

Przekształtnik DC-AC z dodatkowym, pośredniczącym przekształtnikiem DC-DC

Streszczenie. W niniejszym artykule przedstawione zostały wyniki badań laboratoryjnych trójfazowego przekształtnika DC-AC gdzie w obwodzie pośredniczącym zastosowany został dodatkowy wspomagający przekształtnik DC-DC typu buck converter. Celem badań było określenie i porównanie sprawności energetycznej, oraz jakości prądu przekształtnika ze stałą wartością napięcia w obwodzie pośredniczącym, oraz w układzie z optymalną regulacją napięcia stałego. Jako układ sterowania zastosowano metodę DFOC z predykcyjnym regulatorem prądu stojana silnika indukcyjnego.

Abstract. This article shows the experimental results of an operation of three-phase DC-AC converter with intermediary DC-DC buck converter. The aim was to determine and compare the total efficiency, and the current quality of a converter with fixed DC link voltage, and with optimal DC link voltage regulation. As a control scheme a DFOC control with a predictive stator current regulator was implemented. **(DC-AC converter, with additional, intermediary DC-DC converter)**

Słowa kluczowe: przekształtnik DC-AC, przekształtnik pośredniczący, sterowanie predykcyjne

Keywords: DC-AC converter, intermediary converter, model predictive control

Wstęp

Ciągłe dążenie do minimalizacji kosztów eksploatacji urządzeń elektrycznych sprawia, że od konstruktorów przekształtników energoelektronicznych wymaga się postępującej maksymalizacji sprawności układów. Obecnie, falowniki dużej mocy osiągają sprawności energetyczne nawet rzędu 97% [10]. Do głównych czynników wpływających na występowanie strat mocy zaliczają się głównie straty w elementach magnetycznych jak również straty przełączania, oraz przewodzenia elementów półprzewodnikowych mocy. Straty mocy w elementach magnetycznych można podzielić głównie na te w rdzeniu ferromagnetycznym oraz straty przewodzenia na rezystancjach uzwojeń [7]. W przypadku elementów półprzewodnikowych straty mocy dzielą się na straty przewodzenia i przełączania.

W przypadku elementów magnetycznych, sprawność będzie zależała głównie od wyboru konkretnego modelu elementu zastosowanego w przekształtniku, ilości zwojów, sposobu nawijania, materiału nawojowego itd. Istotnym aspektem z punktu widzenia strat mocy w układach napędowych zasilanych z falowników napięcia sterowanych za pomocą metod SVM-PWM, jest również ścisła zależność strat w rdzeniu maszyny (głównie związanych z występowaniem prądów wirowych) od wartości współczynnika modulacji z jakim pracuje aktualnie przekształtnik [8]. Z kolei straty na elementach półprzewodnikowych związane są z charakterystyką algorytmu sterowania, który - w przypadku metod nieliniowych - może wymuszać wyższą częstotliwość łączeń jeśli zmiany prądu przy przełączeniach są duże. Straty przewodzenia półprzewodników zależne są od konkretnego modelu elementu, z kolei na straty przełączania można wpływać poprzez dostosowanie czasów przełączeń jak również wartości napięcia przy jakim następują te przełączenia

Celem pracy przedstawionej w ramach niniejszego artykułu jest opracowanie wysoko-sprawnego przekształtnika DC-AC, z dodatkowym, wspomagającym przekształtnikiem DC-DC, przeznaczonego do zasilania trójfazowej maszyny asynchronicznej.

Topologia przekształtnika i idea działania

W niniejszym artykule przedstawione zostały eksperymentalne wyniki badań trójfazowego przekształtnika DC-AC przeznaczonego do zasilania maszyny indukcyjnej, gdzie w obwodzie pośredniczącym DC falownika zastosowany został dodatkowy przekształtnik obniżający napięcie - buck converter.

Wektorowe metody sterowania przekształtnikiem DC-

AC polegają na transformacji trójfazowych wielkości elektrycznych zespołu silnik-przekształtnik do wirującego układu współrzędnych prostokątnych - transformata Clarke-Park. Zgodnie z równaniem 1, moduł wektorów zasilających przekształtnika w układzie wirującym dq zależny jest od wartości napięcia stałego w szynie pośredniczącej [3]

$$(1) \quad |u_{dq}| = \frac{2}{3}U_{dc}$$

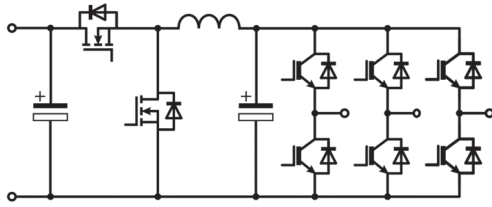
gdzie: u_{dq} - wektor napięcia przekształtnika, U_{dc} - wartość napięcia w obwodzie pośredniczącym falownika.

Z kolei zgodnie z równaniem 2:

$$(2) \quad u_{dq} = \begin{cases} \frac{2}{3}U_{dc}e^{j(n-1)\frac{\pi}{3}}; & \text{dla } n = \{1, 2, 3, 4, 5, 6\} \\ "0"; & \text{dla } n = \{0, 7\} \end{cases}$$

Oznacza to, że regulując wartość wejściowego napięcia DC falownika można dostosowywać długość wektorów zasilających. Ogólnie metoda modulacji typu SVM-PWM działa na zasadzie zmodulowanego załączenia wektorów napięcia przekształtnika w taki sposób aby odtworzyć zadany wektor napięcia stojana. Z powszechnej wiedzy teoretycznej wiadomo natomiast, że aby sterować prędkością obrotową maszyny asynchronicznej, w taki sposób aby zachować niezmienny kształt charakterystyki mechanicznej, należy utrzymywać w przybliżeniu stały stosunek napięcia stojana silnika do jego częstotliwości (sterowanie $\frac{U}{f}$). Wynika z tego, że wraz z obniżaniem się prędkości synchronicznej silnika, zmniejszeniu (skróceniu) będzie ulegał moduł wektora napięcia zadanego. Ponieważ w większości przypadków, przekształtniki DC-AC zasilane są za pomocą pasywnego prostownika sześćcio-pulsowego, przy napięciu sieciowym 400 V rms, wartość napięcia w obwodzie pośredniczącym będzie wynosiła około 565 V DC. Jest to wartość napięcia, która z wykorzystaniem nadmodulacji, pozwala na odtworzenie wektora napięcia zadanego silnika w całym zakresie prędkości kątowej. Oznacza to, że regulując prędkość obrotową silnika "w dół" długość wektora napięcia zadanego będzie ulegała skróceniu. Wobec powyższego w ramach niniejszej pracy skonstruowano falownik trójfazowy przystosowany do zasilania z prostownika sześćcio-pulsowego z sieci trójfazowej 400V/50Hz, gdzie w obwodzie pośredniczącym zastosowany został przekształtnik obniżający napięcie typu buck converter - patrz rysunek 1.

Topologia tego typu jest zwykle stosowana w układach sterujących napędami wysokoobrotowymi, gdzie częstotliwość podstawowej harmonicznego napięcia stojana jest na tyle



Rys. 1. Topologia części silnopiędowej przekształtnika DC-DC-AC wysoka, że zastosowanie modulacji PWM byłoby niemożliwe. Są to tak zwane układy z modulacją amplitudy impulsów - PAM (Pulse Amplitude Modulation) [1].

Sterowanie DFOC z predykcijnym regulatorem prądu stojana

W niniejszej pracy, do sterowania stopnia wyjściowego przekształtnika DC-DC-AC zastosowana została metoda DFOC [5] z predykcijnym regulatorem prądu stojana [9]. Regulator predykcijny działa w oparciu o model matematyczny maszyny indukcyjnej w układzie wirującym dq .

$$(3) \quad \mathbf{u}_{sdq} = R_s \mathbf{i}_{sdq} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_{sdq} + j\omega_0 \boldsymbol{\psi}_{sdq}$$

$$(4) \quad \mathbf{u}'_{rdq} = R'_r \mathbf{i}'_{rdq} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}'_{rdq} + j(\omega_0 - p_b \omega_m) \boldsymbol{\psi}'_{rdq}$$

$$(5) \quad \boldsymbol{\psi}_{sdq} = L_s \mathbf{i}_{sdq} + L_m \mathbf{i}'_{rdq}$$

$$(6) \quad \boldsymbol{\psi}'_{rdq} = L'_r \mathbf{i}'_{rdq} + L_m \mathbf{i}_{sdq}$$

gdzie: \mathbf{u}_s - wektor napięcia stojana, \mathbf{u}'_r - wektor sprowadzony napięcia wirnika, \mathbf{i}_s - wektor prądu stojana, \mathbf{i}'_r - wektor sprowadzony prądu wirnika, R_s - rezystancja stojana, R'_r - rezystancja sprowadzona wirnika, L_s - indukcyjność stojana, L'_r - indukcyjność sprowadzona wirnika, L_m - indukcyjność magnesująca, $\boldsymbol{\psi}_s$ - wektor strumienia stojana, $\boldsymbol{\psi}'_r$ - wektor sprowadzony strumienia wirnika, ω_0 - prędkość synchroniczna, p_b - liczba par biegunów, ω_m - prędkość mechaniczna.

Przekształtnik DC-AC jest źródłem o wymuszeniu napięciowym. W związku z tym do opracowania modelu predykcijnego układu, dokonuje się przekształcenia równań strumieniowo-prądowych silnika, w taki sposób aby wyznaczyć równanie napięciowe stojana:

$$(7) \quad \mathbf{u}_{sdq} = R_s \mathbf{i}_{sdq} + \sigma L_s \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{sdq} + j\omega_0 \sigma L_s \mathbf{i}_{sdq} + j\mathbf{e}_r$$

gdzie: σ - współczynnik rozproszenia.

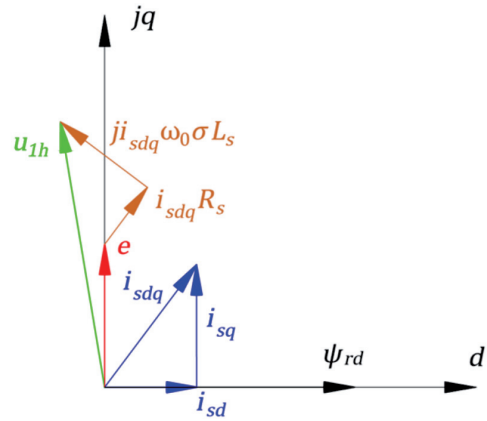
Z kolei $j\mathbf{e}_r$ odpowiada sile elektromotorycznej rotacji zgodnie z równaniem:

$$(8) \quad j\mathbf{e}_r = j\omega_0 \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_{rd}$$

W celu opracowania predykcijnego algorytmu sterowania wyprowadza się równanie wektora odpowiadającego podstawowej harmonicznej napięcia stojana silnika \mathbf{u}_{1h} . Jest to pierwsza harmoniczna wektora jaki powinien kształtować przekształtnik w celu wymuszenia zadanej wartości prądu sinusoidalnego ($\frac{d}{dt} \mathbf{i}_{sdq} \cong 0$). Uwzględniając zależność 7, wektor \mathbf{u}_{1h} opisany jest następującym równaniem:

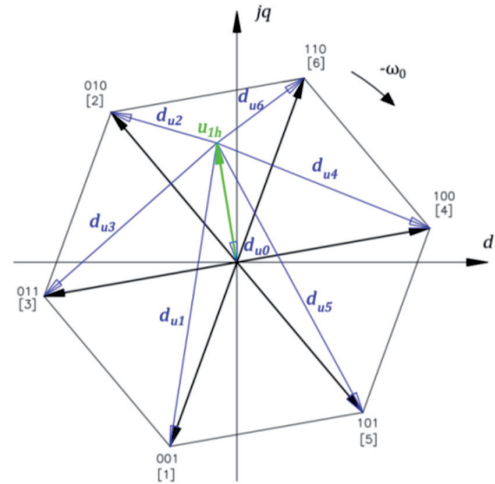
$$(9) \quad \mathbf{u}_{1h} = R_s \mathbf{i}_{sdq} + j\omega \sigma L_s \mathbf{i}_{sdq} + j\mathbf{e}_r$$

W takim układzie równaniu 9 odpowiada wykres wektorowy na rysunku 2.



Rys. 2. Wykres wektorowy napięcia odpowiadającego podstawowej harmonicznej napięcia stojana silnika indukcyjnego w układzie dq zorientowanym względem wektora strumienia wirnika

Przyjmując, że silnik zasilany jest z falownika, napięcie stojana \mathbf{u}_{sdq} równe jest napięciu wytwarzanemu przez przekształtnik \mathbf{u}_{dq} . Ilustracją równań 9 i 7, oraz rysunku 2 jest poniższy wykres wektorowy (Rys.3).



Rys. 3. Gwiazda wektorów zasilających dwupoziomowy przekształtnik DC-AC wraz z wektorami proporcjonalnymi do zmian prądu stojana silnika indukcyjnego

Na rysunku 3 zaznaczono wektory proporcjonalne do pochodnej prądu stojana silnika indukcyjnego przy załączeniu wektora napięcia przekształtnika.

$$(10) \quad \mathbf{d}_{ux} = \frac{1}{\sigma L_s} \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{sdq} = \mathbf{u}_{dq} - \mathbf{u}_{1h}$$

Równanie 10 jest podstawą do opracowania algorytmu predykcijnego regulatora prądu stojana. Zgodnie z tym równaniem, wektor \mathbf{u}_{1h} jest również różnicą pomiędzy załączonym aktualnie wektorem napięcia przekształtnika a pochodną prądu stojana.

Zastosowany w urządzeniu układ sterowania ma charakter cyfrowy w związku z tym pochodną prądu należy przedstawić w postaci ilorazu różnicowego z czego następnie można wyznaczyć wektor przyrostu prądu w określonym przedziale czasu:

$$(11) \quad \frac{\Delta}{\Delta t} \mathbf{i}_{sdq} = \frac{1}{\sigma L_s} (\mathbf{u}_{dq} - \mathbf{u}_{1h})$$

$$(12) \quad \Delta \mathbf{i}_{sdq} = \frac{1}{\sigma L_s} (\mathbf{u}_{dq} - \mathbf{u}_{1h}) \cdot \Delta t$$

Następnie znając wartość przyrostu prądu przy załączeniu określonego wektora napięcia przekształtnika, można wyznaczyć przewidywaną wartość prądu, oraz uchybu wektora prądu stojana silnika indukcyjnego:

$$(13) \quad \dot{i}_{sdq(pred)} = \dot{i}_{sdq} + \Delta \dot{i}_{sdq}$$

$$(14) \quad \epsilon_{i_{sdq(pred)}} = \dot{i}_{sdq}^* - \dot{i}_{sdq(pred)}$$

Algorytm predykcyjny działa w oparciu o pętlę programową, gdzie w każdej kolejnej iteracji, oblicza on przewidywaną wartość wektora uchybu prądu stojana, podstawiając kolejne wektory zasilające do równania 12. Następnie obliczana jest wartość funkcji kosztu zdefiniowanej następująco:

$$(15) \quad J = \epsilon_{sd}^2(k+1) + \epsilon_{sq}^2(k+1) + w_{fsw} A$$

gdzie: k - odpowiada aktualnemu krokowi próbkowania, A - liczba przełączeń tranzystorów przekształtnika przy zmianie wektora zasilającego.

Algorytm sterujący załączy ten wektor zasilający, który pozwoli na minimalizację wartości funkcji J . W funkcji kosztu zastosowany został współczynnik wagowy w_{fsw} . Zmiana jego wartości pozwala na dostosowywanie średniej częstotliwości łączeń wyjściowego przekształtnika DC-AC.

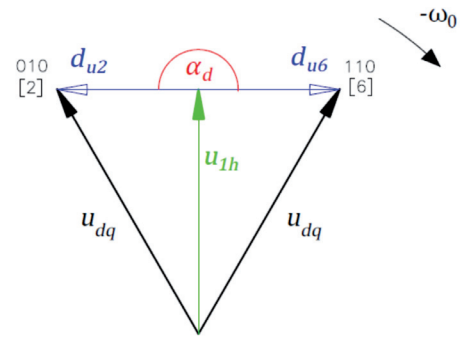
Zgodnie z założeniami metody DFOC, analogicznie do sterowania silnikiem obcowzbudnym DC, przy orientacji układu współrzędnych względem wektora strumienia wirnika, składowa q prądu stojana silnika indukcyjnego odpowiada za regulację momentu elektromagnetycznego silnika, z kolei składowa d odpowiada za regulację wzbudzenia. Pełny schemat algorytmu sterowania przekształtnika DC-DC-AC został przedstawiony w rozdziale następnym na rysunku 6.

Metoda wyznaczania optymalnej wartości napięcia w obwodzie pośredniczącym DC

Zgodnie z równaniem 9 długość wektora napięcia zadanego falownika zależna jest od wartości prędkości synchronicznej silnika oraz prądu stojana. Zmniejszając długość wektorów zasilających przekształtnika proporcjonalnie do modułu wektora zadanego napięcia stojana, po pierwsze obniża się wartość napięcia, przy której przełączane są tranzystory przekształtnika, po drugie dzięki zmniejszeniu różnicy pomiędzy wektorami sterującymi a wektorem napięcia zdanego, redukcji ulegają pochodne prądu (patrz rysunek 3).

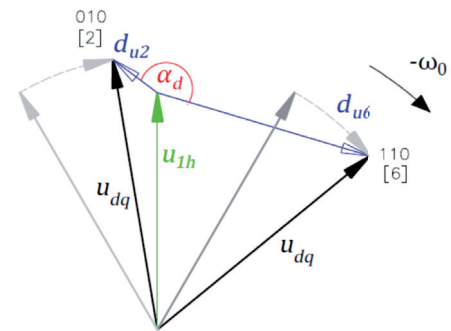
W literaturze spotyka się różnorakie metody określania optymalnej wartości napięcia w obwodzie pośredniczącym, zapewniającą możliwość kształtowania zadanej wartości prądu stojana. Część z nich bazuje na związaniu zależności napięcia w obwodzie pośredniczącym falownika, bezpośrednio z prędkością mechaniczną silnika oraz wartością momentu obciążenia na wale maszyny [6]. W pracy [2] z kolei zastosowano ciekawą metodę adaptacyjną skierowaną na bezpośrednią minimalizację poziomu THD prądu stojana silnika.

W niniejszej pracy wartość napięcia w obwodzie pośredniczącym DC falownika wyznaczana jest na podstawie warunku, który mówi, że aby skutecznie odtwarzać zadaną wartość prądu stojana silnika indukcyjnego, długość wektorów zasilających przekształtnika musi być taka, aby umożliwiły one skierowanie wektora prądu w dowolnym kierunku na płaszczyźnie zespolonej [4]. Rysunek 4 przedstawia sytuację graniczną, gdzie wektor napięcia zadanego pokrywa się z wysokością trójkąta równobocznego jaki tworzą wektory 010 i 110, wraz z wektorami pochodnych d_{u2} i d_{u6} .



Rys. 4. Przypadek graniczny modulacji wektorowej trójfazowego przekształtnika DC-AC

W takiej konfiguracji niemożliwe jest skierowanie wektora prądu w kierunku powyżej prostej na której leżą wektory d_{u2} i d_{u6} ponieważ kąt α_d pomiędzy nimi jest równy 180 stopni. W układzie wirującym dq gwiazda wektorów zasilających wiruje z prędkością synchroniczną maszyny indukcyjnej. Z tego wynika, że przedstawiona na rysunku 4 sytuacja graniczna występuje tylko 6 razy na jeden pełny obrót układu współrzędnych, co oznacza, że przez dłuższy czas kąt α_d pomiędzy wektorami d_{u2} i d_{u6} będzie mniejszy niż 180 stopni, w efekcie czego warunek regulacji prądu zostanie spełniony - patrz rysunek 5.



Rys. 5. Przypadek graniczny modulacji wektorowej trójfazowego przekształtnika DC-AC - obrót gwiazdy wektorów zasilających

Z prostych zależności geometrycznych wynika, że moduł wektorów zasilających opisany jest następującą zależnością:

$$(16) \quad |u_{dq}| = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot |u_{1h}|$$

z kolei ponieważ moduł wektora sterującego jest wprost proporcjonalny do wartości napięcia w obwodzie pośredniczącym:

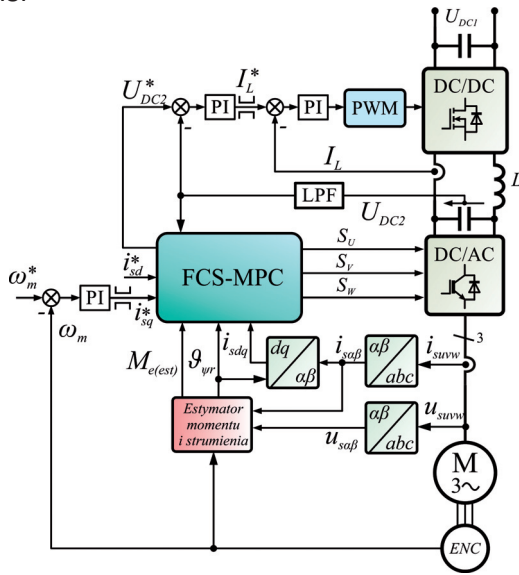
$$(17) \quad \frac{2}{\sqrt{3}} |u_{1h}| = \frac{2}{3} U_{dc}$$

wartość napięcia zadanego dla przekształtnika DC-DC wyraża się równaniem:

$$(18) \quad U_{dc}^* = \sqrt{3} |u_{1h}^*|$$

W celu regulacji napięcia wyjściowego pośredniczącego przekształtnika DC-DC, zastosowano kaskadowy układ sterowania z liniowymi regulatorami typu PI i dwiema pętlami sprzężenia zwrotnego. Pętla nadrzędna reguluje wartość napięcia DC, regulator napięcia z kolei generuje wartość zadaną prądu dławika filtrującego buck convertera, który to prąd regulowany jest w pętli podrzędnej. Wartość napięcia zadanego wyznaczana jest przez algorytm predykcyjny poprzez obliczanie modułu napięcia zadanego u_{1h} .

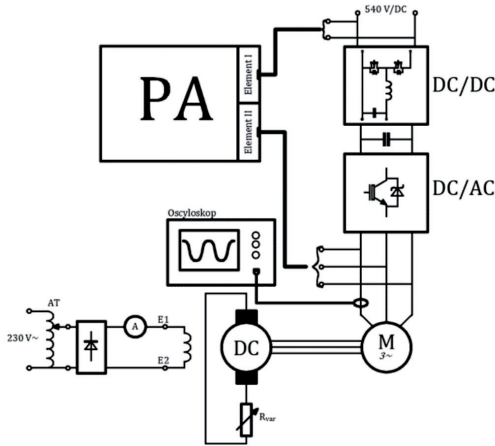
Na rysunku 6 przedstawiony został kompletny schemat algorytmu sterowania opracowanego przekształtnika DC-DC-AC.



Rys. 6. Schemat algorytmu sterowania przekształtnika DC-DC-AC

Stanowisko laboratoryjne

Rysunek 7 przedstawia schemat stanowiska laboratoryjnego do badania sprawności i jakości prądu przekształtnika DC-DC-AC. Na wejściu układ zasilony został ze źródła napięcia stałego o wartości 540 V. Do zacisków wyjściowych podłączony został silnik indukcyjny o mocy znamionowej 2,2 kW (patrz tabela 1) obciążony za pomocą prądnicy obcowzbudnej DC obciążanej rezystorem. Wartość momentu na wale silnika regulowano za pomocą autotransformatora zasilającego obwód wzbudzenia prądnicy przez prostownik diodowy.



Rys. 7. Schemat ideowy stanowiska laboratoryjnego do badania sprawności i jakości prądu przekształtnika DC-DC-AC

gdzie: PA - analizator mocy Yokogawa WT1800.

Sprawność przekształtnika jak i wartość THD prądu stojana silnika indukcyjnego zmierzona została za pomocą analizatora mocy Yokogawa WT1800. W trakcie badań wykonano również zrzuty oscylograficzne przebiegów prądu i napięcia stojana silnika. Sprawność energetyczną zdefiniowano jako:

$$(19) \quad \eta = \frac{\Sigma P_{3f}}{P_{DC}} \cdot 100\%$$

gdzie: ΣP_{3f} - trójfazowa moc wyjściowa przekształtnika DC-AC, P_{DC} - moc wejściowa zasilacza DC 540V.

Tabela 1. Parametry silnika indukcyjnego wykorzystanego do badań falownika

Parametr	jedn.	wartość
Moc znamionowa P_n	kW	2,2
Liczba par biegunów p_b	-	2
Napięcie znamionowe U_n	V	230
Prąd znamionowy I_n	A	4,7
Częstotliwość znamionowa f_n	Hz	50
Znamionowy współczynnik mocy $\cos\phi$	-	0,82
Moment znamionowy M_n	Nm	14,79
Prędkość znamionowa n_n	obr/min	1420
Indukcyjność magnesująca L_m	mH	306
Indukcyjność stojana L_s	mH	13,9
Indukcyjność wirnika L_r	mH	13,9
Rezystancja stojana R_s	Ω	2,94
Rezystancja wirnika R_r	Ω	2,47

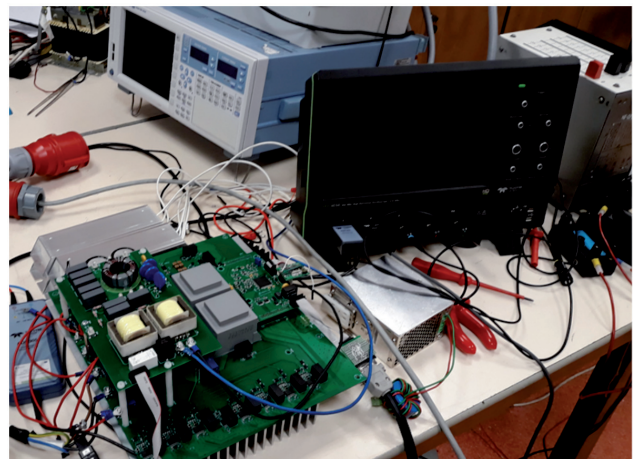
Badania laboratoryjne przeprowadzono przy stałej wartości momentu obciążenia na wale maszyny indukcyjnej o wartości około 10 Nm. Wartość sprawności oraz THD prądu stojana badano w funkcji prędkości kątowej silnika w zakresie od 20 rad/s do 140 rad/s z krokiem co 20 rad/s.

W trakcie badań dla każdego przypadku wykonano dwie serie pomiarowe - jedną ze stałą wartością napięcia w obwodzie pośredniczącym, drugą z napięciem regulowanym.

W pierwszym przypadku badania przeprowadzono zachowując stałą wartość THD prądu stojana dla każdej z serii pomiarowej tj. z regulacją napięcia w obwodzie pośredniczącym i bez regulacji.

Drugi przypadek wykonany został przy zachowaniu jednakowej częstotliwości łączów tranzystorów przekształtnika DC-AC przy sterowaniu w układzie z regulacją napięcia w obwodzie pośredniczącym oraz ze stałą wartością napięcia w obwodzie DC.

Na rysunku 8 przedstawiony został widok stanowiska laboratoryjnego do badania urządzenia.



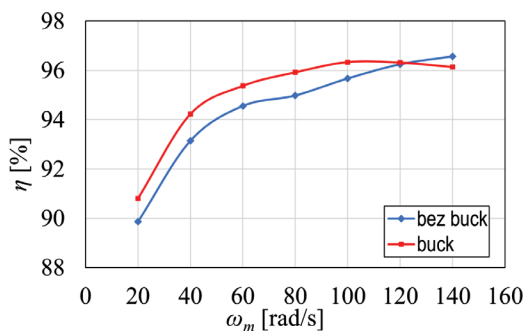
Rys. 8. Widok stanowiska laboratoryjnego do badania przekształtnika DC-DC-AC

Do budowy przekształtnika pośredniczącego zastosowany został moduł SiC Mosfet - Infineon FF45MR12W1M1_B11, $I_{Dnom} = 25A$. Z kolei przekształtnik wyjściowy DC-AC zbudowany został w oparciu o moduł IGBT - Infineon FP25R12W1T7_B11, $I_{Cnom} = 25A$. Do sterowania przekształtnikiem zastosowany został mikro-kontroler ARM-STM32F7.

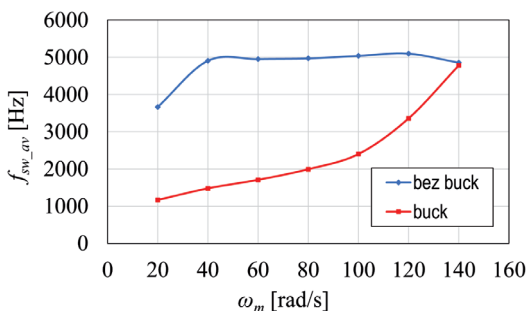
Pierwszy algorytm sterowania - stała wartość THD prądu

W niniejszym przypadku badania przeprowadzone zostały przy zachowaniu stałej wartości współczynnika THD prądu stojana silnika. W pierwszej kolejności wykonano serię pomiarową dla przekształtnika w konfiguracji ze stałą wartością napięcia w obwodzie pośredniczącym DC. Następną serię tj. z regulowanym napięciem w obwodzie pośredniczącym wykonano w następujący sposób: wartość częstotliwości łączeń stopnia wyjściowego przekształtnika była regulowana w taki sposób aby uzyskać wartość THD prądu na poziomie podobnym jak w pierwszej serii pomiarowej ze stałą wartością napięcia w DC linku. Częstotliwość regulowana była poprzez dostosowanie wartości współczynnika wagowego składnika funkcji kosztu algorytmu predykcyjnego odpowiedzialnego za optymalizację liczby łączeń tranzystorów przekształtnika (w_{fsw} - równanie 15).

Rysunki poniżej przedstawiają otrzymane w wyniku badań charakterystyki sprawności, oraz częstotliwości łączeń stopnia wyjściowego przekształtnika DC-DC-AC dla przypadku pierwszego.



Rys. 9. Charakterystyka sprawności energetycznej przekształtnika DC-DC-AC w funkcji prędkości kątowej wirowania wału maszyny indukcyjnej - algorytm I



Rys. 10. Charakterystyka częstotliwości łączeń przekształtnika DC-DC-AC w funkcji prędkości kątowej wirowania wału maszyny indukcyjnej - algorytm I

Na rysunku 9 można zauważyć, że w zakresie prędkości kątowej silnika od 20 do około 100 rad/s sprawność energetyczna przekształtnika DC-DC-AC przy optymalnym dostosowaniu wartości napięcia w obwodzie pośredniczącym, wzrosła o około 1 punkt procentowy względem układu bez regulacji napięcia. Dla prędkości 120 rad/s obie charakterystyki zrównują się, przy prędkości maksymalnej z kolei lepszą sprawność osiąga układ bez regulacji napięcia. Wynika to z faktu, że przy prędkości wirowania bliskiej znamionowej, przekształtnik pośredniczący pracuje z wypełnieniem bliskim jedności przez co optymalizacja długości wektorów zasilających nie przynosi już tak wyraźnego skutku. Różnica wartości pomiędzy napięciem wejściowym a wyjściowym przekształtnika DC-DC jest wówczas bardzo niewielka a przekształtnik DC-DC wnosi tylko dodatkowe straty więc powinien zostać odłączony.

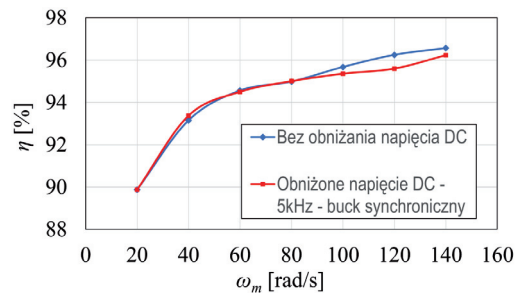
Rysunek 10 pokazuje z kolei, że zastosowanie regulacji napięcia w obwodzie pośredniczącym w przypadku zachowania jednakowej wartości współczynnika THD w każdej z serii pomiarowej, powoduje drastyczne obniżenie się częstotliwości łączeń, szczególnie przy niskich prędkościach kątowych wirowania napędu. W najlepszym przypadku obserwuje się nawet 3-krotny spadek częstotliwości łączeń tranzystorów stopnia wyjściowego.

W przypadku układu z regulacją napięcia DC, wartość częstotliwości łączeń rośnie wraz ze wzrostem prędkości kątowej silnika, z kolei przy prędkości bliskiej znamionowej - 140 rad/s , charakterystyki częstotliwości łączeń w funkcji prędkości kątowej wirowania napędu, zbiegają się ze sobą i osiągają częstotliwość około 5 kHz. Przedstawione powyżej wyniki pokazują, że w przypadku zachowania stałej wartości THD prądu stojana, sprawność przekształtnika DC-DC-AC z regulacją napięcia w obwodzie pośredniczącym jest w niemal całym zakresie prędkości wyższa o około 1 punkt procentowy (maksymalnie 96,5% dla 100 rad/s) niż w układzie bez regulacji napięcia. Jedynie przy prędkościach powyżej 120 rad/s sprawność układu bez regulacji napięcia DC jest wyższa niż z regulacją.

Otrzymane charakterystyki częstotliwości łączeń w funkcji prędkości kątowej pokazują, że fakt wzrostu sprawności energetycznej układu może wynikać głównie z wyraźnego spadku częstotliwości łączeń tranzystorów stopnia wyjściowego wywołanego skróceniem wektorów pochodnych prądu stojana, jak również redukcji strat w samym silniku indukcyjnym.

Drugi algorytm sterowania - stała wartość częstotliwości łączeń

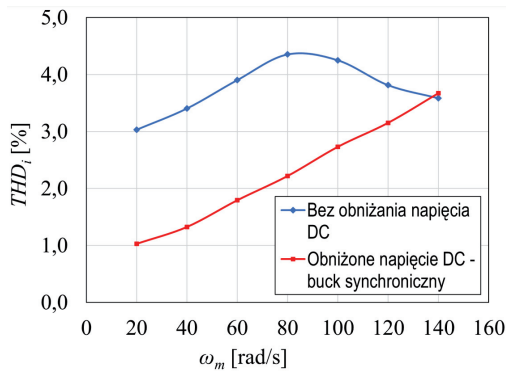
W tym przypadku dla każdej z serii pomiarowych tj. z regulacją napięcia DC, oraz bez regulacji, badania zostały przeprowadzone przy zachowaniu stałej częstotliwości łączeń na poziomie około 5 kHz. Poniżej zestawienie charakterystyk sprawności oraz THD prądu.



Rys. 11. Charakterystyka sprawności energetycznej przekształtnika DC-DC-AC w funkcji prędkości kątowej wirowania wału maszyny indukcyjnej - algorytm II

Analizując powyższy przypadek badawczy w odniesieniu do poprzedniej sekcji można z dużą dozą pewności stwierdzić, że wartość napięcia przy jakim następują przełączenia tranzystorów IGBT stopnia wyjściowego, ma w przedstawionym układzie niewielki wpływ na poprawę sprawności energetycznej urządzenia. Jak pokazuje charakterystyka na rysunku 11, w każdej z serii pomiarowych (z regulacją napięcia DC oraz bez regulacji) sprawność układu w większości punktów pomiarowych jest niemal identyczna, zaś powyżej 80 rad/s układ bez regulacji napięcia DC osiąga wyraźnie wyższą sprawność, najprawdopodobniej przez dodatkowe straty w przekształtniku pośredniczącym jakie występują przy regulacji napięcia DC.

Pomimo braku zysku pod względem sprawności, rysunek 12 pokazuje, że wyraźnemu polepszeniu ulega



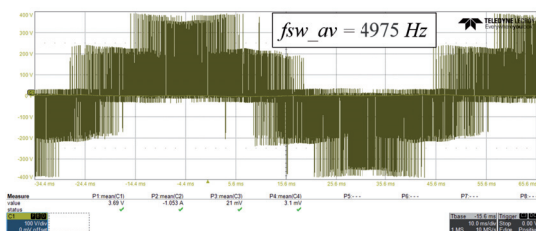
Rys. 12. Charakterystyka współczynnika THD prądu stojana maszyny indukcyjnej w funkcji prędkości kątowej wirowania wału maszyny indukcyjnej - algorytm II

wówczas jakość prądu, ponownie szczególnie przy niskich prędkościach kątowych wirowania napędu. Dla prędkości 20 rad/s obserwuje się spadek wartości współczynnika THD z 3 do 1%. Wraz ze wzrostem prędkości kątowej, dla układu z regulacją napięcia w obwodzie pośredniczącym, wartość THD prądu stojana rośnie prawie liniowo, i przy prędkości bliskiej znamionowej, osiąga taką samą wartość jak dla układu bez regulacji napięcia. Występuje tu analogiczna sytuacja jak w przypadku częstotliwości łączeń w poprzedniej serii badań.

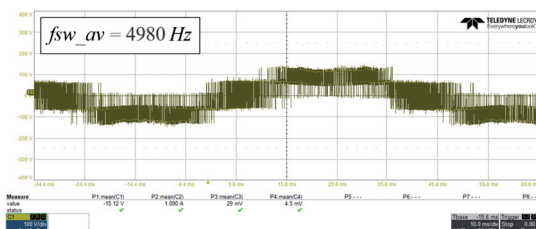
Badania oscylograficzne

W niniejszym rozdziale przedstawione zostały przebiegi oscylograficzne prądów i napięć opracowanego przekształtnika DC-DC-AC. Na rysunkach przedstawione zostały przebiegi dla silnika obciążonego momentem o wartości 10 Nm, przy prędkości 40 rad/s i 120 rad/s . Dla każdej z prędkości wirowania napędu przedstawiono oscylogram w układzie ze stałą wartością napięcia w obwodzie pośredniczącym oraz z napięciem regulowanym.

Rysunki 13, oraz 14 przedstawiają przebiegi napięcia fazowego silnika przy prędkości wirowania 40 rad/s .

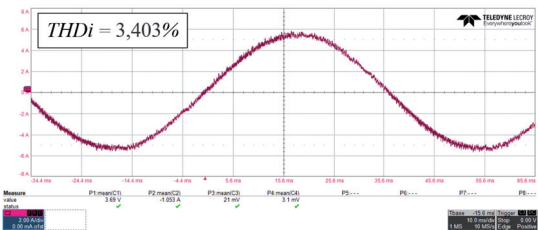


Rys. 13. Przebieg napięcia fazowego silnika indukcyjnego zasilanego z falownika DC-DC-AC przy prędkości wirowania 40 rad/s - stała wartość napięcia DC

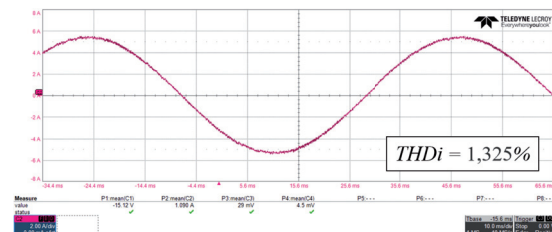


Rys. 14. Przebieg napięcia fazowego silnika indukcyjnego zasilanego z falownika DC-DC-AC przy prędkości kątowej 40 rad/s - regulowana wartość napięcia DC

Z kolei oscylogramy na rysunku 15, oraz rysunku 16 przedstawiają przebiegi prądu fazowego silnika przy prędkości kątowej 40 rad/s w sytuacji z regulacją napięcia oraz bez niej.

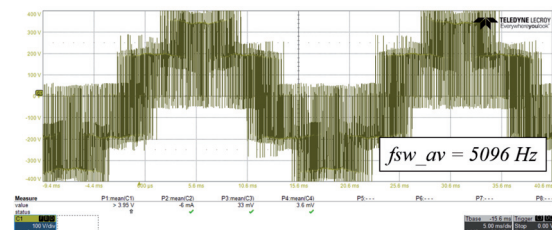


Rys. 15. Przebieg prądu fazowego silnika indukcyjnego zasilanego z falownika DC-DC-AC przy prędkości wirowania 40 rad/s - stała wartość napięcia DC

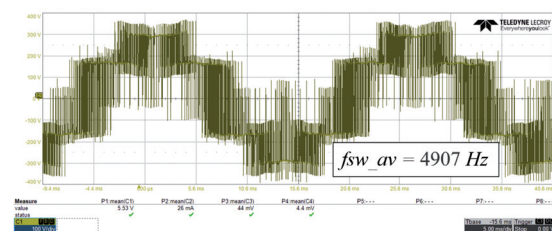


Rys. 16. Przebieg prądu fazowego silnika indukcyjnego zasilanego z falownika DC-DC-AC przy prędkości kątowej 40 rad/s - regulowana wartość napięcia DC

Kolejne rysunki (17 i 18) przedstawiają przebiegi napięcia przy prędkości 120 rad/s , ponownie w wersji z regulacją napięcia w obwodzie DC oraz ze stałą wartością napięcia w DC linku. Następnie rysunek 19 i rysunek 20 przedstawiają analogiczne przebiegi prądów stojana maszyny asynchronicznej.



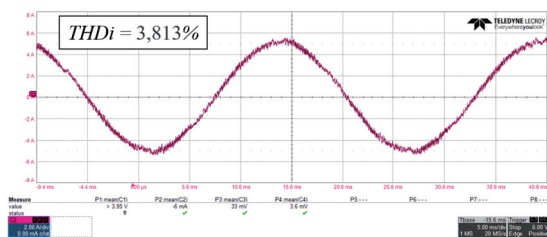
Rys. 17. Przebieg napięcia fazowego silnika indukcyjnego zasilanego z falownika DC-DC-AC przy prędkości kątowej 120 rad/s - stała wartość napięcia DC



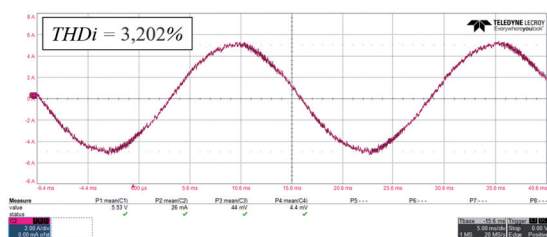
Rys. 18. Przebieg napięcia fazowego silnika indukcyjnego zasilanego z falownika DC-DC-AC przy prędkości kątowej 120 rad/s - regulowana wartość napięcia DC

Analizując przebiegi napięć fazowych stojana silnika zasilanego z przekształtnika DC-DC-AC można zauważyć, że w przypadku gdy w układzie występuje regulacja napięcia w obwodzie pośredniczącym, sterowanie predykcyjne wyraźnie rzadziej, korzysta z wektorów zerowych.

Z kolei przebiegi prądów stojana silnika ilustrują wyraźną poprawę jakości prądu przekształtnika szczególnie w przypadku niskich prędkości kątowych (40 rad/s). Dla prędkości 120 rad/s zysk pod względem jakości prądu nie jest już tak wyraźny.



Rys. 19. Przebieg prądu fazowego silnika indukcyjnego zasilanego z falownika DC-DC-AC przy prędkości kątowej 120 rad/s - stała wartość napięcia DC



Rys. 20. Przebieg prądu fazowego silnika indukcyjnego zasilanego z falownika DC-DC-AC przy prędkości kątowej 120 rad/s - regulowana wartość napięcia DC

Podsumowanie i wnioski końcowe

Aspektem kluczowym z punktu widzenia projektowania falownika o przedstawionej w niniejszej pracy topologii jest maksymalizacja sprawności pośredniczącego przekształtnika DC-DC. Jest to zagadnienie decydujące o opłacalności tego rozwiązania. Jak bowiem pokazują wyniki badań, dla prędkości kątowej bliższej wartości znamionowej, przy zastosowaniu regulacji napięcia pośredniczącego, sprawność falownika może ulec pogorszeniu. Problem ten można jednak rozwiązać poprzez zwarcie pośredniczącego przekształtnika DC-DC np. za pomocą przełącznika, po przekroczeniu pewnej wartości napięcia w obwodzie pośredniczącym.

Przedstawione w niniejszym artykule wyniki badań laboratoryjnych trójfazowego przekształtnika DC-AC z dodatkowym, pośredniczącym przekształtnikiem DC-DC wskazują również na liczne pozytywne cechy zastosowania tego rodzaju układu. Wyniki wskazują przede wszystkim na wyraźną poprawę jakości prądu kształtowanego w silniku indukcyjnym w przypadku regulacji napięcia w obwodzie pośredniczącym, przy czym poprawa ta jest szczególnie zauważalna przy niskich prędkościach wirowania napędu. Przy odpowiednim doborze parametrów układu sterowania, przekształtnik z regulacją napięcia DC, pozwala również osiągnąć wyższą sprawność energetyczną falownika, ponownie głównie w przypadku niskich prędkości kątowych.

Przebiegi oscylograficzne napięć pokazują, że zastosowanie optymalnej regulacji napięcia w obwodzie pośredniczącym falownika, powoduje że metoda predykcyjna wyraźnie rzadziej używa wektorów zerowych, które generują najwyższe napięcie zaburzeń wspólnych (common mode).

Dodatkowo straty związane z występowaniem common mode zależne są od napięcia w obwodzie pośredniczącym [11], oraz częstotliwości. Wobec powyższego można wnioskować, że oprócz w/w pozytywnych aspektów pod względem sprawności i jakości prądu, zastosowanie regulacji napięcia w obwodzie pośredniczącym mogłoby pozwolić na znaczne ograniczenie negatywnego wpływu występowania napięcia zaburzeń wspólnych, co w przypadku układów napędowych może mieć szczególne znaczenie ze względu na ograniczenie prądów upływowych mogących m.in. prowadzić do uszkodzenia łożysk silników. Zbadanie

tego tematu z pewnością powinno mieć miejsce w ramach przyszłych prac nad przedstawionym układem.

Oceniając ogólną opłacalność powyższego rozwiązania należy uwzględnić stosunek kosztów falownika do zysków eksploatacyjnych. W ramach dalszego rozwoju przedstawionego tematu należałoby również uwzględnić wpływ zastosowanego rozwiązania, nie tylko na sprawność samego przekształtnika, ale również całego układu napędowego silnik-falownik. Jest to m.in. związane z faktem ograniczenia strat ferromagnetycznych w silniku poprzez modyfikację wartości harmonicznych w przebiegach napięć i prądów przy zasilaniu z tego rodzaju falownika. Układ ten może okazać się opłacalny w przypadku aplikacji wymagających pracy napędów w całym zakresie dopuszczalnej prędkości.

Badania zostały zrealizowane w ramach pracy nr WI/WE-IA/5/2022 w Politechnice Białostockiej i sfinansowane z subwencji badawczej przekazanej przez ministra właściwego do spraw nauki.

Autorzy: mgr inż. Mateusz Wasilewski, dr inż. Piotr Falkowski, Wydział Elektryczny Politechniki Białostockiej, Zakład Energoelektroniki i Napędów Elektrycznych, ul. Wiejska 45D, 15-351 Białystok, Polska, email: m.wasilewski@pb.edu.pl

LITERATURA

- [1] Zwyssig C., Kolar J. W., Round S. D.: Megaspeed Drive Systems: Pushing Beyond 1 Million r/min, IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 14(5), pp. 564–574, 2009-10.
- [2] Wang K. W., Qiu Z.-H., Hsu C. J., Lai Y.-S.: Optimum On-Line DC-Link Voltage Regulation for Efficiency Improvement of Motor Drives, IECON 2022 – 48th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp. 1–6, 2022-10.
- [3] Sikorski A.: Bezpośrednia regulacja momentu i strumienia maszyny indukcyjnej, Postępy Napędu Elektrycznego - Polska Akademia Nauk. Komitet Elektrotechniki, Oficyna Wydawnicza Politechniki Białostockiej, Białystok, 2009.
- [4] Sikorski A.: Problemy dotyczące minimalizacji strat łączeniowych w przekształtniku AC/DC/AC-PWM zasilającym maszynę indukcyjną, Oficyna Wydawnicza Politechniki Białostockiej, Politechnika Białostocka, Białystok, 1998.
- [5] Orłowska-Kowalska T.: Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi, Postępy Napędu Elektrycznego i Energoelektroniki - Polska Akademia Nauk. Komitet Elektrotechniki t.48, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław, 2003.
- [6] Li T.-S., Yang, Y.-H., Cheng C.-A., Chen Y.-M.: A Variable DC-Link Voltage Determination Method for Motor Drives with SiC MOSFETs, 2020 IEEE Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications in Asia (WiPDA Asia), pp. 1-6, 2020-09.
- [7] Falkowski P., Korzeniewski M., Ruszczyk A., Kóska K.: Analysis and design of high efficiency DC/DC buck converter, PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY, 1(5), pp. 158-163, 2016-05.
- [8] Denis N., Wu Y., Fujisaki K.: Impact of the inverter DC bus voltage on the core losses of a permanent magnet synchronous motor at constant speed, 2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), pp. 1-6, 2016-11.
- [9] Liu C., Luo Y.: Overview of advanced control strategies for electric machines, Chinese Journal of Electrical Engineering, 3(2), pp. 53-61, 2017-09.
- [10] Lee S.-H., Kim M.-J.: High Efficiency Isolated Resonant PFC Converter for Two-stage AC-DC Converter with Enhanced Performance, 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 1120-1124, 2019-09.
- [11] Niu F., Cao S., Lian J., Tan P., Li H., Zhang J., Ma J., Li K., Fang Y.: Common mode current suppression for permanent magnet synchronous motor based on model predictive control, 018 Thirteenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), pp. 1-6, 2018-04.