

*regulator neuronowo-rozmyty, warstwa Petriego,
warstwa Tranzycji, prędkości ultra niskie*

Piotr DERUGO*

ANALIZA WYKORZYSTANIA REGULATORA NEURONOWO-ROZMYTEGO Z WARSTWĄ TRANZYCJI W STEROWANIU SILNIKIEM PRĄDU STAŁEGO W ZAKRESIE PRĘDKOŚCI ULTRA NISKICH

W artykule przeprowadzono analizę możliwości wykorzystania adaptacyjnego regulatora neuronowo-rozmytego z warstwą tranzycji Petriego do sterowania obiektem w postaci układu dwóch silników prądu stałego połączonych wałem sztywnym. W modelu obiektu sterowanego uwzględniono parametry rzeczywiste układu zasilania oraz silników. Zasadność modelowania tarcia czy rezystancji kluczy w stanie braku przewodzenia kluczy wynika z istotności tych zjawisk w zakresie prędkości ultra niskich. Eksperymenty symulacyjne przeprowadzono z użyciem biblioteki SimPowerSystems środowiska Matlab-Simulink.

1. WSTĘP

Obecnie układom regulacji automatycznej stawiane są coraz większe wymagania [1] dotyczące ich właściwości statycznych i dynamicznych. Dzięki rozwojowi zaawansowanych struktur sterowania zaczęto uwzględniać wpływ coraz to mniej znaczących zjawisk występujących w układach rzeczywistych. W obecnych czasach zjawiska takie jak nieliniowe tarcie [7], [8], czy wpływ parametrów rzeczywistych elementów zarówno napędów jak i układów zasilania (np. spadki napięć na diodach) coraz rzadziej, mogą być uznawane za pomijalnie małe. Niestety wraz z poprawą uzyskiwanej jakości sterowania rośnie złożoność algorytmów. Niekiedy koszt układów będących w stanie wykonać zaprojektowany algorytm sterowania ze względu na wymagania

* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn Napędów i Pomiarów Elektrycznych, Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, e-mail: piotr.derugo@pwr.wroc.pl

sprzętowe staje się nieuzasadniony ekonomicznie, bowiem koszt implementacji przewyższa potencjalne korzyści. Odpowiedzią na ten problem jest optymalizacja numeryczna algorytmów tak, aby możliwym była ich implementacja na mniej wydajnych, a tym samym tańszych mikrokontrolerach.

Niniejsza praca opisuje rozwiązanie pozwalające na istotne zmniejszenie kosztów numerycznych implementacji regulatora neuronowo-rozmytego. Zaproponowany regulator wykorzystany jest w kaskadowej strukturze regulacji prędkości silnika prądu stałego, jako regulator nadrzędny. W modelu obiektu sterowania uwzględniono nieliniowe tarcie, a także rzeczywiste parametry układu zasilania. Układ pracuje w zakresie prędkości niskich i ultra niskich (do 10% prędkości znamionowej), w którym istotne staje się tarcie czy uwzględnienie parametrów takich jak tętnienia zasilania.

Aby uzyskać zadowalającą jakość sterowania zdecydowano się na zastosowanie adaptacyjnego regulatora neuronowo-rozmytego o dużej ilości reguł z Warstwą Tranzycji Petriego. Warstwa Tranzycji powoduje nieuwzględnianie części przestrzeni reguł poprzez ich nie obliczanie w przeciwieństwie do zerowania jak to ma miejsce w przypadku warstwy konkurencyjnej [4], [5], [9]. Regulator adaptacyjny o znacznym rozmiarze bazy reguł samodzielnie potrafi się dopasować do obiektu sterowanego, nawet pomimo braku znajomości lub ograniczonej wiedzy na temat trudno identyfikowalnych parametrów takich jak tarcie. Dzięki zastosowaniu WTP możliwe jest znaczne zwiększenie rozmiarów bazy reguł, przy niewielkim wzroście nakładu obliczeniowego [6], [9].

2. UKŁAD DO EKSPERYMENTÓW SYMULACYJNYCH

Na potrzeby eksperymentów symulacyjnych zamodelowano układ dwóch silników prądu stałego połączonych za pomocą wału sztywnego z użyciem biblioteki SimPowerSystems będącego częścią pakietu Matlab-Simulink. Użycie biblioteki SimPowerSystems pozwala na dokładne odwzorowanie zarówno samego silnika prądu stałego jak i układu zasilania oraz sterowania.

Jako moduł zasilający maszyny roboczej zastosowano mostek H z akumulatorem. Jako klucze w mostku zastosowano układ typu IGBT + dioda. Sterowanie napięciem wyjściowym mostka odbywa się za pomocą Modulacji Szerokościowej Impulsów (MSI). Sygnał modulujący jest wypracowywany w kaskadowej strukturze regulacji gdzie nadrzędnym regulatorem jest regulator prędkości, natomiast w pętli wewnętrznej zastosowano regulator prądu (nastrojony na podstawie kryterium modułu). Pomiedzy regulatorami prędkości i prądu zastosowano blok zmiany częstotliwości próbkowania. Pętla prędkościowa próbkowana jest z okresem 1ms, prędkość mierzona jest sygnałem generowanym przez dedykowany blok z biblioteki SimPower-

Systems odpowiadający za opis silnika. Pętla prądowa próbkowana jest z krokiem $10 \mu\text{s}$ natomiast cała symulacja odbywa się z krokiem $1 \mu\text{s}$. Maszyna robocza pracuje jako generator obciążony rezystancyjnie dzięki odpowiedniemu załączaniu klucza energoelektronicznego.

$$J \frac{d\omega}{dt} = M_e - M_o - B_m \cdot \omega - M_{TC}, \quad (1)$$

gdzie: J – inercja, M_e – moment elektromagnetyczny, M_o – moment obciążenia, B_m – współczynnik tarcia wiskotycznego (0,02), M_{TC} – tarcie statyczne (0,01)

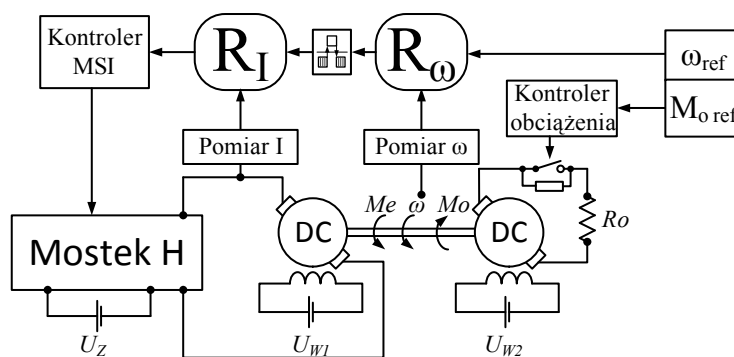
$$M_e = i_a \cdot K_T = i_a \cdot K_E = i_a \cdot (L_{af} \cdot i_f), \quad (2)$$

$$i_f = \frac{U_f}{Z_f}, \quad i_a = \frac{U_a - E}{Z_a}, \quad K_T = K_E = L_{af} \cdot i_f, \quad (3)$$

i_a, i_f – prądy twornika i wzbudzenia, $E = K_e \cdot \omega$ – siła elektromotoryczna, L_{af} – indukcyjność wzajemna, K_e, K_T – stała napięciowa oraz stała momentowa

$$J = J_1 + J_2, \quad (4)$$

gdzie: J_1, J_2 – momenty bezwładności silnika pierwszego oraz drugiego.

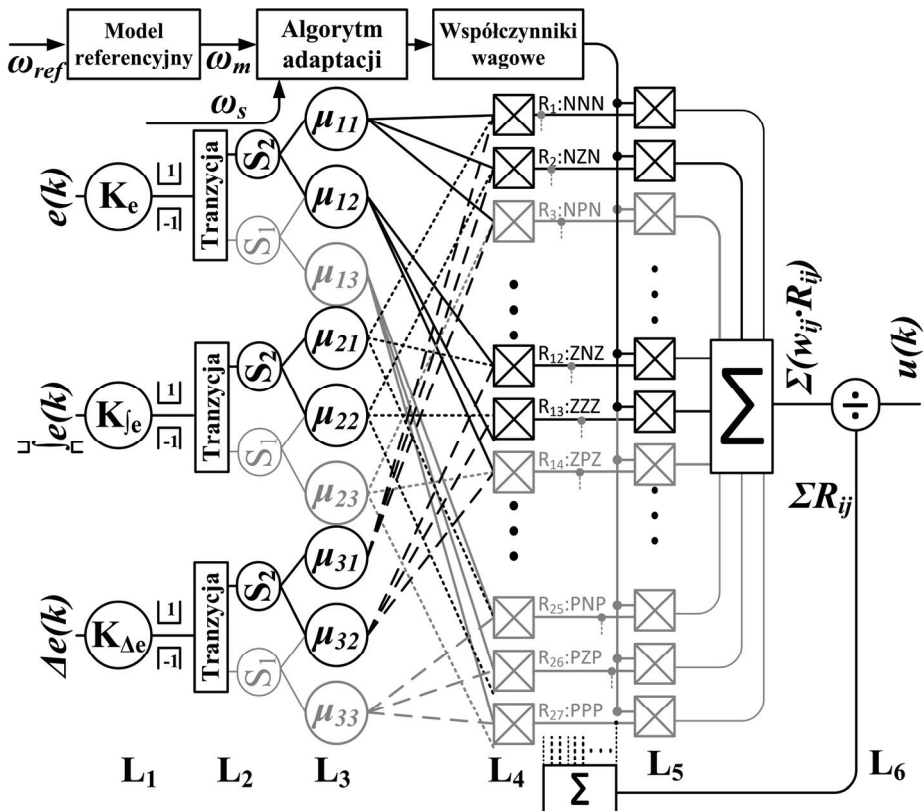


Rys. 1. Schemat układu

W przypadku połączenia sztywnego, gdzie $\omega_1 = \omega_2$ na potrzeby modelu matematycznego, moment bezwładności silnika pierwszego jest równy sumie momentów bezwładności obu silników.

3. ADAPTACYJNY NEURONOWO-ROZMYTY REGULATOR PRĘDKOŚCI

Na potrzeby eksperymentów symulacyjnych stworzono neuronowo-rozmyty trójwejściowy regulator adaptacyjny [2]. Sygnałami wejściowymi regulatora są kolejno uchyb sterowania, jego pochodna oraz całka. Uchyb sterowania rozumiany jest, jako różnica pomiędzy sygnałem referencyjnym oraz mierzonym. Zastosowanie trzech wejść wynika z chęci elastycznego kształtowania jakości sterowania zarówno w stanach statycznych, jak i dynamicznych. Zaproponowany neuronowo-rozmyty system wnioskowania składa się z 6 warstw. Rysunek 2 przedstawia schemat użytego regulatora o $m = 3$ funkcji przynależności dla każdego z $n = 3$ wejść, co skutkuje istnieniem 3^3 reguł w bazie. W praktycznej implementacji rozważono regulator o rozmiarze bazy reguł równej 5^3 .



Rys. 2. Schemat regulatora

W warstwie L_1 normalizowane są sygnały wejściowe. Sygnały te są skalowane oraz ograniczane do rozważanej przestrzeni sterowań (1):

$$L_{1out_n} = \max[\min[(K_n \cdot in_n), 1], -1] = L_{2in_n}, \quad n = \{1, 2, 3\}. \quad (5)$$

W warstwie drugiej: Warstwie Tranzycji Petriego na podstawie wartości sygnału znormalizowanego wyznaczany jest aktualny sektor oraz korelujące z nim przesłanki.

Warstwa L_3 jest warstwą przesłanek, przy czym wyznaczane są jedynie poziomy spełnienia przesłanek odpowiadających aktywnemu sektorowi. W przypadku regulatora bez WTP obliczane były by wszystkie przesłanki. Funkcje przynależności zdefiniowano jako μ_{ij} gdzie i to numer wejścia, natomiast j to numer funkcji w danym m -licznym zestawie przyporządkowanym każdemu z n wejść. Jako kształt przesłanki wybrano funkcję gaussowską [6], [7].

$$[L_{3out}] = [\mu_{ij}(L_{3in_i})]_{\substack{i=1,2,3 \\ j=1,2,3}} = [L_{4in}]. \quad (6)$$

W warstwie czwartej wyznaczane są poziomy aktywacji reguł. W rozważanym przypadku poziom aktywacji reguły wyznaczany jest za pomocą T -normy typu *iloczynowego* (*product*). Jest to rozwiązanie znane zarówno z regulatorów typu Mamdaniego, jak i TSK gdzie $R_{j_1j_2j_3} = f(\mu_{j_11}, \mu_{j_22}, \mu_{j_32}) = \mu_{j_11} \cdot \mu_{j_22} \cdot \mu_{j_32}$ [1], [6].

$$[L_{4out}] = [\mu_{j_11} \cdot \mu_{j_22} \cdot \mu_{j_32}]_{\substack{j_1=1,2,3 \\ j_2=1,2,3 \\ j_3=1,2,3}} = [R_{j_1j_2j_3}]_{\substack{j_1=1,2,3 \\ j_2=1,2,3 \\ j_3=1,2,3}} = [L_{5in}]. \quad (7)$$

W warstwie L_5 zgodnie ze wzorem (8) uwzględniane są współczynniki wagowe.

$$[L_{5out}] = [L_{5in}] \bullet [w_{j_1j_2j_3}] = [L_{6in}], \quad (8)$$

gdzie \bullet jest iloczynem Hadamarda.

Ostatnią warstwą dającą się wyróżnić w strukturze regulatora jest warstwa wyostrzania. Obliczanie wartości wyjściowej odbywa się zgodnie ze wzorem (9):

$$u(k) = \sum_{\substack{j_1 \\ j_2 \\ j_3}} [L_{6in}] / \sum_{\substack{j_1 \\ j_2 \\ j_3}} [L_{5in}] = \sum_{\substack{j_1=1,2,3 \\ j_2=1,2,3 \\ j_3=1,2,3}} (w_{j_1j_2j_3} \cdot R_{j_1j_2j_3}) / \sum_{\substack{j_1=1,2,3 \\ j_2=1,2,3 \\ j_3=1,2,3}} R_{j_1j_2j_3}. \quad (9)$$

Algorytm adaptacji współczynników wagowych opisuje równanie (10):

$$w_{j_1j_2j_3}(k+1) = w_{j_1j_2j_3}(k) + R_{j_1j_2j_3} \cdot \gamma(e(k)), \quad (10)$$

gdzie: R_{j1j2j3} – wartość aktywacji reguły, γ – współczynnik uczenia, e – błąd śledzenia modelu ($e = \omega_{modelu} - \omega_{silnika}$). Współczynnik uczenia bazuje na wartości błędu śledzenia modelu, jego pochodnej oraz całce z tej wartości (11).

$$\gamma(e_m(t)) = (k_{em} e(t) + k_{\Delta m} \Delta e(t) + k_{\int m} \int e(t) dt) \quad (11)$$

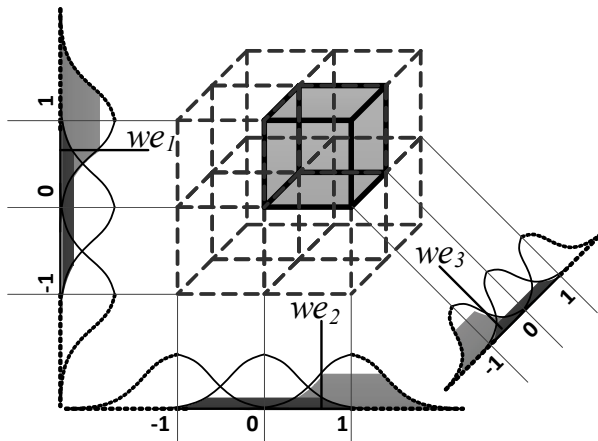
Model referencyjny zdefiniowano jako obiekt oscylacyjny drugiego rzędu [4]:

$$G(s) = \omega_r^2 / (s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_r \cdot s + \omega_r^2), \quad (12)$$

gdzie $\omega_r = 60$, $\xi = 1$.

4. WARSTWA TRANZYCJI PETRIEGO W ADAPTACYJNYM REGULATORZE NEURONOWO-ROZMYTYM

Wprowadzenie Warstwy Tranzycji Petriego (WTP) zostało podyktowane chęcią zmniejszenia złożoności numerycznej algorytmu bez konieczności ograniczania liczby reguł w bazie [2]. WTP na podstawie wartości wejściowych aktywuje jedynie te dwie funkcje przynależności, które osiągną dla danej wartości poziom najwyższy. Funkcje przynależności najmniej aktywne nie są uwzględniane w danej iteracji algorytmu. Rysunek 2 pokazuje przestrzeń sterowania i następstwa zastosowania WTP dla systemu neuronowo-rozmytego o $n = 3$ wejściach i $m = 3$ gaussowskich funkcjach przynależności dla każdego z wejść. Istotną właściwością funkcji gaussowskich jest ich nieskończony nośnik. W przypadku trzech funkcji przynależności dla każdej zmiennej funkcja odpowiedzialna za odwrotny znak niż aktualny znak sygnału wejściowego będzie minimalnie aktywna.



Rys. 3. Przestrzeń sterowań dla 3 wejść i 3 funkcji gaussowskich dla każdego z wejść

Zgadza się to z intuicją: nie jest zasadnym rozważanie ujemnej części przestrzeni sterowań dla przypadku dodatniej wartości sygnału wejściowego. Takie podejście pozwala dla przypadku regulatora o 3 regułach na każde z 3 wejść w każdej iteracji rozważać jedynie 1/8 przestrzeni sterowań. W każdym kroku obliczeniowym rozważanych jest jedynie 2^3 z pośród 3^3 reguł. Zysk ten rośnie wraz ze wzrostem rozmiaru bazy reguł kiedy rozważanych jest 2^m z pośród n^m reguł (przy założeniu jednakowej liczby m reguł na każde z n wejść). Dla przypadku $n = 5$ reguł na każde z $m = 3$ wejść obliczanych jest jedynie 6 spośród 15 funkcji przynależności, a dalej 2^3 zamiast 5^3 reguł czyli 8/125.

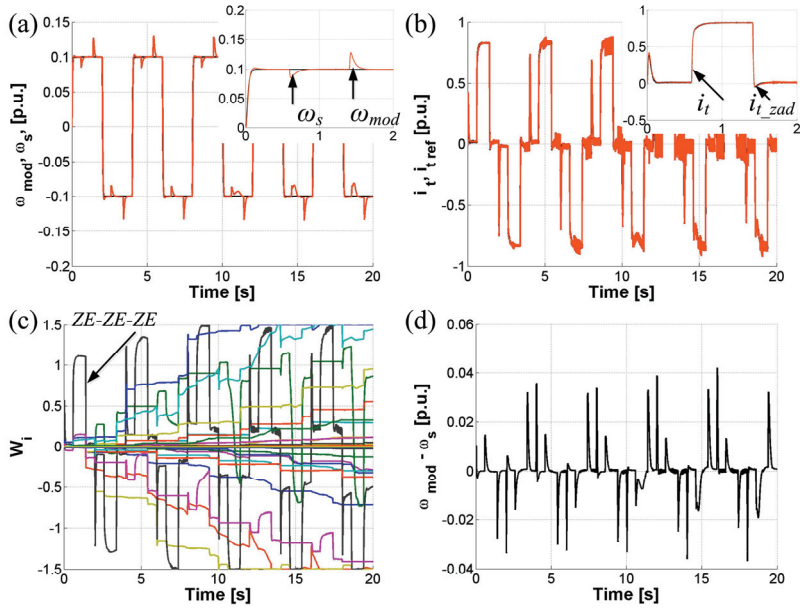
Co istotne, w praktycznej implementacji proponowanego algorytmu, funkcje aktywne są dalej propagowane na bazę reguł. Obliczane są jedynie reguły, w skład których wchodzi same aktywne przesłanki. Poziomy aktywacji pozostałych byłyby z definicji równe zero, nie są więc one obliczane w kolejnych krokach danej iteracji algorytmu.

5. PRZEBIEG BADAŃ

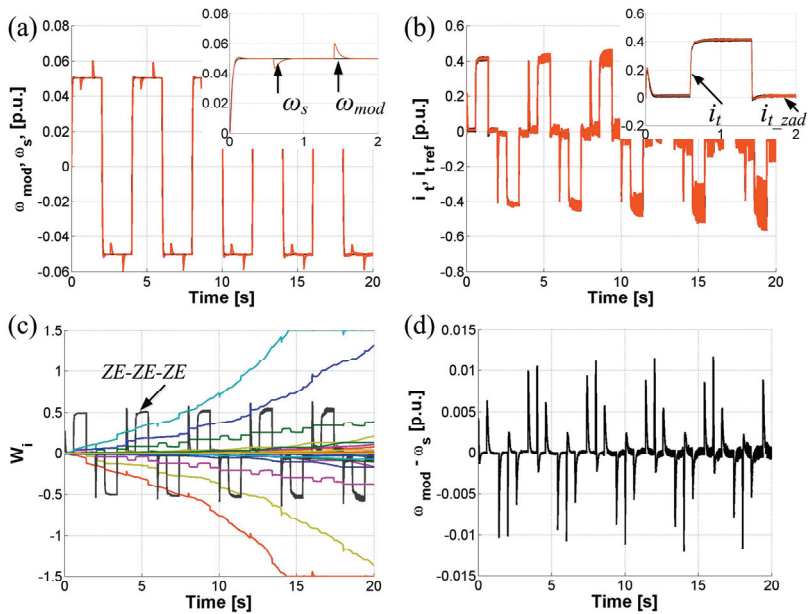
W trakcie eksperymentów symulacyjnych przeprowadzono szereg badań zakresie prędkości ultra niskich z zadaną trajektorią prędkości oraz obciążenia o niskiej oraz wysokiej dynamice zmian. W pierwszym przypadku (rys. 4) układ pracował w trybie nawrotnym z amplitudą zadaną na poziomie 10% prędkości znamionowej. Obciążenie załączane było okresowo. Następnie amplitudę prędkości zadanej zmniejszono do poziomu 5% wartości znamionowej (rys. 5). Kolejno zmieniono tryb pracy z nawrotów o znacznej dynamice na nawroty po trajektorii sinusoidalnej (rys. 6) ostatecznie zmniejszono dynamikę trybu załączania obciążenia, układ do 10 s pracuje bez obciążenia zewnętrznego, by od chwili czasowej $t = 10$ s pracować przy obciążeniu statycznym (rys. 7). Na rysunkach 8 i 9 zaprezentowano przebiegi dla trajektorii odpowiednio sinusoidalnej oraz nawrotnej o amplitudzie 1% prędkości znamionowej. Ostatecznie na rysunkach 10 oraz 11 prędkość maksymalna wynosi 2 obr/min.

Analizując poniższe przebiegi widać, iż układ w sposób prawidłowy steruje obiektem nawet w przypadku znacznej nieliniowości wynikającej z wpływu zjawiska tarcia na działanie układu napędowego w zakresie prędkości ultra niskich. W każdym przypadku układ w sposób prawidłowy śledzi prędkość zadaną, a w przypadku zakłóceń w postaci obciążenia zewnętrznego szybko powoduje powrót do prędkości zadanej.

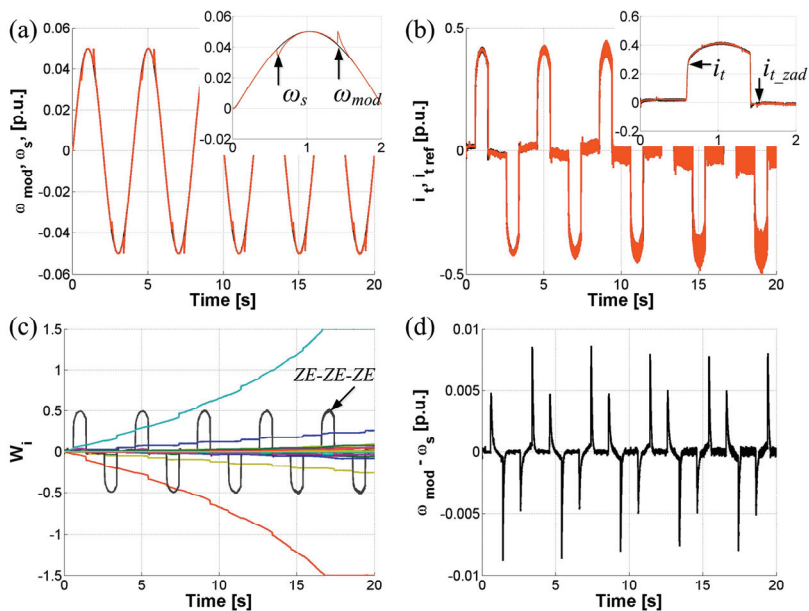
Niewielkie oscylacje prądów wynikają z uwzględniania właściwości elementów energoelektronicznych oraz częstotliwości kluczkowania, zjawiska te mają również miejsce w układach rzeczywistych.



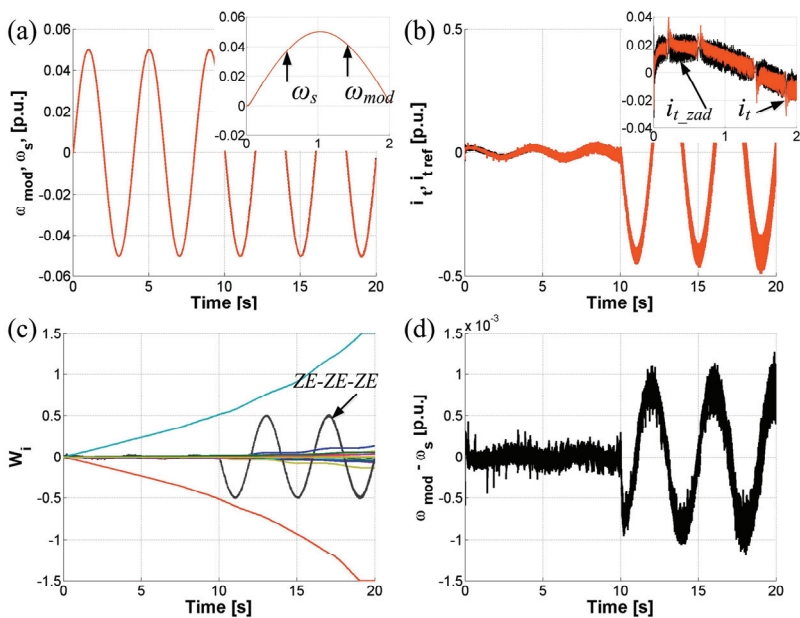
Rys. 4. Przebiegi prędkości modelu i mierzonej (a), prądu twornika zadanego i mierzonego (b), przebiegów zmian współczynników wagowych (c), oraz błędów odtwarzania prędkości modelu (d) dla regulatora z WTP



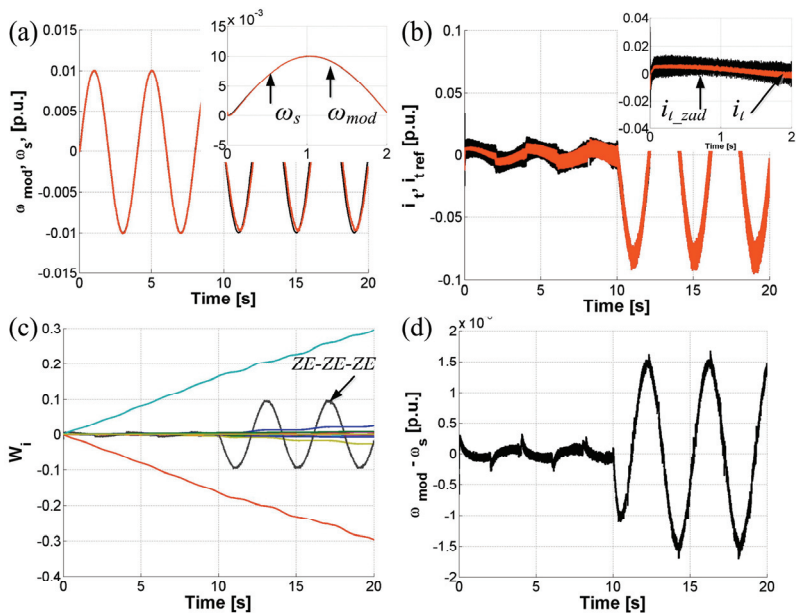
Rys. 5. Przebiegi prędkości modelu i mierzonej (a), prądu twornika zadanego i mierzonego (b), przebiegów zmian współczynników wagowych (c), oraz błędów odtwarzania prędkości modelu (d) dla regulatora z WTP



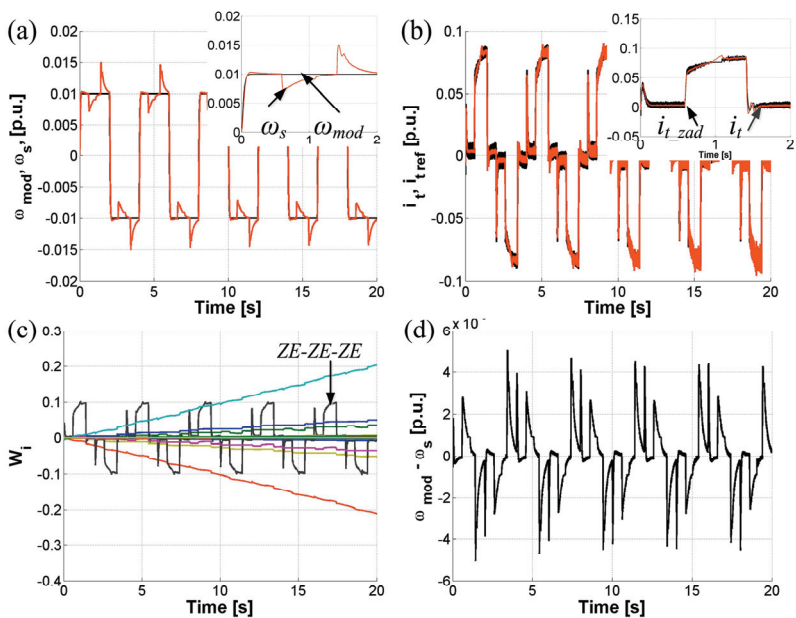
Rys. 6. Przebiegi prędkości modelu i mierzonej (a), prądu twornika zadanego i mierzonego (b), przebiegów zmian współczynników wagowych (c), oraz błędu odtwarzania prędkości modelu (d) dla regulatora z WTP



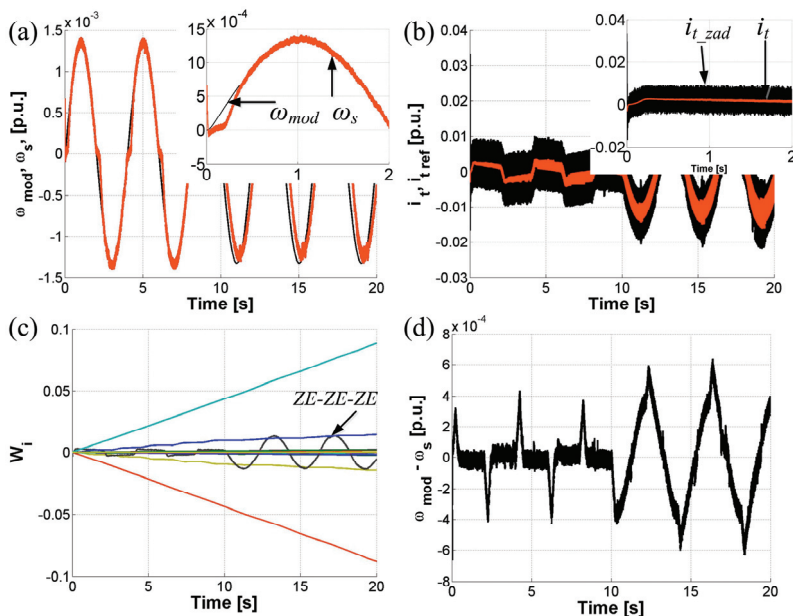
Rys. 7. Przebiegi prędkości modelu i mierzonej (a), prądu twornika zadanego i mierzonego (b), przebiegów zmian współczynników wagowych (c), oraz błędu odtwarzania prędkości modelu (d) dla regulatora z WTP



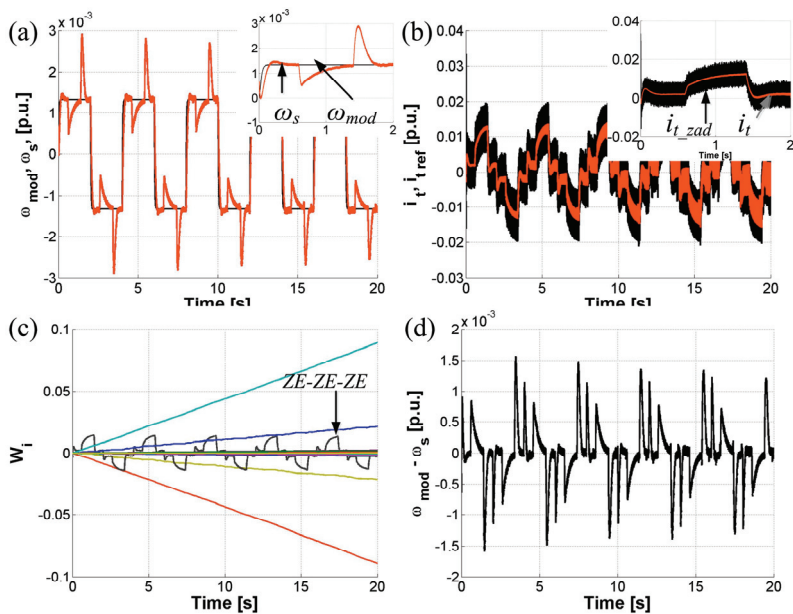
Rys. 8. Przebiegi prędkości modelu i mierzonej (a), prądu twornika zadanego i mierzonego (b), przebiegów zmian współczynników wagowych (c), oraz błędów odtwarzania prędkości modelu (d) dla regulatora z WTP



Rys. 9. Przebiegi prędkości modelu i mierzonej (a), prądu twornika zadanego i mierzonego (b), przebiegów zmian współczynników wagowych (c), oraz błędów odtwarzania prędkości modelu (d) dla regulatora z WTP



Rys. 10. Przebiegi prędkości modelu i mierzonej (a), prądu twornika zadanego i mierzonego (b), przebiegów zmian współczynników wagowych (c), oraz błędów odtwarzania prędkości modelu (d) dla regulatora z WTP



Rys. 11. Przebiegi prędkości modelu i mierzonej (a), prądu twornika zadanego i mierzonego (b), przebiegów zmian współczynników wagowych (c), oraz błędów odtwarzania prędkości modelu (d) dla regulatora z WTP

Analizując przebieg wagi *ZE-ZE-ZE* widzi się korelację pomiędzy zmianami jej wartości, a zmianami prądu twornika wynikającymi z obciążenia. Przebiegi błędu odtwarzania prędkości modelu przez układ pokazują znaczny wzrost amplitudy tej różnicy w chwilach, gdy układ pracuje z obciążeniem wynikłym ze zmiany wymuszenia lub z przyłożenia obciążenia zewnętrznego. Z uwagi na znacznie mniejsze poziomy sygnałów w przypadku prędkości o niskiej amplitudzie, koniecznym jest uwzględnienie tego faktu w postaci odpowiedniego doboru parametrów algorytmu adaptacji, który dla prawidłowej pracy układu powinny przyjąć niższe wartości w przypadku niskich amplitud maksymalnych a niżeli miałyby to miejsce w przypadku amplitud o większych wartościach.

6. PODSUMOWANIE

W artykule opisany został regulator neuronowo-rozmyty Warstwą Tranzycji Petriego. Regulator taki pozwala na poprawne sterowanie układem napędowym w zakresie prędkości ultra niskich gdzie istotnym jest nieliniowe tarcie występujące w układach rzeczywistych. Jest to uzupełnienie wcześniejszych badań gdzie przeprowadzono analizę regulatorów z warstwami Petriego dla wyższych zakresów prędkości [3–5].

Zwiększenie bazy reguł prowadzi do lepszego dopasowania się adaptacyjnej struktury sterowania do obiektu sterowanego, niestety dzieje się to kosztem zwiększenia złożoności obliczeniowej. Zastosowanie WTP pozwala na zmniejszenie ilości operacji koniecznych do wykonania pojedynczej iteracji algorytmu, co szczególnie dla regulatorów o większej ilości reguł prowadzi do ograniczenia złożoności obliczeniowej.

Praca finansowana przez Narodowe Centrum Nauki w ramach projektu: „Adaptacyjne sterowanie rozmyte złożonego układu napędowego o zmiennych parametrach”, UMO-2011/03/B/ST7/02517 (2012–2015).

LITERATURA

- [1] BROCK S., ZAWIRSKI K., *New approaches to selected problems of precise speed and position control of drives*, 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society IECON, 2012, 6291–6296.
- [2] DERUGO P., SZABAT K., *Algorytm implementacji regulatora rozmytego o niskim koszcie numerycznym*, Przegląd Elektrotechniczny, vol. 90, nr 11, 2014, 235–238.
- [3] DERUGO P., SZABAT K., *Implementation of the low computational cost fuzzy PID controller for two-mass drive system*, IEEE 16th International Power Electronics and Motion Control Conf. and Exposition PEMC, 2014, 564–568.
- [4] DERUGO P., SZABAT K., *Analysis of adaptive neuro-fuzzy PD controller with competitive Petri layers in speed control system for DC motor*, Computer Applications in Electrical Engineering, 2013, 267–280.

- [5] DERUGO P., *Analiza wpływu konkurencyjnych warstw Petriego na działanie regulatora neuronowo-rozmytego*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Nr 69, Studia i Materiały, Nr 33, Oficyna Wydawnicza PWr., Wrocław 2013.
- [6] DERUGO P., DYBKOWSKI M., SZABAT K., *Zastosowanie adaptacyjnego neuronowo-rozmytego regulatora prędkości z konkurencyjnymi warstwami Petriego do sterowania silnika elektrycznego*, Przegląd Elektrotechniczny, vol. 89, nr 12, 2013, 64–67.
- [7] JASTRZĘBSKI M., KABZIŃSKI J., *Optimisation of Takagi–Sugeno fuzzy models by pseudo-bacterial genetic algorithm*, Proc. of the 10th IEEE International Conf. on Methods and Models in Automation and Robotics, 2004.
- [8] JASTRZĘBSKI M., *On-line parameter tuning of discontinuous fuzzy friction compensator in linear drive*, IEEE International Symposium on. Information, Communication and Automation Technologies ICAT, 2013, 1–6.
- [9] WAI R.-J., CHU C.-C., *Motion Control of Linear Induction Motor via Petri Fuzzy Neural Network*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, No. 1, 2007, 281–295.

ANALYSIS OF NEURO-FUZZY PID CONTROLLER
WITH PETRI TRANSITION LAYER FOR DC MOTOR WORKING
WITH ULTRA-LOW SPEED

Paper show analysis of possible usage of adaptive neuro-fuzzy controller with Petri transition layer as speed controller for drive system with DC motor with significant friction and working with ultra-low speed. Two identical DC motors are connected with stiff shaft, both friction and electrical parameters of power supply are included in model. Model has been build using Matlab SimPowerSystems library in order to include phenomenens which are significant in low and ultra low speed operation area. As low speed less than 10% of nominal speed is considered.