

## Sterowanie z wykorzystaniem regulatora z opóźnieniami sygnału

**Streszczenie.** W pracy przedstawiono sposób polepszenia dynamiki sterowania obiektem z opóźnieniem. Proponowany układ sterowania wykorzystuje typowy regulator o strukturze PI/PID uzupełniony o blok wstępnego przetwarzania sygnału wejściowego. Kondycjonowanie sygnału wejściowego polega na użyciu filtru o skończonej odpowiedzi impulsowej. Parametry filtru dobierane są z wykorzystaniem metody losowej. Tak zmodyfikowany układ regulacji umożliwia polepszenie wskaźników jakości. W układzie tym można wstępnie dobrać analitycznie nastawy regulatora, a następnie przeprowadzić proces dalszego doboru parametrów.

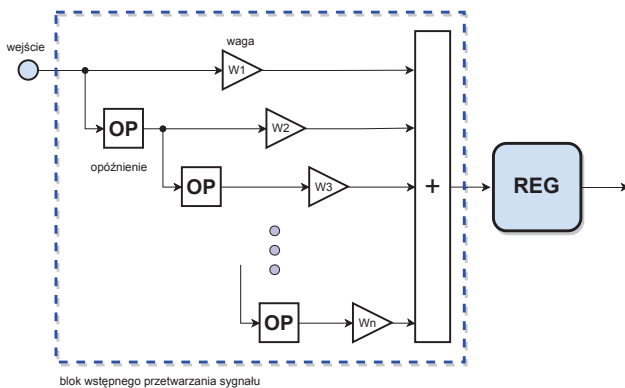
**Abstract.** The paper presents a way to improve the dynamics of object control with delay. The proposed control system uses a typical controller with a PI/PID structure supplemented by an input signal preprocessing block. Conditioning of the input signal is based on the use of a filter with a finite impulse response. The filter parameters are selected using a random method. The control system modified in this way makes it possible to improve quality indicators. In this system, the controller settings can be pre-selected analytically, and then the process of further parameter selection can be carried out. (**Control of the system using a controller with delayed inputs**)

**Słowa kluczowe:** RWC, PMSM, regulacja, FIR

**Keywords:** RWC, PMSM, control, FIR

### Wstęp

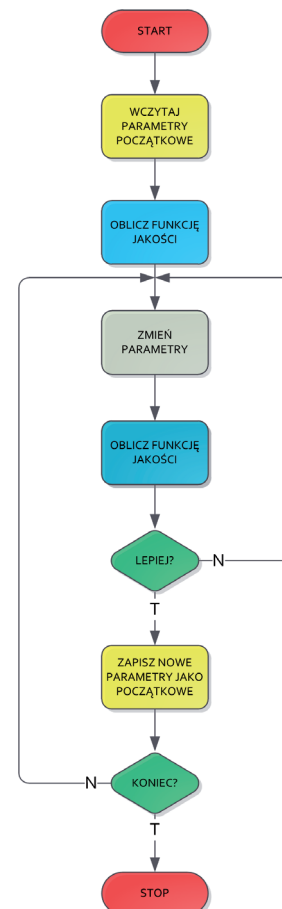
Projektując strukturę sterowania, w przypadku obiektów z dużą wartością opóźnienia, zazwyczaj rozważa się zastosowanie struktury wykorzystującej model obiektu, np. układ z predyktorem Smitha lub z IMC (*internal model control*) [1, 2]. Jeżeli założenia odnośnie oczekiwanej dynamiki takiego układu nie są wygórowane, można zamiast bardziej złożonej struktury sterowania zastosować odpowiednio dobrany regulator PI/PID. Dla powyższych założeń zależności opisujące dobór nastaw regulatora dla różnych struktur obiektu przedstawiono w [3]. Prezentowane rozwiązanie umożliwia polepszenie wskaźnika jakości regulacji dla już dobranych nastaw regulatora poprzez uzupełnienie regulatora o dodatkowy blok sumy ważonej sygnału uchybu oraz jego wielokrotnie opóźnionej wartości (rys. 1). Taki układ wstępnego



Rys. 1. Schemat ogólny zmodyfikowanego regulatora

przetwarzania sygnału uchybu odpowiada strukturze filtru o skończonej odpowiedzi impulsowej (FIR - *finite impulse response filter*) [4]. Jest to FIR wysokiego rzędu, z wieloma parametrami zerowymi. Wartość opóźnienia sygnałów jest dobierana tak, aby była możliwość wielokrotnego próbkowania przebiegu ze składową o oczekiwanej największej częstotliwości w torze sterowania. Taką koncepcję doboru opóźnienia wykorzystano np. w układzie z regulatorem bazującym na sztucznej sieci neuronowej [5]. Sposób wykorzystania FIR w energoelektronice można znaleźć m.in. w [6] oraz w [7]. W [8] zaprezentowano realizację za pomocą FIR złożonego regulatora prędkości typu GPC (*generalized predictive control*) dla maszyny indukcyjnej, jednak bez porównania z układem odniesienia. Przedstawiony w artykule regulator zmodyfikowany będzie

nazywany MPI/MPID - czyli *Multi input PI/PID*. Czas opóźnienia sygnałów dobierany jest doświadczalnie poprzez wyznaczenie wskaźników jakości dla testów dla różnych wartości tego opóźnienia. Proces obliczeń wykonywany jest równoległe (wielowątkowo), co wpływa na skrócenie czasu obliczeń. W badanym układzie liczba opóźnionych sygnałów uchybu wynosi 9. Wynika ona z dostępnej ilości pamięci w układzie laboratoryjnym. Wagi oraz nastawy regulatora dobierane są z użyciem metody losowej. Jedną z implementacji tej metody – *random weight change* – opisana w [9] oraz [10], była wykorzystana do wyznaczania parametrów sztucznej sieci neuronowej. Algorytm ze względu na prostotę (rys. 2) umożliwi łatwą implementację



Rys. 2. Struktura algorytmu modyfikowania współczynników - RWC

zarówno w różnych środowiskach programistycznych jak i w urządzeniach wbudowanych. Algorytm ten może być uruchomiony *online* - w trakcie pracy wirtualnego, ale także rzeczywistego układu na stanowisku laboratoryjnym. Istotną cechą tego podejścia jest możliwość startu procedury wyznaczania parametrów wag, jak i nowych nastaw regulatora od znanych – wyznaczonych analitycznie – parametrów. Dotyczy to zarówno parametrów regulatora, jak i początkowych wag FIR. Proces optymalizacji można rozpoczynać się od wag dobranych tak, aby regulator działał jak "typowy" regulator bez modyfikacji. Umożliwia to przeprowadzenie w sposób bezpieczny optymalizacji na rzeczywistym układzie. Dla rysunku 1. wagi początkowe mogą mieć więc wartość:

$$(1) \quad \mathbf{W} = \{W1 = 1, W2 = 0, W3 = 0, \dots, Wn = 0\}.$$

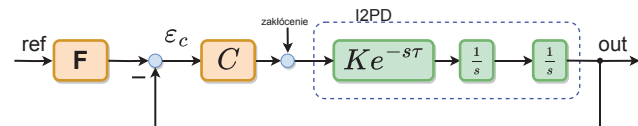
Zaproponowane w pracy rozwiązanie sprawdzono symulacyjnie dla obiektu typu I2PD (*integral integral plus delay*) - obiekt typu podwójnie całkujący z opóźnieniem:

$$(2) \quad G_{OB1}(s) = K \frac{e^{-s\tau}}{s^2},$$

gdzie  $K$  jest wzmocnieniem obiektu, a  $\tau$  opóźnieniem. W badanym układzie  $K = 1$ ,  $\tau = 0.5 s$ . Uzyskane rezultaty były na tyle dobre, że proponowana koncepcja została sprawdzona dla obiektu innego typu: na stanowisku laboratoryjnym wyposażonym w napęd z silnikiem synchronicznym o magnesach trwałych (PMSM - *permanent magnet synchronous motor*).

### Struktura sterowania dla I2PD

Dla wybranego rodzaju obiektu, opisanego transmitancją (2), istnieją różne gotowe procedury obliczeniowe parametrów regulatora. Dla układu z jednym regulatorem (rys. 3) wybrano jako układ referencyjny



Rys. 3. Schemat ogólny układu regulacji dla jednej pętli regulacji testowanego obiektu

szeregową strukturę regulatora PID z filtrowaniem pochodnej. Nastawy dobrane są w sposób zaproponowany przez Skogestad ([3]: paragraf 4.5.2.):

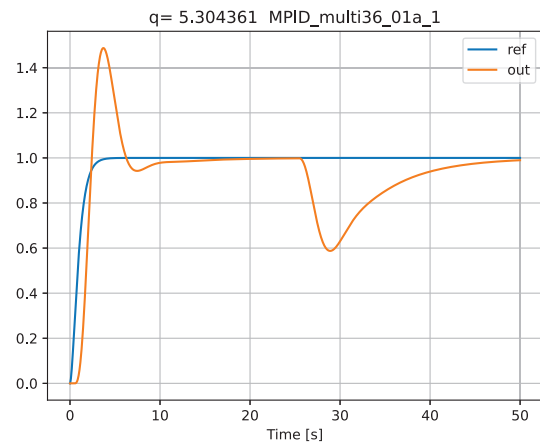
$$(3) \quad G_R(s) = K_c \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right) \left( \frac{1 + T_d s}{1 + \frac{T_d}{N} s} \right),$$

gdzie

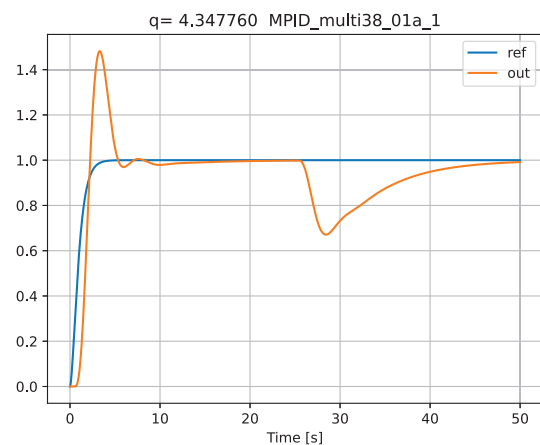
$$(4) \quad K_c = \frac{0.0625}{K\tau^2}, T_i = 8\tau, T_d = 8\tau, N = \infty.$$

Ze względu na problem ze zbieżnością numeryczną obliczeń, w symulacji użyto  $N = 100$ . Układ regulacji o nastawach (3,4) stanowi układ odniesienia, z którym będą porównywane wyniki uzyskane dla proponowanego układu regulatora. Zmodyfikowany regulator z FIR o postaci z rysunku 1. w testach zastępuje moduł  $C$  z rysunku 3. Testy polegały na wyznaczeniu wskaźnika jakości odpowiedzi skokowej, dla skoku wartości zadanej w chwili  $t = 0 s$  z 0 na 1, a w chwili  $t = 25 s$  następuje skokowa zmiana zakłócenia z 0 na  $-0.2$ . Filtr wartości zadanej ma postać:

$$(5) \quad F(s) = \frac{1}{(T_F s + 1)^2},$$



Rys. 4. Odpowiedź skokowa dla obiektu I2PD dla nastaw Skogestad

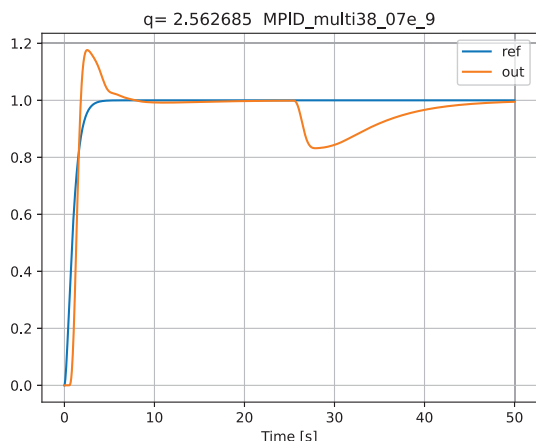


Rys. 5. Odpowiedź skokowa dla obiektu I2PD dla nastaw Skogestad po optymalizacji

gdzie  $T_F = 0.5 s$  jest stałą czasową. Wskaźnik jakości ma postać:

$$(6) \quad J_1 = \int_0^{\infty} |\varepsilon_c(t)| dt,$$

Krok obliczeń wynosi  $T_s = 33 ms$ . Na rysunku 4 przedstawiono odpowiedź skokową dla układu referencyjnego: dla regulatora dobranego zgodnie z (4). Ilustracje uzyskane symulacyjnie oznaczone są kodem testu identyfikującym próbę (np. kod *MPID\_multi38\_01a\_1*). Następnie wykonano serię testów optymalizacji wagi dla układu referencyjnego, uzyskując poprawę wskaźników jakości. Dla przedstawionego obiektu uzyskano przebiegi jak na rysunku 5. Kolejnym etapem była modyfikacja regulatora (PID) poprzez dodanie na jego wejście modułu FIR i przeprowadzenie optymalizacji wag dla różnych wartości opóźnień, definiowanych jako wielokrotność kroku obliczeń:  $\{2, 3, 7, 11\}$ . Jeden z uzyskanych w trakcie optymalizacji wyników przedstawia rysunek 6. Są to przebiegi uzyskane dla opóźnienia o wartości  $7 \cdot T_s$  (najlepszy wynik dla tej serii badań). Zestawienie uzyskanych w testach wskaźników jakości przedstawia tabela 1. Czasy regulacji wyznaczono dla 2% obwiedni. Wiersz pierwszy przedstawia wyniki dla układu odniesienia (rys. 4), wiersz drugi dla układu odniesienia po optymalizacji, a wiersz trzeci - dla układu MPID. Kolumna pierwsza przedstawia wartość wskaźnika jakości (6), kolumna druga wartość przeregulowania w %.



Rys. 6. Odpowiedź skokowa dla obiektu I2PD dla optymalizacji z wykorzystaniem bloku FIR (regulator MPID)

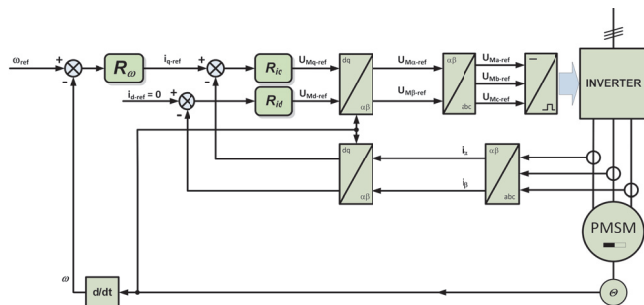
Tablica 1. Wskaźniki jakości dla obiektu I2PD.

	$J_1$	przereg.		min. wart.	czas. reg.	czas. reg. zakł.
		1	2	3	4	5
ref.	1	5,30	49,0 %	0,57	10,3 s	21,2 s
ref. opt.	2	4,35	48,0 %	0,67	10,4 s	20,2 s
MPID	3	2,56	17,5 %	0,83	5,88 s	17,7 s

Kolumna trzecia przedstawia minimalną wartość wielkości wyjściowej w reakcji na zakłócenie (wartość większa - lepiej). Kolumna czwarta zawiera informacje o czasie regulacji. Ostatnia kolumna przedstawia czas reakcji na zakłócenie. Można zauważyć, że optymalizacja wagi dla regulatora odniesienia (rys. 5) zmniejszyła wartość wskaźnika jakości o 18 %, ale użycie FIR zmniejszyło ten wskaźnik o ponad 51 %. Nastawy regulatora nie były zmieniane. Przeregulowanie, czas regulacji oraz reakcja na zakłócenie (maksymalny uchyb oraz czas likwidowania zakłócenia) polepszyła się także znacząco dla układu MPID.

### Struktura sterowania dla PMSM

W kolejnym kroku przeprowadzono testy dla układu napędowego. Istotną zmianą jest większa dynamika (objektu) oraz nieco inny charakter obiektu, którym jest układ regulacji prędkości w napędzie z PMSM. Zastosowany jest typowy układ regulacji (rys. 7), z nadrzędnym regulatorem



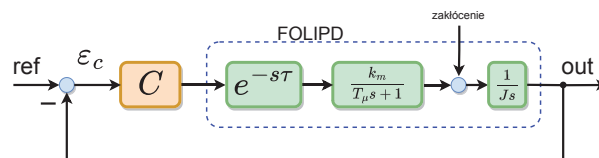
Rys. 7. Schemat ogólny układu regulacji prędkości dla napędu z PMSM

prędkości i wewnętrzną pętlą regulacji prądu w układzie współrzędnych wirującym synchronicznie z wirnikiem – w osiach  $d$  i  $q$  (strategia sterowania  $i_{dref} = 0$ ). Założono, że układ regulacji prądu nie będzie modyfikowany. Taki obiekt sterowania można aproksymować układem pierwszego rzędu plus całka plus opóźnienie (FOLIPD: *first order lag plus*

*integral plus time delay*):

$$(7) \quad G_{O B 2}(s) = e^{-s\tau} \frac{k_m}{(T_\mu s + 1)} \frac{1}{Js},$$

gdzie  $T_\mu$  odpowiada stałej czasowej zamkniętej pętli regulacji prądu,  $k_m$  to współczynnik moment-prąd, a  $J$  to wartość całkowitego momentu bezwładności sprowadzonego do wirnika. Uproszczona struktura sterowania dla układu

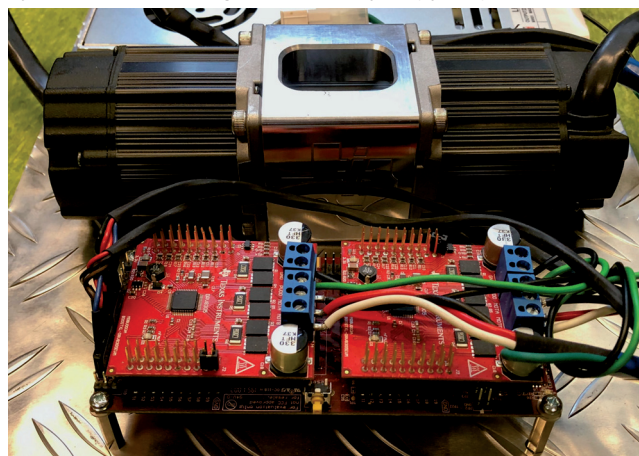


Rys. 8. Schemat ogólny układu regulacji dla obiektu FOLIPD

regulacji prędkości jest przedstawiona na rysunku 8. Blok  $C$  to regulator prędkości: w testach jako układ odniesienia - ma strukturę PID, a w testach układu zmodyfikowanego - ma strukturę MPI (w trakcie optymalizacji - MPID). Procedura optymalizacji została przeprowadzona na stanowisku laboratoryjnym. Optymalizacja wymagała przeprowadzenia kilkunastu tysięcy cykli uczących, każdy cykl trwał od 0.5 s do 3 s (w zależności od sekwencji wielkości testujących prędkości zadanej i obciążenia).

### Stanowisko badawcze

Do badań wykorzystano mobilne stanowisko, w którego skład wchodzi dwie identyczne, połączone sztywnym sprzęgłem, niskonapięciowe 3-fazowe maszyny synchroniczne z magnesami trwałymi (rys. 9). Zastosowane



Rys. 9. Widok ogólny laboratoryjnego zestawu napędowego

PMSM typu *Teknic M-2310P-LN-04K*, są maszynami klasy przemysłowej *NEMA 23* o właściwościach zapewniających naturalną charakterystykę PMSM przy niskim napięciu zasilania. Silniki zostały wyposażone w enkodery inkrementalne o rozdzielczości 4000 impulsów na obrót. Parametry regulatorów prądu są dla wszystkich testów stałe. Zmienia się tylko struktura regulatora prędkości. Drugi silnik pełni funkcję sterowanego obciążenia. Maszyny zasilane są niezależnie z trójfazowych falowników MOSFET. Układ sterowania zawiera następujące elementy: dwa moduły falowników Texas Instruments Booster Packs Evaluation *BOOSTXL-DRV8305* oraz zestaw uruchomieniowy czasu rzeczywistego *Texas Instruments LAUNCHXL-F28379D*. Wykorzystane falowniki przeznaczone są do pracy przy niskich napięciach, poniżej 45 V i dużych prądach, do 20 A. Do sterowania wykorzystywany jest dwurdzeniowy, szybki koprocesor czasu rzeczywistego *Control Law Accelerator*



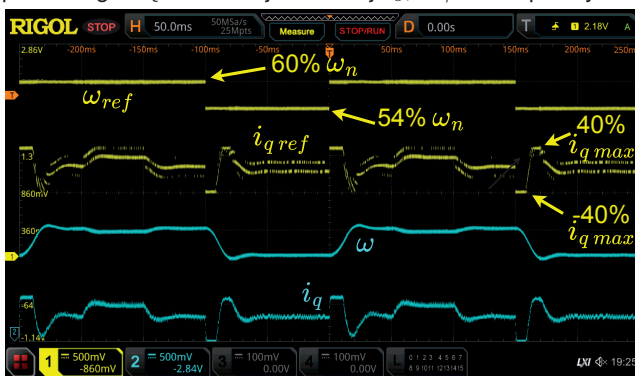
F28379D z wbudowanym JTAG i portem USB. Układ ma dostępne tylko dwa pełne przetworniki DAC (poza przetwornikami typu PWM), dlatego w celu wizualizacji czterech sygnałów układu sterowania na oscyloskopie, zaimplementowano rozwiązanie programowe kodujące dwa kanały na jednym DAC.

### Badania eksperymentalne

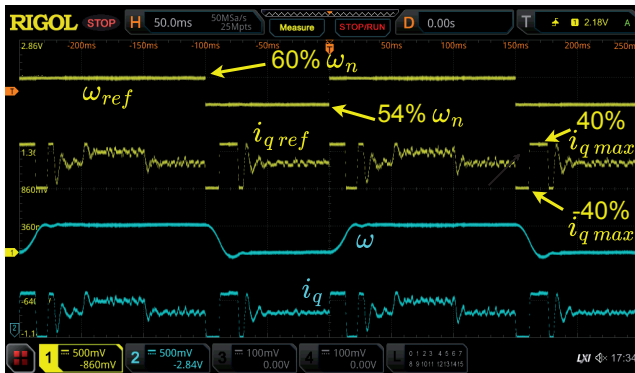
Badania przeprowadzono na stanowisku laboratoryjnym z PMSM z użyciem optymalizacji *online*. W przypadku tego obiektu, w trakcie kilkunastu tysięcy cykli testowych, algorytm RWC modyfikował parametry regulatora prędkości o strukturze PID. Następnie przeprowadzono optymalizację układu z FIR, modyfikując jego wagi oraz parametry regulatora. Punktem startowym optymalizacji były uzyskane uprzednio parametry regulatora PID z wagami (1). Jest to istotna zaleta: pracę napędu można poprawić startując optymalizację od znanych, "bezpiecznych" nastaw. Ponieważ testy wykazały, że tak zmodyfikowany regulator prędkości umożliwia osiągnięcie dobrej dynamiki pomimo braku części różniczkującej (regulator PI), algorytm optymalizacji parametrów regulatora został uzupełniony o część minimalizującą współczynnik różniczkowania w kierunku zera. Dzięki temu uzyskano zarówno dobrą dynamikę, jak i cichą pracę - ze względu na niższe wartości pochodnych prądu zadanego. W trakcie optymalizacji współczynnik różniczkowania dążył do zera dla zmodyfikowanego wskaźnika jakości o postaci:

$$(8) \quad J_2 = \int_0^{\infty} |\varepsilon_{\omega}(t)| dt + \gamma \cdot \int_0^{\infty} \Delta_{osc@T_o}(t) dt,$$

gdzie  $\varepsilon_{\omega}$  to uchyb regulatora prędkości,  $\Delta_{osc@T_o}$  to amplituda oscylacji prądu osi  $q$  z filtrem dolnoprzepustowym pierwszego rzędu o stałej czasowej  $\tau_o$ , a  $\gamma$  to współczynnik



Rys. 10. Regulator prędkości PID. Odpowiedź na skokową zmianę prędkości zadanej i reakcja na zakłócenie.



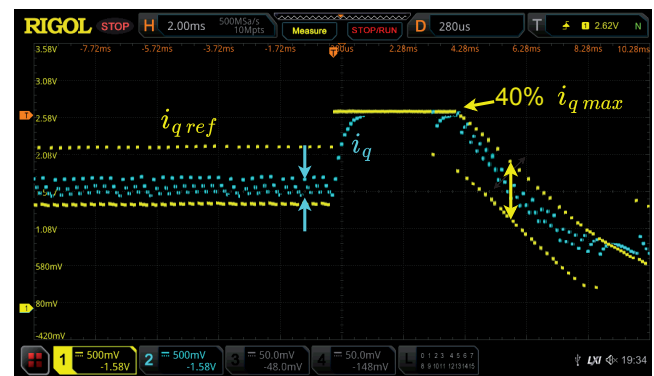
Rys. 11. Regulator prędkości MPI. Odpowiedź na skokową zmianę prędkości zadanej i reakcja na zakłócenie.

wagowy. W ramach testów przeprowadzono analizę wskaźników jakości odpowiedzi skokowej. Pojedyncza sekwencja ucząca polegała na cyklicznej zmianie wartości zadanej z 60% na 54% zakresu prędkości zestawu napędowego (a nie prędkości znamionowej samego silnika), co odpowiada prędkości około 2243 obr/min i 2019 obr/min (rys. 10 i 11). Dodatkowo w okresie odpowiadającym wyższej prędkości zadanej było załączane na okres 1/3 i wyłączane obciążenie o wartości 20% prądu maksymalnego. Wartość ograniczenia prądu wynosiła 40% wartości maksymalnej prądu mierzonego na stanowisku (parametr  $I_{max}$ ).

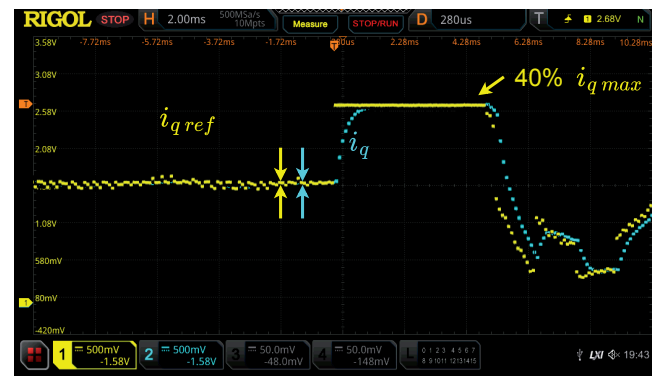
Można zauważyć, że dla optymalnych względem wskaźnika jakości nastaw, regulator MPI znacznie dynamiczniej steruje prądem, jednak nie wzbudza słabo tłumionych oscylacji prędkości. Regulator PID cechuje się większym przeregulowaniem i gorszą reakcją na zakłócenie. Widać też w przebiegach znaczny *chattering* prądu zadanego, co skutkuje generowaniem dodatkowego hałasu. Różnica w generowanej przez regulator jakości prądu zadanego w osi  $q$  szczególnie jest widoczna na przebiegach na rys. 12 i 13. Strzałkami zaznaczono szerokość obwiedni prądu zadanego i mierzonego ( $i_{qref}$ ,  $i_q$ ) dla obu postaci regulatora prędkości. W stanie ustalonym regulator MPI generuje "gładki" prąd zadany, pomimo zachowania możliwości gwałtownej reakcji na zakłócenie. Regulator PID dla podobnej dynamiki prędkości generuje prąd o dużym poziomie *chattering'u*.

### Podsumowanie

W pracy przedstawiono koncepcję modyfikacji struktury regulacji umożliwiającą polepszenie wskaźników jakości. Koncepcja została sprawdzona dla dwóch typów obiektu. W obu tych przypadkach zmodyfikowano regulator dokonując wstępnej obróbki sygnału uchybu regulacji



Rys. 12. Regulator prędkości PID. Odpowiedź na skokową zmianę prądu zadanego dla prędkości niezerowej.



Rys. 13. Regulator prędkości MPI. Odpowiedź na skokową zmianę prądu zadanego dla prędkości niezerowej.

z wykorzystaniem FIR o nastawach wyznaczonych w procesie optymalizacji, symulacyjnie dla pierwszego obiektu i *online* na obiekcie rzeczywistym. Pierwszym testowanym układem jest układ regulacji z obiektem typu podwójne całkowanie z opóźnieniem. Dla tego obiektu, regulatorem odniesienia jest struktura szeregową PID z filtrowaniem pochodnej o nastawach dobranych zgodnie z kryterium znanym z literatury. Następnie dodano moduł obróbki wstępnej uchybu wejściowego regulatora o strukturze FIR o odpowiednio dobranych parametrach. Uzyskano znaczne polepszenie wskaźników jakości, m.in. wartość funkcji jakości zmniejszyła się ponad dwukrotnie, podobnie przeregulowanie, a czasy regulacji skróciły się znacząco. Tak znaczące polepszenie wskaźników zachęciło do weryfikacji koncepcji w układzie rzeczywistym. Badanym obiektem był (w uproszczeniu) system pierwszego rzędu, z całkowaniem i opóźnieniem czasowym, czyli zamknięta pętla regulacji prądu plus część mechaniczna napędu z PMSM, z uwzględnionymi opóźnieniami. Głównym oczekiwanym rezultatem modyfikacji układu regulacji prędkości miało być zwiększenie dynamiki w porównaniu z regulatorem PI/PID o optymalizowanych nastawach zgodnie z założonym kryterium jakości. Najlepszą dynamikę w badanym układzie odniesienia uzyskał regulator o strukturze PID, okupioną jednak hałaśliwą pracą napędu, co jest zrozumiałe analizując przebiegi prądu w osi  $q$ . Także czas likwidacji uchybu prędkości w reakcji na zakłócenie jest znacznie dłuższy w porównaniu z układem MPI. Z kolei zmodyfikowany regulator prędkości w trakcie optymalizacji zminimalizował do zera mnożnik członu różniczkującego, a więc zmieniona została struktura regulatora z PID na PI + FIR (proces optymalizacji startował od nastaw dla regulatora odniesienia PID).

Uzyskane rezultaty są jednoznacznie pozytywne: dobra dynamika prędkości pomimo użycia regulatora typu PI, cicha praca - brak *chatteringu* w przebiegach prądu zadanego i mierzonego, dobra reakcja na zakłócenie o charakterze skokowego obciążenia.

Istotną cechą prezentowanego podejścia jest możliwość startu optymalizacji od wyznaczonych analitycznie nastaw (lub ogólnie – nastaw "bezpiecznych").

Dalsze badania będą obejmować m.in. porównanie pracy oraz procesu wyznaczania nastaw zmodyfikowanego regulatora prędkości dla układu rzeczywistego oraz jego modelu symulacyjnego. Będzie miało to na celu analityczne wyznaczenie wartości współczynników FIR oraz wartości opóźnień dla układu regulacji o dużej dynamice.

#### Dodatek

Wybrane parametry badanej maszyny:

$$R_s = 0,72 \Omega$$

$$L_s = 0,40 \text{ mH}$$

$$\Psi = 4,6 \text{ V}@1000 \text{ obr/min}$$

$$U_{max} = 40 \text{ V}$$

$$U_{zas} = 24 \text{ V}$$

$$n_n = 6000 \text{ obr/min}$$

$$M_n = 0,274 \text{ Nm}$$

$$I_n = 7,1 \text{ A}$$

$$I_{max} = 13,5 \text{ A}.$$

#### Autorzy:

dr hab. inż. Konrad Urbański, dr hab. inż. Stefan Brock,  
dr inż. Dariusz Janiszewski,  
Instytut Robotyki i Inteligencji Maszynowej, Politechnika  
Poznańska, Pl. Marii Skłodowskiej-Curie 5, 60-965 Poznań,  
email:

konrad.urbanski@put.poznan.pl,

stefan.brock@put.poznan.pl,

dariusz.janiszewski@put.poznan.pl

#### LITERATURA

- [1] Astrom K. J. and Hagglund T., *PID Controllers: theory, design, and tuning*, 2nd Edition, 1995.
- [2] Astrom K. J. and Wittenmark B., *Computer-Controlled Systems: Theory and Design*, Third Edition, third edition ed. Mineola, N.Y: Dover Publications, Dec. 2011.
- [3] O'Dwyer A., *Handbook of Pi and PiD Controller Tuning Rules*. London: Imperial College Press, 2009.
- [4] Zieliński T., *Cyfrowe przetwarzanie sygnałów*. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności WKŁ, 2005.
- [5] Urbański K., "Regulacja prędkości z wykorzystaniem sztucznej sieci neuronowej w napędzie ze sprzężystością," in *XIV Scientific Conference Computer Applications in Electrical Engineering ZkwE'2009*, Poznań, 2009, pp. 285–286.
- [6] Kurokawa F. and Kajiwara K., "Digital controlled fast average current mode DC-DC converter using VCO and FIR filter," in *2012 15th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2012, pp. 1–4.
- [7] Kukrer O., Komurcugil H., Guzman R., and de Vicuna L. G., "A new control strategy for three-phase shunt active power filters based on FIR prediction," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 9, pp. 7702–7713, 2021.
- [8] Milfont L. D., de Oliveira S. A. M., B R. J. N., Taleires Filho J., de Araújo Honório D., and Bezerra Correia W., "DSC-based Generalized Predictive Control Algorithm for an Indirect Field-Oriented Induction Motor Drive by using FIR filters Approach," in *2021 14th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, 2021, pp. 1309–1316.
- [9] Burton B., Kamran F., Harley R., Habetler T., Brooke M., and Poddar R., "Identification and control of induction motor stator currents using fast on-line random training of a neural network," in *IAS '95. Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting*, vol. 2, 1995, pp. 1781–1787 vol.2.
- [10] Urbanski K. and Zawirski K., "Improved Method for Position Estimation Using a Two-Dimensional Scheduling Array," *Automatika – Journal for Control, Measurement, Electronics, Computing and Communications*, vol. 56, no. 3, pp. 331–340, Dec. 2015.