

POLITECHNIKA OPOLSKA
WYDZIAŁ ELEKTROTECHNIKI, AUTOMATYKI I INFORMATYKI

MGR INŻ. JANUSZ KOŁODZIEJ

**ANALIZA DYNAMICZNYCH I USTALONYCH
STANÓW PRACY SILNIKA RELUKTANCYJNEGO
ZE STRUMIENIEM POPRZECZNYM**



PRACA DOKTORSKA

PROMOTOR:

PROF. DR HAB. INŻ. MARIAN ŁUKANISZYN

**PRACA POWSTAŁA PRZY WSPÓLFINANSOWANIU MINISTERSTWA NAUKI I SZKOLNICTWA WYŻSZEGO
W RAMACH GRANTU PROMOTORSKIEGO NR N N510 332637 ORAZ EUROPEJSKIEGO FUNDUSZU
SPOŁECZNEGO I ŚRODKÓW BUDŻETU PAŃSTWA**

Opole 2010

**Pracę dedykuję mojej żonie
Annie i córce Milenie.**

**Autor składa serdeczne podziękowania
Profesorowi Marianowi Łukaniszyn
oraz Doktorowi Marcinowi Kowol
za cenne wskazówki udzielone w trakcie
powstawania tej pracy.**

Spis treści

Wykaz ważniejszych oznaczeń	4
1. Wprowadzenie	6
1.1. Uwagi wstępne	7
1.2. Stan zagadnienia	9
1.3. Cele i teza pracy	13
1.4. Zakres pracy	13
2. Równania pola elektromagnetycznego i opis zastosowanych metod numerycznych	15
2.1. Podstawy matematyczne modelowania pól elektromagnetycznych	16
2.2. Potencjały pomocnicze	17
2.3. Metoda elementów skończonych	21
2.4. Istotne parametry całkowe	25
2.5. Środowisko obliczeniowe	28
3. Analiza pola magnetycznego i optymalizacja silników reluktancyjnych ze strumieniem poprzecznym	31
3.1. Konstrukcje silników TF	32
3.1.1. Modele fizyczne	32
3.1.2. Model połowy trójmodułowego silnika TF	34
3.2. Dwumodułowy silnik TF	39
3.2.1. Model połowy	39
3.2.2. Wyniki obliczeń	41
3.3. Optymalizacja	44
3.3.1. Algorytmy ewolucyjne i środowisko obliczeniowe	44
3.3.2. Implementacja modelu połowego w obliczeniach optymalizacyjnych	49
3.3.3. Wyniki obliczeń optymalizacyjnych	51
3.4. Dwumodułowy silnik TF o zoptymalizowanym kształcie zębów wirnika	59
4. Modele obwodowe i połowo-obwodowe silników TF	67
4.1. Wprowadzenie	68
4.2. Przemiana energii i model matematyczny	69
4.3. Energoelektroniczny układ zasilania silników TF	71
4.4. Implementacja modelu matematycznego w środowisku MATLAB	73

4.4.1. Trójmodułowy silnik TF	73
4.4.2. Dwumodułowy silnik TF	78
4.5. Stanowisko badawcze z wykorzystaniem karty szybkiego prototypowania DS 1104	82
4.5.1. Opis stanowiska badawczego	82
4.5.2. Karta DS1104	83
4.5.3. Układ sterowania z wykorzystaniem DS1104	86
5. Wyniki badań stanów dynamicznych i ustalonych silników TF	89
5.1. Weryfikacja zastosowanych modeli obwodowych i połowo obwodowych	90
5.2. Symulacja wybranych stanów pracy przełączalnych silników TF	105
5.2.1. Prototyp C trójmodułowej maszyny TF	105
5.2.2. Prototypy E, F, G dwumodułowych maszyn TF	114
6. Podsumowanie i wnioski	120
7. Kierunki dalszych badań	123
7.1. Wpływ założeń upraszczających	124
7.2. Wpływ sterowania na dynamikę silników reluktancyjnych ze strumieniem poprzecznym	127
Literatura	129
Załączniki	141
Z1 – Rysunki techniczne prototypu dwumodułowego silnika TF	142
Z2 – Schematy układu zasilania i sterowania silnika TF	150
Z3 – Stanowisko pomiarowe	152

Wykaz ważniejszych oznaczeń

- A – wektorowy potencjał pola magnetycznego
- B – wektor indukcji magnetycznej
- D – wektor indukcji elektrycznej
- E – wektor natężenia pola elektrycznego
- F – wektor siły
- H – wektor natężenia pola magnetycznego
- H_c – wektor natężenia pola magnetycznego koercji
- I – prąd
- J – moment bezwładności
- \mathbf{J} – wektor gęstości prądu
- \mathbf{J}_E – wektor gęstości prądu przewodnictwa
- \mathbf{J}_S – wektor gęstości prądu na granicy środowisk
- k_ω – współczynnik tarcia
- L – indukcyjność pasma
- L_s – indukcyjność statyczna
- L_d – indukcyjność dynamiczna
- n – prędkość obrotowa
- \mathbf{n} – jednostkowy wektor normalny
- \mathbf{p} – tensor gęstości powierzchniowych naprężeń magnetycznych Maxwella
- r – promień
- R – rezystancja uzwojenia
- T – elektryczny potencjał wektorowy
- T_e – moment elektromagnetyczny
- T_{av} – wartość średnia momentu elektromagnetycznego
- T_{max} – wartość maksymalna momentu elektromagnetycznego
- T_{min} – wartość minimalna momentu elektromagnetycznego
- T_m – moment obciążenia
- W_c – koenergia pola magnetycznego
- W_m – energia mechaniczna
- W_f – energia pola magnetycznego
- V – skalarny potencjał elektryczny

- α_{on} – kąt załączenia prądu w paśmie
- α_{off} – kąt wyłączenia prądu w paśmie
- γ – konduktywność
- ε – przenikalność elektryczna bezwzględna
- Φ – zredukowany magnetyczny potencjał skalarny
- φ – strumień magnetyczny
- μ – przenikalność magnetyczna bezwzględna
- Ψ – całkowity magnetyczny potencjał skalarny
- ψ – strumień skojarzony
- ρ – gęstość objętościowa ładunku elektrycznego
- ρ_s – gęstość powierzchniowa ładunku elektrycznego
- Θ – kąt położenia wirnika
- Ω – skalarny potencjał magnetyczny
- ω – prędkość kątowna

Rozdział 1

Wprowadzenie

1.1. Uwagi wstępne

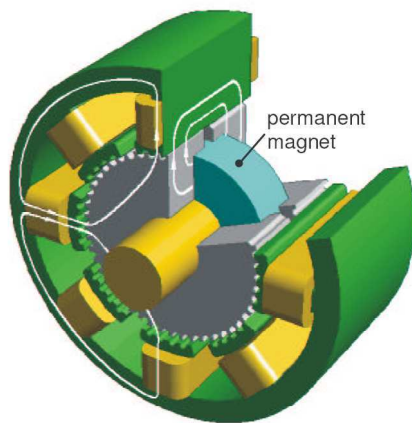
Szybki postęp technologiczny w ostatnich dekadach XX wieku, to zarówno rozwój techniki wytwarzania półprzewodnikowych elementów mocy jak i gwałtowny wzrost zapotrzebowania na maszyny elektryczne o dużych gęstościach momentu i niewielkich kosztach budowy. Uwarunkowania ekonomiczne – finansowe i eksploatacyjne, stały się głównym motorem napędowym badań nad nowymi wysokosprawnymi przetwornikami elektromechanicznymi, budowanymi na bazie silników reluktancyjnych przełączalnych (ang. Switched Reluktance Motor - SRM). Silniki tego typu posiadają szereg zalet, charakteryzują się prostą budową a co za tym idzie wysoką niezawodnością pracy, szerokim zakresem regulacji prędkości obrotowej oraz wysoką sprawnością. Posiadają również wady, z których najważniejszą jest wysoki poziom pulsacji momentu elektromagnetycznego, pociągający za sobą dodatkowe drgania oraz hałas. Względy te przyczyniły się do intensyfikacji badań nad nowymi rozwiązaniami konstrukcyjnymi tych maszyn o poprawionych właściwościach ruchowych i ekonomiczno-eksploatacyjnych.

Możliwość zastosowania tego typu maszyn w przemyśle a szczególnie gałęziach automatyki i robotyki oraz jako napędy pojazdów uwarunkowana jest wymienionymi wyżej zaletami i wadami. Jednym ze sposobów ograniczenia pulsacji momentu jest odpowiednie ukształtowanie magnetowodu stojana i wirnika. Znaczący wpływ na poziom pulsacji ma również wybór odpowiedniego algorytmu sterowania. Konstrukcyjne metody ograniczenia pulsacji momentu elektromagnetycznego wpływają jednak na maksymalne osiągi maszyny. Zastosowanie odpowiednich metod sterowania umożliwia zarówno minimalizację pulsacji jak i dostosowanie pracy silnika do innych kryteriów takich jak praca z maksymalną sprawnością czy maksymalnym momentem [9]. Zagadnieniom tym poświęca się wiele miejsca na konferencjach zarówno w kraju (SME, MiS) jak i zagranicą (ICEM).

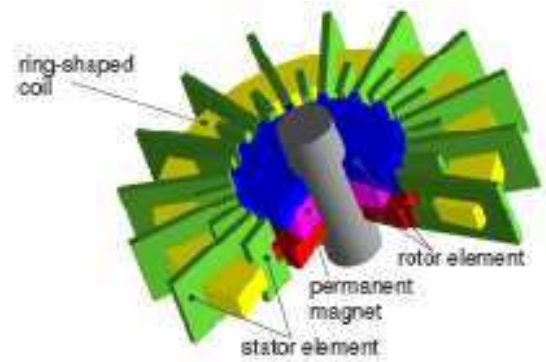
Istotnym aspektem wpływającym na rozwój konstrukcji maszyn elektrycznych, a w tym również silników SRM, jest również postęp w dziedzinie materiałowej oraz w dziedzinie techniki mikroprocesorowej. Dostępność oprogramowania do modelowania zagadnień polowych pozwala na projektowanie maszyn dla konkretnych zastosowań, wyposażonych w szereg cech istotnych dla pracy w zadanych warunkach. Budowa prototypu wraz z układem zasilania i sterowania pozwala na pomiarową weryfikację modeli oraz dobór odpowiednich parametrów sterujących. Karty wyposażone w procesory DSP (ang. Digital Signal Procesor) ułatwiają implementację różnych algorytmów sterowania a tym samym dostosowanie pracy silnika do określonych wymogów [9].

Dynamiczny rozwój badań nad poprawą parametrów silników SRM w połączeniu z coraz doskonalszymi metodami projektowania i optymalizacji znacząco poszerzył rodzinę silników przełączalnych. Powstało wiele rozwiązań silników przełączalnych szeroko opisanych w literaturze [64, 84]. Wraz z rozwojem technologii wytwarzania materiałów magnetycznych twardych powstały nowe odmiany silników reluktancyjnych z magnesami trwałymi. Współczesne magnesy trwałe, wytwarzane na bazie stopów pierwiastków ziem rzadkich, takie jak: Sm-Co, Nd-Fe-B, charakteryzują się dużymi wartościami indukcji remanentu oraz gęstości energii [16, 34, 98]. Rozwój technologii umożliwił również zastosowanie w maszynach elektrycznych magnesów trwałych o zmiennym wektorze magnetyzacji [5].

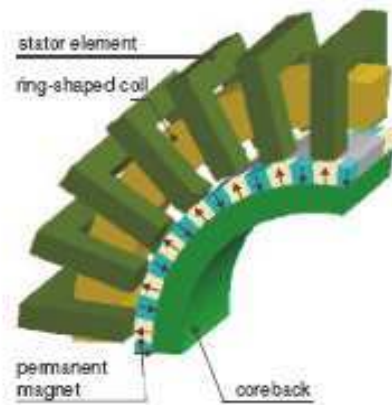
Jedną z ciekawszych konstrukcji silników reluktancyjnych jest maszyna ze strumieniem poprzecznym (ang. Transverse Flux Motor - TFM). Struktura tego typu maszyny w zasadniczy sposób różni się od konwencjonalnych maszyn. W literaturze [59, 92, 93, 100, 111, 115] napotkać można wiele odmian silników reluktancyjnych ze strumieniem poprzecznym różniących się liczbą pasm, rodzajem materiałów zastosowanych w konstrukcji (np.: zastosowanie magnesów trwałych), umiejscowieniem wirnika (wirnik zewnętrzny lub wewnętrzny) itp. Na rysunku 1.1 przedstawiono przykładowe konstrukcje klasycznych i liniowych silników TFM.



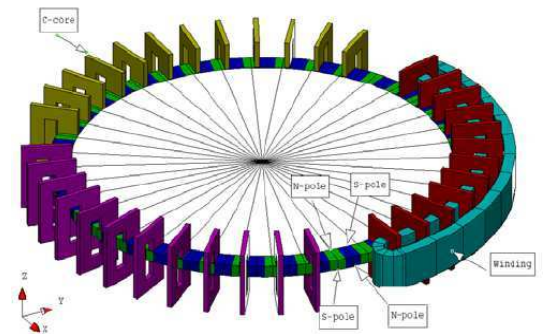
a)



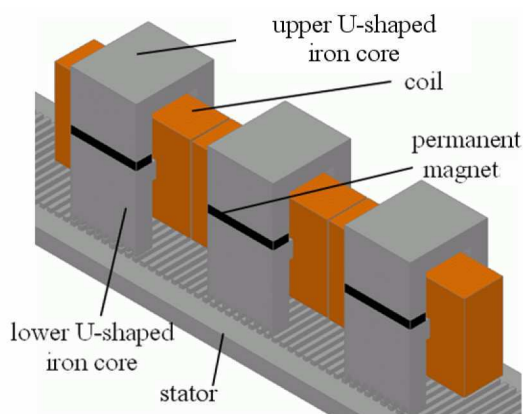
b)



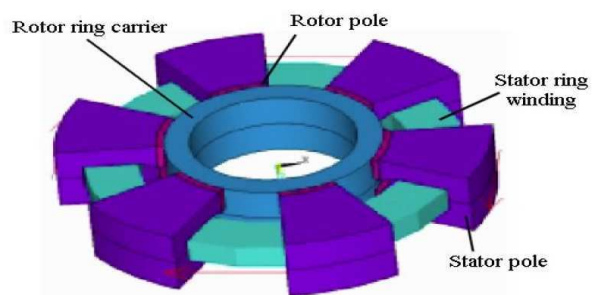
c)



d)



e)



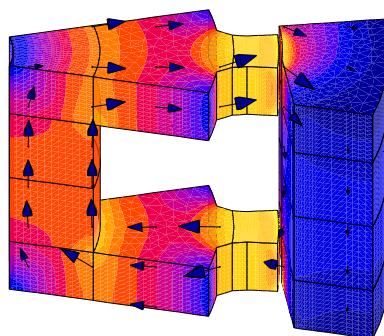
f)

Rys. 1.1. Rozwiązania konstrukcyjnych silników TFM a) silnik hybrydowy krokowy [59], b - c) silniki z magnesami trwałymi [59], d) trójfazowy silnik z magnesami trwałymi [100], e) liniowy silnik TF z magnesami trwałymi [93], f) sześciobiegunowy silnik TF [111]

1.2. Stan zagadnienia

Silnik reluktancyjny ze strumieniem poprzecznym stosunkowo niedawno uzyskał swoje stałe miejsce w grupie maszyn elektrycznych. Jednak jego koncepcja była znana już w 1895 roku za sprawą wniosku patentowego W.M. Morday'a [50, 111]. Przez kolejne 100 lat nie prowadzono jednak badań nad tą klasą napędów ze względu na trudności związane ze sterowaniem tego typu maszyn. W latach siedemdziesiątych XX wieku pojawił się cykl publikacji profesora E.R. Laithwaite'a, dotyczących maszyn elektrycznych ze strumieniem poprzecznym (głównie silników liniowych) [66, 67]. Dodatkowym bodźcem wspomagającym rozwój badań nad silnikami TF był gwałtowny rozwój technologii wytwarzania półprzewodnikowych elementów mocy, które wyparły stosowane dotychczas mechaniczne układy komutacyjne. Badania prowadzone nad stosunkowo młodą i nową maszyną elektryczną były jednak bardzo utrudnione. Z powodu braku stosownych opisów matematycznych tego typu maszyn, budowano szereg bardzo kosztownych prototypów na podstawie których zdobywano doświadczenie oraz poprawiano istotne parametry tych silników. Dopiero koniec lat osiemdziesiątych XX wieku, doba dynamicznie rozwijającej się technologii komputerowej, pozwolił na zastosowanie znacznie bardziej efektywnego podejścia do problemu projektowania maszyn elektrycznych. Powstałe nowe programy do analizy pól elektromagnetycznych w połączeniu ze znacznym wzrostem mocy obliczeniowych, umożliwiły znacznie szersze i bardziej efektywne badania modelowe. Ważnym ośrodkiem badawczym, w którym za sprawą profesora H. Weh podjęto badania nad tego typu maszynami okazał się Uniwersytet Techniczny w Braunschweig. W pracach profesora H. Weh [114, 115, 116] ukazała się obszerna analiza pracy silników reluktancyjnych ze strumieniem poprzecznym. Rozwój układów mikroprocesorowych, charakteryzujących się dużymi mocami obliczeniowymi – procesorów sygnałowych (DSP – *Digital Signal Processor*), pozwolił na kompleksowe podejście do problemu sterowania silników TF. Karty szybkiego prototypowania z procesorami DSP umożliwiają realizację w sposób programowy adekwatnego do określonych wymogów algorytmu sterowania. Te uwarunkowania przełożyły się na istotny wzrost zainteresowania tego typu maszynami na przełomie XX i XXI wieku.

Przełączalne silniki reluktancyjne ze strumieniem poprzecznym – TFM, należą do grupy maszyn bezszczotkowych, których integralną częścią jest elektroniczny układ komutacyjny [39, 110]. Podstawową zaletą tego rodzaju rozwiązań jest duża wartość stosunku osiąganego momentu elektromagnetycznego do objętości [111, 112]. Ze względu na osiąganą prędkość silniki te należy zaliczyć do grupy maszyn wolnoobrotowych. Główną wadą tych przetworników jest o wiele bardziej złożona konstrukcja w porównaniu z klasycznymi napędami SRM, co pociąga za sobą niższą wytrzymałość i niezawodność. Jedną z cech charakterystycznych silników TF jest konstrukcja magnetowodu (rys. 1.2) – w przeważającej części rozwiązań zastosowano jednakową liczbę par biegunów stojana i wirnika [45, 55].



Rys. 1.2. Topologia rozptywu strumienia głównego w silniku TF

Bardzo wysoki moment elektromagnetyczny rozwijany przez przełączalne silniki reluktancyjne ze strumieniem poprzecznym umożliwia stosowanie tych maszyn jako napęd lekkich pojazdów elektrycznych [18, 40, 69, 95]. Zewnętrzny wirnik umożliwia bezpośrednie przekazanie energii z pominięciem przekładni a tym samym eliminowanie dodatkowych strat mechanicznych.

Zmodyfikowane maszyny TF, w których dodatkowo zastosowano magnesy trwałe (Transverse Flux Permanent Motor - TFPM) coraz częściej wykorzystuje się jako generatory w elektrowniach wiatrowych [3, 30].

Metody analityczne i numeryczne analizy pola

Metody analityczne obliczeń pola w maszynach elektrycznych pojawiły się znacznie wcześniej od współcześnie stosowanych metod numerycznych. Posiadają one jednak pewne zasadnicze ograniczenia związane ze stopniem złożoności współczesnych napędów. Struktura silnika reluktancyjnego ze strumieniem poprzecznym jest na tyle skomplikowana, iż konieczne jest wprowadzenie licznych założeń upraszczających, co w konsekwencji grozi zniekształceniem rzeczywistych zjawisk zachodzących w maszynie. Prace [2, 8, 31, 46, 108] zostały poświęcone obliczeniom pola magnetycznego za pomocą metod analitycznych z odpowiednim wsparciem numerycznym. Jednym z ciekawszych rozwiązań, przedstawionych w pracy [2], jest zastosowanie metody sieci reluktancyjnych do wyznaczania parametrów całkowitych silnika TF. W pracy tej zamieszczono również porównanie wyników, otrzymanych z wykorzystaniem metody sieci reluktancyjnych oraz metody elementów skończonych dla momentu elektromagnetycznego i strumienia magnetycznego.

Osiągnięcia w dziedzinie techniki komputerowej znacząco przyczyniły się do rozwoju metod numerycznych. Jednym z najczęściej stosowanych narzędzi numerycznych do analizy pola jest metoda elementów skończonych, szeroko opisana w pracach [15, 56]. Metoda ta, a w szczególności jej dwu-wymiarowa implementacja, pozwala na stosunkowo szybkie obliczenia, jednak w przypadku silników TF wymagane jest modelowanie 3D [2, 40, 59]. Koszty obliczeniowe dla modeli 3D są jednak znaczne i powodują duży wzrost czasu rezerwowanego na obliczenia. Prace [1, 4, 41, 46, 56, 59, 61] zawierają obliczenia pól elektromagnetycznych przy zastosowaniu metod numerycznych.

Istotą modelowania jest określenie konstrukcji przetwornika elektromechanicznego o jak najlepszych właściwościach ruchowych. Na etapie obliczeń niezwykle ważne jest dokładne określenie sił i momentu elektromagnetycznego charakteryzującego daną maszynę. Niejednokrotnie ze względu na skomplikowaną budowę przetwornika, niezwykle trudne jest precyzyjne analityczne określenie wartości momentu elektromagnetycznego. Celowe jest więc zastosowanie odpowiednich metod umożliwiających obliczenia momentu elektromagnetycznego oraz sił na drodze obliczeń numerycznych. W literaturze opisano szereg metod służących wyznaczaniu momentu elektromagnetycznego, do najważniejszych należy zaliczyć: metodę tensora naprężeń Maxwella oraz metodę pracy wirtualnej [81]. Obliczeniom sił oraz momentu elektromagnetycznego w przetwornikach elektromagnetycznych poświęcono prace: [40, 72, 73, 78, 81, 101].

Dynamiczny wzrost produkcji wysokoenergetycznych magnesów trwałych trójskładnikowych (Nd-Fe-B) otworzył nową drogę ekspansji dla silników ze strumieniem poprzecznym. Powstała nowa gałąź napędów – TFPM, w których zastosowano stosunkowo tanie i charakteryzujące się dobrymi właściwościami magnesy neodymowe lub inne (Sm-Co itp.). Prace [36, 52, 55, 59, 71, 75, 79] przedstawiają rozwiązania i analizę maszyn elektrycznych zawierających magnesy trwałe.

Metody optymalizacji maszyn elektrycznych

Zasadniczym celem projektowania jest dopasowanie zestawu specyficznych cech przedmiotu badań do założeń projektowych. W przypadku maszyn elektrycznych istotnymi parametrami mogą być np.: sprawność przetwornika, wartość średnia momentu elektromagnetycznego, moment rozruchowy, współczynnik pulsacji itd. W literaturze często spotykanym zagadnieniem jest analiza wpływu parametrów konstrukcyjnych na właściwości maszyn elektrycznych. Prace [6, 7, 10, 11, 63, 74, 123] zawierają obliczenia przy zastosowaniu metod numerycznych (oparte głównie na metodzie elementów skończonych) ważnych parametrów całkowych silników reluktancyjnych. Rozwinięciem analizy wpływu parametrów konstrukcyjnych na właściwości ruchowe maszyny jest zadanie optymalizacji.

Optymalizacja sprowadza się zazwyczaj do przeszukiwania dopuszczalnej przestrzeni możliwych rozwiązań z uwzględnieniem pewnego ściśle określonego kryterium zawartego w tzw. *funkcji celu*. Funkcja celu zawiera dane elektromagnetyczne i geometryczne uzupełnione o ograniczenia dla zmiennych projektowych. Dla niektórych przypadków, ograniczenia zawarto w składniku określanym mianem *funkcji kary*. Mogą to być ograniczenia masy, wymiarów, kosztu itd. [121].

Metody optymalizacyjne można podzielić na dwie zasadnicze grupy: metody stochastyczne oraz metody deterministyczne. Autorzy prac [49, 121, 104] wyróżniają jeszcze metodę będącą połączeniem podejścia stochastycznego oraz deterministycznego – metodę hybrydową. Pewne charakterystyczne cechy zaczerpnięte z obydwu podstawowych metod dają metodzie hybrydowej znaczną przewagę i pozwalają często na uzyskanie lepszych rezultatów w krótszym czasie.

Obecnie wiele ośrodków w kraju i na świecie zajmuje się zagadnieniami związanymi z optymalizacją maszyn elektrycznych pod kątem poprawy ich parametrów elektromechanicznych. Do publikacje o tej tematyce należy zaliczyć: [76, 77, 85, 86, 102, 121, 123].

Jednym z częściej stosowanych narzędzi w optymalizacji silników reluktancyjnych, są algorytmy genetyczne (ang. GA – Genetic Algorithm). Należą one do rodziny algorytmów ewolucyjnych bazujących na metodach stochastycznych poszukiwania optymalnego rozwiązania. Sposób działania algorytmów genetycznych jest analogiczny do występujących w naturze mechanizmów genetycznych i naturalnej selekcji [121]. Autorzy prac [32, 48, 76, 107, 124] zastosowali GA w optymalizacji magnetowodu maszyn elektrycznych, w celu poprawy istotnych parametrów elektromechanicznych tych przetworników. Istotną zaletą metody tej jest wysoka zdolność do odnajdywania globalnego ekstremum oraz odporność na błędy numeryczne generowane w trakcie obliczeń za pomocą MES [43, 80, 94].

Innymi metodami stosowanymi w optymalizacji maszyn reluktancyjnych są wszelkiego rodzaju metody oparte na poszukiwaniu ekstremum funkcji zastępczej (ang. Response Surface) dla uproszczonych modeli analitycznych [14, 17, 80].

Do ciekawszych metod optymalizacji silników reluktancyjnych należy metoda deterministyczna – sekwencyjnego programowania kwadratowego (Sequential Quadratic Programming, SQP). Zasadność jej stosowania jest w szczególności uwarunkowana zastosowaniem w optymalizacji dla wielu kryteriów takich jak np.: wartość średnia momentu, współczynnik pulsacji, sprawność, hałas itp., oraz zmiennych – parametry geometryczne magnetowodu, w połączeniu ze sposobem sterowania. W metodzie tej zazwyczaj stosowane są uproszczone modele obwodowe oparte np. na metodzie sieci reluktancyjnych [80, 97, 103].

Modele oraz analiza stanów dynamicznych silników SRM

Coraz częściej stosowana procedura projektowania silników reluktancyjnych w oparciu o narzędzia do obliczeń pola elektromagnetycznego wymaga jednak znacznych nakładów czasowych. Złożoność polowego modelowania zjawisk związanych z dynamiką maszyn elektrycznych, wymusza stosowanie znacznie prostszych modeli matematycznych. Modele te w głównej mierze oparte są o dwa równania opisujące maszynę od strony napięciowej i mechanicznej [19, 23, 65, 105, 109, 120]. W związku ze znaczną nieliniowością silników reluktancyjnych, koniecznością w ich modelowaniu staje się podejście uwzględniające tę specyficzną cechę. Jednym z rozwiązań jest implementacja tablic (lock-up table), zawierających informacje o strumieniu oraz momencie elektromagnetycznym, w zależności od prądu oraz położenia kąтового wirnika względem stojana. Takie podejście do modelowania stanów dynamicznych zostało zaprezentowane w pracach: [19, 24, 25, 58, 105, 109]. Wielkości te mogą być wyznaczone na drodze obliczeń polowych z zakresu magnetostatyki, obarczonych znacznie niższymi nakładami czasowymi niż zagadnienia związane z dynamiką. Inne podejście polega na doświadczalnym wyznaczeniu strumienia i momentu poprzez wykonanie serii pomiarów na obiekcie rzeczywistym. Kompromisowym rozwiązaniem wydaje się zastosowanie w modelu tablic wyznaczonych na drodze obliczeń numerycznych chociaż częściowo zweryfikowanych na obiekcie rzeczywistym.

Autorzy prac [24, 25, 89] zwracają również uwagę na uwzględnienie zjawisk związanych ze sprzężeniami magnetycznymi pomiędzy sąsiadującymi ze sobą pasmami.

Bardzo istotnym elementem napędów bazujących na maszynach reluktancyjnych jest przekształtnikowy układ zasilania stanowiący integralną część tych przetworników elektromechanicznych. Dynamiczny rozwój energoelektronicznych elementów mocy pociągnął za sobą liczne prace [42, 64, 83, 84, 91, 113, 109] związane z doбором odpowiedniej konfiguracji układów zasilania ww. maszyn. Zastosowanie odpowiedniej konfiguracji połączeń tych elementów umożliwia kształtowanie przebiegu prądów w poszczególnych pasmach silnika oraz decyduje o szybkości jego narastania i opadania. Od wyboru układu zasilania uzależniony jest również zwrot energii do źródła podczas pracy maszyny. Istotne znaczenie przy doborze układu przekształtnikowego ma liczba pasm maszyny, sposób ich połączenia, osiągane prędkości obrotowe, algorytm sterowania itp. Porównanie właściwości wybranych układów zasilania przedstawiono w pracach [109, 113].

Aplikacja silników reluktancyjnych w przemyśle, związana jest z doбором indywidualnego dla wymagań procesu produkcyjnego bądź charakteru pracy maszyny układu i algorytmu sterowania. W zależności od potrzeb układ sterowania sprowadza się do prostego bądź bardzo skomplikowanego, wykorzystującego liczne układy peryferyjne systemu sterowania. Najprostsza, konwencjonalna metoda sterowania polega na odpowiednim doborze kątów załączenia i wyłączenia pasm. Często stosowany jest również sposób sterowania bazujący na metodzie konwencjonalnej, zapewniający minimalizację energii pobieranej ze źródła [60, 109]. Do bardziej wyrafinowanych technik sterowania należą techniki TSF (ang. Torque Sharing Function), LDT (ang. Linearization and Decoupling Techniques), oraz WSR (ang. Wide Speed Range) [51, 109].

1.3. Cele i teza pracy

Na podstawie przeprowadzonego przeglądu literatury oraz wstępnych badań sformułowano następującą tezę pracy:

Opracowane modele polowo-obwodowe i obwodowe umożliwiają analizę zjawisk elektromagnetycznych w silnikach reluktancyjnych ze strumieniem poprzecznym w dynamicznych i ustalonych stanach pracy.

Cele pracy

1. Obliczenia pola elektromagnetycznego dla dwu i trójmodułowego silnika reluktancyjnego ze strumieniem poprzecznym.
2. Optymalizacja obwodu magnetycznego maszyny dwumodułowej pod kątem wyznaczenia i poprawy jej parametrów elektromagnetycznych.
3. Analiza w oparciu o model polowo-obwodowy i obwodowy ustalonych i dynamicznych stanów pracy silnika reluktancyjnego dwu i trójmodułowego, ze strumieniem poprzecznym.

1.4. Zakres pracy

Zakres zagadnień podjętych w pracy obejmuje:

- ✓ Przegląd literatury z zakresu modelowania i analizy pola magnetycznego oraz symulacji stanów dynamicznych w silnikach reluktancyjnych;
- ✓ Analizę pola magnetycznego w dwu i trójmodułowym silniku reluktancyjnym ze strumieniem poprzecznym, przy użyciu trójwymiarowych modeli opartych na metodzie elementów skończonych;
- ✓ Optymalizację konstrukcji dwumodułowego silnika TF pod kątem maksymalizacji średniej wartości momentu elektromagnetycznego oraz momentu rozruchowego;
- ✓ Konstrukcję modeli polowo-obwodowych dwu i trójmodułowego silnika TF, symulację stanów dynamicznych oraz weryfikację pomiarowa;

Praca składa się z 7 rozdziałów. W rozdziale 1 dokonano przeglądu literatury z zakresu projektowania, modelowania, optymalizacji oraz sterowania silników reluktancyjnych ze strumieniem poprzecznym. Na podstawie przytoczonych prac określono stan zagadnienia.

W rozdziale 2 pracy przedstawiono podstawy matematyczne modelowania pól elektromagnetycznych oraz opisano używane sformułowania. Część rozdziału poświęcono metodzie elementów skończonych dla zagadnień trójwymiarowych. Przedstawiono również sposoby wyznaczania istotnych parametrów całkowych, takich jak moment elektromagnetyczny i strumień. Krótko scharakteryzowano najistotniejsze cechy wykorzystywanych w dalszej części pracy komercyjnych środowisk obliczeniowych – Flux3D oraz Matlab/Simulink.

Rozdział 3 zawiera opis zastosowanych modeli polowych silników reluktancyjnych ze strumieniem poprzecznym. Przedstawiono w nim ewolucję prototypu trójmodułowej maszyny ze strumieniem poprzecznym oraz wyniki przeprowadzonych obliczeń polowych popartych weryfikacją pomiarową. W dalszej części rozdziału zaprezentowano nowy prototyp dwumodułowego silnika TF. W podrozdziale 3.3 przedstawiono metody optymalizacji kształtu magnetowodu maszyn elektrycznych. Zaprezentowano środowisko obliczeniowe połączone z zewnętrzną bazą danych, pozwalające na sprawne przeprowadzenie optymalizacji. Dla zaproponowanych wariantów funkcji celu zamieszczono wyniki obliczeń optymalizacyjnych. W podpunkcie 3.4 przedstawiono uzyskane w wyniku procesu optymalizacji najlepsze rozwiązania oraz weryfikację pomiarową istotnych parametrów całkowych.

W kolejnej części pracy (rozdział 4) autor zamieścił ogólny opis zjawisk związanych z pracą silnika reluktancyjnego ze strumieniem poprzecznym. Podrozdział 4.3 przedstawia krótki opis użytego w badaniach przekształtnikowego układu zasilania wraz z jego implementacją numeryczną. Podrozdział 4.4 zawiera szczegółowe informacje na temat zaimplementowanych w środowisku Matlab/Simulink modeli matematycznych dwu i trójmodułowych maszyn TF. W ostatnim podrozdziale opisano budowę stanowiska badawczego z zastosowaniem karty szybkiego prototypowania zawierającej procesor sygnałowy. Zaproponowano aplikacje sterująco-pomiarowe pozwalające na wykonanie serii badań oraz weryfikację pomiarową wybranych stanów pracy maszyn ze strumieniem poprzecznym.

Rozdział 5 zawiera wyniki badań symulacyjnych przy zastosowaniu modeli obwodowych oraz polowo-obwodowych dwu i trójmodułowych silników TF. Zawarto w nim również wyniki pomiarów istotnych wielkości charakteryzujących maszyny elektryczne w różnych stanach pracy. Porównano przebiegi prądów, napięć, momentu elektromagnetycznego oraz prędkości uzyskane z pomiarów i modeli matematycznych, w ustalonych i dynamicznych stanach pracy silników TF. W podrozdziale 5.2 przedstawiono symulacje pracy dwu i trójmodułowych silników reluktancyjnych dla różnych wariantów obciążenia, analizując jednocześnie wpływ napięcia zasilania oraz sterowania.

Podsumowanie oraz wnioski wynikające z zamieszczonych w pracy obliczeń i pomiarów zebrano w rozdziale 6. Ostatni 7 rozdział pracy sygnalizuje kierunki dalszych badań. Przedstawia możliwości rozszerzenia analiz o zagadnienia związane z efektami termicznymi oraz model polowo-obwodowy uwzględniający prądy wirowe w masywnych elementach maszyn TF. Zawiera również wstęp do zagadnień związanych z analizą wpływu oraz optymalizacją sterowania silników reluktancyjnych.

Zamieszczony w pracy wykaz literatury określa stan zagadnienia oraz wyniki analiz innych autorów. Kontynuacją tego wykazu jest również spis publikacji własnych i współautorskich redaktora niniejszej pracy.

W załącznikach zamieszczono rysunki techniczne opracowanej konstrukcji dwumodułowej maszyny reluktancyjnej ze strumieniem poprzecznym oraz schematy układu zasilania. Pokazano również zdjęcia stanowiska laboratoryjnego użytego podczas weryfikacji pomiarowej prototypów maszyn TF.

Rozdział 2

Równania pola elektromagnetycznego i opis zastosowanych metod numerycznych

2.1. Podstawy matematyczne modelowania pól elektromagnetycznych

Podstawą matematyczną opisu pola elektromagnetycznego są równania Maxwella zawierające związki pomiędzy natężeniem pola elektrycznego i magnetycznego oraz ładunkiem elektrycznym w postaci różniczkowej [15, 35, 68, 70]:

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

lub w postaci całkowej:

$$\begin{aligned}\oint_l \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} &= \oint_s \mathbf{J} \cdot d\mathbf{s} + \frac{\partial}{\partial t} \oint_s \mathbf{D} \cdot d\mathbf{s}, \\ \oint_l \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} &= -\frac{\partial}{\partial t} \oint_s \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s}, \\ \oint_s \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s} &= 0, \\ \oint_s \mathbf{D} \cdot d\mathbf{s} &= \int_v \rho \, dv.\end{aligned}\tag{2.2}$$

Uzupełnieniem powyższych równań są związki materiałowe (konstrytutywne):

$$\begin{aligned}\mathbf{B} &= \mu\mathbf{H}, \\ \mathbf{D} &= \varepsilon\mathbf{E}, \\ \mathbf{J}_E &= \gamma\mathbf{E}.\end{aligned}\tag{2.3}$$

W praktyce modele urządzeń elektrycznych składają się z wielu różnych materiałów. Równania pola należy więc uzupełnić o warunki jakie muszą być spełnione na granicach środowisk [15, 35]:

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

Zagadnienia brzegowe dla niskich częstotliwości, opisane równaniami Maxwella (2.1), rozwiązuje się najczęściej w sposób pośredni przy użyciu pary potencjałów [71]. Wyznaczony rozkład tych potencjałów pozwala wyznaczyć pozostałe wielkości związane z polami elektromagnetycznymi takie jak: \mathbf{E} , \mathbf{D} , \mathbf{H} , \mathbf{B} , \mathbf{J} .

2.2. Potencjały pomocnicze

W rozwiązywaniu zagadnień brzegowych często stosowane są zdefiniowane dodatkowo potencjały pomocnicze. Zasadność ich stosowania wynika przede wszystkim z konieczności uproszczenia danego zagadnienia a tym samym zmniejszenia nakładów obliczeniowych. Odpowiedni dobór potencjałów pomocniczych (A - V , T - Ω) umożliwia przeprowadzenie szerszych analiz w znacznie krótszym czasie [33, 35].

Metoda zredukowanego potencjału skalarnego

Pole elektromagnetyczne w obszarach nieprzewodzących, nie zawierających prądów, opisano pierwszym równaniem Maxwella:

$$\operatorname{rot}\mathbf{H} = 0. \quad (2.5)$$

Wprowadzając do opisu pola magnetycznego funkcję skalarną zwaną całkowitym magnetycznym potencjałem skalarnym Ψ , wektor natężenia pola magnetycznego przyjmuje postać:

$$\mathbf{H} = -\operatorname{grad}\Psi. \quad (2.6)$$

Uwzględniając równanie materiałowe $\mathbf{B} = \mu\mathbf{H}$, oraz korzystając z warunku bezźródłowości pola magnetycznego otrzymuje się równanie dla całkowitego magnetycznego potencjału skalarnego:

$$-\operatorname{div}(\mu \operatorname{grad}\Psi) = 0. \quad (2.7)$$

Prądy przewodnictwa o znanym i wymuszonym zewnątrz rozkładzie uwzględnia się dokonując podziału wektora natężenia pola magnetycznego na sumę dwóch składowych:

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_s + \mathbf{H}_m, \quad (2.8)$$

gdzie składowa \mathbf{H}_s jest natężeniem pola magnetycznego pochodzącym od prądów wymuszających w środowisku jednorodnym, a \mathbf{H}_m jest natężeniem pojawiającym się na skutek występowania w otoczeniu ferromagnetyków. Pierwsza ze składowych wyznaczona jest z prawa Biota-Savarta:

$$\mathbf{H}_s = \frac{1}{\mu_0} \mathbf{B} = \int_V \frac{\mathbf{J} \times \mathbf{l}_r}{4\pi r^2} dv, \quad (2.9)$$

zaś w obszarze V , w którym występują prądy przewodnictwa wektor \mathbf{H}_s spełnia równanie:

$$\operatorname{rot}\mathbf{H}_s = \mathbf{J}. \quad (2.10)$$

Druga ze składowych natężenia pola magnetycznego - \mathbf{H}_m podlega prawu przepływu i przyjmuje postać:

$$\operatorname{rot}\mathbf{H}_m = 0. \quad (2.11)$$

Do jej opisu można użyć, analogicznie jak w przypadku pola magnetostatycznego, funkcji skalarnej Φ , noszącej nazwę zredukowanego magnetycznego potencjału skalarnego, w postaci:

$$\mathbf{H}_m = -\text{grad}\Phi. \quad (2.12)$$

Korzystając z warunku bezźródłowości pola magnetycznego oraz zależności (2.8) otrzymuje się:

$$\text{div}(\mu\mathbf{H}_s) = \text{div}(\mu \text{grad}\Phi). \quad (2.13)$$

W modelowaniu zagadnień z magnesami trwałymi stosuje się zmodyfikowaną zależność materiałową opisaną wzorem:

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

Równanie (2.13) rozbudowuje się zatem o dodatkowy składnik i przyjmuje postać:

$$\text{div}(\mu\mathbf{H}_s) - \text{div}(\mu\mathbf{H}_c) = \text{div}(\mu \text{grad}\Phi). \quad (2.15)$$

Największą wadą metody zredukowanego potencjału skalarnego jest mała dokładność obliczeń w obszarach zawierających materiały magnetyczne. Jest to podyktowane redukowaniem się wypadkowego natężenia pola magnetycznego, w związku z podobnymi wartościami wektorów \mathbf{H}_s oraz \mathbf{H}_m , mających przeciwne zwroty. Jednym z podejść umożliwiających wyeliminowanie tych niedogodności jest podział rozpatrywanego obszaru na podobszary: V_Φ – o przenikalności μ_0 ze źródłami pola oraz V_Ψ – obejmujący pozostałą część zagadnienia. Używając do opisu odpowiednio zredukowanego oraz globalnego skalarne go potencjału magnetycznego. Jednoznaczne rozwiązanie zagadnienia wymaga jeszcze zastosowania odpowiednich warunków na granicach różnie opisanych podobszarów. Warunek ciągłości składowej normalnej wektora indukcji oraz składowej stycznej wektora natężenia pola magnetycznego na granicy tych podobszarów zapisano poniżej [53, 71]:

$$\left(-\frac{\partial\Psi}{\partial t}\right)_{S_{\Phi-\Psi}} = \left(-\frac{\partial\Phi}{\partial t} + H_{st}\right)_{S_{\Phi-\Psi}}, \quad (2.16)$$

gdzie:

$S_{\Phi-\Psi}$ – powierzchnia graniczna pomiędzy podobszarami V_Φ i V_Ψ ;

H_{st} – składowa styczna wektora \mathbf{H}_s na powierzchni $S_{\Phi-\Psi}$.

Zastosowanie do obliczeń pary potencjałów $\mathbf{A} - V$

Do opisu zagadnień elektrodynamiki technicznej często stosuje się parę potencjałów: potencjał wektorowy pola magnetycznego \mathbf{A} oraz potencjał skalarne go pola elektrycznego V [35, 68]. Natężenie pola elektrycznego może być określone przez gradient funkcji skalarne go V . Związek pomiędzy natężeniem pola elektrycznego \mathbf{E} oraz potencjałem V przedstawia równanie:

$$\mathbf{E} = -\text{grad} V. \quad (2.17)$$

Pole magnetyczne jest polem wirowym, ze względu na ten fakt do jego opisu można użyć wektorowego potencjału pola magnetycznego zdefiniowanego poniżej:

$$\mathbf{B} = \text{rot } \mathbf{A}, \quad (2.18)$$

$$\text{div } \mathbf{A} = 0. \quad (2.19)$$

Dla pól elektromagnetycznych wolno zmieniających się w czasie, wektor natężenia pola elektrycznego można opisać poniższym wzorem:

$$\mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \text{grad } V. \quad (2.20)$$

Pierwsze równanie Maxwella dla obszaru, w którym występuje zarówno prąd wymuszający (źródłowy) jak i prąd przewodnictwa przybiera postać:

$$\text{rot } \mathbf{H} = \mathbf{J}_z + \gamma \mathbf{E}. \quad (2.21)$$

Wstawienie zależności (2.20) do równania (2.21) prowadzi do postaci:

$$\text{rot } \mathbf{H} = \mathbf{J}_z + \gamma \left(-\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \text{grad } V \right). \quad (2.22)$$

W środowiskach jednorodnych, wykorzystując definicję potencjału wektorowego oraz tożsamość (2.23):

$$\text{rot}(\text{rot } \mathbf{A}) = \text{grad}(\text{div } \mathbf{A}) - \nabla^2 \mathbf{A}, \quad (2.23)$$

można zapisać równanie:

$$\text{grad}(\text{div } \mathbf{A}) - \nabla^2 \mathbf{A} = \mu \mathbf{J} + \mu \gamma \left(-\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \text{grad } V \right). \quad (2.24)$$

Uwzględniając równanie materiałowe oraz równanie (2.20) wektor gęstości prądów wirowych (prądy przewodnictwa) opisuje zależność:

$$\mathbf{J}_E = \gamma \left(-\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \text{grad } V \right). \quad (2.25)$$

Ograniczenie fizyczne dla wektora gęstości prądów przewodnictwa w postaci $\text{div } \mathbf{J}_E = 0$ oraz założenie stałej konduktywności w obszarze obliczeniowym prowadzi do równania:

$$\gamma \text{div} \left(-\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \text{grad } V \right) = 0, \quad (2.26)$$

wykorzystując tożsamość $\text{div}(\text{grad } V) = \nabla^2 V$ można zapisać:

$$\nabla^2 V + \frac{\partial}{\partial t}(\text{div } \mathbf{A}) = 0. \quad (2.27)$$

Równania (2.24) oraz (2.27) stanowią układ równań różniczkowych opisujących wolnozmiennie pola elektromagnetyczne przy użyciu potencjałów $\mathbf{A} - V$. Aby uzyskać

jednoznaczne rozwiązanie, występuje konieczność przeprowadzenia kalibracji Lorentza (2.28) bądź Coulomba (2.29) [35].

$$\operatorname{div} \mathbf{A} + \mu \gamma \mathcal{W} = 0, \quad (2.28)$$

$$\operatorname{div} \mathbf{A} = 0. \quad (2.29)$$

Wymieniona wyżej metoda ma również swoje zastosowanie w odniesieniu do zagadnień brzegowych o wymuszeniach harmonicznym, równania zawierają wtedy wielkości zespolone. Na szczególną uwagę zasługują zagadnienia opisane w przestrzeni dwuwymiarowej (2D). W tym przypadku zarówno prąd wymuszający \mathbf{J}_z , a w konsekwencji również wektorowy potencjał magnetyczny \mathbf{A} posiadają tylko jedną składową, prostopadłą do rozpatrywanej płaszczyzny zagadnienia. W zagadnieniach trójwymiarowych (3D) uzyskanie rozwiązania wymaga wyznaczenia trzech składowych wektora \mathbf{A} i skalaru V w każdym punkcie przestrzeni [35].

Zastosowanie do obliczeń pary potencjałów $\mathbf{T} - \Omega$

Inną, często stosowaną w obliczeniach numerycznych parą potencjałów jest para składająca się z wektorowego potencjału elektrycznego \mathbf{T} oraz skalarnego potencjału magnetycznego Ω . Definicję wektorowego potencjału elektrycznego \mathbf{T} przedstawiono w postaci poniższego wzoru [35, 68]:

$$\mathbf{J} = \gamma \mathbf{E} = \operatorname{rot} \mathbf{T}. \quad (2.30)$$

Natężenie pola magnetycznego \mathbf{H} można przedstawić jako sumę dwóch składników:

$$\mathbf{H} = \mathbf{T} - \operatorname{grad} \Omega. \quad (2.31)$$

Wirowość pola \mathbf{H} jest zawarta w składniku \mathbf{T} , wobec czego jest on konieczny w przypadku opisu obszarów zawierających prądy wymuszające i przewodnictwa. Natomiast składową potencjalną opisano jako gradient skalarnego potencjału magnetycznego Ω . Wektorowy potencjał elektryczny \mathbf{T} można rozdzielić na dwie składowe, składową związaną z prądami wirowymi – \mathbf{T}_E oraz składową zawierającą prądy wymuszające – \mathbf{T}_S . Uwzględnienie w równaniu (2.31) prawa Faraday'a pozwala zapisać pierwsze równanie używane w sformułowaniu $\mathbf{T} - \Omega$:

$$\operatorname{rot} \frac{1}{\gamma} \operatorname{rot} \mathbf{T}_E = -\frac{\partial}{\partial t} \mu (\mathbf{T}_E + \mathbf{T}_S - \operatorname{grad} \Omega). \quad (2.32)$$

Drugie równanie jest wynikiem uwzględnienia bezźródłowego charakteru pola \mathbf{H} .

$$\operatorname{div} \operatorname{grad} \Omega = \operatorname{div} (\mathbf{T}_E + \mathbf{T}_S). \quad (2.33)$$

Uzyskanie jednoznacznego rozwiązania jest możliwe tylko w przypadku układu wykalibrowanego. Warunek kalibracji Coulomba $\operatorname{div} \mathbf{T}_E = 0$ prowadzi do równań:

$$\nabla^2 \mathbf{T}_E - \frac{\partial}{\partial t} \mu \gamma \mathbf{T}_E = -\operatorname{grad} \left(\mu \gamma \frac{\partial \Omega}{\partial t} \right), \quad (2.34)$$

$$\nabla^2 \Omega = \operatorname{div} \mathbf{T}_S. \quad (2.35)$$

Wprowadzenie warunku kalibracji Lorenza prowadzi do odprężenia układu równań (2.32) i (2.33) [35],

$$\nabla^2 \mathbf{T}_E - \frac{\partial}{\partial t} \mu \gamma \mathbf{T}_E = 0, \quad (2.36)$$

$$\nabla^2 \Omega - \mu \gamma \frac{\partial \Omega}{\partial t} = \operatorname{div} \mathbf{T}_S. \quad (2.37)$$

Zaletą płynącą z zastosowania tego sformułowania jest znaczny zysk czasowy w przypadku rozwiązywania problemów zawierających zarówno prądy wymuszające jak i obszary z prądami indukowanymi. Równanie (2.32) jest rozwiązywane tylko w obszarze przewodzącym, podczas gdy równanie dla skalarne go potencjału magnetycznego (2.33) w całej przestrzeni obliczeniowej. Szczególnie przydatny jest ten sposób opisu w problemach dotyczących pól magnetostatycznych, gdzie dla przewodności $\gamma = 0$ występuje tylko równanie skalarne (2.37) z prądami wymuszającymi pod postacią potencjału \mathbf{T}_S [35].

2.3. Metoda elementów skończonych

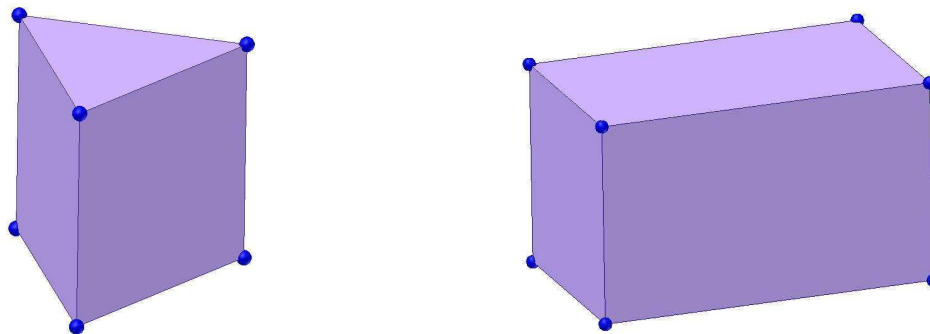
Metoda elementów skończonych (MES) jest dzisiaj jedną z najczęściej i najchętniej stosowanych numerycznych metod analizy w wielu zagadnieniach inżynierskich. Pierwsze zastosowania tej metody dotyczyły badań naprężeń w złożonych konstrukcjach lotniczych. Sama idea MES pojawiła się już w latach czterdziestych XX wieku. Od lat 60 intensywne badania nad rozszerzeniem zakresu stosowania tej metody pozwoliły na analizę pierwszych prostych zagadnień teorii pola. Dodatkowym bodźcem, wymuszającym rozwój tej metody, był bardzo dynamiczny rozwój technologii informatycznych. Duży wzrost dostępnych mocy obliczeniowych generował możliwości rozszerzenia podstaw MES na bardziej złożone zagadnienia trójwymiarowe (3D) zawierające nieliniowości oraz skomplikowaną strukturę [15, 81].

Metoda elementów skończonych (MES) jest metodą numeryczną do wyznaczania przybliżonego rozwiązania w wielu problemach inżynierskich. Dużą zaletą tej metody jest jej uniwersalny charakter ponieważ odpowiednio zaimplementowana może służyć do analizy szeregu zagadnień brzegowych. Duża dowolność wyboru kształtu i wymiarów elementów pozwala na dyskretyzację obszaru obliczeniowego z dowolną dokładnością. Właściwość ta okazuje się szczególnie pomocna w przypadku analizy pól w środowiskach niejednorodnych. Zastosowanie elementów wyższych rzędów pozwala na dodatkowe zwiększenie dokładności obliczeń. Niedostatkiem metody jest złożony proces przygotowania danych wejściowych do obliczeń, co wymaga opracowania programów automatycznej generacji siatki obliczeniowej [57, 81, 122].

Istotą MES jest podział obszaru na skończoną liczbę podobszarów (elementów), o określonej liczbie węzłów, rozmieszczonych najczęściej w narożnikach lub na bokach elementów, z którymi związane są poszukiwane wielkości polowe. Brzegi elementów skończonych są najczęściej liniami prostymi lub płaszczyznami. W przypadku obszaru obliczeniowego zawierającego krzywizny stosuje się aproksymację linią łamaną lub segmentami płaskimi. Elementy połączone są ze sobą tylko w brzegowych punktach węzłowych lub na powierzchni elementów. W elektrotechnice definiuje się je raczej jako obszary przestrzeni, gdzie istnieje potencjał jako poszukiwana wielkość pola. Węzły elementów są zatem punktami, w których potencjał lub jego pochodne są znane lub poszukiwane. Po dokonaniu dyskretyzacji obszaru obliczeniowego zachowanie nieznanych wielkości pola w każdym elemencie jest aproksymowane funkcjami ciągłymi wynikającymi z założonej aproksymacji oraz wartości wielkości polowych i ich pochodnych w węzłach.

Funkcje zdefiniowane nad każdym elementem skończonym są nazywane funkcjami kształtu. Biorąc pod uwagę zbiór funkcji kształtu dla rozpatrywanego obszaru otrzymuje się odcinkową aproksymację zmiennej wielkości polowej [15].

Szczególony charakter zagadnień zawartych w pracy wymaga zastosowania metody elementów skończonych w ujęciu trójwymiarowym. Środowisko obliczeniowe zastosowane do obliczeń pola pozwala na stosowanie elementów o różnych kształtach. Najczęściej jednak stosowano elementy pierwszego rzędu o sześciu i ośmiu węzłach (rys. 2.1).



Rys. 2.1. Elementy trójwymiarowe

Szeroki wachlarz zagadnień rozwiązywanych za pomocą MES wymaga stosowania określonych procedur w celu wyznaczenia równań elementów skończonych. Najczęściej równania elementów skończonych wyprowadzane są w oparciu o stacjonarność funkcjonału – interpretacja wariacyjna, jednak istnieją również procedury opisujące zagadnienie bez powoływania się na klasyczną zasadę wariacyjną. Należą do nich: metoda residuów ważonych (metoda Galerkin - jako szczególny przypadek metody odchyłek ważonych) oraz metoda oparta na koncepcji bilansu energii globalnej [15, 56, 96]. W dalszej części pracy autor skoncentruje się jedynie na opisie wykorzystującym metodę wariacyjną.

W metodzie opartej na sformułowaniu wariacyjnym po aproksymacji obszaru elementami skończonymi oraz po wyborze funkcji kształtu konstruuje się funkcjonał $I(\zeta)$ odpowiadający danemu zagadnieniu a następnie poszukuje się jego minimum [15, 56]. Funkcje aproksymujące muszą być tak dobrane aby zachowana była ciągłość między elementami. Rozpatrując element w postaci sześcianu o ośmiu węzłach, dla elementów I rzędu, poszukiwana funkcja spełnia równanie:

$$\zeta^e(x, y, z) = a^e + b^e x + c^e y + d^e z + e^e xy + f^e yz + g^e zx + h^e xyz. \quad (2.38)$$

Istotne współczynniki a^e, b^e, \dots, h^e wyznacza się przez rozpisanie wartości ζ_n^e na osiem węzłów pojedynczego elementu w lokalnym systemie numeracji węzłów [56]:

$$\zeta_j^e(x, y, z) = a^e + b^e x_j + c^e y_j + d^e z_j + e^e x_j y_j + f^e y_j z_j + g^e z_j x_j + h^e x_j y_j z_j, \quad (2.39)$$

gdzie $j=1, 2, 3, \dots, 8$.

Rozwiązanie powyższego równania pozwoli na wyznaczenie współczynników a^e, b^e, \dots, h^e . Uzupełnione o wyznaczone współczynniki równanie (2.38) po niewielkim przekształceniu przyjmuje postać:

$$\zeta^e(x, y, z) = \sum_{j=1}^8 N_j^e(x, y, z) \zeta_j^e, \quad (2.40)$$

gdzie:

N_j^e - funkcja kształtu [15, 56].

Funkcje kształtu N nazywane również funkcjami bazowymi lub interpolacyjnymi odgrywają bardzo istotną rolę w analizie za pomocą metody elementów skończonych. Funkcje te dla własnych węzłów przyjmują wartości jeden natomiast dla pozostałych części obszaru wartość zero. Wyznaczenie funkcji $\zeta(x, y, z)$ dla całego obszaru sprowadza się do wyznaczenia $\zeta^e(x, y, z)$ w węzłach siatki elementów, a wewnątrz elementów poszukiwana funkcja obliczana jest według wzoru (2.40). Dla rozpatrywanego elementu funkcja kształtu może być zapisana w postaci [56]:

$$\begin{aligned}
 N_1^e &= \frac{1}{V^e} \left(x_c^e + \frac{h_x^e}{2} - x \right) \left(y_c^e + \frac{h_y^e}{2} - y \right) \left(z_c^e + \frac{h_z^e}{2} - z \right) \\
 N_2^e &= \frac{1}{V^e} \left(x - x_c^e + \frac{h_x^e}{2} \right) \left(y_c^e + \frac{h_y^e}{2} - y \right) \left(z_c^e + \frac{h_z^e}{2} - z \right) \\
 N_3^e &= \frac{1}{V^e} \left(x - x_c^e + \frac{h_x^e}{2} \right) \left(y - y_c^e + \frac{h_y^e}{2} \right) \left(z_c^e + \frac{h_z^e}{2} - z \right) \\
 N_4^e &= \frac{1}{V^e} \left(x_c^e + \frac{h_x^e}{2} - x \right) \left(y - y_c^e + \frac{h_y^e}{2} \right) \left(z_c^e + \frac{h_z^e}{2} - z \right) \\
 N_5^e &= \frac{1}{V^e} \left(x_c^e + \frac{h_x^e}{2} - x \right) \left(y_c^e + \frac{h_y^e}{2} - y \right) \left(z - z_c^e + \frac{h_z^e}{2} \right) \\
 N_6^e &= \frac{1}{V^e} \left(x - x_c^e + \frac{h_x^e}{2} \right) \left(y_c^e + \frac{h_y^e}{2} - y \right) \left(z - z_c^e + \frac{h_z^e}{2} \right) \\
 N_7^e &= \frac{1}{V^e} \left(x - x_c^e + \frac{h_x^e}{2} \right) \left(y - y_c^e + \frac{h_y^e}{2} \right) \left(z - z_c^e + \frac{h_z^e}{2} \right) \\
 N_8^e &= \frac{1}{V^e} \left(x_c^e + \frac{h_x^e}{2} - x \right) \left(y - y_c^e + \frac{h_y^e}{2} \right) \left(z - z_c^e + \frac{h_z^e}{2} \right)
 \end{aligned} \tag{2.41}$$

gdzie:

x_c^e, y_c^e, z_c^e - współrzędne układu kartezjańskiego umieszczone w środku ciężkości elementu;

h_x^e, h_y^e, h_z^e - długości krawędzi elementów;

V^e - objętość elementu ($V^e = h_x^e h_y^e h_z^e$).

Postać macierzowa równania (2.40) przedstawia się następująco:

$$\zeta^e(x, y, z) = \begin{bmatrix} N_1^e(x, y, z) & N_2^e(x, y, z) & \dots & N_8^e(x, y, z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \zeta_1^e \\ \zeta_2^e \\ \vdots \\ \zeta_8^e \end{bmatrix} = \mathbf{N}^e \zeta^e. \tag{2.42}$$

Kolejnym etapem jest skonstruowanie funkcjonału $I(\zeta)$. Rozwiązanie zagadnienia za pomocą metody elementów skończonych polega na minimalizacji funkcjonału $I(\zeta)$ dokonywanej względem wartości funkcji ζ we wszystkich węzłach obszaru V , uwzględniając przy tym warunki brzegowe [15, 96]. Odnalezienie minimum funkcjonału jest możliwe tylko wtedy, gdy spełniony jest warunek:

$$\frac{\partial \mathbf{I}}{\partial \zeta^e} = 0. \quad (2.43)$$

Zakładając, iż funkcje bazowe spełniają warunek ciągłości, całkowity funkcjonal można przedstawić jako sumę poszczególnych funkcjonałów dla wszystkich elementów:

$$\mathbf{I} = \sum_{e=1}^M \mathbf{I}^{(e)}, \quad (2.44)$$

gdzie:

M – całkowita liczba elementów [15].

Korzystając z równania (2.44) można zapisać każde k -te równanie układu (2.42):

$$\frac{\partial \mathbf{I}}{\partial \zeta_k^e} = \frac{\partial \sum_{e=1}^M \mathbf{I}^{(e)}}{\partial \zeta_k^e} = \sum_{e=1}^M \frac{\partial \mathbf{I}^{(e)}}{\partial \zeta_k^e} = 0. \quad (2.45)$$

Na podstawie równania (2.45) można zapisać algebraiczny układ równań dla e -tego elementu [15]:

$$\frac{\partial \mathbf{I}}{\partial \zeta^e} = \mathbf{K}^{(e)} \zeta^{(e)} - \mathbf{P}^{(e)} = 0, \quad (2.46)$$

gdzie:

$\mathbf{K}^{(e)}$ – jest macierzą sztywności elementu;

$\mathbf{P}^{(e)}$ – jest wektorem prawych stron (np.: wektor gęstości prądu).

Rozwiązanie otrzymujemy w postaci wektora ζ , który zawiera wszystkie wartości poszukiwanej funkcji w każdym z węzłów poszczególnych elementów.

Metoda elementów skończonych jest obecnie jedną z najczęściej stosowanych metod w projektowaniu oraz analizie złożonych modeli fizycznych. Należy jednak pamiętać, iż osiągnięte za pomocą tej metody rozwiązania są rozwiązaniami przybliżonymi, co za tym idzie istotna jest ocena błędów wynikających ze stosowania MES. Wszelkie niepewności wynikają zarówno z błędów numerycznych w rozwiązywaniu równań różniczkowych jak również z przyjętych założeń upraszczających. Do najczęściej wymienianych w literaturze źródeł błędów związanych z MES można zaliczyć [68]:

- 1) błędy odwzorowania obiektu;
- 2) błędy aproksymacji;
- 3) błędy interpolacji;
- 4) błędy zaokrąglenia wartości węzłowych;
- 5) błędy będące wynikiem nieciągłości parametrów fizycznych;
- 6) błędy na granicach dwóch środowisk opisanych za pomocą różnych potencjałów;
- 7) błędy wynikające ze stosowania zredukowanego potencjału skalarnego.

Istotną sprawą jest również odpowiedni dobór wielkości i kształtu elementów w newralgicznych obszarach modelu takich jak np.: szczelina powietrzna w przetwornikach elektromechanicznych [81]. Szczególne znaczenie ma dyskretyzacja modelu w przypadku rozwiązywania zagadnień wirowych. W niektórych przypadkach złożoność modelu, a co za tym idzie zastosowana duża liczba elementów, może doprowadzić nawet do rozbiegania się procesu iteracyjnego. W literaturze [8, 35, 41, 56] przedstawiono liczne przykłady zastosowania MES w obliczeniach polowych oraz opisano wymagania związane z dyskretyzacją i doбором funkcji kształtu.

2.4. Istotne parametry całkowite

Moment elektromagnetyczny

Moment elektromagnetyczny jest jednym z najważniejszych parametrów całkowitych charakteryzujących elektryczne maszyny wirujące. Jest on użytecznym wskaźnikiem mocy mechanicznej maszyny. W związku ze specyficzną budową maszyn o specjalnej konstrukcji niejednokrotnie dokładne obliczenie momentu metodami analitycznymi nie jest możliwe. Konieczne jest wprowadzenie odpowiednich metod umożliwiających wyznaczenie momentu użytecznego maszyny na drodze obliczeń numerycznych. Zastosowanie tych metod w obliczeniach numerycznych pozwala na wykonanie znacznie szerszych analiz na etapie projektowania i uniknięcie budowy kosztownych prototypów [81, 118].

W komercyjnych i niekomercyjnych środowiskach obliczeniowych stosuje się kilka sposobów wyznaczenia sił magnetycznych skutkujących powstawaniem momentu obrotowego zgodnie ze wzorem:

$$T_e = F \times r . \quad (2.47)$$

Do najczęściej wymienianych w literaturze technik wyznaczenia momentu elektromagnetycznego należą [81, 118]:

- metoda wyznaczania sił zgodnie z prawem Ampera,
- metoda pracy wirtualnej (**VW**),
- metoda tensora naprężeń Maxwella (**MT**),
- metoda prądów magnetyzacji (**MC**),
- metoda wyznaczania momentu poprzez różniczkowanie koenergii pola (**CO**).

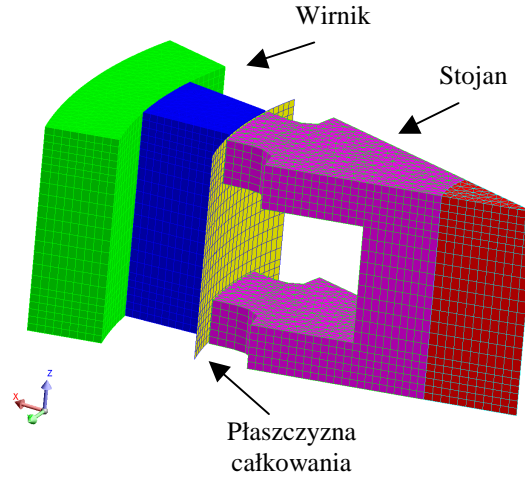
Środowisko obliczeniowe wykorzystane w niniejszej pracy pozwala na obliczenia momentu elektromagnetycznego przy wykorzystaniu metody tensora naprężeń Maxwella oraz metody pracy wirtualnej.

Metoda tensora naprężeń magnetycznych Maxwella (MT)

Obecnie **MT** jest jedną z najpopularniejszych i najczęściej używanych metod wykorzystywanych do obliczeń momentu elektromagnetycznego. Zgodnie z definicją tensora naprężeń Maxwella, moment elektromagnetyczny wyznacza się jako całkę powierzchniową wzdłuż zamkniętej płaszczyzny S w szczelinie powietrznej maszyny elektrycznej (rys. 2.2) [71]:

$$F = \int_S p \cdot dS , \quad (2.48)$$

$$T_e = \int_S (p \times r) \cdot dS . \quad (2.49)$$



Rys. 2.2. Płaszczyzna całkowania

Tensor naprężeń Maxwella zwykle przyjmuje się w postaci [71]:

$$\mathbf{p} = \begin{bmatrix} p_{xx} & p_{xy} & p_{xz} \\ p_{yx} & p_{yy} & p_{yz} \\ p_{zx} & p_{zy} & p_{zz} \end{bmatrix}. \quad (2.50)$$

Dla maszyny wirującej o symetrycznym wirniku, uwzględniając jedynie składową styczną siły, przybliżony moment elektromagnetyczny można wyrazić wzorem [91]:

$$\mathbf{T}_e \approx \int_{\Gamma} \frac{r}{\mu_0} B_r B_{\theta} d\Gamma. \quad (2.51)$$

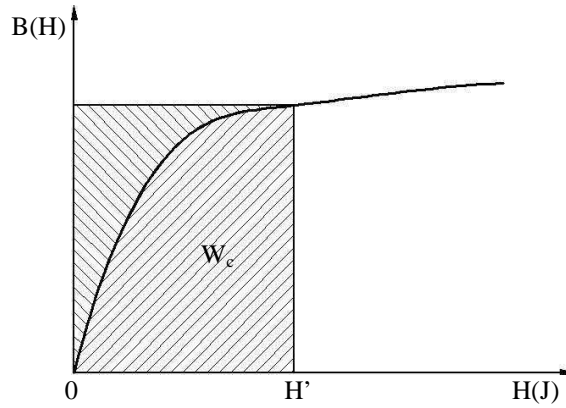
Metoda tensora naprężeń Maxwella wykazuje jednak podatność na powstawanie dużych błędów. Podyktowane jest to przede wszystkim nieregularnością szczeliny powietrznej oraz występowaniem w niej elementów ostrzowych o szczególnie dużej koncentracji potencjału. Uniknięcie tych błędów jest możliwe poprzez specjalne zabiegi takie jak: rozwarstwienie szczeliny powietrznej na kilka warstw (co najmniej 3) i poprowadzenie linii całkowania w środku zdyskretyzowanej szczeliny lub poprzez uśrednienie przebiegu natężenia pola magnetycznego w szczelinie powietrznej [81]. Regularyzacja siatki obliczeniowej w szczelinie powietrznej na etapie implementacji zagadnienia (rys 2.2), w dużej mierze ogranicza powstawanie błędów związanych z obliczeniami siły i momentu.

Metoda pracy wirtualnej (VW)

Metoda pracy wirtualnej pozwala na wyliczenie momentu elektromagnetycznego na podstawie różniczki cząstkowej koenergii pola magnetycznego względem kąta obrotu wirnika, przy założeniu stałego prądu w uzwojeniu:

$$T_e = - \left. \frac{\partial W_c}{\partial \theta} \right|_{i=const.}. \quad (2.52)$$

Koenergię pola magnetycznego (rys.2.3) można wyliczyć z zależności (2.53).



Rys. 2.3. Koenergia (krzywa BH) [81]

$$W_c = \iiint_V \left(\int_0^{H'} \mathbf{B} \cdot d\mathbf{H} \right) dV. \quad (2.53)$$

Praktyczne wyrażenie uzyskuje się poprzez zastąpienie pochodnej ilorazem różnicowym [33]:

$$T_e(\theta) = \frac{W_{c(\theta+\Delta\theta)} - W_{c(\theta)}}{\Delta\theta}, \quad (2.54)$$

gdzie: $W_{c(\theta)}$ – koenergia pola magnetycznego względem kąta obrotu wirnika;
 $\Delta\theta$ – przesunięcie katowe wirnika.

Strumień skojarzony oraz indukcyjność uzwojenia

Bardzo istotnym parametrem, niosącym wiele informacji na temat modelu jest strumień skojarzony z pojedynczym uzwojeniem. W badanych modelach silników TF uzwojenia wykonane są w formie cewek solenoidalnych umieszczonych na poszczególnych modułach stojana. Całkowity strumień skojarzony z pojedynczym pasmem można wyznaczyć na podstawie wzoru:

$$\psi = \sum_{k=1}^N \left(\int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} \right), \quad (2.55)$$

w którym S jest polem powierzchni rozpiętej na konturze otaczającym k -ty zwój. Inny ze sposobów oparty jest na koenergii pola magnetycznego [33]:

$$\psi = \frac{\partial W_c}{\partial I} = \int_S \mathbf{B} \cdot \mathbf{H}_{ok} dS. \quad (2.56)$$

Podstawę do wyznaczenia indukcyjności statycznej i dynamicznej pasma stojana stanowi znajomość strumienia skojarzonego. Przedstawione poniżej zależności umożliwiają wyznaczenie odpowiednio indukcyjności statycznej i dynamicznej pasma stojana [54]:

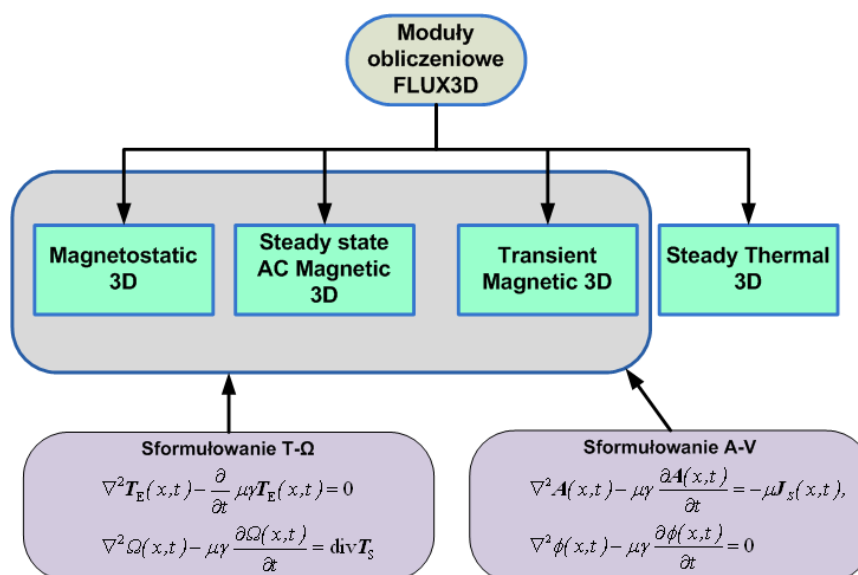
$$L_s = \frac{\psi(I, \theta)}{I}, \quad (2.57)$$

$$L_d = \frac{\partial \psi(I, \theta)}{\partial I}. \quad (2.58)$$

2.5. Środowisko obliczeniowe

Flux3D

Bardzo dynamiczny rozwój techniki komputerowej odbywający się na przełomie XX i XXI wieku w zasadniczy sposób zdeterminował sposób podejścia do projektowania oraz poprawy właściwości przetworników elektromechanicznych. Zwielokrotnienie mocy obliczeniowej komputerów osobistych pozwoliło na upowszechnienie środowisk umożliwiających analizę pól elektromagnetycznych. Obecnie na rynku dostępnych jest wiele komercyjnych i niekomercyjnych programów pozwalających na analizę zagadnień polowych zarówno w wersji 2D jak i 3D. Ze względu na specyficzną konstrukcję maszyn analizowanych w tej pracy konieczne jest użycie środowiska umożliwiającego analizę w przestrzeni trójwymiarowej. W pracy użyto programu Flux3D opartego na metodzie elementów skończonych wyposażonego w szereg modułów rozszerzających zakres badań (rysunek 2.4).



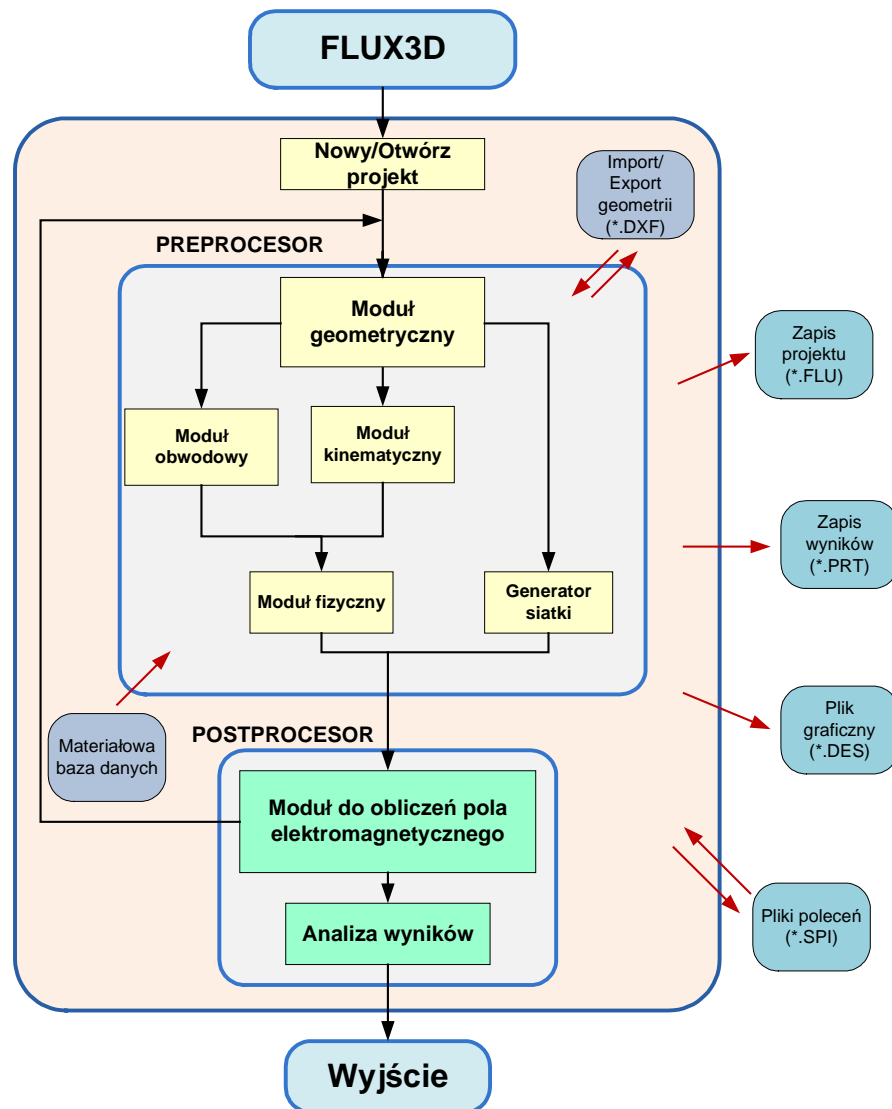
Rys. 2.4. Dostępne moduły i sformułowania środowiska Flux3D

Schemat organizacyjny działania programu Flux3D przedstawiono na rysunku 2.5. Wyszczególniono poszczególne etapy i odpowiadające im moduły komunikacji operatora ze środowiskiem. Proces rozwiązywania danego zagadnienia rozpoczyna się od implementacji geometrii w module graficznym i uzupełniony jest o definicję własności fizycznych i kinematycznych elementów modelu oraz generację siatki obliczeniowej. Tak przygotowany model jest kierowany do modułu obliczeniowego, w którym po wykonaniu obliczeń dostępnych jest szereg narzędzi służących do analizy otrzymanych wyników.

Możliwy jest również import złożonych struktur geometrycznych 2D i 3D z innych środowisk projektowych (np.: AutoCad, Inventor, itp.). Rozbudowana baza materiałowa pozwala zarówno na wybór potrzebnych materiałów bez konieczności ich definiowania jak i na implementację nowych własnych ośrodków. W środowisku tym istnieje możliwość uwzględnienia nieliniowości oraz anizotropii materiałów. Wszystkie te właściwości zapewniają dobre odzwierciedlenie obiektów rzeczywistych na etapie obliczeń projektowych.

Dla zagadnień polowo-obwodowych możliwe jest dołączenie do modelu zewnętrznego elektrycznego układu zasilania i sterowania. Wszelkie modelowane polowo cewki oraz przewodniki masywne mają swoje odzwierciedlenie na dołączonym schemacie elektrycznym co znacznie poszerza zakres analizy. Dostępnymi elementami układu elektrycznego są źródła

napięciowe i prądowe, podstawowe elementy obwodowe takie jak: rezystory, kondensatory, cewki oraz inne takie jak: diody, wyłączniki sterowane itp. Mnogość dostępnych elementów pozwala na zbudowanie pełnowartościowego układu zasilania (np.: mostka „H”) [126].



Rys. 2.5. Schemat organizacyjny programu Flux3D

Środowisko Flux3D pozwala również na nieodzowną na etapie projektowania parametryzację modelu. Dodatkowym elementem ułatwiającym przeprowadzenie szerszych analiz np.: optymalizacji geometrii, jest możliwość sterowania programem za pomocą plików *.SPI. Z tego poziomu dostępne są wszelkie opcje związane z modułem obliczeniowym – modyfikacja geometrii, generacja siatki oraz obliczenia dodatkowe (w postprocesingu). Korzystanie z tego rodzaju komunikacji ze środowiskiem obliczeniowym pozwala na automatyzację obliczeń bez konieczności nadzoru przez użytkownika.

Zasadniczą wadą ww. środowiska w wykorzystywanej wersji 9.22 jest brak możliwości zrównoleglenia obliczeń, w dobie systemów wieloprocesorowych i klastrów komputerowych. Złożone zagadnienia wiroprądowe i obliczenia w stanach przejściowych, są związane ze znacznymi nakładami obliczeniowymi. Wymagają zatem stosowania innych środowisk (np.: Flux3d w nowej wersji 10 – obsługujący również systemy 64-bitowe).

Matlab/Simulink

Środowisko Matlab firmy *The Math Works Inc.* powstało w latach 70 XX wieku. Na przestrzeni lat przeszło cykl gruntownych przemian i modyfikacji. Trudno sobie dzisiaj wyobrazić jakąkolwiek dziedzinę naukową bez tego oprogramowania. Matlab znajduje zastosowanie zarówno w obliczeniach naukowych jak i inżynierskich. Swoją pozycję zawdzięcza bardzo szerokiemu spektrum zastosowań, począwszy od testowania nowych algorytmów, modelowania i symulacji, a skończywszy na analizie i wizualizacji danych oraz wyników obliczeń. Dostępne dodatki w postaci licznych specjalistycznych bibliotek oprogramowania, zawierających szereg bardzo przydatnych wbudowanych funkcji, wywołały bardzo szybką ekspansję ww. środowiska na różne dziedziny techniki, medycyny, ekonomii itp. [87].

Matlab należy do języków programowania wysokiego rzędu. Jego podstawowym typem danych jest tablica o elementach rzeczywistych lub zespolonych. Dodatkowym udogodnieniem dla użytkownika stało się wprowadzenie struktur oraz obiektów. Łatwość rozbudowy i implementacji nowych elementów oraz prosty dostęp do poleceń, funkcji i bibliotek czynią z tego oprogramowania potężne narzędzie. Do zasadniczych zalet tego środowiska należy przede wszystkim możliwość szybkiego uzyskiwania rezultatów skomplikowanych obliczeń i ich wizualizacji oraz bardzo rozbudowany system pomocy wraz z przykładami zastosowań poszczególnych funkcji [87].

Dołączony do Matlab-a interaktywny pakiet do modelowania i symulacji zarówno ciągłych jak i dyskretnych modeli dynamicznych – Simulink, dodatkowo wzbogaca przestrzeń możliwych zastosowań tego oprogramowania. Możliwość tworzenia wielopoziomowych modeli w postaci schematów blokowych ułatwia użytkownikowi pracę nad modelowaniem złożonych zagadnień. Użytkownik ma również możliwość tworzenia własnych bibliotek bloków związanych z charakterem prowadzonych badań i symulacji. W dobie procesorów sygnałowych istotną cechą środowiska jest również możliwość współpracy z tymi układami poprzez *Real Time Workshop (RTW)*- pakiet czasu rzeczywistego z generatorem kodu języka C i asemblera [87].

Korzystając ze środowiska Matlab/Simulink wraz z zastosowaniem dodatkowych urządzeń peryferyjnych – karty pomiarowe, karty wyposażone w procesory sygnałowe itp., istnieje możliwość przeprowadzenia szybkiego prototypowania. W szczególności jest to przydatne podczas procesu projektowania systemów sterowania.

Na uwagę zasługuje również szereg dostępnych bibliotek uzupełniających – *Toolbox*-ów. Zawarte w nich wyspecjalizowane funkcje w zasadniczy sposób ułatwiają modelowanie specyficznych zagadnień. Ze względu na ilość dostępnych bibliotek uzupełniających autor przedstawił jedynie te, które zostały wykorzystane w badaniach dotyczących niniejszej pracy doktorskiej.

Ze względu na charakter pracy związany z analizą stanów ustalonych i dynamicznych silników reluktancyjnych ze strumieniem poprzecznym, autor w swoich badaniach korzystał z bibliotek [90, 106]: *Genetic Algorithm and Direct Search*, oraz *Plecs*. Pierwszą z wymienionych bibliotek zastosowano w optymalizacji konstrukcji dwumodułowego silnika TF, drugą zaś w symulacji stanów przejściowych. Optymalizację przeprowadzono w oparciu o zawarte w ww. bibliotece operatory genetyczne i parametry algorytmów genetycznych, w połączeniu ze środowiskiem do obliczeń polowych oraz bazą danych. Zastosowanie drugiej z wymienionych bibliotek zostało wymuszone koniecznością symulacji pracy energoelektronicznego układu zasilania. Zawarte w bibliotece *Plecs* komponenty energoelektroniczne, elementy pasywne i aktywne pozwoliły na utworzenie obwodowego modelu półmostka typu „H” wykorzystywanego do zasilania silnika TF. Do niewątpliwych zalet tej biblioteki należy bardzo szeroki wachlarz możliwych do implementacji parametrów opisujących energoelektroniczne elementy mocy.

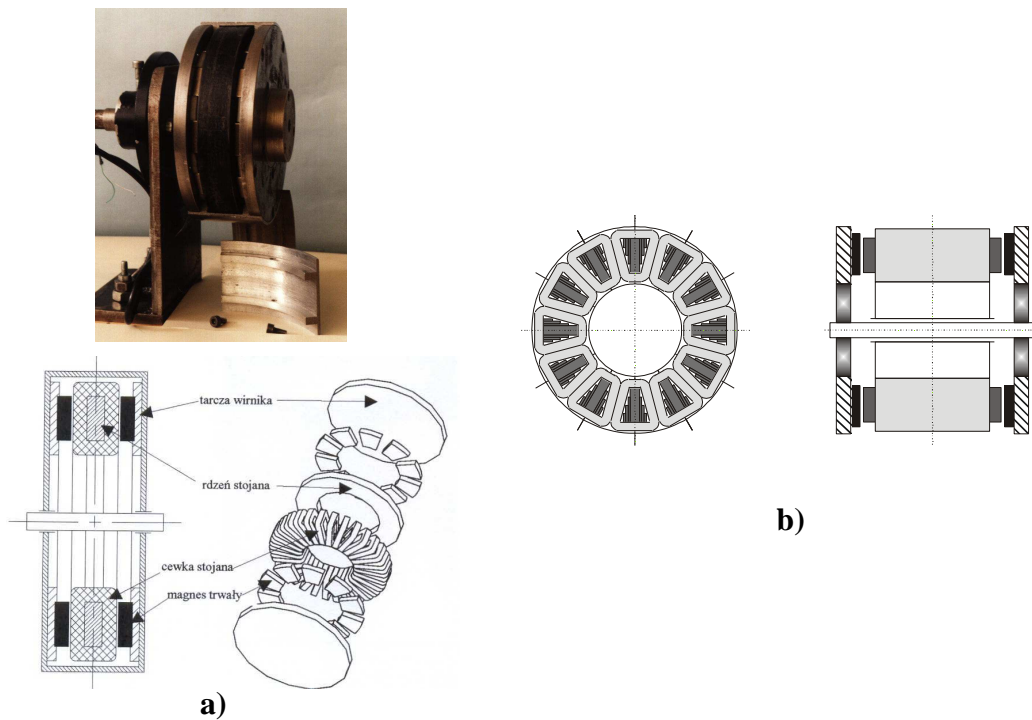
Rozdział 3

Analiza pola magnetycznego i optymalizacja silników reluktancyjnych ze strumieniem poprzecznym

3.1. Konstrukcje silników TF

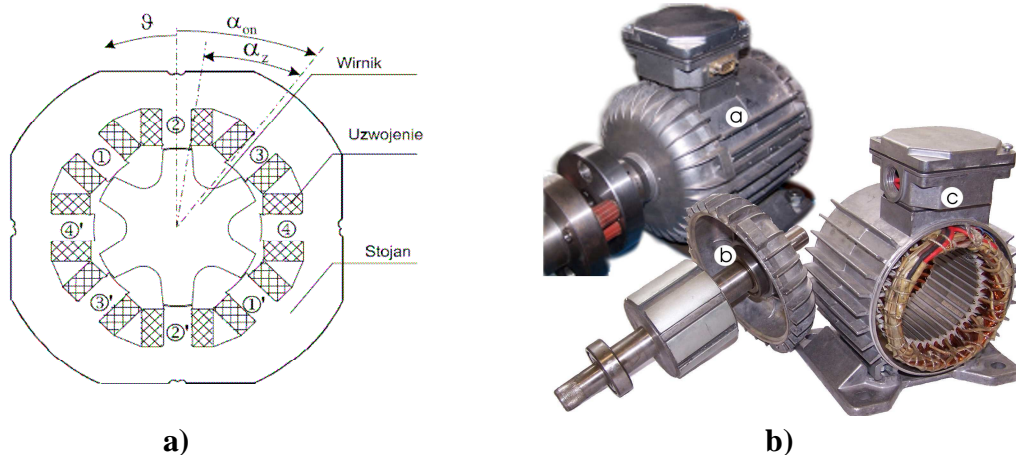
3.1.1. Modele fizyczne

Badania dotyczące maszyn elektrycznych ze strumieniem osiowym prowadzone są w Instytucie Układów Elektromechanicznych i Elektroniki Przemysłowej od kilkunastu lat. Należy do nich zaliczyć prace związane z silnikiem tarczowym z magnesami trwałymi typu *torus* (rys. 3.1a) [124], oraz silnikiem tarczowym ze strumieniem osiowym w stojanie (rys. 3.1b) [53].



Rys. 3.1. a) Silnik tarczowy typu *torus* [124],
b) silnik tarczowy ze strumieniem osiowym w stojanie [53]

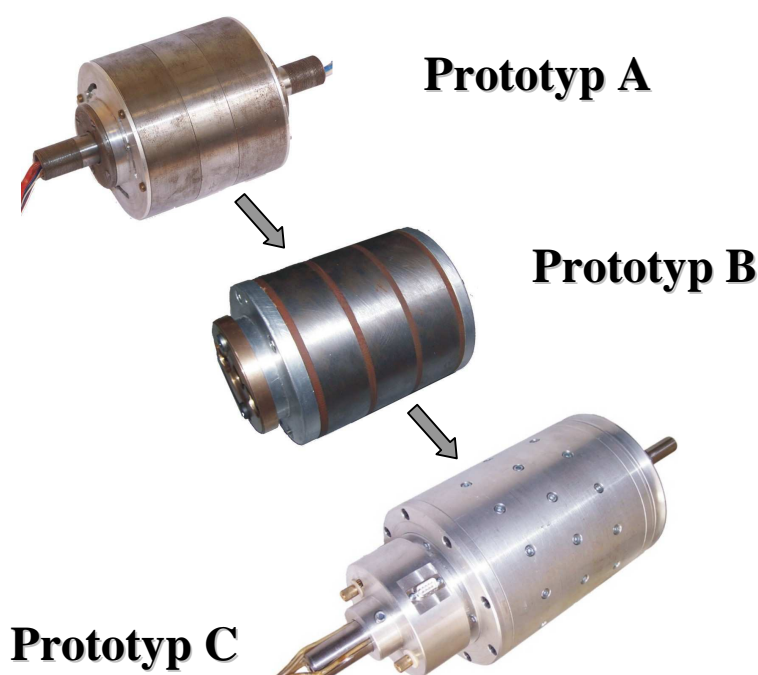
Powstały również prototypy silników reluktancyjnych (rys. 3.2a) [123] oraz bezszczotkowych silników prądu stałego z magnesami trwałymi (rys. 3.2b) [86].



Rys. 3.2. a) Silnik SRM 8/6 typu MRV3 [123],
b) silnik BLDC [86]

Jedną z ciekawszych konstrukcji udostępnionych Instytutowi przez prof. Z. Gorycę był modułowy silnik reluktancyjny z wirnikiem zewnętrznym (rys. 3.3 - Prototyp A). Prototyp ten zbudowano z trzech jednakowych modułów. Moduły stojana ułożono symetrycznie względem siebie, natomiast moduły wirnika przesunięto o dwadzieścia stopni mechanicznych. Moduły posiadają sześć zębów i jedno solenoidalne uzwojenie dla każdego pasma. Wszystkie części magnetowodu wykonano z litej stali (elementy masywne). Maszyna ta należy do grupy maszyn wolnoobrotowych ($n = 0 \div 300 \text{ obr/min}$), zasilana jest napięciem stałym ($U_n = 24 \text{ V}$, $I_n = 12 \text{ A}$).

Ów prototyp poddano intensywnym badaniom mającym na celu poprawę jego istotnych parametrów elektromechanicznych. Powstała praca doktorska dr M. Kowola [63], a jej autor skupił się przede wszystkim na analizie wpływu parametrów konstrukcyjnych oraz optymalizacji magnetowodu ww. maszyny, z punktu widzenia maksymalizacji średniej wartości momentu elektromagnetycznego i minimalizacji pulsacji. Wnikliwa analiza pola w prototypie A, pozwoliła na wprowadzenie modyfikacji prowadzących do nowego prototypu B (rys. 3.3).

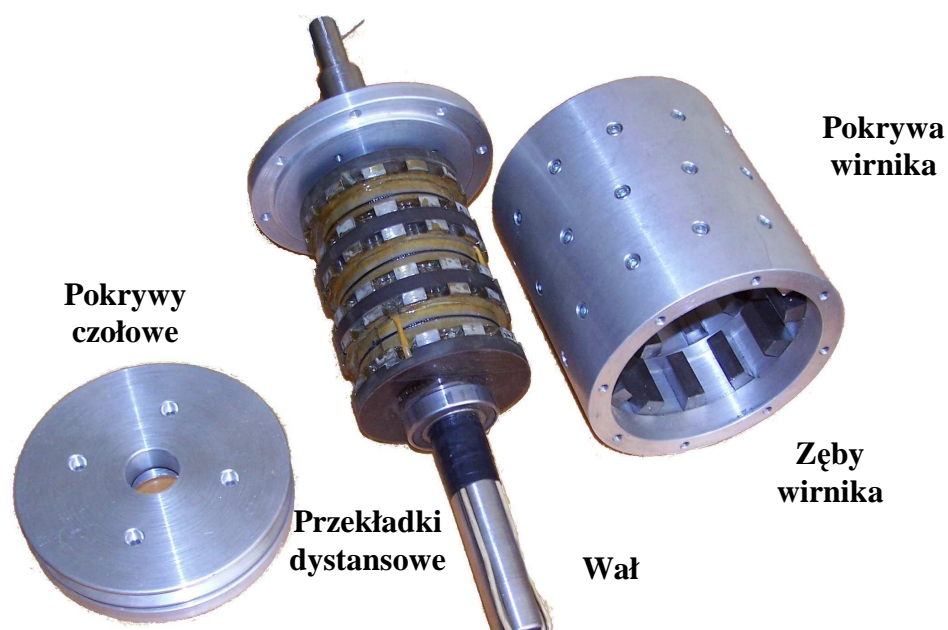


Rys. 3.3. Ewolucja prototypów silników TF (trójmodułowych) [63]

Kolejna konstrukcja (prototyp B) zawierała już przekładki dystansowe, które przyczyniły się do znacznej redukcji sprzężeń magnetycznych pomiędzy sąsiednimi modułami. Dodatkowym elementem niwelującym oddziaływanie pola magnetycznego sąsiednich modułów było zastosowanie wału ze stali niemagnetycznej. Mając na celu ograniczenie strat w żelazie autor pracy [63] zaproponował stojan wykonany częściowo z pakietu blach. W wyniku wprowadzonych zmian uzyskano wzrost wartości średniej momentu elektromagnetycznego o ponad 100% i redukcję pulsacji momentu o ponad 80%.

W dalszej części pracy [63] autor wykonał optymalizację konstrukcji silnika TF, przy użyciu algorytmów ewolucyjnych. Funkcja celu zawierała w sobie dwa składniki, pierwszy z nich odpowiadał za maksymalizację wartości średniej momentu elektromagnetycznego natomiast drugi minimalizował szkodliwe pulsacje momentu. Wynikiem procesu optymalizacji był prototyp C (rys. 3.4). W odróżnieniu od swoich poprzedników w nowej konstrukcji wykorzystano duraluminium, które posiada bardzo dobry stosunek wytrzymałości mechanicznej do masy. Z materiału tego wykonano pokrywę wirnika jak również pokrywę

zewnątrzne. Podobnie jak w prototypie B zastosowano przekładki dystansowe oraz wał ze stali kwasoodpornej.



Rys. 3.4. Prototyp C modułowego silnika reluktancyjnego z wirnikiem zewnętrznym [63]

Przeprowadzona optymalizacja w znaczny sposób wpłynęła na poprawę parametrów ruchowych silnika TF. Uzyskano konstrukcję, dla której średni moment elektromagnetyczny wzrósł w porównaniu do prototypu A aż o 800% przy jednocześnie 10-krotnym obniżeniu poziomu pulsacji [63]. Nowa struktura charakteryzowała się więc znacznie lepszymi właściwościami ruchowymi. Prototyp ten wykorzystano jako model bazowy do konstrukcji silnika dwumodułowego.

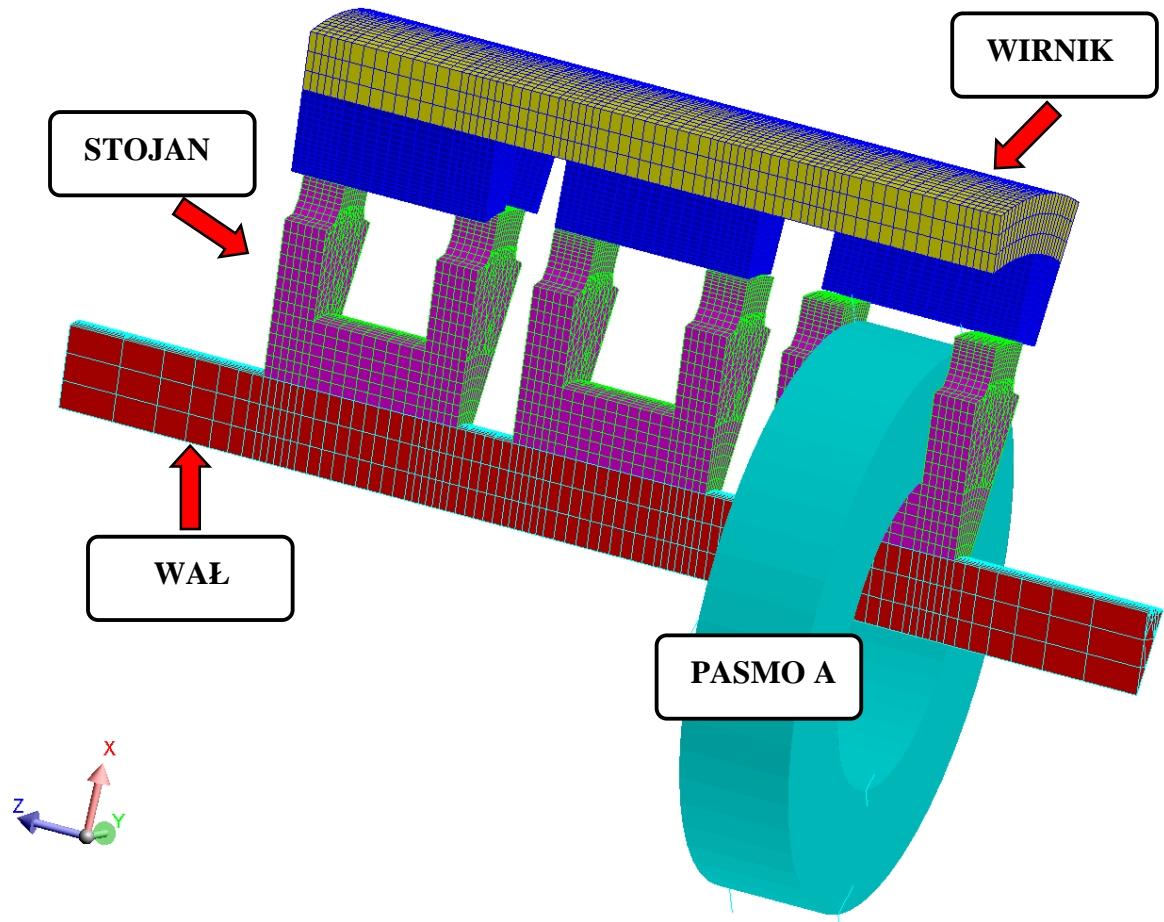
3.1.2. Model połowy trójmodułowego silnika TF

Silnik będący przedmiotem badań składa się z trzech modułów oddzielonych od siebie przekładkami dystansowymi w celu zminimalizowania sprzężeń pomiędzy sąsiednimi modułami. Wał maszyny wykonano z materiału o bardzo małej przenikalności magnetycznej (stal kwasoodporna). Każdy moduł zawiera 12 zębów oraz jedno uzwojenie w postaci cewki solenoidalnej. Poszczególne moduły wirnika są przesunięte względem siebie o dziesięć stopni mechanicznych, natomiast moduły stojana są ułożone symetrycznie względem siebie. Pokrywy zewnętrzne oraz pokrywę wirnika wykonano z materiału niemagnetycznego (duraluminium). Wybrane parametry elektromechaniczne oraz konstrukcyjne silnika TF zebrano w tabeli 3.1.

Tabela 3.1. Parametry elektromechaniczne i konstrukcyjne silnika TF [63]

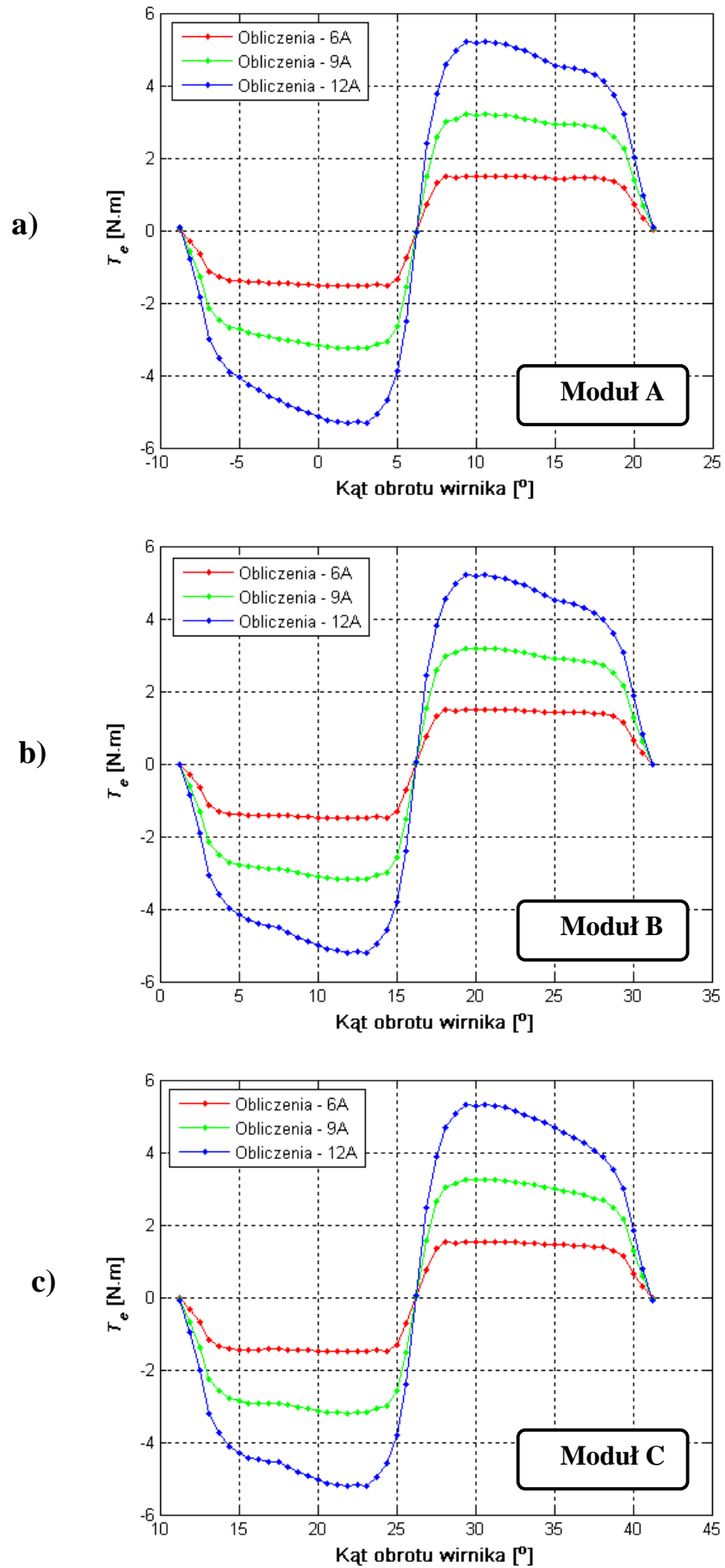
Napięcie znamionowe	$U_n = 24 \text{ V}$
Prąd znamionowy	$I_n = 12 \text{ A}$
Prędkość obrotowa	$0 \div 300 \text{ obr/min}$
Liczba modułów	3
Średnica zewnętrzna wirnika	158 mm
Średnica zewnętrzna stojana	103,5 mm
Szerokość szczeliny powietrznej	$\delta = 0,5 \text{ mm}$
Uzwojenie	130 zwojów (2 mm^2)

W oparciu o analizy zamieszczone w pracy [63] zbudowano model połowy modułowego silnika TF. Mając na uwadze ograniczenie obszaru obliczeniowego zastosowano warunki brzegowe okresowe, które pozwoliły na minimalizację obszaru obliczeniowego do jednej dwunastej całego silnika. Do dyskretyzacji zastosowano elementy pierwszego rzędu zbudowane z sześciu lub ośmiu węzłów. Model numeryczny wraz z siatką dyskretyzacyjną i uzwojeniem pasma A przedstawiono na rysunku 3.5.

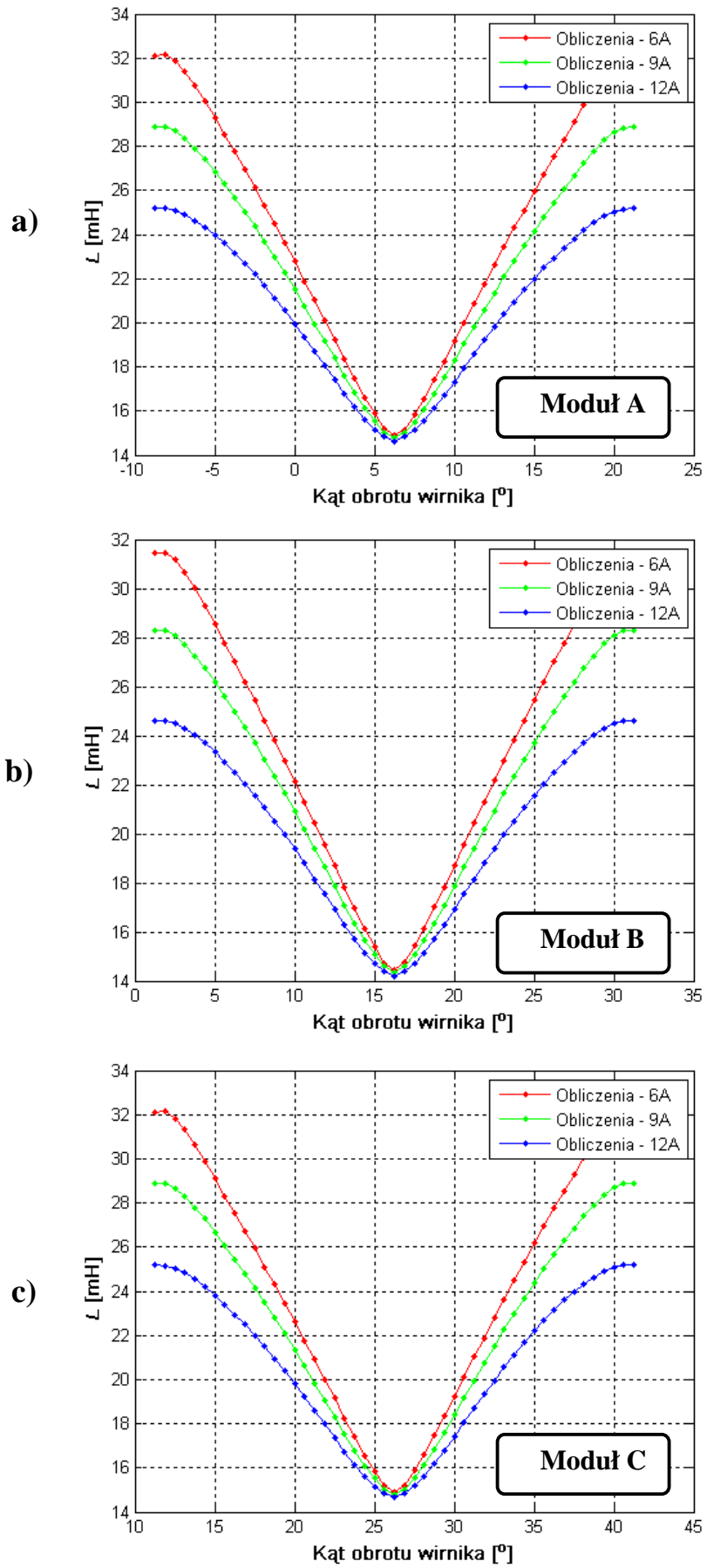


Rys. 3.5. Model numeryczny trójmodułowego silnika TF

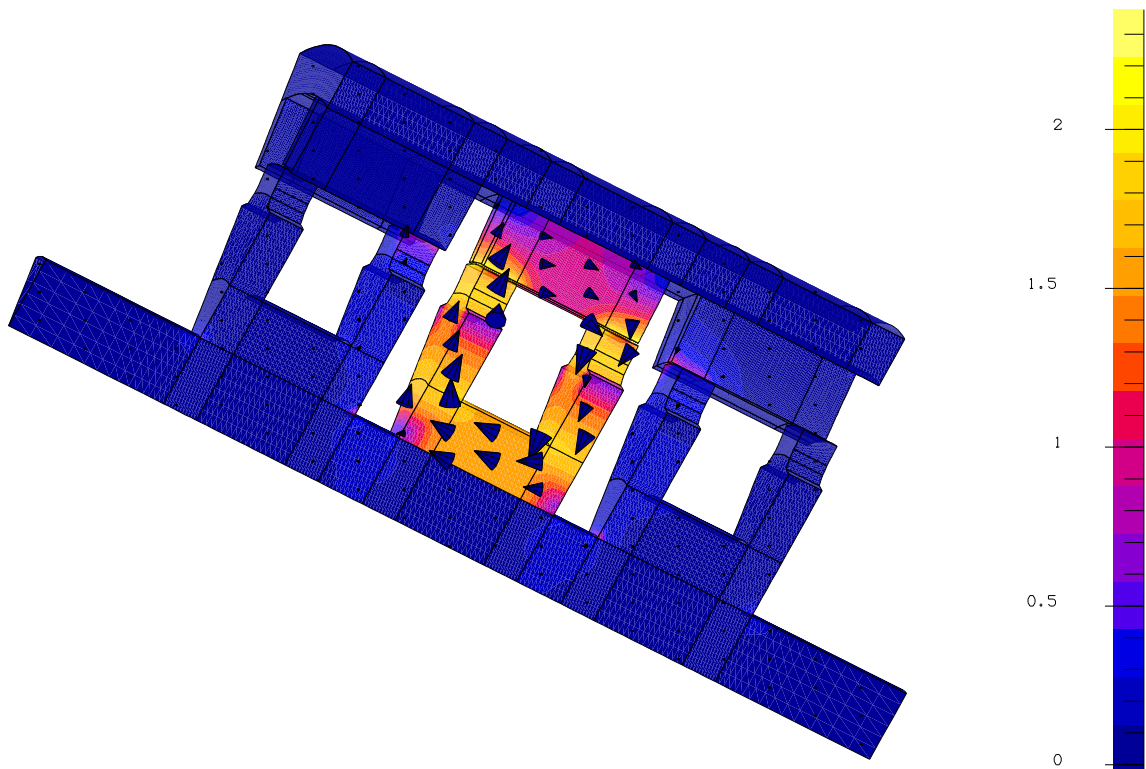
Dla przedstawionego wyżej modelu wykonano serię obliczeń z zakresu magnetostatyki. Poszukiwano charakterystyk momentu elektromagnetycznego i indukcyjności własnej poszczególnych modułów silnika dla różnych wymuszeń. Moment elektromagnetyczny wyznaczono korzystając z gotowej procedury obliczeniowej zawartej w środowisku obliczeniowym bazującej na metodzie pracy wirtualnej. Jak widać z wykresów, przedstawionych na rysunku 3.6, wartości momentu elektromagnetycznego dla zewnętrznych modułów są identyczne. Jedynie wartość momentu dla środkowego modułu jest nieco niższa, co może wynikać z niewielkich sprzężeń magnetycznych z sąsiednimi modułami. Na rysunku 3.8 przedstawiono przykładowy rozkład wartości bezwzględnej indukcji magnetycznej dla środkowego modułu silnika reluktancyjnego ze strumieniem poprzecznym.



Rys. 3.6. Moment elektromagnetyczny w funkcji kąta obrotu wirnika dla prototypu C
 a) moduł A, b) moduł B, c) moduł C

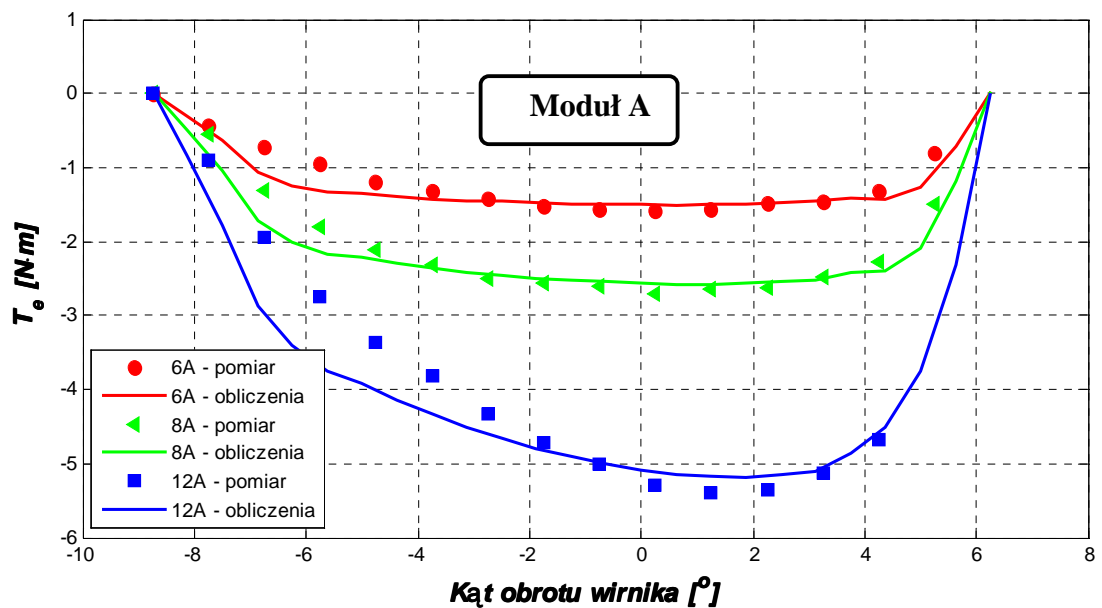


Rys. 3.7. Indukcyjność własna w funkcji kąta obrotu dla prototypu C a) moduł A, b) moduł B, c) moduł C



Rys. 3.8. Przykładowy rozkład wartości bezwzględnej indukcji magnetycznej dla prototypu C przy zasilaniu pasma B

Głównym wyznacznikiem przydatności modelu numerycznego jest określenie jego stopnia zgodności z obiektem fizycznym. W tym celu przeprowadza się weryfikację pomiarową wyników obliczeń. Wyniki obliczeń momentu elektromagnetycznego dla jednego z modułów, porównano z danymi zamieszczonymi w pracy [63]. Na rysunku 3.9 przedstawiono porównanie otrzymanych rezultatów z pomiarami. Pełna weryfikacja pomiarowa w odniesieniu do stanów dynamicznych zostanie przedstawiona w dalszej części pracy.



Rys. 3.9. Weryfikacja pomiarowa obliczeń momentu elektromagnetycznego prototypu C silnika trójmodułowego - moduł A

3.2. Dwumodułowy silnik TF

3.2.1. Model polowy

Zagadnienia związane z przetwarzaniem energii w maszynach elektrycznych należą do bardzo złożonych. Obecna wiedza na temat właściwości fizycznych materiałów oraz zjawisk zachodzących w przetwornikach elektromechanicznych jest na tyle szeroka, że uwzględnienie wszystkich prowadziłoby do bardzo złożonych i kosztownych obliczeniowo modeli. Konieczna jest więc wstępna analiza przedmiotu badań, pod kątem wprowadzenia założeń upraszczających i pominięcia niektórych zjawisk. Warunkiem poprawnej analizy pracy danego przetwornika jest wyznaczenie prawidłowego rozkładu pola magnetycznego. Wszelkie uproszczenia nie mogą więc zniekształcać rzeczywistego rozkładu pola w maszynie [71].

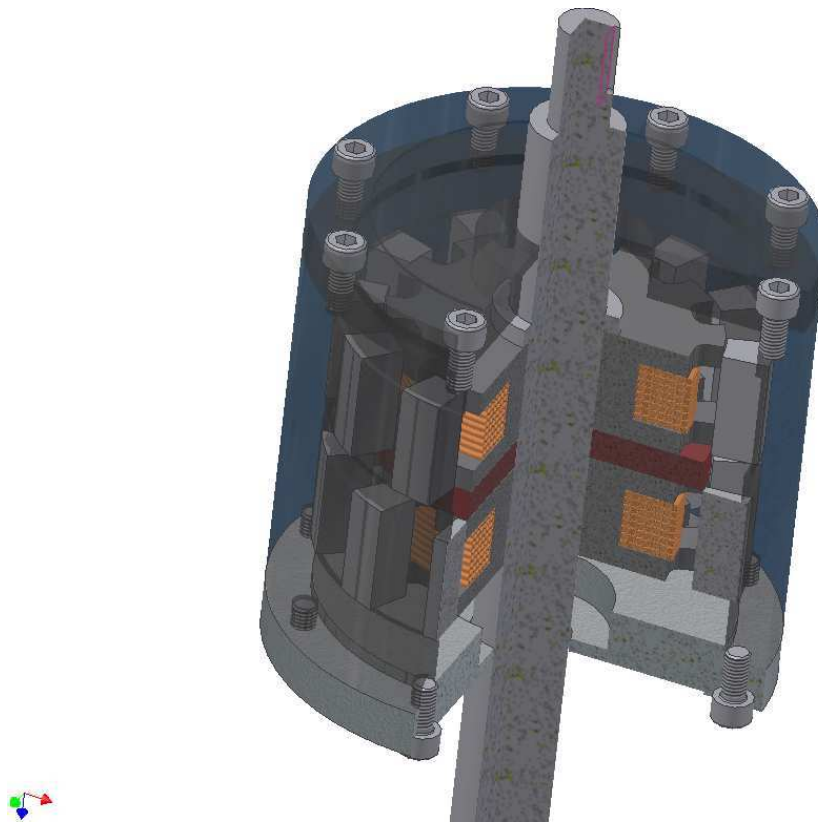
Biorąc pod uwagę specyficzną budowę analizowanej maszyny jak i warunki jej pracy, do dalszych rozważań przyjęto następujące założenia upraszczające:

- rozpatrywano pole magnetyczne ustalone (magnetostatyczne);
- pominięto prądy wirowe;
- pominięto histerezę magnetyczną;
- uzwojenie zastąpiono przez szyny z prądem o równomiernej gęstości w całym przekroju cewek;
- pominięto stany przejściowe podczas załączania oraz wyłączania prądu w pasmach.

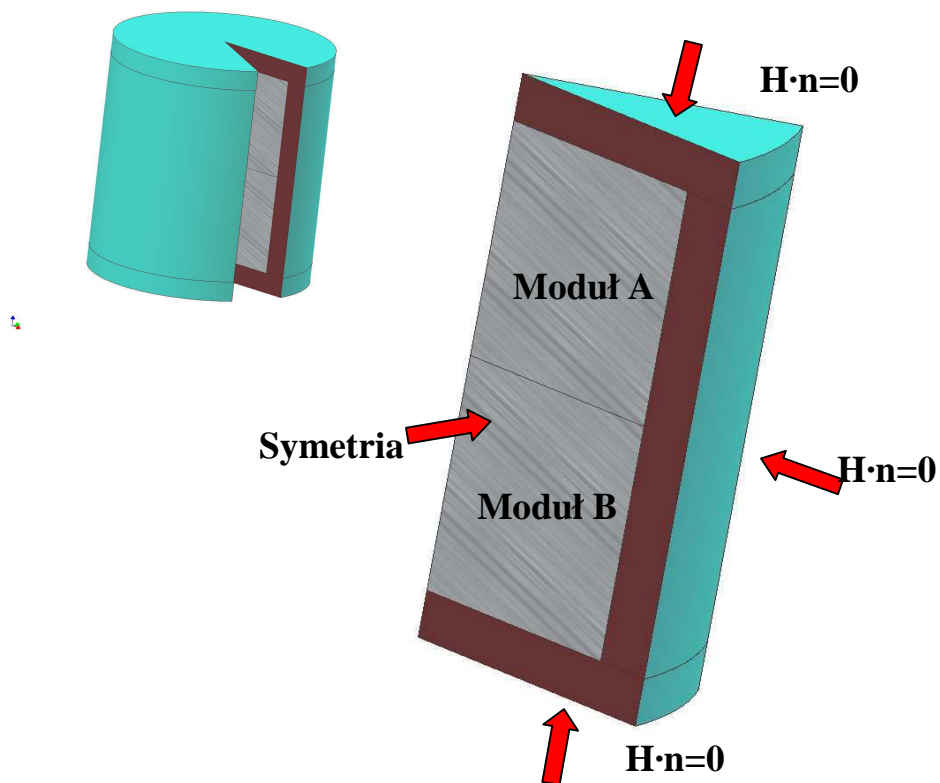
Niezwykle istotnym ze względu na nakłady obliczeniowe w modelowaniu zagadnień polowych jest wybór rozmiaru przestrzeni obliczeniowej. Głównym wyznacznikiem decydującym o zastosowaniu dwu lub trójwymiarowej przestrzeni obliczeniowej jest budowa przetwornika elektromagnetycznego. Dwuwymiarowa metoda elementów skończonych znakomicie nadaje się do obliczeń maszyn o klasycznym rozplywie strumienia i charakteryzuje się stosunkowo niewielkimi nakładami obliczeniowymi. Jak sugerują jednak autorzy prac [2, 47, 55, 63, 71] w analizie maszyn o specjalnych konstrukcjach, niezbędne jest stosowanie modeli trójwymiarowych. Wynika to przede wszystkim ze znacznych błędów generowanych podczas stosowania dwuwymiarowej MES. Podobnie, bardzo niedokładne rozwiązania otrzymano stosując metody analityczne (metoda sieci reluktancyjnych [2]). W tym wypadku bardzo korzystnym kompromisem wydaje się użycie trójwymiarowych modeli opartych na metodzie elementów skończonych.

Nakłady czasowe związane ze stosowaniem trójwymiarowej MES są jednak duże biorąc nawet pod uwagę znaczący postęp w technice komputerowej. Naturalnym podejściem umożliwiającym znaczne ograniczenie rozmiarów modelu jest stosowanie warunków symetrii pola magnetycznego. Koniecznym jest jednak dokładne poznanie fizycznej struktury maszyny [125]. Rysunek 3.10 przedstawia przekrój trójwymiarowego modelu silnika TF.

We wstępnym etapie badań określono minimalny obszar równy jednej podziałce biegunowej, względem którego zachodzą warunki symetrii obrotowej maszyny. Pozwala to na ograniczenie obszaru obliczeniowego do jednej dwunastej całego modelu. Rysunek 3.11 przedstawia sposób definiowania warunków brzegowych dla wyselekcjonowanego wycinka silnika reluktancyjnego dwumodułowego. Nieodzownym elementem jest obszar powietrza obejmujący model silnika, na którego zewnętrznej granicy zastosowano zerowy warunek brzegowy ($\mathbf{H} \cdot \mathbf{n} = 0$).

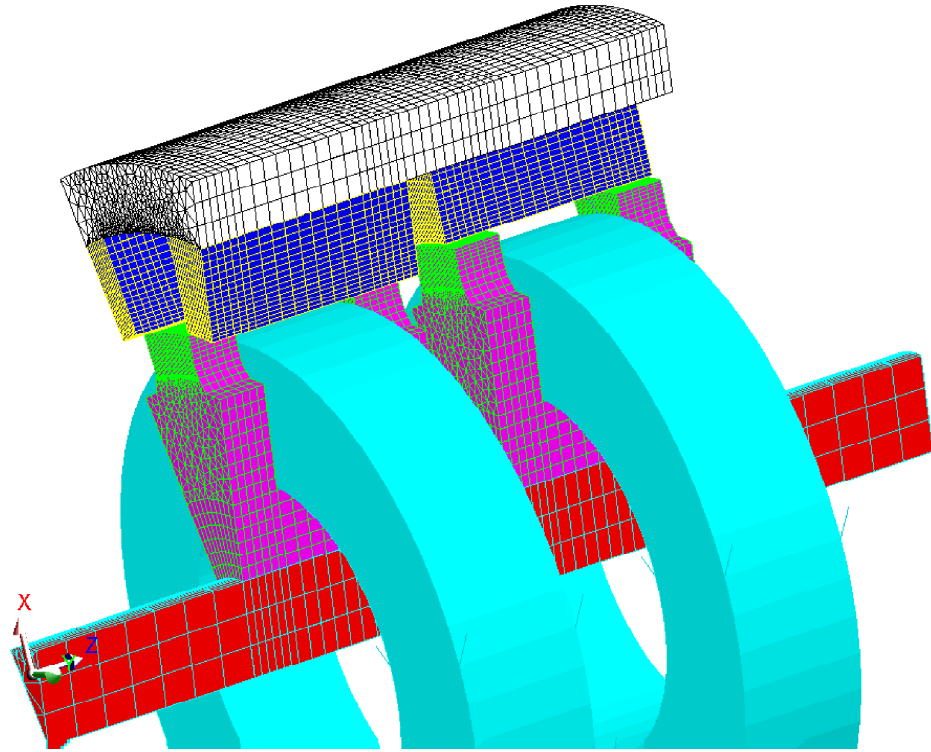


Rys. 3.10. Trójwymiarowa wizualizacja dwumodułowego silnika TF



Rys. 3.11. Sposób definicji warunków brzegowych w modelu numerycznym dwumodułowego silnika TF

Bardzo istotnym elementem modelowania zagadnień brzegowych z wykorzystaniem MES jest utworzenie odpowiedniej siatki dyskretyzacyjnej [81, 122]. Przeprowadzona analiza wstępna dla różnych siatek obliczeniowych pozwoliła wyodrębnić taką topologię siatki dyskretyzacyjnej, która nie zniekształcała otrzymanego rozkładu pola. Rozwiązanie to przedyskutowano również pod względem minimalizacji nakładów obliczeniowych.



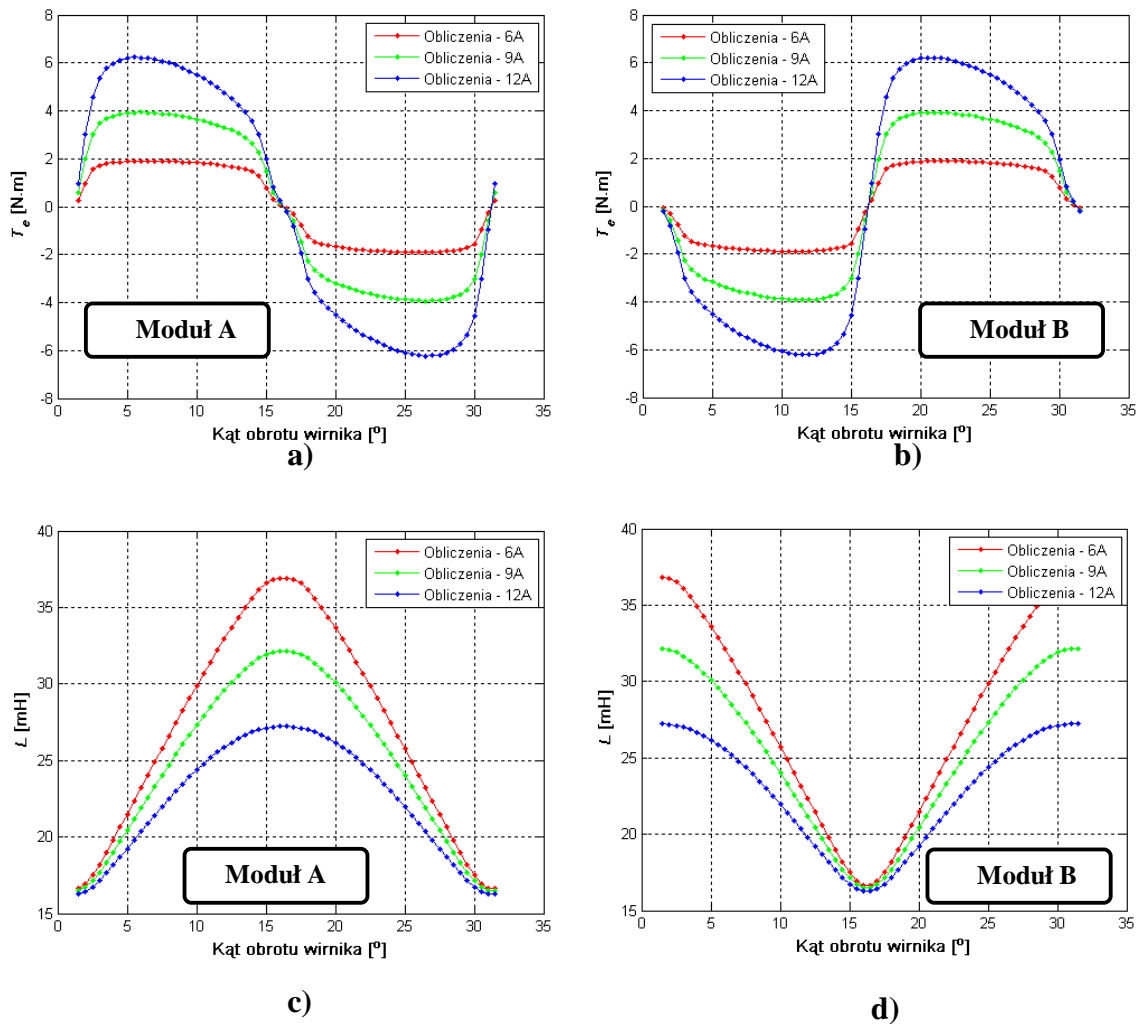
Rys. 3.12. Siatka dyskretyzacyjna modelu numerycznego dwumodułowego silnika TF (1/12 objętości całego silnika wraz z uzwojeniami)

Rysunek 3.12 przedstawia siatkę dyskretyzacyjną modelu wraz z uzwojeniami. Siatka składała się z 139072 węzłów i 170100 elementów sześć i ośmiowęzłowych pierwszego rzędu.

3.2.2. Wyniki obliczeń

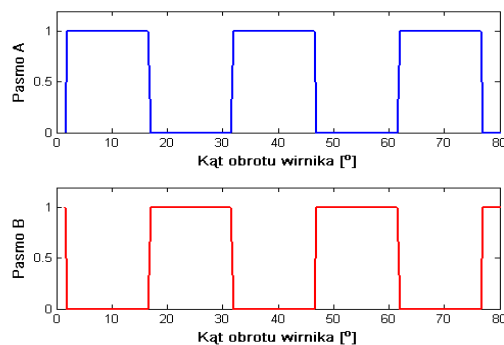
Główną zaletą wynikającą z modelowania obiektów za pomocą zaawansowanych środowisk obliczeniowych, jest przede wszystkim uniknięcie kosztów związanych z budową licznych prototypów. Należy jednak pamiętać o uwzględnieniu w modelach matematycznych zjawisk wpływających w istotny sposób na zgodność modeli z obiektami fizycznymi. Przeprowadzenie weryfikacji pomiarowej na wstępnym etapie badań nie zawsze jest jednak możliwe, a w niektórych przypadkach wręcz bezcelowe.

Do najważniejszych wielkości charakteryzujących maszyny elektryczne wirujące należą moment elektromagnetyczny oraz indukcyjność. Dla przedstawionego wyżej modelu wykonano serię obliczeń w ustalonym stanie pracy zasilając pojedyncze pasma. Wykonano symulacje dla trzech różnych wartości prądu w pasmach. Na rysunku 3.13 zebrano otrzymane wyniki obliczeń dla momentu elektromagnetycznego oraz indukcyjności własnej statycznej pojedynczych pasm silnika TF.

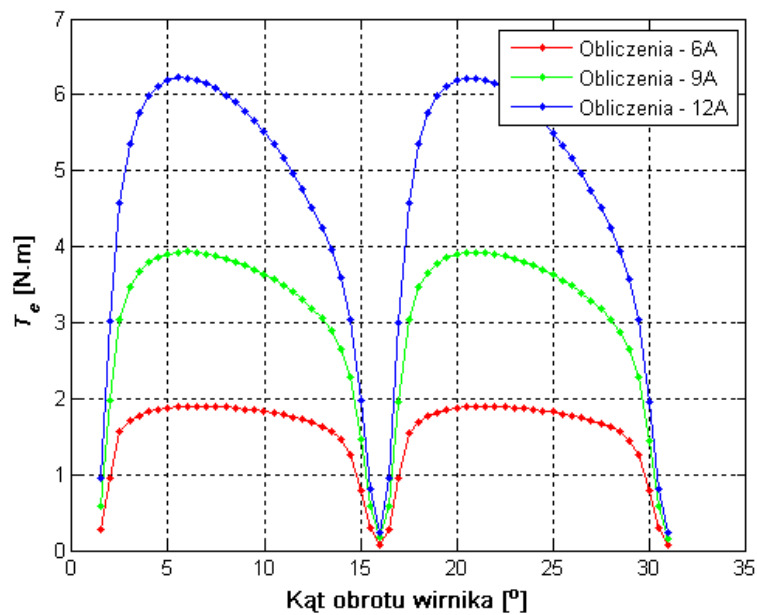


Rys. 3.13. Moment elektromagnetyczny w funkcji kąta obrotu wirnika, **a)** moduł A, **b)** moduł B, indukcyjność własna w funkcji kąta obrotu **c)** moduł A, **d)** moduł B

Sterowanie silnika w najprostszym przypadku polega na sekwencyjnym załączaniu poszczególnych pasm, co pokazano na rysunku 3.14. Zasilenie dowolnego pasma wywołuje powstanie siły, która doprowadzi do takiego ustawienia się zębów wirnika względem stojana, w którym występuje stan równowagi stabilnej. Dokonanie sekwencyjnych przełączeń poszczególnych pasm generuje ruch obrotowy wirnika względem stojana. Jednak specyficzna budowa opisywanej maszyny uniemożliwia uzyskanie stabilnego ruchu obrotowego ze względu na zerowanie się wypadkowego momentu elektromagnetycznego (rys. 3.15). Powstaje więc konieczność przeprowadzenia optymalizacji pod kątem uzyskania stabilnych warunków pracy dwumodułowego silnika TF.

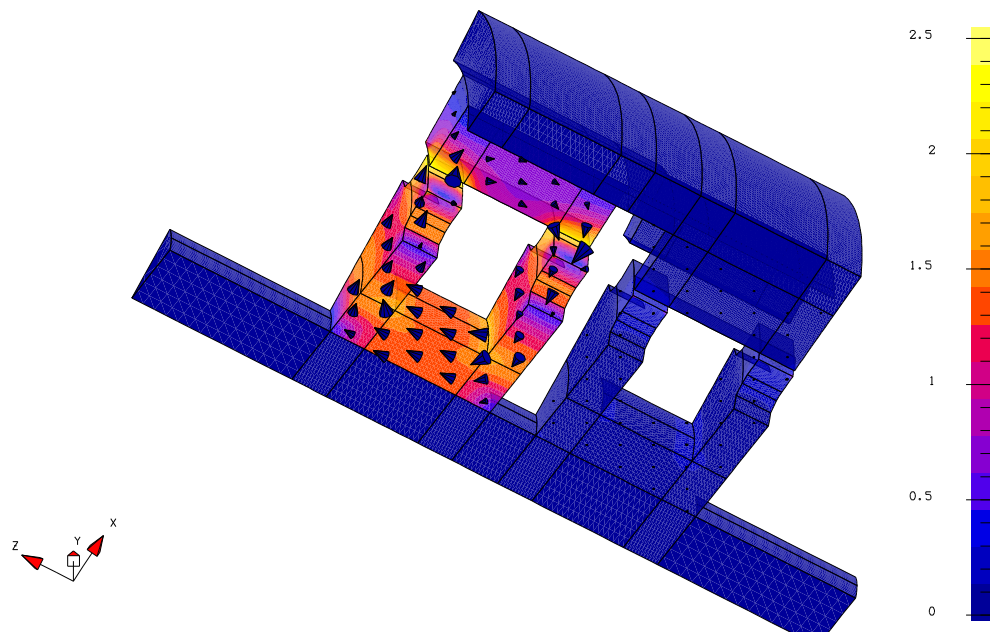


Rys. 3.14. Przykładowy sposób sterowania silnika TF



Rys. 3.15. Wypadkowy moment elektromagnetyczny w funkcji kąta obrotu wirnika dla podanego na rysunku 3.14 sposobu sterowania

Przeprowadzone obliczenia wstępne prócz istotnej wady omawianej maszyny wykazały również możliwość wprowadzenia w model numerycznym dużych uproszczeń. Rysunek 3.16 przedstawiający przykładowy rozkład indukcji magnetycznej pozwala wyciągnąć wniosek o istnieniu bardzo niewielkich sprzężeń magnetycznych pomiędzy sąsiednimi modułami. Za taki stan rzeczy odpowiedzialne jest zastosowanie w modelu przekładek z materiału o bardzo niskim współczynniku przenikalności magnetycznej oraz wału ze stali kwasoodpornej. Dużą korzyścią płynącą z występowania pomijalnych sprzężeń magnetycznych jest możliwość dalszej minimalizacji obszaru obliczeniowego i modelowanie już tylko połowy jednego modułu, z uwzględnieniem zarówno warunków periodycznych jak i symetrii. Uproszczenie to pozwala na znaczne rozszerzenie analiz i ograniczenie nakładów obliczeniowych w procesie optymalizacji konstrukcji silnika TF.



Rys. 3.16. Przykładowy rozkład wartości bezwzględnej indukcji magnetycznej przy zasilaniu pasma A silnika dwumodułowego

3.3. Optymalizacja

3.3.1. Algorytmy ewolucyjne i środowisko obliczeniowe

Spośród wielu metod używanych obecnie do rozwiązania zagadnień optymalizacji na szczególną uwagę zasługuje grupa algorytmów genetycznych, wywodzących się z nurtu obliczeń ewolucyjnych. Powstały one na drodze obserwacji prowadzonych w środowisku naturalnym, gdzie zauważono iż lepsze przystosowanie osobników danego gatunku do życia w określonym ekosystemie, daje dużo wyższe szanse przetrwania niż u osobników innych – słabiej przystosowanych [37, 82, 99, 119].

Nazwa *algorytmy genetyczne* (AG) została zaproponowana w latach siedemdziesiątych przez J. Hollanda, który ujął w ten sposób zachodzące w naturze przypadki mutacji kodów genetycznych oraz ich przenoszenie na dalsze pokolenia, w odniesieniu do zagadnień optymalizacji. AG należą do grupy algorytmów ewolucyjnych (AE), która z kolei należy do bardzo prężnie rozwijającej się dziedziny wiedzy – inteligencji obliczeniowej (ang. Computational Intelligence) [99].

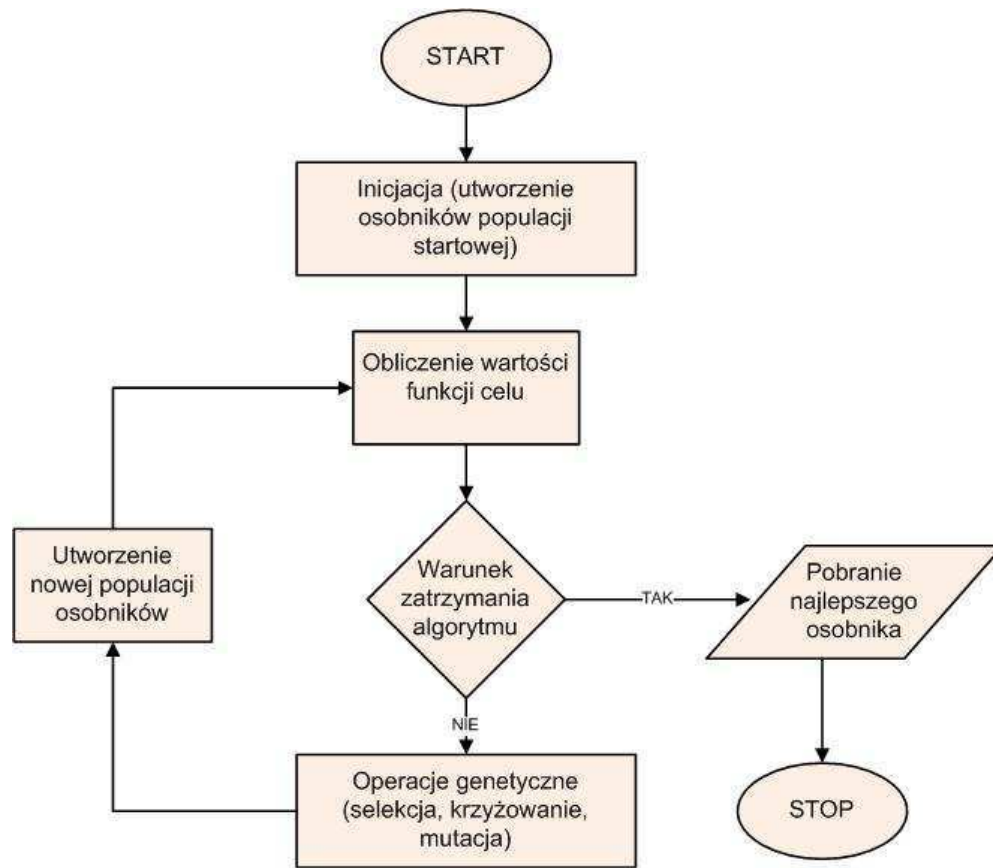
Istota działania AG oparta jest o dwa podstawowe mechanizmy: mechanizm eksploracji analizujący różne obszary zawarte w danej przestrzeni rozwiązań oraz mechanizm odpowiedzialny za określenie i wykorzystanie współczynnika jakości danego obszaru. Drugi z mechanizmów można wiązać ze ścisłą selekcją, rozumianą jako stopień dostosowania osobnika danej populacji do średniego dostosowania tejże populacji [99, 119].

Proces optymalizacji przy użyciu AG jest jednak bardzo czuły na zachowanie odpowiednich proporcji pomiędzy jego dwoma podstawowymi mechanizmami działania. Zbyt duże prawdopodobieństwo krzyżowania i mutacji przy jednoczesnym obniżeniu tzw. naporu selekcyjnego w zasadniczy sposób polepsza zdolności poszukiwawcze (eksploracyjne), obniżając tym samym zdolności eksploatacyjne algorytmu i odwrotnie. Mając na uwadze tą zależność, należy bardzo ostrożnie podchodzić do otrzymanych rezultatów będących wynikiem działania AG, gdyż często otrzymane rozwiązanie nie jest rozwiązaniem optymalnym dla całej przestrzeni a jedynie dla jej wycinka [119].

Mając na uwadze przedstawione wyżej cechy charakterystyczne i mechanizm działania AG badania optymalizacyjne przedstawione w pracy przeprowadzono stosując AE – będące uogólnieniem algorytmów genetycznych. Algorytmy ewolucyjne często sprawdzają się znacznie lepiej niż klasyczne AG. Wszelkie dane niezbędne do poszukiwania rozwiązań występują tutaj w postaci zakodowanej. Wybór nowych rozwiązań bazuje na metodach ewolucyjno-probabilistycznych. Zastosowanie prostych – łatwych do obliczenia funkcji celu z pominięciem badania ciągłości funkcji czy też obliczania jej pochodnych itp. dodatkowo warunkuje dużą skuteczność i uniwersalność działania. Jakość otrzymanych rezultatów ściśle wiąże się z parametrami tj.: prawdopodobieństwem krzyżowania i mutacji, rozmiarem populacji, zasadą selekcji i liczbą generacji, itp. Dobór tych parametrów dla określonego zadania optymalizacyjnego jest stosunkowo trudny. Jednym ze sposobów jest przeprowadzenie obliczeń dla różnej wartości tych parametrów i porównanie otrzymanych rozwiązań, co jednak dla złożonych problemów wymaga znacznych nakładów obliczeniowych [63, 82, 104, 121].

Działanie algorytmu ewolucyjnego jest oparte na kilku podstawowych operacjach. Wszystkie osobniki danej populacji podlegają procesowi krzyżowania i mutacji – samoistnych zmian w swojej strukturze, co pozwala na osiągnięcie nowej populacji. Operacja zwana selekcją powoduje usunięcie osobników najmniej przystosowanych dotrzymując przy tym warunek niezmienności maksymalnego rozmiaru populacji. Przyjęcie warunku opisującego maksymalną ilość generacji, skutkuje zakończeniem działania algorytmu, równoznacznym z otrzymaniem osobników najlepiej przystosowanych. W innym podejściu, za warunek zakończenia działania algorytmu można przyjąć np.: osiągnięcie zadanej wartości funkcji celu lub wystarczająco małą zmianę wartości funkcji celu dla najlepiej

przystosowanego osobnika w określonej liczbie generacji. Ogólny schemat działania AE przedstawiono na rysunku 3.17 [63, 123].



Rys. 3.17. Schemat blokowy działania algorytmu ewolucyjnego

Poniżej opisano trzy podstawowe operacje (selekcja, mutacja i krzyżowanie) charakteryzujące proces optymalizacji za pomocą AE.

Selekcja

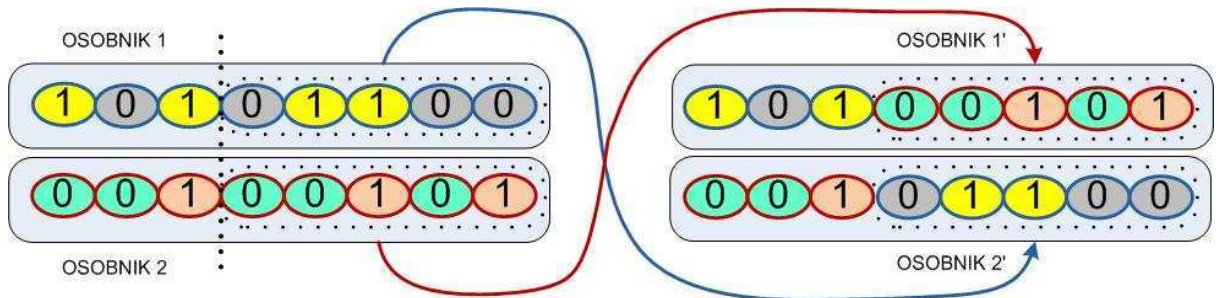
Analogicznie do zjawisk zachodzących w przyrodzie poprzez selekcję rozumie się wyodrębnienie z pewnej populacji osobników o największych szansach przeżycia. Inaczej rozumując selekcja określa najliczniejszą grupę osobników reprezentowanych w kolejnych populacjach. Wyznaczenie wartości funkcji celu dla populacji startowej pozwala w kolejnym kroku na określenie stopnia przystosowania danego osobnika. Jednym z najczęściej stosowanych sposobów na określenie przystosowania jest metoda „koła ruletki”. Polega ona na n krotnym losowaniu (gdzie n – liczba osobników) ze starej populacji osobników, które zostaną przeniesione do nowej populacji [121]. Wszystkie osobniki mają różne szanse, proporcjonalne do wartości ich przystosowania. Do innych metod selekcji należy zaliczyć takie metody selekcji jak: *ranking liniowy*, czy tzw. *turniej* [38].

Krzyżowanie

W obliczeniach ewolucyjnych, każdy z osobników będący potencjalnie jednym z rozwiązań danego zagadnienia, jest reprezentowany w postaci łańcucha binarnego. Przez analogię do pary chromosomów, krzyżowanie polega na wymianie części informacji zawartych w łańcuchach losowo wybranej pary rodziców. W konsekwencji otrzymujemy dwa nowe łańcuchy posiadające pewne cechy swych poprzedników. Częstość zachodzenia tejże operacji zależy od tzw. prawdopodobieństwa krzyżowania p_c (zwykle $p_c \in [0.6, 1]$). Przykład

krzyżowania jednopunktowego przedstawiono na rysunku 3.18. Do najczęściej stosowanych sposobów krzyżowania należy [38, 63, 106]:

- krzyżowanie jednopunktowe;
- krzyżowanie wielopunktowe;
- krzyżowanie arytmetyczne;
- krzyżowanie mieszane.

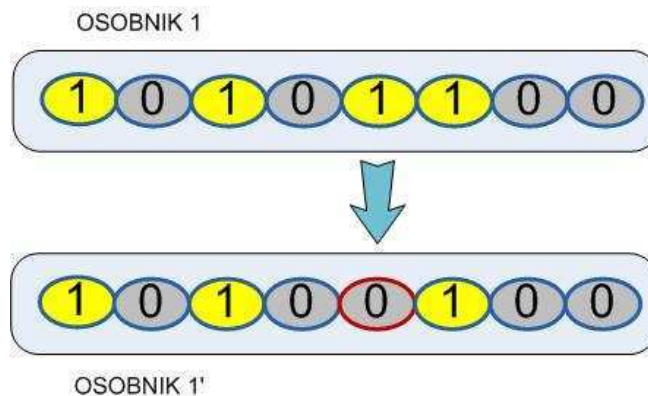


Rys. 3.18. Przykład krzyżowania prostego (jednopunktowego) osobników

Mutacja

Operacja mutacji polega na wprowadzeniu przypadkowych zmian na wybranych bitach łańcucha opisującego dany osobnik. Zmianie może ulec każdy z pojedynczych bitów łańcucha z pewnym prawdopodobieństwem określanym jako prawdopodobieństwo mutacji. W rezultacie otrzymuje się całkowicie nowego osobnika w populacji o znamionach różnych od nawet całej poprzedniej populacji (rys. 3.19). Operacja ta pozwala na eksplorację znacznie szerszego obszaru i zwiększa szanse na odnalezienie globalnego ekstremum. Zbyt duże prawdopodobieństwo mutacji obniża jednak zbieżność procesu optymalizacji i czyni poszukiwania bardziej losowymi [38, 63, 121]. W literaturze wymienia się kilka zasadniczych typów mutacji [106]:

- mutację równomierną;
- mutację nierównomierną;
- mutację gaussowską;
- przystosowanie realistyczne.



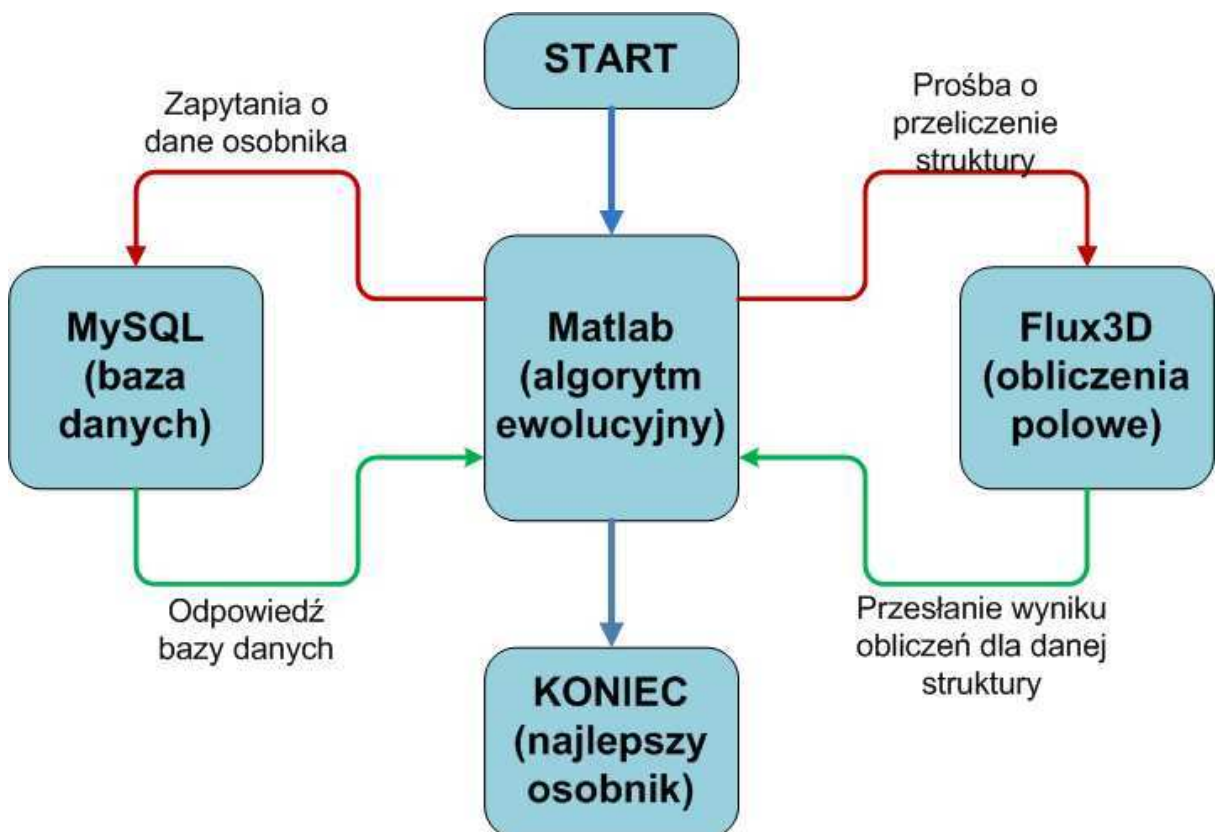
Rys. 3.19. Przykład mutacji osobników

W niniejszej pracy prowadzono badania z wykorzystaniem operatora krzyżowania w wersji arytmetycznej i heurystycznej oraz operatora mutacji równomiernej i nierównomiernej. Szczegółowy opis wymienionych operatorów zawarto w literaturze [106].

Proces optymalizacji przeprowadzono w oparciu o trzy podstawowe narzędzia:

- narzędzie do obliczeń pola magnetycznego (Flux3D);
- narzędzie nadzorujące proces optymalizacji – Matlab (Genetic algorithms toolbox);
- narzędzie służące do gromadzenia danych – baza danych (MySQL).

Przepływ informacji pomiędzy wymienionymi środowiskami w trakcie obliczeń optymalizacyjnych przedstawiono na poniższym schemacie (rys. 3.20). Główne narzędzie – środowisko Matlab z bibliotekami zawierającymi algorytmy ewolucyjne, realizując algorytm przeszukiwania przestrzeni obliczeniowej sprzęgnięto poprzez język skryptowy z oprogramowaniem do analizy pola – Flux3D. Każdą z wygenerowanych struktur modelu poddawano analizie polowej z zastosowaniem MES otrzymując istotne parametry całkowite takie jak np.: charakterystyka momentu elektromagnetycznego. Na podstawie otrzymanych parametrów całkowitych algorytm ewolucyjny wyliczał wartość funkcji celu i decydował o dalszym kierunku poszukiwań. Proces ten powtarzano aż do osiągnięcia warunku zatrzymania, za który przyjęto zadaną maksymalną liczbę generacji.

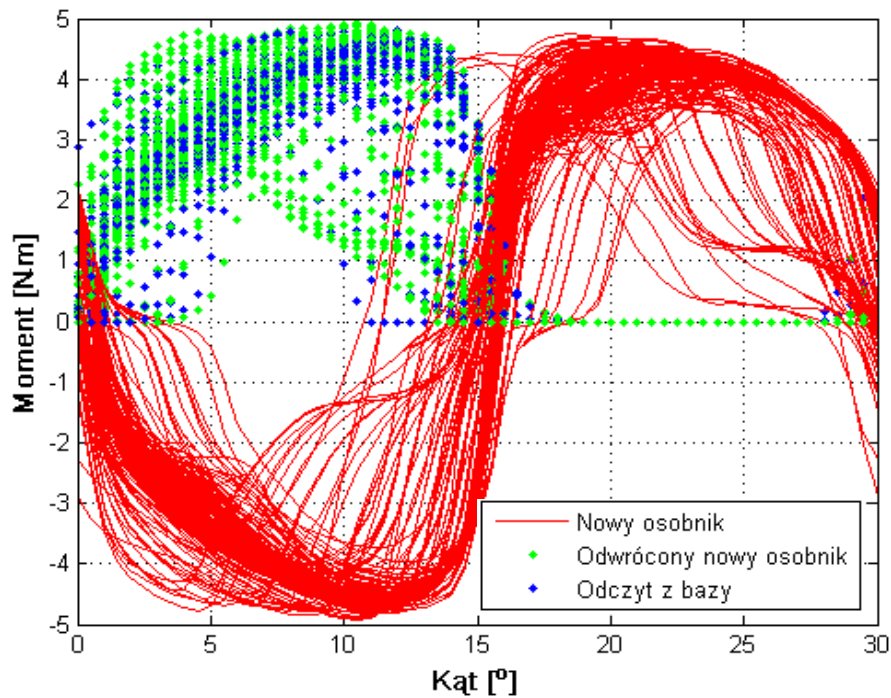


Rys. 3.20. Schemat wymiany informacji podczas procesu optymalizacji

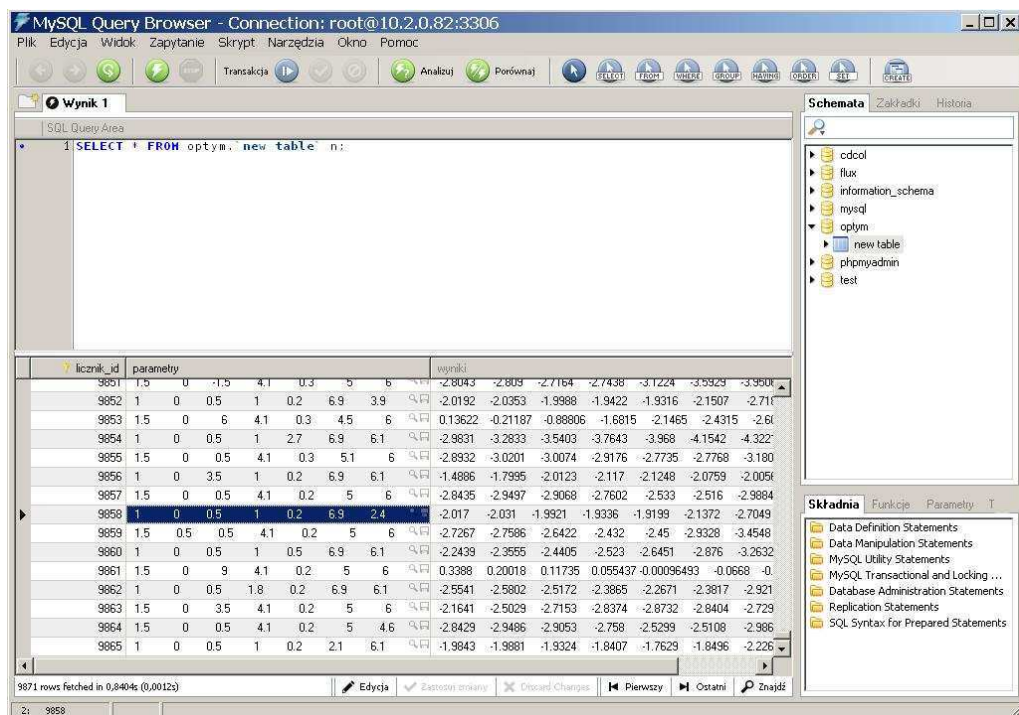
Ze względu na bardzo czasochłonne obliczenia polowe i możliwość powtarzania się wygenerowanych struktur zbudowano bazę danych w oparciu o język MySQL. Na rysunku 3.21 przedstawiono wykresy momentu elektromagnetycznego generowane podczas procesu optymalizacji. Obrazują one sposób działania (błądzenie) algorytmu ewolucyjnego, który w kolejnych krokach przeszukiwał przestrzeń obliczeniową dążąc do maksymalizacji narzuconej mu funkcji celu.

Użyty w procesie optymalizacji MySQL jest obecnie najpopularniejszą na świecie i jedną z najlepszych baz danych o otwartym kodzie. MySQL jest systemem zarządzania relacyjnymi bazami danych (ang. RDBMS – Relational Database Management System). Baza danych zaś, jest zestawem wzajemnie powiązanych danych w postaci tekstu, liczb lub plików binarnych przechowywanych i zarządzanych przez DBMS. Do oprogramowania MySQL należy szereg

elementów, z których najważniejszą rolę pełni serwer MySQL (uruchamia i zarządza bazami danych) oraz klient MySQL stanowiący interfejs użytkownika, wyposażony w szereg narzędzi związanych z obsługą baz danych [117, 127]. Komunikacja z bazą polega na formułowaniu zapytań, poprzez które użytkownik może uzyskać informacje dotyczące przechowywanych w bazie modeli. Na rysunku 3.22 przedstawiono okno dialogowe przeglądarki baz danych. Skonstruowana struktura przechowuje informacje na temat poszczególnych prototypów wygenerowanych podczas trwania procesu optymalizacji.



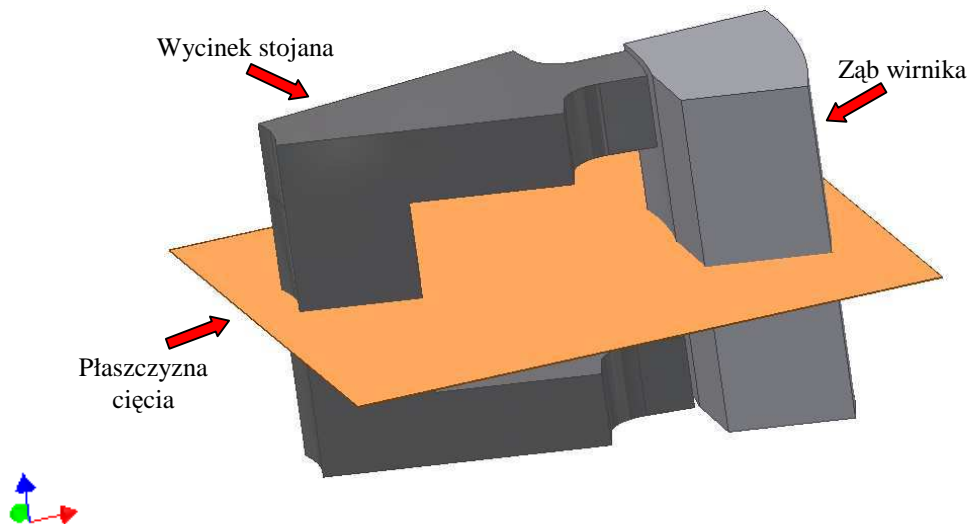
Rys. 3.21. Moment elektromagnetyczny w funkcji kąta w kolejnych krokach procedury optymalizacji



Rys. 3.22. Okno dialogowe przeglądarki bazy danych

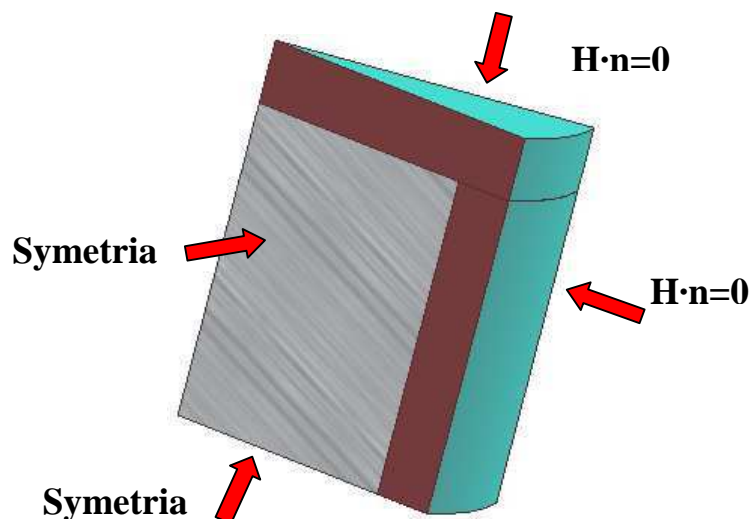
3.3.2. Implementacja modelu polowego w obliczeniach optymalizacyjnych

Znaczne nakłady czasowe związane z procesem optymalizacji modeli polowych wymuszają stosowanie wszelkich zabiegów mających na celu ograniczenie obszaru obliczeniowego. Dodatkowym elementem pozwalającym na redukcję czasów obliczeń jest odpowiedni dobór siatki obliczeniowej. Podczas jej minimalizacji należy jednak mieć na uwadze jakość otrzymywanych wyników oraz stopień odzwierciedlenia rzeczywistych zjawisk zachodzących w badanej maszynie.



Rys. 3.23. Trójwymiarowy model wycinka jednego modułu silnika TF (1/24)

Na podstawie obliczeń przeprowadzonych w punkcie 3.2.2, w konstrukcji nowego modelu polowego założono, iż nie występują sprzężenia magnetyczne pomiędzy sąsiadującymi modułami. Uproszczenie to wraz z przyjęciem warunków symetrii obrotowej pozwoliło na redukcję obszaru obliczeniowego do jednego modułu - jednej dwudziestej czwartej objętości całej maszyny. Dodatkowo przyjęto warunek symetrii w płaszczyźnie XY przechodzącej przez środek wysokości modułu. Pozwoliło to na dalsze ograniczenie obszaru obliczeniowego o połowę. W obliczeniach optymalizacyjnych rozpatrywano zatem obszar równy jednej czterdziestej ósmej całego silnika TF (rys. 3.23). Na rysunku 3.24 przedstawiono sposób definicji warunków brzegowych w modelu numerycznym.



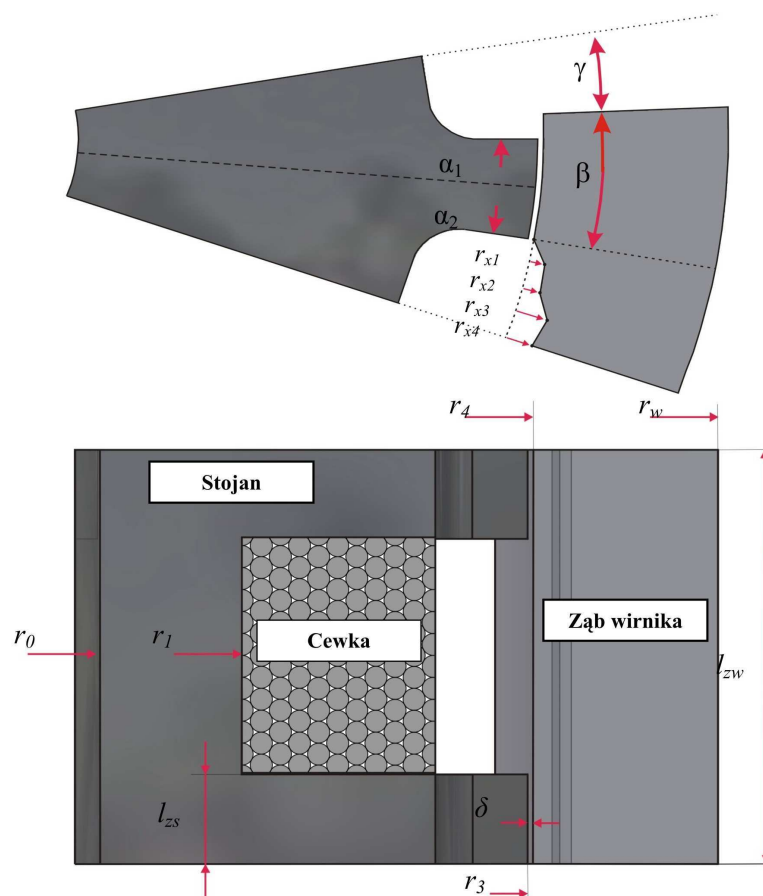
Rys. 3.24. Definicja warunków brzegowych w modelu numerycznym

Podstawowym celem optymalizacji jest rozszerzenie przedziału występowania dodatniego momentu użytecznego (w stanie pracy silnikowej) oraz uzyskanie możliwie najwyższej jego wartości średniej. Przystępując do parametryzacji modelu numerycznego, jako zmienne decyzyjne przyjęto następujące parametry geometryczne silnika TF (rys. 3.25): α_1 , α_2 , β , r_{x1} , r_{x2} , r_{x3} , r_{x4} . Parametry te w głównej mierze są związane z doбором rozpiętości zęba stojana oraz kształtem zęba wirnika. Dwa pierwsze parametry (α_1 i α_2) pozwalają na zbadanie wpływu zmian rozpiętości zęba stojana w obu kierunkach. Parametr β definiuje główną roboczą szerokość zęba wirnika przy zachowaniu nominalnej wartości szerokości szczeliny powietrznej. Pozostałe parametry (r_{x1} , r_{x2} , r_{x3} , r_{x4}) pozwalają na dowolne kształtowanie zęba wirnika, opisując współrzędną promieniową jednego z czterech punktów łamanej linii zęba. Odległość kątowa pomiędzy tymi punktami jest wynikiem arytmetycznego podziału rozpiętości zęba wirnika pomniejszonej o kąt β .

W obliczeniach optymalizacyjnych pominięto inne istotne parametry konstrukcyjne (zebrane w tabeli 3.2) tj. np.: szerokość szczeliny powietrznej, wysokość zęba wirnika, liczba zębów itp. Szczegółową dyskusję wpływu tych parametrów na parametry całkowite silnika przedstawiono w pracy [63]. Konstrukcję modelu numerycznego oparto o wyznaczone przez M. Kowola wartości parametrów konstrukcyjnych, co w dużym stopniu pozwoliło na ograniczenie obszaru poszukiwań.

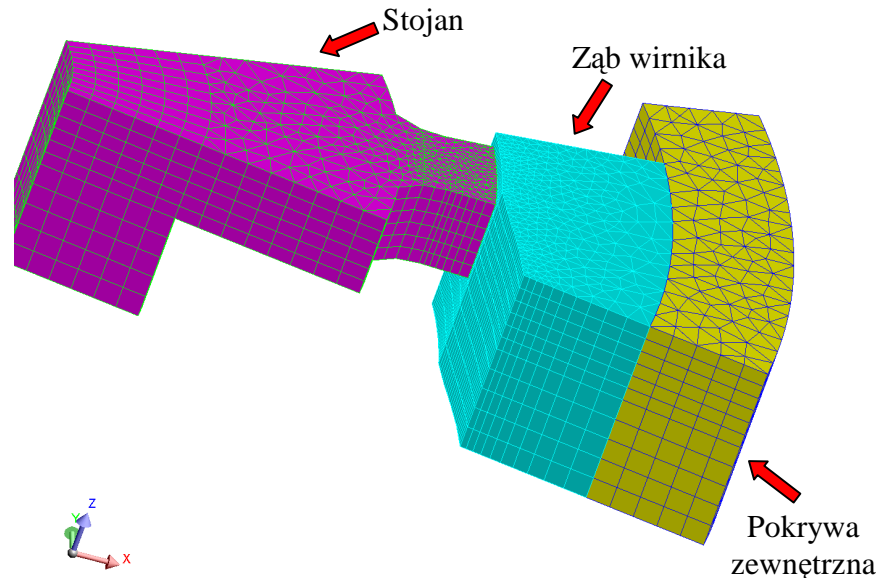
Tabela 3.2. Parametry konstrukcyjne silnika TF

r_0 [mm]	r_1 [mm]	r_3 [mm]	r_4 [mm]	r_w [mm]	l_{zs} [mm]	l_{zw} [mm]	δ [mm]
15	23	51,75	52,25	67	7,5	35	0,5



Rys. 3.25. Umiejscowienie istotnych parametrów konstrukcyjnych modelu silnika TF

Wycinek modelu numerycznego wraz z siatką dyskretyzacyjną składającą się z 24588 węzłów (42534 elementów) przedstawiono na rysunku 3.26. W obliczeniach przyjęto założenie stałej gęstości prądu w uzwojeniach oraz pominięto zjawisko występowania histerezy magnetycznej i prądów wirowych. Wprowadzone uproszczenia pozwoliły na znaczne skrócenie czasu obliczeń.



Rys. 3.26. Siatka dyskretyzacyjna modelu numerycznego silnika TF (1/48 objętości całego silnika)

3.3.3. Wyniki obliczeń optymalizacyjnych

Za względu na bardzo duże koszty obliczeniowe autor zrezygnował z analizy efektywności algorytmu ewolucyjnego. Wszelkie parametry algorytmu ewolucyjnego dobrano sugerując się przykładami zawartymi w literaturze [63, 123], gdzie uzyskano bardzo dobre rezultaty. Parametry te zebrano w tabeli 3.3 przyjmując jednocześnie warunek zakończenia działania algorytmu w postaci osiągnięcia zadanej liczby generacji równej 100.

Tabela 3.3. Parametry algorytmu ewolucyjnego

Rozmiar populacji startowej	$\rho_s = 10$
Liczba osobników w populacji	$\rho = 10$
Prawdopodobieństwo krzyżowania	$p_c = 0,6$
Prawdopodobieństwo mutacji	$p_m = 0,1$
Maksymalna liczba generacji	$G = 100$
Kodowanie	<i>rzeczywiste</i>

Podstawowym celem optymalizacji było uzyskanie jak najszerszego przedziału występowania dodatniego momentu użytecznego w stanie pracy silnikowej. Mając na uwadze tę cechę zaproponowano funkcję celu w postaci:

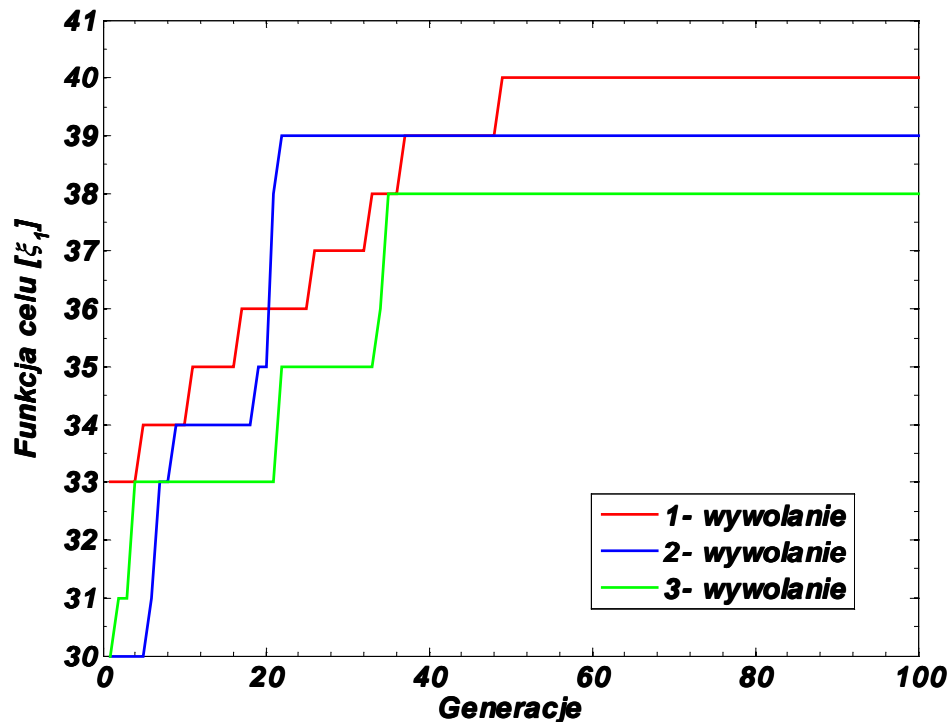
$$\max_{x \in X} \{ \xi_1 = l_u \}, \quad (3.1)$$

gdzie: l_u – szerokość przedziału występowania dodatniego momentu użytecznego, $X \subset R^7$.

Stosując przedstawiony wyżej model numeryczny silnika dwumodułowego przeprowadzono szereg obliczeń przy użyciu algorytmu ewolucyjnego o parametrach zestawionych w tabeli 3.3. Do obliczeń wprowadzono parametr opisujący tętnienia momentu elektromagnetycznego opisany zależnością przedstawioną poniżej [62]:

$$\varepsilon = \frac{T_{max} - T_{min}}{2T_{av}} \cdot 100\% \quad (3.2)$$

Wyniki badań w postaci przebiegu zmienności funkcji celu w zależności od liczby generacji przedstawiono na rysunku 3.27. W tabelach 3.4 oraz 3.5 zebrano parametry całkowite oraz geometryczne silnika.



Rys. 3.27. Funkcja celu ξ_1 w zależności od liczby generacji

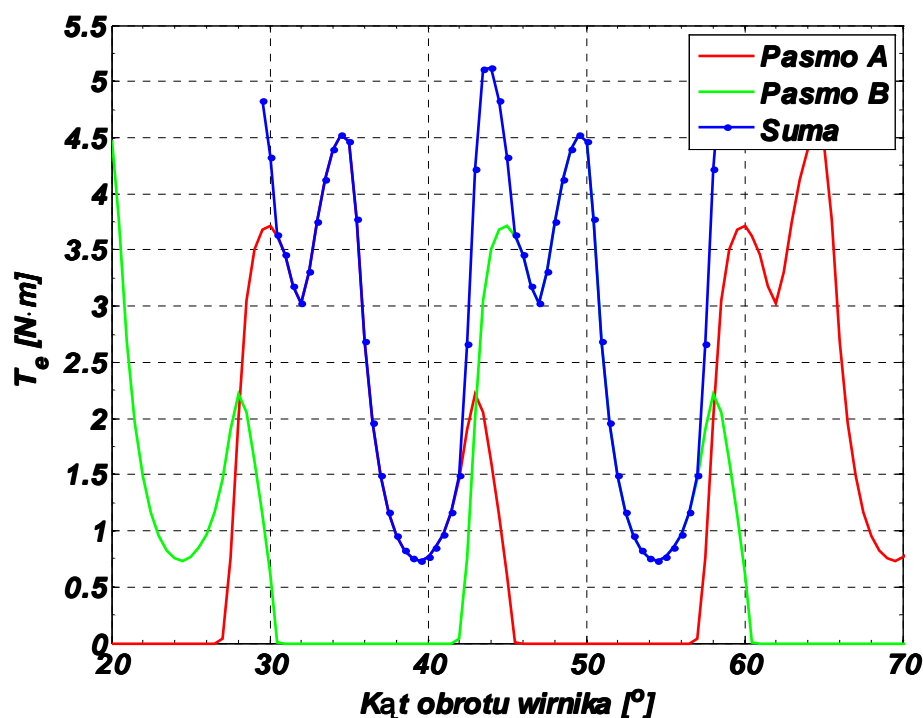
Dla najlepszego osobnika otrzymano wartość funkcji celu $\xi_1 = 40$, co oznacza że rozszerzono przedział występowania dodatniego momentu użytecznego o 5° . Znacznemu pogorszeniu uległy jednak pozostałe parametry elektromechaniczne maszyny. Nastąpił ponad dwukrotny spadek wartości średniej momentu elektromagnetycznego i prawie dwukrotny wzrost pulsacji. Dodatnia, ale bliska zero wartość minimalna momentu elektromagnetycznego, którą autor traktuje jako moment rozruchowy nie gwarantuje rozruchu w każdej pozycji wirnika. W związku z tym przeprowadzono analizę otrzymanych rozwiązań pod kątem wyszukania konstrukcji charakteryzującej się wyższym momentem rozruchowym. Wyniki tej analizy zebrano w tabeli 3.4. Najlepszy z osobników - D_{a11} został wyznaczony podczas pierwszego wywołania procedury optymalizacyjnej. Parametry geometryczne silnika dla wybranej wersji (D_{a11}) zebrano w tabeli 3.5 i porównano z modelem podstawowym przedstawionym w podpunkcie 3.2 bieżącego rozdziału. Na rysunku 3.28 przedstawiono charakterystykę momentu elektromagnetycznego rozpatrywanej maszyny po optymalizacji z uwzględnieniem przełączeń pasm.

Tabela 3.4. Parametry całkowite silnika TF dla funkcji celu ξ_1

Parametry całkowite silnika	T_{max} [N·m]	T_{min} [N·m]	T_{av} [N·m]	ε [%]	l_u [°]	
Przed optymalizacją	6,22	0	4,66	66,73	15,00	
Po optymalizacji	D_{a1}	5,80	0,02	2,24	129,02	20,00
	D_{a11}	5,12	0,73	2,79	78,75	19,00
	D_{a2}	5,19	0,11	2,02	125,39	19,50
	D_{a3}	5,62	0,83	2,43	98,40	19,00

Tabela 3.5. Parametry geometryczne silnika TF dla funkcji celu ξ_1

Parametry geometryczne silnika	α_1 [°]	α_2 [°]	β [°]	r_{x1} [mm]	r_{x2} [mm]	r_{x3} [mm]	r_{x4} [mm]
Przed optymalizacją	7,5	7,5	12,5	---	---	---	---
Po optymalizacji model D_{a11}	5	5,5	7	4,3	0,3	2,4	3,0

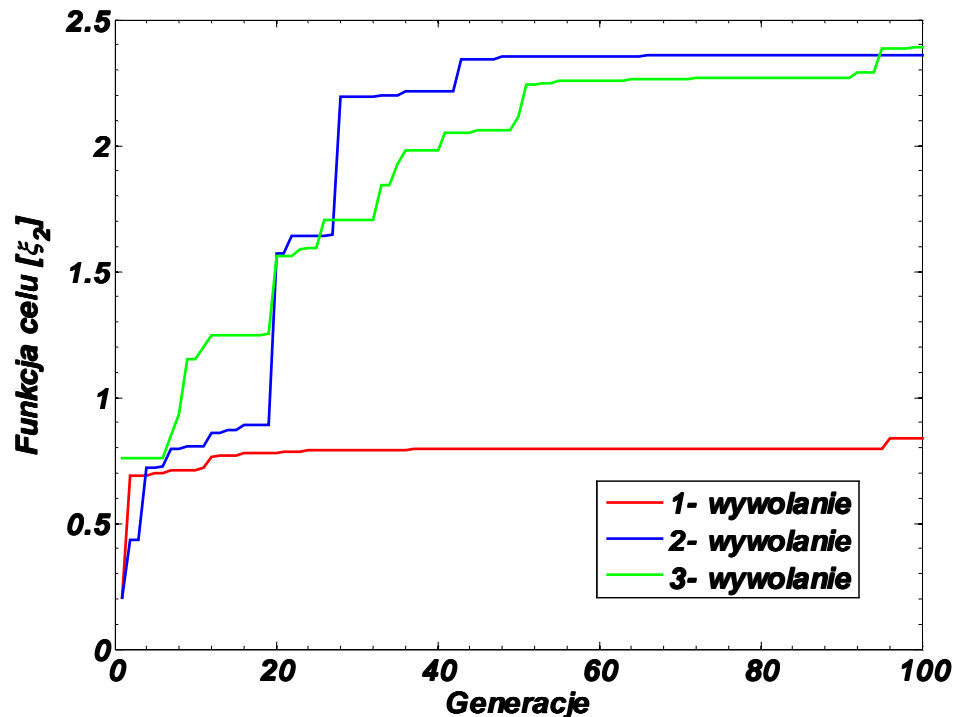


Rys. 3.28. Wypadkowy moment elektromagnetyczny w funkcji kąta obrotu, z uwzględnieniem przełączania pasm, dla funkcji celu ξ_1

W związku z nienajlepszymi wynikami otrzymanymi z badań przy zastosowaniu pierwszej funkcji celu ξ_1 , zaproponowano drugą funkcję celu ξ_2 . Aby poprawić parametry elektromechaniczne silnika, a w szczególności wartość momentu rozruchowego przeprowadzono serię obliczeń dla przedstawionej poniżej nowej funkcji celu:

$$\max_{x \in X} \{ \xi_2 = T_{min} \}. \quad (3.3)$$

Wyniki optymalizacji w postaci przebiegu zmienności funkcji celu (ξ_2) dla trzech uruchomień algorytmu ewolucyjnego przedstawiono na rysunku 3.29. W tabelach 3.6 i 3.7 zebrano parametry geometryczne oraz całkowite silnika przed i po optymalizacji.



Rys. 3.29. Funkcja celu ξ_2 w zależności od liczby generacji

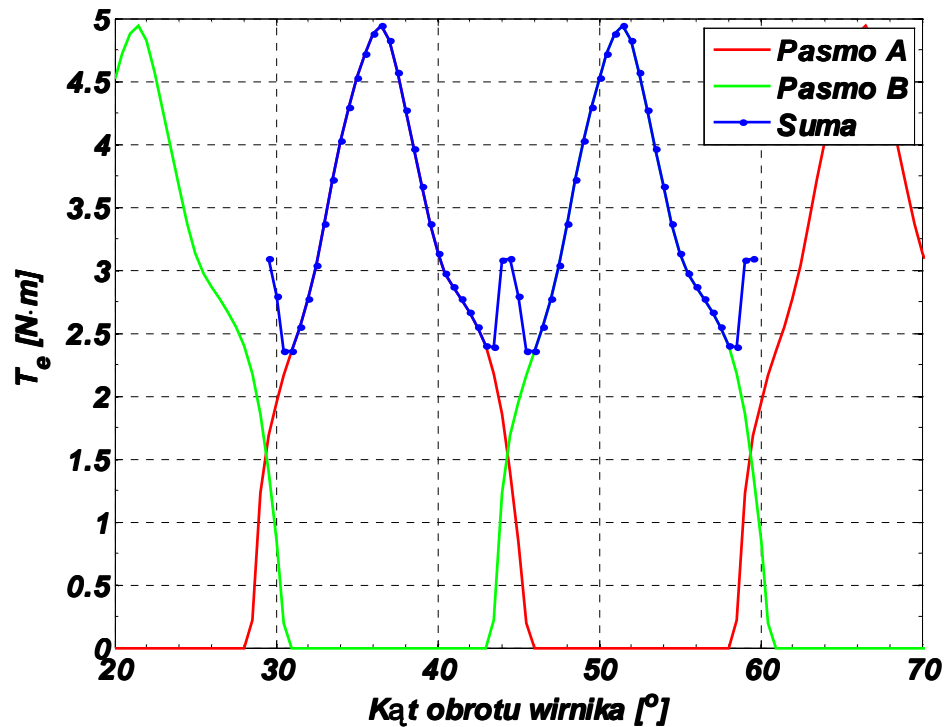
Tabela 3.6. Parametry całkowite silnika TF dla funkcji celu ξ_2

Parametry całkowite silnika	T_{max} [N·m]	T_{min} [N·m]	T_{av} [N·m]	ε [%]	l_u [°]	
Przed optymalizacją	6,22	0	4,66	66,73	15,00	
Po optymalizacji	D_{b1}	5,48	0,84	4,12	56,25	15,50
	D_{b2}	4,94	2,35	3,43	37,71	17,50
	D_{b3}	4,94	2,39	3,31	38,53	17,50

Tabela 3.7. Parametry geometryczne silnika TF dla funkcji celu ξ_2

Parametry geometryczne silnika	α_1 [°]	α_2 [°]	β [°]	r_{x1} [mm]	r_{x2} [mm]	r_{x3} [mm]	r_{x4} [mm]
Przed optymalizacją	7,5	7,5	12,5	---	---	---	---
Po optymalizacji model D_{b2}	5	6	8	0,5	0,6	2,7	5,6

Najlepszymi parametrami całkowitymi charakteryzuje się konstrukcja D_{b2} , gdyż wraz z rozszerzeniem przedziału występowania dodatniego momentu użytecznego, uzyskano zadawalającą wartość minimalną i średnią momentu elektromagnetycznego przy współczynniku pulsacji na poziomie 37%. Na rysunku 3.30 przedstawiono charakterystyki momentu elektromagnetycznego rozpatrywanej konstrukcji (D_{b2}) z uwzględnieniem przełączeń pasm.



Rys. 3.30. Wypadkowy moment elektromagnetyczny w funkcji kąta obrotu, z uwzględnieniem przełączania pasm, dla funkcji celu ξ_2

Kierując się względami dalszej poprawy parametrów całkowych silnika zaproponowano kolejną dwuczłonową funkcję celu - ξ_3 . Aby skorygować parametry elektromechaniczne maszyny, do funkcji celu wprowadzono składnik odpowiedzialny za maksymalizację wartości średniej momentu. Za pomocą współczynnika wagowego połączono go ze składnikiem związanym z szerokością przedziału występowania dodatniego momentu użytecznego. Nową postać funkcji celu przedstawia równanie (3.4):

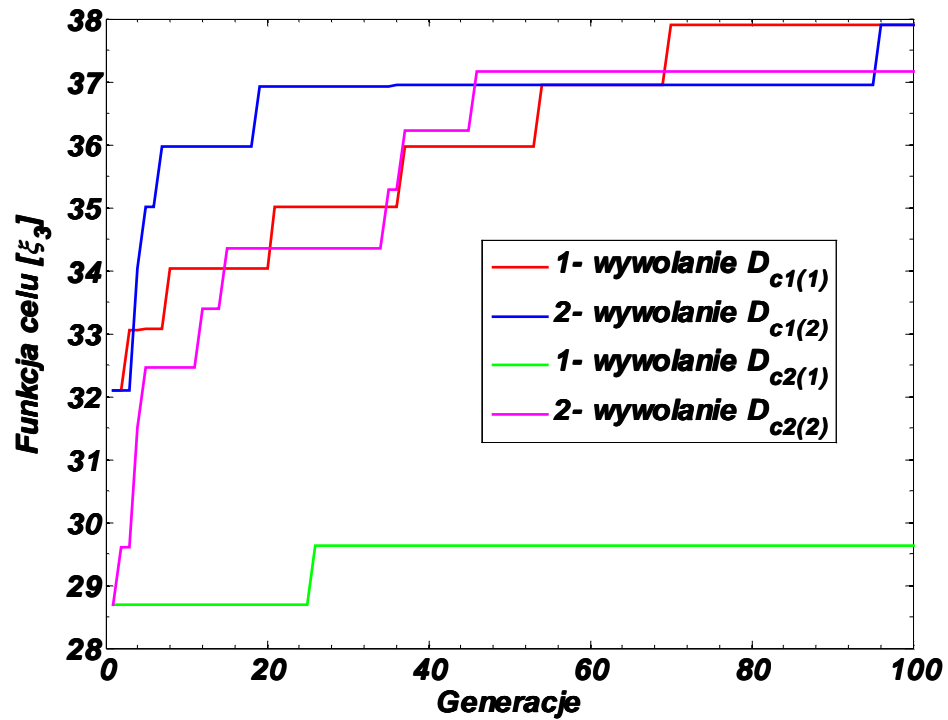
$$\max_{x \in X} \{ \xi_3 = w (T_{av}) + (1-w) (l_u) \}, \quad (3.4)$$

gdzie: w – współczynnik wagowy.

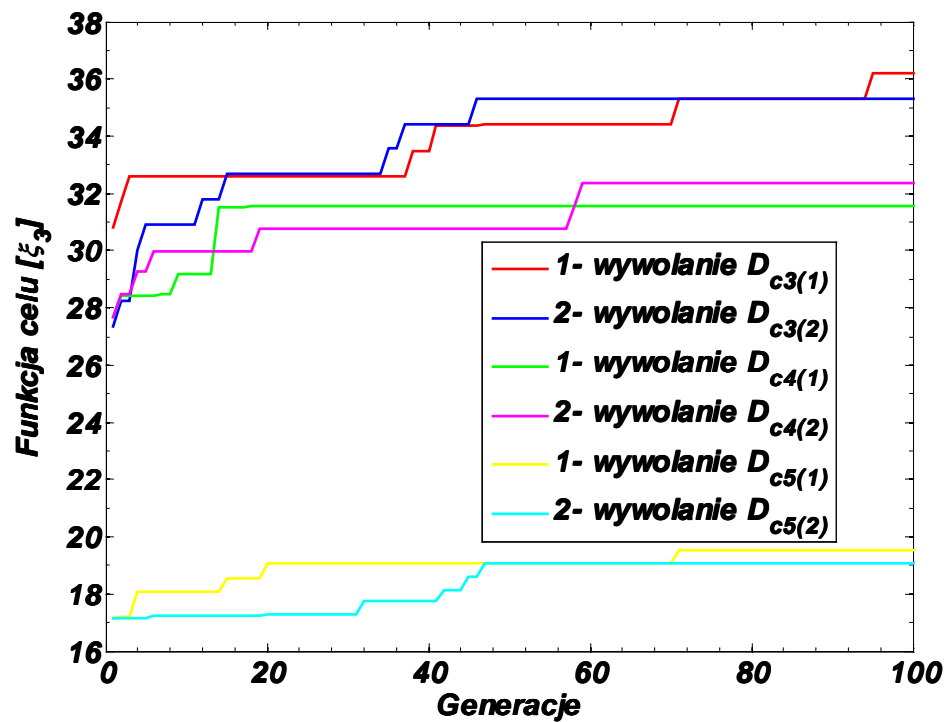
Przeprowadzone obliczenia testowe bez uwzględnienia współczynnika wagowego, wykazały jednak, iż algorytm ewolucyjny jest znacznie bardziej podatny na zmiany wartości średniej momentu elektromagnetycznego. Celem ukierunkowania obliczeń na uzyskanie wysokiej wartości średniej momentu przy jednoczesnym rozszerzeniu przedziału występowania jego dodatniej wartości, przeprowadzono obliczenia dla kilku wariantów doboru wartości współczynnika wagowego (w) zebranych w tabeli 3.8. Wyniki optymalizacji w postaci przebiegów zmienności funkcji celu ξ_3 dla wybranych wariantów doboru współczynnika wagowego przedstawiono na rysunkach 3.31 i 3.32. Porównanie najważniejszych parametrów całkowych dla otrzymanych w wyniku optymalizacji najlepszych rozwiązań zamieszczono w tabeli 3.9. Na rysunku 3.33 przedstawiono charakterystyki momentu elektromagnetycznego dla wybranego z otrzymanej rodziny rozwiązań najlepszego wariantu, oznaczonego jako $D_{e5(1)}$.

Tabela 3.8. Wybrane warianty doboru współczynnika wagowego

Wariant doboru współczynnika wagowego	D_{c1}	D_{c2}	D_{c3}	D_{c4}	D_{c5}
Wartość współczynnika wagowego w	0,03	0,05	0,1	0,2	0,5



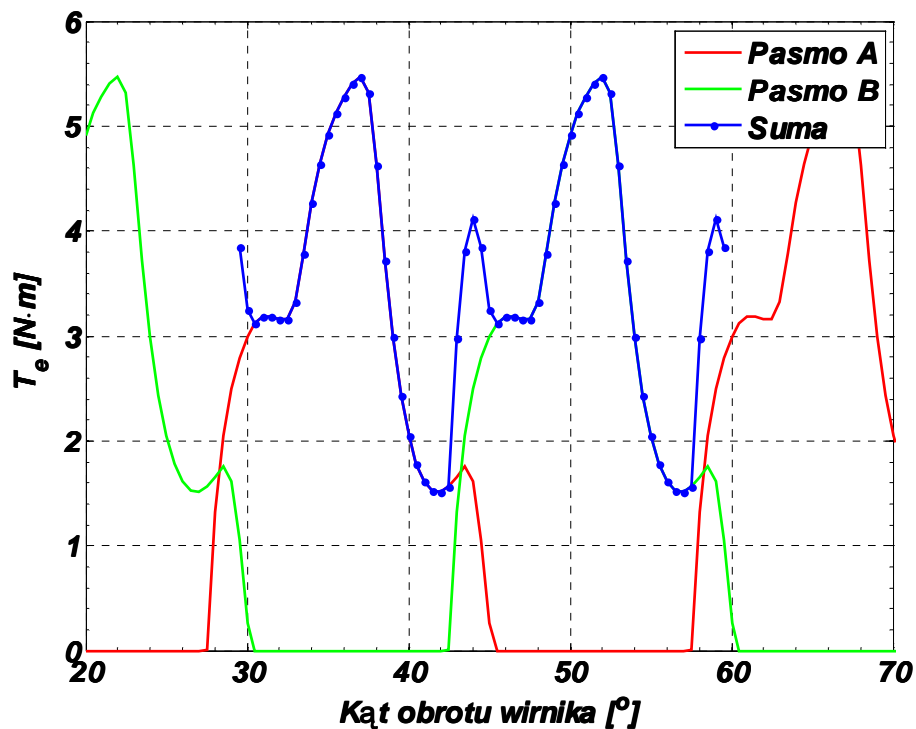
Rys. 3.31. Funkcja celu ξ_3 w zależności od liczby generacji



Rys. 3.32. Funkcja celu ξ_3 w zależności od liczby generacji

Tabela 3.9. Parametry całkowite silnika TF dla funkcji celu ξ_3

Parametry całkowite silnika		T_{max} [N·m]	T_{min} [N·m]	T_{av} [N·m]	ε [%]	l_u [°]
Przed optymalizacją		6,22	0	4,66	66,73	15,00
Po optymalizacji	D _{c1(1)}	5,56	1,28	2,78	76,93	19,50
	D _{c1(2)}	4,93	0,96	2,85	69,56	19,50
	D _{c2(1)}	5,59	0,49	4,29	59,34	15,50
	D _{c2(2)}	6,03	0,82	2,58	100,92	19,50
	D _{c3(1)}	5,22	0,30	2,33	105,57	20,00
	D _{c3(2)}	6,03	0,82	2,57	101,12	19,50
	D _{c4(1)}	5,15	0,62	2,03	111,45	19,50
	D _{c4(2)}	5,21	0,05	1,97	124,88	20,00
	D _{c5(1)}	5,47	1,50	3,50	56,49	18,00
	D _{c5(2)}	5,54	1,19	3,64	59,43	17,50



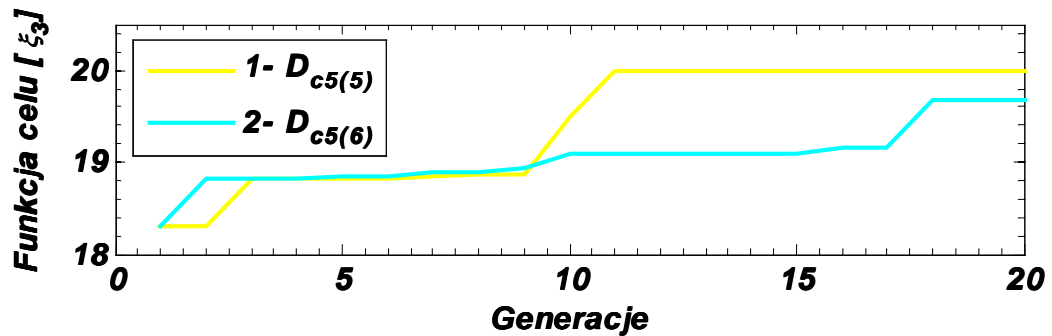
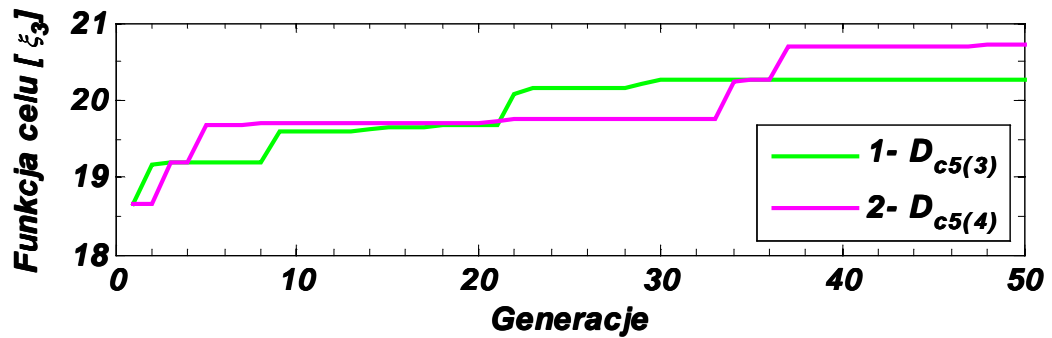
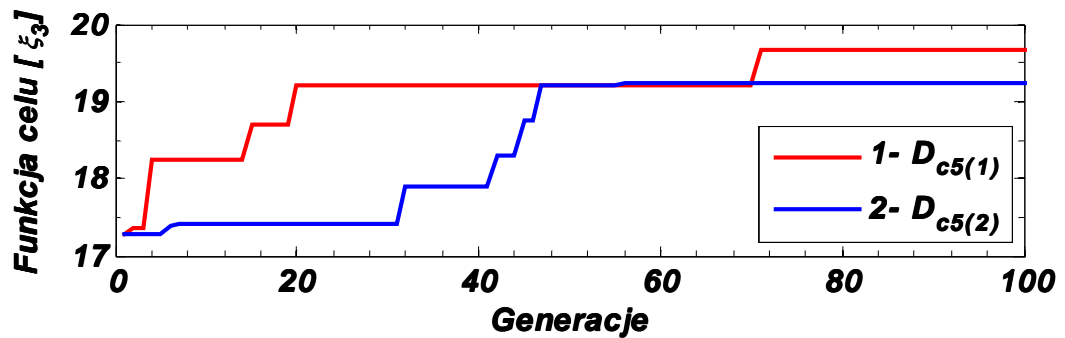
Rys. 3.33. Wypadkowy moment elektromagnetyczny w funkcji kąta z uwzględnieniem przełączania pasm, dla funkcji celu ξ_3 , wariant D_{c5(1)}

Przeprowadzono również wstępną analizę efektywności zastosowanego algorytmu ewolucyjnego ze względu na rozmiar populacji startowej. Badania te przeprowadzono przy zastosowaniu funkcji celu ξ_3 w wariantcie D_{c5}. W badaniach zaproponowano trzy rozmiary populacji startowej, składającej się z: 10, 20 oraz 50 osobników. Wyniki badań w postaci przebiegu zmienności funkcji celu ξ_3 w zależności od liczby generacji przedstawiono na rysunku 3.34. W tabeli 3.10 zebrano najważniejsze parametry całkowite silnika wyznaczone z obliczeń połowych po osiągnięciu przez algorytm ewolucyjny warunku zatrzymania w postaci zadanej liczby generacji. Porównując otrzymane wyniki dla identycznej liczby wywołań funkcji celu można wyciągnąć wniosek, iż zwiększenie rozmiaru populacji startowej pozytywnie wpływa na pracę algorytmu ewolucyjnego. Najlepsze wyniki dotyczące wartości

funkcji celu osiągnięto dla algorytmu zawierającego 20 osobników w populacji startowej. Jednak analiza cech, otrzymanych w poszczególnych eksperymentach, najlepiej przystosowanych osobników przemawia za wyborem rozwiązania D_{c51} , otrzymanego dla populacji startowej zawierającej 10 osobników. Rozwiązanie to cechuje się stosunkowo wysoką wartością średnią momentu przy zachowaniu poszerzonego o 3° przedziału występowania dodatniego momentu użytecznego. Wyznaczony współczynnik pulsacji momentu elektromagnetycznego dla tego rozwiązania jest również najniższy.

Tabela 3.10. Parametry całkowite silnika TF dla funkcji celu ξ_3

Parametry całkowite silnika		T_{max} [N·m]	T_{min} [N·m]	T_{av} [N·m]	ε [%]	l_u [°]	
Przed optymalizacją		6,22	0	4,66	66,73	15,00	
Po optymalizacji	Pop. 10	$D_{c5(1)}$	5,47	1,51	3,50	56,49	18,00
		$D_{c5(2)}$	5,54	1,19	3,64	59,43	17,50
	Pop. 20	$D_{c5(3)}$	4,49	0,87	2,55	70,84	19,00
		$D_{c5(4)}$	5,21	0,75	2,44	91,31	19,50
	Pop. 50	$D_{c5(5)}$	4,93	0,77	3,09	66,99	18,50
		$D_{c5(6)}$	4,73	0,79	2,35	83,45	18,50

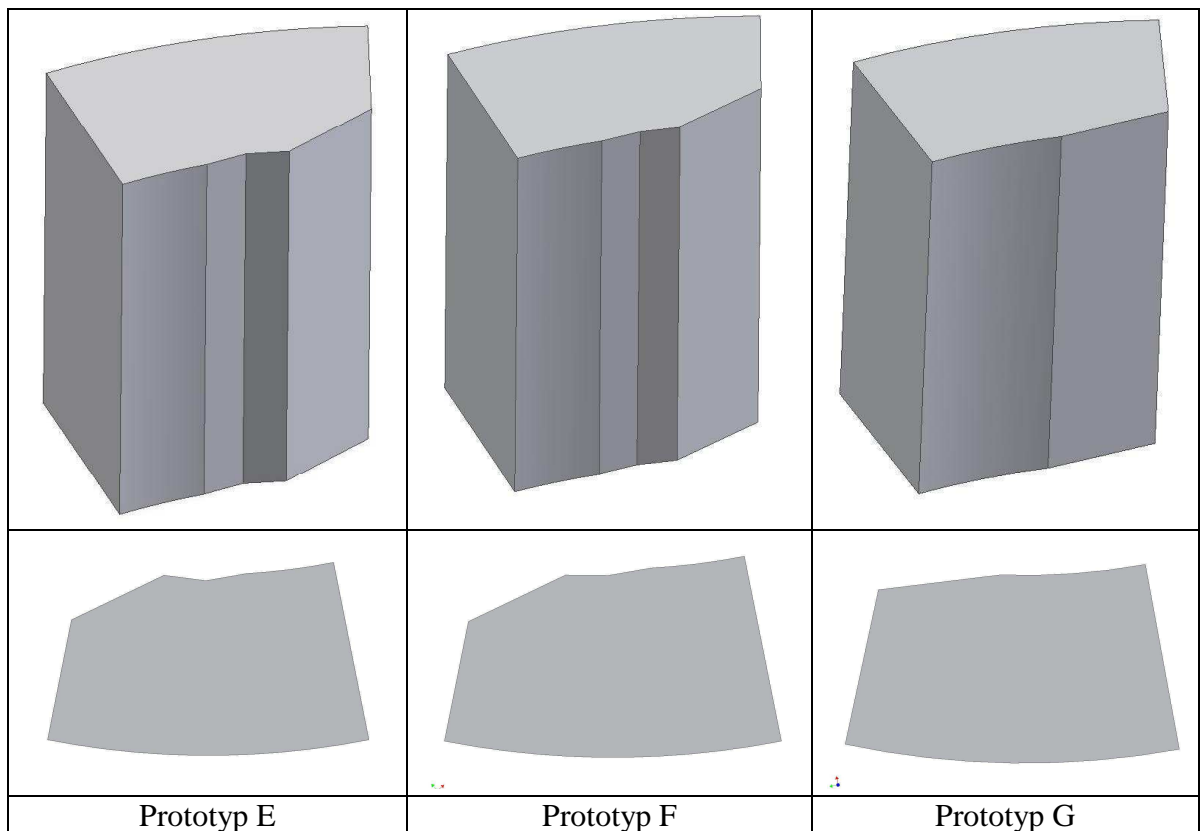


Rys. 3.34. Funkcja celu ξ_3 w zależności od liczby generacji dla różnego rozmiaru populacji startowej

3.4. Dwumodułowy silnik TF o zoptymalizowanym kształcie zębów wirnika

W procesie optymalizacji zbadano wiele wariantów budowy zębów wirnika. W zależności od przyjętej postaci funkcji celu otrzymano adekwatnie dla każdej z nich, najlepiej przystosowanego osobnika. Jednak ze względów ekonomicznych do realizacji fizycznej wybrano tylko jedno rozwiązanie otrzymane w drodze obliczeń przy zastosowaniu funkcji celu ξ_2 . W związku z niewielkim wpływem na wartość funkcji celu parametrów decydujących o rozpiętości zębów stojana, w nowych prototypach zastosowano zęby symetryczne o rozpiętości 10° . Zaś wszelkie modyfikacje wprowadzano jedynie w zębach wirnika, co wiąże się z łatwiejszą wymianą i możliwością przebadania większej liczby obiektów rzeczywistych.

Wstępne oględziny, wykonanych na podstawie rysunku technicznego zgodnego ze szczegółowymi informacjami zawartymi w tabeli 3.7 zębów, wykazały jednak pewne błędy w wykonaniu. Skomplikowany kształt nowych zębów wirnika oraz złożony proces obróbki w znaczący sposób wpłynęły na dokładność wykonania. Ze względów ekonomicznych i czasowych autor zrezygnował z ponownej obróbki tych zębów i przystąpił do weryfikacji modelu obliczeniowego na podstawie wykonanych zębów wirnika otrzymanych od wykonawcy. Nowy prototyp maszyny TF bazujący na błędnie wykonanych zębach wirnika nazwano w dalszej części pracy *prototypem E*, zaś konstrukcję (D_{b2}) opartą na parametrach wyznaczonych w procesie optymalizacji przy zastosowaniu funkcji celu ξ_2 nazwano *prototypem F*. Dodatkowo autor przebadał również trzecią konstrukcję silnika TF o uproszczonej geometrii zębów wirnika zwanej dalej *prototypem G*. Kształty zębów wirnika wykorzystane do budowy ww. prototypów zebrano na rysunku 3.35. Najistotniejsze parametry geometryczne trzech wybranych konstrukcji zębów wirnika zebrano w tabeli 3.11.

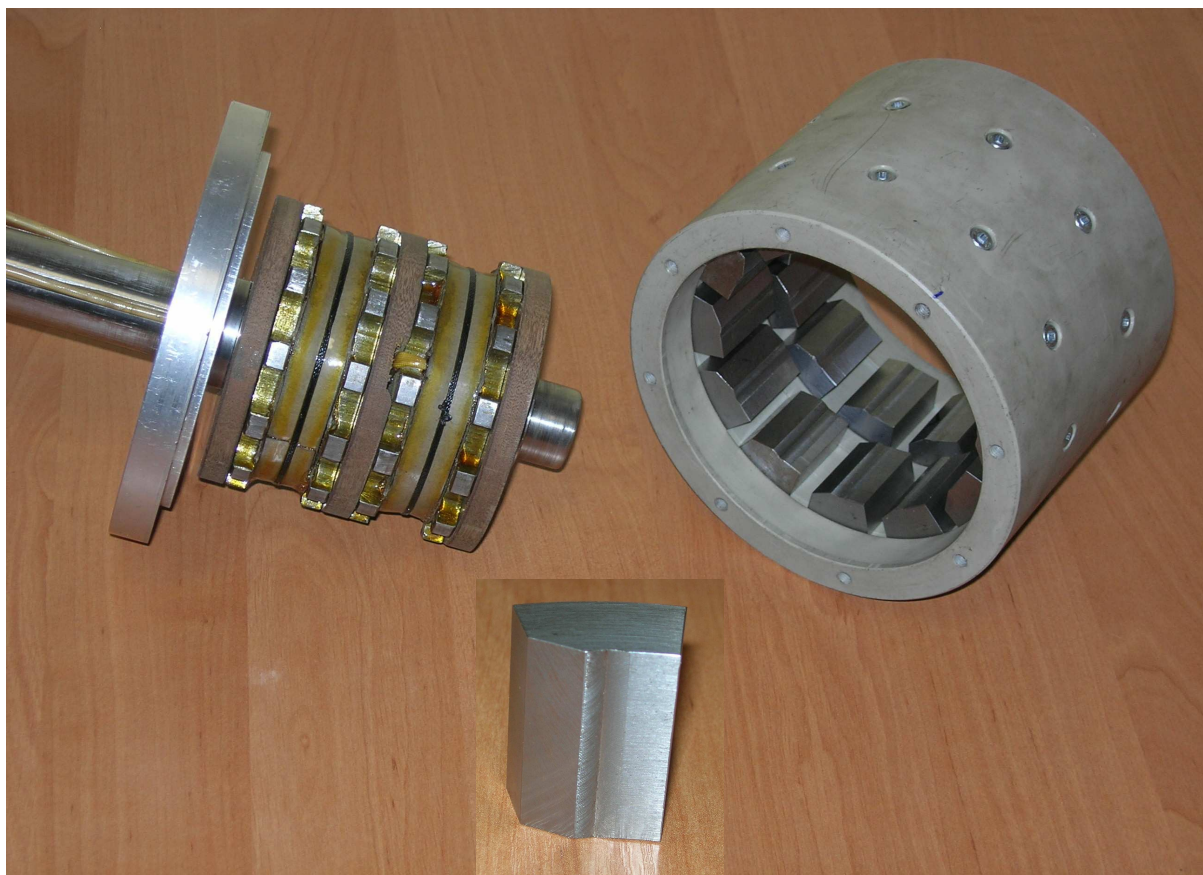


Rys. 3.35. Kształty zębów wirnika dla prototypów E, F, G

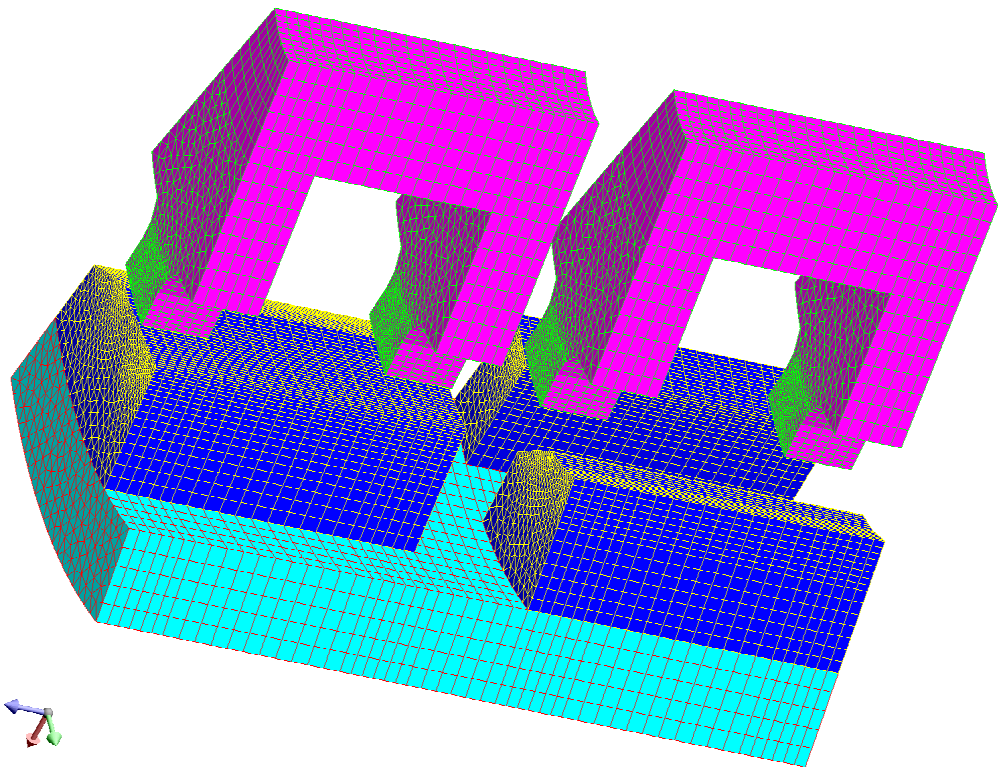
Tabela 3.11. Parametry geometryczne zębów wirnika dla prototypów E, F, G

Parametry geometryczne zębów wirnika	β [°]	r_{x1} [mm]	r_{x2} [mm]	r_{x3} [mm]	r_{x4} [mm]
Prototyp E	8	0,6	0	2,5	5,6
Prototyp F	8	0,5	0,6	2,7	5,6
Prototyp G	10	0,6	1,5	2,5	3,5

Rzeczywisty kształt zęba wirnika oraz pozostałe jego elementy składowe zastosowanego do budowy prototypu *E* przedstawiono na rysunku 3.36. Materiały zastosowane do budowy prototypu są podobne jak w przypadku maszyny trójmodułowej. Wał maszyny został wykonany ze stali kwasoodpornej, na nim umieszczono symetrycznie dwa moduły stojana oddzielone od siebie przekładką z materiału paramagnetycznego. Do budowy pokryw czołowych użyto duraluminium, natomiast pokrywę wirnika wykonano z tworzywa sztucznego. Do pokrywy za pomocą śrub przytwierdzono 24 zęby po 12 dla każdego z modułów. Przesunięcie zębów wirnika pomiędzy modułami wynosi 15 stopni mechanicznych. Zarówno zęby wirnika jak i stojan wykonano z litej stali. Każdy z modułów zawiera jedno uzwojenie w postaci cewki toroidalnej.

**Rys. 3.36.** Elementy składowe prototypu E silnika TF

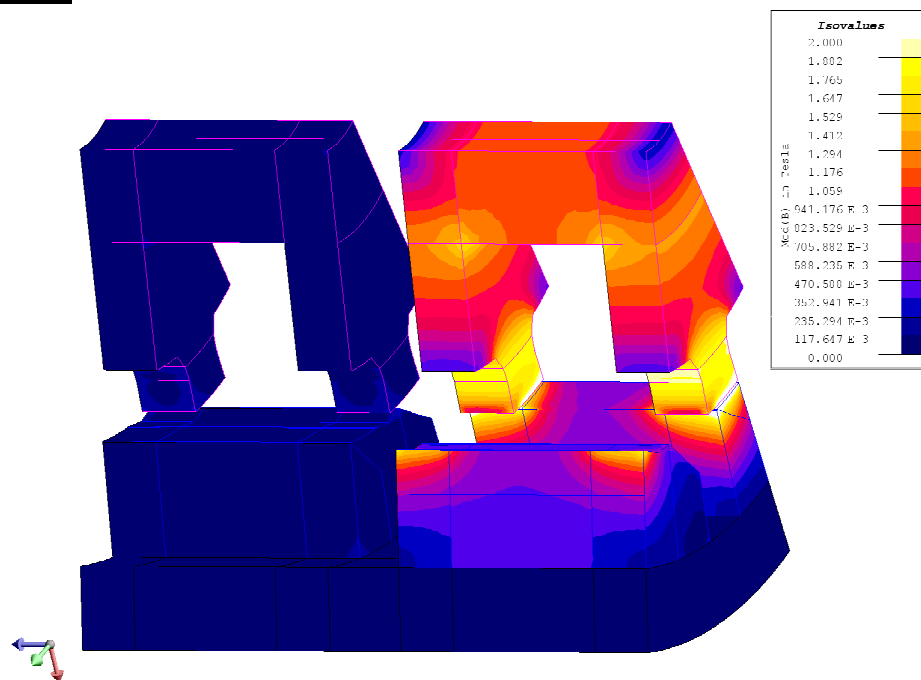
W celu weryfikacji trzech wymienionych konstrukcji maszyn TF zbudowano adekwatny dla każdego z rozwiązań model połowy. Uwzględniając symetrię obrotową tej grupy maszyn obszar obliczeniowy zminimalizowano do 1/12 ich objętości. Siatka dyskretyzacyjna zawierała we wszystkich trzech przypadkach około 100000 węzłów. Na rysunku 3.37 przedstawiono model numeryczny 1/12 prototypu E silnika TF wraz z siatką dyskretyzacyjną oraz uzwojeniami.



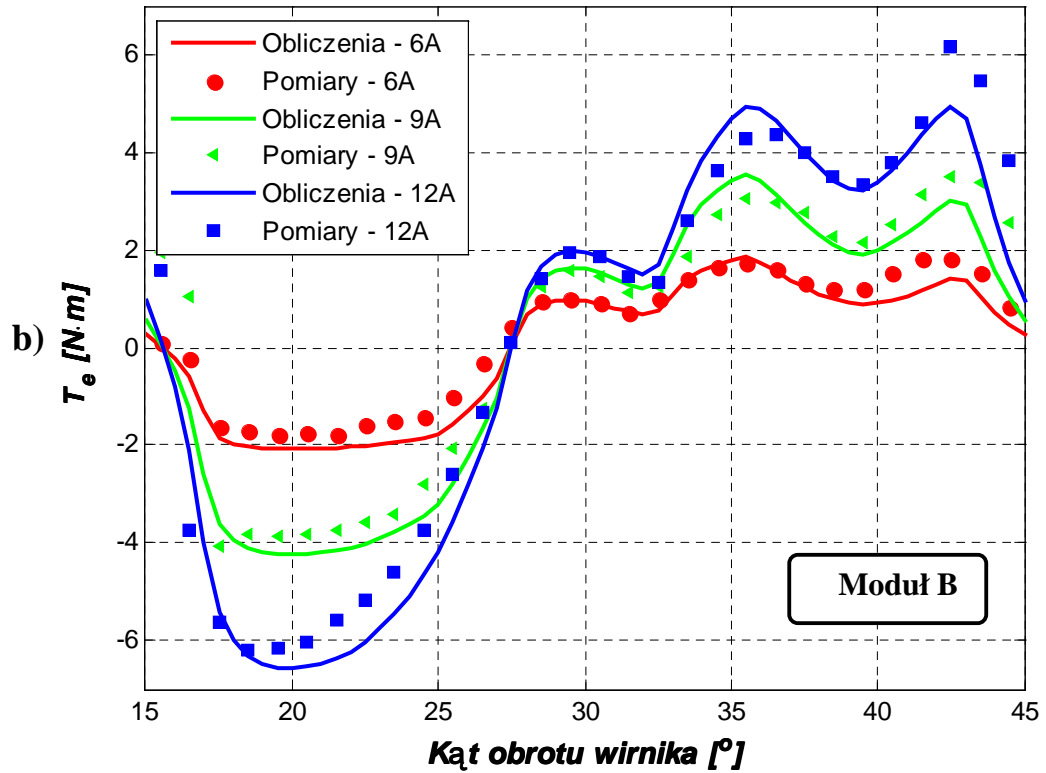
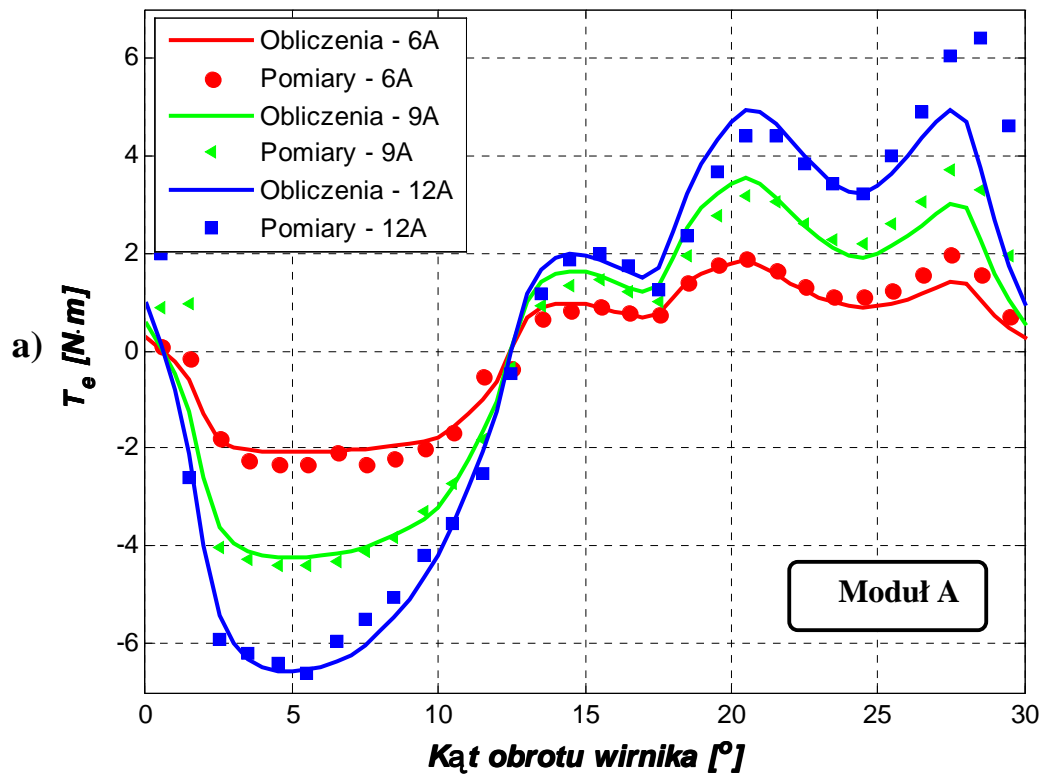
Rys. 3.37. Siatka dyskretyzacyjna modelu numerycznego prototypu E silnika TF

Dla tak skonstruowanych modeli polowych przeprowadzono serię obliczeń mających na celu wyznaczenie rozkładu pola elektromagnetycznego i istotnego parametru całkowego charakteryzującego każdą maszynę elektryczną jaką jest moment elektromagnetyczny. Na rysunkach 3.38, 3.40, 3.43 przedstawiono wybrane rozkłady modułu indukcji magnetycznej oraz weryfikację momentu elektromagnetycznego dla prototypów E oraz G. W związku z niedotrzymaniem przez zewnętrznego wykonawcę tolerancji wykonania zębów wirnika dla prototypu F przedstawiono jedynie wielkości wyznaczone w drodze obliczeń numerycznych.

PROTOTYP E

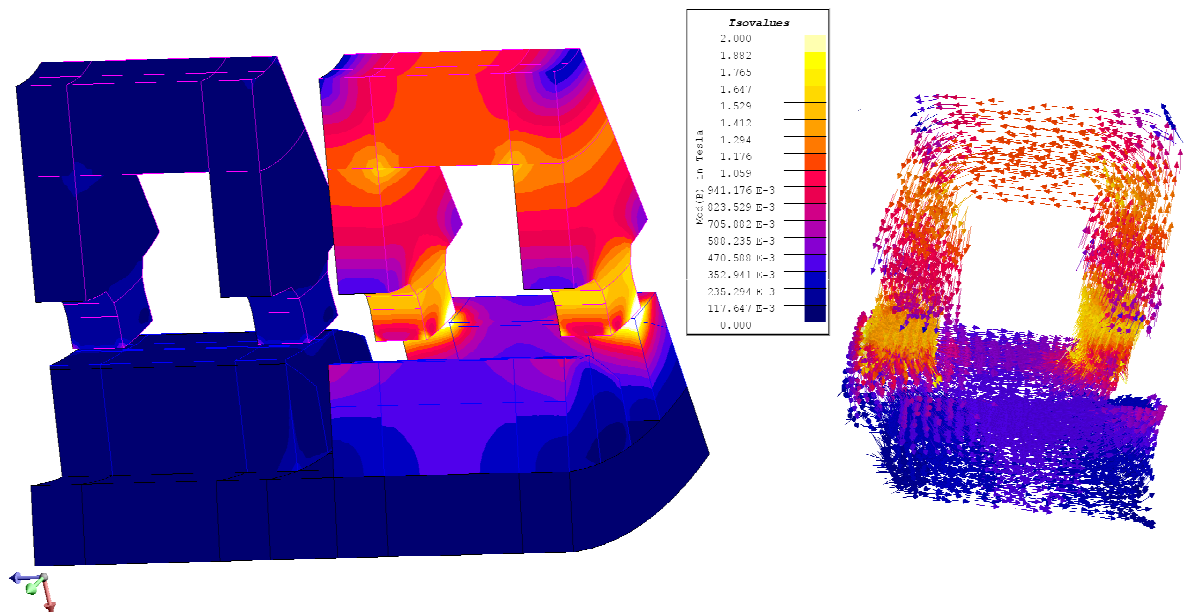


Rys. 3.38. Przykładowy rozkład wartości bezwzględnej indukcji magnetycznej w prototypie E, przy zasilaniu pasma A

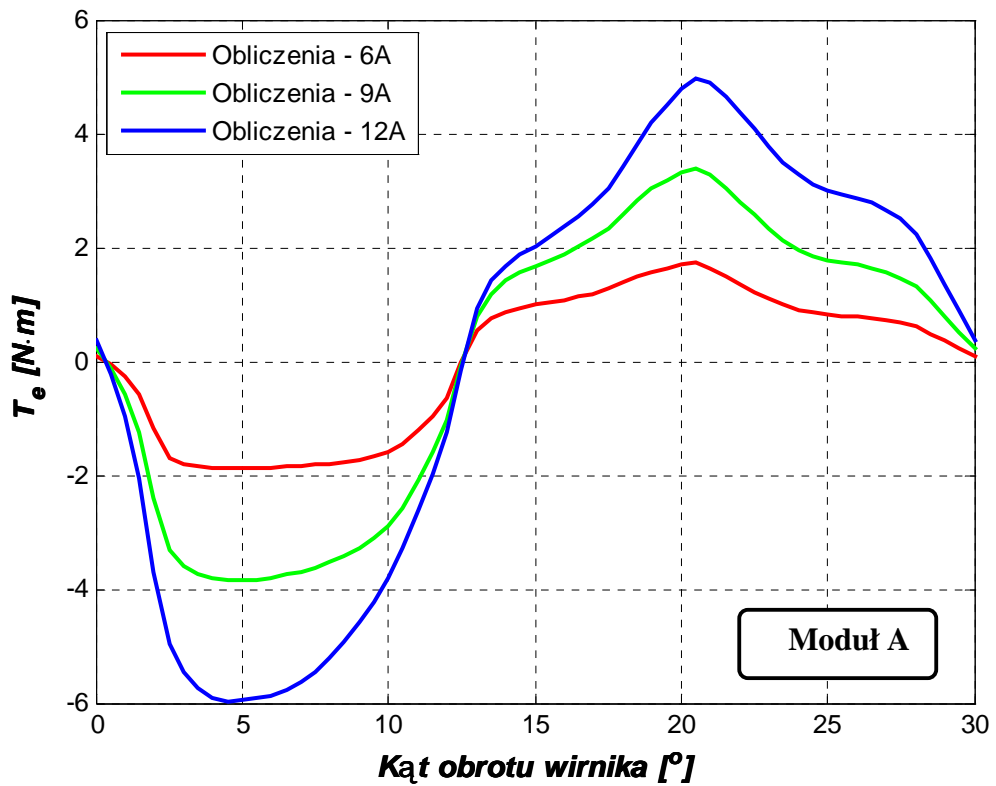


Rys. 3.39. Moment elektromagnetyczny w funkcji kąta obrotu wirnika dla prototypu E silnika TF a) moduł A, b) moduł B,

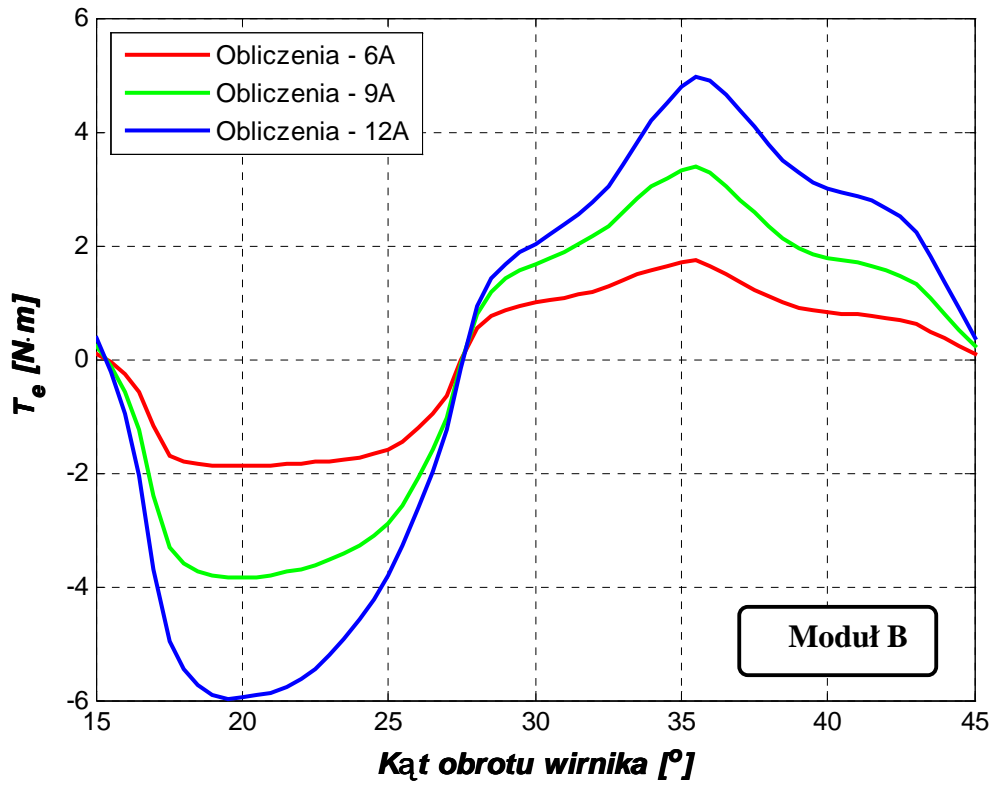
PROTOTYP F



Rys. 3.40. Przykładowy rozkład wartości bezwzględnej indukcji magnetycznej w prototypie F, przy zasilaniu pasma A

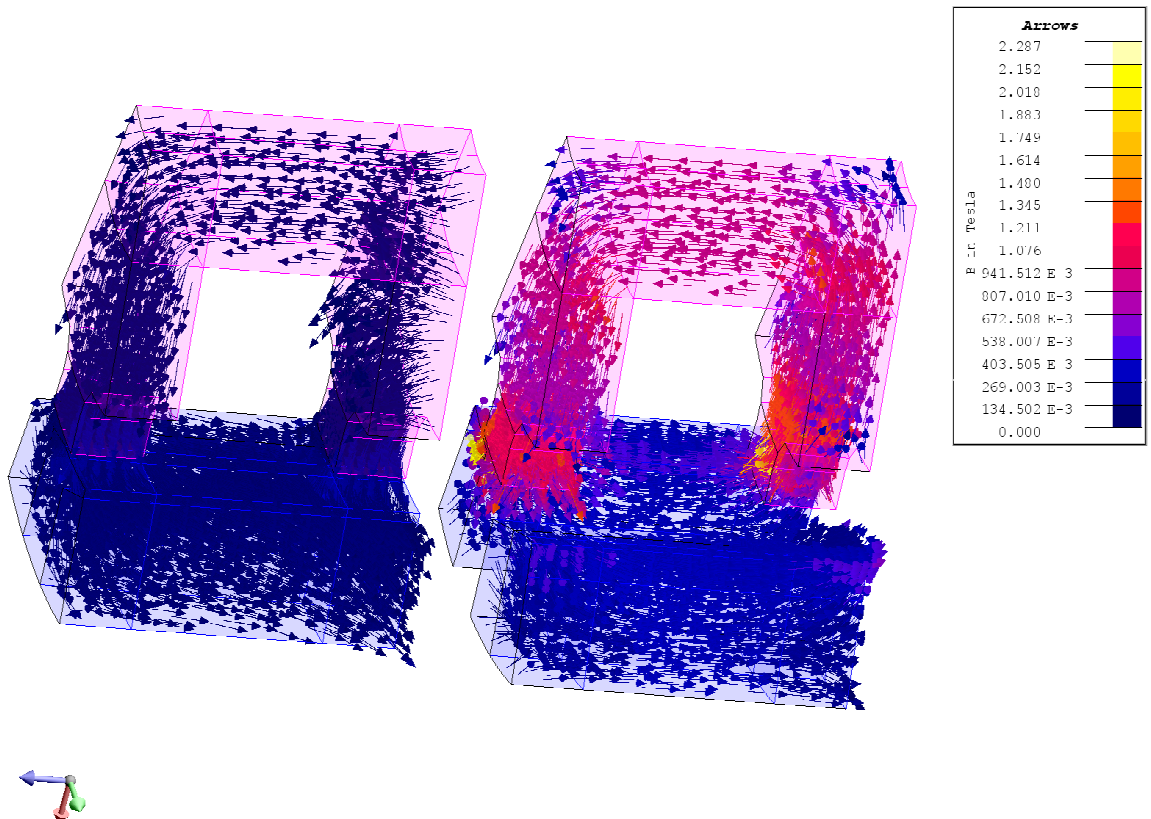


Rys. 3.41. Moment elektromagnetyczny w funkcji kąta obrotu wirnika dla prototypu F silnika TF - moduł A

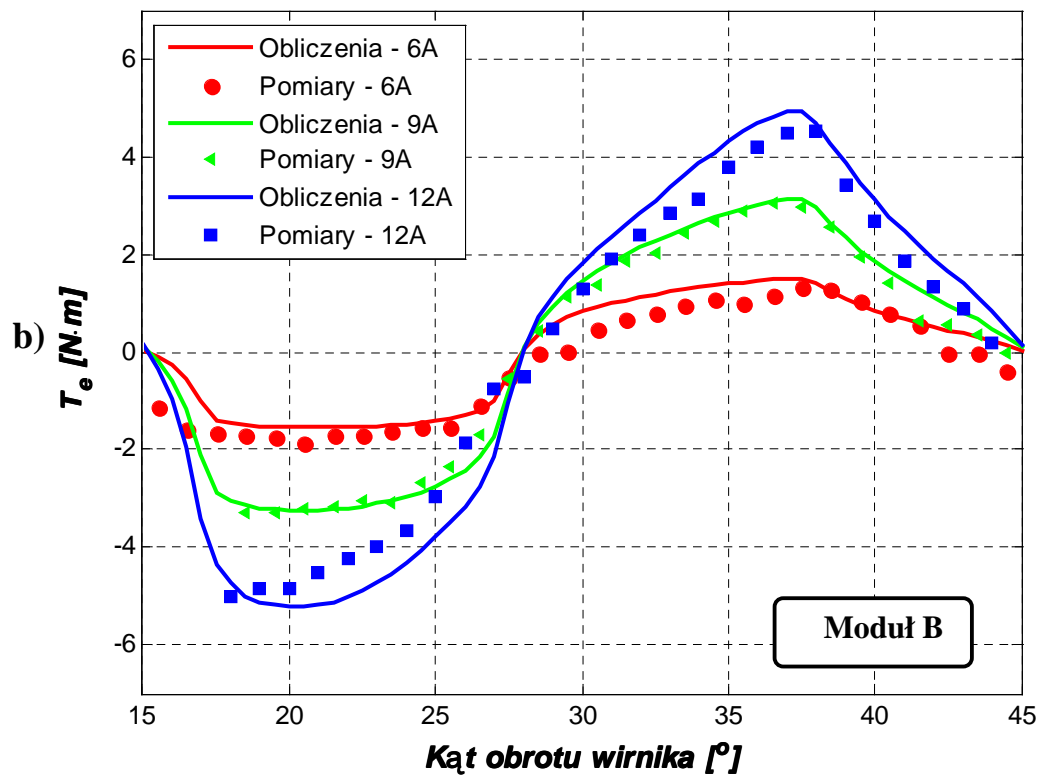
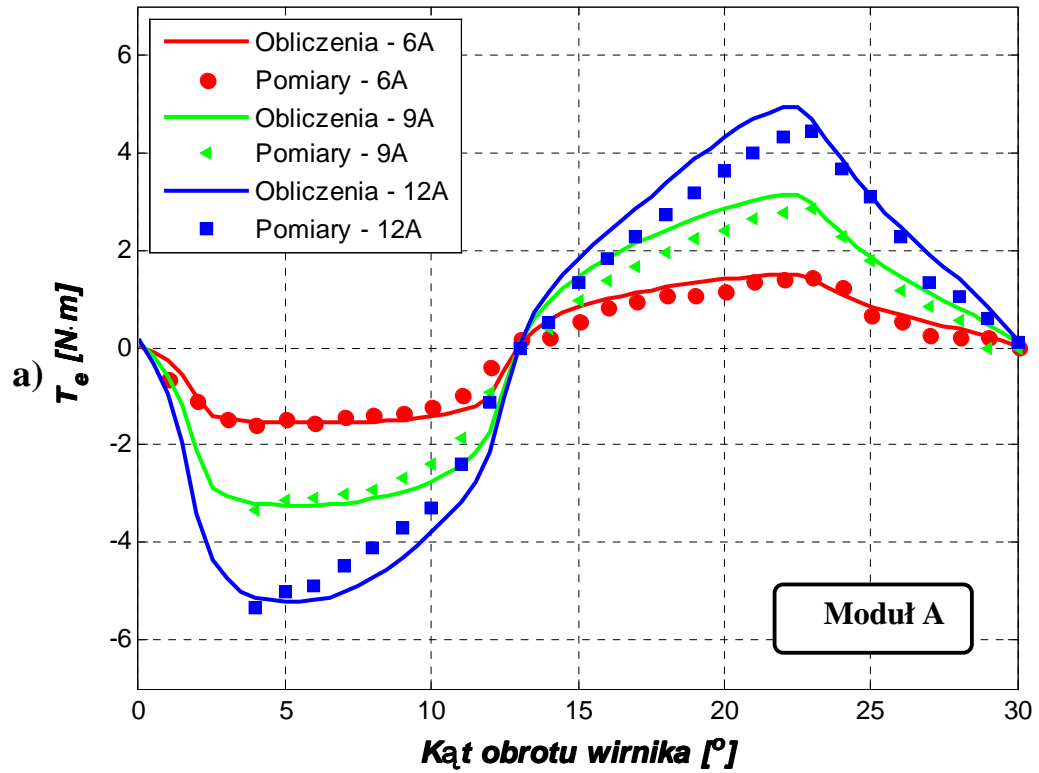


Rys. 3.42. Moment elektromagnetyczny w funkcji kąta obrotu wirnika dla prototypu F silnika TF - moduł B

PROTOTYP G



Rys. 3.43. Przykładowy rozkład wartości bezwzględnej indukcji magnetycznej (wykres wektorowy) w prototypie G, przy zasilaniu pasma A



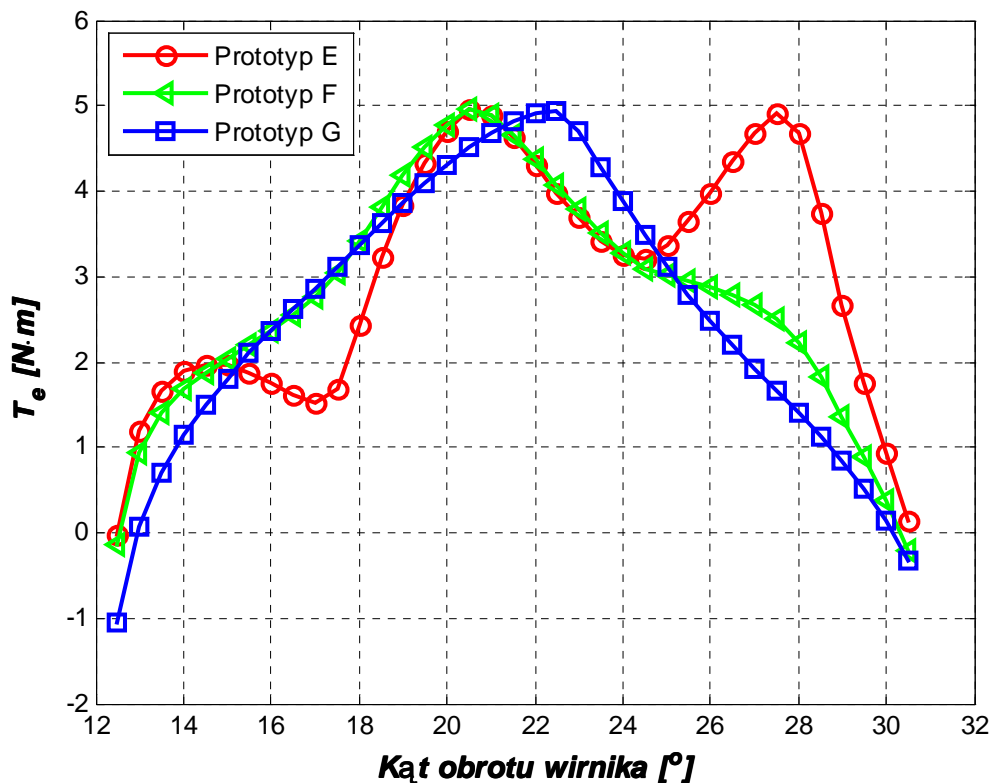
Rys. 3.44. Moment elektromagnetyczny w funkcji kąta obrotu wirnika dla prototypu G silnika TF a) moduł A, b) moduł B

Przeprowadzona weryfikacja pomiarowa wykazała dobrą zgodność pomiędzy wartościami zmierzonymi a wyznaczonymi w drodze obliczeń połowych. Powstałe rozbieżności wynikają w głównej mierze z przyjętych w modelu numerycznym uproszczeń. Bardzo istotne znaczenie szczególnie w przypadku maszyn reluktancyjnych ma również dokładność wykonania czynnych elementów silnika. Niedotrzymanie tolerancji wykonania skutkuje natychmiastowymi zmianami parametrów całkowych silnika TF, co szczególnie uwidacznia porównanie prototypu E z F. Mniejsza wartość momentu elektromagnetycznego otrzymana z pomiarów dla prototypu G wynika szczególnie z niedotrzymania wymiaru szczeliny powietrznej w obiekcie rzeczywistym w porównaniu z modelem numerycznym. W tabeli 3.12 zamieszczono dodatkowo porównanie najistotniejszych parametrów dla wszystkich trzech prototypów. W celu wyznaczenia poszczególnych parametrów zastosowano sposób sterowania jak na rysunku 3.14, a wartość kąta przewodzenia założono na poziomie 15°. Na rysunku 3.45 wykreślono zmienność momentu elektromagnetycznego dla poszczególnych prototypów.

Tabela 3.12. Zestawienie parametrów całkowych dla prototypów E, F, G

Parametry całkowite maszyn TF	T_{max} [N·m]	T_{min} [N·m]	T_{av} [N·m]	ε [%]	l_u [°]
Przed optymalizacją	6,22	0	4,66	66,73	15,00
Prototyp E	5,85	1,51	3,69	58,75	18,00
Prototyp F*	4,96	2,19	3,38	40,86	17,50
Prototyp G	4,95	1,47	3,19	54,05	17,50

(* prototyp wyznaczony na drodze optymalizacji bez zmiany rozpiętości zębów stojana)



Rys. 3.45. Moment elektromagnetyczny w funkcji kąta obrotu wirnika dla prototypów E, F, G

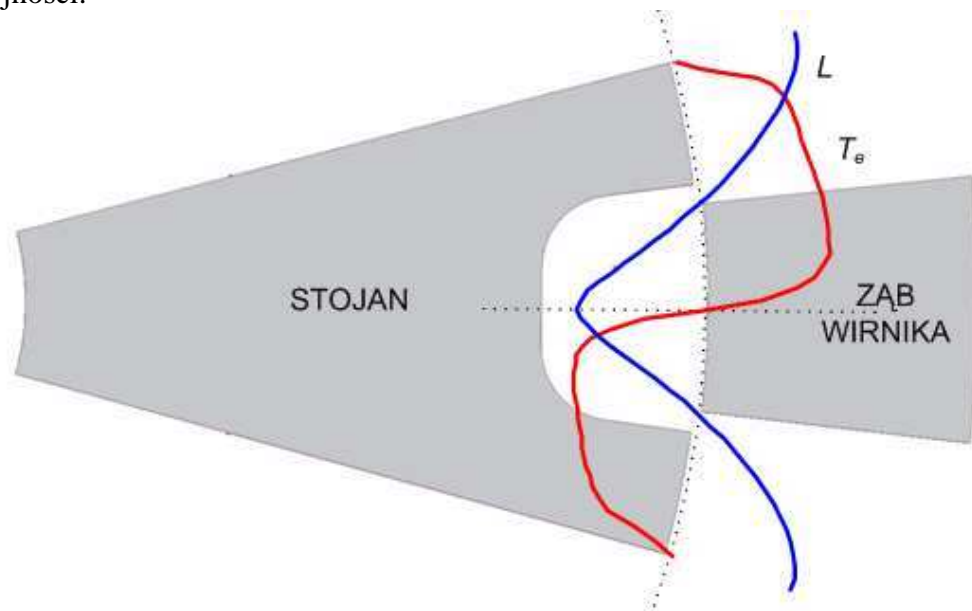
Rozdział 4

Modele obwodowe i polowo-obwodowe silników TF

4.1. Wprowadzenie

Elementem niezbędnym do przeprowadzenia analizy działania oraz badania stanów przejściowych silnika, zarówno w czasie normalnej pracy jak i w stanach awaryjnych, jest model matematyczny. Dostępne obecnie narzędzia do symulacji stanów dynamicznych, w postaci zaawansowanych środowisk obliczeniowych, pozwalają na prowadzenie badań o bardzo szerokim zakresie. Należy jednak zwrócić uwagę na wysokie nakłady obliczeniowe związane ze stosowaniem modeli polowo-obwodowych [21, 22, 88]. Alternatywnym rozwiązaniem może być zastosowanie modeli matematycznych, bazujących na obliczeniach polowych.

Zasada działania przełączalnych silników reluktancyjnych o budowie modułowej, ze strumieniem poprzecznym jest bardzo zbliżona do klasycznych silników SRM. Prąd przepływający przez cewkę wybranego modułu powoduje powstawanie momentu elektromagnetycznego dążącego do obrotu wirnika w kierunku pozycji neutralnej tzn. pozycji, w której oś zęba stojana pokrywa się z osią zęba wirnika. Na rysunku 4.1 przedstawiono wycinek silnika TF wraz z nałożonymi charakterystykami momentu oraz indukcyjności.



Rys. 4.1. Wycinek silnika TF z nałożonymi charakterystykami momentu i indukcyjności

Moment elektromagnetyczny, generowany przez wybrany moduł silnika TF, jest ściśle uzależniony od stopnia zmian indukcyjności stojana w stosunku do pozycji wirnika. Indukcyjność jest z kolei zależna od wartości prądu ze względu na nasycenie materiału magnetycznego. Biorąc pod uwagę pracę silnikową maszyny, załączenie prądu dla pasma powinno nastąpić w chwili zmiany trendu charakterystyki indukcyjności z opadającego na rosnący. Zaś wyłączenie danego pasma powinno nastąpić w sytuacji odwrotnej czyli w chwili czasowej rozpoczęcia trendu spadkowego dla indukcyjności danej fazy. Niedotrzymanie tych warunków skutkuje powstaniem momentu hamującego [120].

Istotą sterowania tego typu maszynami jest odpowiednie przełączanie prądu w poszczególnych pasmach, w zależności od pozycji wirnika względem stojana. Detekcja pozycji położenia wirnika względem stojana może zostać zrealizowana na dwa sposoby. W pierwszym z nich do pozycjonowania wirnika niezbędne jest zastosowanie czujnika położenia w postaci np.: odpowiednio rozmieszczonych transoptorów. Drugim sposobem jest sterowanie bezczujnikowe odbywające się na podstawie danych otrzymanych z analizy napięć w poszczególnych pasmach [83, 120].

4.2. Przemiana energii i model matematyczny

Modelowanie stanów przejściowych przełączalnych silników reluktancyjnych ze strumieniem poprzecznym w zasadniczym stopniu różni się od podejść stosowanych w przypadku konwencjonalnych silników. Główną przyczyną jest wysoka nieliniowość charakteryzująca tego typu maszyny. W literaturze napotkano na wiele ciekawych rozwiązań tego typu problemów [19, 20, 23, 24, 25, 65, 105].

Przystępując do opisu strony elektromagnetycznej silnika reluktancyjnego ze strumieniem poprzecznym założono brak sprzężeń magnetycznych pomiędzy poszczególnymi modułami. Przedstawiony poniżej opis dotyczy więc jednego modułu. Podstawowe równanie opisujące pasmo zawierające rezystancję R oraz strumień z nim skojarzony ψ ma postać:

$$u = R i(t) + \frac{d\psi(t)}{dt}, \quad (4.1)$$

gdzie: u – napięcie zasilania, i – prąd pasma.

W związku z nieliniowością charakterystyki magnesowania stali, indukcyjność L jest uzależniona zarówno od kąta położenia wirnika względem stojana jak i od prądu. Strumień można więc opisać zależnością:

$$\psi(t) = L(i(t), \Theta(t)) i(t). \quad (4.2)$$

Prędkość kątową wirnika ω można wyznaczyć ze wzoru (4.3)

$$\omega = \frac{d\Theta}{dt}. \quad (4.3)$$

Korzystając z równań (4.1), (4.2) oraz (4.3) otrzymujemy równanie napięciowe dla kąta położenia wirnika Θ oraz prędkościątowej ω :

$$u = R i(t) + \left(L(i, \Theta) + i(t) \frac{\partial L(i, \Theta)}{\partial t} \right) \frac{di}{dt} + i(t) \frac{\partial L(i, \Theta)}{\partial \Theta} \omega. \quad (4.4)$$

Ostatni z członów równania (4.4) opisuje siłę przeciw elektromotoryczną (ang. back EMF) e silnika reluktancyjnego ze strumieniem poprzecznym:

$$e = i(t) \frac{\partial L(i, \Theta)}{\partial \Theta} \omega. \quad (4.5)$$

Wielkość ta niesie ze sobą informację na temat położenia wirnika i może być wykorzystana w sterowaniu bezczujnikowym silnika TF [20, 26].

Zamieszczony powyżej opis matematyczny silnika TF od strony elektromagnetycznej należy uzupełnić równaniem mechanicznym [26]. Równanie mechaniczne wymaga jednak wyznaczenia wartości momentu elektromagnetycznego generowanego przez maszynę. Podstawą do wyprowadzenia tej wielkości jest równanie (4.1). Mnożąc obustronnie przez wartość prądu, otrzymujemy:

$$u i(t) = R i^2(t) + i \frac{d\psi(t)}{dt}. \quad (4.6)$$

Lewa strona równania (4.6) reprezentuje moc elektryczną doprowadzoną do silnika. Pierwszy składnik prawej strony ww. równania opisuje straty mocy w uzwojeniach silnika TF, natomiast ostatni składnik prawej strony musi opisywać moc mechaniczną wyprowadzoną z maszyny $\frac{dW_m}{dt}$ wraz z mocą zgromadzoną w polu magnetycznym $\frac{dW_f}{dt}$. Można więc napisać, że:

$$i \frac{d\psi(t)}{dt} = \frac{dW_m}{dt} + \frac{dW_f}{dt}. \quad (4.7)$$

Moc mechaniczna generowana przez maszyny elektryczne wirujące można opisać wzorem:

$$\frac{dW_m}{dt} = T_e \omega = T_e \frac{d\Theta}{dt}. \quad (4.8)$$

Wstawiając równanie (4.8) do równania (4.7) i przekształcając wynikowe równanie ze względu na moment elektromagnetyczny otrzymujemy:

$$T_e(\psi, \Theta) = i(\psi, \Theta) \frac{d\psi}{d\Theta} - \frac{dW_f(\psi, \Theta)}{d\Theta}. \quad (4.9)$$

Zaś przy stałej wartości strumienia magnetycznego zanika pierwszy składnik prawej strony upraszczając równanie (4.7) do postaci:

$$T_e(\Theta) = - \frac{dW_f(\Theta)}{d\Theta}. \quad (4.10)$$

Opis momentu elektromagnetycznego przy użyciu energii pola magnetycznego można zastąpić wyrażeniem wykorzystującym co-energię pola, wtedy:

$$W_c = \int_0^i \psi(i, \Theta) di. \quad (4.11)$$

Przedstawiony rysunek 2.3 w rozdziale 2 obrazuje graficzną interpretację energii i co-energii pola magnetycznego. Na jego podstawie można zapisać równanie (4.12):

$$W_c + W_f = i\psi. \quad (4.12)$$

Wykonując różniczkowanie powyższego równania oraz podstawiając je do równania (4.9) otrzymujemy:

$$T_e = \frac{id\psi - (\psi di + id\psi - dW_c(i, \Theta))}{d\Theta}. \quad (4.13)$$

Przy założeniu warunku stałości prądu równanie to upraszcza się do postaci przedstawionej w zależności (4.14).

$$T_e = \left. \frac{\partial W_c}{\partial \Theta} \right|_{i=const.} \quad (4.14)$$

Zakładając, iż maszyna pracuje na liniowej części charakterystyki magnesowania – pomijając zjawisko nasycania się stali strumień elektromagnetyczny można opisać równaniem:

$$\psi = L(\Theta) i \quad (4.15)$$

Wówczas moment elektromagnetyczny wytwarzany przez maszynę można opisać zależnością:

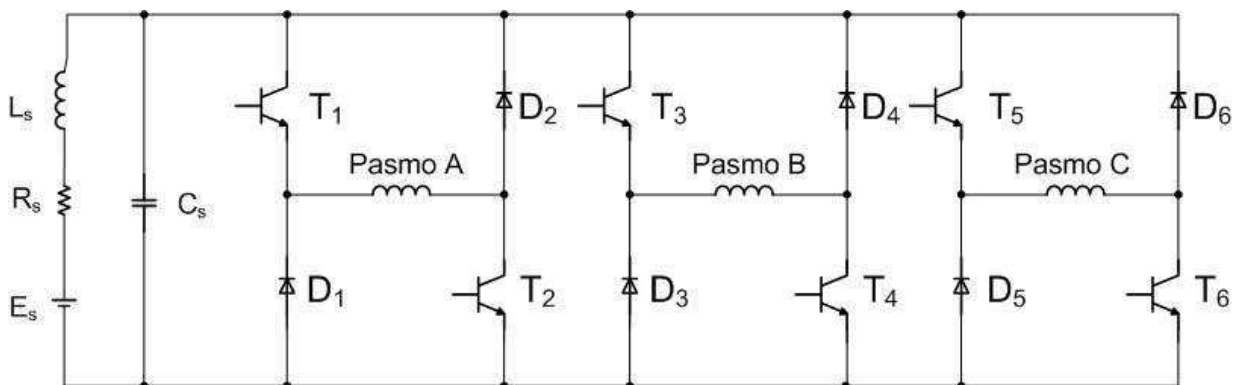
$$T_e = \frac{i^2}{2} \frac{dL(\Theta)}{d\Theta} \quad (4.16)$$

Uzupełnieniem modelu maszyny jest równanie wiążące ze sobą wielkości mechaniczne przedstawione poniżej:

$$T_e = T_m + k_\omega \omega + J \frac{d\omega}{dt} \quad (4.17)$$

4.3. Energoelektroniczny układ zasilania silników TF

Integralną częścią silników reluktancyjnych ze strumieniem poprzecznym jest energoelektroniczny układ zasilania. Wraz z dynamicznym rozwojem energoelektronicznych elementów mocy powstały liczne prace związane z doбором odpowiedniej konfiguracji układów zasilania ww. maszyn [64, 83, 84, 91, 109, 113]. Wybór układu zasilania silnika jest uwarunkowany jego zasadą działania oraz przewidywanymi parametrami podczas pracy. Istotne znaczenie ma liczba pasm maszyny, sposób ich połączenia, osiągnięte prędkości obrotowe, algorytm sterowania itp. Porównanie właściwości wybranych układów zasilania przedstawiono w pracy [113, 109].

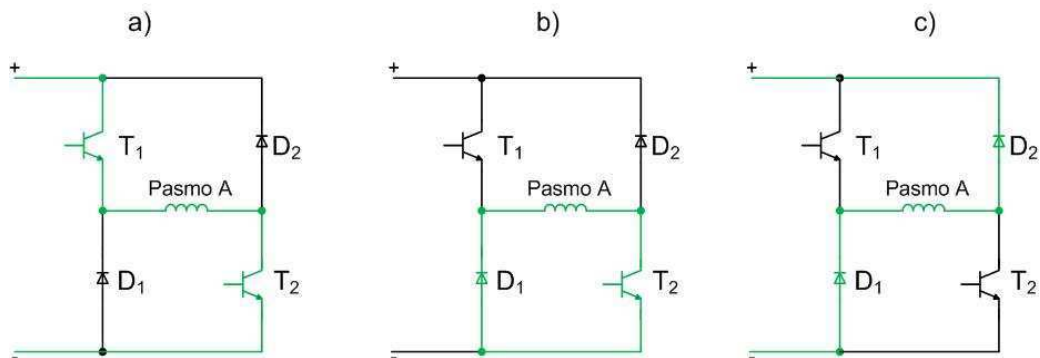


Rys. 4.2. Topologia przekształtnikowego układu zasilania trójfazowego silnika TF

Jednym z rozwiązań dla energoelektronicznego układu zasilania jest klasyczny układ półmostka typu „H” (rys. 4.2). Układ ten z powodzeniem może być stosowany zarówno do zasilania maszyn zawierających dwa, trzy jak i więcej pasm. Układ ten wykorzystuje 2q łączników – np. tranzystorów IGBT i 2q diod zwrotnych w przypadku silnika o q-fazach.

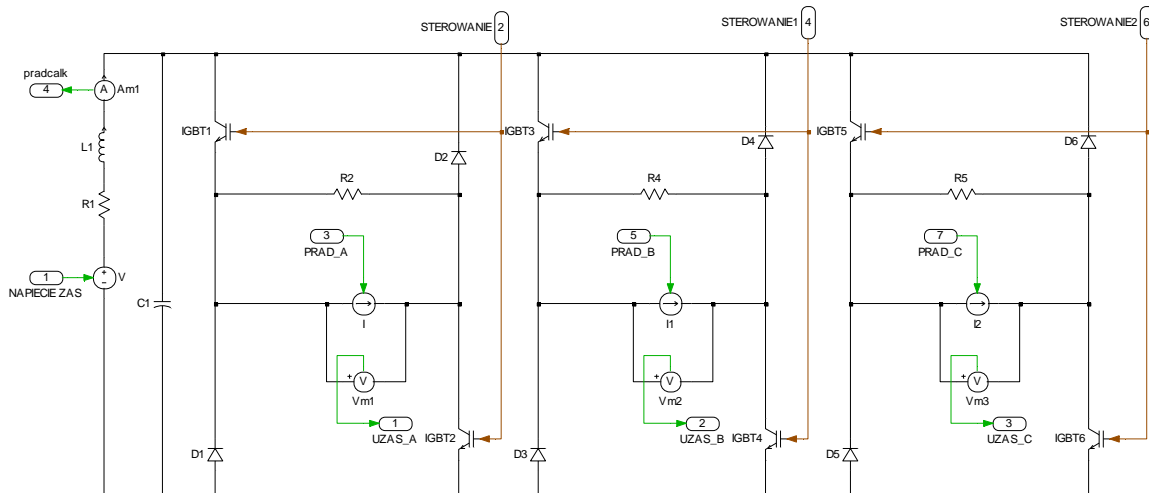
Układ ten jest układem unipolarnym o jednokierunkowym prądzie pasmowym. Jego główną zaletą jest możliwość niezależnego kontrolowania prądu każdego z pasm silnika oraz stosunkowo niskie napięcie znamionowe na jego elementach. Do wad należy zaliczyć liczbę wykorzystywanych elementów półprzewodnikowych oraz niedomagania przy dużej częstotliwości przełączania związane z niskim napięciem rozmagnesowania [113, 120].

Możliwe są dwa tryby pracy układu zasilającego: *Hard-Chopping* oraz *Soft-Chopping*. W pierwszym z nich (rys. 4.3a), podczas przewodzenia obydwu tranzystorów energia pobierana jest ze źródła, po ich jednoczesnym wyłączeniu następuje zwrot energii poprzez diody zwrotne (rys. 4.3b). W drugim trybie pracy początkowo oba tranzystory są w stanie przewodzenia, po czym następuje wyłączenie jednego z nich i rozładowanie energii pętli: pasmo, tranzystor i dioda (rys. 4.3c) [91]. Najprostsze sterowanie silnika polega na włączaniu pasm w sekwencji A, B, C, A



Rys. 4.3. Możliwe stany pracy przekształtnikowego układu zasilania

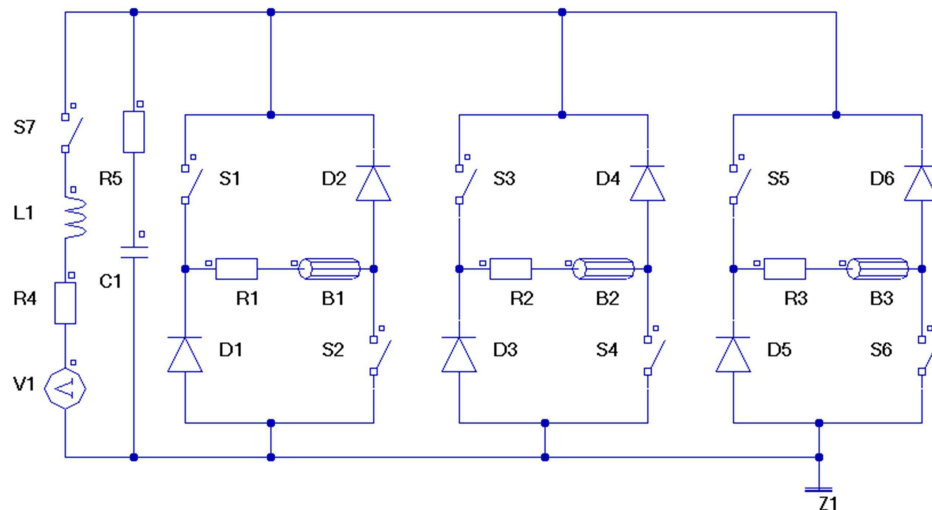
Ze względu na charakter prowadzonych badań, a w szczególności biorąc pod uwagę analizę stanów dynamicznych silnika TF, bardzo ważny jest odpowiedni opis elementów półprzewodnikowych zawartych w układzie zasilania. Aby w dobrym stopniu odzwierciedlić zjawiska zachodzące w układzie półmostka typu „H”, autor zdecydował się na implementację obwodu elektrycznego wykorzystując do tego celu dodatkową bibliotekę „Plecs”. Układ przekształtnikowy zaimplementowano wykorzystując zawarte w tej bibliotece elementy półprzewodnikowe wraz z ich najistotniejszymi parametrami.



Rys. 4.4. Schemat energoelektronicznego układu zasilania w środowisku Plecs.

Na rysunku 4.4 przedstawiono układ półmostka „H” w jednym z możliwych trybów pracy, w którym jednocześnie załączane i wyłączane są tranzystory górne i dolne w danej fazie. Aby umożliwić poprawną pracę układu zastosowano sterowane prądowo źródła napięciowe umieszczone w każdej z faz. Rezystory zwierające o dużych wartościach, zabezpieczają źródła prądowe w chwili wyłączenia tranzystorów danego pasma. Sygnały sterujące pochodzą z zewnętrznego układu nadzorującego. Parametry tranzystorów oraz diod dobrano z wykorzystaniem danych katalogowych dla zastosowanych elementów półprzewodnikowych.

Adekwatny układ zasilania możliwy do realizacji w środowisku Flux3D został omówiony w pracach [33, 63]. Jedną z podstawowych wad takiego rozwiązania jest brak możliwości implementacji istotnych z punktu widzenia przebiegów dynamicznych parametrów łączników półprzewodnikowych. Tranzystory modelowane są tam w postaci łączników o określonej rezystancji w stanie przewodzenia i zaporowym (rys. 4.5). Występują również pewne niedogodności związane z doбором chwili załączenia i wyłączenia, zdeterminowanym poprzez zdefiniowanie zmiennych nadzorujących obliczenia w stanach przejściowych (czas, kąt położenia wirnika). W niekorzystnym przypadku może to doprowadzić do znacznych rozbieżności pomiędzy obliczeniami a obiektem rzeczywistym.

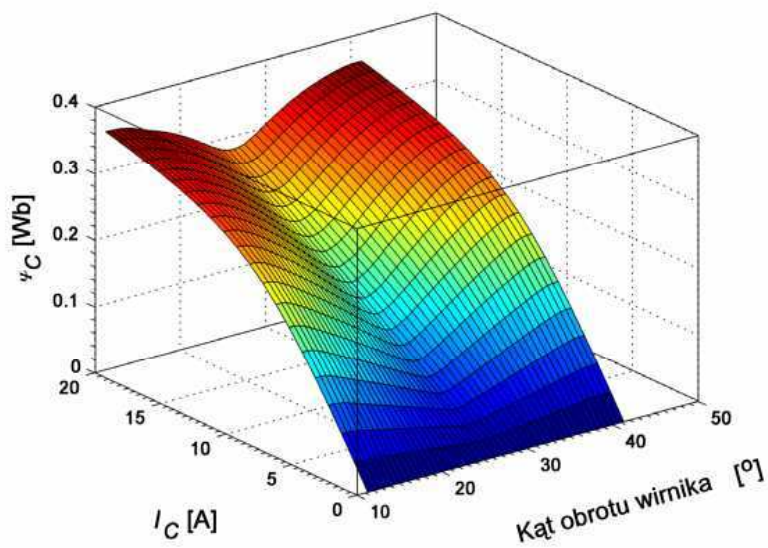
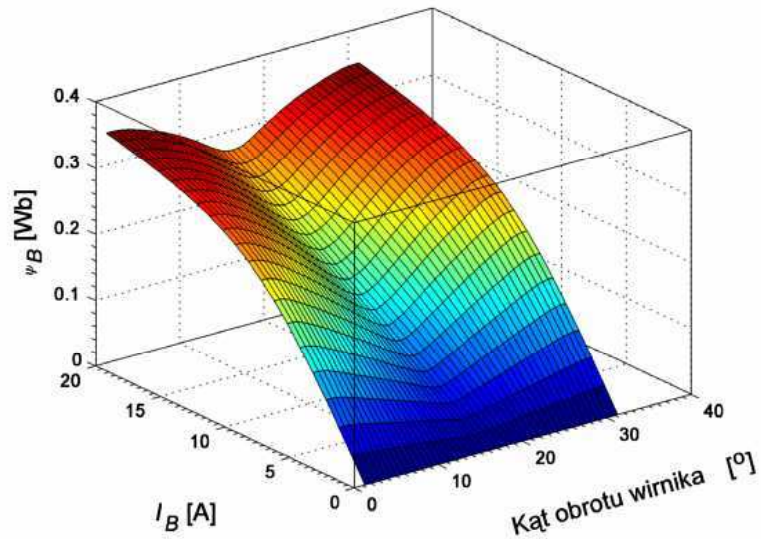
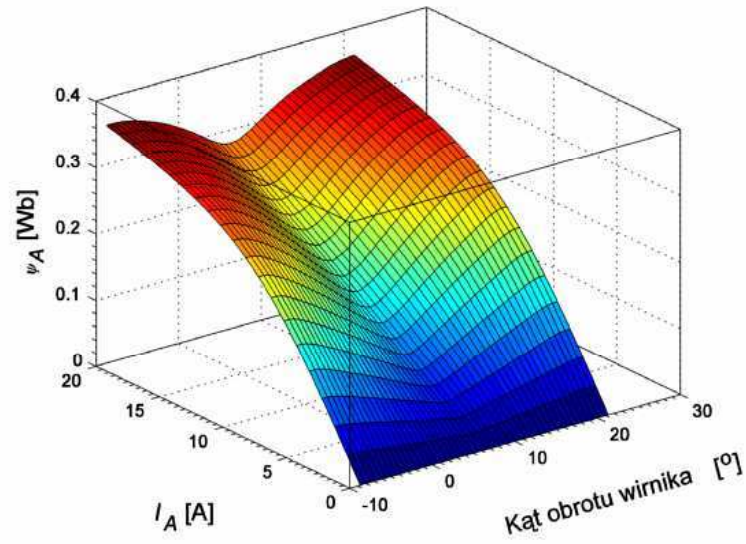


Rys. 4.5. Schemat energoelektronicznego układu zasilania w środowisku Flux3D

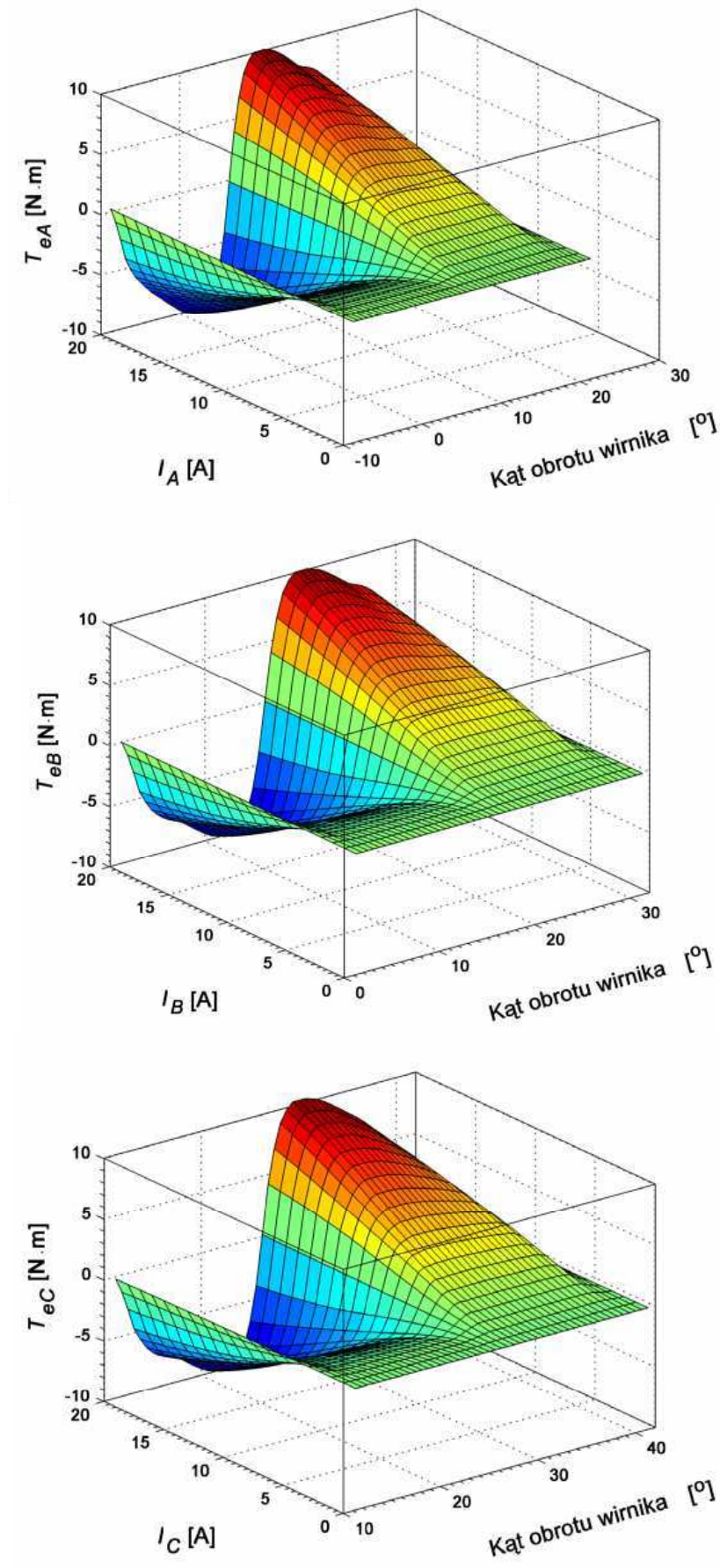
4.4. Implementacja modelu matematycznego w środowisku MATLAB

4.4.1. Trójmodułowy silnik TF

Rozwiązanie układu równań (4.1 i 4.17) jest możliwe przy zastosowaniu modeli liniowych, jednak wiąże się to z powstawaniem znacznych błędów. Znacznie lepsze rezultaty można uzyskać poprzez uwzględnienie nieliniowości strumienia oraz momentu elektromagnetycznego. Jednym z możliwych podejść jest wykonanie serii obliczeń dla modelu polowego silnika TF. Obliczenia te, potwierdzone pomiarowo, stanowią podstawę budowy nieliniowego modelu matematycznego. Dla modeli polowych dwu i trójmodułowego silnika TF, przedstawionych w rozdziale 3, wykonano serię obliczeń magnetostaticznych mających na celu wyznaczenie strumienia i momentu elektromagnetycznego w zależności od kąta położenia wirnika oraz prądu. W ten sposób wyznaczono funkcje strumienia $\psi = f(i, \Theta)$ oraz momentu elektromagnetycznego $T_e = f(i, \Theta)$. Ze względu na modułową budowę silnika TF (niewielkie sprzężenia magnetyczne) funkcje te dla każdego z modułów nieco różnią się od siebie, co pokazano na rysunku 4.6 i 4.7.

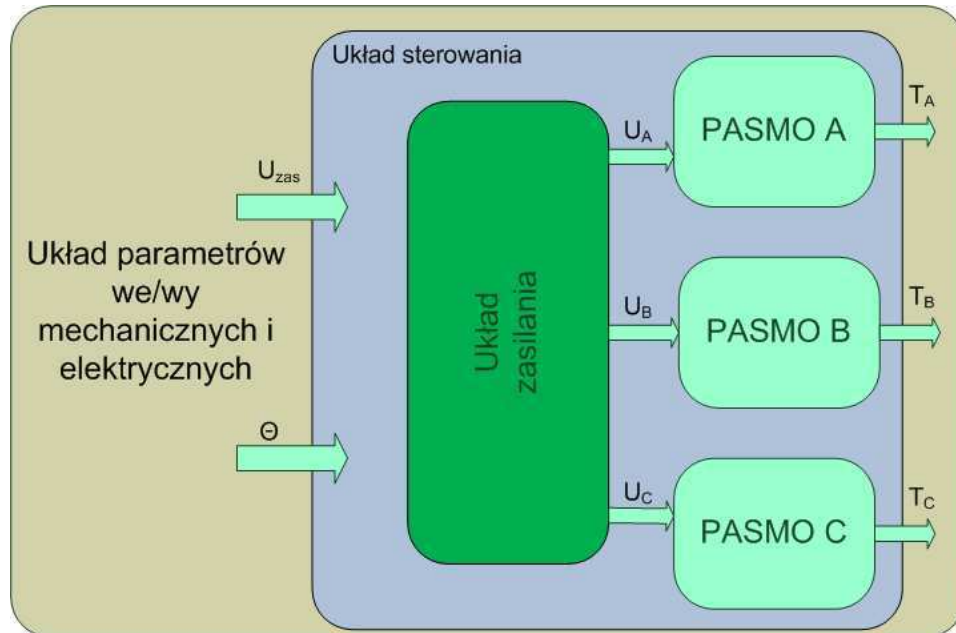


Rys. 4.6. Strumień w funkcji prądu i kąta położenia wirnika dla każdego z pasm trójmodułowego silnika TF



Rys. 4.7. Moment elektromagnetyczny w funkcji prądu i kąta położenia wirnika dla każdego z pasm trójmodułowego silnika TF

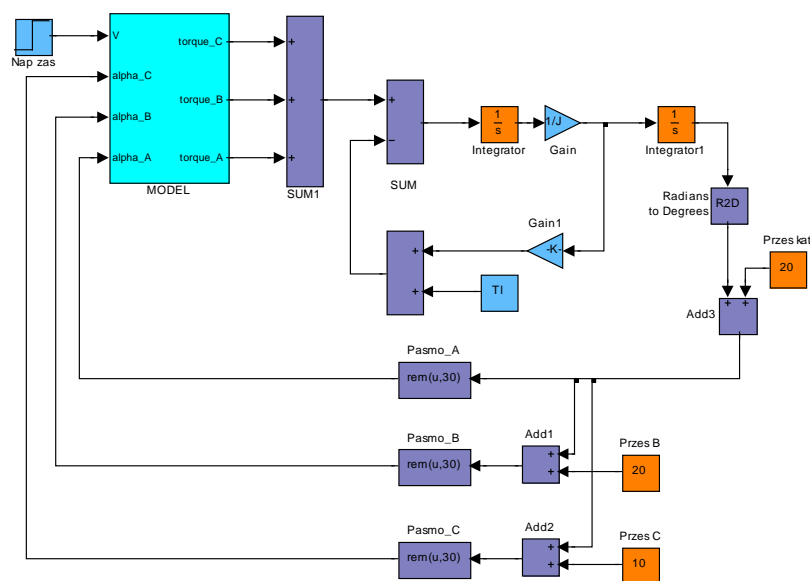
Struktura układu symulacyjnego, przedstawionego na rysunku 4.8, ma charakter hierarchiczny. Składa się z kilku podstawowych elementów, których najmniejszym, a zarazem najważniejszym jest model pojedynczego pasma. Wszystkie pasma zasilane są za pomocą energoelektronicznego układu zasilania zaimplementowanego w module *Plecs*. Elementem nadzorującym cały system jest układ sterowania zrealizowany za pomocą funkcji *Matlaba*. Główny system nadzorujący pozwala na wprowadzenie do układu istotnych parametrów mechanicznych i elektrycznych związanych z charakterem prowadzonych symulacji, a zarazem na akwizycję danych wyjściowych z symulacji.



Rys. 4.8. Struktura układu symulacyjnego trójmodułowego silnika TF

Poniżej przedstawiono najważniejsze elementy składowe modelu matematycznego w środowisku *Matlab/Simulink*.

Mechaniczny układ nadrzędny

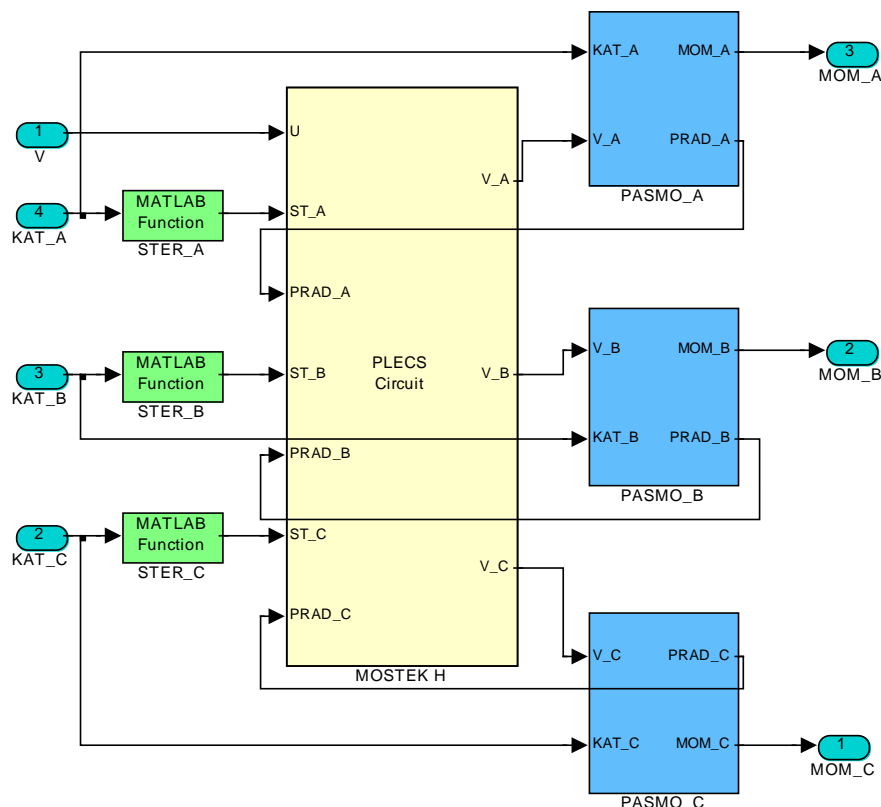


Rys. 4.9. Struktura zewnętrznego układu symulacyjnego

Do najistotniejszych parametrów mechanicznego układu nadrzędnego (rys. 4.9) można zaliczyć wielkości mechaniczne takie jak: moment obciążenia (T_m), współczynnik tarcia (k_w), moment bezwładności (J) oraz całkowity wyjściowy moment elektromagnetyczny (T_e). Dodatkowo układ ten umożliwia wprowadzenie do symulacji napięcia zasilania (U_{zas}). Do podstawowych funkcji omawianego układu należy zaliczyć nadzór nad wielkościami mechanicznymi oraz przekazywanie informacji o położeniu kątowym wirnika względem stojana do kolejnego bloku - podsystemu sterowania.

Układ sterowania

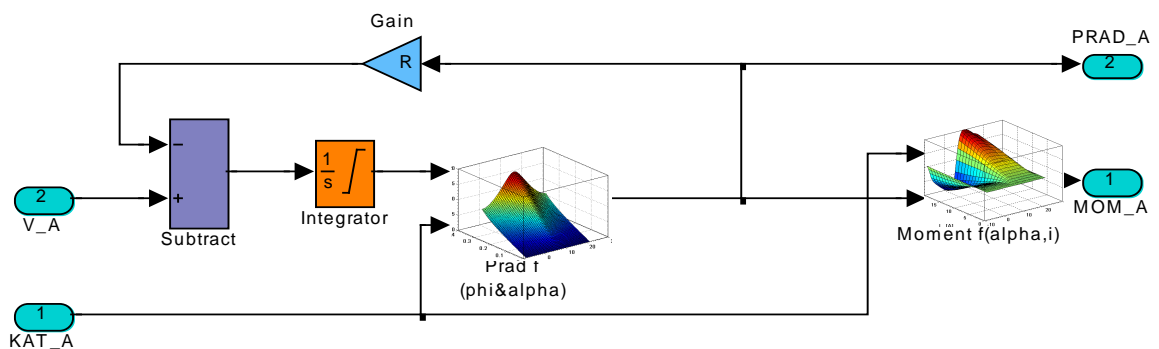
Nieodzownym elementem silników reluktancyjnych jest układ sterowania w połączeniu z energoelektronicznym układem zasilania. W praktyce funkcję sterowania przejmuje mikrokontroler wraz z zespołem podukładów, odpowiedzialnych za określenie istotnych cech obiektu sterowanego, na podstawie których podejmowana jest decyzja o wysłaniu adekwatnego sygnału sterującego. W układzie symulacyjnym przedstawionym na rysunku 4.10 funkcję tą spełniają *M-pliki*, zawierające kod umożliwiający podjęcie decyzji o załączeniu bądź wyłączeniu danego pasma, w zależności od położenia kąowego wirnika względem stojana. Bloki te, w miarę potrzeb, mogą zostać rozbudowane o dodatkowe zmienne istotne z punktu widzenia sterowania. Sygnały sterujące kierowane są do kolejnego bloku, symulującego energoelektroniczny układ zasilania, utworzonego za pomocą modułu *Plecs*. Układ zasilania połączono w kolejnym kroku z najmniejszymi a zarazem podstawowymi elementami całego modelu – blokami zawierającymi zależności opisujące pojedyncze pasmo silnika TF. Wielkościami wejściowymi w tym podsystemie są kąty położenia wirnika względem stojana dla poszczególnych modułów (Kąt_A, Kąt_B, Kąt_C), oraz napięcie zasilania (U_{zas}). Dodatkowo sparametryzowano funkcje odpowiedzialne za sterowanie, co daje możliwość doboru odpowiednich kątów załączenia i wyłączenia poszczególnych pasm.



Rys. 4.10. Struktura układu sterowania

Model pojedynczego pasma

Charakterystyczną cechą maszyn elektrycznych budowanych na bazie silników reluktancyjnych jest duża nieliniowość [23, 105], która pociąga za sobą konieczność zastosowania specyficznego podejścia. W niniejszej pracy, autor zastosował w modelu symulacyjnym nieliniowe funkcje strumienia ($\psi = f(i, \Theta)$) i momentu $T_e = f(i, \Theta)$ (rys. 4.6 - 4.7). Stanowią one rdzeń najmniejszych elementów składowych układu symulacyjnego (rys. 4.8). W połączeniu z rezystancją poszczególnych pasm otrzymano model każdego z trzech modułów silnika TF (rys. 4.11). Wielkościami wejściowymi w tych podsystemach są położenia katowe wirnika względem stojana oraz napięcia zasilania. Na wyjściu otrzymano prąd każdego z pasm oraz moment wytwarzany przez każdy z modułów. Istnieje również możliwość minimalizacji układu symulacyjnego przy założeniu całkowitego braku sprzężeń magnetycznych pomiędzy identycznymi modułami. Mając jednak na uwadze obiekt rzeczywisty autor zrezygnował z tych uproszczeń, stosując wyznaczone w drodze obliczeń połowych funkcje strumienia i momentu dla każdego z trzech pasm silnika TF.

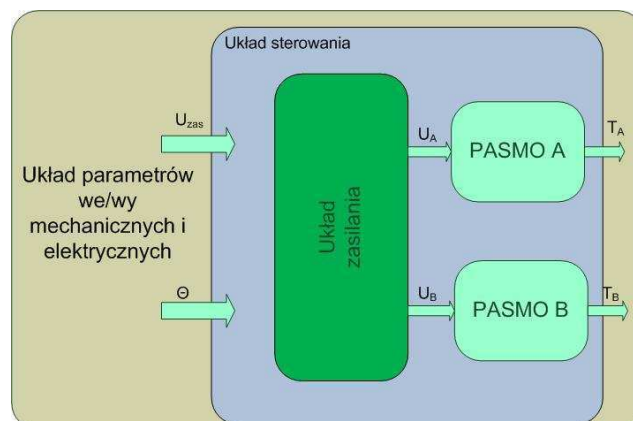


Rys. 4.11. Model pojedynczego pasma silnika TF

4.4.2. Dwumodułowy silnik TF

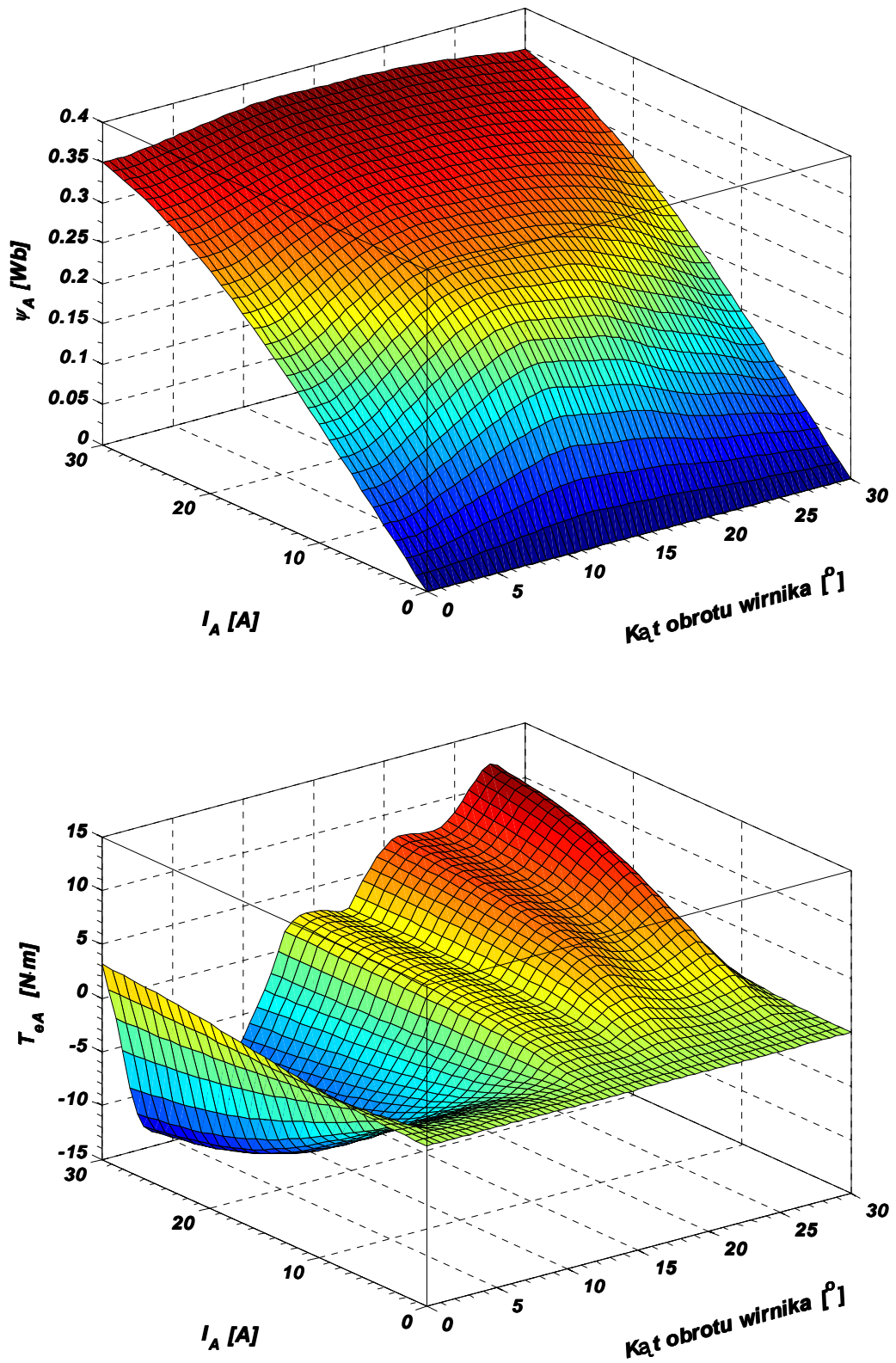
Strukturę układu symulacyjnego dla trójmodułowego silnika TF (rys. 4.8), wybrano w sposób nieprzypadkowy. Główną zaletą zastosowanej struktury hierarchicznej układu symulacyjnego jest możliwość jej szybkiej adaptacji, w celu prowadzenia badań nad inną konfiguracją silnika TF. Możliwość rozbudowy bądź redukcji modelu dla tej klasy maszyn odbywa się poprzez dodanie bądź usunięcie pasm oraz zmianę najważniejszych parametrów charakteryzujących nową strukturę maszyny.

Kolejnymi obiektami badań w niniejszej pracy są prototypy dwumodułowych silników ze strumieniem poprzecznym. Do symulacji ich zachowania zastosowano przedstawiony w poprzednim podrozdziale, zredukowany o jedno pasmo układ symulacyjny (rys. 4.12).

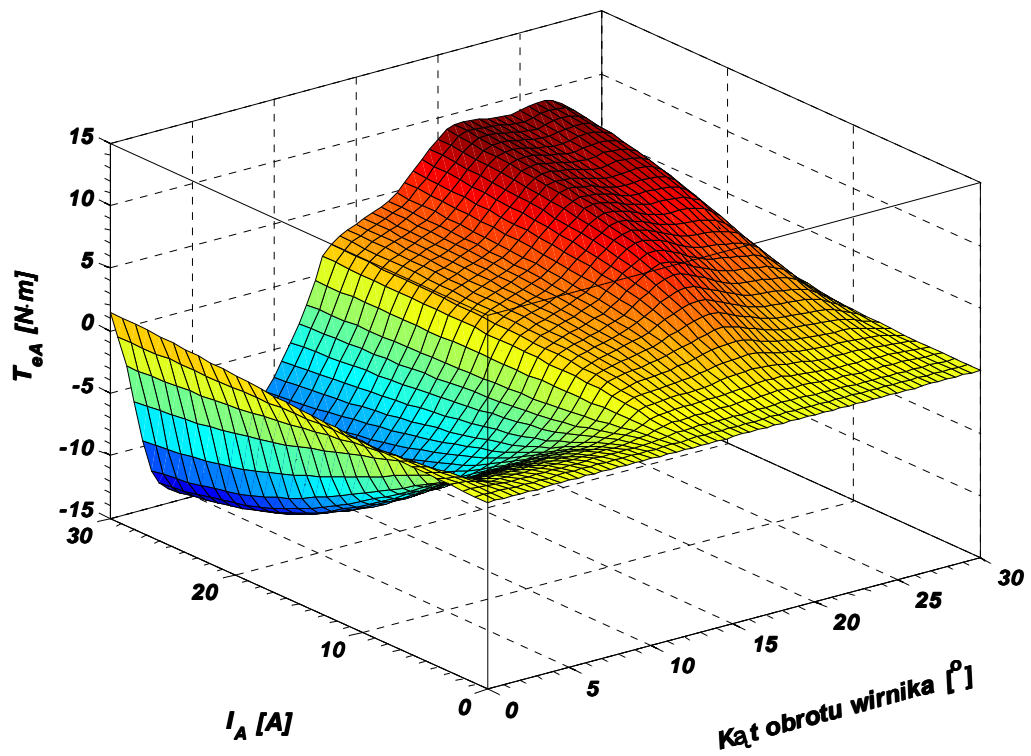
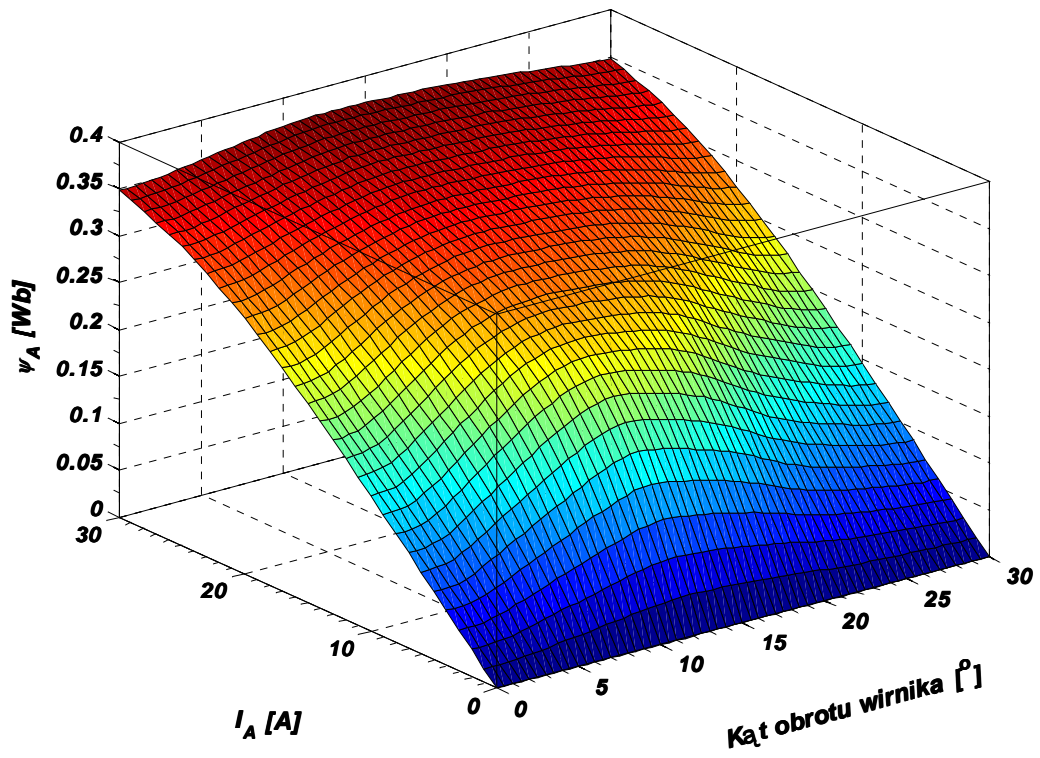


Rys. 4.12. Struktura układu symulacyjnego dwumodułowych silników TF

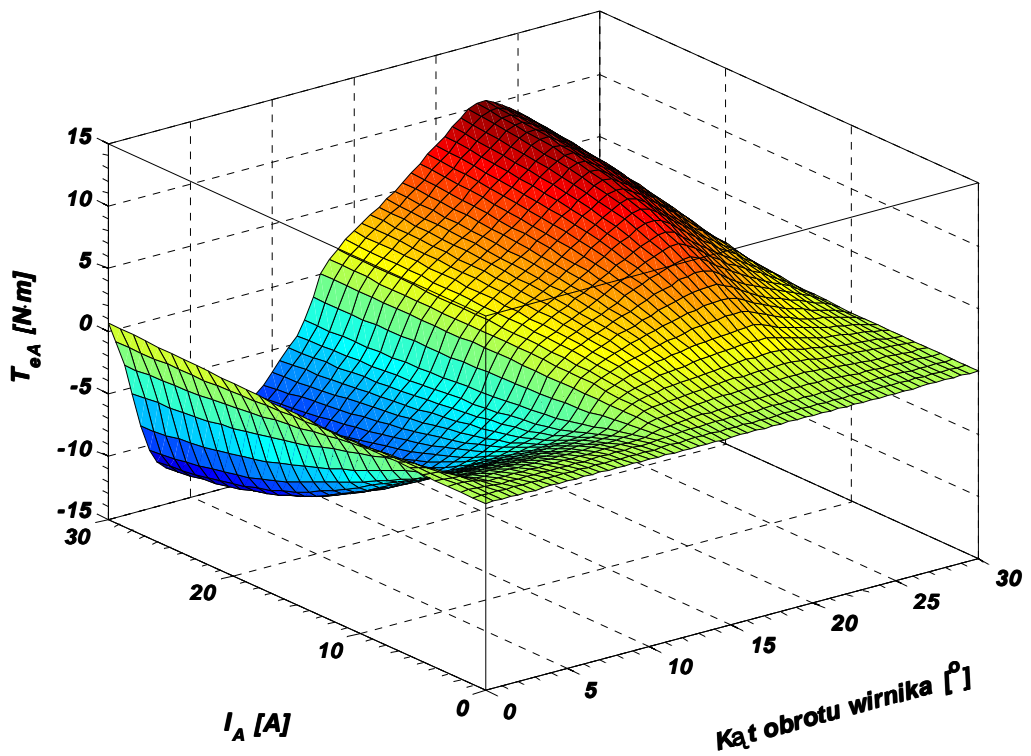
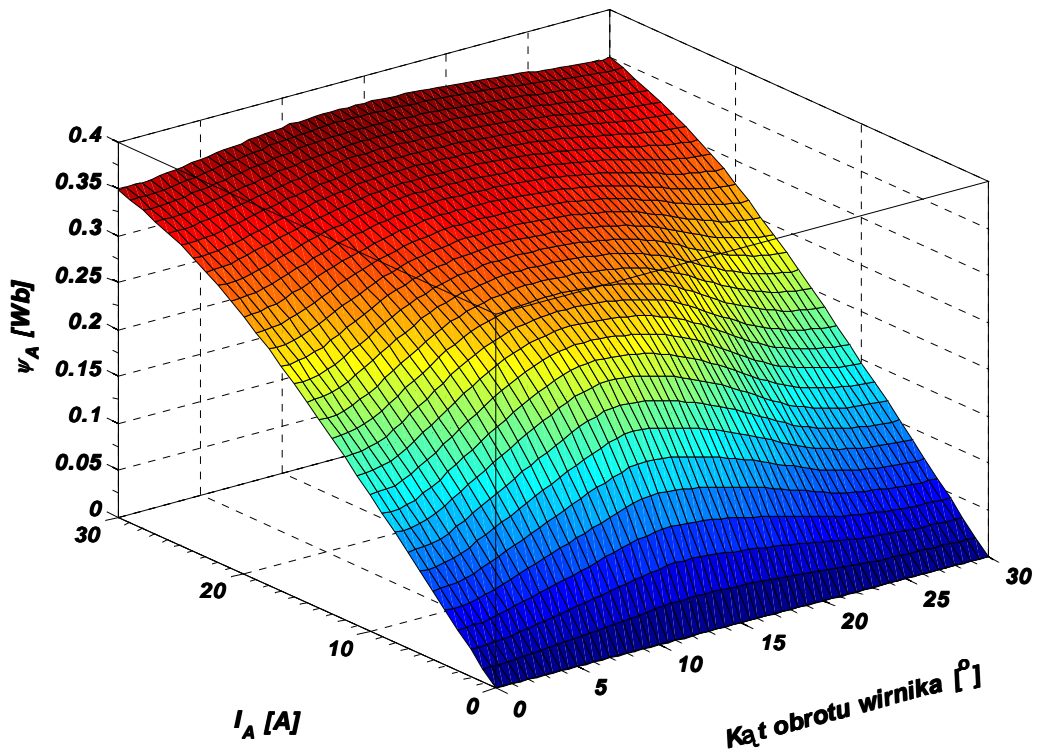
Podobnie jak w przypadku silnika trójmodułowego zasadniczym elementem modelu matematycznego są nieliniowe funkcje strumienia ($\psi = f(i, \Theta)$) oraz momentu ($T_e = f(i, \Theta)$). Do wyznaczenia tych funkcji, przedstawionych na rysunkach 4.13 oraz 4.15, zastosowano modele polowe zaprezentowane w rozdziale 3.



Rys. 4.13. Strumień oraz moment elektromagnetyczny w funkcji prądu i kąta położenia wirnika dla pasma A prototypu E, dwumodułowego silnika TF



Rys. 4.14. Strumień oraz moment elektromagnetyczny w funkcji prądu i kąta położenia wirnika dla pasma A prototypu F, dwumodułowego silnika TF



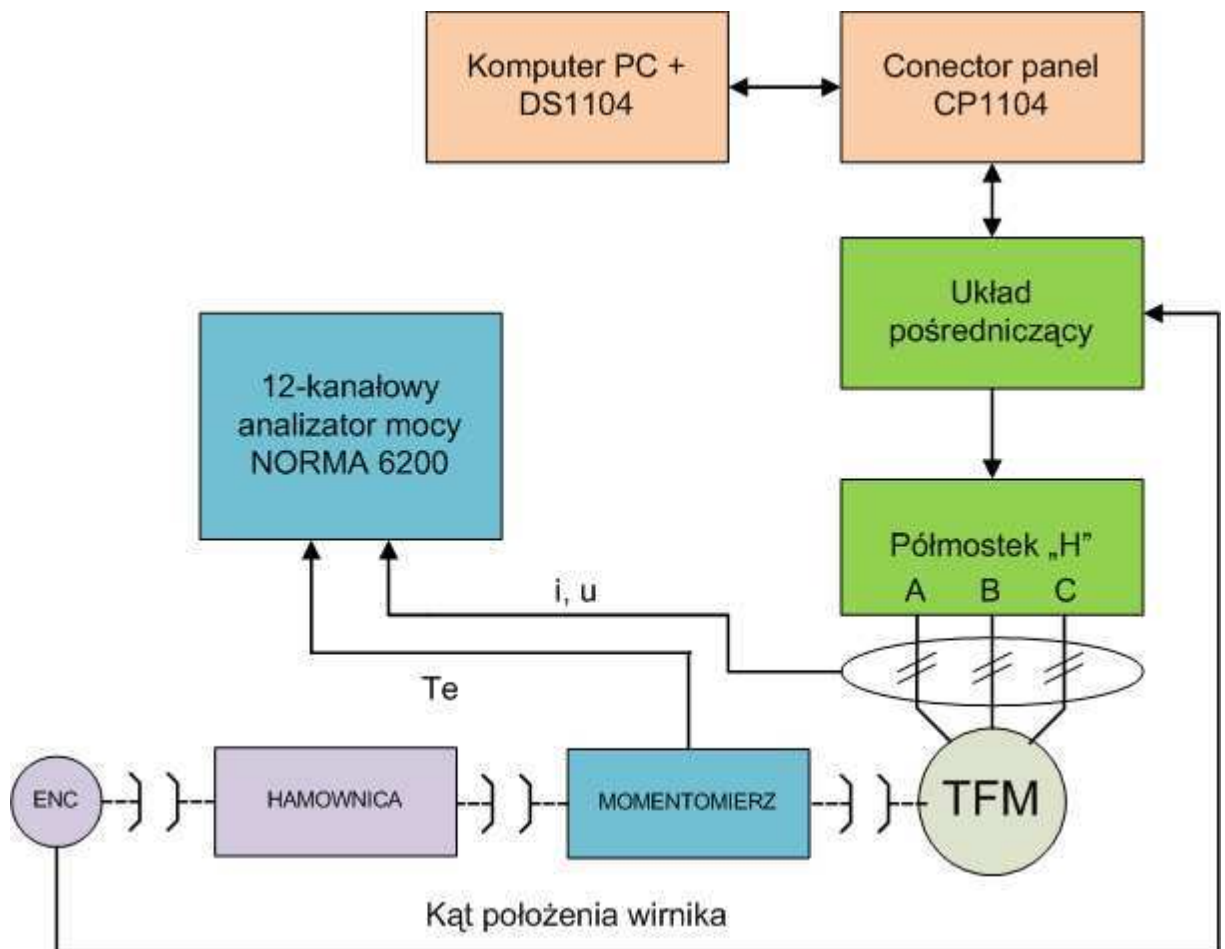
Rys. 4.15. Strumień oraz moment elektromagnetyczny w funkcji prądu i kąta położenia wirnika dla pasma A prototypu G, dwumodułowego silnika TF

4.5. Stanowisko badawcze z wykorzystaniem karty szybkiego prototypowania DS 1104

4.5.1. Opis stanowiska badawczego

Bardzo ważnym elementem każdych badań eksperymentalnych, a w szczególności modelowania przy zastosowaniu uproszczonych modeli obwodowych i polowo-obwodowych, jest weryfikacja doświadczalna otrzymanych wyników obliczeń. Weryfikacja, obliczonego za pomocą modeli polowych, momentu elektromagnetycznego wytwarzanego przez silniki TF, zamieszczona w podpunkcie 3.4 rozdziału 3, została przeprowadzona w oparciu o bezpośredni pomiar momentu dla różnych pozycji wirnika względem stojana. Stanowisko badawcze umożliwiające rejestrację stanów dynamicznych pracy ww. silników jest znacznie bardziej złożone (rys. 4.16). Do najważniejszych jego elementów składowych należy zaliczyć:

- silnik TF;
- momentomierz tensometryczny;
- hamownica proszkowa;
- przetwornik obrotowo-impulsowy (enkoder);
- energoelektroniczny układ zasilania – półmostek „H”;
- elektroniczny układ sterująco-pośredniczący;
- komputer PC z kartą pomiarowo-sterującą DS1104;
- panel przyłączeniowy CP1104;
- 12-kanalowy analizator mocy norma 6200.



Rys. 4.16. Schemat blokowy stanowiska badawczego z silnikiem TF

Do zasilania silnika TF zastosowano w fazie początkowych testów stabilizowany zasilacz z ograniczeniem prądowym, zaś w trakcie wykonywania istotnych pomiarów akumulatory. Schematy układu półmostka „H” wraz z układem pośrednicząco-sterującym zamieszczono w załączniku Z-2 pracy doktorskiej. Do pomiaru momentu wykorzystano momentomierz tensometryczny –E300-RWT1-02. Informację on-line na temat aktualnego położenia kąтового wirnika względem stojana uzyskano z przetwornika obrotowo-impulsowego MOK-30 o rozdzielczości 1000 imp./obr. Do obciążenia silnika TF wykorzystano hamownicę proszkową wraz z zasilaczem stabilizowanym. Jako nadrzędny układ sterujący zastosowano kartę szybkiego prototypowania DS1104 wraz z panelem CP1104 (szczegółowy opis wymienionych elementów zamieszczono w dalszej części pracy). Karta ta umożliwia również pomiar sygnałów zarówno cyfrowych jak i analogowych, jednak ze względu na brak układu separacji do pomiaru przebiegów prądów i napięć poszczególnych pasm silnika wykorzystano 12-kanalowy analizator mocy NORMA 6200.

4.5.2. Karta DS1104

Jednym z najnowszych sposobów szybkiego prototypowania układów sterowania maszyn elektrycznych jest zastosowanie środowiska *Matlab/Simulink* wraz ze specjalistycznymi kartami zawierającymi procesory DSP lub PowerPC. Niezbędnym narzędziem umożliwiającym sprzężenie modeli utworzonych w środowisku *Matlab/Simulink* z kartą pomiarowo-sterującą jest *C-code Generator*. Dokonuje on automatycznej translacji S-funkcji *Simulinka* na równoważny kod języka C. Zastosowanie bazującego na ww. środowisku w połączeniu z kartą pomiarowo-sterującą stanowiska badawczego, niesie za sobą szereg zalet [128]:

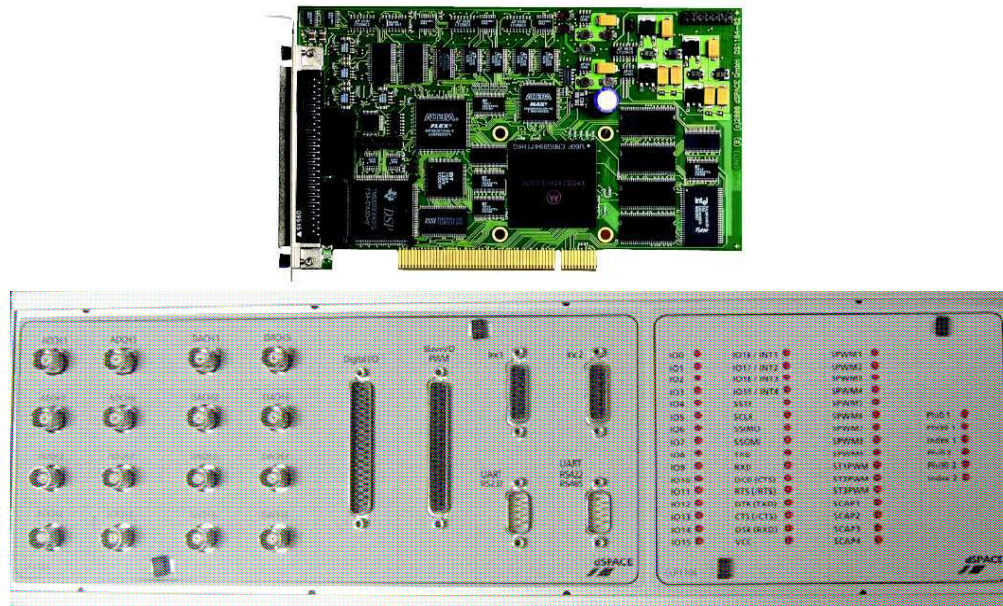
- prosta i przejrzysta graficzna reprezentacja modeli matematycznych i układów pomiarowych,
- prostota komunikacji pomiędzy użytkownikiem a środowiskiem,
- dostęp do rozbudowanych bibliotek procedur i funkcji,
- wykonywanie całej aplikacji poprzez procesor dołączonej karty, co zasadniczo zmniejsza obciążenie procesora PC,
- łatwość w akwizycji i obróbce danych otrzymanych z pomiarów i symulacji.

Proces projektowania i testowania układu sterowania oraz oceny zachowania się obiektu badań oparty jest na kilku podstawowych krokach:

- 1) budowa modelu matematycznego w *Simulinku*,
- 2) wygenerowanie kodu źródłowego w języku C, za pomocą RTW (ang. *Real Time Workshop*),
- 3) kompilacja, linkowanie oraz wygenerowanie kodu źródłowego dla danego procesora,
- 4) uruchomienie oraz testowanie aplikacji,
- 5) akwizycja danych za pomocą urządzeń peryferyjnych i ocena jakości działania układu.

Zasadniczą zaletą takiej konfiguracji stanowiska badawczego jest imitacja rzeczywistego układu pracy np.: maszyny elektrycznej wraz z układem sterowania. Komputer PC staje się jedynie narzędziem wymiany informacji pomiędzy użytkownikiem a układem sterowania oraz narzędziem służącym do oceny przydatności danej konfiguracji układu obiekt – sterownik.

W niniejszej pracy zastosowano kartę szybkiego prototypowania firmy dSPACE DS1104, przeznaczoną do współpracy z magistralą PCI w połączeniu z panelem we/wy CP1104 (rys. 4.17).



Rys. 4.17. Karta DS1104 wraz z panelem CP1104 [27]

Do najważniejszych elementów składowych karty szybkiego prototypowania DS1104 przedstawionej w postaci schematu blokowego na rysunku 4.18 można zaliczyć [27, 128]:

Procesor główny (MASTER DSP):

- MPC8240 oparty na rdzeniu PowerPC 603e (taktowany zegarem 250 MHz),
- 32 kB wewnętrznej pamięci cache,
- kontroler przerwań,

Timery:

- 32 – bitowy timer próbkujący,
- 4 timery ogólnego przeznaczenia,
- 64 – bitowy timer jako podstawa czasu ,

Pamięć:

- 32 MB pamięci SDRAM,
- 8 MB pamięci flash,

Wejścia/Wyjścia analogowe:

- 4, multipleksowane, 16-bitowe wejścia A/D, (± 10 V),
- 4, 12-bitowe wejścia A/D,
- 8, 16-bitowych wyjść, napięciowych (± 10 V),

Wejścia/Wyjścia cyfrowe (I/O):

- 20 dwukierunkowych kanałów,

Wejścia enkoderów:

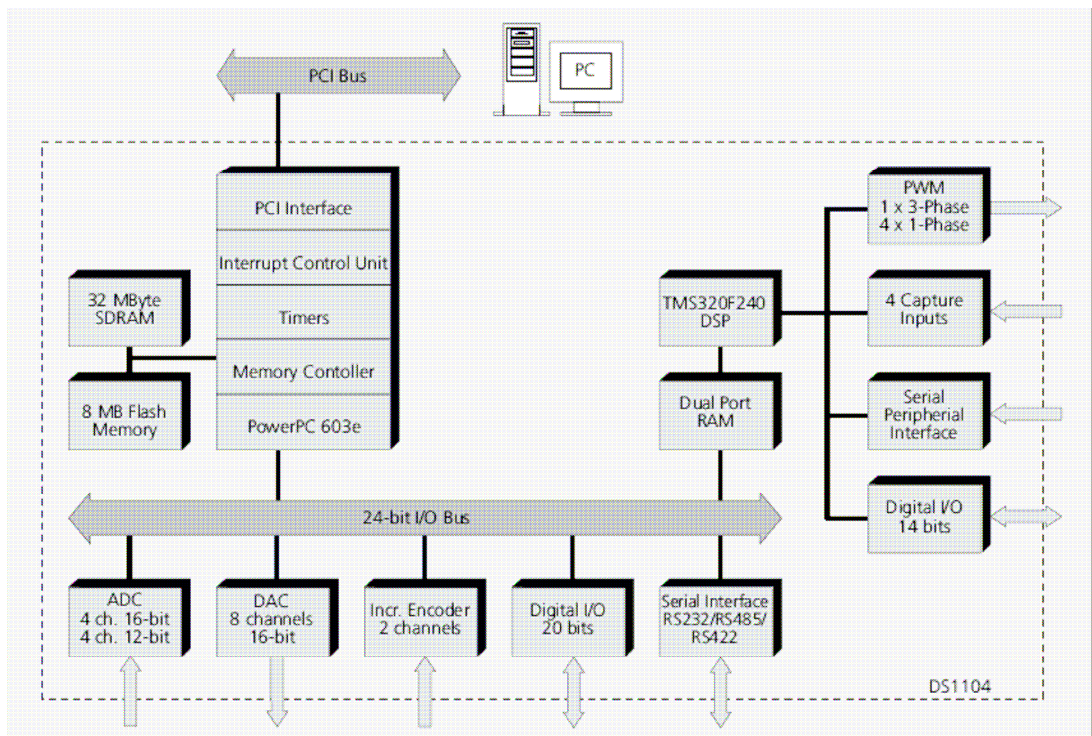
- 2 kanały wejściowe dla enkoderów inkrementalnych (o rozdzielczości 24 bitów),

Interfejs szeregowy:

- SERIAL UART (uniwersalny odbiornik i nadajnik, RS232, RS485, RS422),

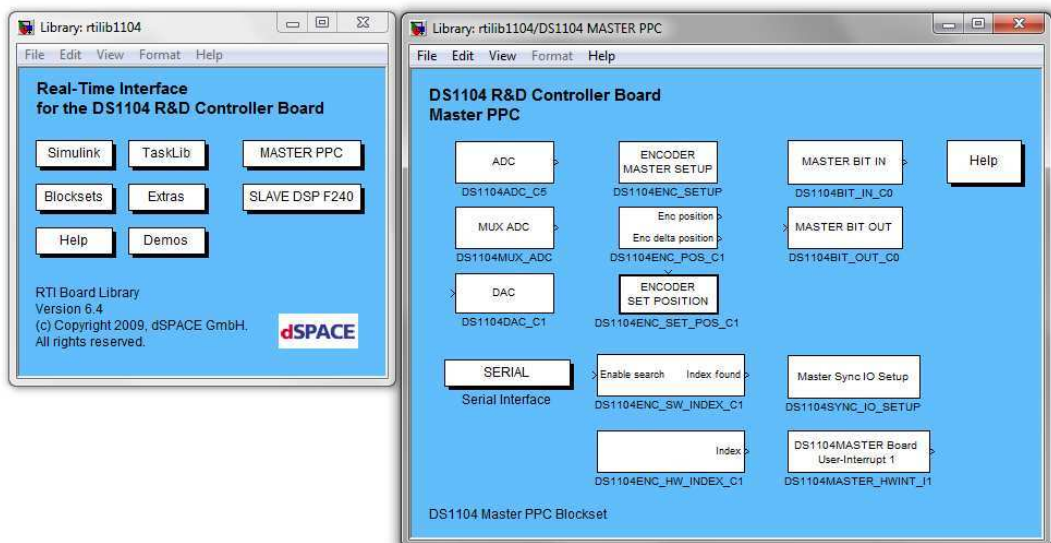
Procesor pomocniczy (SLAVE DSP):

- TMS320F240 DSP (Texas Instruments, taktowany zegarem 20 MHz),
- 4 kWord dual-port RAM,
- 14-bitowy port I/O,
- 1, 3-fazowe wyjście PWM + 4 jednofazowe wyjścia PWM.



Rys. 4.18. Schemat blokowy karty DS1104 [27]

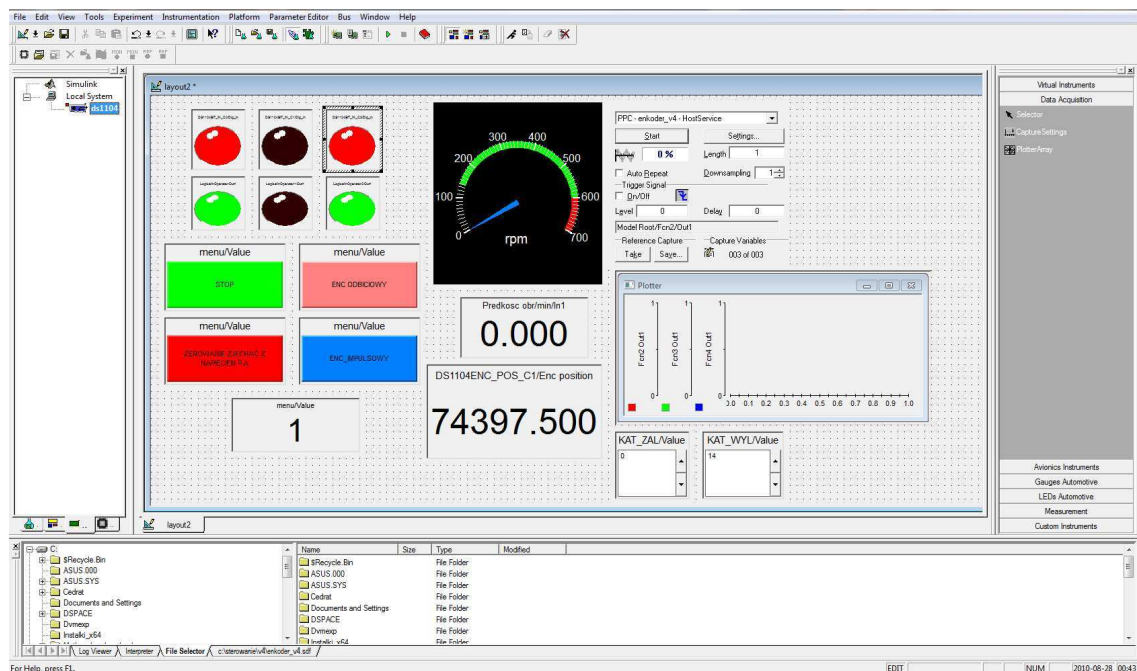
Dodatkowymi elementami ułatwiającymi współpracę z kartą DS1104 są: moduł RTI (ang. *Real Time Interface*) oraz moduł ControlDesk. Pierwszy z nich pozwala na tworzenie aplikacji w Simulinku z poziomu graficznego, dedykowanej dla zainstalowanej karty, wraz z kompilacją wygenerowanego kodu, właściwą dla uruchomienia na procesorze sygnałowym. Zawarta w nim biblioteka RTILIB zawiera wszelkie bloki dedykowane dla danej karty, możliwe do modyfikacji z poziomu Simulinka (rys. 4.19). Użytkownik może z tego poziomu decydować o wyborze i zastosowaniu do własnych potrzeb wejść i wyjść cyfrowych oraz analogowych, skorzystać z generatora PWM, itd. Generowanie, kompilacja oraz przesyłanie utworzonego kodu do karty z procesorem sygnałowym, odbywa się automatycznie bez konieczności nadzoru przez użytkownika. Również wszelkie modyfikacje wprowadzone w modelu układu sterowania są automatycznie przenoszone do karty z procesorem DSP i wykonywane w czasie rzeczywistym [29, 44, 128].



Rys. 4.19. Dostępne bloki biblioteki RTILIB

Drugi z wymienionych wyżej modułów – moduł ControlDesk zapewnia wizualizację graficzną wszelkich parametrów związanych z prowadzonymi przy użyciu ww. karty badań w trakcie trwania symulacji (on-line). Łatwy dostęp do szeregu narzędzi umożliwiających modyfikację istotnych zmiennych w prowadzonej symulacji ma tym większe znaczenie, gdyż nie ma konieczności zmiany i ponownej generacji kodu źródłowego dla procesora DSP. Ponadto utworzenie szeregu różnego rodzaju wskaźników, liczników i przycisków pozwala na uzyskanie przejrzystego pulpitu sterowniczego informującego o stanie sterowanego obiektu i możliwych do wprowadzenia w nim modyfikacjach (rys. 4.20). Akwizycja danych możliwa jest poprzez otwarcie odpowiedniego okna dialogowego i wybór interesujących użytkownika sygnałów. Istnieje również możliwość podglądu przebiegu wybranych wielkości w postaci wykresu generowanego w czasie rzeczywistym. Bardzo użytecznym narzędziem jest możliwość wprowadzania zmian w utworzonym pulpicie sterowniczym w czasie pracy aplikacji. Do tego celu należy jedynie przejść z trybu animacji do trybu edycyjnego [28, 44].

Uzupełnieniem interfejsu programowego dla systemu dSPACE są moduły MLIB i MTRACE. Pierwszy z wymienionych modułów umożliwia użytkownikowi dostęp do pamięci karty procesorowej i modyfikację wybranych parametrów. Pozwala to na automatyzację prowadzonych badań. Poprzez utworzenie odpowiedniego *M-pliku*, użytkownik jest w stanie zaprogramować szereg doświadczeń, przeprowadzić analizę otrzymanych wyników, a na jej podstawie określić kierunki dalszych badań eksperymentalnych. Drugi z wymienionych modułów stanowi swego rodzaju uzupełnienie modułu MLIB. Jest on szczególnie przydatny podczas automatyzacji procesu akwizycji danych z poziomu programu Matlab, w doświadczeniach wymagających większych nakładów czasowych. Automatyzacja tego procesu wymaga napisania odpowiedniego *M-pliku* [128].



Rys. 4.20. Moduł ControlDesk z wybranymi komponentami

4.5.3. Układ sterowania z wykorzystaniem DS1104

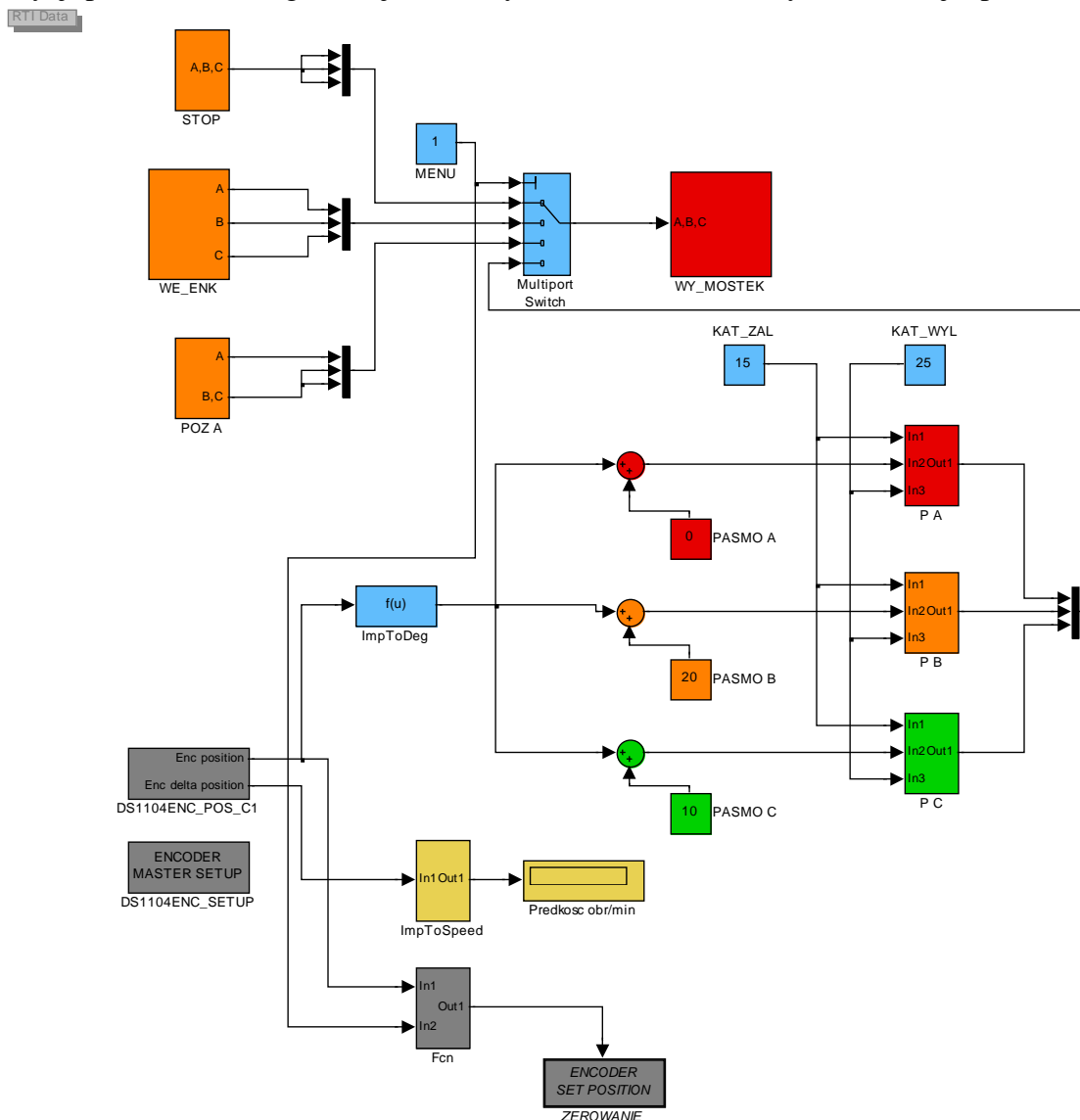
Pierwotna wersja układu sterowania silników TF oparta była na układzie mikrokontrolera ATMEL rodziny AT89. Układy te z powodzeniem stosowane są w szerokim zakresie układów sterowania maszynami elektrycznymi. Są to rozwiązania sprawdzone pod wieloma względami. Innym rozwiązaniem układu sterowania jest zastosowanie przedstawionej wyżej

karty szybkiego prototypowania z procesorem sygnałowym. Taki układ sterowania posiada znacznie większe możliwości zarówno w akwizycji danych jak i szybkości oraz jakości sterowania. Dodatkową zaletą wynikającą z zastosowania karty DS1104 jest dużo większa przejrzystość programowania wynikająca z możliwości implementacji algorytmu sterowania w oparciu o blokowy model w Simulinku. Dodatkowe korzyści płyną również z możliwości zmiany istotnych parametrów sterowania on-line, podczas pracy układu.

Do badań eksperymentalnych zastosowano model blokowy przedstawiony na rysunku 4.21, zbudowany w oparciu o bibliotekę RTILIB w Simulinku. Realizuje on kilka istotnych funkcji:

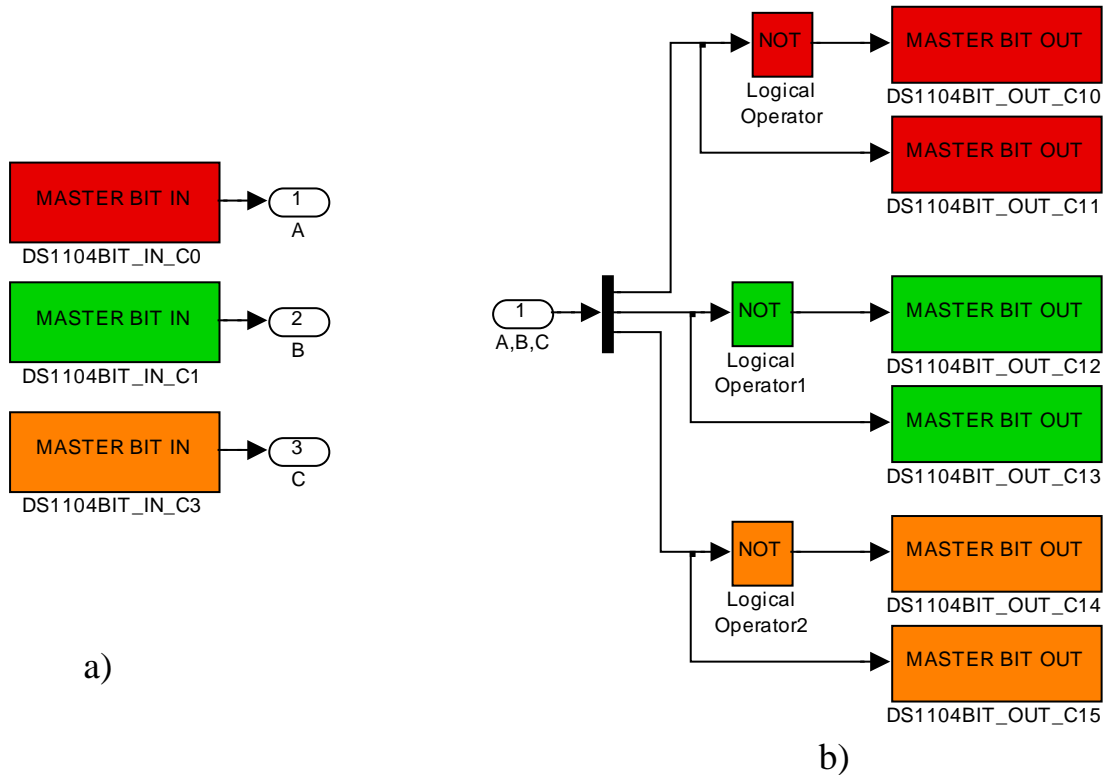
- pozycjonowanie wirnika;
- zatrzymanie i wznowienie pracy silnika;
- praca z enkoderem przemysłowym i dedykowanym przetwornikiem impulsowo-obrotowym;
- zmiana kątów załączenia i wyłączenia pasm silnika;
- pomiar prędkości oraz położenia.

Każdy przełączalny silnik reluktancyjny, w zależności od zastosowanej metody sterowania, wymaga określenia dokładnej pozycji wirnika w odniesieniu do stojana. Ten wymóg został zrealizowany poprzez zasilenie jednego z pasm silnika TF, co spowodowało ustalenie się wirnika maszyny w znanej pozycji. Możliwość wyzerowania enkodera w tej pozycji pozwala na osiągnięcie jednakowych warunków startowych w każdej z prób.



Rys. 4.21. Układ sterowania z zastosowaniem biblioteki RTILIB

Najprostszy tryb pracy silnika TF oparty o dedykowany dla danej konstrukcji przetwornik impulsowo-obrotowy wymaga odczytania informacji z trzech transoptorów odbiciowych. Funkcje tę mogą realizować programowalne we/wy cyfrowe karty DS1104 (rys. 4.22a). Istotą sterowania w tym przypadku jest przesłanie w/w informacji do układu pośredniczącego, sterującego poszczególnymi tranzystorami układu półmostka „H” (rys. 4.22b).



Rys. 4.22. Sposób sterowania bazujący na dedykowanym przetworniku impulsowo-obrotowym a) układ pobierania informacji o pozycji kątowej wirnika, b) sterowanie poszczególnymi tranzystorami

Pozostałe funkcje układu sterowania, pozwalające na wykonanie badań umożliwiających ocenę zachowania się prototypów silników TF, dla różnych kątów wysterowania, wykonano w oparciu o wysokiej rozdzielczości enkoder przemysłowy. Badania nad wpływem zmiany wartości kątów załączenia i wyłączenia pasm na własności ruchowe silnika wykonano korzystając z dostępnych funkcji modułu ControlDesk. Tak skonfigurowany układ sterowania umożliwiał również płynne przejście z trybu pracy z dedykowanym przetwornikiem impulsowo-obrotowym do trybu pracy z enkoderem przemysłowym. W trakcie pracy maszyny rejestrowano również przebiegi impulsów sterujących, będących podstawą do wyznaczenia prędkości obrotowej maszyny. Powstało dodatkowe narzędzie pozwalające na porównanie wskazań prędkości obrotowej otrzymanej z momentomierza tensometrycznego.

Wzbogacenie układu o pomiar prądu i napięcia dla poszczególnych pasm silników TF, przy wykorzystaniu wejść analogowych karty DS1104, pozwoliłoby na zastosowanie modulacji PWM do kontroli prądów. Powstałe sprzężenie zwrotne w znaczący sposób rozszerzyłoby możliwości sterowania prototypami silników TF.

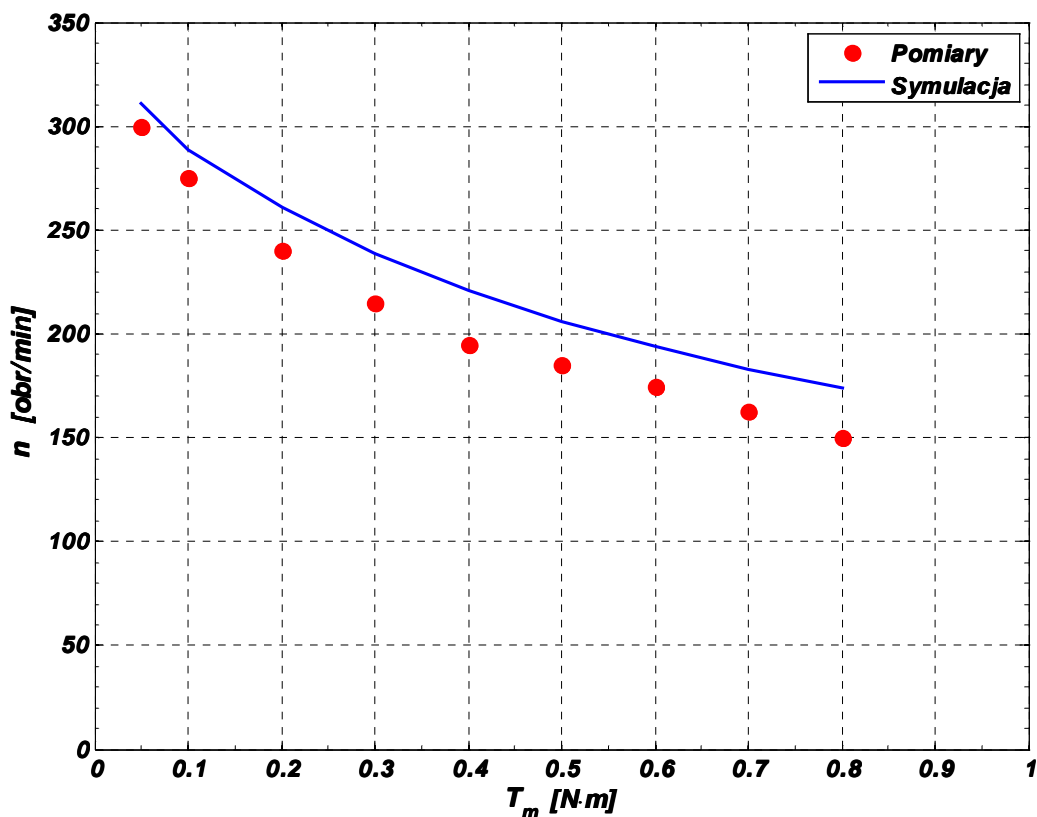
Rozdział 5

Wyniki badań stanów dynamicznych i ustalonych silników TF

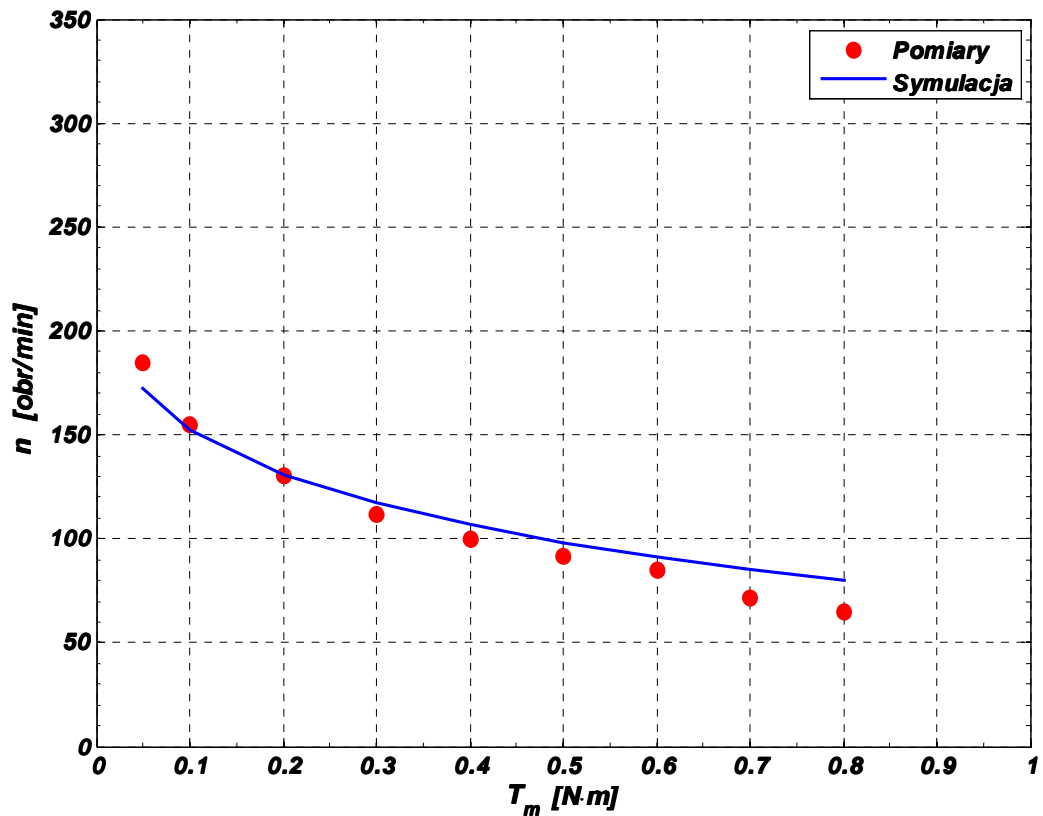
5.1. Weryfikacja zastosowanych modeli obwodowych i polowo obwodowych

Weryfikację przydatności zaproponowanego modelu obwodowego (matematycznego) przeprowadzono na bazie badań laboratoryjnych dla przedstawionych w rozdziale 3 prototypów silników TF. Opis stanowiska badawczego zamieszczono w podpunkcie 4.5 niniejszej pracy. Największy nacisk położono na gruntowne przebadanie prototypów C (silnik trójmodułowy) oraz E (silnik dwumodułowy) modułowych maszyn reluktancyjnych przełączalnych ze strumieniem poprzecznym. Na rysunkach 5.1 – 5.5 przedstawiono porównanie wyznaczonych na drodze symulacji oraz pomiarów, charakterystyk mechanicznych $n = f(T_m)$ ww. prototypów dla różnych wartości kątów załączenia α_{on} i wyłączenia α_{off} .

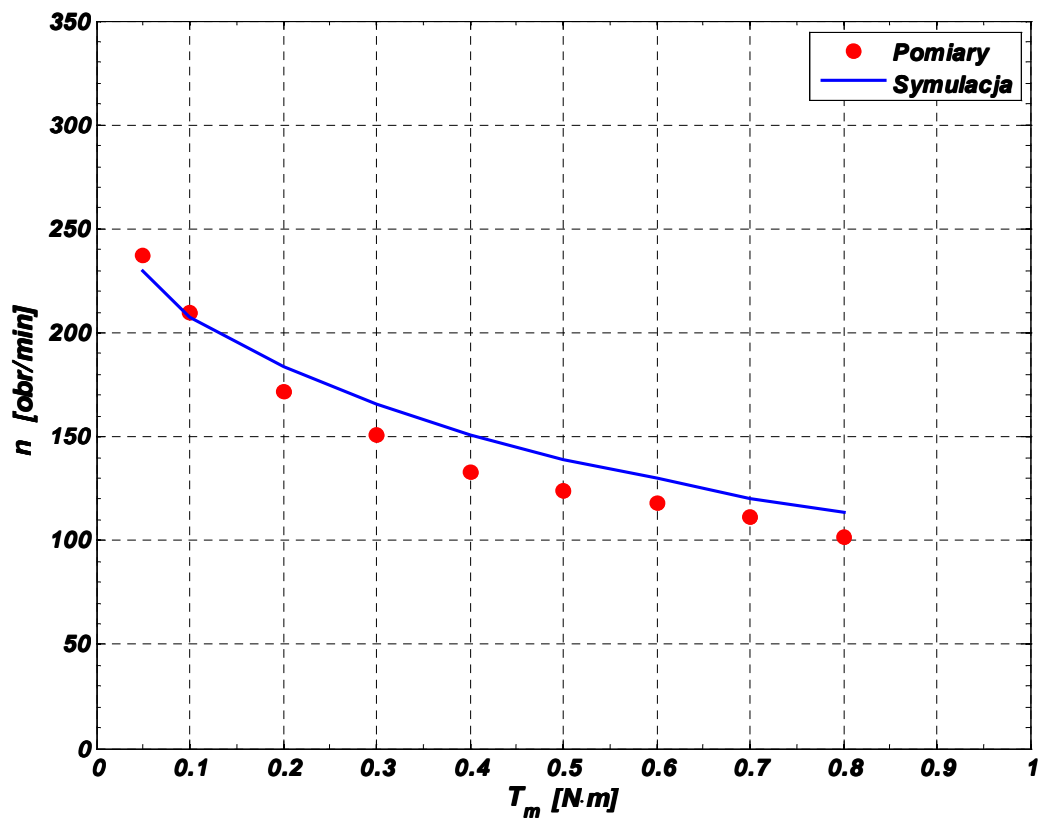
Niewielkie różnice (około 10-20%) pomiędzy charakterystykami otrzymanymi z pomiarów oraz symulacji wynikają przede wszystkim z założeń upraszczających przyjętych w modelu obwodowym. W modelu matematycznym pominięto sprzężenia magnetyczne pomiędzy sąsiadującymi ze sobą modułami. Autor nie uwzględnił również wpływu temperatury na rezystancję uzwojeń poszczególnych pasm maszyn. W modelowaniu zastosowano opis polowy pomijający indukowanie się we wszelkich elementach masywnych prądów wirowych. Zjawisko to, w przypadku badanych maszyn, ma szczególne znaczenie w związku z wykonaniem zarówno stojana jak i wirnika z litej stali. Charakter zasilania maszyny, obecność odkształconych przebiegów prądu, uniemożliwia zastosowanie opisu bazującego na polu harmonicznym. Dodać również należy, iż modele polowe uwzględniające zjawisko indukowania się prądów wirowych, należą do bardzo złożonych i wymagają znacznych nakładów obliczeniowych.



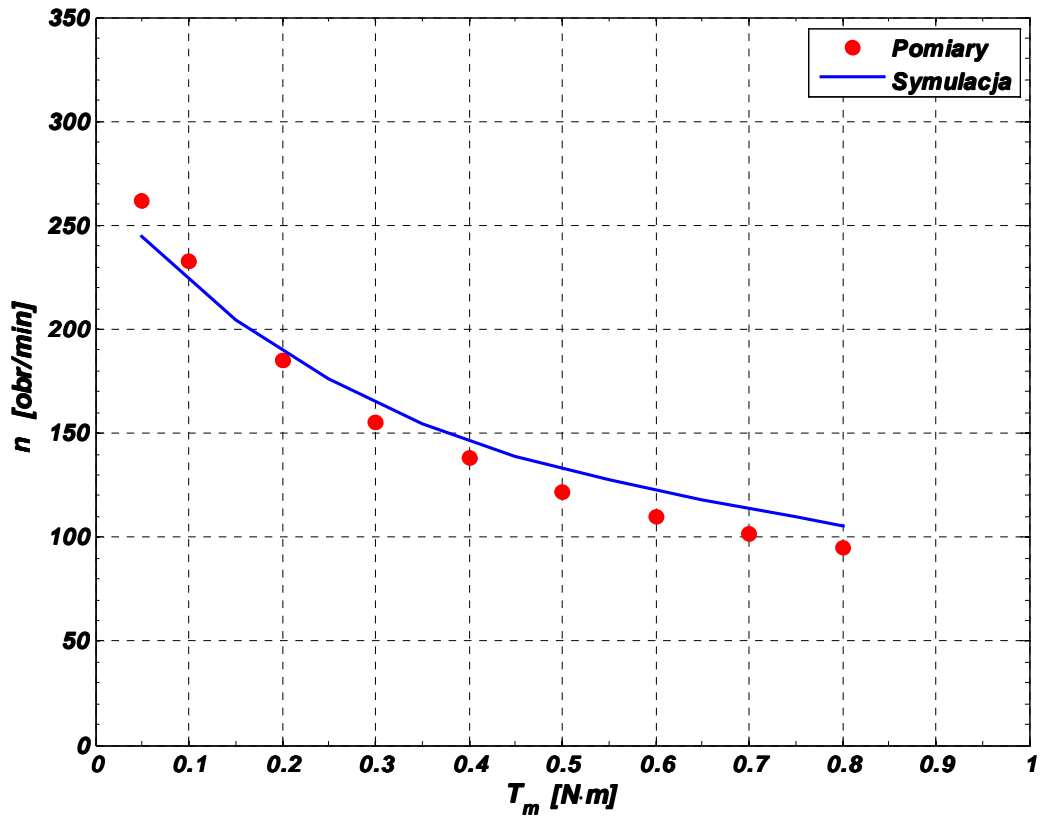
Rys. 5.1. Charakterystyki $n = f(T_m)$ dla kątów wysterowania $\alpha_{on} = 17^\circ, \alpha_{off} = 27^\circ$, dla napięcia zasilania $U_{zas} = 24V$ – prototyp C (silnik trójmodułowy)



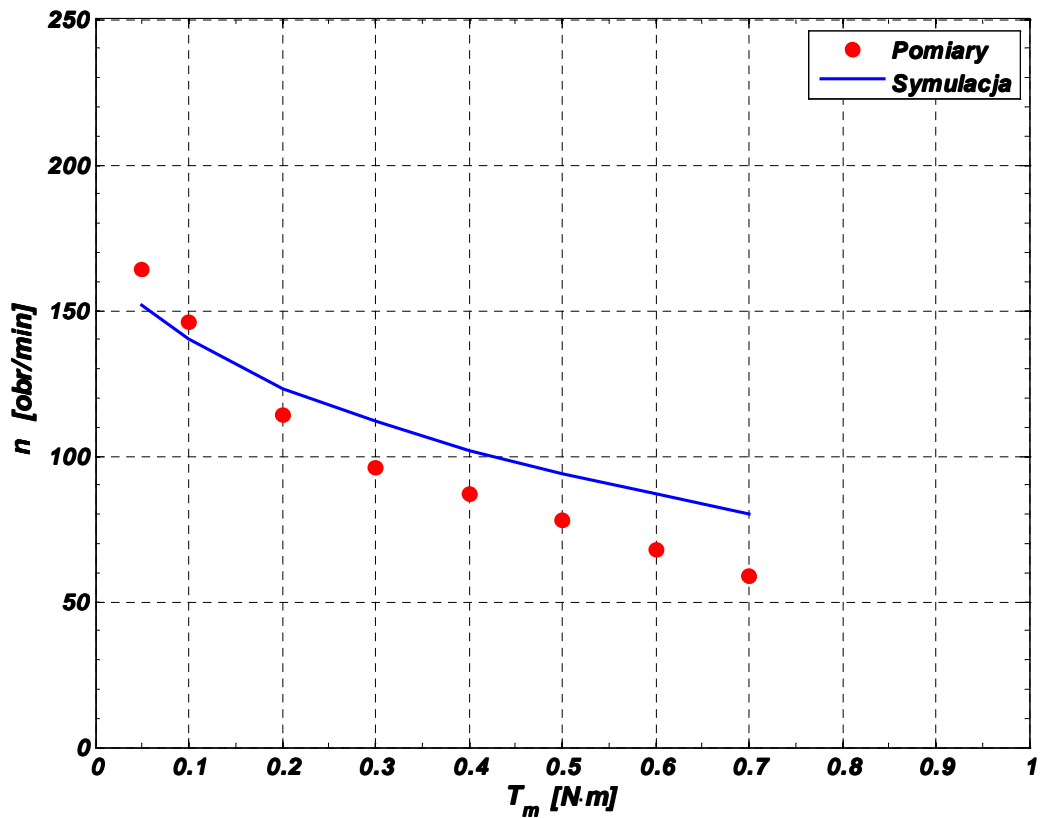
Rys. 5.2. Charakterystyki $n = f(T_m)$ dla kątów wysterowania $\alpha_{on} = 17^\circ, \alpha_{off} = 27^\circ$, dla napięcia zasilania $U_{zas}=12V$ – prototyp C (silnik trójmodułowy)



Rys. 5.3. Charakterystyki $n = f(T_m)$ dla kątów wysterowania $\alpha_{on} = 14^\circ, \alpha_{off} = 27^\circ$, dla napięcia zasilania $U_{zas}=12V$ – prototyp C (silnik trójmodułowy)



Rys. 5.4. Charakterystyki $n = f(T_m)$ dla kątów wysterowania $\alpha_{on} = 14^\circ, \alpha_{off} = 24^\circ$, dla napięcia zasilania $U_{zas}=12V$ – prototyp C (silnik trójmodułowy)

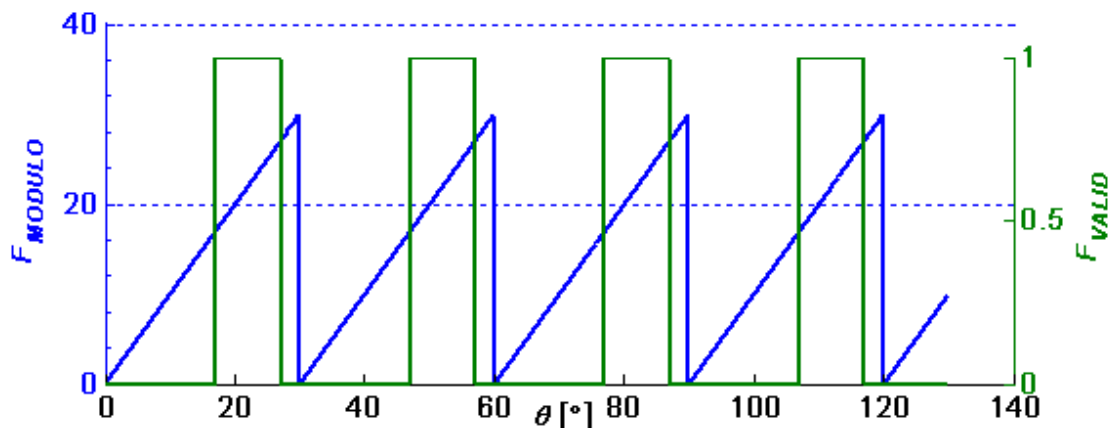


Rys. 5.5. Charakterystyki $n = f(T_m)$ dla kątów wysterowania $\alpha_{on} = 3^\circ, \alpha_{off} = 15^\circ$, dla napięcia zasilania $U_{zas}=12V$ – prototyp E (silnik dwumodułowy)

Zamieszczone porównanie charakterystyk mechanicznych przełączalnych silników reluktancyjnych ze strumieniem poprzecznym, ukazuje dobrą zgodność modelu symulacyjnego z obiektem rzeczywistym. Jednak przedstawione badania dotyczyły jedynie ustalonych stanów pracy. Symulowanie stanów dynamicznych ww. maszyn wymaga jeszcze sprawdzenia poprawności przyjętego modelu matematycznego w odniesieniu do stanów niestabilnych. Przedstawione poniżej wyniki badań dla modelu obwodowego i polowo-obwodowego w konfrontacji z pomiarami laboratoryjnymi, stanowią istotną podstawę dla kolejnej fazy modelowania – z zastosowaniem zaproponowanego w rozdziale 4 układu symulacyjnego.

Szczególne znaczenie dla poprawnego odwzorowania zachowania się maszyn w stanach przejściowych ma dokładność w odwzorowaniu geometrii obiektów rzeczywistych. Niedokładność wykonania elementów magnetowodu maszyn TF (stojana i zębów wirnika) – rzutuje na istotną zmianę np.: szerokości szczeliny powietrznej oraz kształtu fali momentu elektromagnetycznego itd. Odwzorowanie zatem przebiegów prądów i napięć jest ściśle uzależnione od dokładnego ustalenia kątów załączenia i wyłączenia pasm silników. Nawet niewielkie, na poziomie pojedynczych stopni mechanicznych, różnice w wykonaniu i zamocowaniu do maszyn dedykowanego enkodera, natychmiast wpływają na kształty prądów i napięć. Równie istotne jest odpowiednie wychwycenie i ustalenie pozycji startowej przy zastosowaniu dodatkowego przemysłowego enkodera inkrementalnego. Na kształt prądu w pasmach wpływ ma również współczynnik temperaturowy rezystancji uzwojenia. Wraz ze wzrostem rezystancji uzwojeń zmienia się stała czasowa narastania i opadania prądu. Dodatkowe znaczenie ma również uwzględnienie w modelu symulacyjnym rezystancji połączeń toru pomiarowego.

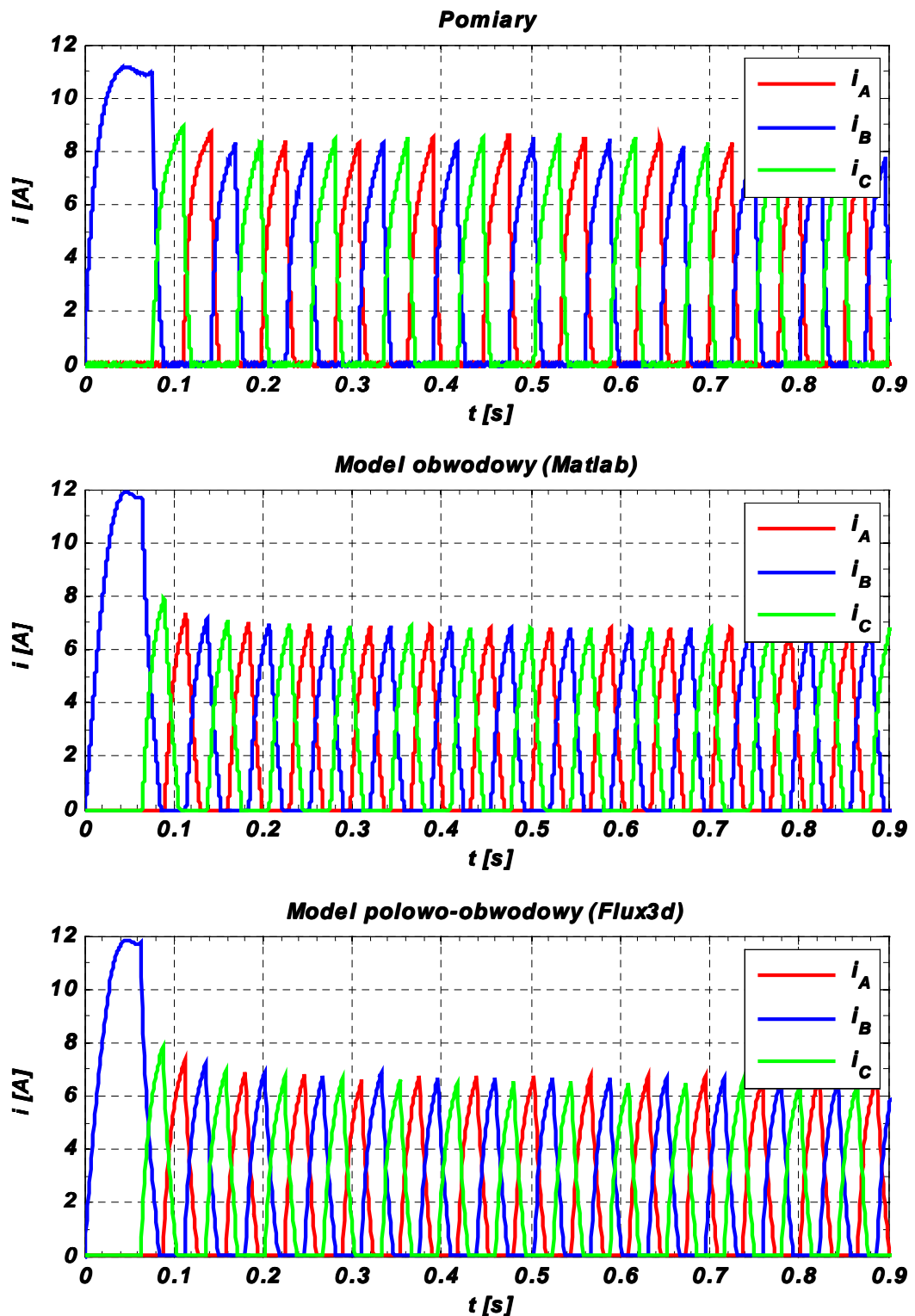
Do budowy modelu polowo-obwodowego zastosowano, przedstawione w rozdziale 3 implementacje silników reluktancyjnych ze strumieniem poprzecznym w środowisku Flux3d, uzupełnione o zewnętrzny obwód (rys. 4.5). Istota działania zewnętrznego obwodu elektrycznego oparta jest na zastosowaniu dwóch funkcji – $VALID(\theta, \alpha_{on}, \alpha_{off})$ oraz $MODULO(\theta, \theta_p)$ (rys. 5.6). Pierwsza z przedstawionych funkcji jest odpowiedzialna za sterowanie elementami przełączającymi. Zwraca ona wartość 1 gdy $\theta \in [\alpha_{on}, \alpha_{off}]$, co jest jednoznaczne z zamknięciem łącznika, oraz 0 - gdy aktualna pozycja katowa nie leży w oknie określonym poprzez kąt załączenia i wyłączenia. Druga z wymienionych funkcji zastosowana również w modelu matematycznym zwraca resztę z dzielenia zmiennej θ przez θ_p . Wiąże ona aktualną pozycję wirnika maszyny ze sterowaniem opartym na symetrii obrotowej silnika.



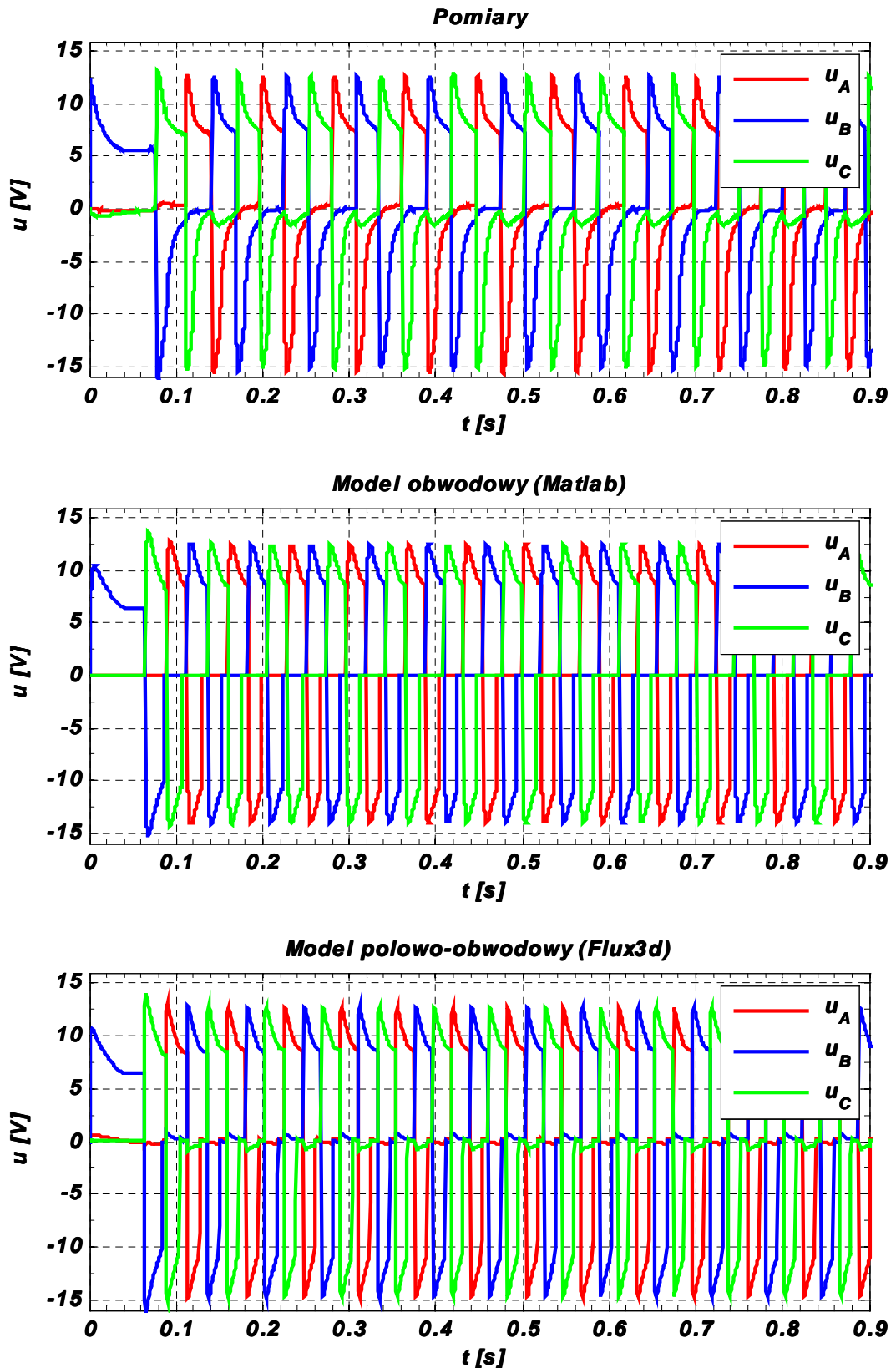
Rys. 5.6. Funkcje $MODULO$ oraz $VALID$

W dalszej części rozdziału przedstawiono porównanie wyników obliczeń otrzymanych przy zastosowaniu modeli: polowo-obwodowego oraz obwodowego, z pomiarami. Do analizy silnika trójmodułowego (prototyp C) wybrano przykład rozruchu maszyny obciążonej

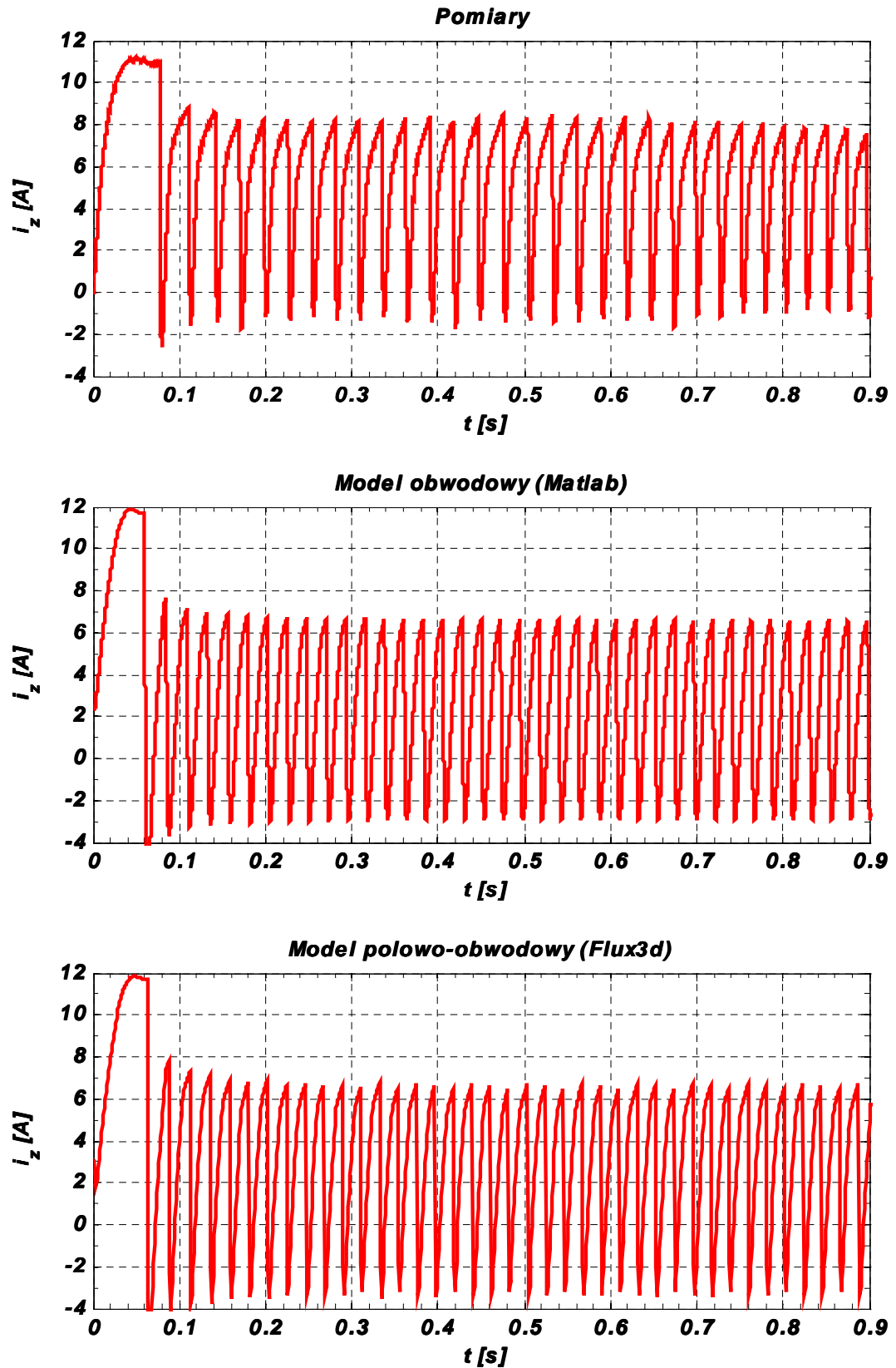
momentem $T_m=0,7$ N·m oraz stan ustalony dla obciążenia $T_m=0,1$ N·m. Przedstawiono przebiegi prądów oraz napięć na poszczególnych pasmach. Dodatkowo porównano również momenty elektromagnetyczne wytwarzane przez prototyp C dla tych wariantów pracy oraz prędkość obrotową w oknie czasowym o szerokości $t = 1$ s. W przypadku maszyny dwumodułowej (prototyp E), zamieszczono wariant stanu pracy ustalonej dla obciążenia $T_m=0,4$ N·m.



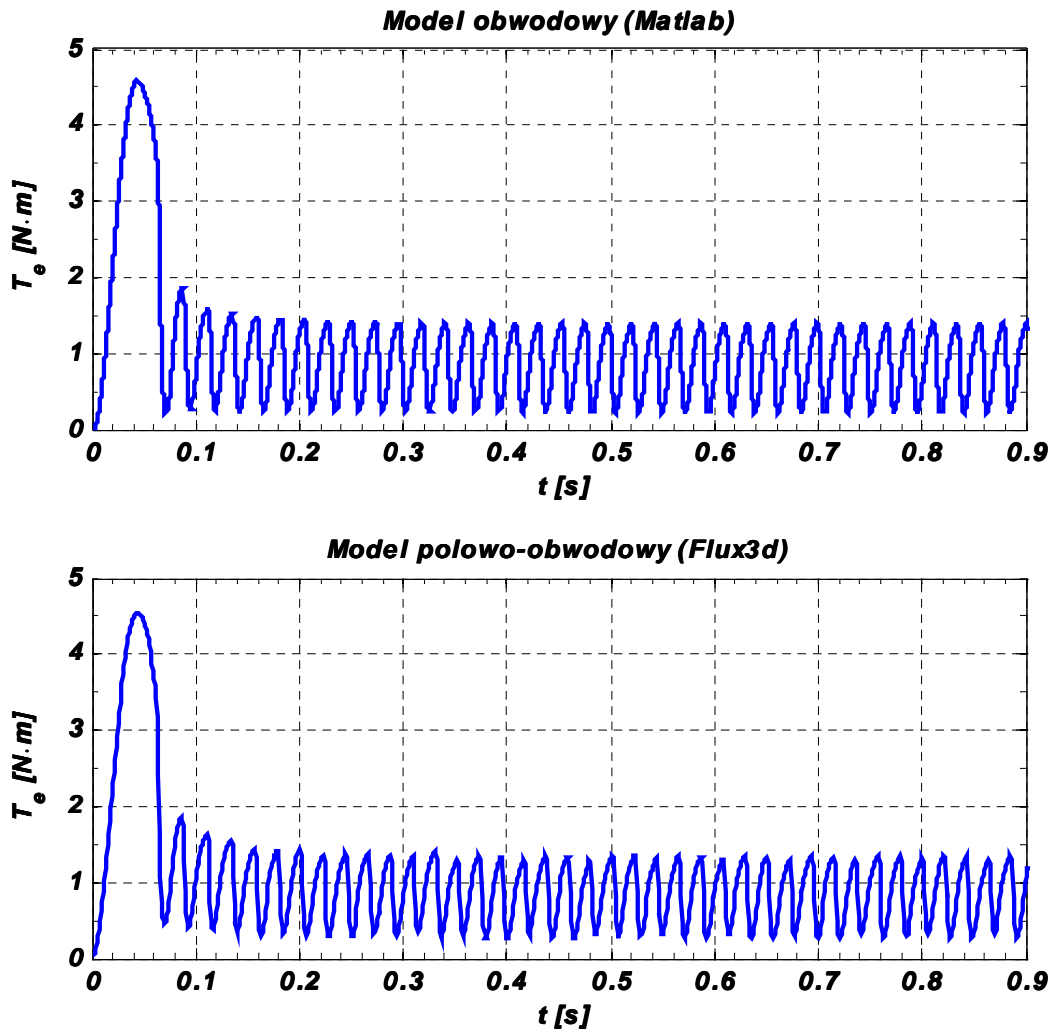
Rys. 5.7. Porównanie przebiegów prądów pasm A, B, C (pomiary, Matlab, Flux3d), dla napięcia zasilania $U_{zas}=12$ V, obciążenia $T_m=0,7$ N·m oraz kątów wysterowania $\alpha_{on}=18^\circ, \alpha_{off}=28^\circ$, prototyp C (silnik trójmodułowy)



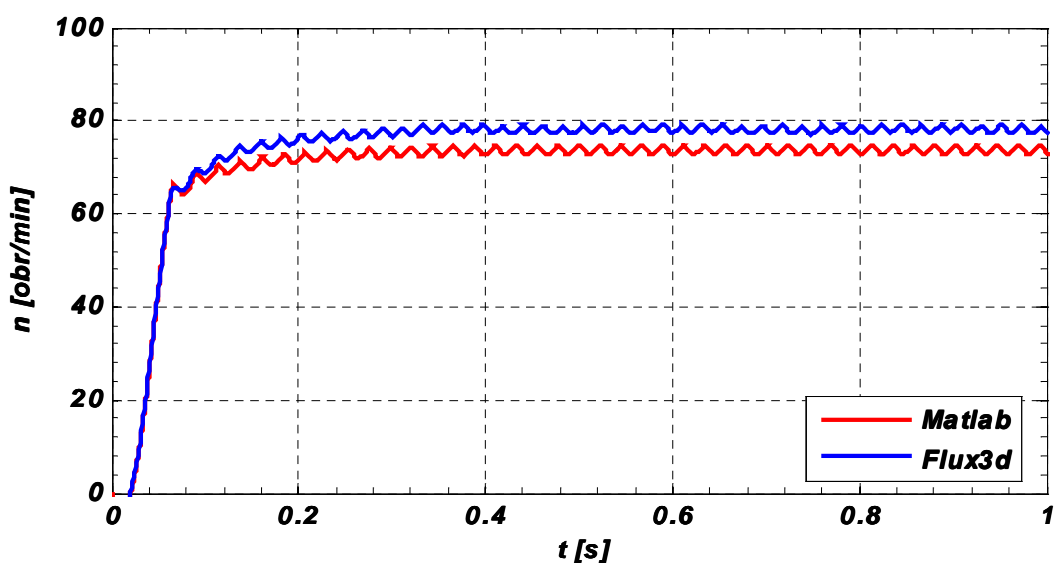
Rys. 5.8. Porównanie przebiegów napięć pasm A, B, C (pomiary, Matlab, Flux3d), dla napięcia zasilania $U_{zas} = 12V$, obciążenia $T_m = 0,7 N \cdot m$ oraz kątów wysterowania $\alpha_{on} = 18^\circ, \alpha_{off} = 28^\circ$, prototyp C (silnik trójmodułowy)



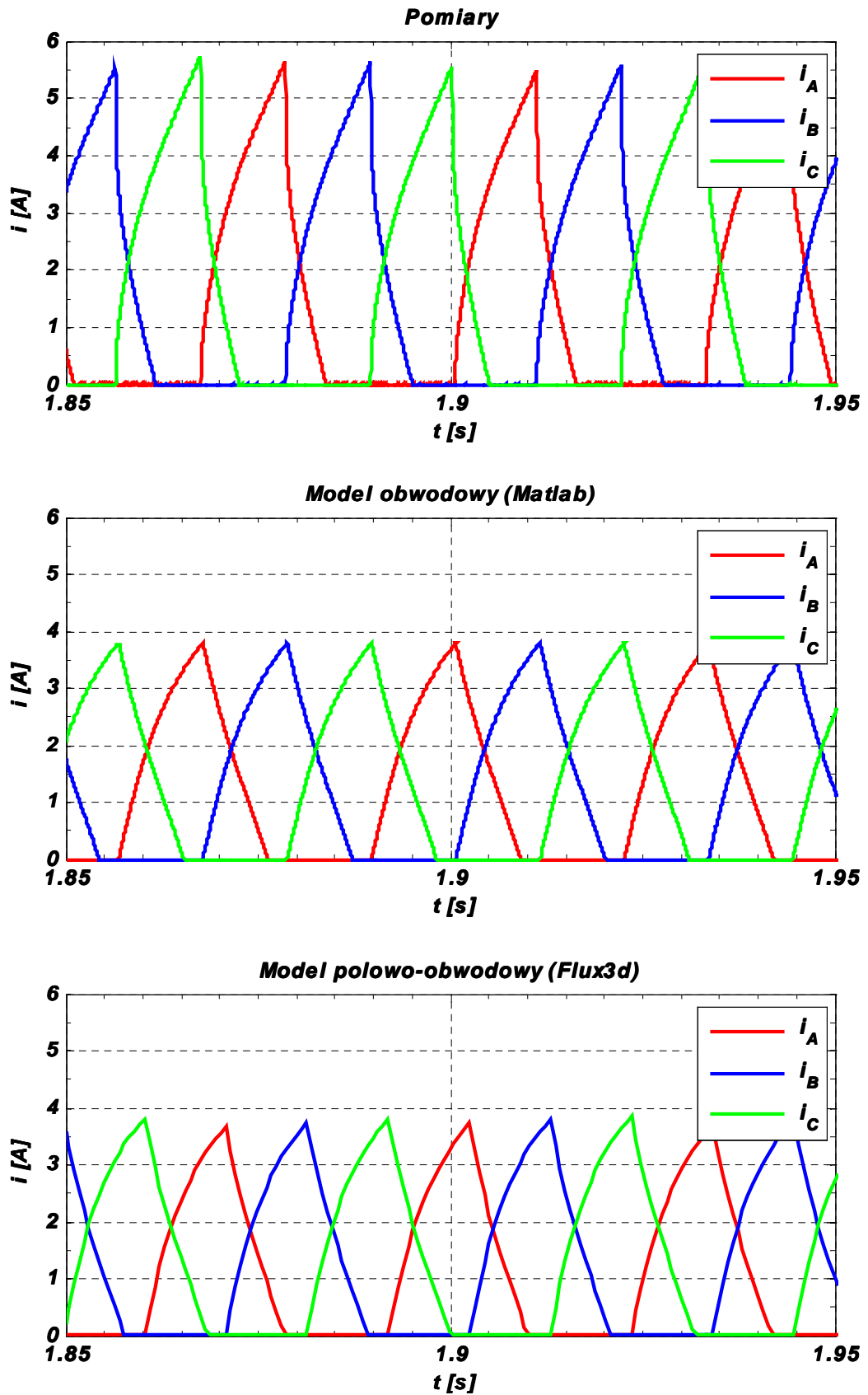
Rys. 5.9. Porównanie przebiegów prądów źródła (pomiary, Matlab, Flux3d), dla napięcia zasilania $U_{zas} = 12V$, obciążenia $T_m = 0,7 N \cdot m$ oraz kątów wysterowania $\alpha_{on} = 18^\circ, \alpha_{off} = 28^\circ$, prototyp C (silnik trójmodułowy)



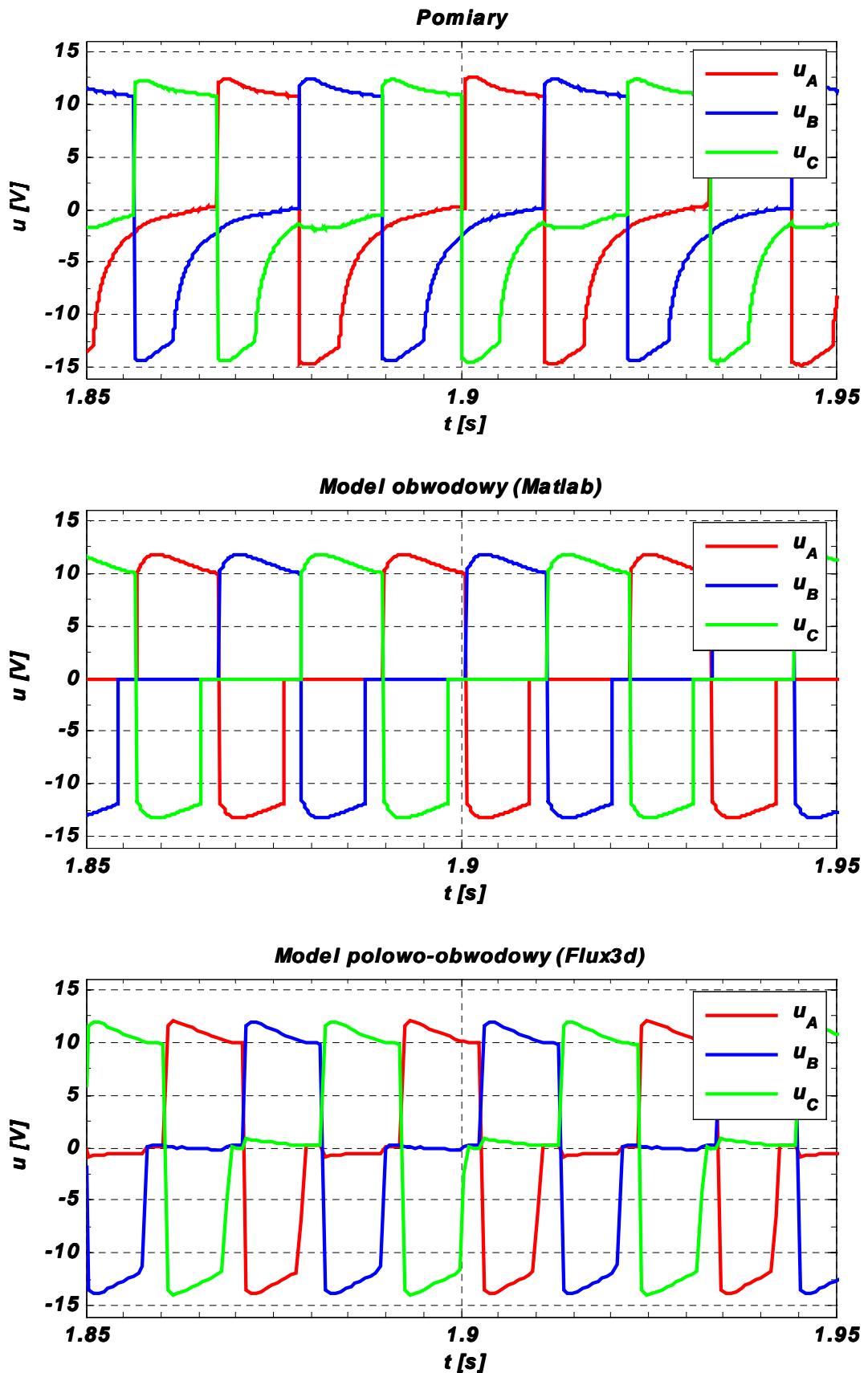
Rys. 5.10. Porównanie przebiegów momentu elektromagnetycznego (Matlab, Flux3d), dla napięcia zasilania $U_{zas} = 12V$, obciążenia $T_m = 0,7 N \cdot m$ oraz kątów wysterowania $\alpha_{on} = 18^\circ, \alpha_{off} = 28^\circ$, prototyp C (silnik trójfazowy)



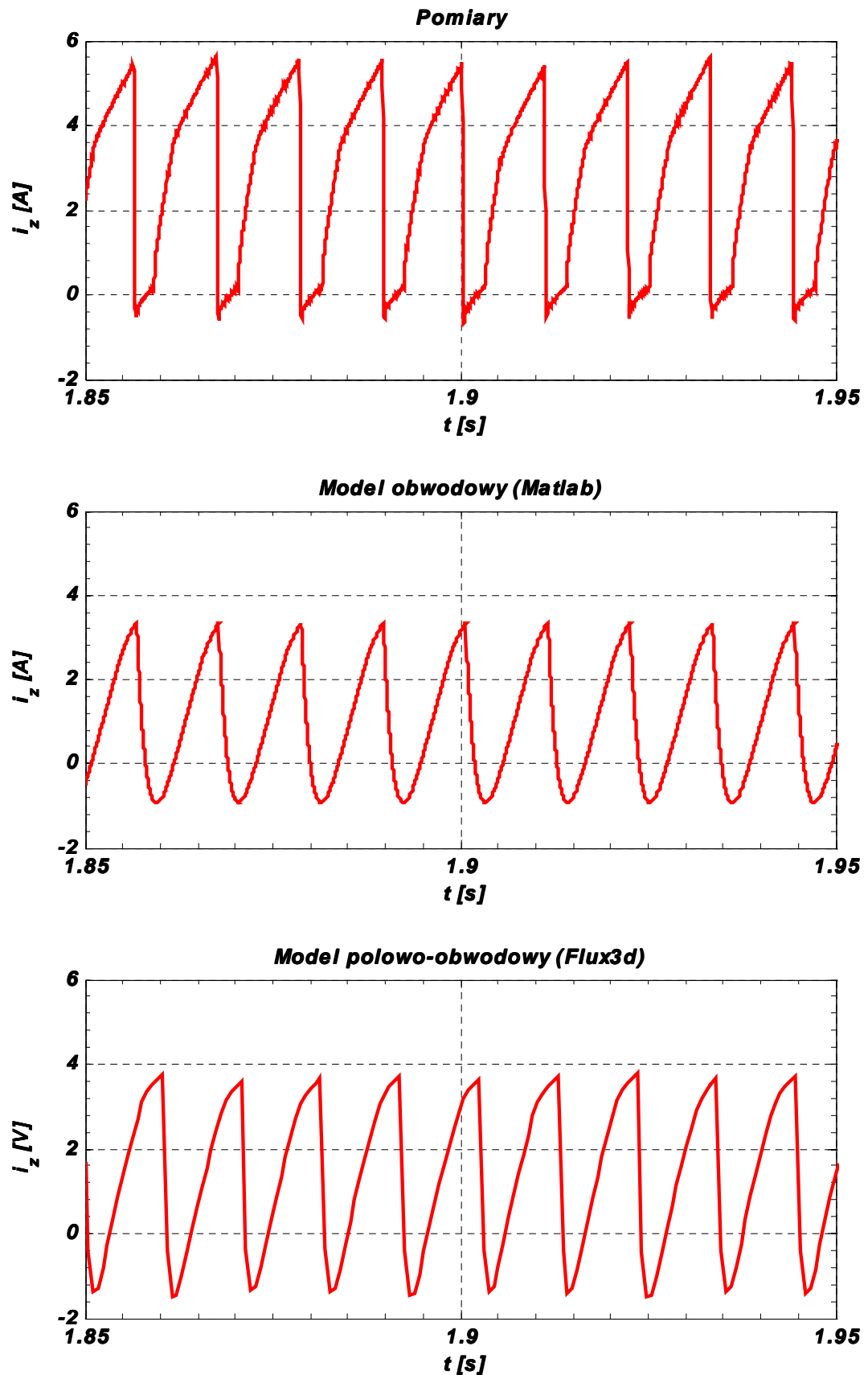
Rys. 5.11. Porównanie przebiegów prędkości (Matlab, Flux3d), dla napięcia zasilania $U_{zas} = 12V$, obciążenia $T_m = 0,7 N \cdot m$ oraz kątów wysterowania $\alpha_{on} = 18^\circ, \alpha_{off} = 28^\circ$, prototyp C (silnik trójfazowy)



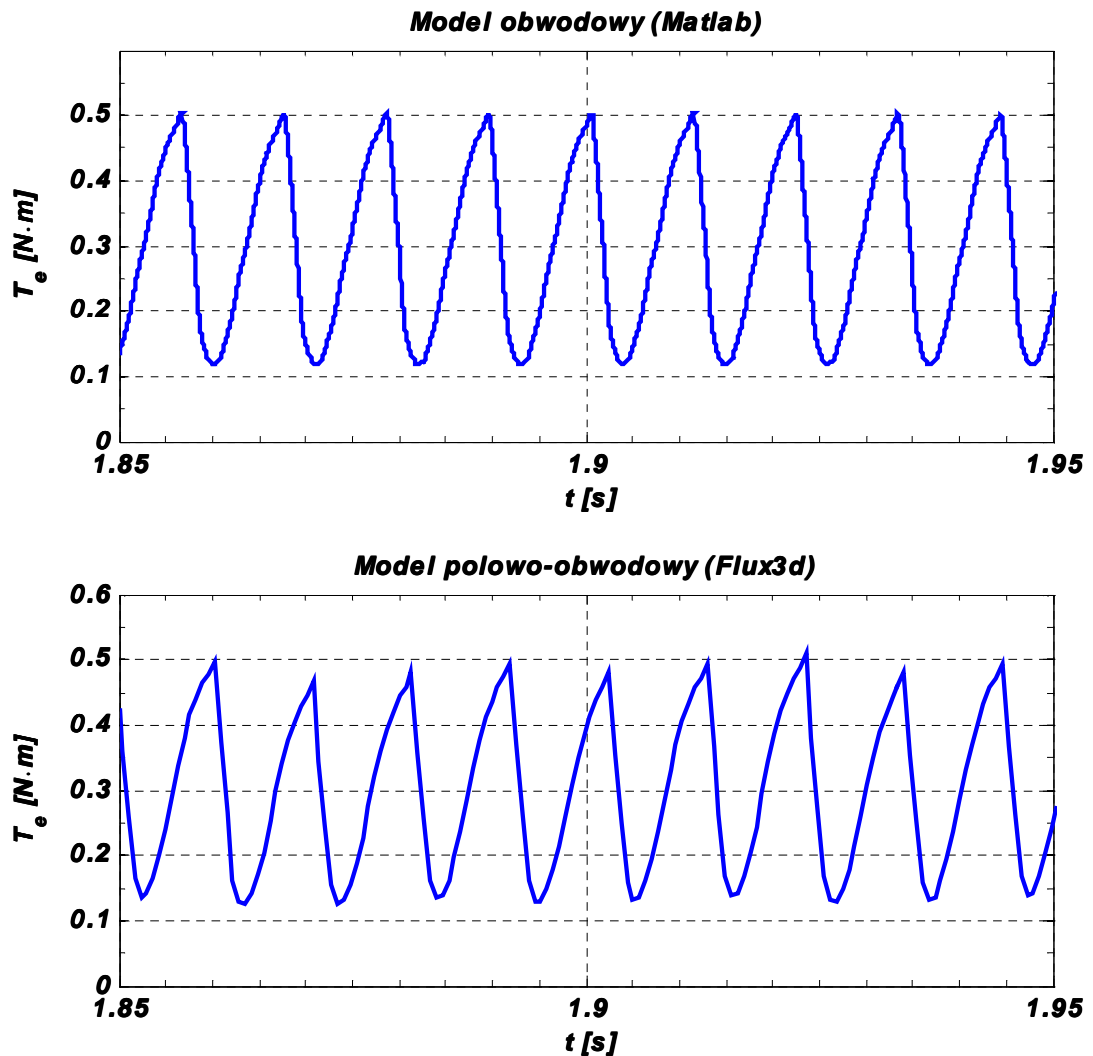
Rys. 5.12. Porównanie przebiegów prądów pasm A, B, C (pomiar, Matlab, Flux3d), dla napięcia zasilania $U_{zas} = 12V$, obciążenia $T_m = 0,1 N \cdot m$, oraz kątów wysterowania $\alpha_{on} = 17^\circ, \alpha_{off} = 27^\circ$, prototyp C (silnik trójmodułowy)



Rys. 5.13. Porównanie przebiegów napięć pasm A, B, C (pomiary, Matlab, Flux3d), dla napięcia zasilania $U_{zas} = 12V$, obciążenia $T_m = 0,1 N \cdot m$, oraz kątów wysterowania $\alpha_{on} = 17^\circ, \alpha_{off} = 27^\circ$, prototyp C (silnik trójmodułowy)



Rys. 5.14. Porównanie przebiegów prądów źródła (pomiar, Matlab, Flux3d), dla napięcia zasilania $U_{zas} = 12V$, obciążenia $T_m = 0,1$ N·m, oraz kątów wysterowania $\alpha_{on} = 17^\circ, \alpha_{off} = 27^\circ$, prototyp C (silnik trójmodułowy)

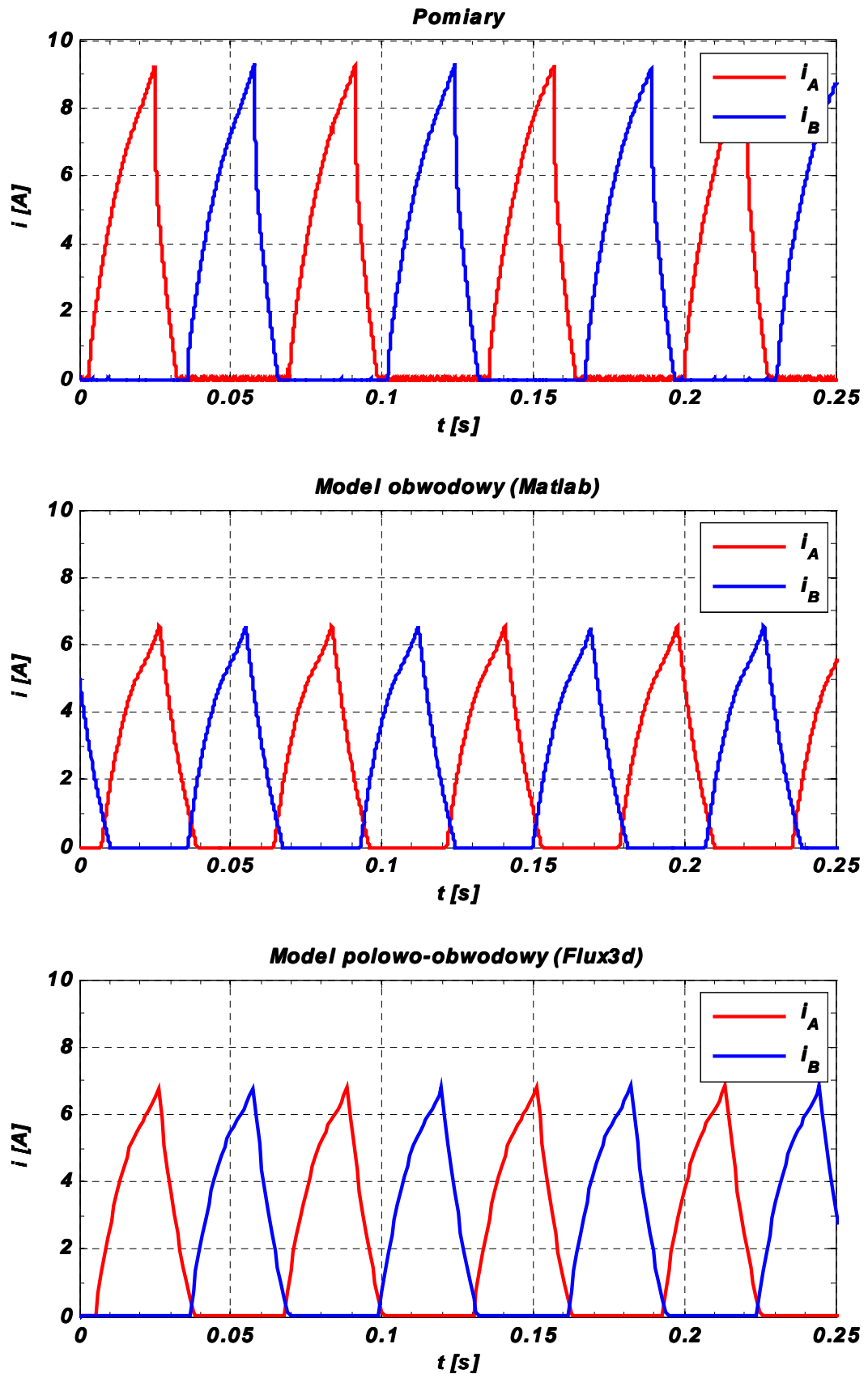


Rys. 5.15. Porównanie przebiegów momentu elektromagnetycznego (Matlab, Flux3d), dla napięcia zasilania $U_{zas}=12V$, obciążenia $T_m=0,1$ N·m, oraz kątów wysterowania $\alpha_{on}=17^\circ, \alpha_{off}=27^\circ$, prototyp C (silnik trójmodułowy)

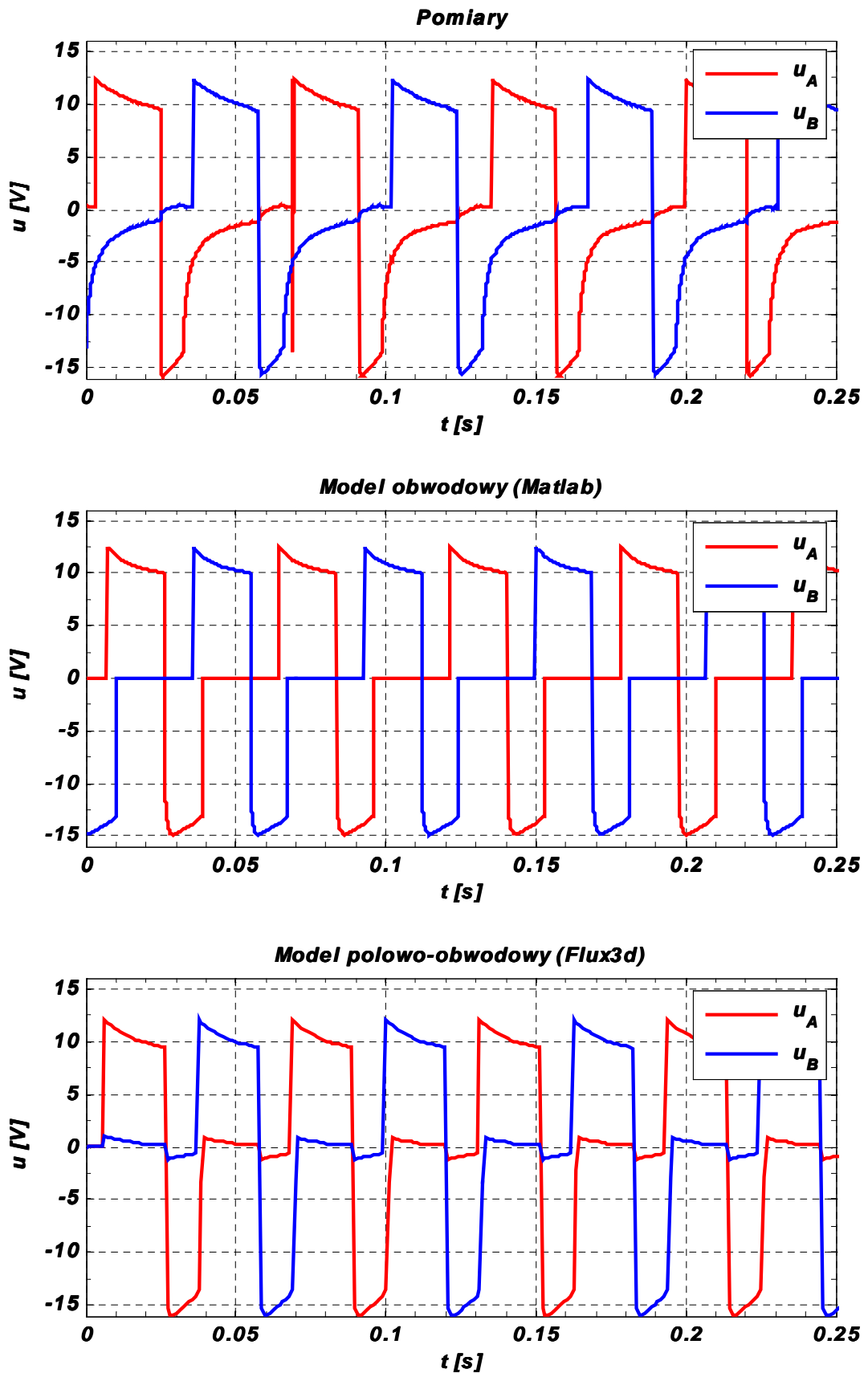
Weryfikacja pomiarowa maszyny trójmodułowej (prototyp C) wykazała dobrą zbieżność modeli polowo-obwodowego i obwodowego z pomiarami. Rozbieżności na poziomie 20-30% wynikają głównie z przyjętych w modelach matematycznych założeń upraszczających. Otrzymano bardzo małe różnice (około 5%) pomiędzy przebiegami wyznaczonymi za pomocą modeli polowo-obwodowego i obwodowego. Mając na uwadze nakłady czasowe oraz zbieżność otrzymanych wyników obliczeń, zestawionych w tabeli 5.1, uzasadnione jest stosowanie w dalszych badaniach symulacyjnych wyłącznie modeli obwodowych.

Tabela 5.1. Porównanie czasów obliczeń dla modeli: obwodowego i polowo-obwodowego

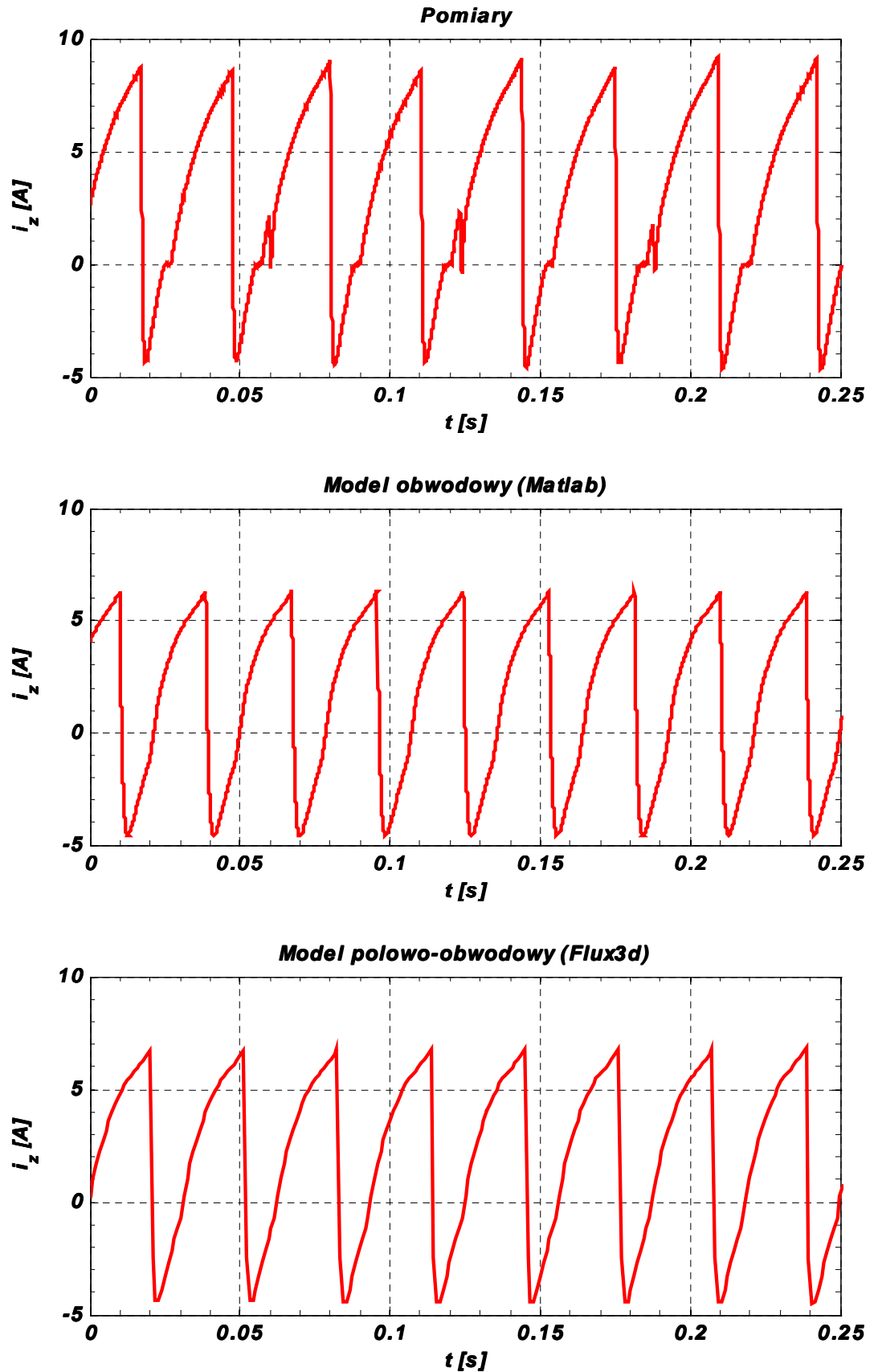
Wariant obliczeń	Czasy obliczeń t_{obl} [min]	
	Model obwodowy	Model polowo-obwodowy
Rozruch (prototyp C)	~2	~3000
Stan ustalony (prototyp C)	~1	~300
Stan ustalony (prototyp E)	~1	~420



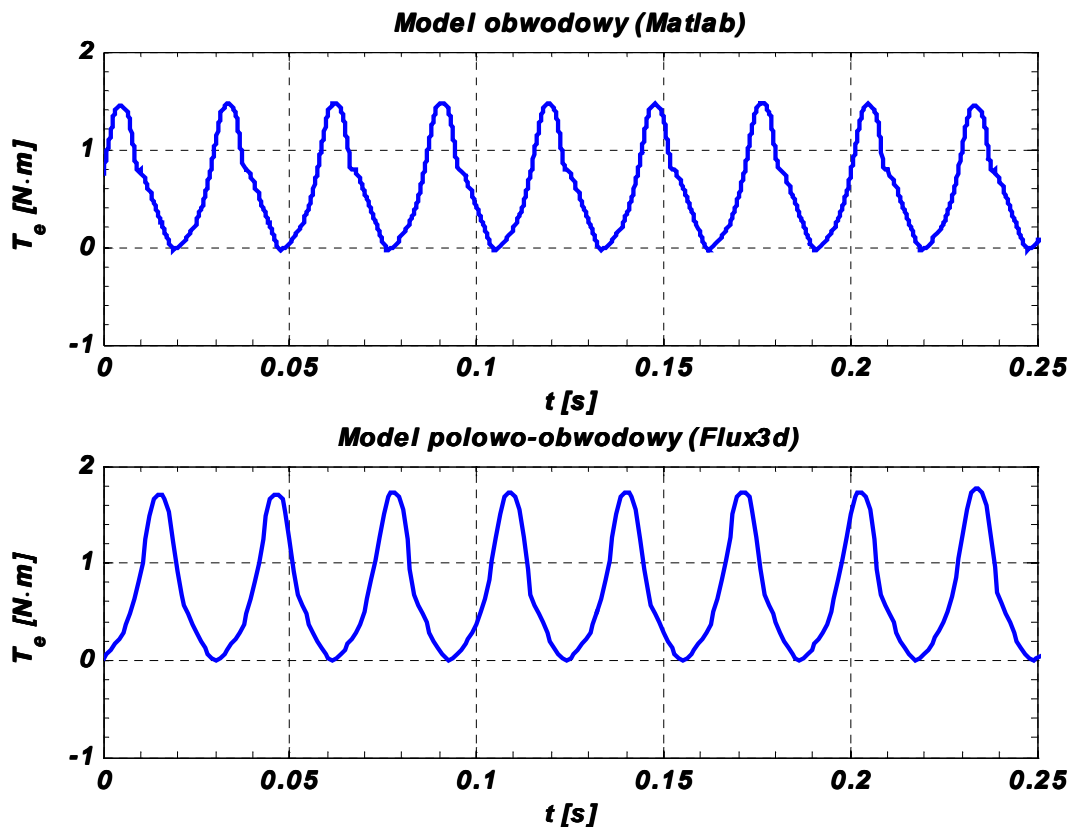
Rys. 5.16. Porównanie przebiegów prądów pasm A, B, C (pomiary, Matlab, Flux3d), dla napięcia zasilania $U_{zas} = 12V$, obciążenia $T_m = 0,4 N \cdot m$, oraz kątów wysterowania $\alpha_{on} = 3^\circ, \alpha_{off} = 13^\circ$, prototyp E (silnik dwumodułowy)



Rys. 5.17. Porównanie przebiegów napięć pasm A, B, C (pomiary, Matlab, Flux3d), dla napięcia zasilania $U_{zas} = 12\text{V}$, obciążenia $T_m = 0,4\text{ N}\cdot\text{m}$, oraz kątów wysterowania $\alpha_{on} = 3^\circ, \alpha_{off} = 13^\circ$, prototyp E (silnik dwumodułowy)



Rys. 5.18. Porównanie przebiegów prądów źródła (pomiary, Matlab, Flux3d), dla napięcia zasilania $U_{zas} = 12V$, obciążenia $T_m = 0,4$ N·m, oraz kątów wysterowania $\alpha_{on} = 3^\circ, \alpha_{off} = 13^\circ$, prototyp E (silnik dwumodułowy)

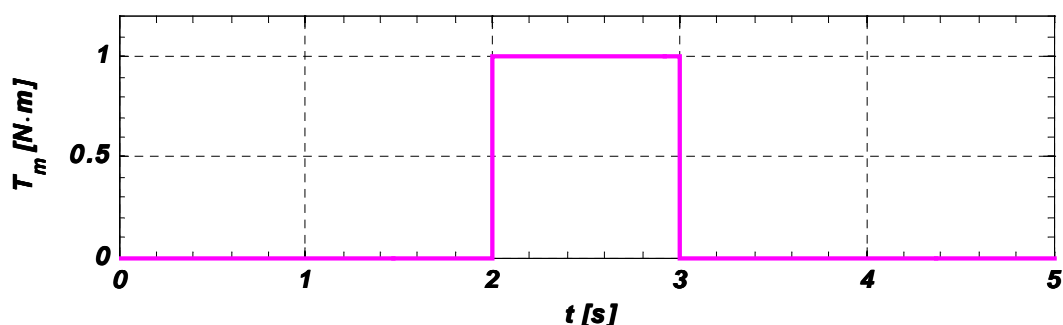


Rys. 5.19. Porównanie przebiegów momentu elektromagnetycznego (Matlab, Flux3d), dla napięcia zasilania $U_{zas} = 12V$, obciążenia $T_m = 0,4 N \cdot m$, oraz kątów wysterowania $\alpha_{on} = 3^\circ, \alpha_{off} = 13^\circ$, prototyp E (silnik dwumodułowy)

5.2. Symulacja wybranych stanów pracy przełączalnych silników TF

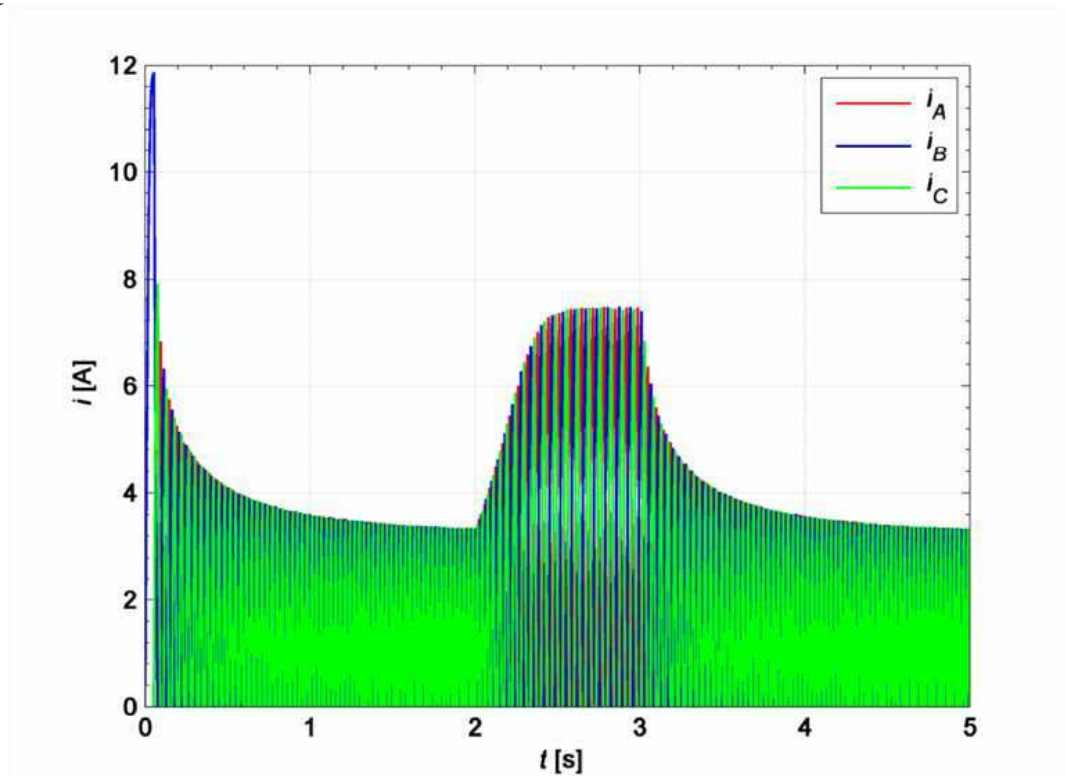
5.2.1. Prototyp C trójmodułowej maszyny TF

Przedstawiona w poprzednim podrozdziale weryfikacja pomiarowa w stanach ustalonych oraz dynamicznych, stanowi podstawę do dalszych badań nad zachowaniem się prototypów silników TF dla zaproponowanych wariantów obciążenia. W pierwszym z wybranych stanów pracy silnik wykonuje rozruch bez obciążenia. Po upływie dwóch sekund, gdy maszyna uzyskuje prędkość zbliżoną do ustalonej, następuje skokowe dociążenie silnika momentem o wartości 1 N·m. Przebieg zmienności obciążenia przedstawiono na rysunku 5.20.

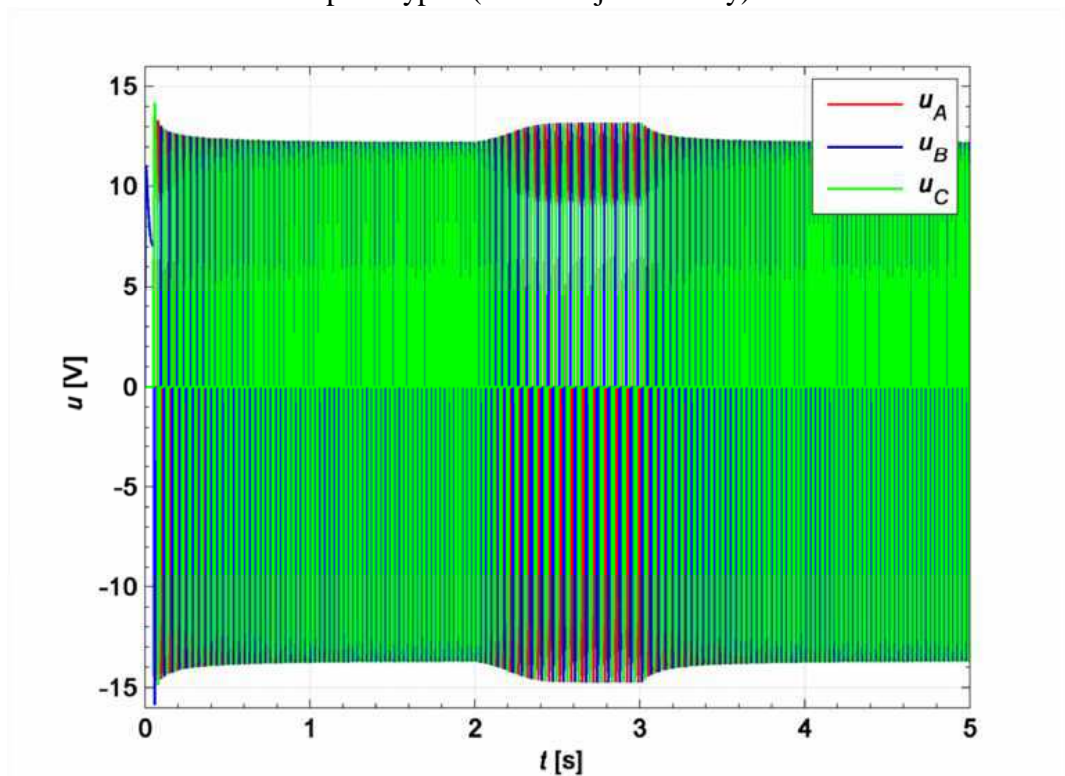


Rys. 5.20. Charakterystyka obciążenia

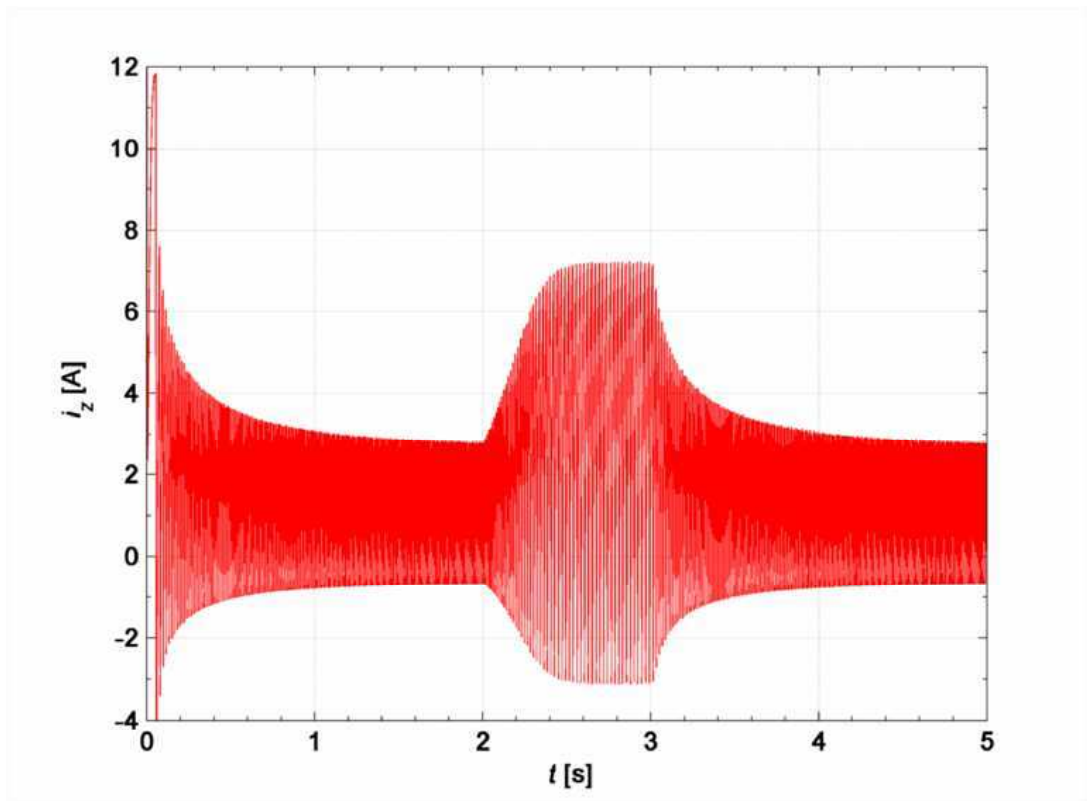
Na kolejnych rysunkach 5.21 – 5.25 przedstawiono przebiegi prądów i napięć na poszczególnych pasmach, prądu źródła, momentu elektromagnetycznego oraz prędkości dla napięcia zasilania $U_{zas}=12\text{ V}$.



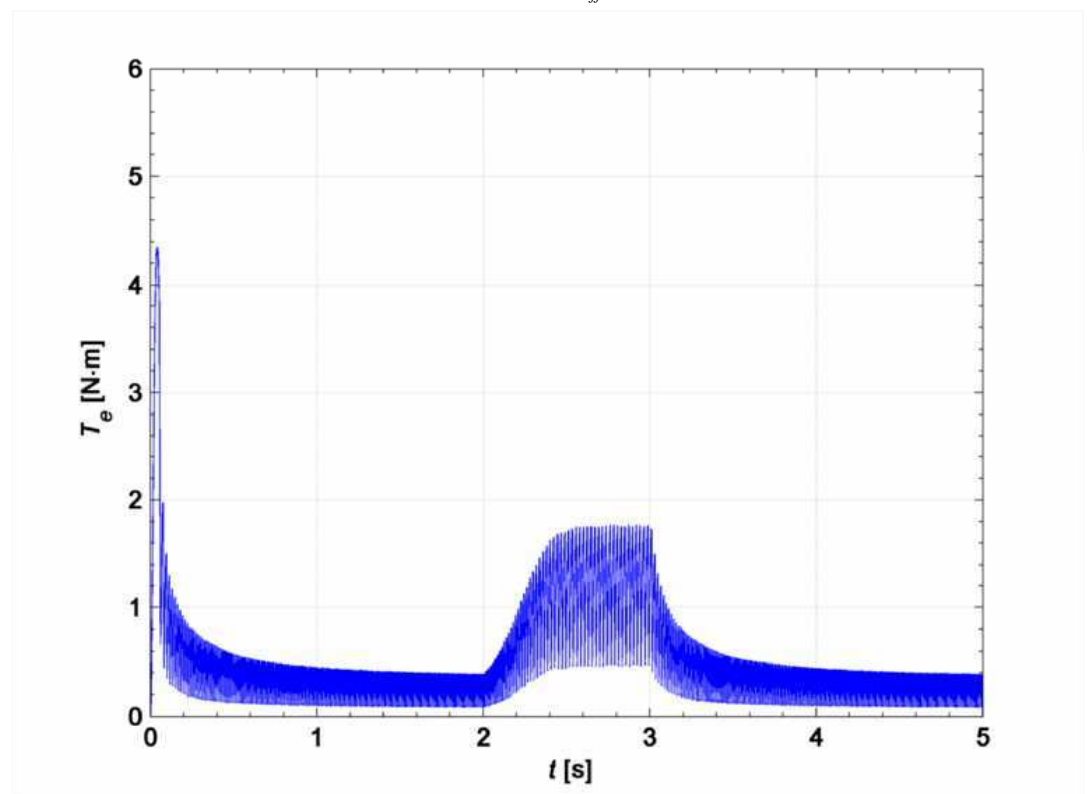
Rys. 5.21. Przebiegi prądów pasm A, B, C, dla skokowej zmiany obciążenia, napięcia zasilania $U_{zas}=12\text{V}$ oraz kątów wysterowania $\alpha_{on}=17^\circ, \alpha_{off}=27^\circ$, prototyp C (silnik trójmodułowy)



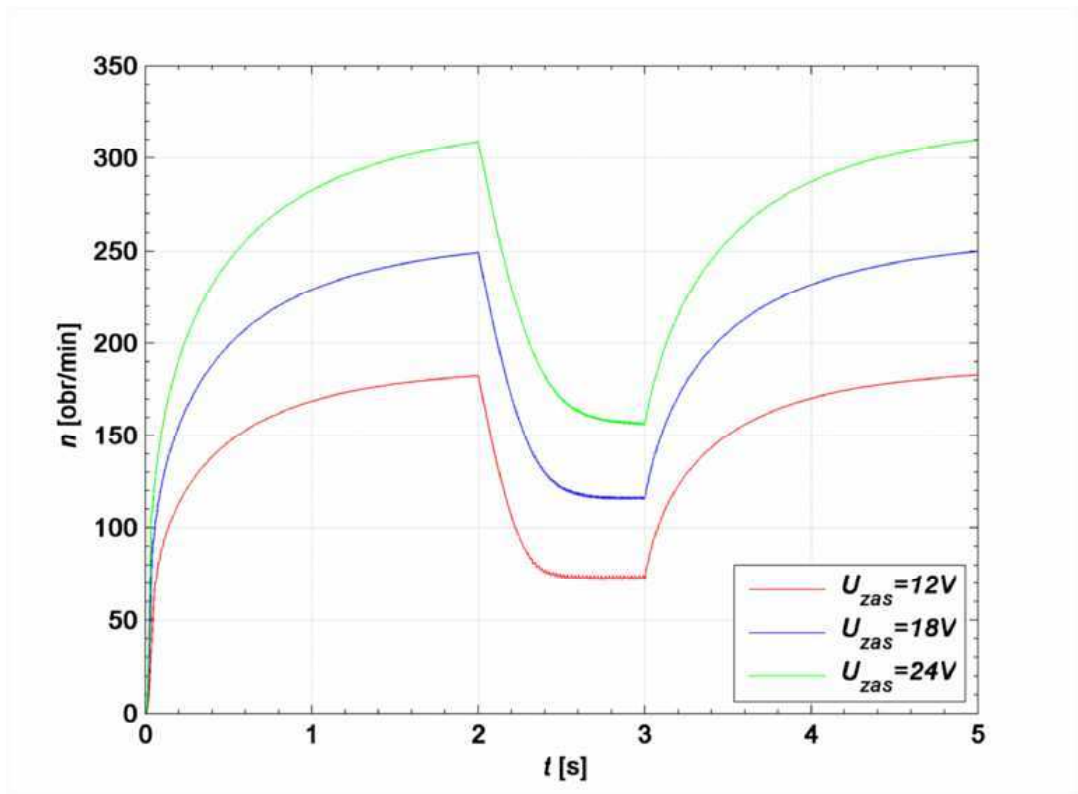
Rys. 5.22. Przebiegi napięć pasm A, B, C, dla skokowej zmiany obciążenia, napięcia zasilania $U_{zas}=12\text{V}$ oraz kątów wysterowania $\alpha_{on}=17^\circ, \alpha_{off}=27^\circ$, prototyp C (silnik trójmodułowy)



Rys. 5.23. Przebieg prądu źródła, dla skokowej zmiany obciążenia, napięcia zasilania $U_{zas} = 12V$ oraz kątów wysterowania $\alpha_{on} = 17^\circ, \alpha_{off} = 27^\circ$, prototyp C (silnik trójmodułowy)

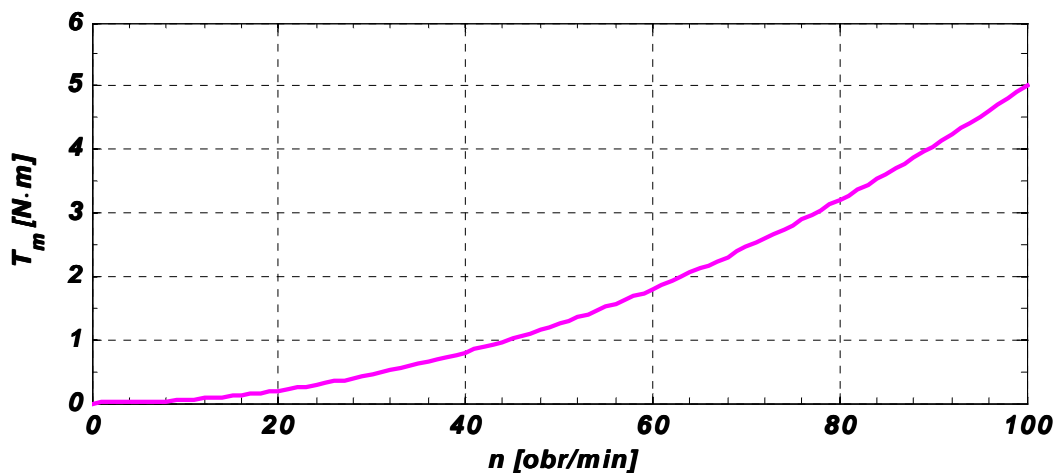


Rys. 5.24. Przebieg momentu elektromagnetycznego, dla skokowej zmiany obciążenia, napięcia zasilania $U_{zas} = 12V$ oraz kątów wysterowania $\alpha_{on} = 17^\circ, \alpha_{off} = 27^\circ$, prototyp C (silnik trójmodułowy)

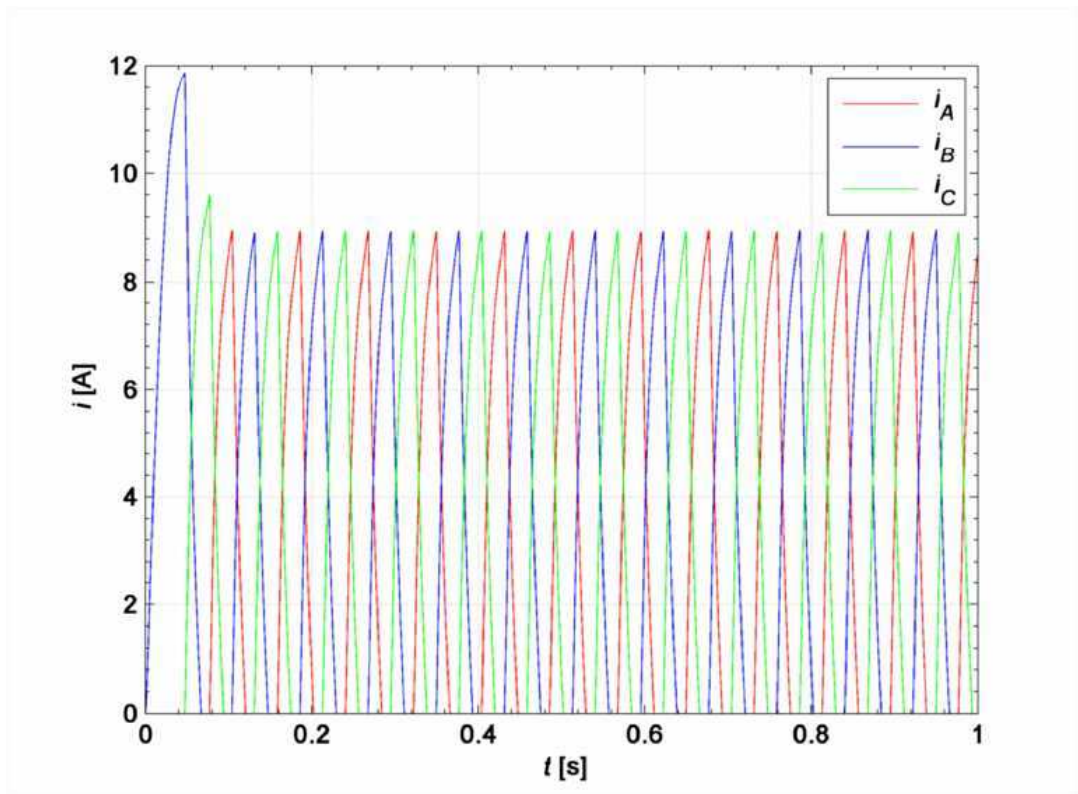


Rys. 5.25. Przebieg prędkości obrotowej, dla skokowej zmiany obciążenia, napięć zasilania $U_{zas} = 12; 18; 24$ V oraz kątów wysterowania $\alpha_{on} = 17^\circ, \alpha_{off} = 27^\circ$, prototyp C (silnik trójmodułowy)

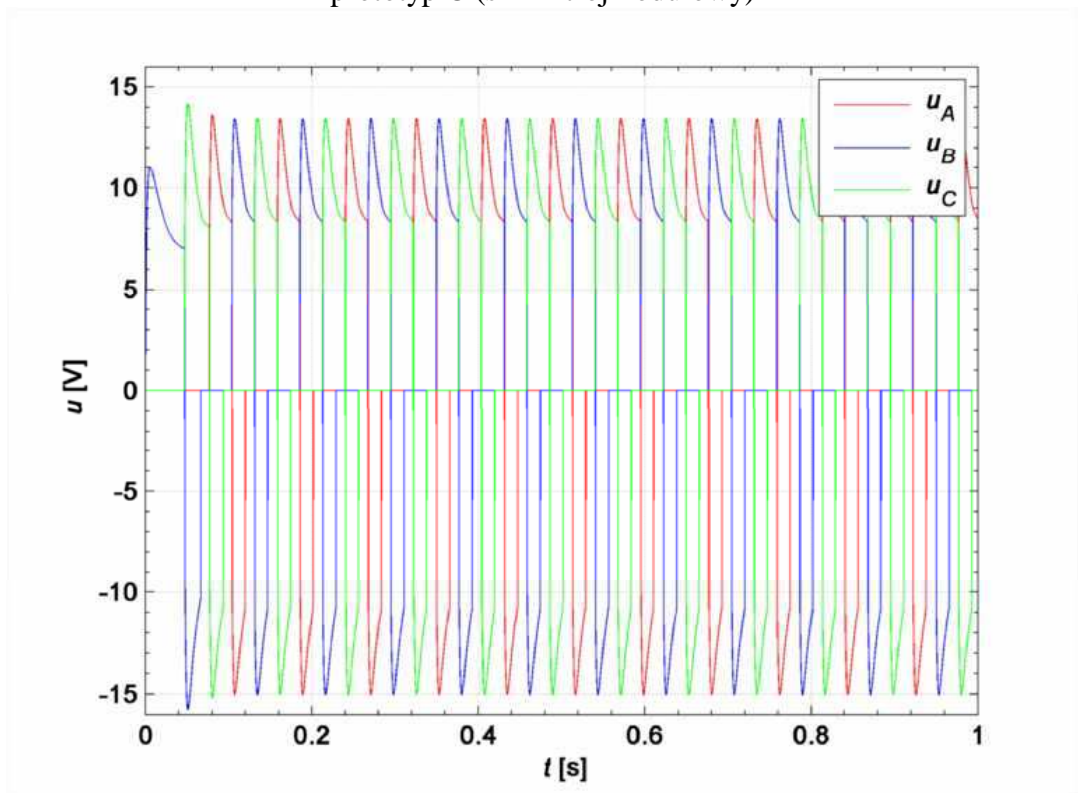
Kolejny z przedstawionych stanów dynamicznych dotyczy współpracy trójmodułowego silnika z obciążeniem o charakterze wentylatorowym (rys. 5.26). Dla takiego obciążenia maszyna wykonuje jałowy rozruch, jednak w miarę wzrostu prędkości obrotowej obciążenie narasta proporcjonalnie do kwadratu prędkości obrotowej wirnika. Na rysunkach 5.27-5.31 przedstawiono przebiegi prądów, napięć, momentu elektromagnetycznego oraz prędkości dla prototypu C silnika trójmodułowego przy napięciu zasilania $U_{zas} = 12$ V. Symulacje te przeprowadzono również dla dwóch innych wartości napięć zasilania.



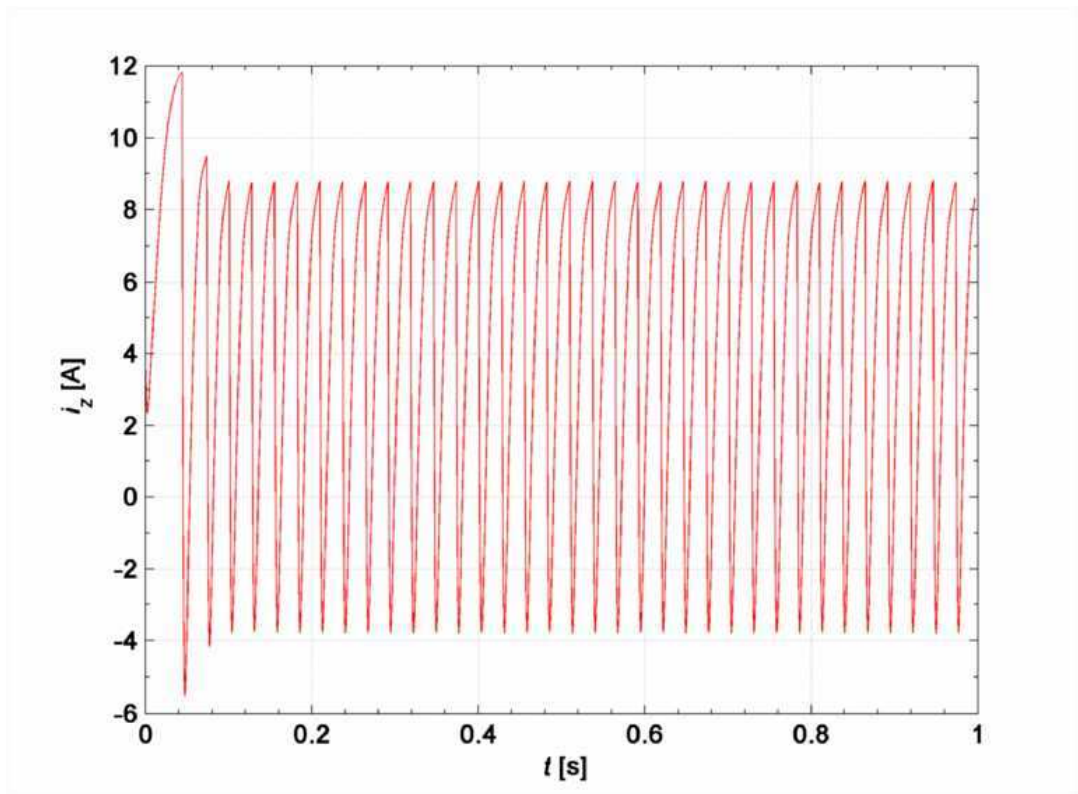
Rys. 5.26. Charakterystyka obciążenia wentylatorowego



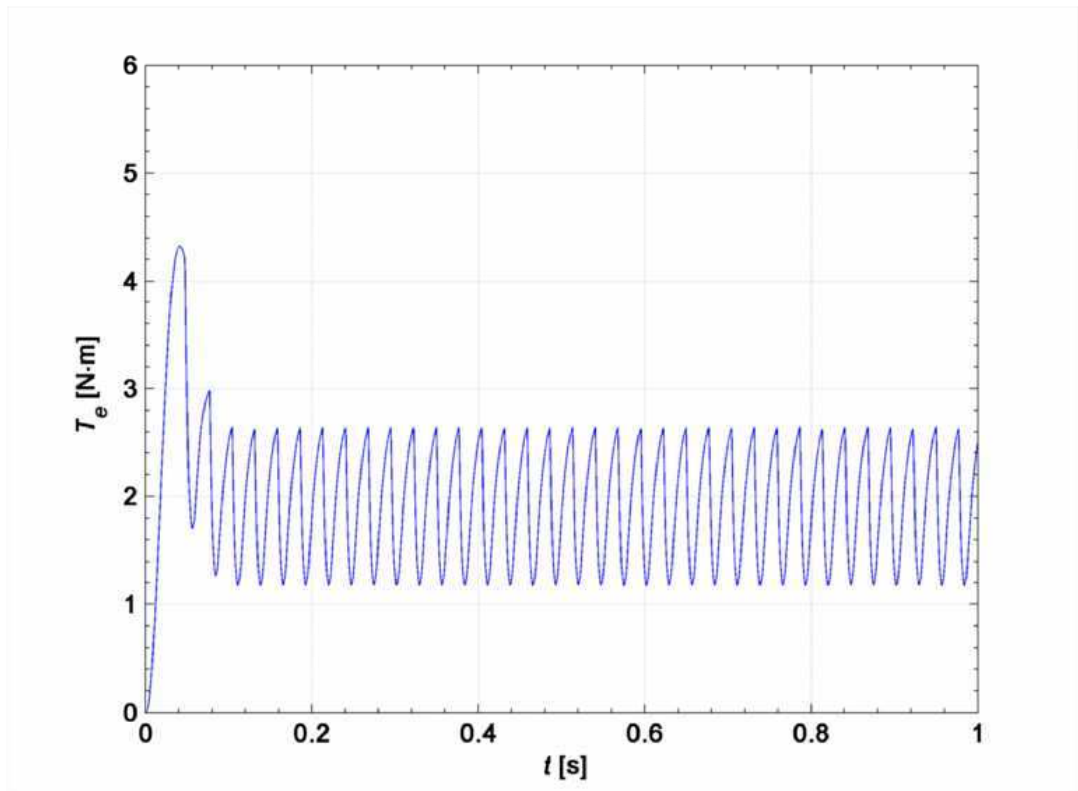
Rys. 5.27. Przebiegi prądów pasm A, B, C, dla obciążenia o charakterze wentylatorowym, napięcia zasilania $U_{zas} = 12V$ oraz kątów wysterowania $\alpha_{on} = 15^\circ, \alpha_{off} = 25^\circ$, prototyp C (silnik trójmodułowy)



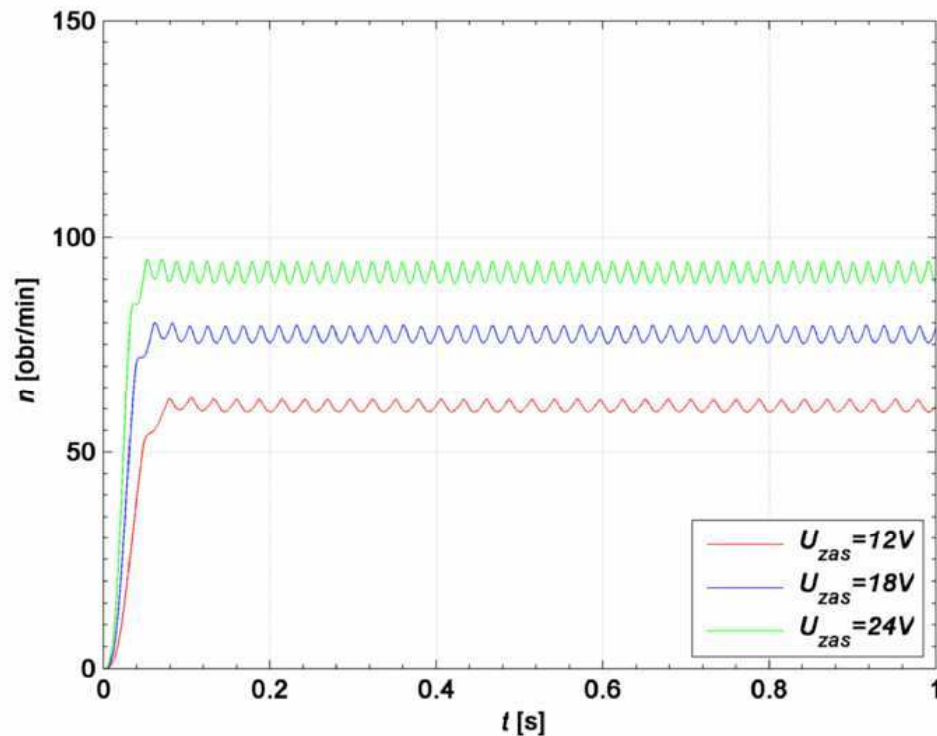
Rys. 5.28. Przebiegi napięć pasm A, B, C, dla obciążenia o charakterze wentylatorowym, napięcia zasilania $U_{zas} = 12V$ oraz kątów wysterowania $\alpha_{on} = 15^\circ, \alpha_{off} = 25^\circ$, prototyp C (silnik trójmodułowy)



Rys. 5.29. Przebieg prądu, dla obciążenia o charakterze wentylatorowym, napięcia zasilania $U_{zas} = 12V$ oraz kątów wysterowania $\alpha_{on} = 15^\circ, \alpha_{off} = 25^\circ$, prototyp C (silnik trójmodułowy)



Rys. 5.30. Przebieg momentu elektromagnetycznego, dla obciążenia o charakterze wentylatorowym, napięcia zasilania $U_{zas} = 12V$ oraz kątów wysterowania $\alpha_{on} = 15^\circ, \alpha_{off} = 25^\circ$, prototyp C (silnik trójmodułowy)

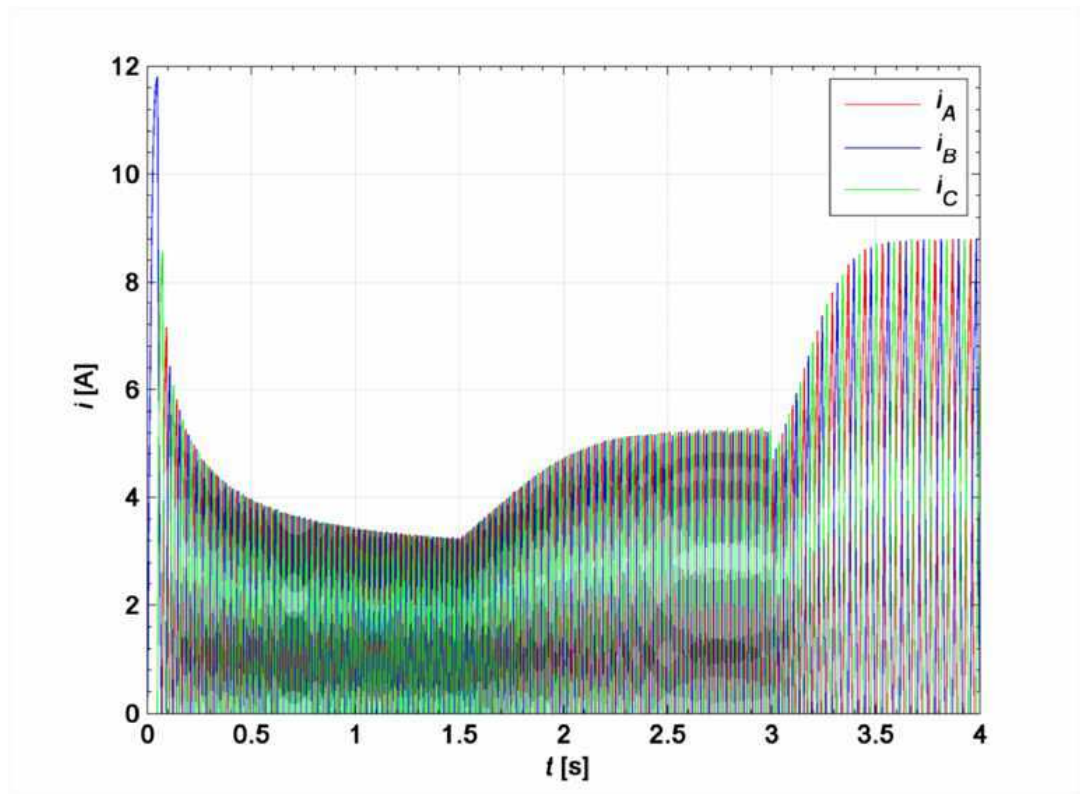


Rys. 5.31. Przebieg prędkości obrotowej, dla obciążenia o charakterze wentylatorowym, napięcie zasilania $U_{zas} = 12; 18; 24V$ oraz kątów wysterowania $\alpha_{on} = 15^\circ, \alpha_{off} = 25^\circ$, prototyp C (silnik trójmodułowy)

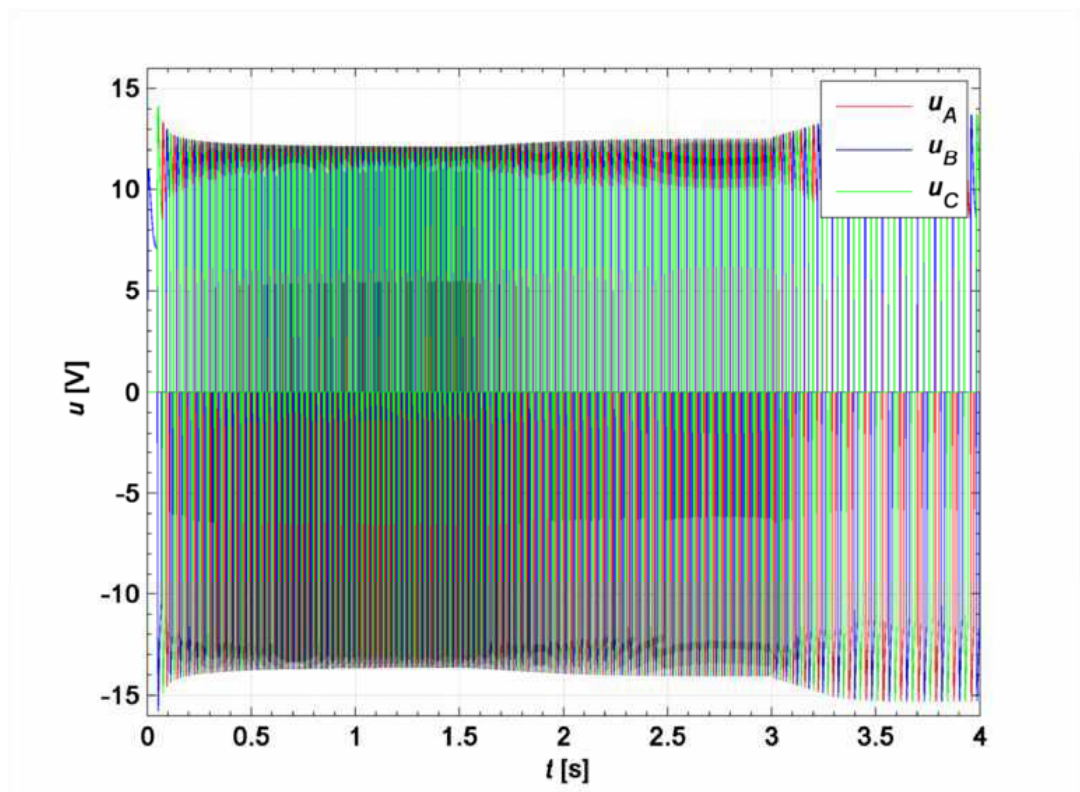
W przedstawionych wyżej dwóch wariantach obciążenia omawianej maszyny uwidacznia się istotna wada silników reluktancyjnych – pulsacje momentu elektromagnetycznego. Szczególnie widoczna staje się ta cecha w przypadku symulacji większych obciążeń (charakterystyka wentylatorowa). Znaczny poziom pulsacji momentu wpływa na zmianę prędkości obrotowej ww. maszyny, co dobrze obrazuje rysunek 5.31. Pulsacje momentu elektromagnetycznego i związana z nimi nierówna praca maszyny, przyczynia się do wzrostu poziomu drgań i hałasu. Jedną z możliwości ograniczenia tej wady jest optymalizacja sterowania, którą można przeprowadzić przy zastosowaniu zaproponowanego i wykorzystanego do symulacji modelu obwodowego. Odpowiedni dobór kątów załączenia i wyłączenia pasm, może w dużej mierze wyeliminować powstałą niedogodność. Specyficzna konstrukcja oraz materiały wykorzystane do budowy prototypu, determinują szybkość reakcji maszyny na zmianę warunków pracy. Prototyp C trójmodułowego silnika ze strumieniem poprzecznym bardzo szybko reaguje na zmienne warunki pracy. Niemniej jednak maszyna ta posiada bardzo miękką charakterystykę, co szczególnie uwidacznia się w przypadku małych obciążeń poprzez znaczny spadek prędkości wirowania.

Ostania z przedstawionych symulacji (rys. 5.32-5.36) dla trójmodułowej maszyny ze strumieniem poprzecznym pokazuje jak istotną rolę pełni algorytm sterowania. Nieprawidłowy dobór kątów α_{on} i α_{off} może skutkować znacznym pogorszeniem parametrów pracy maszyny reluktancyjnej (wzrost pulsacji, obniżenie sprawności). W przedstawionej poniżej symulacji po upływie czasu $t_1 = 1,5$ s jałowego rozruchu, następuje dociążenie silnika momentem o wartości $T_m = 0,5$ N·m. Dla kolejnej chwili czasowej $t_2 = 3,5$ s, w której maszyna zbliża się do osiągnięcia stanu ustalonej prędkości obrotowej, zmieniono położenie okna załączenia poszczególnych pasm o 5° . W nowych warunkach pracy kąty załączenia i wyłączenia wynoszą odpowiednio $\alpha_{on} = 20^\circ, \alpha_{off} = 30^\circ$. Przesunięcie to skutkuje znacznym obniżeniem prędkości wirowania silnika, w konsekwencji częściowego przeniesienia pracy maszyny do strefy hamowania. Objawia się to znacznym wzrostem prądu

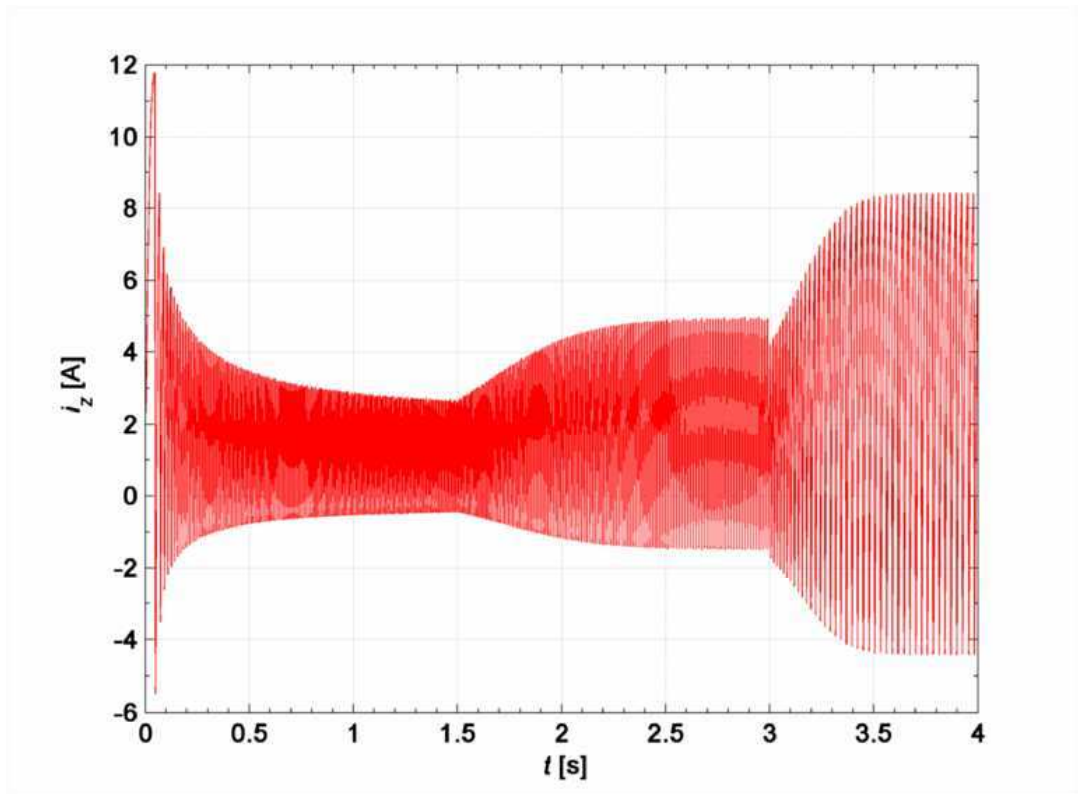
przy jednoczesnych dużych wahanich momentu elektromagnetycznego. Niniejsza symulacja stanowi przykład błędnego sterowania przełączalnym silnikiem reluktancyjnym.



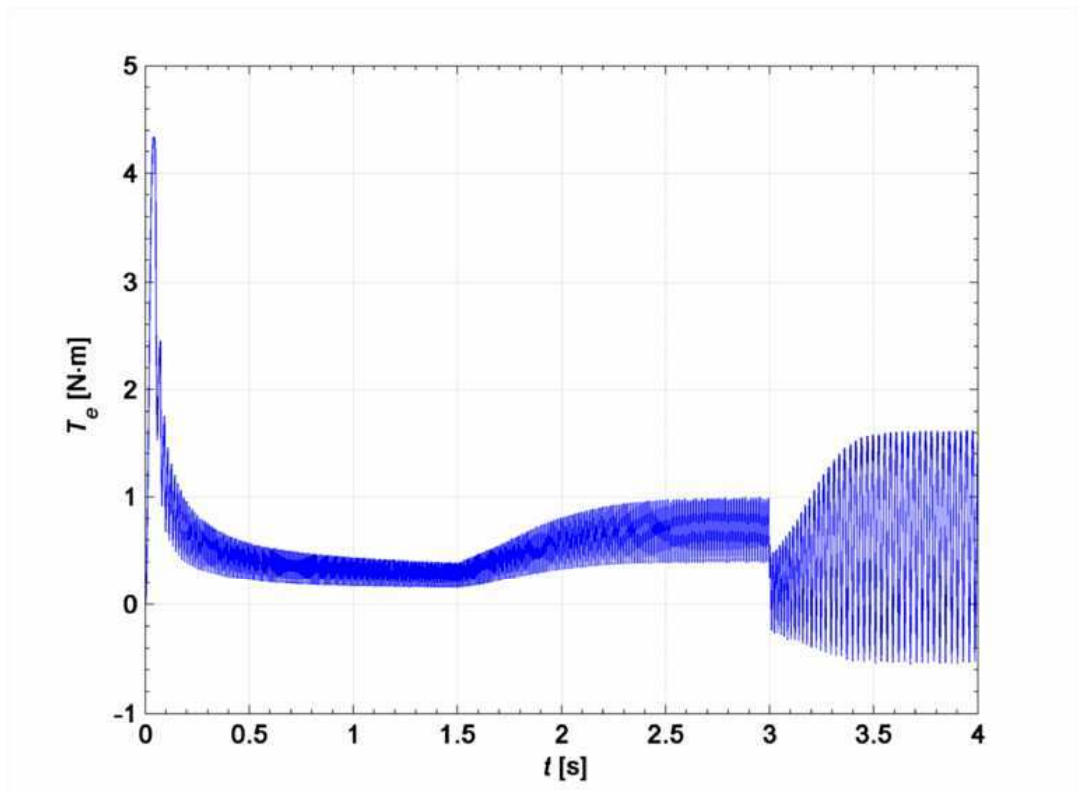
Rys. 5.32. Przebiegi prądów pasm A, B, C, w symulacji dociążenia maszyny wraz ze zmianą kątów wysterowania, dla napięcia zasilania $U_{zas} = 12V$, prototyp C (silnik trójmodułowy)



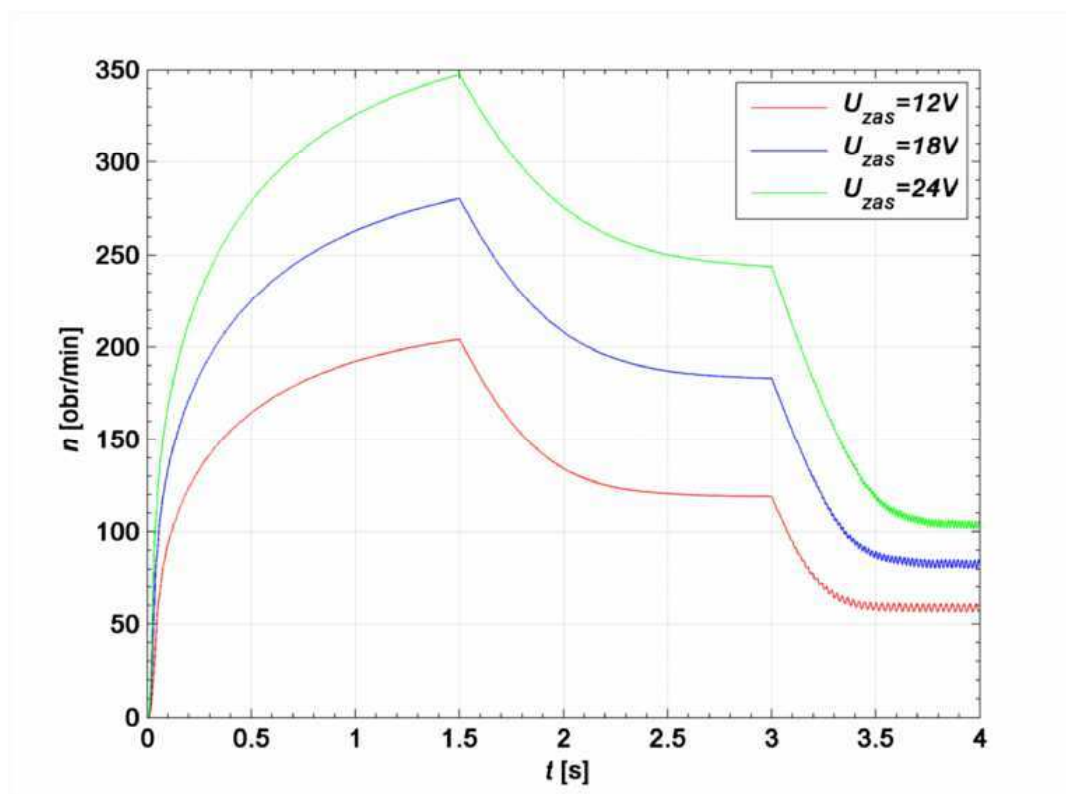
Rys. 5.33. Przebiegi napięć pasm A, B, C, w symulacji dociążenia maszyny wraz ze zmianą kątów wysterowania, dla napięcia zasilania $U_{zas} = 12V$, prototyp C (silnik trójmodułowy)



Rys. 5.34. Przebieg prądu źródła w symulacji dociążenia maszyny wraz ze zmianą kątów wysterowania, dla napięcia zasilania $U_{zas} = 12V$, prototyp C (silnik trójmodułowy)



Rys. 5.35. Przebieg momentu elektromagnetycznego w symulacji dociążenia maszyny wraz ze zmianą kątów wysterowania, dla napięcia zasilania $U_{zas} = 12V$, prototyp C (silnik trójmodułowy)

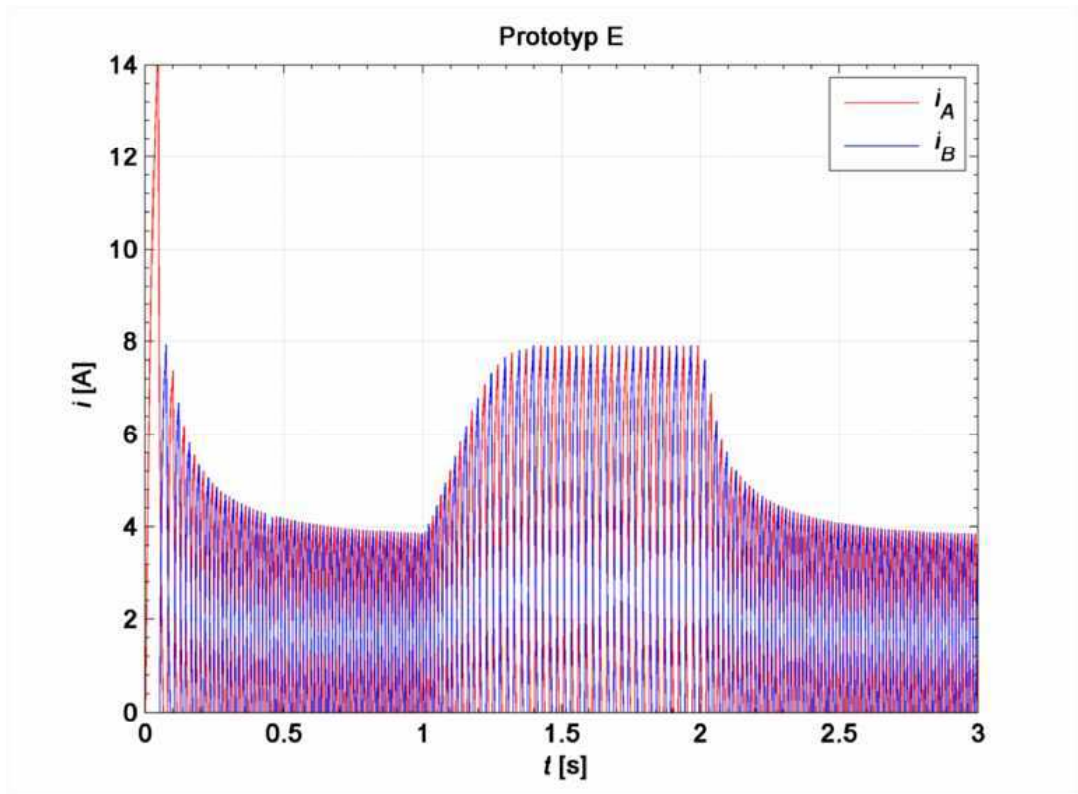


Rys. 5.36. Przebiegi prędkości w symulacji dociążenia maszyny wraz ze zmianą kątów wysterowania, dla napięcia zasilania $U_{zas} = 12; 18; 24V$ prototyp C (silnik trójmodułowy)

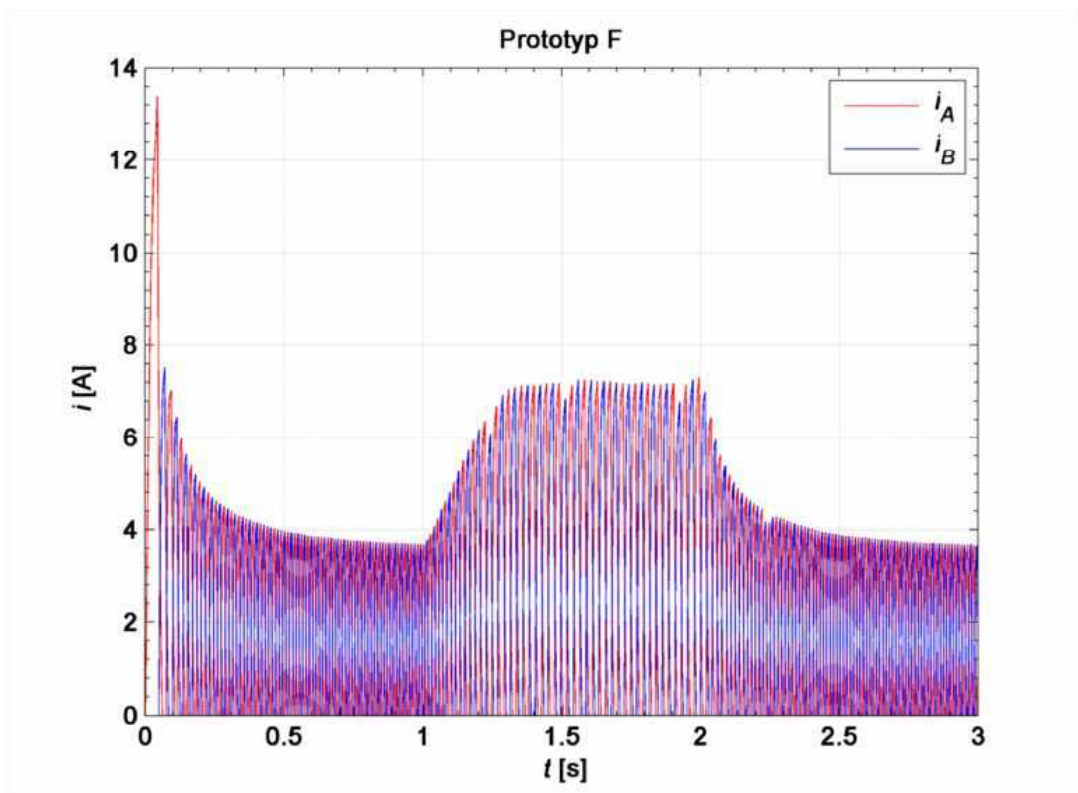
5.2.2. Prototypy E, F, G dwumodułowych maszyn TF

W niniejszym podrozdziale zawarto analizę porównawczą wybranych wariantów stanów dynamicznych dwumodułowych maszyn ze strumieniem poprzecznym. Przeprowadzono serię symulacji zachowania się prototypów E, F, G dla skokowego dociążenia (rys. 5.20) oraz obciążenia wentylatorowego (rys. 5.26). Ze względu na dużą indukcyjność pasm, decydującą o stałej czasowej narastania oraz wygaszania prądu w uzwojeniach, wartości kątów załączenia oraz wyłączenia ustalono na poziomie $\alpha_{on} = 0^\circ, \alpha_{off} = 12^\circ$. Na rysunkach 5.37-5.39 przedstawiono przebiegi prądów pasmowych omawianych prototypów E, F, G dla skokowego dociążenia tych maszyn. Analizując wymienione wykresy, można zauważyć wyraźnie zwiększony pobór prądu zarówno w przypadku prototypów E jak i G. Zdecydowanie najlepszymi właściwościami wykazała się konstrukcja oparta na zębie wyznaczonym w procesie optymalizacji (prototyp F). Na kolejnych rysunkach (5.40-5.42) przedstawiono przebiegi prędkości omawianych maszyn dla tej samej charakterystyki obciążenia oraz dla różnych napięć zasilania. Również w tym przypadku zdecydowanie najlepszymi właściwościami wykazuje się prototyp F. Zarówno w prototypach E jak i G zaobserwować można wyraźne zmniejszenie prędkości obrotowej w porównaniu z prototypem F, w stanie jałowym jak i obciążenia.

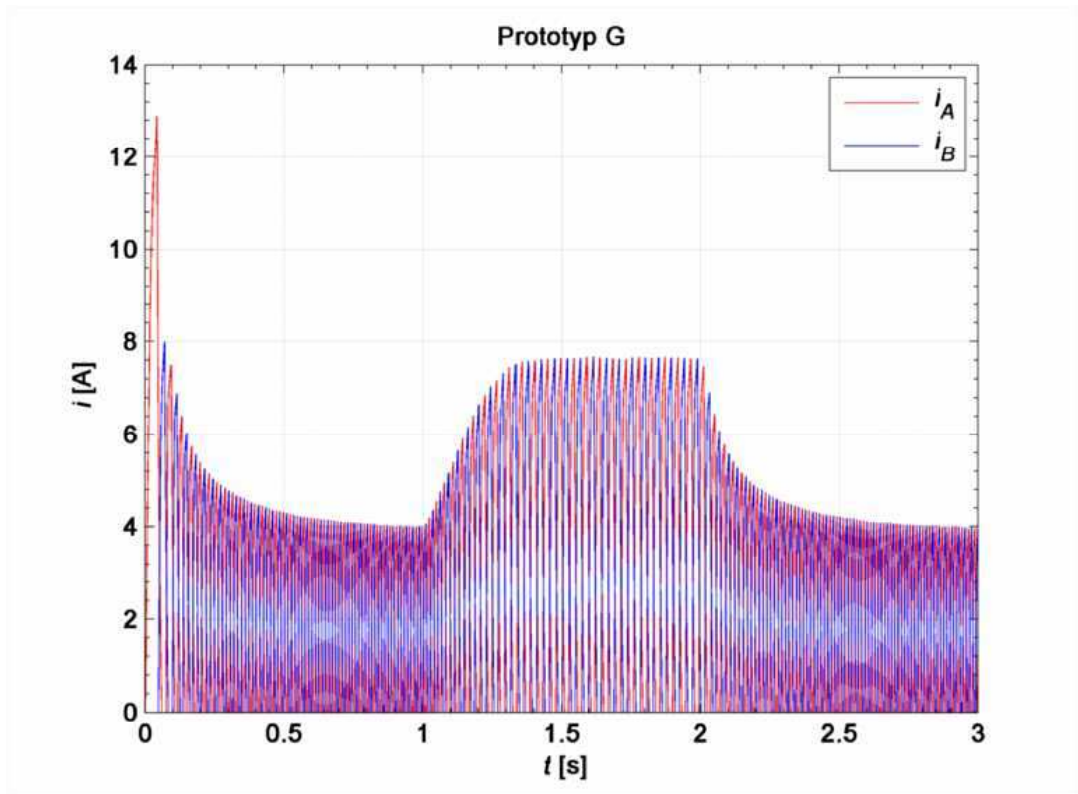
Znacznie trudniejsza jest ocena prototypów pod względem pulsacji momentu elektromagnetycznego. We wszystkich symulacjach (rys. 5.43-5.45) dla obciążenia o charakterze wentylatorowym zaobserwować można znaczne pulsacje momentu wpływające na osiąganą przez maszyny prędkość obrotową. Oscylacje prędkości na poziomie 15-25% jej wartości średniej bardzo niekorzystnie wpływają na kulturę pracy omawianych maszyn. Zdecydowanie lepszymi właściwościami charakteryzuje się omawiany wcześniej prototyp C trójmodułowej maszyny ze strumieniem poprzecznym.



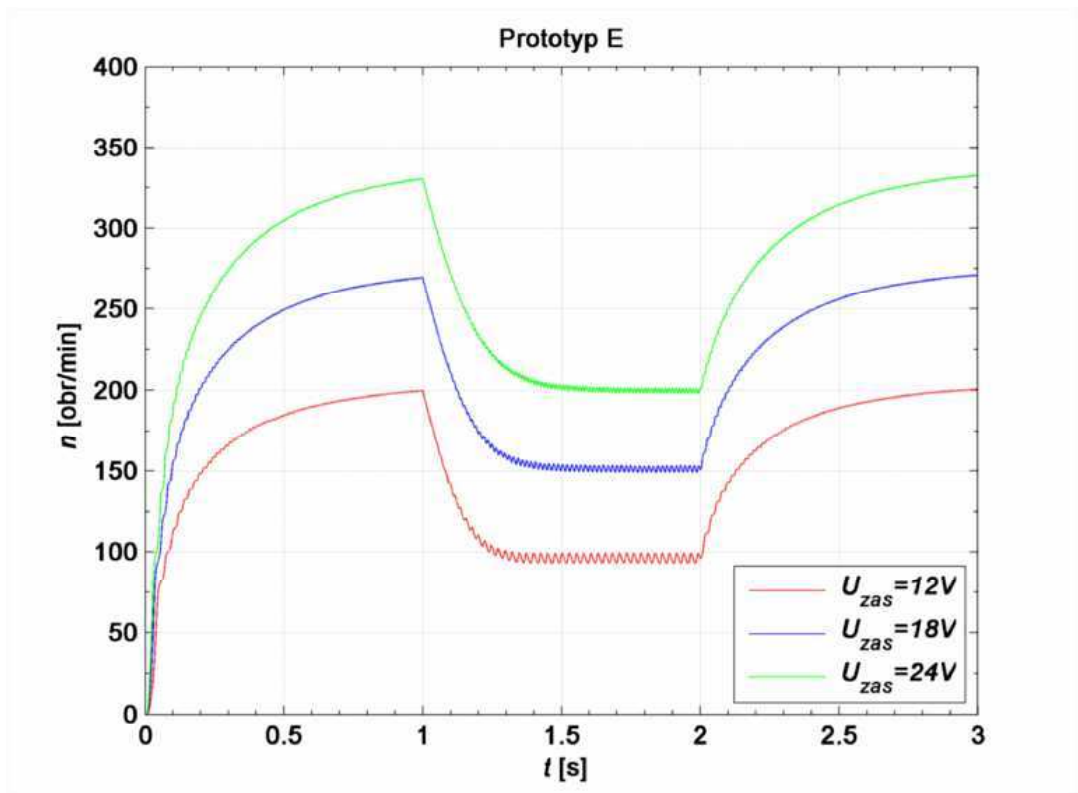
Rys. 5.37. Przebiegi prądów pasm A, B w symulacji dociążenia, dla $U_{zas}= 12V$, prototyp E (silnik dwumodułowy)



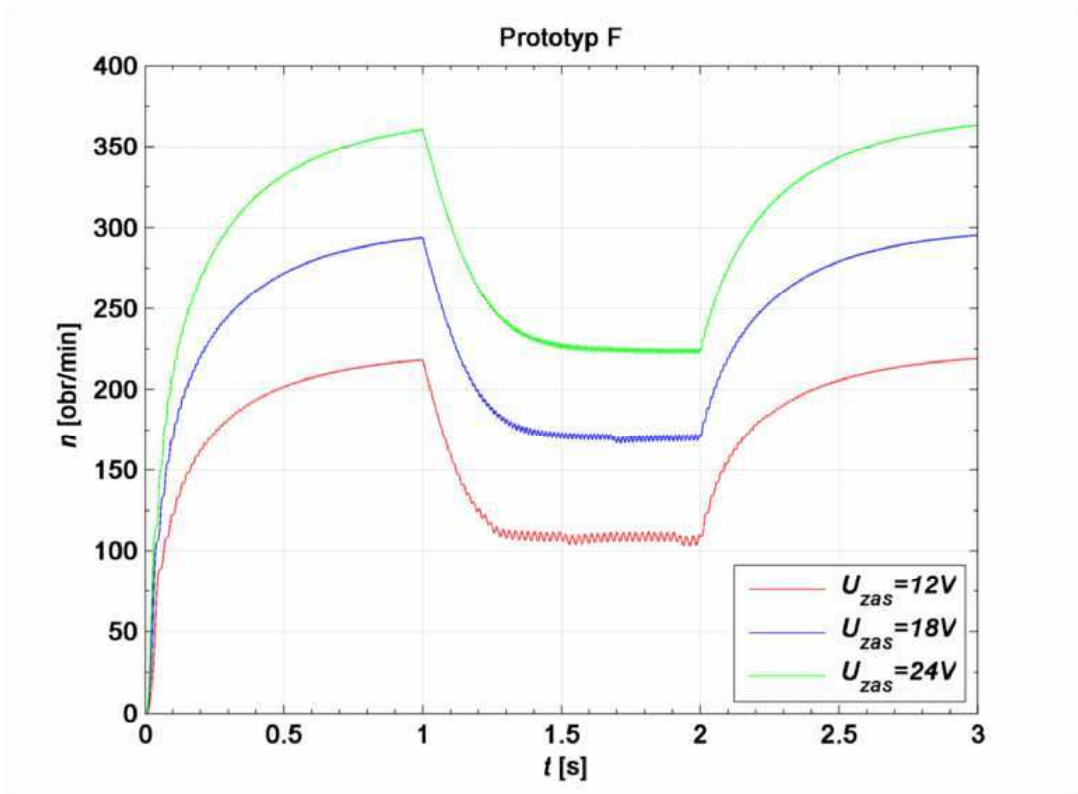
Rys. 5.38. Przebiegi prądów pasm A, B w symulacji dociążenia, dla $U_{zas}= 12V$, prototyp F (silnik dwumodułowy)



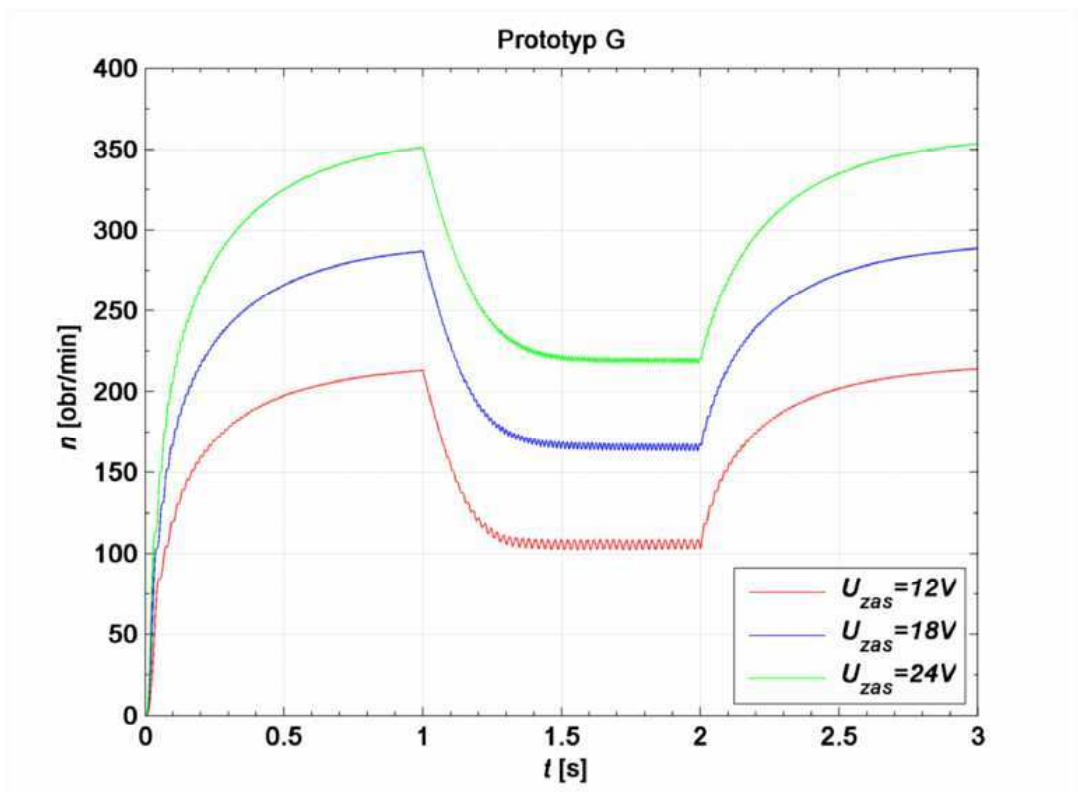
Rys. 5.39. Przebiegi prądów pasm A, B w symulacji dociążenia, dla $U_{zas}=12V$, prototyp G (silnik dwumodułowy)



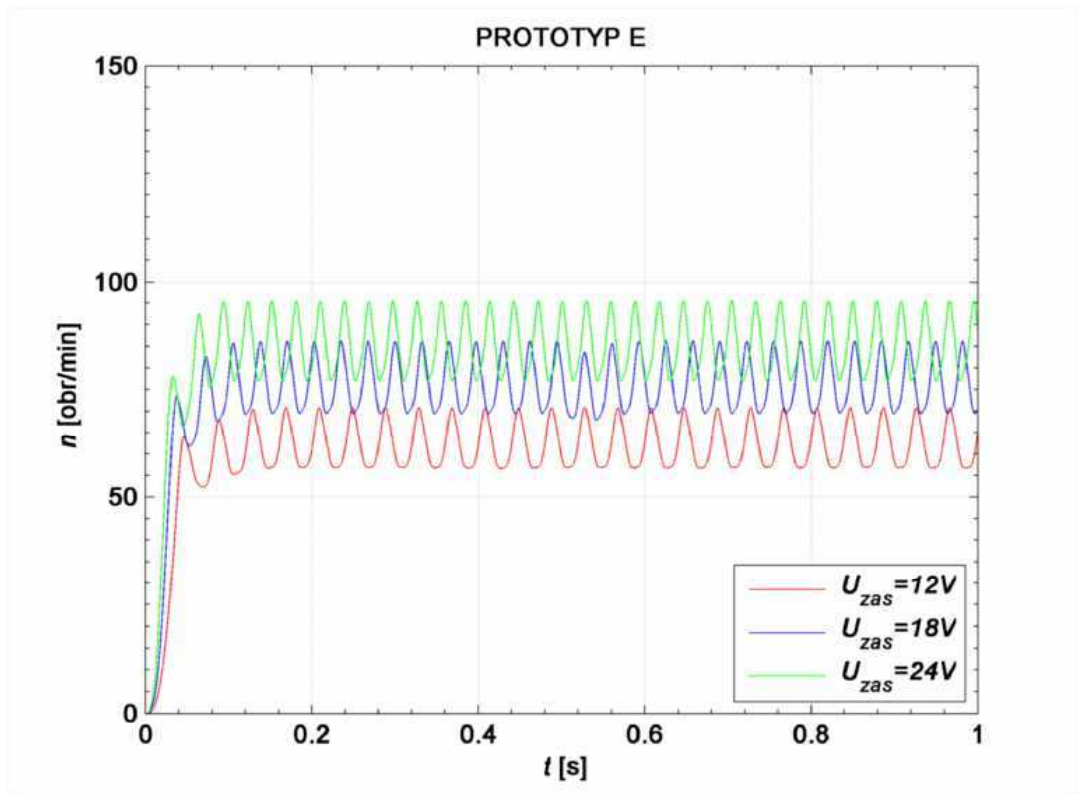
Rys. 5.40. Przebiegi prędkości w symulacji dociążenia, dla napięcia zasilania $U_{zas}=12; 18; 24V$, prototyp E (silnik dwumodułowy)



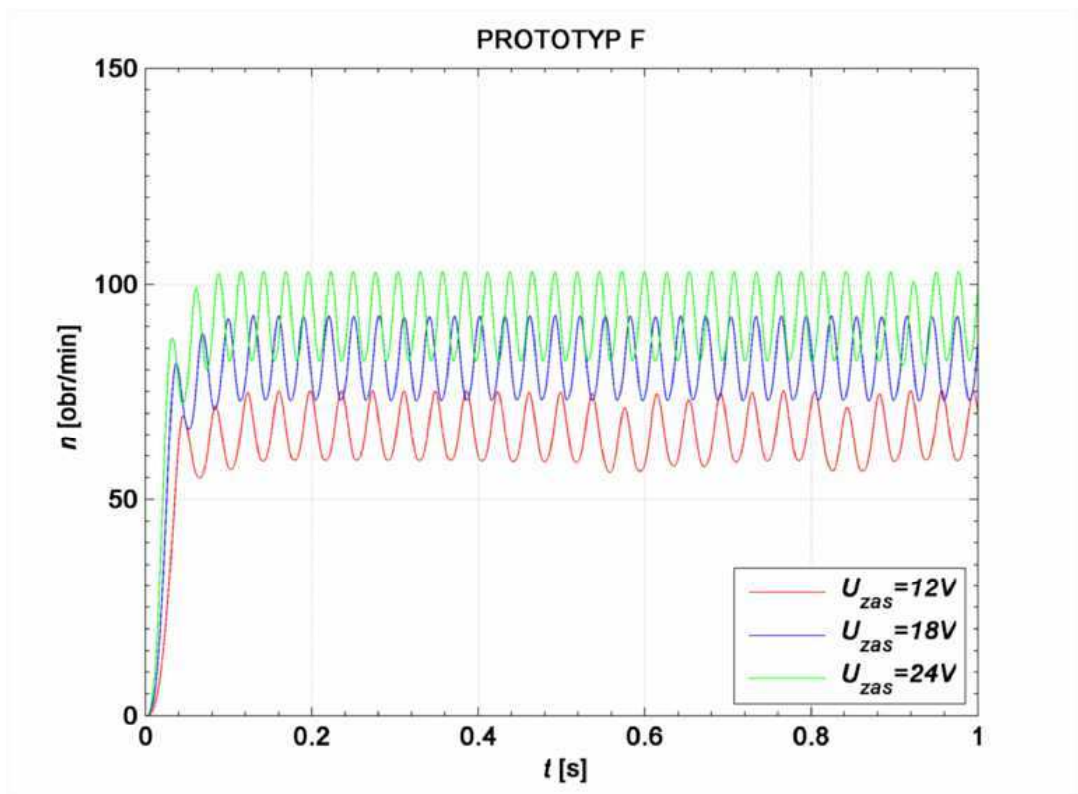
Rys. 5.41. Przebiegi prędkości w symulacji dociążenia, dla napięcia zasilania $U_{zas} = 12; 18; 24V$, prototyp F (silnik dwumodułowy)



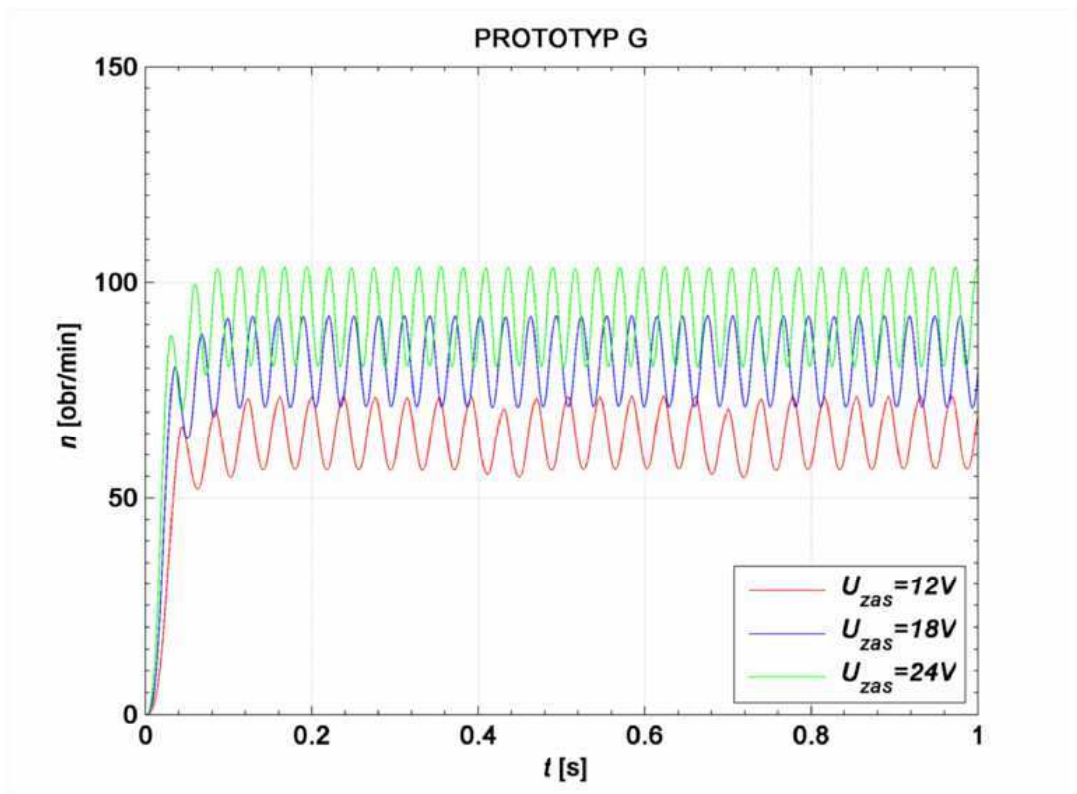
Rys. 5.42. Przebiegi prędkości w symulacji dociążenia, dla napięcia zasilania $U_{zas} = 12; 18; 24V$, prototyp G (silnik dwumodułowy)



Rys. 5.43. Przebieg prędkości obrotowej, dla obciążenia o charakterze wentylatorowym, napięcie zasilania $U_{zas} = 12; 18; 24V$, prototyp E (silnik dwumodułowy)



Rys. 5.44. Przebieg prędkości obrotowej, dla obciążenia o charakterze wentylatorowym, napięcie zasilania $U_{zas} = 12; 18; 24V$, prototyp F (silnik dwumodułowy)



Rys. 5.45. Przebieg prędkości obrotowej, dla obciążenia o charakterze wentylatorowym, napięcie zasilania $U_{zas} = 12; 18; 24V$, prototyp G (silnik dwumodułowy)

Rozdział 6

Podsumowanie i wnioski

Praca zawiera wyniki analiz dotyczących dwóch konstrukcji (dwu i trójmodułowej) przełączalnych silników reluktancyjnych ze strumieniem poprzecznym i wirnikiem zewnętrznym. Zamieszczone w niej badania podzielono na kilka etapów. Ich początkowa faza dotyczyła budowy odpowiednich modeli polowych. Charakterystyczna konstrukcja maszyn ze strumieniem poprzecznym, wymusiła zastosowanie środowiska obliczeniowego umożliwiającego trójwymiarową analizę pola elektromagnetycznego. W trakcie przygotowywania modeli polowych przyjęto szereg założeń upraszczających. Aby ograniczyć czas obliczeń skorzystano z warunków symetrii oraz periodyczności. Parametryzacja modeli pozwoliła na wykonanie serii automatycznych obliczeń pola elektromagnetycznego i wyznaczenie istotnych parametrów całkowitych trójmodułowej maszyny ze strumieniem poprzecznym. Przeprowadzona weryfikacja pomiarowa wykazała dobrą zbieżność zbudowanego modelu polowego z obiektem rzeczywistym.

Ze względu na stosunkowo duży rozmiar trójmodułowego silnika TF powstała koncepcja budowy mniejszej dwumodułowej maszyny, o bardzo podobnej strukturze. Dla utworzonego wstępnie nowego modelu wykonano serię obliczeń, które ukazały istotną wadę omawianego silnika. Zerowy moment rozruchowy dla dwóch pozycji wirnika względem stojana stał się podstawą do przeprowadzenia optymalizacji tej konstrukcji.

Optymalizację przeprowadzono przy zastosowaniu algorytmów ewolucyjnych zawartych w jednej z bibliotek środowiska Matlab. Jako narzędzie do obliczeń rozkładu pola elektromagnetycznego użyto środowisko Flux3D. Proces optymalizacji bazujący na bardzo czasochłonnym, opartym na metodzie elementów skończonych, symulacjach numerycznych, wsparto dodatkowo bazą danych. Zastosowanie systemu zarządzania relacyjnymi bazami danych – MySQL, pozwoliło na znaczne ograniczenie czasu obliczeń. Uaktualniana na bieżąco, w czasie trwania optymalizacji, baza danych pozwoliła w pierwszym rzędzie na uniknięcie obliczeń dla wygenerowanych przez algorytm genetyczny identycznych osobników. Dodatkową korzyścią z jej zastosowania jest możliwość przyspieszenia procesu optymalizacji. Utworzenie serwera z zaimplementowaną bazą danych współpracującego z kilkoma komputerami połączonymi w sieci, wykonującymi samodzielnie zadanie optymalizacji dla różnych kryteriów, dodatkowo przyspiesza obliczenia. Każda jednostka komunikując się z serwerem, sprawdza czy wygenerowany osobnik jest już w bazie danych i wykonuje obliczenia tylko dla niepowtarzających się struktur. Inną zaletą wynikającą z zastosowania bazy danych, jest możliwość bardzo szybkiej identyfikacji parametrów geometrycznych modelu na podstawie porównania np.: kształtu i wartości charakterystyk momentu elektromagnetycznego. Jest to szczególnie przydatne, gdy użytkownik posiada wyniki pomiarów. Odpowiedni algorytm przeszukujący bazę modeli, porównując uzyskaną z pomiarów oraz obliczeń, kątową zmienność momentu elektromagnetycznego, może służyć do identyfikacji pozostałych nieznanymi cech (np.: wymiarów geometr.) zmierzonej maszyny.

W obliczeniach optymalizacyjnych uwzględniono siedem zmiennych decyzyjnych – trzy parametry kątowe oraz cztery promieniowe. Pozwalają one na kształtowanie rozpiętości zęba stojana jak również na formowanie znacznie bardziej skomplikowanej geometrii zębów wirnika. Zaproponowano trzy postacie funkcji celu, dla których wykonano serię obliczeń. Przeprowadzono również wstępne badania nad dobozem współczynników wagowych oraz wpływem rozmiaru generacji startowej na przebieg optymalizacji. Dla uzyskanego najlepszego rozwiązania, zlecono wykonanie nowych zębów wirnika. Przeprowadzona weryfikacja pomiarowa wykazała dobrą zbieżność wyników obliczeń z obiektem rzeczywistym i stała się podstawą do budowy modelu obwodowego przedstawionego w następnej części pracy.

Wysoka nieliniowość charakteryzująca maszyny reluktancyjne wiąże się z koniecznością uwzględnienia w modelach obwodowych, nieliniowych funkcji strumienia oraz momentu elektromagnetycznego. Funkcje te wyznacza się na podstawie pomiarów, bądź jak zaproponowano w niniejszej pracy, na drodze obliczeń numerycznych. Obliczenia takie wykonano dla przedstawionych w trzecim rozdziale modeli polowych prototypów

przełączalnych silników reluktancyjnych ze strumieniem poprzecznym (prototyp C, E, F, G). Wyznaczone funkcje strumienia oraz momentu elektromagnetycznego uwzględniono w modelu obwodowym poprzez bloki środowiska Matlab/Simulink - „lock-up table”. Mając na uwadze ograniczenie błędów wynikających z interpolacji oraz aproksymacji zarówno strumienia jak i momentu w modelu obwodowym, w obliczeniach polowych funkcji $\Psi = f(i, \Theta)$ i $T_e = f(i, \Theta)$, zastosowano odpowiednio gęstą dyskretyzację w dziedzinie kąta oraz prądu.

Zaproponowany model obwodowy w środowisku Matlab/Simulink posiada strukturę hierarchiczną. Składa się z kilku podsystemów odpowiedzialnych za wniesienie do symulacji istotnych parametrów elektrycznych i mechanicznych. Układ symulacyjny przygotowano z myślą o szybkim przystosowaniu go do analiz stanów pracy zarówno dla dwu jak i trójmodułowych maszyn TF. Do najważniejszych bloków modelu obwodowego należą: blok parametrów mechanicznych, blok zasilania i sterowania oraz bloki odzwierciedlające zjawiska zachodzące w poszczególnych pasmach.

Ze względu na charakter prowadzonych badań, bardzo ważny jest odpowiedni opis elementów półprzewodnikowych zawartych w układzie zasilania. Aby w dobrym stopniu odzwierciedlić zjawiska zachodzące w układzie półmostka typu „H”, autor zdecydował się na implementację obwodu elektrycznego wykorzystując do tego celu dodatkową bibliotekę „Plecs”. Układ przekształtnikowy zaimplementowano wykorzystując zawarte w tej bibliotece elementy półprzewodnikowe wraz z ich najistotniejszymi parametrami.

W kolejnej części pracy przedstawiono również koncepcję budowy modeli polowo-obwodowych omawianych maszyn. Komercyjne środowisko obliczeniowe Flux3d, którym dysponował autor, posiada możliwość dołączenia zewnętrznego obwodu elektrycznego wraz z modułem do obliczeń polowych w stanach przejściowych. Należy jednak zaznaczyć, iż polowo-obwodowe analizy stanów przejściowych, złożonych konstrukcyjnie maszyn elektrycznych, wymagają znacznych nakładów czasowych. Alternatywny model obwodowy, wsparty wynikami obliczeń polowych (funkcje strumienia i momentu), pozwala na przeprowadzenie znacznie szerszych analiz w bardzo krótkim czasie. Wykonane symulacje polowo-obwodowe autor traktował jedynie jako jedną z metod weryfikacji zaproponowanego modelu obwodowego.

Podstawą do budowy stanowiska laboratoryjnego, pozwalającego na wykonanie weryfikacji pomiarowej obliczeń stanów ustalonych i dynamicznych silników TF, stała się uzyskana w ramach grantu promotorskiego karta szybkiego prototypowania DS1104. Zbudowane przez autora stanowisko badawcze pozwoliło na przeprowadzenie wnikliwych analiz dla wybranych stanów pracy prototypów maszyn TF. Weryfikację pomiarową przeprowadzono w dwóch etapach. W pierwszym z nich zbadano poprawność modeli matematycznych dla ustalonych stanów pracy prototypów maszyn ze strumieniem poprzecznym, w drugim zbadano stany dynamiczne. Otrzymane wyniki badań, zdaniem autora, wskazują na dobre odzwierciedlenie zjawisk zachodzących podczas pracy silników TF, opisanych poprzez zaproponowane modele obwodowe i polowo-obwodowe.

Posiadając wiedzę o dobrej zgodności modelu obwodowego z obiektem rzeczywistym, w dalszej części pracy, autor przedstawił również wybrane symulacje stanów dynamicznych. Zbadano zachowanie się maszyn TF dla obciążenia o charakterze skokowym oraz wentylatorowym. Analizę uzupełniono o określenie wpływu parametrów zasilania oraz sterowania. Uzyskane w ten sposób informacje o zachowaniu się prototypów maszyn TF, mogą zostać wykorzystane już w przypadku konkretnych wdrożeń niniejszych napędów.

Zawarte w pracy wyniki obliczeń, poparte szeroko przeprowadzoną weryfikacją pomiarową, pozwalają na użycie stwierdzenia, iż przedstawiona na początku rozprawy teza naukowa pracy została udowodniona. Opracowane modele polowo-obwodowe i obwodowe pozwalają już w trakcie projektowania, na określenie i skorygowanie istotnych parametrów charakteryzujących maszyny ze strumieniem poprzecznym zarówno w ustalonych jak i w dynamicznych stanach pracy.

Rozdział 7

Kierunki dalszych badań

7.1. Wpływ założeń upraszczających

Przedstawione w rozprawie doktorskiej modele polowe, polowo-obwodowe oraz obwodowe zbudowano w oparciu o szereg założeń upraszczających. Weryfikacja pomiarowa, przeprowadzona zarówno w przypadku obliczeń magnetostatycznych, jak również dla stanów ustalonych i dynamicznych maszyn ze strumieniem poprzecznym, wykazała jednak pewne rozbieżności. Zasadniczym celem dalszych badań powinno być zatem wnikliwe przeanalizowanie wpływu pominiętych zjawisk na stopień odwzorowania cech obiektów rzeczywistych przez zastosowane modele.

Jedną z istotnych wielkości wpływających na pracę wszystkich maszyn elektrycznych jest temperatura. Zmienna temperatura uzwojeń wpływa na zmianę ich rezystancji. Zjawisko nagrzewania się uzwojeń zaczyna odgrywać większą rolę w czasie długotrwałych pomiarów. Przepływający przez uzwojenia prąd elektryczny powoduje ich nagrzewanie się. Ilość wydzielonego ciepła jest opisana za pomocą prawa Joule'a-Lenza i zależy od rezystancji, kwadratu natężenia prądu oraz czasu. Zmianę rezystancji przewodników (np.: miedzi) w pewnym zakresie temperatur doskonale opisuje przybliżona zależność:

$$R_T = R_0 (1 + k_{cu} (T - T_0)), \quad (7.1)$$

gdzie: R_0 rezystancja przewodnika w temperaturze $T_0=293$ K, k_{cu} współczynnik temperaturowy rezystancji dla miedzi ($k_{cu}= 0,0039$ 1/K).

Uwzględnienie współczynnika temperaturowego rezystancji uzwojeń maszyn TF ma szczególne znaczenie w modelowaniu stanów dynamicznych, gdzie zmiane ulega stała czasowa narastania i opadania prądu. Rozbudowa układu pomiarowego o czujniki temperatury uzwojeń oraz wykonanie serii rozłożonych w czasie pomiarów rezystancji pozwoli na wprowadzenie do modeli współczynników korekcyjnych.

Przedstawione w pracy modele obwodowe nie uwzględniają również sprzężeń magnetycznych pomiędzy sąsiadującymi ze sobą modułami maszyn TF. W literaturze [24, 25, 89] przedstawiono przykład uwzględnienia tego zjawiska. Zastosowane w omawianych konstrukcjach maszyn przekładki dystansowe oraz wał ze stali kwasoodpornej w znacznej mierze ograniczają powstawanie sprzężeń. Potwierdzeniem tego jest przedstawione w rozdziale 5 porównanie wyników obliczeń uzyskanych za pomocą modeli polowo-obwodowych i obwodowych. Użyte do obliczeń modele polowo-obwodowe 1/12 objętości maszyn TF uwzględniały sprzężenia magnetyczne pomiędzy modułami.

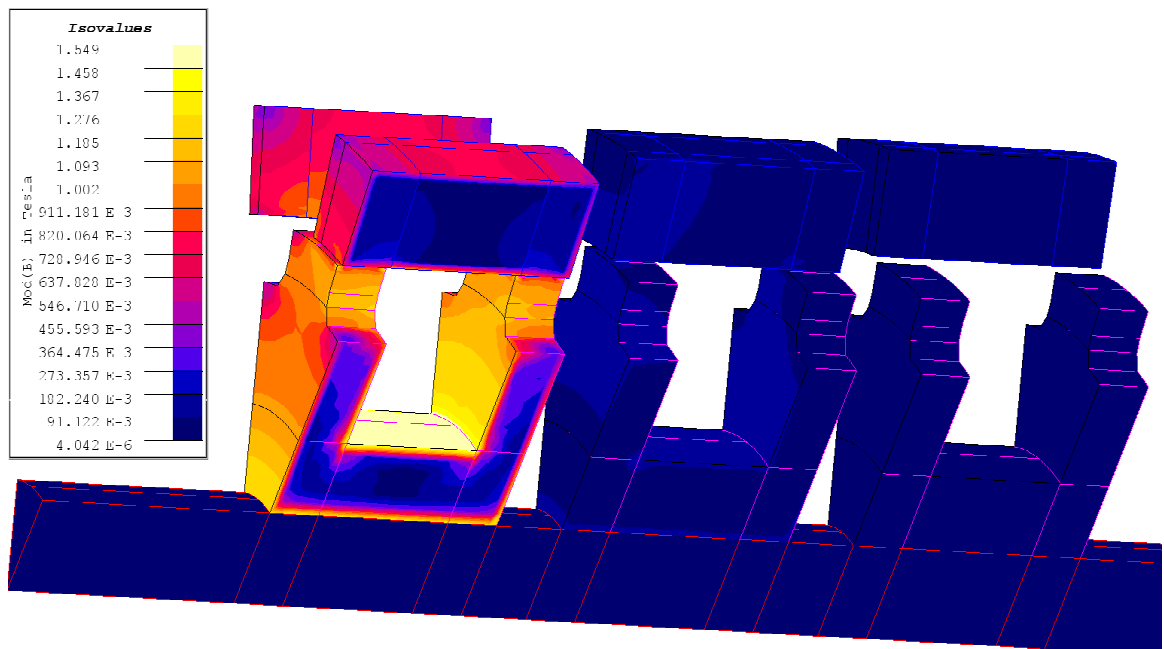
Specyficzna budowa maszyn będących przedmiotem rozprawy doktorskiej, a w szczególności wykonanie magnetowodu silników TF z litej stali, powoduje powstawanie jeszcze jednego nieuwzględnionego w modelach numerycznych zjawiska. We wszelkich elementach masywnych poddanych oddziaływaniu zmiennego pola magnetycznego indukują się prądy wirowe. W znacznej części maszyn elektrycznych występowanie tego zjawiska jest niekorzystne. Powstają dodatkowe straty z tego tytułu, wpływające na zmniejszenie sprawności maszyn elektrycznych, objawiające się głównie w postaci efektu termicznego (nagrzewanie się elementów maszyn). Jednym ze sposobów redukcji występowania tego zjawiska jest laminacja. Zastosowanie pakietowania w omawianych maszynach ze strumieniem poprzecznym jest jednak bardzo utrudnione. Charakterystyczna konstrukcja magnetowodu w połączeniu z występowaniem miejscowych znacznych sił pochodzenia magnetycznego, wymusza wręcz, z punktu widzenia utrzymania sztywności struktury, zastosowanie litej stali do budowy obwodu magnetycznego tych przetworników. Innym ograniczeniem jest wynikająca z zasady działania silników TF, droga przepływu strumienia magnetycznego. W omawianych maszynach strumień pokonuje odcinki drogi zarówno

w kierunku promieniowym jak osiowym, co znacznie komplikuje wykonanie oraz sposób ułożenie pakietu blach.

Jednym ze sposobów uwzględnienia zjawisk wynikających z litej struktury zarówno stojana jak i zębów wirnika jest budowa modelu połowo-obwodowego zawierającego sformułowania opisujące pole elektromagnetyczne w masywnych elementach przewodzących. Modelowanie zagadnień połowych zawierających prądy wymuszające oraz prądy indukowane jest jednak bardzo złożone i wymaga znacznych nakładów czasowych. Dodatkowym utrudnieniem są charakterystyczne („piłokształtne”) przebiegi prądów zasilających. Uniemożliwia to stosowanie opisu dotyczącego pól harmonicznych, w których wymuszenie ma kształt sinusoidalny. Rozwiązaniem może być użycie przedstawionych w rozdziale 2 sformułowań $T-\Omega$ oraz $A-V$. Jako kierunek dalszych badań autor wskazuje na możliwość przeprowadzenia obliczeń z użyciem modeli opartych na jednym z wymienionych sformułowań. Wyniki tych badań wskażą, jak duże znaczenie ma uwzględnienie wpływu prądów wirowych na rozkład pola elektromagnetycznego, kształt przebiegów prądów pasmowych oraz bilans energetyczny maszyn TF. Wykonanie serii obliczeń połowo-obwodowych umożliwi wprowadzenie odpowiednich korekt w modelach symulacyjnych.

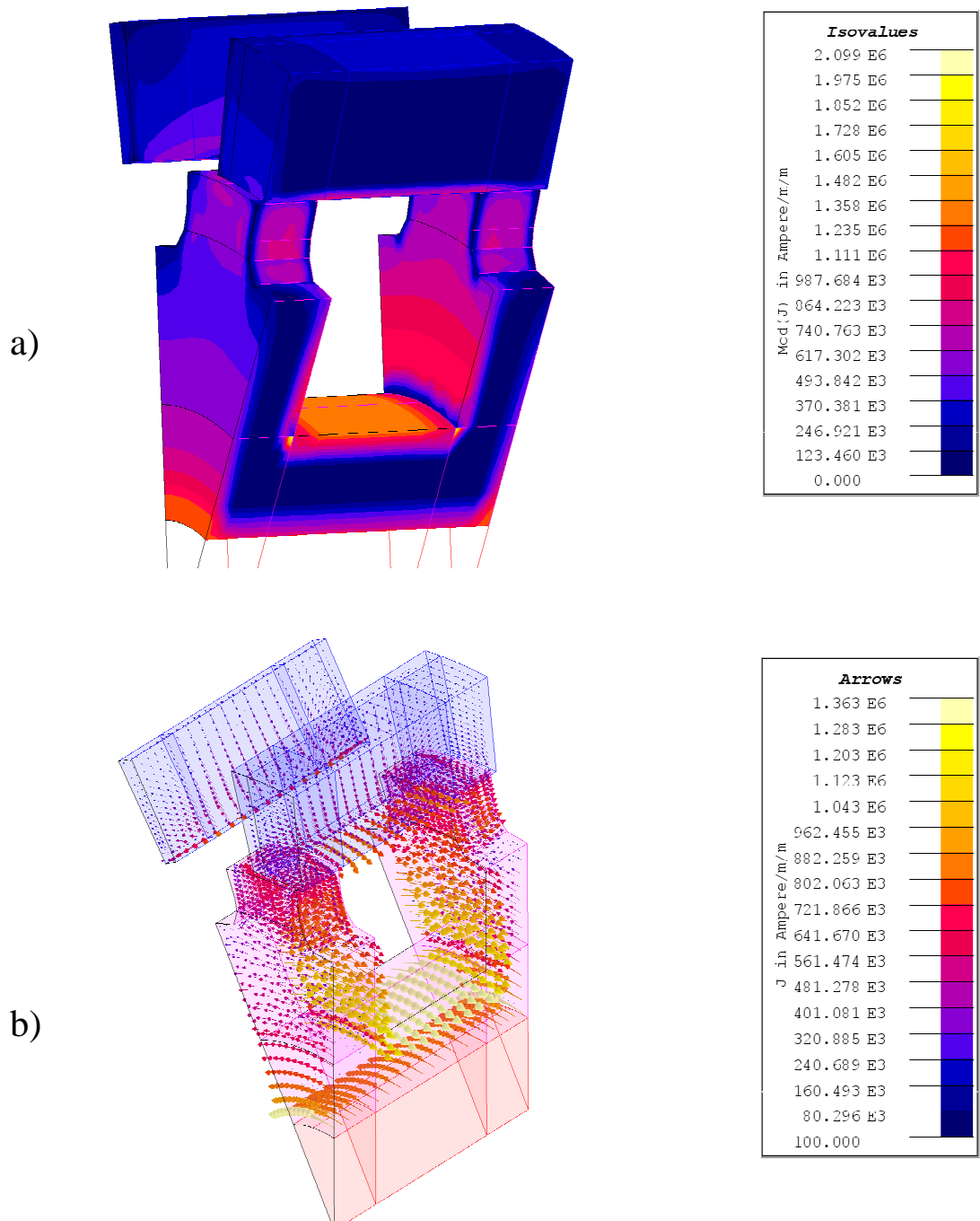
Prowadzone wcześniej, przez autora niniejszej pracy, badania związane z modelowaniem maszyn z wirnikami masywnymi oraz hamownic indukcyjnych, pozwoliły na przygotowanie odpowiedniego modelu połowo-obwodowego dla silnika reluktancyjnego. Model ten autor traktuje jako model wstępny, sygnalizujący jedynie kierunek dalszych badań.

Kierując się ograniczeniem nakładów obliczeniowych implementację omawianego modelu oparto na sformułowaniu $T-\Omega$ (równania 2.36 i 2.37 – drugi rozdział). W obliczeniach zastosowano współczynnik rezystywności stali na poziomie $\rho=2 \cdot 10^{-7} \Omega \cdot m$. Nie uwzględniono wpływu temperatury. Na rysunku 7.1 przedstawiono rozkład modułu indukcji magnetycznej w wybranej pozycji wirnika względem stojana dla wymuszonej stałej prędkości wirowania. Rozkład ten zasadniczo różni się od przedstawionych w rozdziale 3 wyników obliczeń magnetostatycznych. Uwidacznia się efekt związany z głębokością wnikania pola magnetycznego w materiał ferromagnetyczny.



Rys. 7.1. Przykładowy rozkład modułu indukcji magnetycznej w prototypie C trójmodułowej maszyny TF, z uwzględnieniem masywnych elementów przewodzących

Zastosowana do budowy magnetowodu, omawianych w pracy doktorskiej maszyn TF, lita stal, sprzyja indukowaniu się prądów wirowych. Gęstość jak i kierunek ich przepływu jest uzależniony od wartości prądu wymuszającego (prąd pasmowy) oraz aktualnej pozycji wirnika względem stojana. Na rysunku 7.2a przedstawiono gęstość prądów indukowanych w elementach czynnych stojana i wirnika, rysunek 7.2b obrazuje zaś kierunek przepływu prądów wirowych. Oddziaływanie indukowanych w magnetowodzie prądów w pewnym stopniu zaburza oczekiwany rozkład pola magnetycznego. Dodatkowo powoduje nagrzewanie się konstrukcji i obniża sprawność maszyny elektrycznej. Zdaniem autora, uwzględnienie prądów wirowych poprawi zbieżność przedstawionych w pracy modeli z pomiarami wykonanymi na obiekcie rzeczywistym.

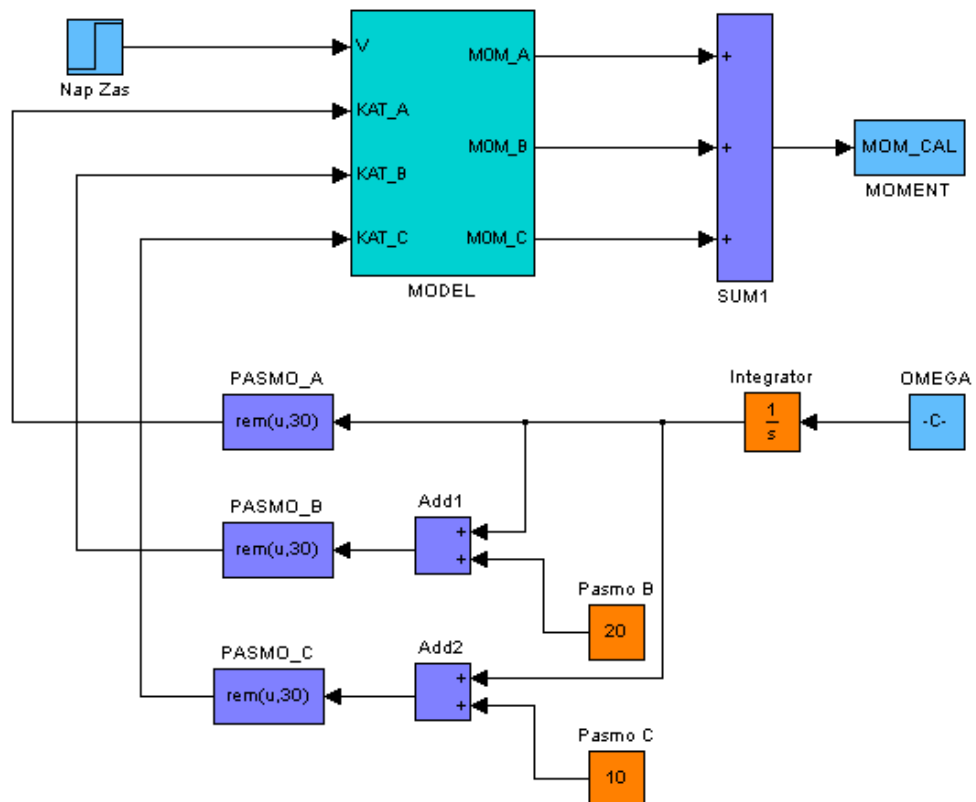


Rys. 7.2. Rozkład modułu gęstości prądów wirowych – a) wykres wektorowy dla wycinka 1/12 modułu A prototypu C trójmodułowej maszyny TF – b)

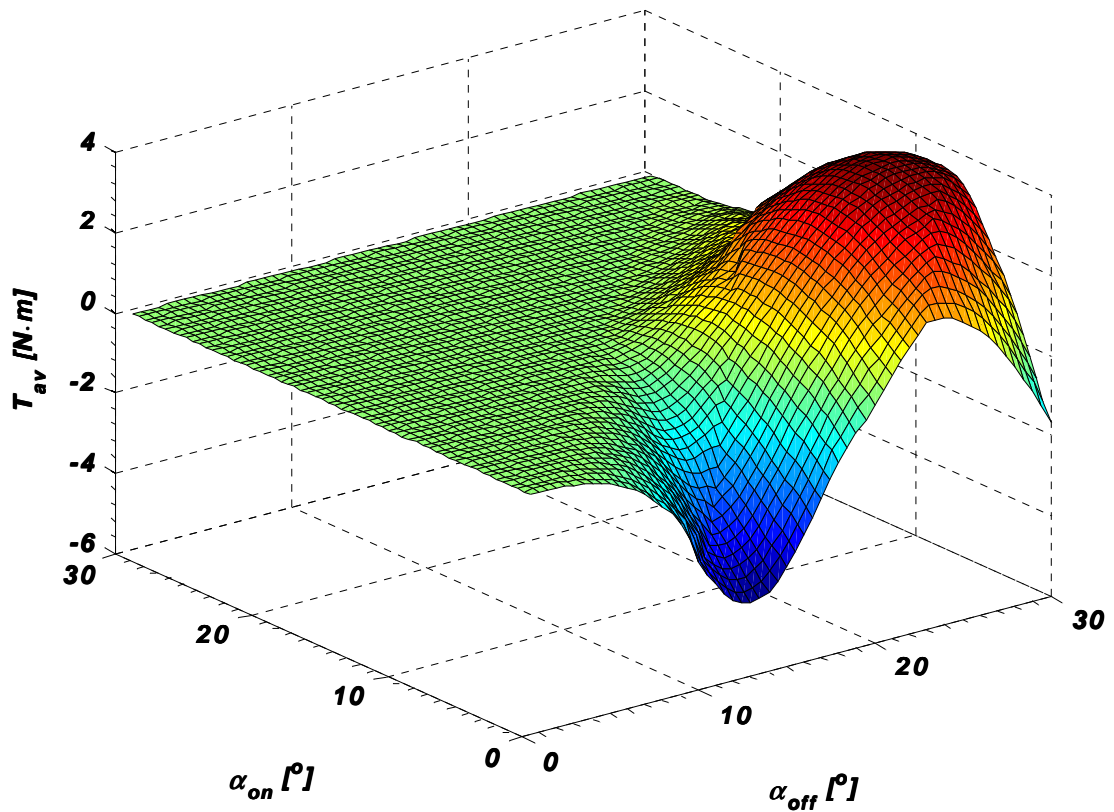
7.2. Wpływ sterowania na dynamikę silników reluktancyjnych ze strumieniem poprzecznym

Przedstawione w pracy, zweryfikowane pomiarowo modele obwodowe silników reluktancyjnych ze strumieniem poprzecznym, stanowią podstawę do dalszych analiz nad określeniem wpływu algorytmów sterowania na własności ruchowe omawianych maszyn. Dodatkowym bodźcem kierującym takie działania jest uzyskany w ramach grantu promotorskiego sprzęt w postaci karty szybkiego prototypowania DS 1104. Gwarantuje ona możliwość szybkiego przeniesienia i weryfikacji wyznaczonych na drodze symulacji procedur sterowania, na obiekt rzeczywisty. Zagadnienie sterowania ściśle wiąże się z możliwością aplikacji zaprojektowanych maszyn wraz z odpowiednimi algorytmami sterowania w zastosowaniach przemysłowych. Zawarte w niniejszym podrozdziale informacje mają na celu jedynie zasygnalizowanie zagadnień związanych ze sterowaniem silników reluktancyjnych.

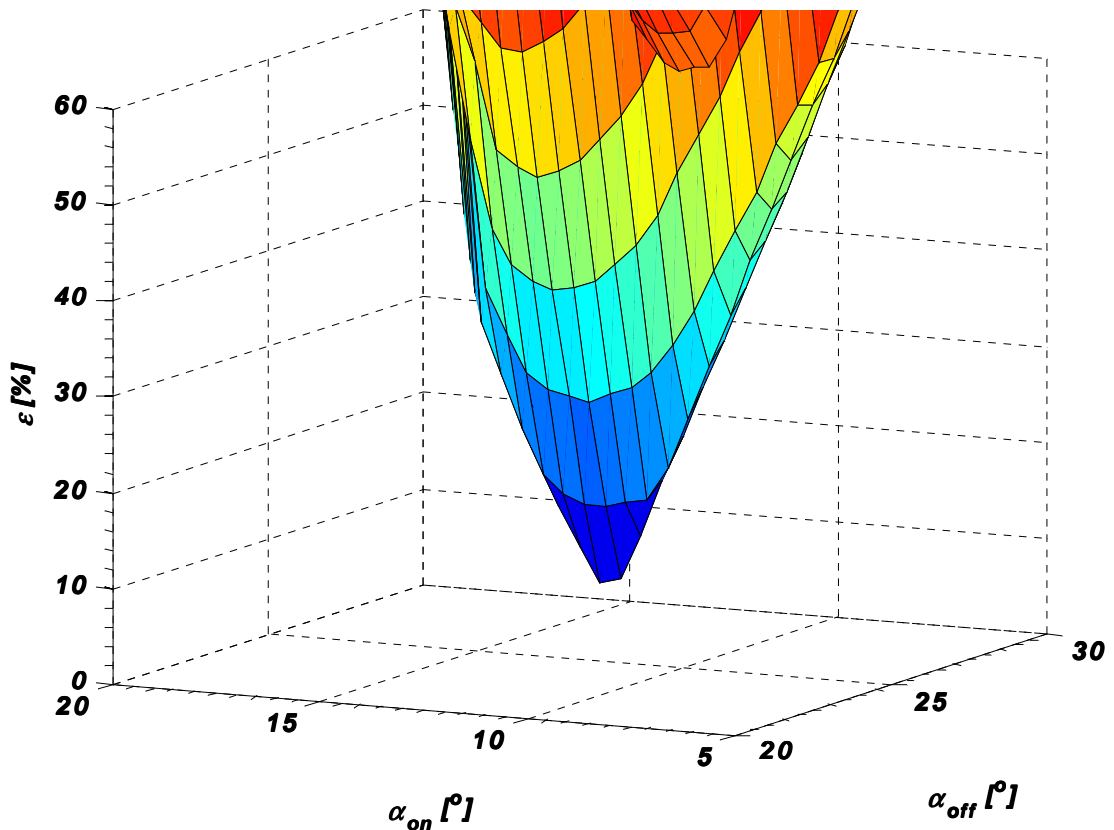
Charakterystyczną cechą każdego silnika reluktancyjnego jest średni moment elektromagnetyczny. Decydujący wpływ na jego wartość ma sposób sterowania. Dobór odpowiednich kątów sterowania w danym punkcie pracy powinien zapewnić uzyskanie maksymalnej wartości średniej momentu przy możliwie niskim poziomie pulsacji. Przeprowadzenie tych badań umożliwia odpowiednia modyfikacja przedstawionych w rozdziale 4 modeli obwodowych. Przebudowany układ symulacyjny przedstawiono na rysunku 7.3. Wykonano serię obliczeń przy założeniu stałej prędkości wirowania maszyny, pozwalających wyznaczyć zależność wartości średniej momentu elektromagnetycznego oraz współczynnika pulsacji w całej możliwej przestrzeni sterowań. Wyniki tych badań zamieszczono na rysunkach 7.4 i 7.5. Najmniejszą wartość współczynnika pulsacji momentu otrzymano dla kątów $\alpha_{on} = 11,5^\circ, \alpha_{off} = 24,5^\circ$.



Rys. 7.3. Model symulacyjny określający wpływ kątów sterowania na istotne parametry całkowe prototypu C trójmodułowego silnika TF



Rys. 7.4. Wartość średnia momentu elektromagnetycznego prototypu C trójmodułowej maszyny TF, dla napięcia zasilania $U_{zas}=12V$, zadanej prędkości $n=60$ obr/min



Rys. 7.5. Współczynnik pulsacji momentu elektromagnetycznego prototypu C trójmodułowej maszyny TF, dla napięcia zasilania $U_{zas}=12V$, zadanej prędkości $n=60$ obr/min

Literatura

- [1] **Andriollo M., Morini A., Martinelli G., Tortella A., Zerbetto M.:** *Performance Analysis of a Transverse Flux Motor by a Non-Linear Mathematical Model*, ICEM, 5 – 8 September, Cracow, 2004, Vol. 2, pp. 231-232.
- [2] **Anpalahan P.:** *Design of Transverse Flux Machines Using Analytical Calculations & Finite Element Analysis*, Licentiate thesis, Royal Institute of Technology, Sweden, March 2001, TRITA-EME-0101.
- [3] **Arshad W. M., Thelin P., Bäckström T., Sadarangani C.:** *Use of Transverse Flux Machines in a Free-Piston Generator*, IEEE Transaction on Industry Applications, July/August 2004, vol. 40, no. 4, pp. 1092-1100.
- [4] **Arshad W. M., Sadarangani C., Bäckström T.:** *Investigating a transverse flux machine with intermediate poles*, in Proc. 1st IEE Power Electronics, Machines and Drives Conf. (PEMD'02), Bath, U.K., Apr. 2002, pp. 325-328.
- [5] **Atallah K., Howe D.:** *The application of Halbach cylinders to brushless AC servo motors*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 34, No.4, July 1998, pp. 2060-2062.
- [6] **Białoszewski T.:** *Wielokryterialna optymalizacja parametrów układów z zastosowaniem algorytmów ewolucyjnych*, Rozprawy Naukowe (Problemy nauk technicznych) No. 1, dział Automatyka i Informatyka, PWNT, 2007.
- [7] **Bieńkowski K., Bucki B., Rogalski A., Tomczuk K.:** *Wpływ parametrów konstrukcyjnych na tętnienia momentu czteropasmowego silnika reluktancyjnego przelączalnego*, Zeszyty Problemowe BOBRME-KOMEL – Maszyny Elektryczne, Nr 73/2005, s. 113-117.
- [8] **Bieńkowski K., Szczypior J., Rogalski A., Bucki B., Biernat A.:** *Influence of Geometrical Parameters of Swiched Reluctance Motor on Electromagnetic Torque*, ICEM, 5-8 September, Cracow, 2004, Vol. 2, pp. 519-520.
- [9] **Binns K. J., Lawerson P. J., Trowbridge C. W.:** *The Analytical and Numerical Solution of Electric and Magnetic Fields*, A Wiley-Interscience Publication, John Wiley & Sons, INC., New York, 1995.
- [10] **Bogusz P., Korkosz M., Prokop J.:** *Minimalizacja pulsacji momentu w silniku reluktancyjnym przelączalnym z zastosowaniem funkcji rozkładu momentu*, Zeszyty Problemowe BOBRME-KOMEL – Maszyny Elektryczne, Nr 80/2008, s. 57-62.

- [11] **Bogusz P., Korkosz M., Prokop J.:** *Analiza wpływu szerokości biegunów stojana i zębów wirnika na parametry eksploatacyjne silników reluktancyjnych przelączalnych na bazie obliczeń polowych*, Zeszyty Problemowe BOBRME-KOMEL – Maszyny Elektryczne, Nr 75/2006, s. 201-206.
- [12] **Bogusz P., Korkosz M., Prokop J.:** *Badanie wpływu grubości szczeliny powietrznej na własności silników reluktancyjnych przelączalnych w oparciu o obliczenia polowe*, Zeszyty Problemowe BOBRME-KOMEL – Maszyny Elektryczne, Nr 75/2006, s. 195-200.
- [13] **Bojarczyk P., Goryca Z.:** *Application of Neural Networks to acceleration control of electric wheelchair*, International XV Symposium Micromachines and Servosystems, 17-21 September 2006, Soplicowo – Poland, pp.144-149.
- [14] **Bojarczyk., Goryca Z.:** *Electric low power sensorless driver*, International XV Symposium Micromachines and Servosystems, 17-21 September 2006, Soplicowo – Poland, pp.320-325.
- [15] **Bokse F. L., Vadevelde L., Melkebeek J. A. A.:** *Sequential approximate multiobjective optimization of switched reluctance motor design using surrogate models and nongradient local search algorithm*, IEE Proceeding – Science, Measurement and Technology, Vol. 151, No 6, 2004, pp. 471-475.
- [16] **Bolkowski S., Stabrowski M., itd.:** *Komputerowe metody analizy pola elektromagnetycznego*, WNT, Warszawa, 1993.
- [17] **Celiński Z.:** *Materiałoznawstwo elektrotechniczne*, Wydawnictwo Politechniki Warszawskiej, 2005.
- [18] **Choi J. H., Kim S., Shin J. M., Lee J., Kim. S. T.:** *The multi-object optimization of switched reluctance motor*, Sixth International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS, 9-11 November 2003, Vol. 1, pp. 195-198.
- [19] **Çakir K., Sabanovic A.:** *In-wheel motor design for electric vehicles*, 9th IEEE International Workshop on Advanced motion Control, 2006, pp. 613-618.
- [20] **Chanchaensook P., Rahman M.F., Lui J.:** *Nonlinear modeling of a four-phase switched reluctance motor using analytical representations of its measured flux linkage and static torque*, Sydney NSW, 2052 AUSTRALIA.
- [21] **De Brabandere K., Driesen J., Belmans R.:** *The control of switched reluctance drives and their use for flywheel energy storage*, IEEE Young Researchers Symposium in Electrical Power Engineering - Distributed generation, Leuven, Belgium (CD-rom), February 7-8, 2002.

- [22] **Demenko A.:** *Obwodowe modele układów z polem elektromagnetycznym*, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań, 2004.
- [23] **Demenko A.:** *Symulacja dynamicznych stanów pracy maszyn elektrycznych w ujęciu polowym*, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań, 1997.
- [24] **Ding W., Liang D.:** *Modeling of a 6/4 Switched Reluctance Motor Using Adaptive Neural Fuzzy Inference System*, IEEE Transactions on Magnetics Vol. 44, No. 7, July 2008, pp. 1796 – 1804.
- [25] **Ding W., Liang D., Sui H.:** *Dynamic Modeling and Performance Prediction for Dual-Channel Switched Reluctance Machine Considering Mutual Coupling*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 46, No. 9, September 2010, pp. 3652 – 3663.
- [26] **Ding W., Liang D., Tang R.:** *A fast nonlinear variable structure equivalent magnetic circuit modeling dual-channel switched reluctance machine*, Energy Conversion and Management, Vol. 52, January 2011, pp. 308 – 320.
- [27] **DiRenzo M.T.:** *Switched reluctance motor control – Basic operation and example ...*, Texas Instruments Application Report, SPRA420A, 2000.
- [28] **dSPACE DS1104 R&D Controller Board**, *Hardware Installation and Configuration*, Release 6.3 – November 2008.
- [29] **dSPACE ControlDesk**, *Experiment Guide*, Release 6.5 – December 2009.
- [30] **dSPACE Real-Time Interface (RTI and RTI-MP)**, *Implementation Guide*, Release 6.5 – December 2009.
- [31] **Dubbois M. R., Polinder H.:** *Study of TFPM machines with toothed rotor applied to direct-drive generators for wind turbines*, In Proceedings of the Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics (NORPIE), Trondheim, 14-16 June 2004, Paper No. 71.
- [32] **Dubbois M. R., Polinder H., Ferreira J. A.:** *Influence of Air Gap Thickness in Transverse Flux Permanent Magnet (TFPM) Generators for Wind Turbine Application*, in IEEE, Young Researchers Symposium in Electrical Power Engineering, February 7 – 8, 2002, pp. 1 – 7.
- [33] **El-Wakeel A., Smith A. C.:** *Optimal Design of Switched Reluctance Motors Using Genetic Algorithms*, ICEM 2002, Brugge, Belgium, art. nr 250, on conf. CD.
- [34] **Flux3d**, User's guide, vol. 1-4, 2004.
- [35] **Funitoshi Y., Yoshikazu Y., Hirotoishi F.:** *Anisotropic Nd-Fe-B based flexible bonded magnet for small permanent magnet motors*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.36, No.5, September 2000, pp. 3366-3369.

- [36] **Gawrylczyk K., M.:** *Analiza wrażliwości pola elektromagnetycznego z użyciem metody elementów skończonych*, Instytut Naukowo-Badawczy ZTUREK, Warszawa, 2007.
- [37] **Glinka T.:** *Mikromaszyny elektryczne wzbudzane magnesami trwałymi*, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice, 1995.
- [38] **Goldberg D. E.:** *Algorytmy genetyczne i ich zastosowania*, WNT, Warszawa, 1998.
- [39] **Goryca Z.:** *Trójfazowy silnik reluktancyjny z zewnętrznym wirnikiem i cylindrycznym uzwojeniem*, VI Forum Techniczne: Problemy Wytwarzania Małych Maszyn Elektrycznych, Ustroń, 20 - 22 maja 2002.
- [40] **Goryca Z., Łukaniszyn M., Jagieła M., Wróbel R.:** *Analiza momentu elektromagnetycznego w silniku reluktancyjnym*, XXVIII Międzynarodowe Sympozjum Maszyn Elektrycznych, Cedzyna/Kielce, 2002, s. 333-339.
- [41] **Goryca Z., Łukaniszyn M., Wróbel R., Jagieła M.:** *Analiza pola magnetycznego w silniku z magnesami trwałymi do napędu małego pojazdu elektrycznego*, Beskidzkie Seminarium Elektryków BSE'2002, Wisła, 2002, s. 47-52.
- [42] **Goryca Z.:** *Układ napędowy z silnikiem bezszczotkowym*, Międzynarodowe XIII Sympozjum Mikromaszyny i Serwonapędy, Krasiczyn, Polska, 15-19 września 2002, s. 347-352.
- [43] **Gottvald A., Preis K., Magele C., Biro O., Savani A.:** *Global optimization methods for computational electromagnetics*, IEEE Transaction on Magentics, Vol. 28, No 2, 1992, pp. 1537-1540.
- [44] **Gunda K. K.:** *Adjustable speed drives laboratory based on dSPACE controller*, Master of Science thesis, Jawaharlal Nehru Technological University, August 2008.
- [45] **Guo Y. G., Zhu J.G.:** *Study of Permament Magnet Transverse Flux Motors with Soft Magnetic Composite Core*, Australiasian Universities Power Engineeing Conference AUPEC 2004, 26-29 September 2004, Brisbane, Australia, art. Nr 197 on conf. CD.
- [46] **Guo Y. G., Zhu J. G.:** *Magnetic field calculation of claw pole permanent magnet machines using magnetic network method*, Journal of Electrical & Electronic Engineering, Australia, Vol. 22, No. 1, 2002, pp. 69-76.
- [47] **Guo Y. G., Zhu J. G., Ramsden V. S.:** *Calculation of cogging torque in claw pole permanent magnet motors*, Australasian Universities Power Engineering Conference and IEAust. Electric Energy Conference, AUPEC/EECON '99, Darwin, September 1999, pp. 343-347.

- [48] **Han K. J., Cho H. S., Cho D. H., Jung H. K.:** *Optimal core shape design for cogging torque reduction of BLDC motor using a genetic algorithm*, IEEE Transaction on Magnetics, Vol. 36, 2000, pp. 1927-1931.
- [49] **Helt P., Parol M., Piotrowski P.:** *Metody sztucznej inteligencji w elektroenergetyce*, Oficyna Wydawnicza PW, Warszawa, 2000.
- [50] **Henneberger G., Viorel I. A., Blissenbach R., Popan A.D.:** *On the parameters computation of a single sided transverse flux motor*, Workshop on Electrical Machines' Parameters, Technical University of Cluj-Napoca, 26th of May 2001.
- [51] **Husain I.:** *Minimization of Torque Ripple in SRM Drives*, IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 1, February 2002.
- [52] **Isastia V., Belluci M.:** *A New Configuration of a TFPM Machine for a Wheel Motor*, ICEM, 5-8 September, Cracow, 2004, Vol. 1, pp. 139-140.
- [53] **Jagiela M.:** *Analiza pracy trójfazowego bezszczotkowego silnika tarczowego prądu stałego ze strumieniem osiowym w stanie*, Rozprawa doktorska, Opole, 2002.
- [54] **Jaszczyk B., Łukaniszyn M., Wyrzykowski M.:** *Podstawy elektrotechniki, pole elektromagnetyczne (część II)*, Skrypt uczelniany PO, Opole, 1993.
- [55] **Jeong Z. H., Kang D. H., Kim J. M., Jang S. M.:** *A design of transverse flux motor with permanent magnet shield*, Proceedings, ISIE 2001, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2001, Vol. 2, pp. 995-999.
- [56] **Jianming J.:** *The finite element method in electromagnetics*, A Wiley-Interscience Publication, John Wiley & Sons, INC., New York, 1993.
- [57] **Jonczyk J., Kołodziej J.:** *Modelowanie zagadnień polowych z wykorzystaniem MES*, Praca magisterska, 2004.
- [58] **Karakas E., Vardarbasi S.:** *Speed control of SR motor by self-tuning fuzzy PI controller with artificial neural network*, Sadhana Vol. 32, Part 5, October 2007, pp. 587-596.
- [59] **Kastinger G.:** *Design of novel transverse flux machine*, ICEM 2002, Brugge, August 2002.
- [60] **Kjaer P.C., Nielsen P., Andersen F., Blaabjerg A.:** *A new energy optimizing control strategy for switched reluctance motors*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No. 5, September/October 1995, pp. 1088 – 1095.
- [61] **Kost A.:** *Numerische Methoden in der Berechnung Elektromagnetischer Felder*, Springer-Verlag, Berlin, 1994.

- [62] **Kowol M., Łukaniszyn M., Latawiec K.:** *Modeling and construction of a modular TFM with an outer rotor*, Electrical Engg., Vol. 92, No 3, September 2010, pp.111-118.
- [63] **Kowol M.:** *Analiza pracy przelączalnego silnika reluktancyjnego z wirnikiem zewnętrznym do napędu lekkich pojazdów*, Rozprawa doktorska, Opole, 2007.
- [64] **Krishnan R.:** *Switched Reluctance Motor Drives: Modelling, Simulation, Analysis, Design and Applications*, CRC Press LLC, Boca Raton, Florida, 2001.
- [65] **Kuß H., Wichert T., Szymański B.:** *Design of high Speed reluctance motor for spindle drive*, 5-th International Conference-Workshop – CPE, 2007, pp. 1-5.
- [66] **Laithwaite E.R., Eastham J.F., Bolton H.R., Fellows T.G.:** *Linear Motors with Transverse Flux*, Proceeding of the IEE, vol.118, December 1971, pp 1761-1767.
- [67] **Laithwaite E.R., Bolton H.R., Fellows T.G., Needham E.F.:** *Linear Induction Motors*, United States Patent, June 15, 1971, patent No. US3585423.
- [68] **Leśniewska- Komeza E.:** *Zastosowanie symulacji pól elektromagnetycznych w projektowaniu przekładników*, ZN Politechniki Łódzkiej, nr 766, Łódź, 1997.
- [69] **Lu K., Ritchie E.:** *Preliminary Comparison Study of Drive Motor for Electric Vehicle Application*, Nordic Network for Multi Disciplinary Optimised Electric Drives, 12 – 14 August 2001, Denmark, pp. 16-19.
- [70] **Łukaniszyn M., Jaszczyk B.:** *Podstawy elektromagnetyzmu*, Skrypt uczelniany nr 252, Oficyna Wydawnicza PO, Opole, 2003.
- [71] **Łukaniszyn M., Wróbel R., Jagieła M.:** *Komputerowe modelowanie bezszczotkowych silników tarczowych wzbudzanych magnesami trwałymi*, Studia i monografie z.132, Opole 2002r.
- [72] **Łukaniszyn M., Jagieła M., Wróbel R.:** *A Method for Reduction of the Cogging Torque in Permanent Magnet Machines Using Stepped Magnets*, Kluwer Academic Publisher, Springer, Amsterdam, 2004, pp. 149-154.
- [73] **Łukaniszyn M., Jagieła M., Wróbel R.:** *Torque calculations for an axial-flux PM motor by the finite element methods*, Sc. Bulletins of Polish Academy of Science – Archiwum Elektrotechniki (Archives of Electrical Engg.), 2002, Vol. LI, No. 3, pp. 335-349.
- [74] **Łukaniszyn M., Wróbel R., Jagieła M.:** *Field-circuit analysis of construction modifications of a torus-type PM DC motor*, COMPEL – International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronics Engineering, Vol. 22, No 2, 2003, pp. 337-355.

- [75] **Łukaniszyn M., Jagieła M., Wróbel R.:** *Electromechanical properties of a disc-type salient-pole brushless DC motor with different pole number*, COMPEL – International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronics Engineering, Vol. 22, No 2, 2003, pp. 285-303.
- [76] **Łukaniszyn M., Jagieła M., Wróbel R.:** *Optimization of Permanent Magnet Shape for Minimum Cogging Torque Using a Genetic Algorithm*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 40, No 2, 2004, pp. 1228-1231.
- [77] **Łukaniszyn M., Jagieła M., Wróbel R.:** *Optimization of Electrical Converters Using Evolutionary Algorithms*, Przegląd Elektrotechniczny, Vol. LXXIX, No. 10, Sigma-NOT, 2003, pp. 768-771.
- [78] **Łukaniszyn M., Jagieła M., Wróbel R., Latawiec K.:** *2-D Harmonic Analysis of the Cogging Torque in Synchronous Permanent Magnet Machines*, COMPEL – International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronics Engineering, Vol. 23, No. 3, 2004, pp. 774-782.
- [79] **Łukaniszyn M., Jagieła M., Wróbel R., Ślusarek B.:** *Wpływ parametrów magnesu trwałego na charakterystyki silnika tarczowego z jawnobiegunowym stojanem*, Przegląd Elektrotechniczny, Vol. LXXIX No 5, Sigma-NOT, 2003, s. 420-422.
- [80] **Majchrowicz M.:** *Optymalizacja silnika reluktancyjnego przełączalnego (SRM) przeznaczaniem do napędu samochodu elektrycznego*, Rozprawa Doktorska, Kraków, 2010.
- [81] **Mendrela E., Łukaniszyn M., Macek-Kamińska K.:** *Tarczowe silnik prądu stałego z komutacją elektroniczną*, Wydawnictwo Gnome, PAN, Katowice, 2002.
- [82] **Michalewicz Z.:** *Algorytmy genetyczne + Struktury danych = Programy ewolucyjne*, WNT, Warszawa, 1996.
- [83] **Miller T.J.E.:** *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*, Newness Power Engineering Series, Reed Educational and Professional Publishing Ltd., Oxford, UK, 2001.
- [84] **Miller T.J.E.:** *Switched Reluctance Motors and their control*, Magna Physics Publishing, Hillsboro, 1993.
- [85] **Mirzaeian B., Moallem M.:** *Multiobjective Optimization Method Based on a Genetic Algorithms for Switched Reluctance Motor Design*, IEEE Transactions on Magnetics Vol. 38, No 3, May 2002, pp. 1524-1527.
- [86] **Młot A.:** *Konstrukcyjne metody ograniczania pulsacji momentu elektromagnetycznego w bezszczotkowym silniku prądu stałego z magnesami trwałymi*, Rozprawa doktorska, Opole, 2007.

- [87] **Mrozek B., Mrozek Z.:** *Matlab 5.x, Simulink 2.x poradnik użytkownika*, Wydawnictwo PLJ, Warszawa, 1998.
- [88] **Nowak L.:** *Modele polowe przetworników elektromechanicznych w stanach nieustalonych*, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań, 1999.
- [89] **Panda D., Ramanarayanan V.:** *Mutual Coupling and Its Effect on Steady-State Performance and Position Estimation of Even and Odd Number Phase Switched Reluctance Motor Drive*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 43, No. 8, August 2007.
- [90] **Plecs User Manual 3.0**, Plexim GmbH, 2010.
- [91] **Pochanke A.:** *Obwodowo-polowe pośrednio sprzężone modele silników bezzestykowych z uwarunkowaniami zasilania*, Oficyna Wydawnicza PW, Prace Naukowe, Elektryka, z.110, Warszawa, 1990.
- [92] **Popa D.C., Iancu V., Viorel I.A., Szabó L.:** *C.A.D of linear transverse flux motors*, Buletinul Institutului Politehnic Iași Tomul L (LIV), Fasc.5, 2005.
- [93] **Popa D.C., Iancu V., Szabó L.:** *Linear Transverse Flux Motor for Conveyors*, Proceedings of 6th International Symposium on Linear Drives for Industrial Application (LDIA), Lille, France, 2007, paper 188.
- [94] **Preis K., Biro O., Friedrich M., Gottvald A., Magele C.:** *Comparison of different optimization strategies in the design of electromagnetic devices*, IEEE Transaction on Magnetics, Vol. 27, No 5, 1991, pp. 4154-4157.
- [95] **Ritchie E., Tutelea L.:** *An overview of electric vehicle in-wheel drive systems*, XXXIX Międzynarodowe Sympozjum Maszyn Elektrycznych, 9-11 June 2003, Gdańsk-Jurata, pp. 1-21.
- [96] **Sikora R.:** *Teoria pola elektromagnetycznego*, Wydawnictwo Naukowo-Techniczne, Warszawa, 1997.
- [97] **Singh B., Goyal D.:** *Computer aided design of permanent magnet brushless dc motor for hybrid electric vehicle application*, International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems, PEDES'06, New Delhi, India, 12-15 December 2006.
- [98] **Soiński M.:** *Materiały magnetyczne w technice*, Centralny Ośrodek Szkolenia i Wydawnictw SEP, Wydanie 1, Warszawa, 2001.
- [99] **Socala J., Kosiński W.:** *Zastosowanie metody funkcji dolnej do badania zbieżności algorytmów genetycznych*, Matematyka stosowana 8, 2007, s. 32-45.
- [100] **Soulard J., Suriano G., Arshad W. M.:** *Investigation of the Power Factor and the Specific Torque Trade-off in a Double-Sided Flux-Concentrated Transverse-Flux Machine*, IR-EE-EME_2003.

- [101] **Spalek D.:** *Momenty sił w środowiskach przewodzących i magnetycznych przetworników elektromechanicznych*, Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, Elektryka, z. 179, Gliwice, 2001.
- [102] **Sykulski J. K.:** *New trends in optimization in electromagnetics*, Przegląd Elektrotechniczny, Vol. LXXXIII, No. 6, Sigma-NOT, 2007, pp. 13-18.
- [103] **Raminosa T., Rasoanarivo I., Sargos F. M., Andriamalala R. N.:** *Constrained optimization of high power synchronous motor using non linear reluctance network modeling*, Industry Applications Conference, 41st IAS Annual Meeting, Tampa, USA, 8-12 October 2006, pp. 1201-1208.
- [104] **Rutkowska D., Piliński M., Rutkowski L.:** *Sieci neuronowe, algorytmy genetyczne i systemy rozmyte, PWM*, Warszawa, 1997.
- [105] **Tang Z., Pillay P., Chen Y., Omekanda A. M.:** *Prediction of Electromagnetic Forces and Vibrations in SRMs Operating at Steady State and Transient Speeds*, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol.41, 2005, pp. 927-934.
- [106] **The MathWorks,** User's Guide, *Genetic Algorithm and Direct Search Toolbox*, 2005.
- [107] **Tomczewski K., Wróbel K.:** *Jednoczesna optymalizacja kształtu obwodu magnetycznego i parametrów zasilania przelączalnego silnika reluktancyjnego*, Przegląd Elektrotechniczny, Vol. 85, No 3, 2009, pp. 107-110.
- [108] **Tomczuk B.:** *Three-dimensional leakage reactance calculation and magnetic field analysis for unbounded problems*, IEEE Transaction on Magnetics, Vol. 28, No. 4, 1992, pp. 1935-1940.
- [109] **Tomczuk K.:** *Wpływ parametrów sterowania na właściwości eksploatacyjne SRM oraz możliwość realizacji charakterystyki trakcyjnej*, Rozprawa Doktorska, Warszawa, 2008.
- [110] **Vasquez H., Parker J. K.:** *A new simplified mathematical model for a switched reluctance motor in a variable speed pumping application*, Mechatronics, 14 (2004), pp. 1055–1068.
- [111] **Viorel I.A., Crivii M., Löwenstein L., Szabó L., Gutman M.:** *Direct drive system with transverse flux motors*, Acta electrotechnica, Vol. 45, Number 3, 2004, pp. 33-40.
- [112] **Viorel I.A., Henneberger G., Blissenbach R., Löwenstein L.:** *Transverse flux machines. Their behavior, design, control and applications*, Mediamira Publishing Company, Cluj, Romania, 2003.
- [113] **Vukosavic S., Stefanovic V.R.:** *SRM inverter topologies: a comparative evaluation*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 27, no. 6, Nov-Dec, 1991, pp. 1034-1047.

- [114] **Weh H.:** *Permanentmagneterregte Synchronmaschinen hoher Kraftdichte nach dem Transversalflusskonzept*, ETZ-Archiv, Vol. 10, 1988, pp. 143-149.
- [115] **Weh H.:** *Transverse Flux Machines in Drive and Generator Application*, in Proceedings of the IEEE Symposium on Electric Power Engineering, PowerTech, Stockholm – Sweden, 1995, pp. 75-80.
- [116] **Weh H., Jiang J.:** *Berechnungsgrundlagen für Transvesalflussmaschinen*, Archiv f. Elektrotechnik, vol. 71, 1988, pp. 187-198.
- [117] **Welling L., Thomson L.:** *PHP i MySQL, Tworzenie stron WWW, Vademecum profesjonalisty*, Wydanie 2, Wydawnictwo Helion, Gliwice, 2003.
- [118] **Wiak S., Welfle H.:** *Silniki tarczowe w napędach lekkich pojazdów elektrycznych*, Wydawnictwo Politechniki Łódzkiej, Monografie, Łódź 2001.
- [119] **Wierzchoń S.T.:** *Algorytmy immunologiczne w działaniu: Optymalizacja funkcji niestacjonarnych*, Instytut Podstaw Informatyki PAN, Warszawa, 2002.
- [120] **Wichert T.:** *Projektowanie i modyfikacje konstrukcji maszyn reluktancyjnych przelączalnych*, Rozprawa doktorska, Warszawa, 2008.
- [121] **Wincenciak S.:** *Metody i algorytmy optymalizacji kształtu obiektów polu elektromagnetycznym*, Oficyna Wydawnicza PW, Warszawa, 1998.
- [122] **White R.E.:** *An introduction to the finite element method with applications to nonlinear problems*, A Wiley-Interscience Publication, John Wiley & Sons, INC., New York, 1985.
- [123] **Wróbel K.:** *Wpływ zmian konstrukcyjnych obwodu magnetycznego na parametry elektromechaniczne przelączalnego silnika reluktancyjnego (SRM)*, Rozprawa doktorska, Opole, 2005.
- [124] **Wróbel R.:** *Analiza wpływu parametrów obwodu magnetycznego i elektrycznego na pracę silnika tarczowego prądu stałego z magnesami trwałymi i elektronicznym komutatorem*, Rozprawa doktorska, Łódź, 2000.
- [125] **Wróbel R., Jagieła M.:** *Wpływ obszaru obliczeniowego w trójwymiarowej analizie pola magnetycznego silników tarczowych prądu stałego z magnesami trwałymi*, IV Konferencja Naukowo-Techniczna „Zastosowanie komputerów w Elektrotechnice” (ZKwE), Poznań-Kiekrz, 2001, s. 147-150.
- [126] <http://www.termagsoft.com.pl> - Elektrotechnika, 2009.
- [127] **Ullman L.:** *MySQL, Szybki start*, Wydawnictwo Helion, Gliwice, 2003.
- [128] **Zaczyk M.:** *Szybkie prototypowanie z wykorzystaniem sterownika dSPACE DS1104 oraz oprogramowania RTI i ControlDesk*, AGH, 2010, (materiały nie publikowane).

Publikacje własne autora

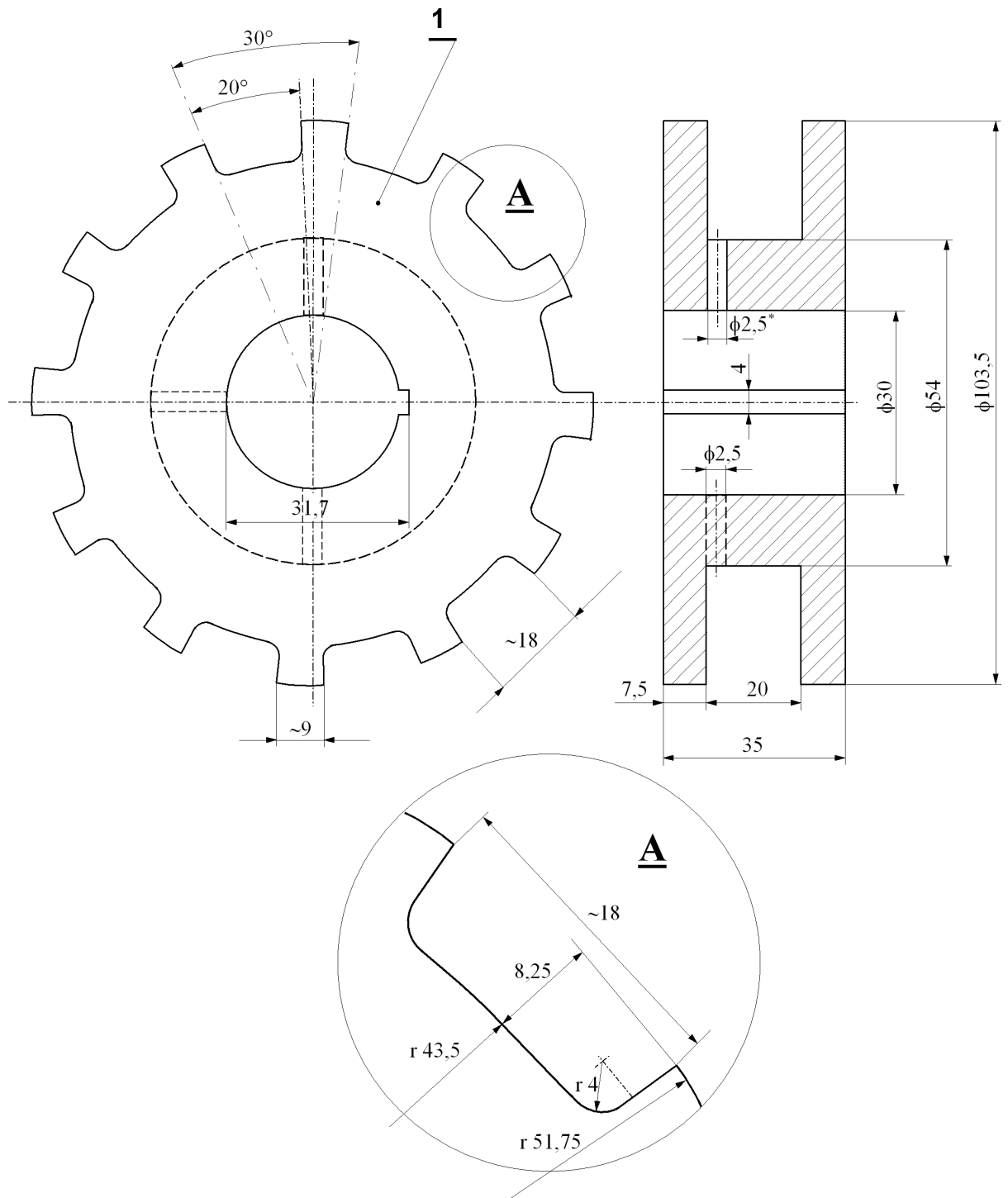
- [1] **Kołodziej J.:** *Analiza pola magnetycznego w silniku BLDC za pomocą programu FEMM*, Zeszyty Naukowe Politechniki Opolskiej, Elektryka z.58, Nr 320/2007, s. 103-112.
- [2] **Kołodziej J., Kowol M.:** *Zastosowanie programu FLUX3D do analizy stanów pracy transformatora*, Zeszyty Naukowe Politechniki Opolskiej, Elektryka z. 58, Nr 320/2007, s. 113-122.
- [3] **Kołodziej J.:** *Analiza stanów pracy transformatora 3 fazowego małej mocy*, VIII International PhD Workshop, OWD'06, 21-24 październik 2006, s. 345-350
- [4] **Kołodziej J.:** *Modelowanie i analiza pracy hamownicy wiropądowej*, Zeszyty Naukowe Politechniki Opolskiej, Elektryka z. 59, Nr 322/2007.
- [5] **Kołodziej J.:** *Modelowanie i analiza pracy hamownicy wiropądowej*, IX International PhD Workshop, OWD'07, 20-23 październik 2007, s. 265-270.
- [6] **Kołodziej J.:** *Zastosowanie potencjałów $T-\Omega$ w optymalizacji konstrukcji hamownicy indukcyjnej*, Zeszyty Naukowe Politechniki Opolskiej, Elektryka z. 61, Nr 326/2008, s. 35-36.
- [7] **Kołodziej J., Kowol M.:** *Construction of a dynamic model for a transverse flux motor*, Międzynarodowe XVI Sympozjum Mikromaszyny i Serwosystemy (MIS'08), Straszyn, 14-18 września 2008, (on conf. CD).
- [8] **Kołodziej J.:** *Modelowanie i analiza pracy silnika indukcyjnego z wirnikiem masywnym*, X International PhD Workshop, OWD'08, 18-21 październik 2008.
- [9] **Kołodziej J., Kowol M.:** *Mathematical model of A transverse flux motor for dynamic states simulation*, LVEM 2008, Brno, listopad 2008, s. 69-70.
- [10] **Kowol M., Kołodziej J.:** *Wpływ sterowania silnikiem reluktancyjnym na moment elektromagnetyczny*, Zastosowanie Komputerów W Elektrotechnice ZKWE'09, Poznań 20-22 kwietnia 2009, s. 247-248.
- [11] **Tomczewski K., Łukaniszyn M., Wróbel K., Kowol M., Kołodziej J.:** *Badania eksperymentalne silnika reluktancyjnego po optymalizacji*, Zastosowanie Komputerów W Elektrotechnice ZKWE'09, Poznań 20-22 kwietnia 2009, s. 249-250.
- [12] **Tomczewski K., Łukaniszyn M., Wróbel K., Kowol M., Kołodziej J.:** *Pomiary parametrów przełączalnego silnika reluktancyjnego o obniżonych pulsacjach momentu*, Sympozjum Maszyn Elektrycznych SME'09, Zeszyty Problemowe BOBRME-KOMEL - Maszyny Elektryczne Nr 84/2009, s. 143-146.

- [13] **Kowol M., Kołodziej J., Łukaniszyn M.:** *Analiza wpływu wybranych parametrów na dynamikę silnika reluktancyjnego*, Sympozjum Maszyn Elektrycznych SME'09, Zeszyty Problemowe BOBRME-KOMEL - Maszyny Elektryczne Nr 83/2009, s.139-143.
- [14] **Kołodziej J.:** *The analysis of switch-on and switch-off angles influence on TFM electromagnetic torque*, ZNPO, 2009.
- [15] **Kowol M., Kołodziej J.:** *Construction of a dynamic model for a transverse flux motor*, Prace Instytutu Elektrotechniki, Zeszyt 240, 2009, s 129-139.
- [16] **Łukaniszyn M., Kowol M., Kołodziej J.:** *Analiza pracy dwupasmowego silnika reluktancyjnego o budowie modułowej*, XV Konferencja Zastosowania Komputerów w Elektrotechnice, Zkwe'2010, Poznań 19-21 kwietnia 2010, s. 165-166.
- [17] **Kowol M., Kołodziej J.:** *Application of an evolutionary algorithm for the optimal design of transverse flux motor*, Zeszyty Naukowe Politechniki Opolskiej, Elektryka, z. 63, Opole 2010, s. 27-28.
- [18] **Łukaniszyn M., Kowol M., Kołodziej J.:** *Optymalizacja obwodu magnetycznego dwumodułowego silnika reluktancyjnego ze strumieniem poprzecznym*, Zeszyty Problemowe BOBRME-KOMEL - Maszyny Elektryczne, Nr 87/2010, s.75-78.
- [19] **Tomczewski K., Łukaniszyn M., Wróbel K., Kowol M., Kołodziej J.:** *Badania eksperymentalne silnika reluktancyjnego po optymalizacji*, Napędy i Sterowanie, 2010, Nr 10, s. 56-58.
- [20] **Łukaniszyn M., Kowol M., Kołodziej J.:** *Performance analysis of a two-module reluctance motor with an axial flux*, Monografia PAN "Computer Applications in Electrical Engineering", Poznań, 2010, (w druku).
- [21] **Łukaniszyn M., Kowol M., Kołodziej J.:** *Optymalizacja obwodu magnetycznego w silnikach reluktancyjnych ze strumieniem poprzecznym*, Pomiary Automatyka Kontrola - PAK, No. 3, Sigma-NOT, 2011, (w druku).

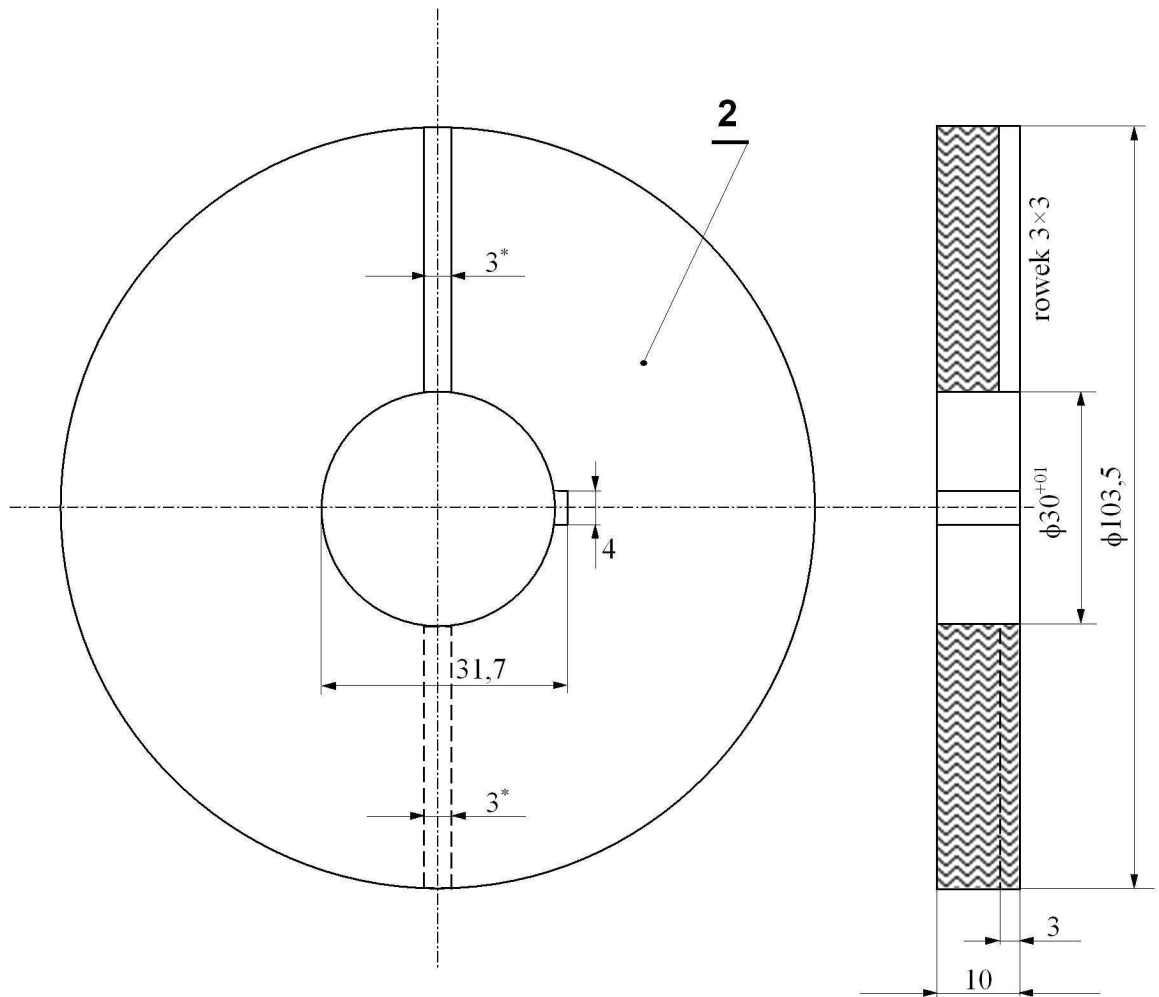
Załączniki

Załącznik Z1

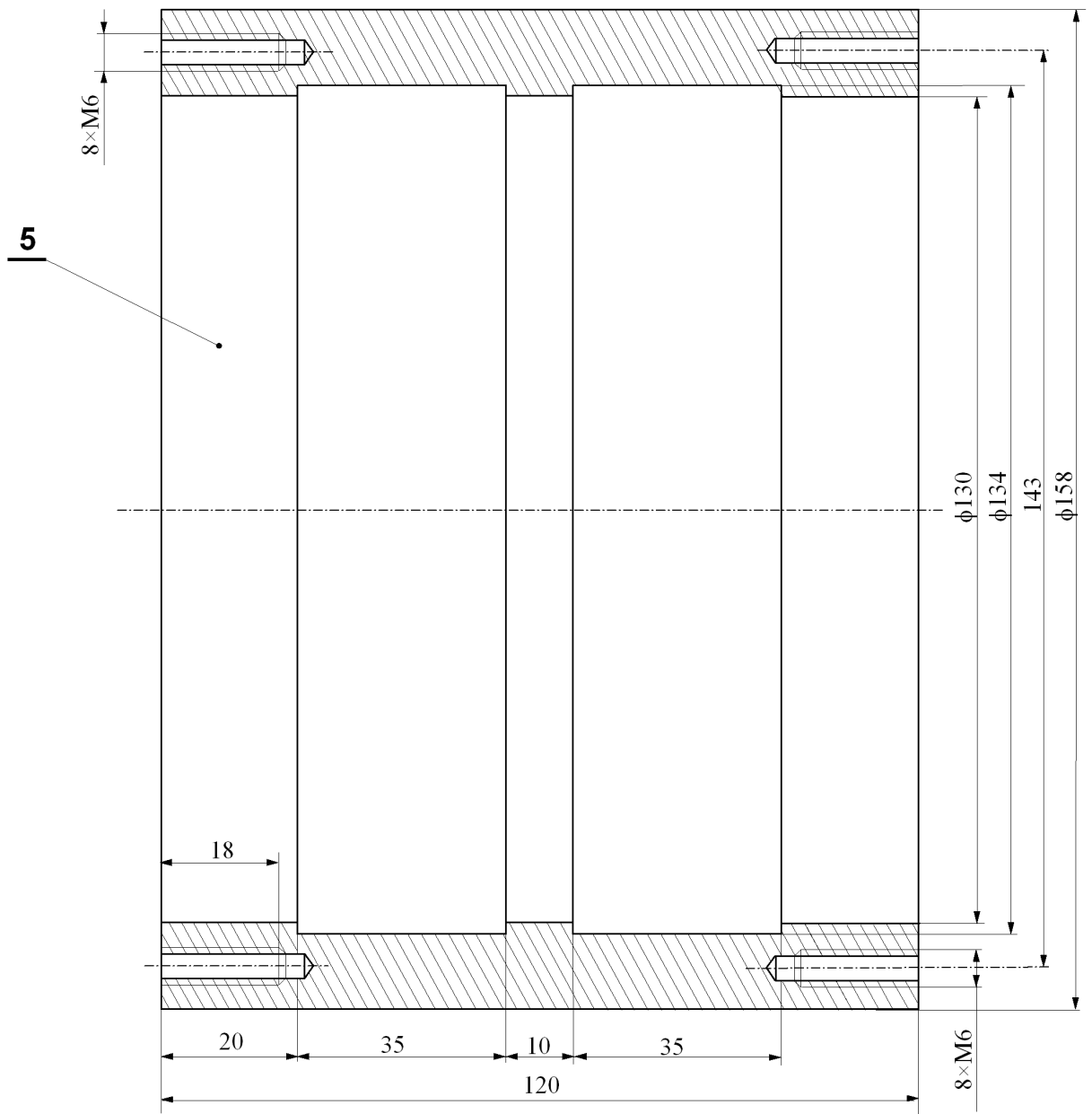
Rysunki techniczne prototypu dwumodułowego silnika TF



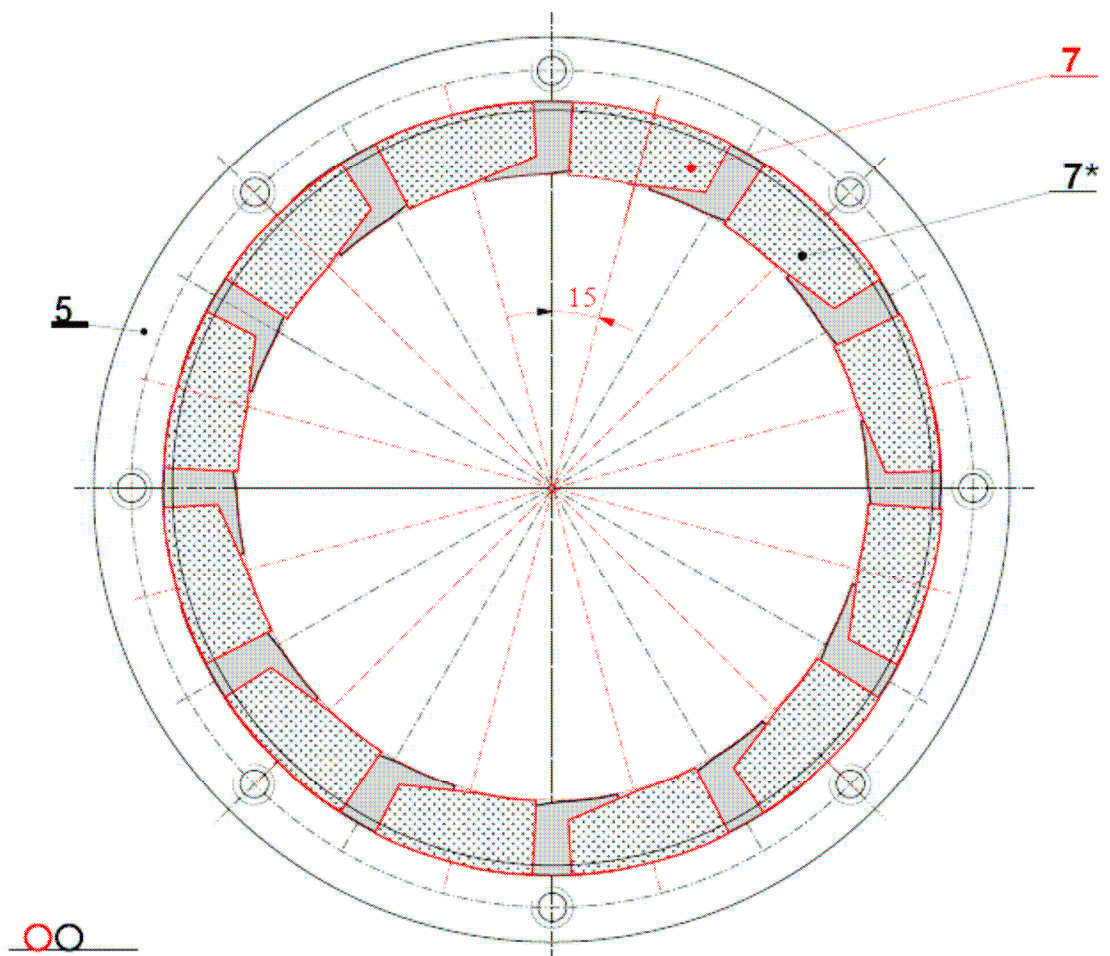
Rys. Z1.1. Moduł stojana



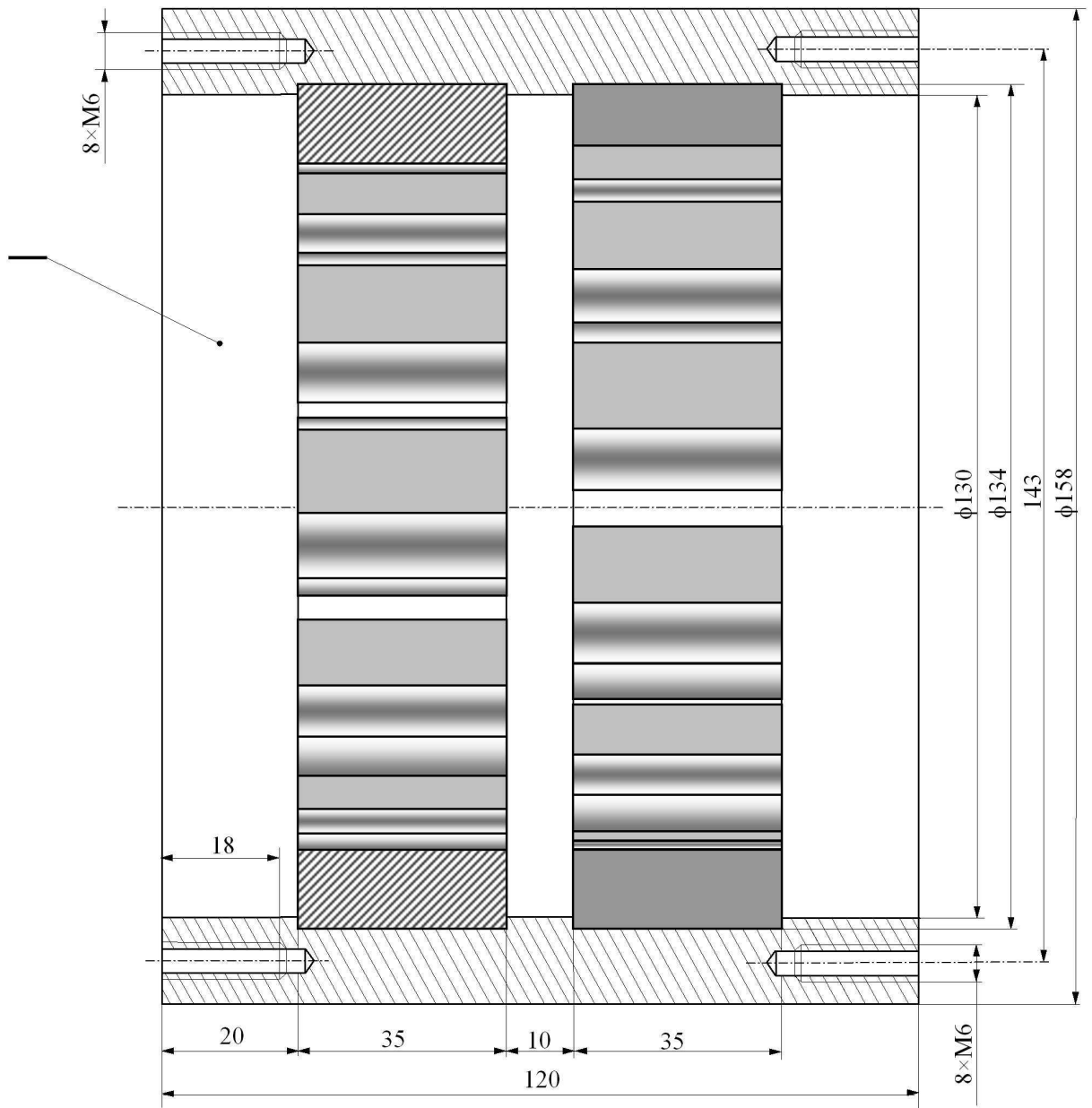
Rys. Z1.2. Przekładka dystansowa



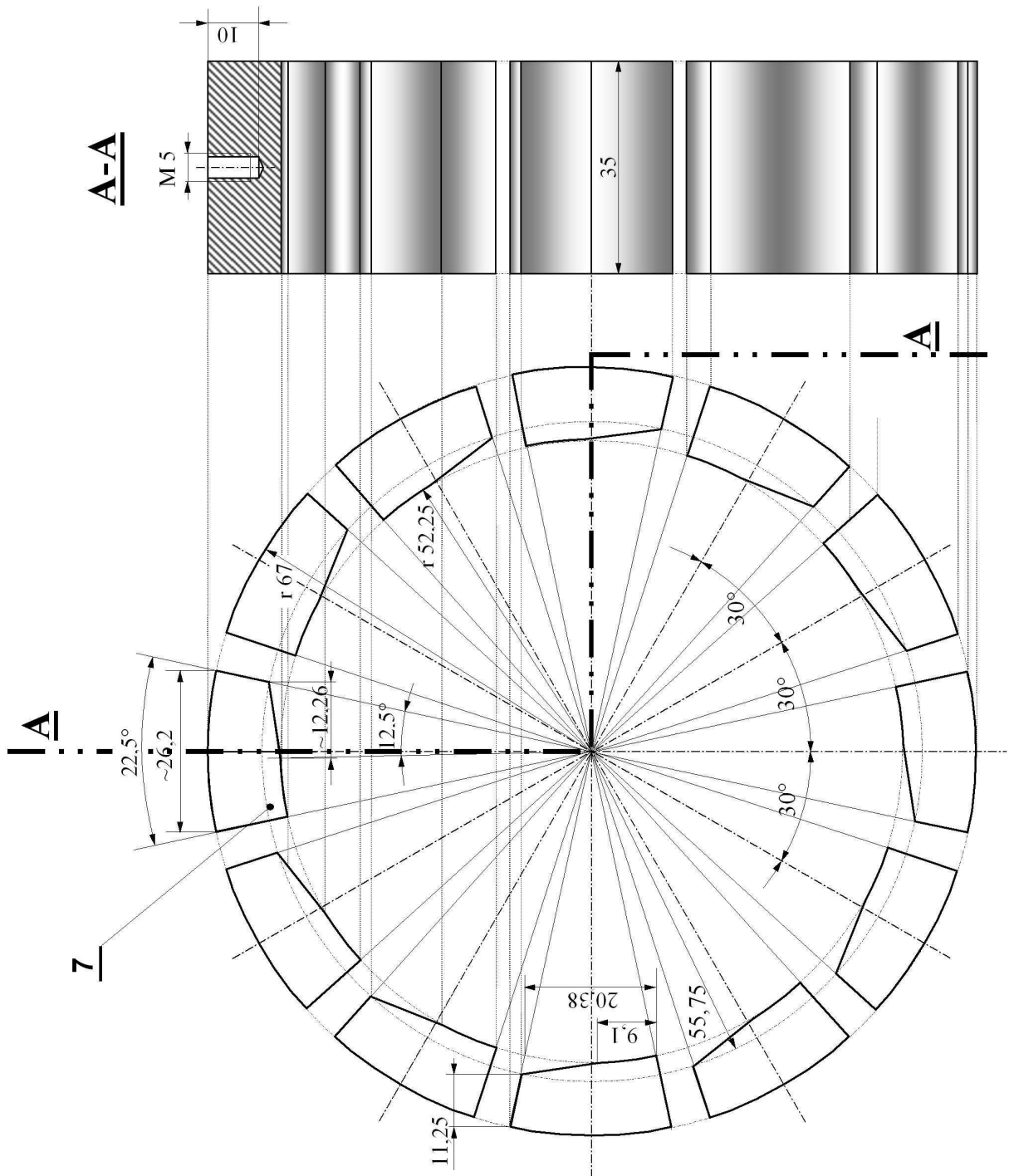
Rys. Z1.3. Korpus wirnika



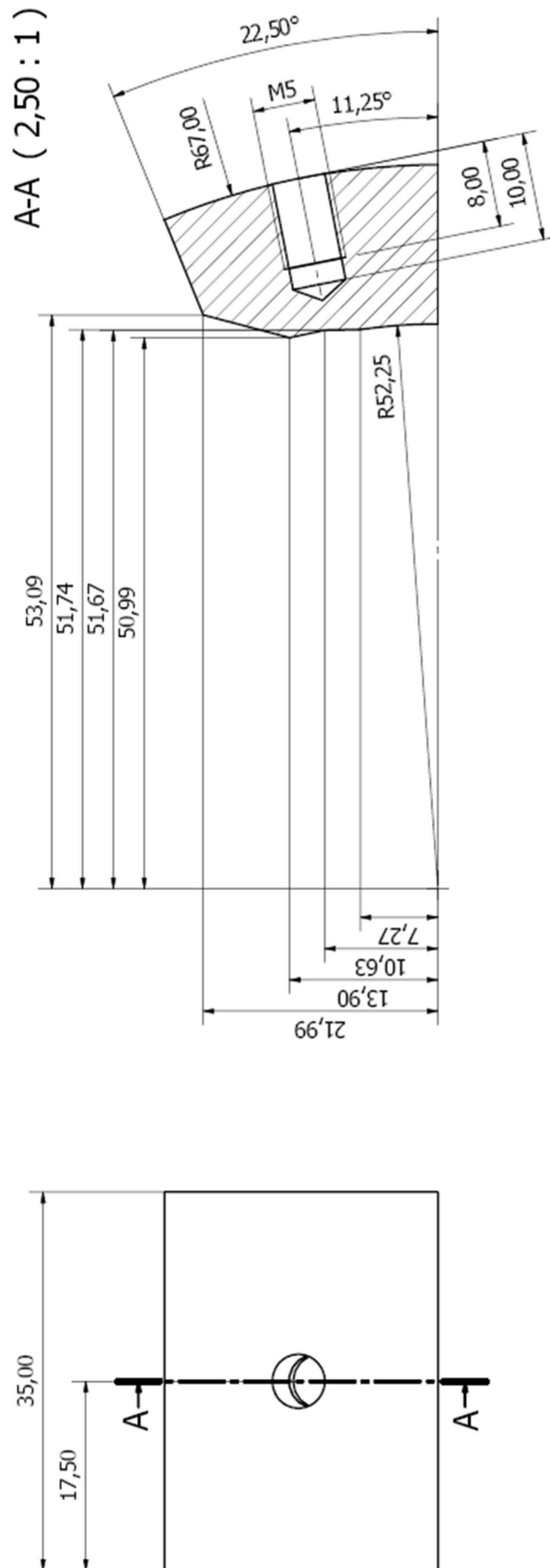
Rys. Z1.4. Przekrój wirnika



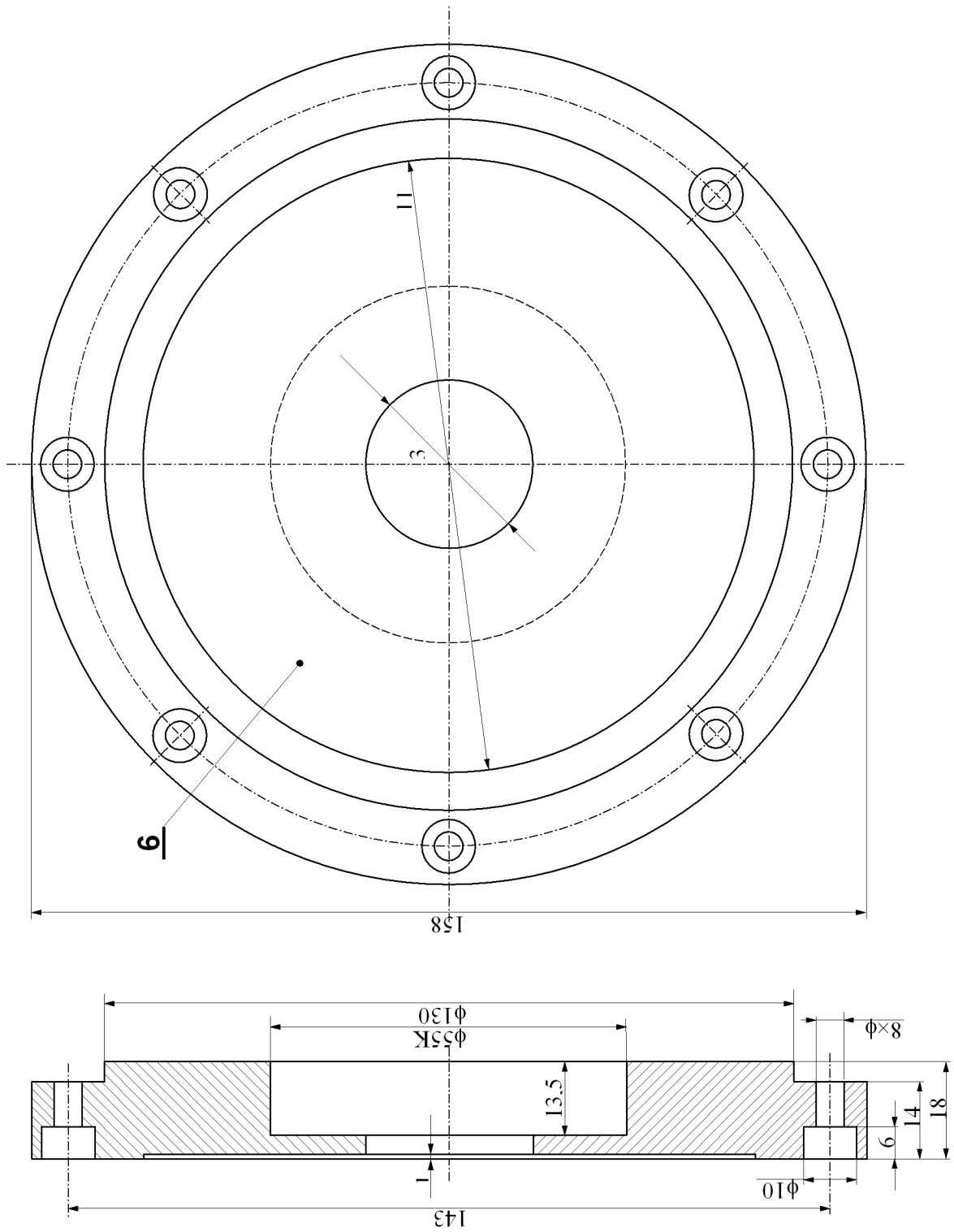
Rys. Z1.5. Przekrój połówkowy wownika



Rys. Z1.6. Rysunek wykonawczy zębów wirnika (prototyp G)



Rys. Z1.7. Rysunek wykonawczy zęba wirnika (prototyp F)

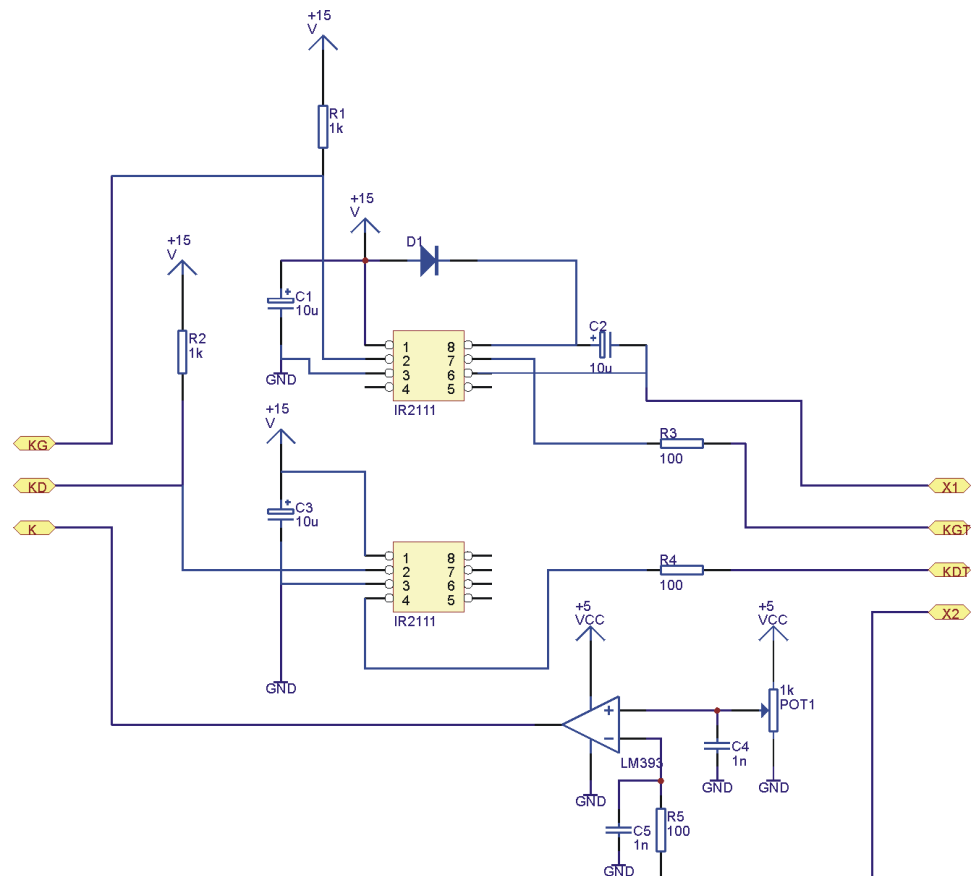


Rys. Z1.8. Pokrywa boczna

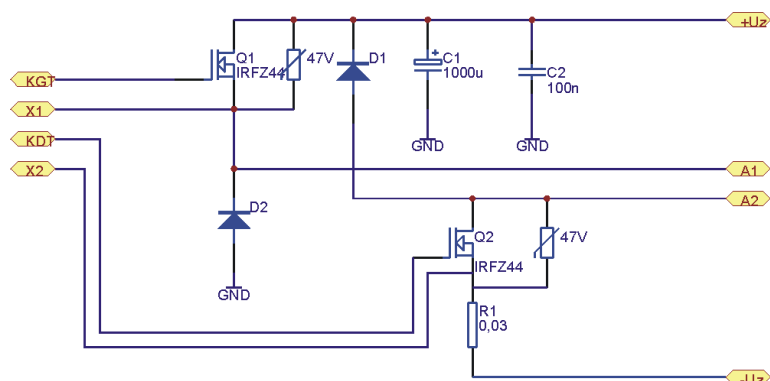
Załącznik Z2

Schematy układu zasilania i sterowania silnika TF

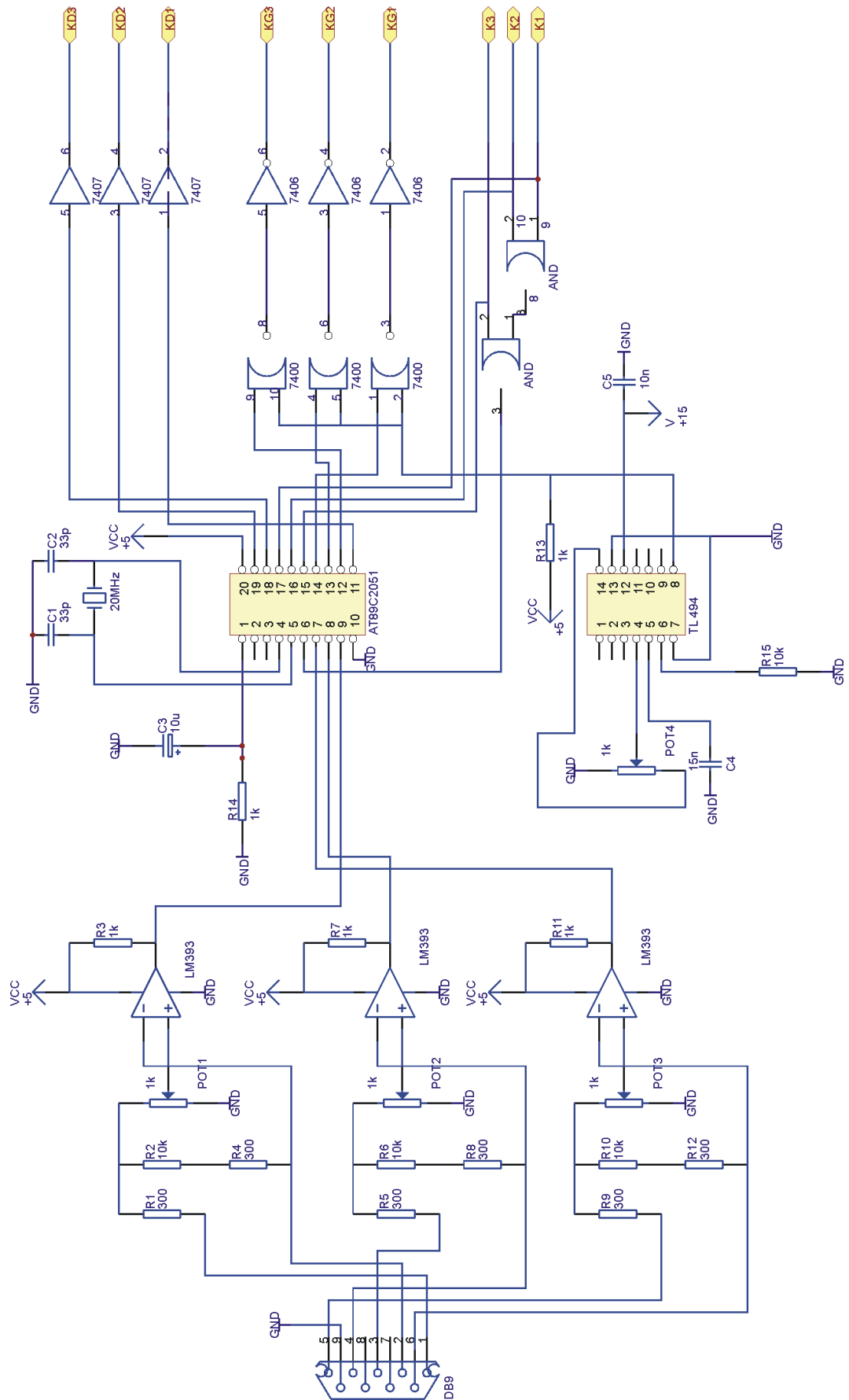
Załącznik zawiera schematy najważniejszych elementów układu sterowania i zasilania silników TF. Przedstawiona na rysunku Z2.3 koncepcja układu sterowania oparta o mikrokontroler ATMEGA (AT89C2051), jest konfiguracją końcową. W trakcie wykonywania pomiarów mikrokontroler ten zastąpiono kartą DS1104. Karta szybkiego prototypowania pozwalała na przeprowadzenie znacznie szerszych badań. Wyznaczone w ten sposób algorytmy sterowania stanowią podstawę do zaprogramowania mikrokontrolera.



Rys. Z2.1. Schemat układu sterowania tranzystorów [63]



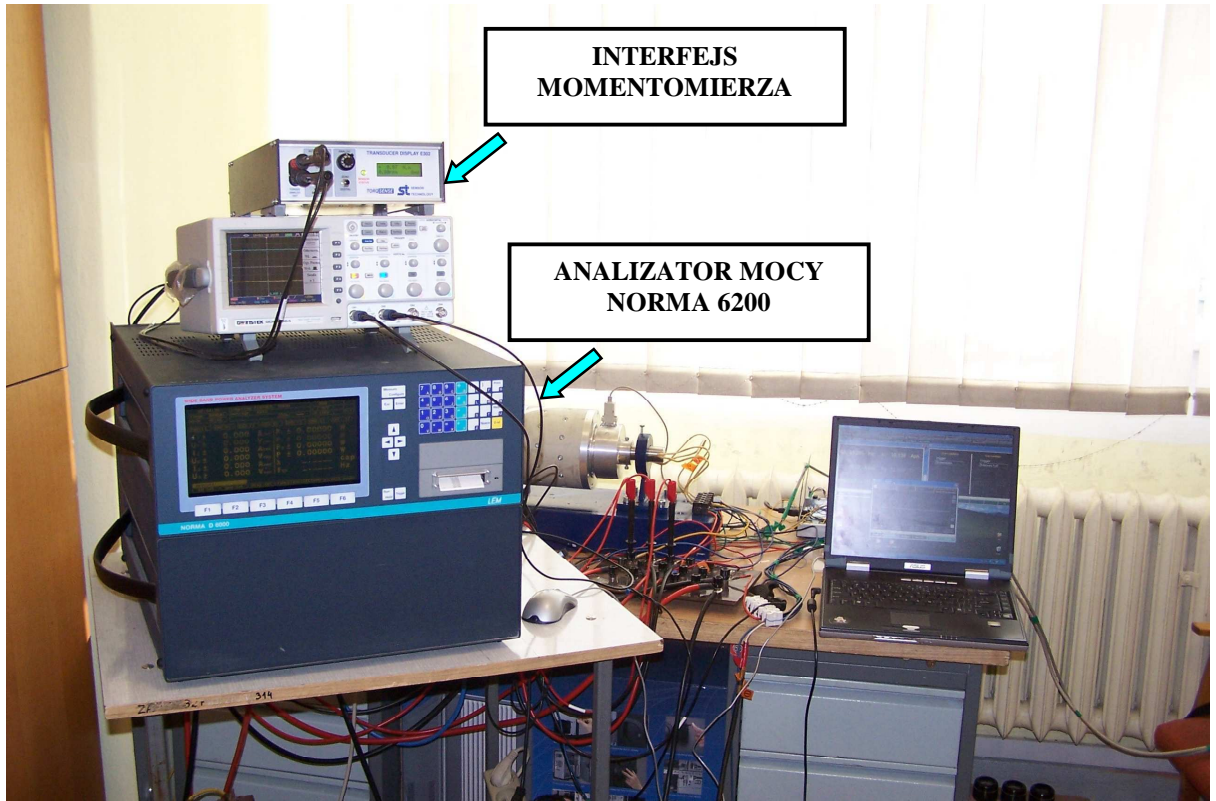
Rys. Z2.2. Schemat „końcówki” mocy (mostek „H”) [63]



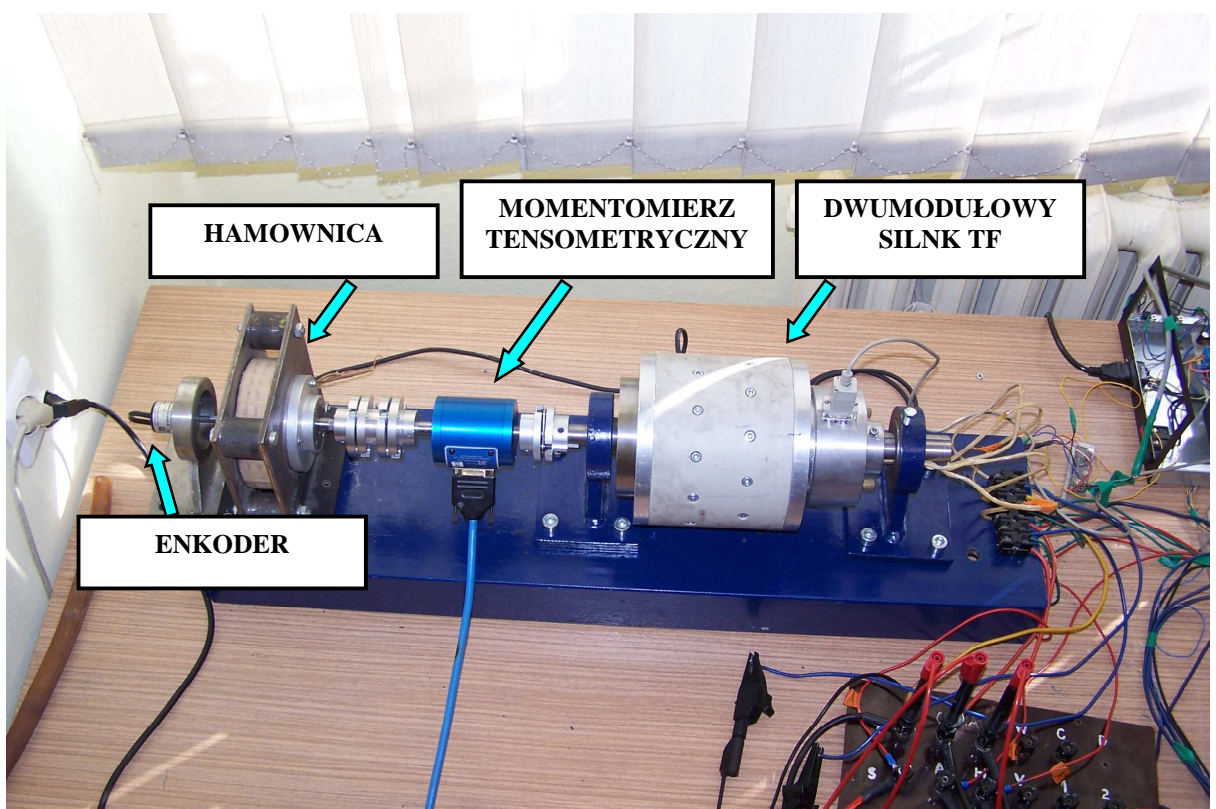
Rys. Z2.3. Schemat układu sterowania [63]

Załącznik Z3

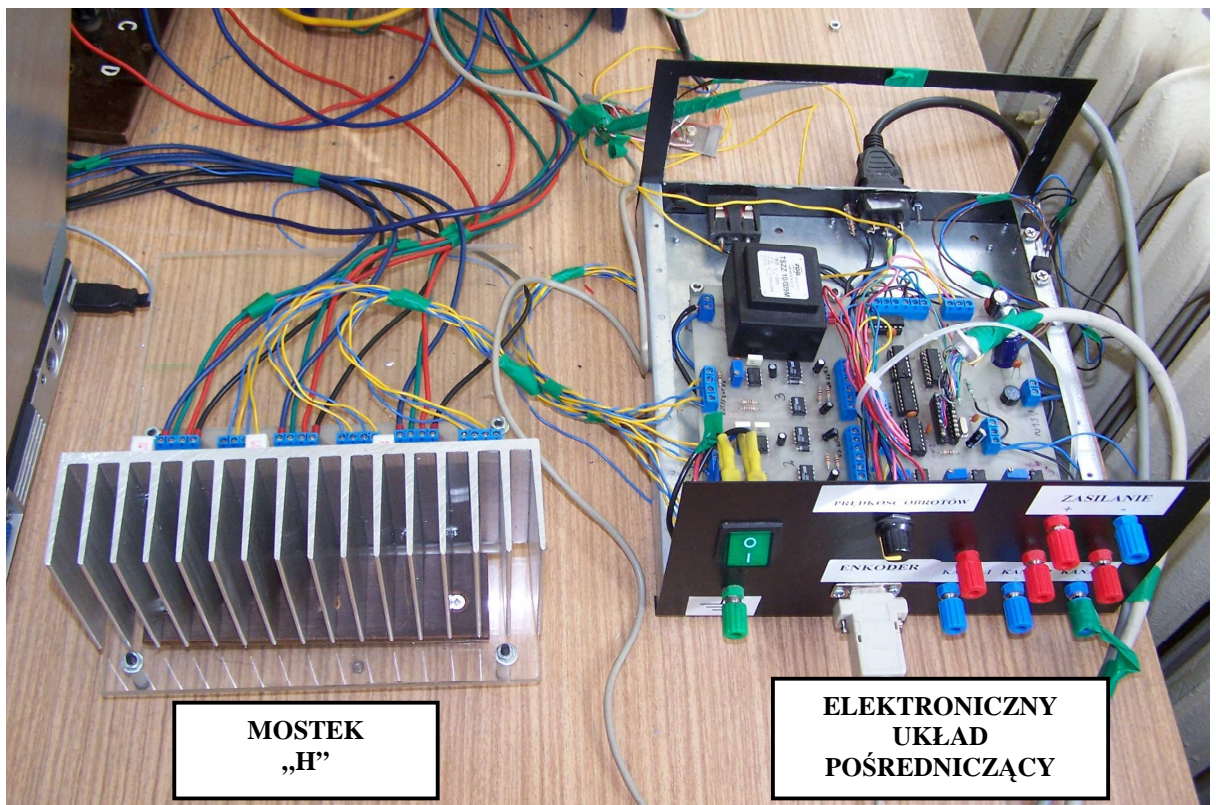
Stanowisko pomiarowe



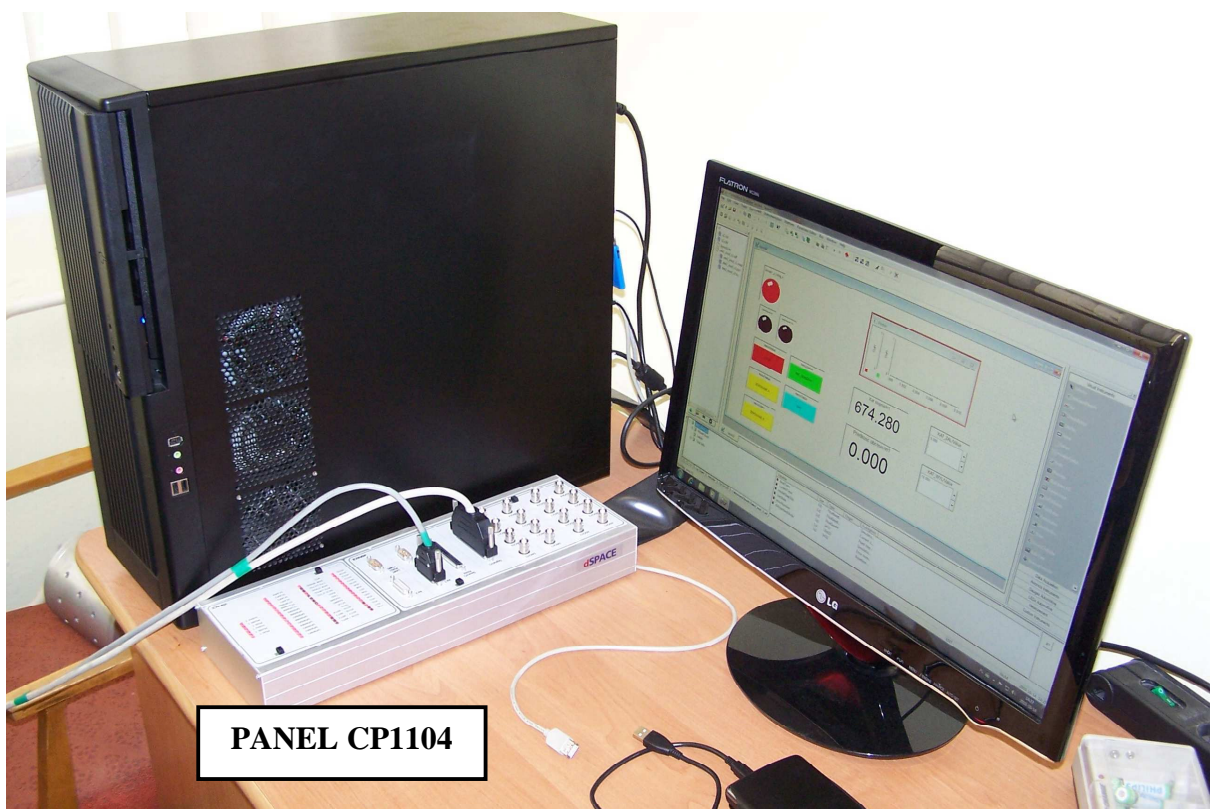
Rys. Z3.1. Stanowisko pomiarowe (przyrządy pomiarowe)



Rys. Z3.2. Stanowisko pomiarowe (silnik TF, hamownica, momentomierz)



Rys. Z3.3. Stanowisko pomiarowe (układ zasilania i sterowania)



Rys. Z3.4. Stanowisko pomiarowe (komputer PC, panel CP1104)