjacją i utworzeniem na podstawie rozmów z technologami, mechanikami, elektrykami i automatykami szczegółowej struktury podziału pracy dla potrzeb planowania i koordynacji prac związanych z montażem i uruchamianiem całej HMGI, łącznie z Nadrzędnym Systemem Sterowania, NSS; **2)** organizacją i koordynacją prac związanych z opracowaniem wytycznych dla wizualizacji procesów technologicznych; **3)** zarządzaniem zmianami w trakcie uruchamiania NSS; **4)** przygotowaniem i wdrożeniem rozwiązania dla zarządzania zleceniami ponad 2000 projektów wykonawczych w Programie Modernizacji Pirometalurgii, PMP; **5)** rozwiązywaniem konfliktów w relacjach Inwestor-Użytkownik-Projektant-Dostawca (Dostawca krajowy i zagraniczny); **6)** koordynacją projektu we współpracy z norweską firmą Vatvedt Technology A.S., którego celem był system zasilania elektrycznego o mocy 2x 25MVA dla Pieca Elektrycznego HMGI, **7)** w trakcie uruchomienia huty pełniłem funkcję Zastępcy Szefa Rozruchu Automatyzacji Procesów HMGI ds. Koordynacji.

6.10 W HMG zapewniałem **wsparcie merytoryczne** w zakresie **metodyki projektowania systemów związanych z bezpieczeństwem funkcjonalnym**, spełniających określone wymagania w zakresie poziomu nienaruszalności bezpieczeństwa SIL (ang. Safety Integrity Level) w oparciu o normy PN-EN 61508 i PN-EN 61511 oraz spełnienia wymagań Dyrektyw Nowego Podejścia, WE. Byłem również **konsultantem** w zakresie teorii i praktyki napędów elektrycznych Niskiego Napięcia, NN, i Średniego Napięcia, ŚN. Wyjaśniałem między innymi wpływ parametrów wewnętrznych przekształtników energoelektronicznych na wypadkową charakterystykę momentu mechanicznego całego układu napędowego oraz na dynamikę układu. Tłumaczyłem jaki jest wpływ wybranych rozwiązań sprzętowych przekształtników na zakłócenia elektromagnetyczne, EMC, i na straty cieplne układu.

6.11 Jako pracownik Politechniki Wrocławskiej od **02.2017** do chwili obecnej prowadzę przygotowane przeze mnie w j. polskim **trzy wykłady** "Sterowanie i regulacja w systemie elektroenergetycznym", „Sterowanie i regulacja w elektroenergetyce” oraz "Inteligentne systemy pomiarowe", Tabela 5. W przypadku Inteligentnych systemów pomiarowych prowadzę również **laboratorium** wg. opracowanych przez mnie od podstaw ćwiczeń. Jednorazowo prowadziłem również w j. angielskim wakacyjny wykład dla studentów zagranicznych zatytułowany „HVDC transmission development”. Jestem również opiekunem kilkunastu prac inżynierskich i magisterskich.

Tabela 5 Wykaz moich zajęć w latach 2017 - 2023.

#	Nazwa przedmiotu	Forma zajęć
1.	Sterowanie i regulacja w systemie elektroenergetycznym.	Wykład
2.	Inteligentne systemy pomiarowe.	Wykład
3.	Sterowanie i regulacja w elektroenergetyce.	Wykład
4.	Inteligentne systemy pomiarowe.	Laboratorium
5.	Programowanie w języku C.	Laboratorium
6.	Technologie informacyjne.	Laboratorium
7.	Systemy elektroenergetyczne 2.	Laboratorium
8.	Informatyka w elektrotechnice.	Projekt

6.12 W ramach popularyzowania nauki wśród najmłodszych, w latach 2017-2019 prowadziłem nieodpłatnie przez dwie godziny w tygodniu **zajęcia w Publicznej Szkole Podstawowej** im. Wł. St. Reymonta w Warcie Bolesławieckiej. Zajęcia obejmowały programowanie w językach **Scratch i Python** w klasach 5-7.

6.13 Od roku 2019 jestem **inicjatorem i opiekunem międzywydziałowego Stowarzyszenia Naukowego Studentów** o nazwie Delta Power, SNS DP. Członkowie SNS DP oprócz wewnętrznych projektów zrealizowali również projekty popularyzujące to nowe stowarzyszenie w środowisku międzynarodowym – np. z firmą Atlas Copco Polska Sp. z o.o. czy Intel Technology Poland sp. z o.o. Firma Intel od dwóch lat zaprasza najzdolniejszych członków stowarzyszenia na prestiżowe praktyki wakacyjne.

6.14 Pracując na stanowisku Szefa Centrum Innowacji Opartych o Dane w KGHM Centrum Analityki Sp. z o.o., w okresie 15.10.2021 – 30.06.2022, zajmowałem się m. **kształtowaniem podejścia do zarządzania nowymi projektami związanymi z przetwarzaniem** (przetwarzanie wstępne, wydobywanie cech, modelowanie) **dużych ilości danych** (ang. Big Data) z obiektów technologicznych. Takie projekty wymagają dedykowanych procedur opartych nie tylko o klasyczną teorię zarządzania ale i wielobranżowe doświadczenie praktyczne, którym dysponuję. Przetwarzanie danych procesowych miało krótko- i daleko- dystansowe cele. Przykładowo, w przypadku Pieca Zawiesinowego w Hucie Miedzi Głogów celem krótkodystansowym była stabilizacja poziomu strat w jego Szybce Reakcyjnym. Celem długodystansowym było wytworzenie tzw. Cyfrowego Bliźniaka (ang. Digital Twin) obiektu. Samo kształtowanie podejścia projektowego wśród kadry kierowniczej przebiegało według klasycznego scenariusza. Najpierw uruchomienie i kilkumiesięczne zarządzanie projektem przeze mnie wraz z jednoczesnym szkoleniem przyszłego kierownika a następnie przekazanie jemu kontroli nad projektem i samemu pozostanie w roli doradcy. W zakresie moich obowiązków były również rozmowy z kierownikami i operatorami

procesów w zakładach o tym, czym tak naprawdę są Cyfrowe Bliźniaki, jak powstają i jak wpłyną na prowadzenie obecnych procesów technologicznych.

6.15 Na zaproszenie Powiatowego Centrum Edukacji i Kształcenia Kadr w Bolesławcu, w dniu 31.05.2023, przeprowadziłem szkolenie dla nauczycieli i młodzieży szkół średnich w Bolesławcu zatytułowane *Inżynier XXI wieku współpracuje z nauką*. W trakcie szkolenia poruszyłem między innymi tematy: (i.) wybrane tematy ze świata nauk technicznych w pigułce, (ii.) czego warto się uczyć aby współtworzyć świat techniki, (iii.) jak można uczyć i jak można się uczyć przedmiotów ścisłych, (iv.) inżynier XXI wieku i jego narzędzia, (v.) dzisiejsza nauka (ściśła) a sztuczna inteligencja. Celem przewodnim szkolenia było ogólne **zaznajomienie uczestników z najnowszymi trendami w świecie nauk technicznych oraz wskazanie celowości i możliwości ich dalszego poznawania**.

7. Oprócz kwestii wymienionych w pkt. 1-6, wnioskodawca może podać inne informacje, ważne z jego punktu widzenia, dotyczące jego kariery zawodowej.

Okres do doktoratu

Jestem absolwentem specjalności Maszyny i Napędy Elektryczne na Wydziale Elektrycznym Politechniki Wrocławskiej. Wyniki mojej pracy magisterskiej zatytułowanej “Komputerowo wspomagane projektowanie układów napędowych z silnikami indukcyjnymi przy użyciu pakietu MATLAB-SIMULINK” zostały zaprezentowane na międzynarodowej konferencji Universities Power Engineering Conference, UPEC, w 1999 roku, [Z3, II.7.16].

Bezpośrednio po zdaniu egzaminu magisterskiego zostałem zatrudniony na stanowisku asystenta w Instytucie Energoelektryki Politechniki Wrocławskiej. Decyzja o zmianie kierunku opierała się na chęci głębszego zaznajomienia się ze zjawiskami polowymi towarzyszącymi urządzeniom elektrycznym. W tym samym Instytucie rozpocząłem również pracę nad doktoratem w dziedzinie oddziaływania pola magnetycznego niskiej częstotliwości na organizm człowieka. Jako pracownik Instytutu brałem czynny udział w pomiarach i raportowaniu poziomów pól magnetycznych wokół urządzeń elektrycznych w KGHM Polska Miedź S.A. Po roku prowadzenia zajęć w Laboratorium Energoelektroniki i Urządzeń Przemysłowych oraz pracy nad doktoratem uczelnia umożliwiła mi podjęcie nowego wyzwania w postaci doktoratu w Irlandii - doktorat w kraju został przerwany z porozumieniem stron.

Okres po doktoracie – praca w Irlandii

Po zakończeniu prac nad doktoratem rozpocząłem pracę w firmie Moog Ltd., Ringaskiddy, Co. Cork, Irlandia na stanowisku inżynier projektant w dziale badań i rozwoju w okresie 06/2001 – 06/2006.

Firma Moog jest międzynarodowym amerykańskim przedsiębiorstwem z ponad 65-cio letnią tradycją w projektowaniu i produkcji najbardziej zaawansowanych rozwiązań sterowania i regulacji ruchem (np. prędkością, przyspieszeniem, zmianą położenia, przypiływem) w aplikacjach przemysłowych, medycznych, lotniczych i obronnych, <https://www.moog.com/about-us.html>.

Pracę w Moog’u rozpocząłem jako inżynier od spraw badań i rozwoju w dziedzinie sterowania urządzeń przemysłowych. Brałem wtedy czynny udział w międzynarodowych projektach związanych z energoelektroniką, elektroniką i cyfrowymi algorytmami sterowania wektorowego. Po ponad roku pracy firma zaproponowała mi przejście do działu badań

i rozwoju nad napędami dla Wehikułów Ziemi. Propozycje przyjąłem. Zmiana działu otworzyła mi drogę do głównej grupy badawczo-rozwojowej w firmie. Przez cztery lata pracowałem nad wieloosiowymi układami serwonapędowymi z PMSM do działań w warunkach ekstremalnych. Zakres prac obejmował badania naukowe i projektowanie z zakresu: elektroniki, energoelektroniki, kompatybilności elektromagnetycznej, cyfrowych algorytmów sterowania i wdrożenia systemów do produkcji – w szczególności:

- Badania, projektowanie i prototypowanie energoelektroniki dla jedno- i wieloosiowych napędów z PMSM. Zakres temperatur -40°C do $+125^{\circ}\text{C}$. Rozwiązania z kluczami typu IGBT i MOSFET – łącznie z dedykowanymi układami tłumienia, zabezpieczeniem przeciwzwarciowym, optymalizacją sprawności, itp.
- Kompaktowa przetwornica energoelektroniczna zintegrowana z silnikiem elektrycznym.
- Wytwarzanie algorytmów dla wyznaczania położenia wirnika PMSM. Rozwiązanie bazujące na resolverze i procesorze sygnałowym, DSP, TMS320LF2407A.
- Modelowanie komputerowe rozwiązań sterowania dla generowania wydajnego kodu w języku C w środowisku Matlab/Simulink.
- Modele i dobór nastaw osadzonych algorytmów polowo zorientowanego cyfrowego sterowania wektorowego dla PMSM z obserwatorem predykcyjnym prądu oraz modulacją szerokości impulsów – w środowisku Matlab/Simulink/C.
- Ocena na podstawie badań laboratoryjnych i projektowanie filtrów pasywnych dla poprawy kompatybilności elektromagnetycznej serwonapędów.
- Koordynacja pracy magisterskiej z ramienia firmy, powstałej na CIT, zatytułowanej "Field oriented vector control of an induction motor".
- Współpraca z CIT w obszarze Explicit Model Predictive Control (EMPC) dla serwonapędów z PMSM. Wyniki zaprezentowano na międzynarodowej konferencji.
- Planowanie i organizacja prac R&D w obszarach energoelektroniki i sterowania napędami elektrycznymi z PMSM.

W roku 2006 firma zaproponowała mi udział w dwuletnim strategicznym projekcie wewnętrznym z siedzibą w Niemczech.

Okres po doktoracie – Praca w Niemczech

Firma Moog GmbH., Boeblingen, Niemcy, w okresie 07/2006 – 09/2009. Pracowałem tam jako reprezentant głównego rdzenia R&D firmy Moog, przeniesiony wraz z rodziną z Irlandii, w projekcie, którego celem było wytworzenie od podstaw serwonapędu nowej generacji na rynek globalny w dziedzinie wieloosiowych, przemysłowych, napędów elektrycznych z silnikami synchronicznymi i asynchronicznymi. Projekt był realizowany w utworzonym międzynarodowym zespole firmowych ekspertów z Europy (Irlandia, Niemcy, Włochy, Szwajcaria i Anglia) oraz USA i Japonii. W ramach projektu pełniłem funkcje badawczo-projektowe w zakresie cyfrowych algorytmów sterowania dla trójfazowych zasilaczy z możliwością zwrotu energii do sieci zasilającej oraz kierownicze – w szczególności:

- Opracowanie (i.) rozszerzenia klasycznej struktury polowo zorientowanego sterowania wektorowego (ang.: Field Oriented Vector Control, FOVC) oraz (ii.) algorytmu osłabiania pola przy dużych obrotach silników PMSM w warunkach głębokiego nasycenia magnetycznego stojana. Zaproponowane rozwiązania zostały zainstalowane

w najnowszych napędach Moog'a i firmy partnerskiej. Powstało rozwiązanie nowatorskie, opublikowane. Więcej szczegółów na ten temat zamieszczono w podrozdziale 4.2 tego dokumentu.

- Opracowanie cyfrowego algorytmu sterowania dla prostownika aktywnego z możliwością zwrotu energii do sieci trójfazowej.
- Kierownictwo projektu we współpracy z zewnętrzną firmą partnerską – cel projektu: rozszerzenie oferty najnowszej generacji napędu przemysłowego o możliwość zwrotu energii elektrycznej do sieci zasilającej.
- Kierownictwo techniczne projektu, którego celem było otwarcie dla klientów interfejsu dla swobodnego programowania (język prog. C) pętli sterowania w najnowszej generacji napędach Moog'a.
- Konsultant techniczny w projektach mających na celu: 1) konfigurację napędu o mocy >400kW – Japonia oraz trzy ośrodki w Niemczech; 2) dostosowanie napędów przemysłowych do wymogów systemów pracujących w trudnych warunkach środowiskowych – Irlandia, USA oraz dwa ośrodki w Niemczech.

W październiku 2009 powróciłem na stałe do Polski i rozpocząłem pracę na Politechnice Wrocławskiej.

Okres po doktoracie – Praca w Polsce w KGHM Polska Miedź S.A.

W marcu 2013 Centrala KGHM Polska Miedź S.A. zaproponowała mi udział w programie (nie pojedynczym projekcie), którego celem była budowa kompletnie nowej Huty Miedzi Głogów I, HMGI. Zdecydowałem się podjąć to wyzwanie, ponieważ było ono dopełnieniem moich dotychczasowych doświadczeń - od elektroniki i energoelektroniki mieszczącej się w dłoni, poprzez zaawansowane serwonapędy elektryczne, nowoczesne systemy wytwarzania, przetwarzania i przesyłu energii elektrycznej aż po fabrykę przemysłu ciężkiego. W czerwcu 2013 rozpocząłem pracę w KGHM Polska Miedź S.A. w Programie Modernizacji Pirometalurgii, PMP, z siedzibą w HMGI. Zatrudniono mnie na stanowisko Głównego Specjalisty ds. Elektrycznych w PMP z ukierunkowaniem na urządzenia energoelektroniczne, kompatybilność elektromagnetyczną oraz koordynację współpracy z zagranicznymi dostawcami podsystemów HMGI. Po pół roku pracy rozszerzono zakres moich obowiązków o sterowanie i automatyzację procesów technologicznych oraz organizację pracy wybranych obszarów PMP. Stanowisko pracy zmieniło nazwę na Główny Specjalista w PMP.

W skład Huty Miedzi Głogów wchodzi dwa zakłady o pełnych ciągach technologicznych, HMGI oraz Huta Miedzi Głogów II, HMGII. Zakłady uruchomione zostały odpowiednio w latach 1971 oraz 1978. Zakład HMGI opierał się na technologii dwustadialnego wytopu miedzi. Stadium pierwsze w piecach szybowych a następnie stadium drugie w piecach konwertytorowych. Do pieców szybowych trafiał brykietowany koncentrat, z którego po przetopie uzyskiwano kamień miedziowy. Powstały kamień miedziowy trafiał do konwertytorów typu Hoboken, w których w procesie konwertytorowania (świeżenia) uzyskiwano miedź blister. W dalszym ciągu procesu technologicznego formowane są z miedzi blister tak zwane Anody. Anody z kolei trafiają do procesu elektrorafinacji gdzie w rezultacie otrzymywana jest Katoda zawierająca 99,99% Cu.

Stosowana wówczas technologia uzyskiwania kamienia miedziowego była przestarzała. W związku z tym istniała potrzeba zastąpienia jej nowym rozwiązaniem, które spełnia

wymagania zarówno środowiskowe jak i techniczno-ekonomiczne. Taką technologią był jednostadialny wytop miedzi blister w piecu zawieszinowym, PZ. Przy takim podejściu rozpylony koncentrat ulega topieniu w szybie reakcyjnym PZ a powstałe w wyniku reakcji spalania ciepło jest wykorzystywane (za pośrednictwem kotła odzysknicowego, KO) do wytwarzania pary wysokoprężnej. Oprócz KO, do instalacji bezpośrednio powiązanych z PZ należą również zbiornik buforowy koncentratu Cu uzupełniany z suszarni parowej koncentratu Cu oraz piec elektryczny o mocy kilkudziesięciu MW, PE, wraz z komorą dopalania jego gazów. W PE następuje wstępne odmiedziowanie żużła zawieszinowego z PZ w rezultacie czego otrzymuje się dwa produkty – stop Cu-PB-Fe oraz żużel. PE dodatkowo wymaga dodatków wsadowych pochodzących z dedykowanej suszarni. Powstały w PE żużel jest transportowany koleją na doły żużlowe. Wymienione węzły technologiczne stanowiły obszar realizowanego zadania. Obszar (kompleks) PZ HMGI jest otoczony powiązanymi ciągami technologicznymi. Należą do nich: (i) rozładownia i magazyn uśredniania koncentratu Cu; (ii) piece konwertorowe, (iii) piece anodowe obrotowe, (iv) instalacje odpylania i transportu gazów technologicznych pieców.

Gwarantem prawidłowej i bezpiecznej współpracy pomiędzy węzłami technologicznymi zarówno samego kompleksu PZ jak i węzłami powiązanymi był szereg projektów z **branż** takich jak: (i) technologiczna, (ii) energetyczna, (iii) budowlana, (iv) mechaniczna, (v) elektryczna, (vi) maszyny i urządzenia, (vii) AKPiA oraz (viii) sterowanie. Do sukcesu, jakim było zaprojektowanie, zbudowanie, uruchomienie i przekazanie do eksploatacji całej HMGI przyczyniło się kilka tysięcy ludzi pracujących na różnych (szeroko rozumianych) poziomach realizacji tysięcy projektów z wymienionych branż. Realizacja zadania przechodziła przez **fazy**: (i) projektowanie, (ii) budowanie obiektów, (iii) dostawa komponentów i urządzeń, (iv) zabudowa komponentów mechanicznych, (v) zabudowa maszyn i urządzeń elektrycznych, (vi) instalowanie urządzeń AKPiA, (vii) montaż okablowania energetycznego oraz sterowniczego, (viii) montaż instalacji mediów takich jak np. para, woda, powietrze, (ix) próby montażowe, (x) wieloetapowy rozruch. Całość została zrealizowana w ramach Programu Modernizacji Pirometalurgii, PMP, finansowanego ze środków własnych Firmy.

W niniejszym zadaniu miałem zaszczyt brać czynny udział w tworzeniu i implementowaniu rozwiązań projektowych i konstrukcyjnych w obszarach energoelektroniki, elektryki, elektroniki, sterowania oraz maszyn elektrycznych. Sterowania zarówno na poziomie maszyn i urządzeń najniższej warstwy wykonawczej jak i na poziomie Nadrzędnego Systemu Sterowania, NSS, całą HM Głogów I. Wdrożone bezpośrednio lub pośrednio rozwiązania zostały zweryfikowane poprzez udany wieloetapowy rozruch HMGI, w którym oprócz realizacji zadań inżynierskich pełniłem również rolę koordynatora rozruchu na stanowisku Z-ca Szefa Rozruchu Automatykacji Procesów HMGI.

Potwierdzony wykaz moich prace zrealizowanych w PMP został zamieszczony w załączniku [Z7]. Wśród nich jest wskazanie na potrzebę i zainicjowanie działań, które w rezultacie doprowadziły do powstania spójnego obrazu powiązań pomiędzy wszystkimi węzłami technologicznymi HMGI. Na tej podstawie organizowałem szczegółowe analizy blokad węzłowych i międzywęzłowych całej HMGI. W celu usystematyzowania i udokumentowania tej jakże szerokiej analizy zaproponowałem i upowszechniłem wśród projektantów HMGI regularne badania zagrożeń i zdolności do działania, tzw. badania HAZOP, (ang. Hazard and Operability study). Wyniki tych analiz stanowiły podstawę do wytworzenia zestawień blokad całej HMGI używanych na etapie testowania pracy NSS. Działania te przyczyniły się w znaczącym stopniu do spełnienia wymagań dyrektyw Komisji Europejskiej (tzw. Dyrektywy Nowego Podejścia). Dyrektyw takich jak np. Dyrektywa Maszynowa, Dyrektywa Niskonapięciowa czy Dyrektywa Kompatybilności

Elektromagnetycznej EMC. Spełnienie wymagań Dyrektyw Nowego Podejścia jest weryfikowane w trakcie obowiązkowego procesu oceny zgodności wyrobu przed przekazaniem go do użytkowania na terenie Unii Europejskiej.

Prowadzone analizy miały bezpośredni wpływ na powstawanie nowych rewizji projektów, które opiniowałem z ramienia PMP w zakresie swoich kompetencji – głównie z branż AKPiA, sterowanie, elektryczna oraz maszyny i urządzenia elektryczne. W związku z tym, dla potrzeb łatwiejszego tworzenia i analizy algorytmów sterowania, wprowadziłem: (i) koncepcję maszyny stanowej wśród projektantów HMGI oraz (ii) wymóg tworzenia planu kompatybilności elektromagnetycznej dla wybranych obszarów HMGI szczególnie narażonych na oddziaływanie typu EMC ze strony napędów elektrycznych.

W trakcie trwania programu PMP powołano mnie również do Programu Rozwoju Hutnictwa, PRH, na stanowisko Główny Specjalista ds. HAZOP, [Z8]. W PRH brałem czynny udział w podprojekcie „Instalacja do prażenia koncentratu Cu w HM Głogów P”. Projekt był dedykowany specjalnemu przygotowaniu koncentratu Cu dla potrzeb powstającej HMGI. W dedykowanym procesie technologicznym usuwa się z mieszaniny koncentratów węgiel organiczny i częściowo siarkę - to w celu obniżenia kaloryczności wsadu PZ. Takie przygotowanie koncentratu umożliwia zwiększenie wydajności przerobowych Huty. Moja rola w projekcie polegała na przeniesieniu zdobytych doświadczeń w PMP w zakresach: (i) metodyki projektowania systemów związanych z bezpieczeństwem funkcjonalnym oraz (ii) działań wiodących do spełnienia wymagań Dyrektyw Nowego Podejścia.

Te prace i wiele innych w połączeniu z wysiłkiem całego zespołu PMP oraz PRH doprowadziły do powstania kompletnej nowej HMGI. Program zakończył się udanym uruchomieniem zakładu i osiągnięciem jego pełnej zdolności produkcyjnej.

Okres po doktoracie – Praca w Polsce w KGHM Centrum Analityki

Praca na stanowisku Szefa Centrum Innowacji Opartych o Dane w KGHM Centrum Analityki Sp. z o.o. z siedzibą w Zielonej Górze w Polsce w okresie 15.10.2021 – 30.06.2022. Była to praca na pełnym etacie, równoległe do zredukowanego etatu na Politechnice Wrocławskiej, podjęta za zgodą Jego Magnificencji Rektora Politechniki Wrocławskiej. Do moich obowiązków należało mi. tworzenie i wdrażanie projektów finansowanych ze środków własnych Firmy w oparciu o dane z maszyn, podsystemów i systemów pracujących w zakładach KGHM takich jak: Huty Miedzi, Zakłady Górnicze, Zakłady Wzbogacania Rudy i Zakłady Hydrotechniczne. Tutaj zajmowałem się kształtowaniem podejścia do zarządzania nowymi innowacyjnymi projektami związanymi z przetwarzaniem (przetwarzanie wstępne, wydobywanie cech, modelowanie) dużych ilości danych (ang. Big Data) z obiektów technologicznych. Takie projekty wymagają dedykowanych procedur opartych nie tylko o klasyczną teorię zarządzania ale i wielobranżowe doświadczenie praktyczne, którym dysponuję. Przetwarzanie danych procesowych miało krótko- i daleko- dystansowe cele. Przykładowo, w przypadku Pieca Zawieszinowego w Hucie Miedzi Głogów celem krótkodystansowym była stabilizacja poziomu strat w jego Szybkie Reakcyjnym. Celem długodystansowym było wytworzenie tzw. Cyfrowego Bliźniaka (ang. Digital Twin) obiektu. Samo kształtowanie podejścia projektowego wśród kadry kierowniczej przebiegało według klasycznego scenariusza. Najpierw uruchomienie i kilkumiesięczne zarządzanie projektem przeze mnie wraz z jednoczesnym szkoleniem przyszłego kierownika a następnie przekazanie jemu kontroli nad projektem i samemu pozostanie w roli doradcy. W zakresie moich obowiązków były również rozmowy z kierownikami i operatorami procesów w zakładach o tym, czym tak naprawdę są Cyfrowe Bliźniaki, jak powstają i jak wpłyną na prowadzenie obecnych procesów technologicznych.

.....

(podpis wnioskodawcy)