

## Adaptacyjny i odporny regulator neuronowy w dwupętłowej strukturze MFC dla napędu o zmiennych parametrach

**Streszczenie.** W artykule przedstawiono wyniki symulacyjne adaptacyjnego i odpornego regulatora prędkości z zastosowaniem sztucznej sieci neuronowej dla napędu z silnikiem PMSM w dwu-pętłowej strukturze MFC. Zostały porównane dwa regulatory neuronowe, jeden działający w trybie offline, drugi w trybie online. Przedstawione wyniki badań symulacyjnych ilustrują poprawne działanie adaptacyjnej i odpornej regulacji prędkości na zmianę parametrów układu napędowego.

**Abstract.** This paper presents the results of simulation of adaptive and robust speed controller for PMSM motor drive by structure of the MFC. Both controllers use the technique of artificial neural networks. An adaptive speed control is trained online, and robust is trained offline method. The simulation results confirm the correct operation of the robust and adaptive speed control to change the parameters of the drive system. (**Adaptive and robust neural controller in two-loop structure of MFC for the drive with variable parameters.**)

**Słowa kluczowe:** regulator adaptacyjny, regulator odporny, PMSM, MFC, sieć neuronowa.

**Keywords:** adaptive control, robust control, PMSM, MFC, neural networks.

doi:10.12915/pe.2014.05.07

### Wprowadzenie

Od serwonapędów wymaga się wysokich właściwości dynamicznych, co powoduje że, parametry regulatorów prędkości i położenia stosowane w tych układach są dobierane tak, aby uzyskać największą, możliwą dynamikę ruchu. Tak dobrane regulatory o „wyśrubowanych” nastawach są wrażliwe na niewielkie nawet zmiany parametrów transmitancji napędu, i napędzanego mechanizmu. W takich układach jak: napędy ramion robota, napędy mechanizmu posuwu obrabiarek, napędy zwijarek czy maszyn papierniczych, parametrem najczęściej zmienianym jest moment bezwładności, który bardzo często zależy od kąta położenia układu napędzanego. W złożonych strukturach napędowych zmiennie jest również opóźnienie występujące w układach przekształtników i sterowania, jak i również, w stanach osłabiania strumienia magnetycznego zmienna jest stała momentu elektromagnetycznego silnika. Dlatego zachodzi potrzeba zaprojektowania układu regulacji niewrażliwego, lub mało wrażliwego na zmiany wyżej wymienionych parametrów. Zaproponowanie odpowiednich metod oraz zaprojektowanie takiego regulatora, który zapewni uzyskanie końcowego produktu o wysokiej jakości, czyli o bardzo dobrych właściwościach dynamicznych i dużej precyzji, jest zadaniem dość trudnym, którym zajmuje się wiele ośrodków w kraju i za granicą [4,5,6,11,14,23]. Doskonale nadają się do tego regulatory odporne lub adaptacyjne, które mogą wykorzystywać metody inteligencji obliczeniowej, zwłaszcza sztuczne sieci neuronowe. Zastosowanie tych metod prowadzi do mniejszej wrażliwości na zmiany parametrów napędu [10,11,13,18].

W pracach wcześniejszych [15,18] autor brał udział w opracowaniu koncepcji odpornych regulatorów prędkości wykorzystujących logikę rozmytą, sztuczne sieci neuronowe i systemy neuronowo-rozmyte. Efektem działania regulatorów odpornych było uzyskanie jednakowej, niezależnej od zmian momentu bezwładności dynamiki regulacji prędkości. Alternatywną koncepcją dla sterowania odpornego jest regulacja adaptacyjna. W pracach [9,10,20] przedstawiono dwie różne koncepcje adaptacyjnego regulatora neuronowego. Regulator adaptacyjny z modelem referencyjnym przedstawiono w pracy [14], w którym regulator neuronowy uczony jest na podstawie błędu, jaki powstaje pomiędzy wzorcowym sygnałem wyjściowym z modelu referencyjnego, a rzeczywistym sygnałem regulowanego obiektu. W pracy [20] przedstawiono koncepcję z regulatorem neuronowym ze sprzężeniem

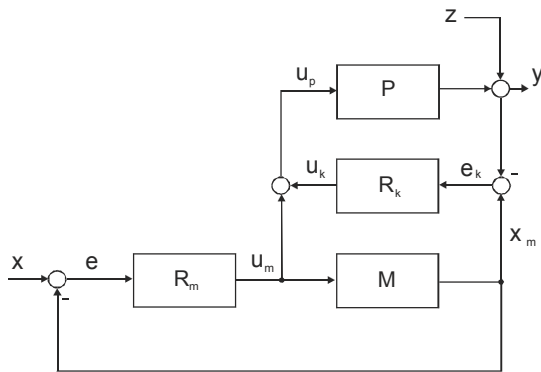
zwrotnym od prądu zadanego., w której regulator neuronowy uczony jest na podstawie własnego błędu regulacji. W pracach [9,10], autorzy zaprezentowali inną metodę z wykorzystaniem sztucznych sieci neuronowych, która nadal wydaje się wymagać dalszej pogłębionej analizy, przedstawionej w pracach [16,17].

Celem tej pracy jest opracowanie odpornego i adaptacyjnego układu sterowania prędkością obrotową na zmiany momentu bezwładności w funkcji położenia wału silnika z wykorzystaniem dwu-pętłowej struktury MFC (*ang. Model Following Control*) i sztucznej sieci neuronowej. W pracy do zaprojektowania odpornego regulatora prędkości została zastosowana, sprawdzona symulacyjnie i eksperymentalnie struktura sieci neuronowej opisana w pracy [18]. Przedstawioną tam strukturę sieci neuronowej oraz metodę projektowania regulatora odpornego, zastosowano w niniejszym artykule. W pracy [15] opisano metodę odpornego projektowania układu w strukturze MFC z korekcyjnym regulatorem rozmytym. Dzięki takiemu rozwiązaniu zwiększyła się dynamika napędu w porównaniu ze strukturą jedno-pętłową [22,23]. Podobne rezultaty zostały uzyskane przy zastosowaniu struktury MFC i sztucznej sieci neuronowej, jako regulatora korekcyjnego. Wyniki symulacyjne tych prac zostały przedstawione w niniejszej pracy, w porównaniu z neuronowym regulatorem adaptacyjnym uczonym online. Omówiona została struktura adaptacyjnego regulatora prędkości wykorzystująca sztuczne sieci neuronowe oraz metoda uczenia tego regulatora w czasie rzeczywistym. Model układu został opracowany w języku Matlab. Parametry regulatora są optymalizowane online według algorytmu RPROP. Przedstawione wyniki badań symulacyjnych ilustrują poprawne działanie odpornej i adaptacyjnej regulacji prędkości na zmianę parametrów układu napędowego, takich jak moment bezwładności w funkcji kąta obrotu wału silnika.

### Ogólna struktura układu MFC

Układ MFC (*ang. Model Following Control*) w swojej podstawowej wersji (rysunek 1) jest układem liniowym o stałych parametrach, jego struktura pozwala na bardzo dobre tłumienie zakłóceń i neutralizację wpływu perturbacji i może konkurować z układami adaptacyjnymi [22,23]. Przez odpowiedni dobór parametrów regulatora  $R_m$  i  $R_k$ , można niezależnie wpływać na tłumienie zakłóceń i nadążanie za wartością zadaną, kształtując odpowiednio wrażliwość. Należy podkreślić, że regulator modelu  $R_m$

związany jest tylko z wartością zadaną. Decydującą rolę w tłumieniu zakłóceń i perturbacji odgrywa regulator korekcyjny,  $R_k$ . Regulator ten „nie widzi” na swoim wejściu sygnału wartości zadanej np. skoku jednostkowego. Ma to znaczenie przy projektowaniu i strojeniu tego regulatora [15,22].



Rys.1. Struktura układu MFC

### Model symulacyjny układu napędowego

W modelu symulacyjnym silnika PMSM zakłada się, że na wirniku nie ma żadnych uzwojeń, pomija się prądy wirowe. Model matematyczny silnika PMSM dla wirującego z prędkością wirnika układu współrzędnych  $dq$  ma znaną postać [13,25]. Przy założeniu, że układ nie będzie pracował w drugiej strefie regulacji prędkości ( $i_d=0$ ) model silnika znacznie się upraszcza. Ponadto zamknięty układ regulacji momentu można sprowadzić do iloczynu członu wzmacniającego i opóźniającego(1) [4,25].

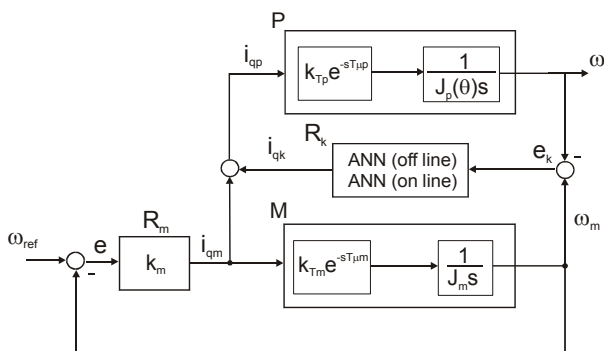
Na rysunku 2 przedstawiono schemat blokowy układu regulacji prędkości z dwu-pętlową strukturą MFC zbudowaną w środowisku Matlab-Simulink.

Model układu regulacji prędkości obrotowej składa się z zamkniętego układu regulacji momentu silnika synchronicznego o magnesach trwałych w osiach  $d$  i  $q$  [4,25] przy założeniu  $i_d=0$ . Zamknięty układu regulacji momentu dla modelu M opisany jest zależnością [4,25]:

$$(1) \quad M_T(s) = k_{Tm} \cdot e^{-sT_{\mu m}}$$

gdzie :

$k_{Tm}$  – stała momentu modelu silnika PMSM,  
 $T_{\mu m}$  – zastępczy czas opóźnienia modelu.



Rys.2. Schemat blokowy układu regulacji prędkości z dwu-pętlową strukturą MFC

Zastępcze opóźnienie modelu momentu w wewnętrznej pętli regulacji prędkości wylicza się jako sumę czasów

opóźnień cząstkowych wszystkich członów [4,25]. Może to być między innymi:

- czas obliczeń regulatora mierzony od czasu pobrania próbki do wyprowadzenia wyniku,
- opóźnienie wynikające z zastosowanej metody obliczania prędkości obrotowej,
- opóźnienie wnoszone przez filtr cyfrowy włączany w pętlę prędkościową,
- opóźnienie komunikacyjne wynikające z przesyłania informacji między urządzeniami,
- opóźnienie wnoszone przez zamknięta regulację momentu.

Zamknięty układ regulacji momentu dla procesu P opisany jest tą samą transmitancją (1). W pracy założono, że  $k_{Tp} = k_{Tm}$  oraz  $T_{\mu p} = T_{\mu m}$ .

Transmitancje układu otwartego regulacji prędkości modelu (2) i procesu (3) są wyrażone równaniami:

$$(2) \quad M(s) = k_{Tm} \cdot e^{-sT_{\mu m}} \cdot \frac{1}{J_m s}$$

$$(3) \quad P(s) = k_{Tp} \cdot e^{-sT_{\mu p}} \cdot \frac{1}{J_p(\theta)s}$$

gdzie:  $J_m$  – moment bezwładności modelu,  $J_p(\theta)$ - moment bezwładności procesu w funkcji położenia kąтового wału silnika.

Całkowite zastępcze opóźnienie dla modelu i procesu  $T_{\mu p} = T_{\mu m} = 1,5ms$  (opóźnienie w układzie rzeczywistym). Każdy regulator  $R_k$  i  $R_m$  był próbkowany z okresem równym  $100\mu s$ , co odpowiada wartości próbkowania w układzie rzeczywistym wyposażonym w procesor DSP.

### Model zmiennego momentu bezwładności i obciążenia

Przy założeniu, że wszystkie części ruchome układu napędowego wirują z tą samą prędkością obrotową momenty bezwładności są niezienne, wszystkie połączenia są sztywne, wówczas cały układ można potraktować jak bryłę sztywną o stałym momencie bezwładności  $J$ . Dla takich założeń równanie ruchu obrotowego można zapisać [13, 25]:

$$(4) \quad m \cdot m_L = J \frac{d\omega}{dt}$$

Jeżeli w układzie napędowym założymy brak połączeń sprężystych i zmian energii potencjalnej można zapisać [13, 25]:

$$(5) \quad m_d \omega = \frac{d}{dt} \left( \frac{J\omega^2}{2} \right)$$

a następnie po przekształceniach uzyskać wyrażenie:

$$(6) \quad m_d = J \frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega}{2} \frac{dJ}{dt}$$

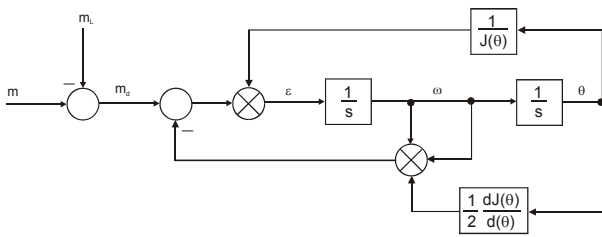
W układach w których moment bezwładności zależy od kąta obrotu (układy korbowe, zamieniające ruch obrotowy na posuwisto zwrotny np. pompy i sprężarki tłokowe, prasy) można zapisać następujące wyrażenie [25]:

$$(7) \quad J(\theta) = J_{const} + J_{var}(\theta)$$

Wówczas po przekształceniach otrzymuje się zależność [13,25]:

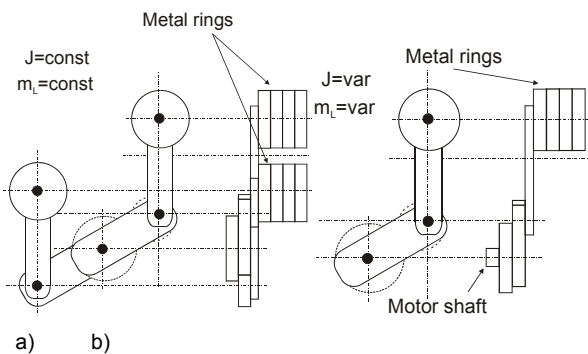
$$(8) \quad m_d = J \frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega^2}{2} \frac{dJ}{d\theta}$$

Rozwiązanie równania 5 przedstawiono na rysunku 3 [25].

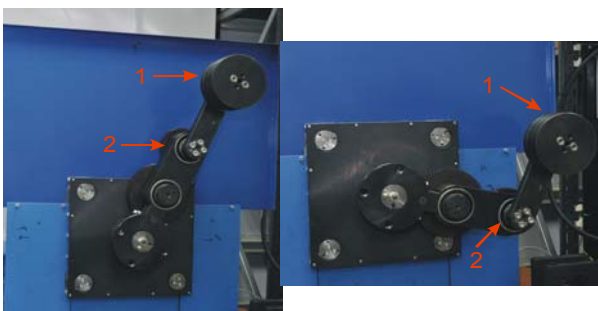


Rys. 3. Schemat blokowy przedstawiający układ ze zmiennym momentem bezwładności zależnym od kąta obrotu wału

W ramach realizowanych prac autora, został zbudowany model mechaniczny obciążenia, którego zadaniem była zmiana momentu bezwładności i momentu obciążenia w funkcji zmian położenia wału silnika. Na rysunku 4a przedstawiono schemat poglądowy modelu obciążenia ze stałym momentem bezwładności dla przypadku, w którym założone są metalowe krążki na obu ramionach. W celu uzyskania zmiennego momentu bezwładności w funkcji kąta należy zdemontować metalowe krążki z jednego ramienia. To powoduje, że zmienia się również moment obciążenia, który zależy od kąta położenia wału. Taką sytuację przedstawia rysunek 4b.



Rys.4. Schemat poglądowy przedstawiający model obciążenia: a) ze stałym momentem bezwładności i obciążenia; b) ze zmiennym momentem bezwładności i obciążenia



Rys.5. Fotografia przedstawiająca front stanowiska do ciągłej zmiany momentu bezwładności i momentu obciążenia. 1- metalowe krążki do zmiany masy; 2- ramię o zmiennej długości

Na rysunku 6 przedstawiono zmiany momentu bezwładności oraz obciążenia w funkcji kąta obrotu wału. Minimalna wartość to 1,2 kgm<sup>2</sup> dla -90° (krążki na dole, zainstalowane jedno ramię), maksymalna wartość to 3,8 kgm<sup>2</sup> dla 90° (krążki na górze). Z rysunku 6 można odczytać również, że największy moment oporowy osiąga wartość 42Nm dla 0° i -42Nm dla +/-180°.

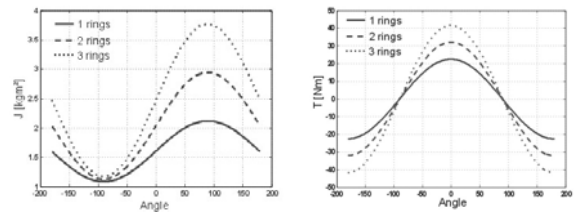


Fig.6. Przebieg momentu bezwładności i obciążenia dla różnych wartości zainstalowanych krążków

### Struktura regulatora korekcyjnego

Na rysunku 7 przedstawiono strukturę regulatora korekcyjnego dla odpornej struktury MFC. Zaproponowany regulator jest typu PD-I, a struktura bloku sieci neuronowej ANN jest typu 2-6-3-1 [18]. Strojenie tego układu jest podobne do syntezy regulatora odporne dla układu o jednym i dwóch stopniach swobody przedstawionych w pracach [15,18].

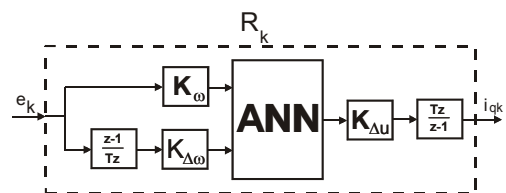


Fig.7. Struktura odporne regulatora korekcyjnego typu PD-I

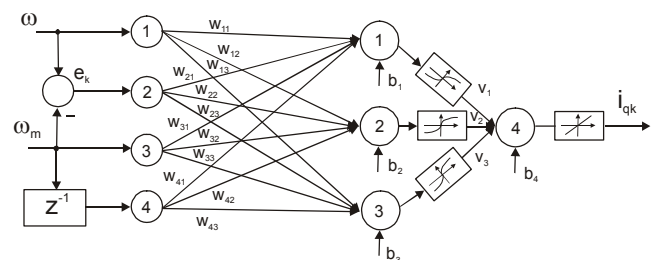


Fig.8. Struktura adaptacyjnego regulatora korekcyjnego typu PD

Na rysunku 8 przedstawiono przyjętą strukturę sztucznej sieci neuronowej, która w układzie regulacji prędkości pełni rolę regulatora adaptacyjnego typu PD. Sieć ta posiada trzy wejścia główne dla sygnałów prędkości modelu ( $\omega_m$ ), prędkości rzeczywistej ( $\omega$ ) i uchybu korekcyjnego ( $e_k$ ), oraz wejście dodatkowe sygnału uchybu opóźnionego o jeden okres próbkowania, który w modelu wynosił 100  $\mu$ s. Sieć posiada dwie warstwy o liniowej i nieliniowej funkcji aktywacji, gdzie sygnałem wyjściowym jest zadany prąd korekcyjny w osi q ( $i_{qk}$ ).

### Algorytm uczenia regulatora adaptacyjnego

Uczenie sztucznej sieci neuronowej regulatora korekcyjnego odbywa się bez sygnału wzorcowego, na podstawie uchybu korekcji regulacji prędkości. Jako kryterium jakości uczenia przyjęto wyrażenie [19,21]

$$(9) \quad E_k = \frac{1}{2} (\omega - \omega_m)^2$$

Ponieważ adaptacja wag korekcyjnego regulatora neuronowego ma się odbywać w czasie rzeczywistym (*ang. online*), należy wybrać prosty i szybki algorytm modyfikacji parametrów sztucznej sieci neuronowej. Po analizie literatury i stosowanych rozwiązaniach wybrana została

metoda RPROP (*ang. Resilient backPROPagation*) [19], która wymaga jedynie znaku składowej gradientu, bez określania ich wartości, a współczynniki uczenia są modyfikowane w każdym kroku uczenia. Zmianę współczynnika wagi  $\Delta w_{ij}(k)$  dla  $j$ -tego wejścia i  $i$ -tego neuronu opisuje zależność [19]:

$$(10) \quad \Delta w_{ij}(k) = -\eta_{ij}(k) \cdot \text{sign} \left( \frac{\partial E_k(w(k))}{\partial w_{ij}} \right)$$

Współczynnik uczenia  $\eta_{ij}(k)$  jest indywidualnie dobierany dla każdej wagi, i zwiększany, gdy znaki gradientów są takie same, natomiast zmniejszany, gdy są różne, według następującej zasady [19]:

$$(11) \quad \eta_{ij} = \begin{cases} \min(a\eta_{ij}(k-1), \eta_{\max}) & \text{dla } S_{ij}(k)S_{ij}(k-1) > 0 \\ \max(b\eta_{ij}(k-1), \eta_{\min}) & \text{dla } S_{ij}(k)S_{ij}(k-1) < 0 \\ \eta_{ij}(k-1) & \text{dla innych przypadków} \end{cases}$$

gdzie  $\eta_{\min}$ ,  $\eta_{\max}$  oznacza minimalną i maksymalną wartość współczynnika uczenia, a i b wartości stałe (najczęściej  $a=1,2$ ,  $b=0,5$ ) a

$$(12) \quad S_{ij}(k) = \frac{\partial E_k(w(k))}{\partial w_{ij}}$$

Zaletą tej metody uczenia jest znaczne przyspieszenie procesu modyfikacji wag, szczególnie w obszarach o niewielkim nachyleniu funkcji celu [19,21].

### Synteza układu regulacji prędkości

Strojenie dwu-pętlowego układu regulacji o strukturze MFC, pozwala na przeprowadzenie syntezy adaptacyjnego i odpornego regulatora korekcyjnego w dwóch etapach [6,12]:

- zaprojektowanie regulatora modelu  $R_m$  (dla obu regulatorów) (I etap) [15],
- dla odpornego regulatora korekcji – wybór jego struktury i optymalizacja układu regulacji według określonego wskaźnika jakości – regulacja offline (II etap)[18],
- dla adaptacyjnego regulatora korekcji – wybór jego struktury i uczenie online według przedstawionego algorytmu RPROP (II etap)[16,17].

Etap I polega na takim zaprojektowaniu układu regulacji z modelem M i regulatorem prędkości typu P aby uzyskać wzorcowy przebieg prędkości  $\omega_m$  bez przeregulowania podczas rozruchu z minimalnym momentem bezwładności  $J_{\min}$ . Założony zakresu zmian momentu bezwładności (ZMB) wynosi (13):

$$(13) \quad ZMB = \frac{J_{\max}}{J_{\min}}$$

Wartość wzmocnienia regulatora proporcjonalnego dla modelu odniesienia, należy dobrać według następującej zależności [15]:

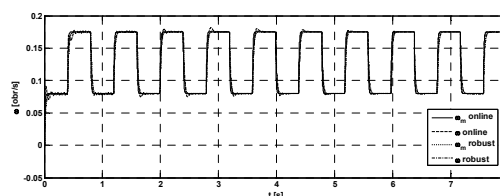
$$(14) \quad k_{pm}(J_m = J_{\min}) = \frac{J_{\max}}{ZMB \cdot K \cdot k_{im} \cdot T_{jm}}$$

Współczynnik K zależy od rodzaju zastosowanego regulatora korekcyjnego (odporny, adaptacyjny).

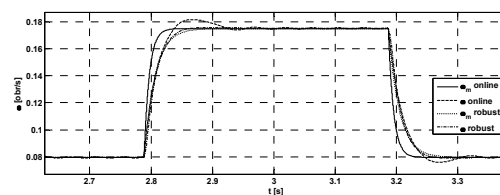
### Badania symulacyjne

Badania symulacyjne zostały przeprowadzone w środowisku Matlab–Simulink. Został opracowany model silnika PMSM wraz z układem regulacji prędkości obrotowej w strukturze MFC. Badania polegały na wymuszaniu procesów przejściowych wywołanych zmianą prędkości zadanej dla różnych wartości momentu bezwładności i obciążenia, których wartości zmieniały się w funkcji kąta położenia wału.

Ważnym procesem jest pierwszy cykl uczenia sztucznej sieci neuronowej, startującej z przypadkowo dobranymi wagami lub wagami zerowymi. Jak wykazały wcześniejsze badania [16,17], proces odpowiedzi na skok wartości zadanej prędkości przebiega w takiej sytuacji oscylacyjnie z dużym przeregulowaniem. Można temu przeciwdziałać, i tak, na początku dla prędkości zerowej wprowadzić do układu skok momentu wirtualnego [16,17], lub użyć sygnału prędkości zadanej z prefiltrem. W poprzednich pracach [16,17] przedstawiono również wpływ stałej czasowej opóźnienia na uchyb prędkości obrotowej podczas skoku momentu oporowego oraz wpływu strefy histerezy błędu uczenia sieci neuronowej.



a)



b)

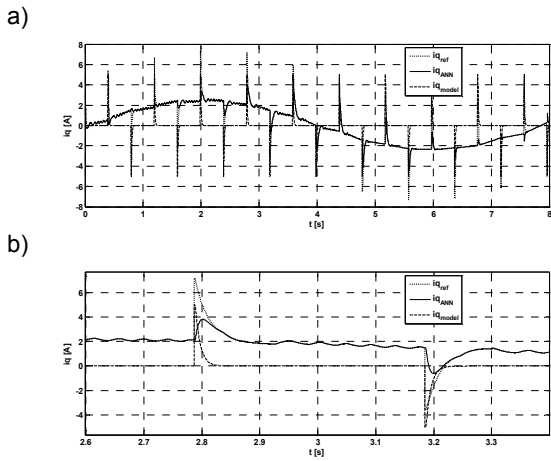
Rys.9. a) Przebiegi prędkości modelu ( $\omega_m$ ) i rzeczywistej ( $\omega$ ) na skok prędkości zadanej dla układu adaptacyjnego (online) i odpornego (robust). b) Powiększony fragment

Na rysunku 9 przedstawiono przebiegi prędkości modelu i rzeczywistej na skok prędkości zadanej dla układu adaptacyjnego i odpornego w strukturze MFC. Układ odporny ma stałe parametry regulatora korekcyjnego, natomiast regulator adaptacyjny zmienia współczynniki online według algorytmu RPROP. Na rysunku 9 można zobaczyć proces startu z pozycji początkowej  $-90^\circ$  (krążki w pozycji dolnej, minimalny moment bezwładności). Układ adaptacyjny startował z wagami zerowymi. Porównując wskaźnik jakości prędkości obrotowej ISE za każdy okres prędkości zadanej, który został zdefiniowany jako:

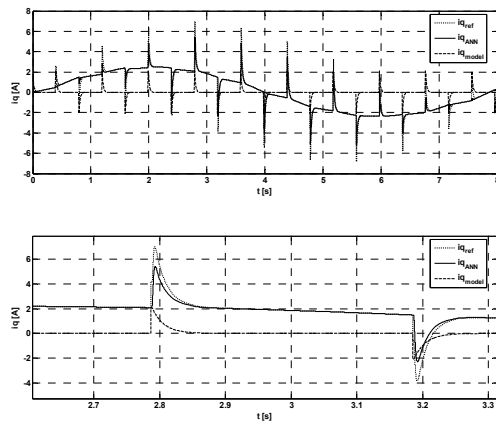
$$(15) \quad ISE = \int_{t_1}^{t_2} (\omega_{ref} - \omega) dt$$

można stwierdzić, że wartość błędów w poszczególnych okresach dla układu adaptacyjnego jest mniejsza.

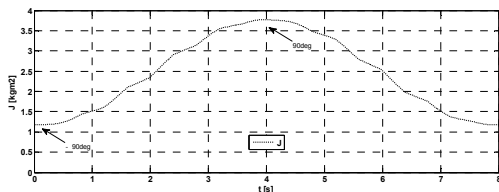
Największe błędy wskaźnika można zaobserwować dla obu układów wtedy, kiedy moment oporowy osiąga największą wartość. Ponadto, czas regulacji modelu dla układu adaptacyjnego wynosi ok. 35ms, a dla układu odpornego ok. 94ms. Doświadczenia symulacyjne wykazały, że są to najmniejsze czasy, które dla przedstawionego zestawu zmian parametrów nie wpływają na znaczne pogorszenie jakości regulacji.



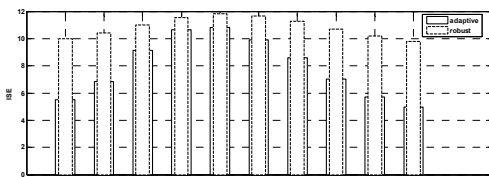
Rys.10. a) Przebiegi prądu w osi q dla układu adaptacyjnego (online); b) Powiększony fragment



Rys.11. a) Przebiegi prądu w osi q dla układu odpornego (online); b) Powiększony fragment



Rys.12. Przebieg momentu bezwładności



Rys.13. Przebieg wskaźnika jakości prędkości ISE (rys.9a)

Na rysunku 10 i 11 przedstawiono przebiegi prądu w osi q dla opisywanych układów. Niezależnie od rodzaju regulatora korekcyjnego zachodzi zależność:

$$(16) \quad \dot{i}_{qref} = \dot{i}_{qANN} + \dot{i}_{qmodel}$$

Na rysunku 13 i 14 przedstawiono przebiegi prędkości i wskaźnik jakości (zdefiniowany równaniem (13)) dla układu już nauczonego (tylko korekcyjny regulator adaptacyjny). Wskaźnik błędów dla układu adaptacyjnego zmniejszył się w przypadku błędów maksymalnych prawie

o 50%. Innym istotnym wskaźnikiem jakości określającym jakość regulacji różnica wartości pomiędzy prędkością modelu a prędkością rzeczywistą, który można zdefiniować następująco:

$$(17) \quad ISE_t = \int_{t_1}^{t_2} (\omega_m - \omega) dt$$

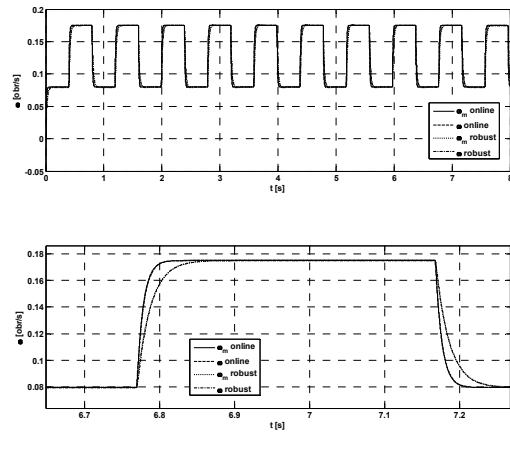
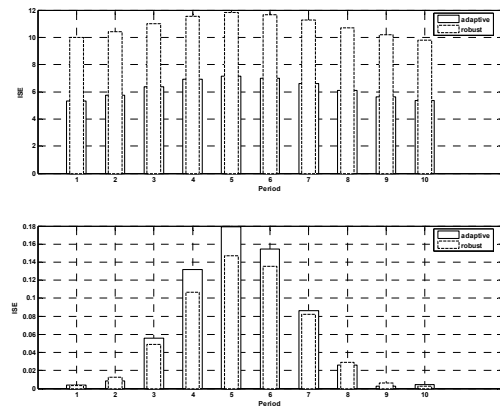


Fig.14. a) Przebiegi prędkości modelu ( $\omega_m$ ) i rzeczywistej ( $\omega$ ) na skok prędkości zadanej dla układu adaptacyjnego (online) i odpornego (robust). b) Powiększony fragment



Rys.15. Przebieg wskaźnika jakości ISE<sub>k</sub>

Wartość tego wskaźnika została przedstawiona na rysunku 15. W porównaniu ze wskaźnikiem ISE jest zdecydowanie mniejszy. Porównanie obu regulatorów korekcyjnych w odniesieniu do błędów śledzenia prędkości modelu wypada minimalnie na korzyść układu odpornego, ale kosztem zdecydowanego pogorszenia dynamiki (dwukrotnie dłuższy czas regulacji).

### Wnioski

Zaprezentowane wyniki symulacyjne ukazują poprawne działanie układu napędowego z wykorzystaniem dwupętlowej struktury MFC. Model zachowuje się prawidłowo zarówno dla układu offline i online, podczas zmian momentu bezwładności w funkcji położenia wału układu napędzanego. Opisana koncepcja syntezy korekcyjnego regulatora odpornego i adaptacyjnego wykorzystującego sieci neuronowe w zaproponowanej strukturze MFC pozwala uniezależnić właściwości dynamiczne regulacji prędkości kątowej od zmian parametrów serwonapędu, a w szczególności zmian momentu. Przyjęta metoda uczenia sieci neuronowej

RPROP umożliwia uczenie sztucznej sieci neuronowej „online” czyli w czasie rzeczywistym podczas zachodzących szybkich procesów przejściowych. Struktura regulacji z korekcyjnym regulatorem odpornym charakteryzuje się większą wartością wskaźnika ISE, oraz dłuższym czasem regulacji, w porównaniu z korekcyjnym regulatorem neuronowym typu PD uczonym online. Bardzo dobre wyniki symulacyjne przedstawione w pracy zostaną zaimplementowane w układzie rzeczywistym i przedstawione w dalszych pracach.

#### Aneks

##### Dane napędu z silnikiem PMSM

Parametry silnika PMSM	Unit	Value
Moment bezwładności silnika	kgm <sup>2</sup>	0.046
Stała momentu	Nm/A	17,5
Moment znamionowy	Nm	50
Znamionowa prędkość	obr/min	145
Prąd znamionowy	A	1,94
Parametry układu napędowego		
Minimalny moment bezwładności	kgm <sup>2</sup>	1.2
Maksymalny moment bezwładności	kgm <sup>2</sup>	3.8
Całkowite opóźnienie	ms	1,5
Okres próbkowania	μs	100

#### LITERATURA

- [1] Akpolat H.Z., Asher G.M., Clare J.C., A practical approach to the design of robust speed controllers for machine drives, *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 47 (2000), n.2, 315-324
- [2] Astrom K., Hagglund T., PID controllers: Theory, design and tuning, ISA Research Triangle Park (1995)
- [3] Cmosija P., Bjazic T., Krishnan R., Yangt H. Y., Robustness of PM Brushless DC Motor Drive Adaptive Controller with Reference Model and Signal Adaptation Algorithm, IEEE ISIE 2006, July 9-12, 2006, Montreal, Quebec, Canada
- [4] Deskur J., Praktyczna metoda projektowania regulatorów prędkości i położenia odpornych na zakłócenia i zmiany parametrów napędu, V Krajowa Konferencja Naukowa Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym, SENE 2001, Łódź-Arturówek, 14-16 listopada 2001r., tom I, 105-110
- [5] Dodds S.J., Sliding Mode vector Control of PMSM Drives with Minimum Energy Position Following, in Proc. 13<sup>th</sup> International Power Electronics and Motion Control Conferences EPE-PEMC 2008, 1 -3 September 2008, Poznan, Poland, paper ID 712 on CD-ROM, 2590-2597
- [6] Ellis G., Control System Design Guide, Third Edition: Using Your Computer to Understand and Diagnose Feedback Controllers, Elsevier, Academic Press, (2004)
- [7] El-Sousy, F.F.M. High-performance neural-network model-following speed controller for vector-controlled PMSM drive system, Industrial Technology, 2004. IEEE ICIT '04. 2004 IEEE International Conference on, 418-424 Vol. 1
- [8] Gong Shu-qiu, Ding Xi-ying, He Xiao-ran, Ren Hai-yan, Research of PMSM controller based on 2DOF-PID algorithm, Electrical Machines and Systems, 2007. ICEMS. International Conference on, pp. 1116-1119, 2007
- [9] Grzesiak L., Meganek V., Sobolewski J., Ufnalski B., DTC\_SVM Drive with ANN-based Speed Controller,” PELINCEC Conference, Warsaw University of Technology, CD, (2005).
- [10] Grzesiak L. M., Meganek V., Sobolewski J., Ufnalski B., On-line Trained Neural Speed Controller with Variable Weight Update Period for Direct-Torque-Controller AC Drive,” EPE-PEMC Conference, Portoroz, CD, (2006).
- [11] El-Sousy, F.F.M., High-performance neural-network model-following speed controller for vector-controlled PMSM drive system,” Industrial Technology, 2004. IEEE ICIT '04. 2004 IEEE International Conference, pp. 418-424 Vol. 1, (2004)
- [12] Hasegawa M., Nitta Y., Matsui K., Robust Current Regulator with 2 DOF Structure and Stability Analysis for IPMSM Drives under High Speed, pp. 1146-1154, EPE-PEMC 2006, Portoroz, Slovenia
- [13] Orłowska-Kowalska T., Szabat K., Control of the Drive System with Stiff and Elastic Coupling using Adaptive Neuro-Fuzzy Approach, *IEEE Trans. On Industrial Electronics*, 51 (2007), n.4, 228-240
- [14] Leonard W., Control of electrical drives, Berlin, Heiderberg, Springer (2001).
- [15] Pajchrowski T., Robust control of PMSM system using the structure of MFC, COMPEL: *The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, 30 (2011), Iss: 3, 979 – 995
- [16] Pajchrowski T., Zawirski K., Adaptive Neural Speed Controller for PMSM Servodrive with Variable Parameters,” Proceedings of EPE-PEMC 2012 ECCE Europe Conference and Exposition Conference, 4th to 6th September 2012 , Novi Sad, Serbia (2012).
- [17] Pajchrowski T., Zawirski K., Application of artificial neural network for adaptive speed control of PMSM drive with variable parameters, Proceedings of XXII Symposium on Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuits, EPNC'2012, Pula, Croatia, 26 -29 June (2012).
- [18] Pajchrowski T., Zawirski K., Application of Artificial Neural Network to Robust Speed Control of Servodrive. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 54 (2007), no.1, 200-207
- [19] Riedmiller M., Braun H., A direct adaptive method for faster backpropagation learning: The RPROP algorithm, IEEE International Conference on Neural Networks pp. 586-591, vol. 1, 28 March – 1 April, (1993).
- [20] Rahman M.A., Hoque M.A., On-line adaptive artificial neural network based vector control of permanent magnet synchronous motors, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 13 (1988), n.4, 311-318
- [21] Rutkowski L., Computational Intelligence Methods and Techniques, Springer-Verlag, (2008).
- [22] Skoczkowski S., Osypiuk R., Pietrusiewicz K., Odporna regulacja PID o dwóch stopniach swobody. *Wydawnictwo Naukowe PWN S.A., Warszawa 2006.*
- [23] Skoczkowski S., Robust model following control with use of a plant model. *International Journal of Systems Science*, 32, (2001), n.12, 1413-1427.
- [24] Vittek J., Briś P., Kakyś P., Śtulrajter M., Vavruś V., Control of Flexible Drive with PMSM employing Forced Dynamics, in Proc. 13th International Power Electronics and Motion (2008).
- [25] Zawirski K., Deskur J., Kaczmarek T., Automatyka Napędu Elektrycznego, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań 2012.

**Autor:** dr inż. Tomasz Pajchrowski. Politechnika Poznańska, Instytut Automatyki i Inżynierii Informatycznej, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, E-mail: [Tomasz.Pajchrowski@put.poznan.pl](mailto:Tomasz.Pajchrowski@put.poznan.pl)