

Adaptacyjny neuronowy regulator napięcia przekształtnika QZSDMC w układzie regulacji prądu silnika PMSM

Streszczenie. Niniejsza praca przedstawia metodę sterowania średnim napięciem wyjściowym z bezpośredniego przekształtnika matrycowego z Quasi-Z źródłem za pomocą regulatora neuronowego uczonego online. Zaprezentowany obiekt wykazuje nieliniowość poprzez zmiany swoich stałych czasowych zależne od zadanego wzmocnienia napięciowego. Zaproponowany regulator neuronowy porównano z regulatorem liniowym oraz sprawdzono stabilność uczenia się systemu.

Abstract. This paper presents a method of controlling the average output voltage from a Quasi-Z source direct matrix converter using a neural controller trained online. The presented plant shows non-linearity through changes of its time constants depending on the given voltage gain. The proposed neural controller was compared with a linear one and the learning stability of the system was verified. (**Adaptive neural voltage controller of the QZSDMC converter in the PMSM motor current control system**).

Słowa kluczowe: silnik synchroniczny o magnesach trwałych, przekształtnik matrycowy z Quasi-Z-źródłem, adaptacyjny regulator neuronowy, obiekt nieliniowy.

Keywords: permanent magnet synchronous motor, Quasi-Z-Source direct matrix converter, adaptive neural controller, non-linear object.

Wstęp

Silniki elektryczne są często stosowane w przemyśle oraz w pojazdach różnego typu. Szczególną uwagę przyciągają silniki synchroniczne o magnesach trwałych (ang. Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM), które cechują się wysoką dynamiką pracy, sprawnością oraz dokładnością sterowania tak prędkością, jak i położeniem [1-7].

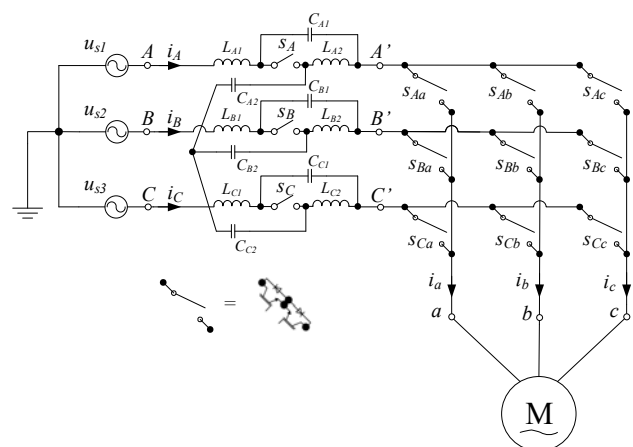
W przemyśle ważnym zagadnieniem jest możliwość zwrotu energii elektrycznej powstałej podczas pracy silnika do sieci energetycznej. Z tego też powodu rozpoczęto poszukiwania nowych rozwiązań w dziedzinie przekształtników i sterowania. Jednym z nich jest przekształtnik matrycowy (ang. Matrix Converter, MC). Jest to przekształtnik składający się z macierzy łączników energoelektronicznych pozwalających na łączenie dowolnej fazy zasilania z dowolną fazą odbiornika [8]. Pomimo wielu zalet MC nie stał się popularny ze względu na zmniejszanie użytecznego napięcia na wyjściu do 86,6% wartości napięcia zasilającego [9]. Wadę tą próbowano wyeliminować na wiele różnych sposobów. Szczególnie interesujące były próby połączenia MC z przetwornicami podwyższającymi napięcie [10-17]. Zmniejszyły one jednak sprawność elektryczną układu oraz zwiększały zakłócenia napięcia sieciowego powodowane przez urządzenie. Większość omawianych powyżej problemów została rozwiązana przez wykorzystanie bezpośredniego przekształtnika matrycowego z Quasi Z-źródłem (ang. Quasi Z-Source direct matrix converter, QZSDMC) [18]. Układ ten umożliwił podwyższanie oraz obniżanie średniego napięcia wyjściowego oraz pobierał prąd o charakterze ciągłym ze źródła zasilania.

QZSDMC umożliwia sterowanie napięciem wyjściowym z przekształtnika [19]. Niewiele jednak powstało badań związanych z jego regulacją. Modyfikowanie napięcia zasilającego uzwojenie stojana silnika PMSM mogłoby okazać się przydatne na przykład w przypadku tworzenia układów odpornych na uszkodzenia w przekształtniku oraz w sieci zasilającej.

W niniejszej pracy postanowiono zająć się problemem identyfikacji i sterowania napięciem przekształtnika QZSDMC w układzie regulacji prądu silnika PMSM. Ze względu na nieliniowy charakter obiektu postanowiono sprawdzić czy zastosowanie regulatora neuronowego uczonego online mogłoby dać lepsze rezultaty regulacji niż w przypadku tradycyjnego regulatora liniowego.

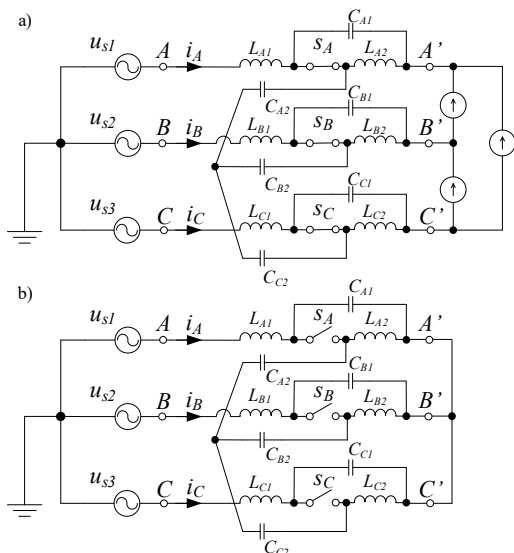
Przekształtnik matrycowy z Quasi-Z-źródłem

Przekształtnik QZSDMC składa się z większej ilości elementów pasywnych oraz aktywnych w porównaniu do przekształtnika MC. Ogólny schemat części silnopiętowej opisywanego urządzenia przedstawiono na rysunku 1. Struktura taka powstaje poprzez dodanie przed MC stopnia QZS, który umożliwia podwyższanie napięcia w przekształtniku. Stopień QZS składa się z sześciu cewek ($L_{A1}, L_{B1}, L_{C1}, L_{A2}, L_{B2}, L_{C2}$), sześciu kondensatorów ($C_{A1}, C_{B1}, C_{C1}, C_{A2}, C_{B2}, C_{C2}$) oraz trzech łączników energoelektronicznych. Cewki L_{A1}, L_{B1} oraz L_{C1} pracują jako bufor prądu źródłowego, uniemożliwiając skokowe zmiany pobieranego prądu z sieci, a tym samym chronią sieć przed znaczącymi zniekształceniami powstałymi w skutek nieciągłego poboru prądu przez urządzenie. Cewki L_{A2}, L_{B2} oraz L_{C2} pełnią funkcję źródeł prądowych, zasilające kondensatory QZS wysokim napięciem. Wytwarzanie wyższych napięć w przekształtniku jest możliwe dzięki zastosowaniu trzech dodatkowych łączników energoelektronicznych (S_A, S_B, S_C). Łączniki te wykorzystywane są do sterowania współczynnikiem wzmocnienia napięciowego QZS. Ich praca powinna być synchroniczna więc możliwe jest ich sterowanie za pomocą pojedynczego sygnału logicznego. Według [20] ze względu na symetrię przekształtnika opisywane elementy pasywne powinny posiadać identyczne wartości indukcyjności oraz pojemności.



Rys.1. Schemat ideowy QZSDMC

QZSDMC działa w dwóch stanach [19]. W pierwszym, nazywanym nieprzestrzelonym (ang. Nonshoot-through, NST), łączniki S_{ABC} są zamknięte, co umożliwia obniżanie średniego napięcia w pojedynczym okresie regulacji, tak jak dzieje się to w tradycyjnym MC. W drugim, nazywanym przestrzelonym (ang. Shoot-through, ST), łączniki S_{ABC} są otwarte oraz łączniki S_{Aa}, S_{Ba}, S_{Ca} są zamknięte. Należy tutaj zauważyć, że w czasie trwania ST energia z QZS nie dociera do MC, ponieważ wejścia do niego są zwarte. W stanie tym możliwe jest podwyższanie napięcia urządzenia. Opisane stany przedstawiono na rysunku 2.



Rys.2. Schemat QZS dla a) stanu nieprzestrzelonego oraz b) dla stanu przestrzelonego

Dla pojedynczego okresu kluczowania T_{PWM} , czas trwania stanu ST to T oraz stanu NST to T_N , więc $T_{PWM}=T+T_N$ oraz wypełnienie stanu ST to $D=T/T_{PWM}$. Na podstawie rysunku 2 można uzyskać równania napięciowe dla stanu ST [19]:

$$(1) \begin{bmatrix} u_{AB} \\ u_{BC} \\ u_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{L_{A1}} \\ u_{L_{B1}} \\ u_{L_{C1}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{C_{A1}} \\ u_{C_{B1}} \\ u_{C_{C1}} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{C_{B1}} \\ u_{C_{C1}} \\ u_{C_{A1}} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{L_{B1}} \\ u_{L_{C1}} \\ u_{L_{A1}} \end{bmatrix}$$

gdzie: u_{AB}, u_{BC}, u_{CA} – wejściowe napięcia fazowe, u_{L_n} – spadek napięcia na cewce 1 w fazie n , u_{C_n} – spadek napięcia na kondensatorze 1 w fazie n . Na podstawie rysunku 2 można też wyprowadzić równania napięciowe dla stanu NST, które zapisać można jako [19]:

$$(2) \begin{bmatrix} u_{AB} \\ u_{BC} \\ u_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{L_{A1}} \\ u_{L_{B1}} \\ u_{L_{C1}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{C_{A1}} \\ u_{C_{B1}} \\ u_{C_{C1}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{A'B'} \\ u_{B'C'} \\ u_{C'A'} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{C_{B1}} \\ u_{C_{C1}} \\ u_{C_{A1}} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{L_{B1}} \\ u_{L_{C1}} \\ u_{L_{A1}} \end{bmatrix}$$

W stanie ustalonym średnie napięcie cewek w pojedynczym okresie pracy przekształtnika powinno być równe zero. Wykorzystując przy tym symetryczne napięcia kondensatorów w trzech fazach według [12] otrzymujemy:

$$(3) \begin{bmatrix} u_{A'B'} \\ u_{B'C'} \\ u_{C'A'} \end{bmatrix} = \frac{1}{1-2D} \begin{bmatrix} u_{AB} \\ u_{BC} \\ u_{CA} \end{bmatrix}$$

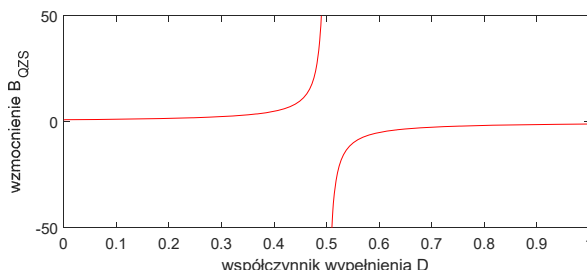
W [12] współczynnik wzmocnienia dla QZS zdefiniowano jako:

$$(4) B_{QZS} = \frac{u_o}{u_i} = \frac{1}{1-2D}$$

gdzie: u_i – amplituda napięcia wejściowego obwodu QZS, u_o – amplituda napięcia wyjściowego obwodu QZS. Wzmocnienie napięciowe G obwodu QZS w pojedynczym okresie równe jest:

$$(5) G = B_{QZS} M$$

gdzie: M – wskaźnik modulacji. Rysunek 3 przedstawia współczynnik wzmocnienia QZSDMC w funkcji współczynnika D wypełnienia stanu ST. Zauważyć można gwałtowny wzrost wzmocnienia G przy wartościach $D=0,5$. Oznacza to, że przynajmniej teoretycznie QZSDMC jest w stanie osiągnąć dowolnie wysokie wartości napięcia wyjściowego. W praktyce jednak napięcie ograniczone jest maksymalnym, bezpiecznym napięciem pracy elementów, z których składa się przekształtnik.

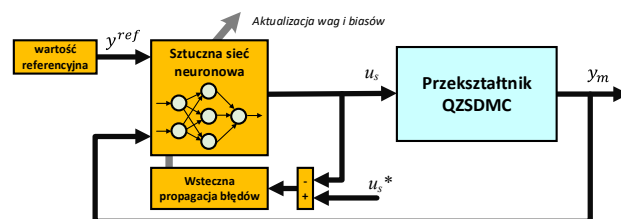


Rys.3. Charakterystyka współczynnika wzmocnienia napięciowego QZS

Do wykonania przedstawionych badań wykorzystano algorytm sterowania wektorowego przystosowany do pracy z przekształtnikami MC (ang. Matrix Converter Field Oriented Control, MC-FOC), który został opisany w [9]. Przekształtnik QZSDMC wymaga zastosowania jednej z metod sterowania wzmocnieniem napięcia. Autorzy wybrali algorytm prostego wzmocnienia (ang. Simple Boost, SB) [10] ze względu na łatwość implementacji oraz elastyczność zmian napięcia. Sterowanie za pomocą SB polega na dodaniu stanu ST w trakcie trwania wektora zerowego (odbiornik jest wtedy odłączony od sieci).

Adaptacyjny regulator neuronowy

Ogólna struktura układu regulacji zawierająca adaptacyjny regulator neuronowy została przedstawiona na rysunku 4. W badaniach adaptację wag sztucznej sieci neuronowej przeprowadzono z wykorzystaniem wstecznej propagacji błędów.



Rys.4. Schemat blokowy regulacji neuronowej

Typowym problemem praktycznym powyższej struktury regulacji jest potrzeba dobrania odpowiednich danych uczących, to znaczy par wartości referencyjnej oraz sygnału sterowania u_s^* . Problem ten może zostać rozwiązany na przykład przez zastosowanie odwrotnego modelu obiektu sterowania. Podejście takie jest wykorzystane w neuronowych sterownikach adaptacyjnych opartych na modelu referencyjnym (ang. neural-network-based model).

reference adaptive control, ANN-MRAC), gdzie jedna z sieci neuronowych jest szkolona do modelowania obiektu, a następnie jest wykorzystywana do generowania przykładów uczących dla drugiej sieci neuronowej pracującej jako kontroler [22]. Podejście takie składa się z dwóch kroków, co komplikuje jego implementację. Zazwyczaj jest ono wykorzystywane do uczenia typu off-line. W praktyce często stosuje się proste sterowanie za pomocą wstecznej propagacji uchybu, która polega na bezpośrednim wykorzystaniu błędu regulacji jako błędu uczenia w algorytmie modyfikującym wagi sieci [23,24]. Lokalnie podejście takie często umożliwia minimalizację błędu regulacji jednak globalnie dąży ono do powtarzania na wyjściu regulatora przeskalowanej wartości uchybu. Aby układ taki utrzymał stabilność adaptacja musi zostać wyłączona po pewnym czasie, najczęściej wykorzystując dodatkowe wskaźniki jakości.

W niniejszym artykule wykorzystano algorytm adaptacji, w którym nieznaną błąd wyjścia regulatora neuronowego zastąpiony został przez liniową kombinację sygnału referencyjnego y^{ref} , sygnału pomiarowego y_m , sygnału sterującego u_s oraz całki uchybu y_e do sterowania napięciem wyjściowym z układu QZS tak, aby na wyjściu przekształtnika QZSDMC mogła znajdować się dowolnie wysoka wartość napięcia.

Zakładając, że dla $1 \leq i \leq L$ wyjście z regulatora neuronowego można zapisać jako:

$$(6) \quad \underline{a}_0 := \underline{x}$$

$$(7) \quad \underline{z}_i = \mathbf{w}_i \cdot \underline{a}_{i-1} + \underline{b}_i$$

$$(8) \quad \underline{a}_i = f_i(\underline{z}_i) = \text{tansig}(\underline{z}_i)$$

gdzie: L – liczba warstw sztucznej sieci neuronowej, i – numer warstwy sieci, \underline{x} – wektor wejściowy do sieci, \underline{a}_k – wyjście warstwy k -tej, \mathbf{w}_i – macierz wag warstwy i -tej, \underline{b} – wektor przesunięcia (ang. bias), \cdot - iloczyn macierzowy. Metoda propagacji błędów wstecz dla $i < L$ może zostać wyprowadzona za pomocą reguły łańcuchowej:

$$(9) \quad \underline{E} = \frac{1}{2} \underline{e}^2 = \frac{1}{2} (\underline{u}_s * -\underline{u}_s)^2$$

$$(10) \quad \frac{d\underline{E}}{d\mathbf{w}_i^{op}} = -(\underline{u}_s * -\underline{u}_s) \circ \frac{d\underline{u}_s}{d\mathbf{w}_i^{op}}$$

$$(11) \quad \frac{d\underline{u}_s}{d\mathbf{w}_i^{op}} = f_L'(\underline{z}_L) \circ \frac{d\underline{z}_L}{d\mathbf{w}_i^{op}}$$

$$(12) \quad \frac{d\underline{z}_L}{d\mathbf{w}_i^{op}} = \underline{w}_L^o \circ \frac{d\underline{a}_{L-1}}{d\mathbf{w}_i^{op}} = \underline{w}_L^o \circ f_{L-1}'(\underline{z}_{L-1}) \circ \frac{d\underline{z}_{L-1}}{d\mathbf{w}_i^{op}}$$

gdzie: o – numer wejścia do warstwy i -tej, p – numer neuronu, \circ - iloczyn po współrzędnych. Otrzymując delty danej warstwy:

$$(13) \quad \underline{\delta}_L = \underline{e} \circ f_L'(\underline{z}_L)$$

$$(14) \quad \underline{\delta}_i = (\mathbf{w}_{i+1}^T \cdot \underline{\delta}_{i+1}) \circ f_i'(\underline{z}_i)$$

Zamiana kwadratu błędu E na funkcję kosztu \hat{E} (16), przekształca równanie (10) w (18) oraz (13) w (19). Pozostała część algorytmu nie ulega zmianie.

$$(15) \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} r_{ref} & r_m & r_s & r_e \end{bmatrix}$$

$$(16) \quad \hat{E} = \frac{1}{2} \mathbf{R} \cdot \underline{r}^2 = \frac{1}{2} \mathbf{R} \cdot \left(\begin{bmatrix} y^{ref} & y_m & u_s & y_e \end{bmatrix}^T \right)^2$$

$$(17) \quad y_e = - \int_0^{T_{SM}} (y^{ref} - y_m) dt$$

$$(18) \quad \frac{d\hat{E}}{d\mathbf{w}_i^{op}} = (\mathbf{R} \cdot \underline{r}) \circ \frac{d\underline{r}}{d\mathbf{w}_i^{op}} = (\mathbf{R} \cdot \underline{r}) \circ \frac{d\underline{u}_s}{d\mathbf{w}_i^{op}}$$

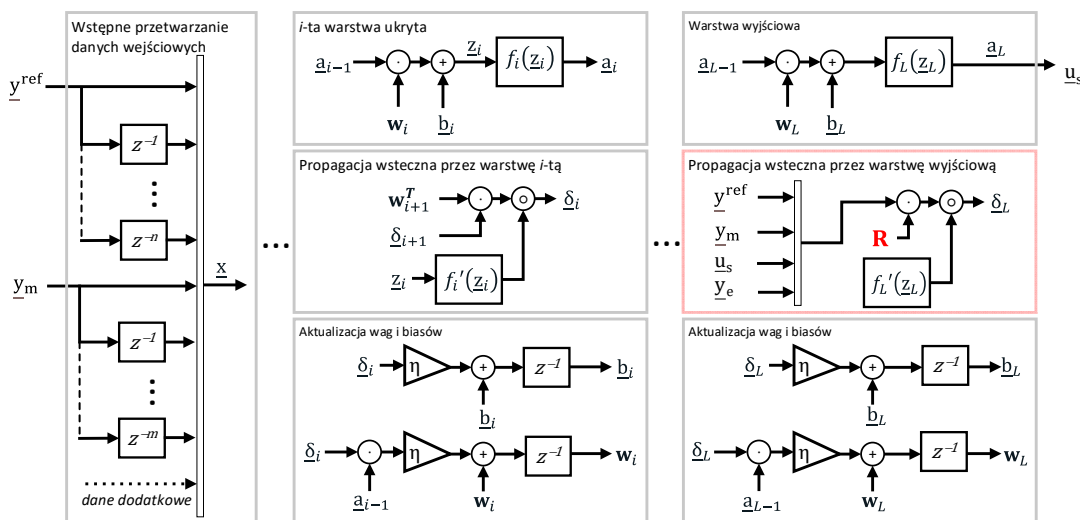
$$(19) \quad \underline{\delta}_L = (\mathbf{R} \cdot \underline{r}) \circ f_L'(\underline{z}_L)$$

gdzie: r_{ref} , r_m , r_s , r_e – skalary będące wagami współczynników recenzenta. Dla gradientowego algorytmu adaptacji sieci neuronowej modyfikacja wag może zostać zapisana jako:

$$(20) \quad \mathbf{w}_i = \mathbf{w}_i + \eta \cdot \underline{\delta}_i \cdot \underline{a}_{i-1}$$

$$(21) \quad \underline{b}_i = \underline{b}_i + \eta \cdot \underline{\delta}_i$$

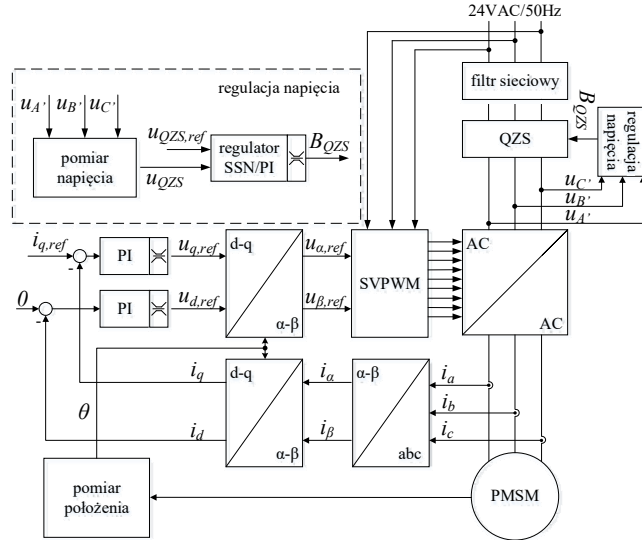
gdzie: η – stała uczenia. Pełną, ogólną strukturę regulatora neuronowego przedstawiono się na rysunku 5.



Rys.5. Struktura wewnętrzna adaptacyjnego regulatora neuronowego ze zmodyfikowanym algorytmem wstecznej propagacji błędów. \cdot - iloczyn macierzowy, \circ - iloczyn po współrzędnych

Układ sterowania prądem silnika PMSM

Układ sterowania prądem silnika PMSM umożliwiający regulację amplitudy napięcia stojana przedstawiono na rysunku 6. Zastosowano metodę wektorowego sterowania momentem ze stałym okresem PWM. W stosunku do typowych zastosowań napędowych z silnikiem PMSM zasilanych za pomocą przekształtnika QZSDMC układ został zmodyfikowany o blok związany z pomiarem oraz regulacją napięcia znajdującego się pomiędzy QZS a MC. W niniejszym artykule skupiono się na zbadaniu możliwości efektywnej regulacji napięcia QZS oraz porównaniu pracy regulatora liniowego typu PI do regulatora neuronowego.



Rys.6. Schemat blokowy sterowania wektorowego dla przekształtnika QZSDMC

Model silnika PMSM wykorzystany w badaniach opisać można za pomocą poniższych równań:

$$(22) \quad T_e = \frac{3}{2} p \left[\Psi i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \right]$$

$$(23) \quad \frac{d}{dt} i_d = \frac{1}{L_d} u_d - \frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p \omega i_q$$

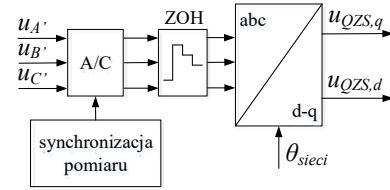
$$(24) \quad \frac{d}{dt} i_q = \frac{1}{L_q} u_q - \frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p \omega i_d - \frac{\Psi p \omega}{L_q}$$

$$(25) \quad \frac{d}{dt} \omega = \frac{1}{J} (T_e - T_m)$$

gdzie T_e – moment elektromagnetyczny, p – liczba par biegunów, Ψ – strumień magnesów trwałych, L_d, L_q – indukcyjność w osiach dq, u_d, u_q – napięcia w osiach dq, R_s – rezystancja stojana, ω – prędkość kątowna wirnika, J – moment bezwładności, T_m – moment oporowy.

Schemat blokowy mikroprocesorowego układu pomiaru napięcia QZS przedstawiono na rysunku 7. Przekształtnik MC w każdym okresie kluczkowania dodaje wektory zerowe, które zerują wartość napięcia stojana. W przypadku skrajnym, gdy prądy zadane silnika są bliskie zeru lub zerowe to wartość napięcia mierzonego na stojanie jest również zerowa lub składa się z impulsów zbyt krótkich, aby układ mikroprocesorowy mógł je zmierzyć. Aby umożliwić wykonywanie prawidłowego pomiaru postanowiono wykorzystać napięcia $u_{A'}$, $u_{B'}$ oraz $u_{C'}$ znajdujące się pomiędzy układem QZS a przekształtnikiem MC (rys. 1). Posiadają one większe wypełnienie użytecznego sygnału

mierzonego w pojedynczym okresie pracy przekształtnika niż w przypadku pomiaru napięcia stojana u_{abc} . Pomiedzy QZS a MC napięcie przyjmuje wartość zerową tylko w stanie ST.



Rys.7. Pomiar napięcia pomiędzy QZS a MC. θ_{sieci} – kąt położenia wektora napięcia sieciowego w osiach $\alpha\beta$

Aby ułatwić dobór regulatorów napięcia QZS postanowiono dokonać transformaty abc-dq. Transformata związana została z elektrycznym kątem sieci, dzięki czemu uzyskano pojedynczy sygnał $u_{QZS,q}$, który przy stałej amplitudzie napięcia QZS jest wartością stałą, niezmienną w czasie.

Aby mierzone przez układ mikroprocesorowy napięcie posiadało wartość równą wartości napięcia rzeczywistego to momenty wykonywania pomiarów muszą być zsynchronizowane z pracą przekształtnika QZSDMC. Rozpoczęcie pomiaru napięcia wyznaczone jest przez pojedynczy licznik mierzący czas, który upłynął od rozpoczęcia nowego okresu regulacji. Pomiar następuje, gdy spełniony jest warunek:

$$(26) \quad t \bmod T_{PWM} = \frac{1}{2} T_{PWM} (D+1)$$

gdzie: t – stan licznika mierzącego upływający czas.

W niniejszym artykule przedstawiono efekty pracy dwóch rodzajów regulatorów. Pierwszym z nich był regulator proporcjonalno całkujący o dwóch stopniach swobody (PI2DOF) przedstawiony wzorem:

$$(27) \quad \text{PI2DOF}(s) = (b u_{QZS,ref}(s) - u_{QZS,q}(s)) \left(K_p + K_I \frac{1}{s} \right)$$

Parametry regulatora liniowego dobrane zostały na podstawie optymalizacji metodą Cuckoo Search [25] następującej funkcji kosztu:

$$(28) \quad F_c(u_{QZS,d}, u_{QZS,q}) = \min \left(\int_0^{T_{sim}} |0 - u_{QZS,d}| dt + \int_0^{T_{sim}} |u_{QZS,ref} - u_{QZS,q}| dt \right)$$

gdzie T_{sim} – czas trwania symulacji. Drugim był regulator neuronowy o zmodyfikowanym algorytmie adaptacji.

Podczas badań wykorzystano sieć z trzech warstw: dwóch ukrytych i jednej wyjściowej o ilości neuronów odpowiednio 4, 5 oraz 1. Każda warstwa posiadała funkcję aktywacji tangens hiperboliczny przez co wymagane było pomnożenie wyjścia sieci neuronowej przez współczynnik maksymalnego, zakładanego wzmocnienia napięciowego, tak aby regulator mógł sterować w pełnym zakresie pracy obiektu. Dwa pierwsze parametry R wybrano na podstawie wzmocnienia obiektu, dwa ostatnie dobrane na podstawie optymalizacji metodą Cuckoo Search wykorzystując funkcję kosztu (27). Wartości zostały zaokrąglone.

$$(29) \quad R = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -5 & -1 \\ K_{QZS} & K_{QZS} & & \end{bmatrix}$$

gdzie K_{QZS} – wzmacnienie układu QZS (transformacja z B_{QZS} do napięcia wyjściowego u_q).

Badania dotyczące sterowania wzmacnieniem napięciowym przekształtnika QZSDMC wykonane zostały za pomocą środowiska Matlab/Simulink (wersja R2019a) wraz z biblioteką Simscape. Parametry silnika oraz modułu QZS przedstawiono w tabelach 1 i 2.

Tabela 1. Parametry silnika PMSM

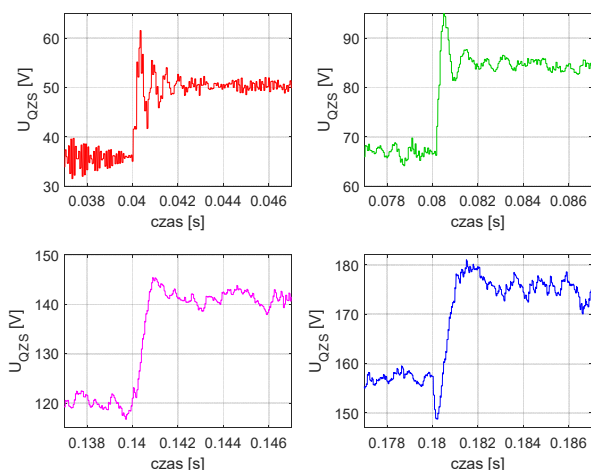
Parametr	Zmienna	Wartość
moment bezwładności	J	0,0005 kgm ²
strumień magnesów trwałych	ψ	0,5646 Wb
rezystancja stojana	R_s	0,72 Ω
indukcyjność w osi d	L_d	40 mH
indukcyjność w osi q	L_q	40 mH

Tabela 2. Parametry pasywne przekształtnika QZSDMC

Parametr	Zmienna	Wartość
indukcyjność cewek QZS	L_{ABC}	30 μ H
pojemność cewek QZS	C_{ABC}	10 μ F

Badania symulacyjne

Napięcie wyjściowe z układu QZS – $u_{A'B'C'}$ jest napięciem trójfazowym co utrudnia syntezę układu regulacji. Dzięki zastosowaniu transformacji abc – dq związanej z kątem elektrycznym sieci zasilania wyniki można porównywać do znanych obiektów rzeczywistych. W pierwszym badaniu postanowiono sprawdzić liniowość pracy przekształtnika. Został on pobudzony skokami jednostkowymi wzmacnienia napięciowego o wartości od 1 do 5 z podziałem co 0,5. Na rysunku 8 przedstawiono napięcia $u_{QZS,q}$ dla czterech wybranych skoków o wartościach {1,5; 2,5; 4; 5}. Jak widać zmienia się charakter oscylacji obiektu. Wraz ze zmniejszaniem się napięcia wyjściowego rośnie częstotliwość oscylacji oraz spada ich tłumienie. Ze względu na zmianę tłumienia częstotliwość oscylacji można wyznaczyć jedynie dla dwóch pierwszych skoków (kolor czerwony oraz zielony). Wynosiła ona odpowiednio 1845 Hz oraz 1152 Hz. Czas narastania wynosił dla odpowiedzi czerwonej 0,15 ms, dla zielonej 0,15 ms, dla różowej 0,45 ms oraz dla niebieskiej 0,5 ms. Można też zaobserwować pojawienie się nieminimalnofazowości w układzie. Z powyższych danych jasno wynika, że stosunek napięcia $u_{QZS,q}$ do wzmacnienia napięciowego przekształtnika QZSDMC jest nieliniowe.



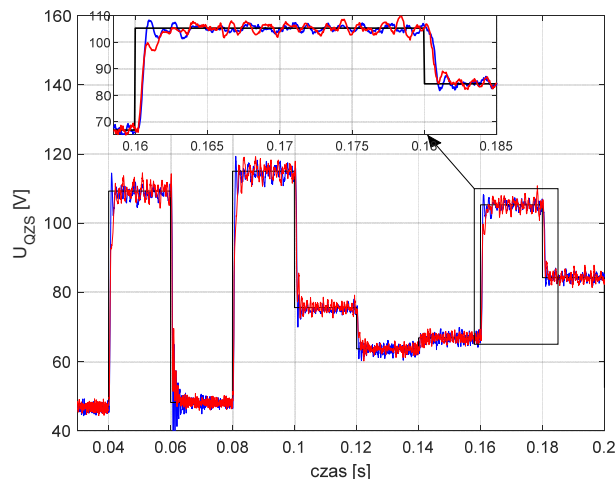
Rys.8. Mierzone napięcie wyjściowe układu QZS na skokową zmianę wzmacnienia B_{QZS} .

Na rysunku 9 zaprezentowano porównanie pracy układu QZSDMC gdzie napięcie $u_{QZS,q}$ sterowane było za pomocą regulatora neuronowego (kolor niebieski) oraz regulatora

liniowego PI2DOF (kolor czerwony). Podczas badania podano na układ regulacji losowe skoki wartości zadanej napięcia z zakresu 35 – 200 V. Dla całej widocznej odpowiedzi systemu obliczono wartość wskaźnika

$$(30) \quad IAE = \int_{T_{start}}^{T_{end}} |u_{QZS,ref} - u_{QZS,q}| dt$$

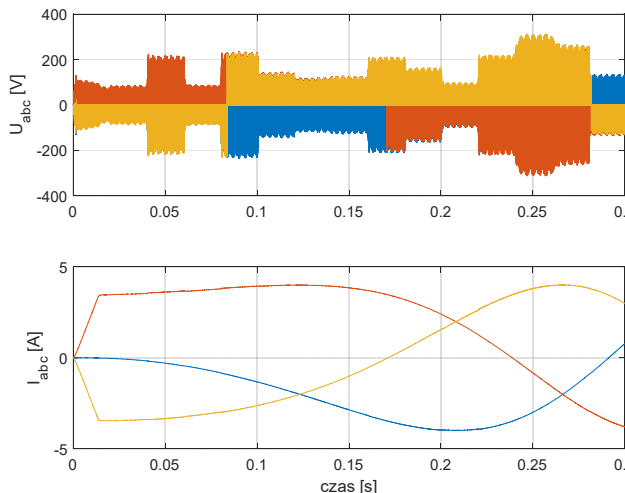
która dla regulatora neuronowego wyniosła 0,367 oraz dla regulatora PI2DOF 0,398.



Rys.9. Porównanie pracy regulatorów neuronowych oraz PI2DOF dla losowych wartości skoków $u_{QZS,ref}$.

Oznacza to, że regulator neuronowy poprawił sterowanie o 8% w stosunku do regulatora liniowego. Widać tutaj, że regulator PI wolniej reaguje na skok wartości zadanej. Można by zakładać, że zwiększenie wzmacnienia regulatora polepszyłyby odpowiedź układu, jednakże niewielkie zwiększanie wzmacnienia doprowadza do powstawania silnych oscylacji oraz ostatecznie do utraty stabilności systemu. Regulator neuronowy jest stabilny nawet przy wyższych wartościach wzmacnienia co sprawia, że wskaźnik IAE jest mniejszy.

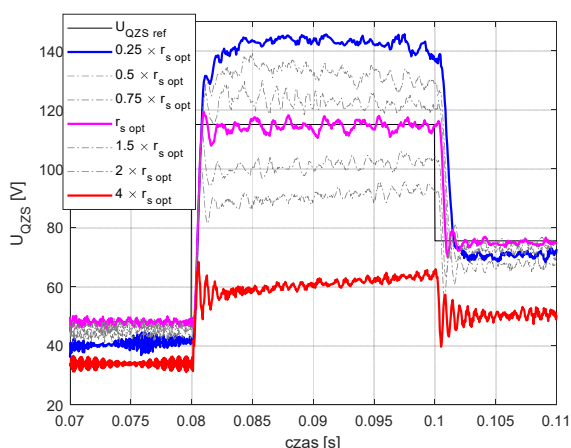
Na rysunku 10 przedstawiono napięcie międzyfazowe i prąd stojana silnika podczas pracy układu z regulatorem neuronowym przy badaniu przedstawionym na rysunku 9.



Rys.10. Napięcie i prąd stojana silnika podczas pracy neuronowego regulatora napięcia QZS z widoczną na początku fazą wstępnej adaptacji regulatora (od 0 s do 0,25 s).

Jak widać pomimo skoków napięcia na uzwojeniach stojana regulacja prądu pracuje poprawnie i nie widać żadnych zniekształceń. Szczytowe napięcie międzyfazowe rośnie oraz maleje zgodnie z zadaną wartością napięcia jak na rysunku 9.

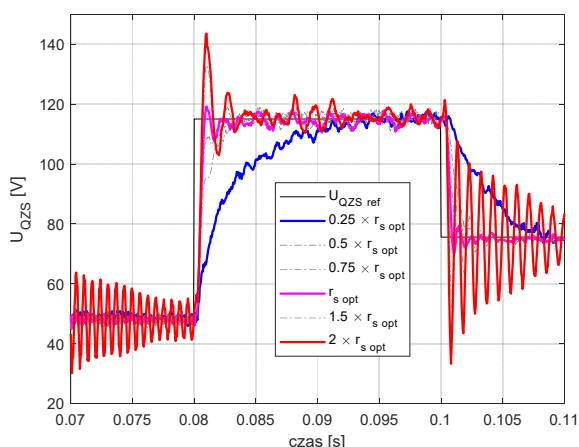
Rysunki 11 – 13 przedstawiają wpływ zmian parametrów macierzy R regulatora neuronowego na pracę układu regulacji. Kolor czerwony oznacza skrajnie wysoką wartość parametru, kolor niebieski – skrajnie niską wartość parametru, kolor różowy – wartość wyznaczona z optymalizacji. Na rysunku 11 przedstawiono wpływ wartości parametru r_s . Powoduje on zmianę charakteru odpowiedzi regulatora na taką, która mogłaby przypominać zwiększanie wzmocnienia regulatora liniowego. Widać tutaj jednak, że brak kompensacji zmian r_s w parametrach r_{ref} oraz r_m tworzy dodatkowy uchyb ustalony.



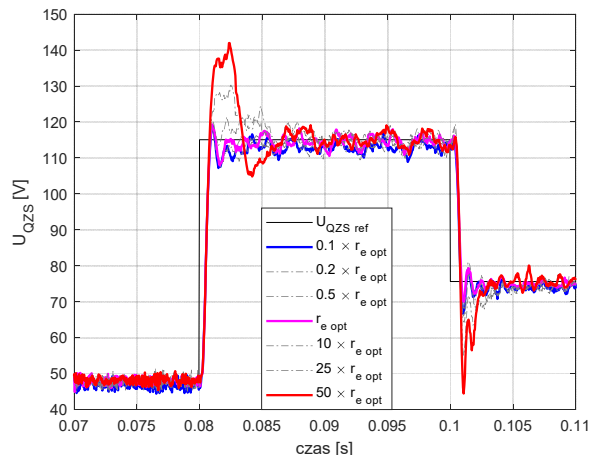
Rys.11. Wpływ zmiany parametru r_s recenzenta regulatora neuronowego.

Na rysunku 12 ponownie zaprezentowano zmiany parametru r_s , jednakże tym razem zmodyfikowano również r_{ref} i r_m tak, aby uchyb ustalony nie występował. Można tutaj zauważyć, że $r_s = 0,25r_{s\ opt}$ powoduje spowolnienie regulacji układu i zanik oscylacji, natomiast $r_s = 2r_{s\ opt}$ przyspiesza układ oraz zwiększa oscylacje. Przy wartości $r_s = 4r_{s\ opt}$ system wypadł ze stabilności, dlatego wynik ten został pominięty.

Zmiany r_e (rys. 13) powodują zmianę charakteru odpowiedzi regulatora na taką, która mogłaby przypominać zwiększanie wzmocnienia całkowania w tradycyjnym regulatorze liniowym. Im wyższe r_e tym większe przeregulowanie.



Rys.12. Wpływ zmiany parametru r_s recenzenta regulatora neuronowego wraz z kompensacją uchybu ustalonego.



Rys.13. Wpływ zmiany parametru r_e recenzenta regulatora neuronowego.

Wnioski

W artykule zaprezentowano nieliniową charakterystykę stosunku napięcia $u_{QZS,q}$ do wzmocnienia napięciowego przekształtnika QZSDMC (rys. 8). Z przedstawionych badań wynika, że tak regulator liniowy, jak i regulator neuronowy mogą zostać zastosowane do regulacji napięcia na wyjściu układu QZS. Zaproponowany przez autorów regulator polepsza wskaźnik IAE o 8% w stosunku do PI2DOF. Zauważono również, że zmiany napięcia stojana nie wpływają negatywnie na regulację prądu silnika. Dalsze badania powinny skupić się na przedstawieniu zbieżności wyników opisywanych symulacji z pomiarami na obiekcie rzeczywistym.

Autorzy: mgr inż. Przemysław Siwek, Politechnika Poznańska, Instytut Robotyki i Inteligencji Maszynowej, Zakład Sterowania i Elektroniki Przemysłowej, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: przemyslaw.siwek@put.poznan.pl; dr hab. inż. Konrad Urbański, Instytut Robotyki i Inteligencji Maszynowej, Zakład Sterowania i Elektroniki Przemysłowej, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: konrad.urbanski@put.poznan.pl; mgr inż. Adrian Wójcik, Politechnika Poznańska, Instytut Robotyki i Inteligencji Maszynowej, Zakład Sterowania i Elektroniki Przemysłowej, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: adrian.wojcik@put.poznan.pl

LITERATURA

- [1] Shankar V.K.A., Umashankar S., Paramasivam S., Investigations on performance evaluation of VFD fed PMSM using DTC control strategies for pumping applications, Innovations in Power and Advanced Computing Technologies (i-PACT), 2017, 1–8
- [2] Ducar I., Marinescu C., Comparative study for reversible pump at variable speed in PMSM applications, 2015 9th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE), 2015, 205–210
- [3] Gottipati P., Dobzhanskyi O., Mendrela E.A., In-wheel brushless DC motor for a wheel chair drive, 2010 Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems 2010 Power India, 2010
- [4] Urbanski K., Janiszewski D., Position Estimation at Zero Speed for PMSMs Using Artificial Neural Networks. Energies. 2021; 14(23):8134. <https://doi.org/10.3390/en14238134>
- [5] Liu K., Zhang Q., Chen J., Zhu Z.Q., Zhang J., Online Multiparameter Estimation of Nonsalient-Pole PM Synchronous Machines With Temperature Variation Tracking. IEEE Trans. Ind. Electron. 2011, 58, 1776–1788
- [6] Moreau S., Kahoul R., Louis J.P., Parameters estimation of permanent magnet synchronous machine without adding extra-signal as input excitation. In Proceedings of the Industrial Electronics, 2004 IEEE International Symposium on IEEE, Ajaccio, France, 4–7 May 2004, Volume 1, pp. 371–376
- [7] Parasiliti F., Petrella R., Tursini M., Sensorless Speed Control of a PM Synchronous Motor Based on Sliding Mode Observer

- and Extended Kalman Filter, IEEE: Chicago, IL, USA, 2001, Volume 1, pp. 533–540
- [8] Wheeler P. W., Rodriguez J., Clare J. C., Empringham L., Weinstein A., Matrix converters: a technology review, in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, no. 2, pp. 276–288, Apr 2002
- [9] Huber L., Borojevic D., Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction, in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 31, no. 6, pp. 1234–1246, Nov/Dec 1995
- [10] Peng F. Z., Z-source inverter, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 39, no. 2, pp. 504–510, Mar/Apr. 2003
- [11] Nguyen M. K., Jung Y. G., Lim Y. C., Kim Y. M., A Single-Phase Z-Source Buck–Boost Matrix Converter, in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, no. 2, pp. 453–462, Feb. 2010
- [12] Ge B., Lei Q., Qian W., Peng F. Z., A Family of Z-Source Matrix Converters, in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 1, pp. 35–46, Jan. 2012
- [13] Anderson J., Peng F. Z., Four quasi-Z-source inverters, in Proc. IEEE Power Electron. Specialists Conf., Jun. 15–19, 2008, pp. 2743–2749
- [14] Liu S., Ge B., Jiang X., Abu-Rub H., Peng F. Z., Modeling, analysis, and motor drive application of quasi-Z-source indirect matrix converter, Int. J. Comput. Math. Electr. Electron. Eng., vol. 33, no. 1/2, pp. 298–319, 2014
- [15] Liu S., Ge B., You X., Jiang X., Abu-Rub H., and F. Z. Peng, A novel quasi-Z-source indirect matrix converter, Int. J. Circuit Theory Appl., vol. 43, no. 4, pp. 438–454, Apr. 2015
- [16] Ellabban O., Abu-Rub H., Bayhan S., Z-Source Matrix Converter: An Overview, in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 11, pp. 7436–7450, Nov. 2016
- [17] Karaman E., Farasat M., Trzynadlowski A. M., A Comparative Study of Series and Cascaded Z-Source Matrix Converters, in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 10, pp. 5164–5173, Oct. 2014
- [18] Liu S., Ge B., Jiang X., Abu-Rub H., Peng F. Z., Comparative Evaluation of Three Z-Source/Quasi-Z-Source Indirect Matrix Converters, in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no. 2, pp. 692–701, Feb. 2015
- [19] Ellabban O., Abu-Rub H., Ge B., A Quasi-Z-Source Direct Matrix Converter Feeding a Vector Controlled Induction Motor Drive, in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 3, no. 2, pp. 339–348, June 2015
- [20] Liu S., Ge B., Liu Y., Abu-Rub H., Balog R. S., Sun H., Modeling, Analysis, and Parameters Design of LC-Filter-Integrated Quasi-Z -Source Indirect Matrix Converter, in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 11, pp. 7544–7555, Nov. 2016
- [21] Huber L., Borojevic D., Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction, in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 31, no. 6, pp. 1234–1246, Nov/Dec 1995
- [22] Leena N., Shanmugasundaram R., Adaptive controller for improved performance of brushless DC motor, 2012 International Conference on Data Science & Engineering (ICDSE), 2012, pp. 117–122
- [23] Pajchrowski T., The direct drive with variable moment of inertia in the structure of the reference model, 2014 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition, 2014, pp. 695–700
- [24] Kaminski M., Orłowska-Kowalska T., Szabat K., Neural speed controller based on two state variables applied for a drive with elastic connection, 2014 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition, 2014, pp. 610–615
- [25] Yang X.-S., Deb S., Cuckoo search via Lévy flights, World Congress on Nature & Biologically Inspired Computing (NaBIC 2009). IEEE Publications. pp. 210–214. arXiv:1003.1594v1