

## Wpływ funkcji celu regulatora predykcyjnego na właściwości dynamiczne napędu dwumasowego

**Streszczenie.** W referacie przedstawiono dobór oraz wpływ minimalizowanych wyjść na właściwości dynamiczne predykcyjnego regulatora prędkości napędu z połączeniem sprężystym. We wstępie omówiono problematykę sterowania napędami z połączeniem sprężystym oraz krótko scharakteryzowano wzrost zainteresowania sterowaniem predykcyjnym. W kolejnych rozdziałach przedstawiono model napędu z połączeniem sprężystym oraz zasadę sterowania predykcyjnego z modelem w przestrzeni stanu (MPC). Następnie przedstawiono analizę możliwości formułowania wyjść, które podlegać będą minimalizacji w procesie wyznaczania sterowania. Rozważania teoretyczne zostały poparte badaniami symulacyjnymi oraz wybrane struktury zostały przebadane eksperymentalnie.

**Abstract.** The paper presents the issues related to the impact of the objective function for the dynamic properties of predictive control on the drive with elastic coupling. In the introduction discusses the problems of control the two-mass drives and briefly characterized growing interest in predictive control. In the following chapters presents a model of disc drive and the principle of predictive control with state-space model (MPC). Then presented an analysis of possibilities of outputs formulation, which shall be minimized in the designation process control. Theoretical considerations are supported by simulation studies and selected structures have been tested experimentally. (Influence of the objective function predictive controller for dynamic properties of drive with elastic coupling).

**Słowa kluczowe:** napęd z połączeniem sprężystym, sterowanie predykcyjne, formułowanie funkcji celu

**Keywords:** drive with elastic coupling, model predictive control, formulation of the objective function

doi:10.12915/pe.2014.06.25

### Wstęp

Przed nowoczesnymi układami napędowymi stawiane są coraz ostrzejsze wymagania co do ich dynamiki, jak i wymiarów fizycznych. Spełnienie powyższych wymagań spowodowało ujawnienie się drgań skrętnych w nowych typach napędów. Powyższe drgania były pierwotnie rozpatrywane w przemyśle ciężkim [1], jednak obecnie są one rozpatrywane w nowych obszarach, takich jak: napędy robotów, przepustnic czy napędy ze sprzęgłem magnetycznym [2]-[4].

Ujawnienie się w układzie napędowym skończonej sztywności wału, a co się z tym wiąże powstanie drgań skrętnych jest zjawiskiem niepożądanym, które powoduje degradację właściwości dynamicznych oraz może doprowadzić do niewłaściwej pracy napędu [4],[5]. W związku z wymienionymi niekorzystnymi zjawiskami od układów sterowania oczekuje się zarówno tłumienia drgań skrętnych, jak również zapewnienia trwałego połączenia między maszyną roboczą a silnikiem napędowym. Aby to uzyskać stosuje się zaawansowane metody sterowania takie jak: specjalne metody strojenia klasycznych regulatorów [6], regulatory PI z dodatkowymi sprzężeniami zwrotnymi od wybranych zmiennych stanu [5], regulatory rozmyte [7], neuronowe regulatory adaptacyjne [8], sterowanie ślizgowe [9], a w ostatnich latach również sterowanie predykcyjne [10],[14]. Ta ostatnia technika sterowania, zaliczana do metod sterowania optymalnego, rozwinęła się pierwotnie w przemyśle chemicznym i petrochemicznym [12], obecnie cieszy się coraz większym zainteresowaniem w obszarze energoelektroniki i napędu elektrycznego [13].

W tym zakresie można wyróżnić sterowanie z modelem wykorzystującym dyskretne równania różnicowe [14], sterowanie ze skończonym zbiorem rozwiązań [13], metody z dwu krokową predykcją [15] oraz metody z długim horyzontem i ograniczeniami nakładanymi na zmienne stanu [10]-[14]. W prezentowanych pracach odnoszących się do sterowania predykcyjnego z długim horyzontem predykcyjnym brak jest analizy wpływu budowy funkcji celu na właściwości dynamiczne napędu. Z tego względu w niniejszej pracy zostanie przedstawiona analiza przyjętych wyjść, jakie podlegają minimalizacji w procesie wyznaczania sterowania, na właściwości dynamiczne pętli regulacji prędkości napędu z połączeniem sprężystym.

### Model napędu i struktura sterowania

Model matematyczny rozpatrywanego układu napędowego z połączeniem sprężystym można opisać poniższym równaniem [5]:

$$(1) \quad \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \omega_1 \\ \omega_2 \\ m_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{d}{T_1} & \frac{d}{T_1} & -\frac{1}{T_1} \\ \frac{d}{T_2} & -\frac{d}{T_2} & \frac{1}{T_2} \\ \frac{1}{T_c} & -\frac{1}{T_c} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_1 \\ \omega_2 \\ m_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{T_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [m_e] + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{T_2} \\ 0 \end{bmatrix} [m_L]$$

gdzie:  $m_e$  – moment elektromagnetyczny,  $\omega_1$  – prędkość silnika,  $\omega_2$  – prędkość maszyny obciążającej,  $d$  – wewnętrzny wsp. tłumienia,  $m_s$  – moment skrętny,  $m_L$  – moment obciążenia,  $T_1$  – mechaniczna stała czasowa silnika,  $T_2$  – mechaniczna stała czasowa maszyny roboczej,  $T_c$  – stała czasowa sprężystości. Wartości stałych parametrów wykorzystanych w badaniach wynoszą:  $T_1=T_2=0.203s$ ,  $T_c=1.2ms$ ,  $d=0.0$

### Zasada sterowania predykcyjnego

W strategii sterowania predykcyjnego wykorzystuje się model matematyczny obiektu do wyznaczenia wyjścia układu w założonym okresie czasu (horyzoncie predykcyjnym) dla przyjętych wartości sygnału (sygnałów) sterującego [12]. Właściwości dynamiczne układu dla danych wartości wymuszeń oceniane są przy użyciu funkcji celu:

$$(1) \quad J = \sum_{k=0}^N y_k^T Q y_k + u_k^T R u_k$$

gdzie:  $Q \geq 0$  and  $R > 0$  są macierzami wag,  $y_k$  jest wektorem (wektorami) wyjść układu,  $u_k$  jest odpowiednią sekwencją sygnałów sterujących. W każdym kroku próbkowania  $k$ , algorytm sterowania predykcyjnego dąży do minimalizacji wartości funkcji celu przez odpowiedni dobór sekwencji sygnału sterującego biorąc pod uwagę ograniczenia wielkości sterujących i wewnętrznych zmiennych stanu obiektu.

Algorytm sterowania predykcyjnego może być zaimplementowany na dwa sposoby. Sposób tradycyjny polega na rozwiązaniu problemu optymalizacji *on-line* dla danego stanu układu  $x(k)$  i przyjętej w algorytmie długości

horyzontu predykcji. Należy podkreślić, że zwiększenie długości okresu przewidywania umożliwia uzyskanie lepszych właściwości dynamicznych obiektu jednakże w znacznym stopniu wpływa na komplikację algorytmu sterowania (zwiększa wymagany nakład obliczeniowy). W praktyce bardzo często przyjmuje się stałą wartość sygnału sterującego dla całego horyzontu predykcji. W znacznym stopniu redukuje to złożoność obliczeniową całego algorytmu. Po wyznaczeniu optymalnej wartości sygnału sterującego w chwili  $k$  jest ona podawana na sterowany obiekt. W kolejnej chwili obliczeniowej ( $k+1$ ) cała procedura jest powtarzana od nowa uwzględniając aktualne wartości wektora stanu obiektu  $\mathbf{x}(k+1)$  (mierzone bądź estymowane). Opisana strategia sterowania wymaga zastosowania szybkich układów mikroprocesorowych i dlatego jest stosowane w przypadku obiektów o relatywnie dużych stałych czasowych.

W drugim przypadku problem optymalizacji dla danej postaci funkcji celu (1) jest rozwiązany *of-line* dla wszystkich kombinacji wektora stanu  $\mathbf{x} \in X_f$  przy użyciu programowania wieloparametrycznego (*multi-parametric programming*) [26]. Korzystając z *niego* można wykazać, że przestrzeń  $X_f$  może być podzielona na regiony, w których optymalizator jest wyrażony jako funkcja jawna dla danych wartości wektora  $\mathbf{x}$ . Prawo sterowania może być traktowane jako kawałkami ciągłe i wyrażone następująco:

$$(2) \quad U(\mathbf{x}) = K_r \mathbf{x} + \mathbf{g}_r, \quad \forall \mathbf{x} \in P_r$$

gdzie  $P_r$  są wielościennymi zbiorami zdefiniowanymi jako:

$$(3) \quad P_r = \{ \mathbf{x} \in \mathbb{R}^n \mid H_r \mathbf{x} \leq \mathbf{d}_r \}, \quad r = 1, \dots, N_r$$

Algorytmy projektowania wielościennych zbiorów oraz wyliczenia prawa sterowania są opisane szczegółowo w [9]. W najprostszym przypadku prawo sterowania może być wyliczane przez przeszukiwanie po kolei wszystkich regionów aż do znalezienia aktywnego i kolejno zaimplementowania prawa sterowania zgodnie z (2). Należy zaznaczyć, że w literaturze można znaleźć bardziej efektywne algorytmy generacji bieżącej wartości prawa sterowania [30]. Zastąpienie optymalizacji wykonywanej *on-line* wersją *off-line* umożliwia praktyczną realizację sterowania predycyjnego do układów o małych stałych czasowych takich jak napędy elektryczne.

### Badania wpływu minimalizowanych wyjść

Do oceny uzyskanych wyników wykorzystano podstawowe kryterium jakości *ITAE*, które zostało podzielone na dwie części: pierwsza związana jest z rozruchem napędu, druga odpowiada za reakcję na zmianę momentu obciążenia:

$$(4) \quad ITAE = \underbrace{\int_{t=0}^{t_1} t \cdot |\omega^{ref} - \omega_2|}_{ITAE(\omega_2)} + \underbrace{\int_{t=t_1}^{t_2} t \cdot |\omega^{ref} - \omega_2|}_{ITAE(m_1)}$$

Taki podział umożliwia ocenę jakości regulacji zarówno przy rozruchu, jak również ocenę minimalizacji wpływu obciążenia. Aby ocenić zmienność sterowań wykorzystano sumę modułu pochodnej zadanego momentu elektromagnetycznego (Sum of Derivative Absolut):

$$(5) \quad SDA = \sum_{i=1}^n \left. \frac{d}{dt} m_e \right|$$

Zastosowanie różniczkowania powoduje uwidocznienie gwałtownych zmian sterowania, które jest charakterystyczne dla sterowania predycyjnego.

W algorytmie sterowania predycyjnego wprowadzono następujące ograniczenia na sygnał sterujący (moment elektromagnetyczny):

$$(6) \quad -3 \leq m_{er} \leq 3$$

oraz moment skrętny (zmienną wewnętrzną):

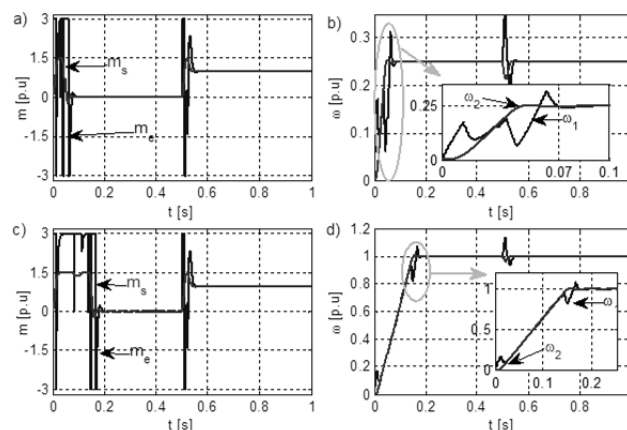
$$(7) \quad -1.5 \leq m_s \leq 1.5$$

Długość horyzontu predykcji wyjść ( $N$ ) przyjęto na poziomie, który zapewniał utrzymanie ograniczeń momentu skrętnego. Natomiast horyzont predykcji sygnału sterującego przyjęto na stałym poziomie 2 kroków. Wartości macierzy  $\mathbf{Q}$  dobierane były tak, aby zapewnić najszybszą odpowiedź regulatora. Wartość  $\mathbf{R}$  przyjęto na stałym poziomie  $\mathbf{R} = 1 \cdot 10^{-4}$ . Wszystkie regulatory obliczane były z krokiem dyskretyzacji  $T_s = 1\text{ms}$ .

Ponieważ od układu sterowania żąda się minimalizacji i stabilizacji prędkości obciążenia w pierwszej kolejności można przyjąć jedno wyjście:

$$(8) \quad y_1 = \omega_2 - \omega^{ref}$$

Układ z tak zdefiniowanym wyjściem działa stabilnie (utrzymuje ograniczenia momentu skrętnego) przy kroku predykcji wyjść  $N=20$ . Tak długi krok predykcji powoduje, że regulator zbudowany jest z 233 regionów z różnymi wzmocnieniami. Przebiegi wielkości elektromagnetycznych i mechanicznych przedstawiono na rysunku 1.



Rys.1. Przebiegi zmiennych stanu w układzie z regulatorem minimalizującym wyjścia zdefiniowane równaniem (8): przebiegi momentów elektromagnetycznego i skrętnego (a,c) oraz prędkości (b,d) dla prędkości zadanej 0.25 (a,b) i znamionowej (c,d).

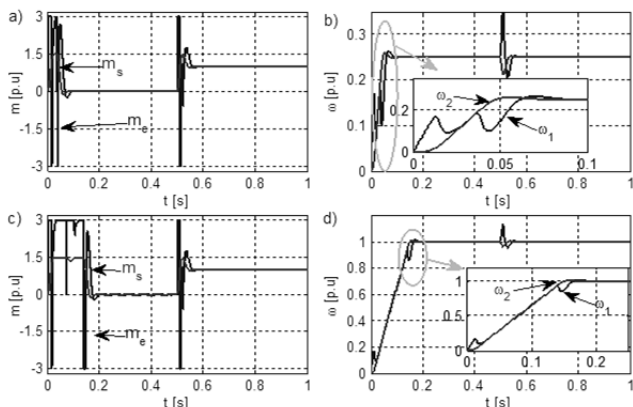
W przypadku tak przyjętej funkcji celu uzyskano krótki czas regulacji (rys.1.a), który okupiony jest dużą zmiennością sygnału sterującego ( $ITAE = 1.43 \cdot 10^{-4}$ ,  $SDA = 58.39$ ). Można przyjąć, że ze względu na wejście momentu skrętnego w ograniczenie, regulator minimalizujący funkcję celu z powyższym wyjściem (8) charakteryzuje się największą szybkością działania (przy danych ograniczeniach).

Kolejnym rozwiązaniem może być wprowadzenie dodatkowego minimalizowanego wyjścia w postaci różnicy pomiędzy prędkością silnika napędowego, a wartością zadanej prędkości:

$$(9) \quad \begin{cases} y_1 = \omega_2 - \omega^{ref} \\ y_2 = \omega_1 - \omega^{ref} \end{cases}$$

Przy tak zdefiniowanych wyjściach uzyskano redukcję niezbędnego kroku predykcji wyjść do poziomu piętnastu kroków ( $N=15$ ), dzięki temu regulator zbudowany jest ze 135 regionów. Uzyskane przebiegi przedstawiono na rysunku 2.

Dodanie do funkcji celu wyjść związanych z minimalizacją różnicy pomiędzy prędkością silnika napędowego, a zadaną spowodowało nieznaczne wydłużenie czasu regulacji, przy jednoczesnym zmniejszeniu ilości szybkich przełączeń sygnału zadanego ( $ITAE=1.55 \cdot 10^{-4}$ ,  $SDA=50.42$ ). Pomimo zmniejszenia ilości gwałtownych przełączeń w przebiegu prędkości silnika napędowego widoczne są nadal oscylacje.

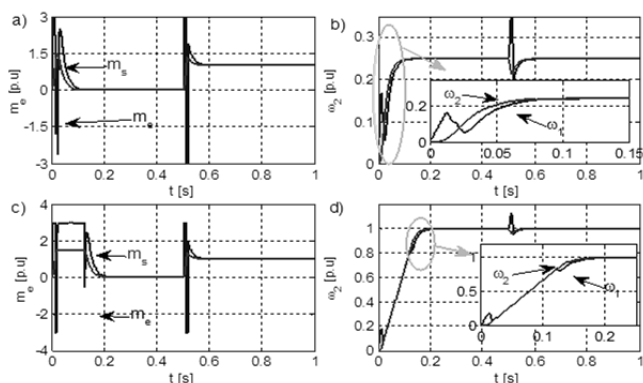


Rys.2. Przebiegi zmiennych stanu w układzie z regulatorem minimalizującym wyjścia zdefiniowane równaniem (9): przebiegi momentów elektromagnetycznego i skrętnego (a,c) oraz prędkości (b,d) dla prędkości zadanej 0.25 (a,b) i znamionowej (c,d).

Kolejne z proponowanych różnic jakie mogą być wykorzystane do sterowania prędkością maszyny roboczej są wyjścia uwzględniające różnice pomiędzy prędkością maszyny roboczej i prędkością zadaną, oraz różnice pomiędzy momentem skrętnym i momentem obciążenia:

$$(10) \quad \begin{cases} y_1 = \omega_2 - \omega^{ref} \\ y_2 = m_s - m_L \end{cases}$$

W przypadku tak zdefiniowanych wyjść dążymy z jednej strony do minimalizacji błędu regulacji prędkości, jak również minimalizujemy pochodną prędkości obciążenia. Dla tak przyjętych wyjść, najkrótszym horyzontem, przy którym układ działa poprawnie jest  $N=14$ . Regulator zbudowany jest z 159 regionów. Jak widać pomimo krótszego horyzontu predykcji wyjść uzyskujemy, dla takich wyjść większą ilość obszarów regulatora. Na rys. 3. przedstawiono przebiegi uzyskane w rozpatrywanym przypadku.



Rys.3. Przebiegi zmiennych stanu w układzie z regulatorem minimalizującym wyjścia zdefiniowane równaniem (10): przebiegi momentów elektromagnetycznego i skrętnego (a,c) oraz prędkości (b,d) dla prędkości zadanej 0.25 (a,b) i znamionowej (c,d).

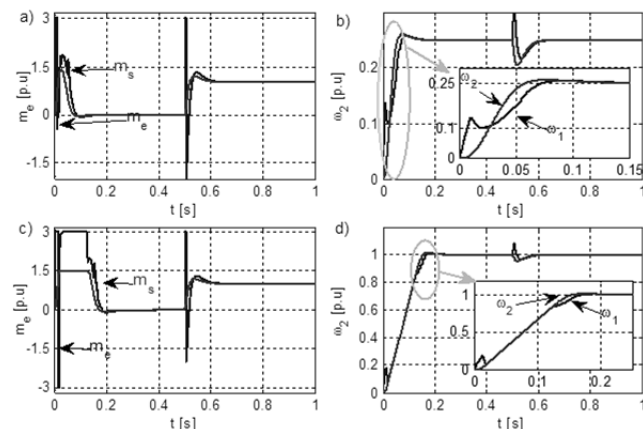
Jak widać w przypadku minimalizacji pochodnej prędkości obciążenia można uzyskać znaczącą redukcję

zmienności momentu, jednak okupione jest to wydłużeniem czasu regulacji ( $ITAE=2.03 \cdot 10^{-4}$ ,  $SDA=19.67$ ).

Ze względu na fakt, że w przypadku wyjść opisanych równaniem (10) występuje jednocześnie minimalizowanie uchybu regulacji prędkości obciążenia i jednocześnie wpływamy na jej pochodną, możemy zastąpić prędkość obciążenia prędkością silnika napędowego:

$$(11) \quad \begin{cases} y_1 = \omega_1 - \omega^{ref} \\ y_2 = m_s - m_L \end{cases}$$

Dla tak przyjętych wyjść najkrótszym horyzontem predykcji wyjść, przy którym regulator utrzymuje ograniczenie momentu skrętnego jest  $N=7$ . Przy takim horyzontie predykcji wyjść otrzymujemy 77 partycji. Przebiegi dynamiczne dla badanego układu przedstawiono na rysunku 4.



Rys.4. Przebiegi zmiennych stanu w układzie z regulatorem minimalizującym wyjścia zdefiniowane równaniem (11): przebiegi momentów elektromagnetycznego i skrętnego (a,c) oraz prędkości (b,d) dla prędkości zadanej 0.25 (a,b) i znamionowej (c,d).

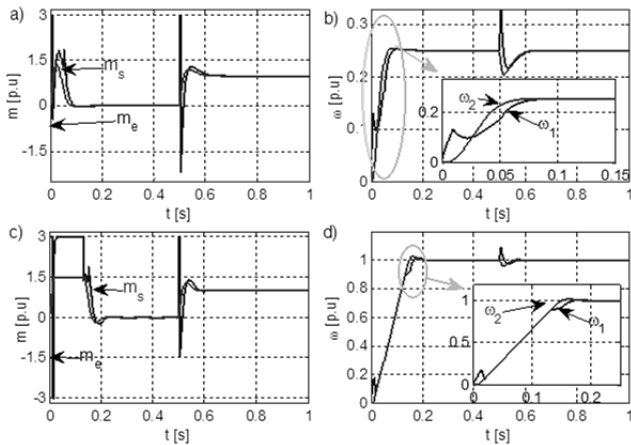
Jak widać na rys. 4.b) uzyskano stosunkowo długi czas regulacji, jednak w przebiegu momentu elektromagnetycznego brak jest gwałtownych przełączeń, jak to miało miejsce we wcześniejszych rozwiązaniach. Powyższe spostrzeżenia są zgodne z uzyskanymi wynikami kryterium jakości ( $ITAE=3.41 \cdot 10^{-4}$ ,  $SDA=24.4$ ).

Ostatnim proponowanym rozwiązaniem jest połączenie dwóch wcześniejszych kombinacji w jedną. Uzyskujemy wówczas trzy wyjścia opisane równaniami (12):

$$(12) \quad \begin{cases} y_1 = \omega_1 - \omega^{ref} \\ y_2 = m_s - m_L \\ y_3 = \omega_2 - \omega^{ref} \end{cases}$$

W rozpatrywanym przypadku uzyskujemy minimalizację błędu śledzenia obu prędkości przy równoczesnym zmniejszeniu pochodnej prędkości obciążenia.

Na rysunku 5. przedstawiono przebiegi dynamiczne uzyskane dla rozpatrywanego regulatora. Rozpatrywana kombinacja wyjść zapewnia uzyskanie pośrednich właściwości dynamicznych pomiędzy rozwiązaniami (10) i (11). Z jednej strony pozwala na ograniczenie szybkości narostu prędkości obciążenia przy jednoczesnym dążeniu do uzyskania szybkiej minimalizacji błędu regulacji prędkości ( $ITAE=2.89 \cdot 10^{-4}$ ,  $SDA=23.17$ ). Porównując przebiegi z rysunku 4b i 5b można zauważyć skrócenie czasu regulacji, przy zachowaniu niskiego poziomu przełączeń momentu elektromagnetycznego (rys.4a i 5a).

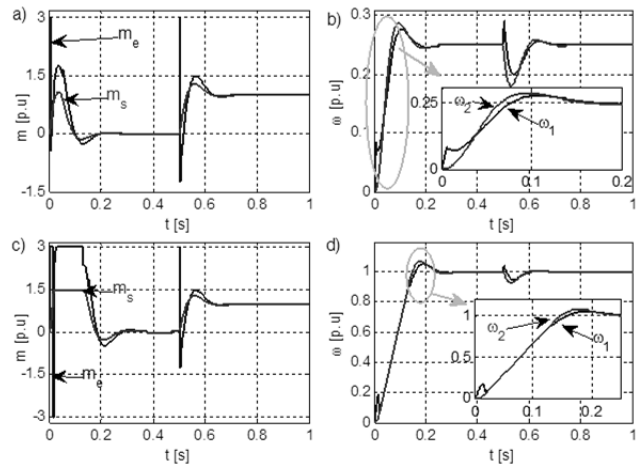


Rys.5. Przebiegi zmiennych stanu w układzie z regulatorem minimalizującym wyjścia zdefiniowane równaniem (12): przebiegi momentów elektromagnetycznego i skrętnego (a,c) oraz prędkości (b,d) dla prędkości zadanej 0.25 (a,b) i znamionowej (c,d).

Do funkcji celu można wprowadzić dodatkowe wyjście związane z równaniem na pochodną momentu skrętnego (różnicę pomiędzy prędkościami obciążenia i silnika napędowego). W niniejszej pracy powyższe wyjście zostanie dodane do równania (12):

$$(13) \quad \begin{cases} y_1 = \omega_1 - \omega^{ref} \\ y_2 = m_s - m_L \\ y_3 = \omega_2 - \omega^{ref} \\ y_4 = \omega_1 - \omega_2 \end{cases}$$

Rozpatrywana kombinacja pozwala na ograniczenie zarówno wartości pochodnej prędkości obciążenia (w sensie minimalizacji jej wartości), jak również na minimalizację pochodnej momentu skrętnego. Na rys. 6. przedstawiono przebiegi zmiennych stanu uzyskane w takim układzie.



Rys.6. Przebiegi zmiennych stanu w układzie z regulatorem minimalizującym wyjścia zdefiniowane równaniem (13): przebiegi momentów elektromagnetycznego i skrętnego (a,c) oraz prędkości (b,d) dla prędkości zadanej 0.25 (a,b) i znamionowej (c,d).

Z przedstawionych wyników widać, że układ charakteryzuje się najslabszymi właściwościami dynamicznymi ( $ITAE=8.61 \cdot 10^{-4}$ ,  $SDA=20.05$ ). Jednak w rozpatrywanym przypadku występują najmniejsze gwałtowne przełączenia momentu elektromagnetycznego (Rys. 5.a i 6.a) oraz najmniejsze różnice pomiędzy obiema prędkościami.

W celu porównania uzyskanych wyników w Tab. 1. zestawiono uzyskane wartości. W wierszu wyjścia podano numer wzoru opisującego dany zestaw wyjść. Jak widać pierwsze trzy rozwiązania pomimo najmniejszych wartości kryterium jakości cechują się znacznie większą komplikacją obliczeniową. W przypadku trzech ostatnich wyjść uzyskuje się znaczącą redukcję złożoności obliczeniowej, jednak okupione jest to pogorszeniem dynamiki.

Tabela 1. Zestawienie wartości kryterium ITAE w zależności od przyjętego wyjścia.

Wyjścia	(8)	(9)	(10)	(11)	(12)	(13)
N	20	15	14	7	7	7
Regiony	233	135	159	77	77	77
ITAE $10^{-4}$	1.43	1.55	2.03	3.41	2.89	8.61
$\sum \frac{d}{dt} m_e^{ref}$	58.39	50.42	19.67	24.4	23.17	20.05

Pomimo tych gorszych właściwości regulatory minimalizujące zwłaszcza wyjścia opisane równaniami (11) i (12) cechują się znacznie lepszą możliwością kształtowania przebiegów przejściowych niż układy z wyjściami opisanymi równaniami (8) – (10).

Z przeprowadzonej analizy wynika, że sterowanie predykcyjne, niezależnie od przyjętych wyjść cechuje się dużą zmiennością sygnału sterującego. Choć dobierając odpowiednio wyjścia można uzyskać blisko trzykrotną redukcję tego wskaźnika.

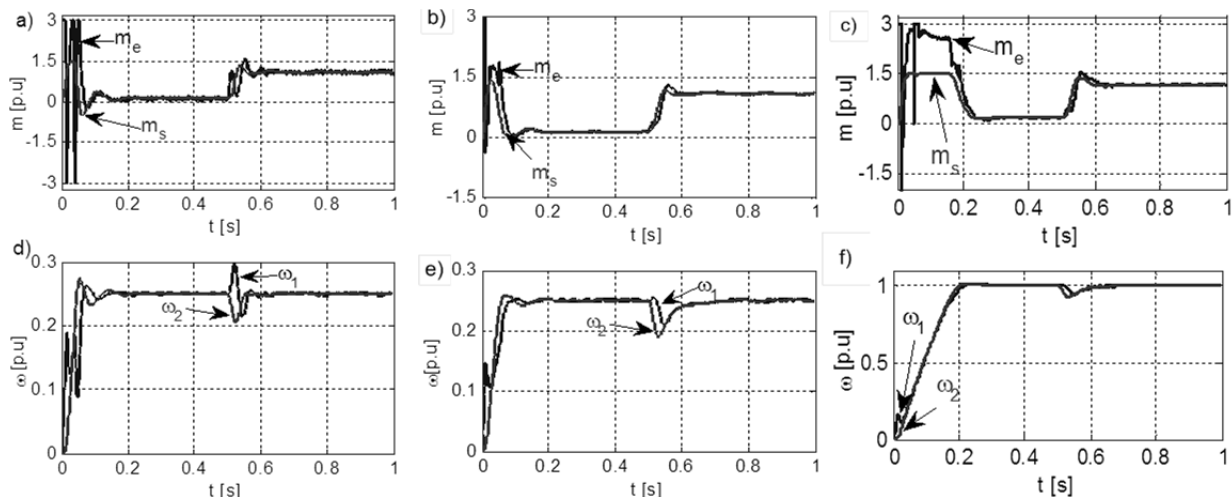
#### Eksperymentalna weryfikacja uzyskanych wyników

Badania eksperymentalne przeprowadzone zostały na stanowisku zbudowanym z silników prądu stałego o mocy 500W, które połączone były ze sobą długim, cienkim wałem. Silnik napędowy zasilany był z przekształtnika pracującego w konfiguracji mostka  $H$ . Mostek sterowany był przez sprzętowy modulator szerokości impulsów o częstotliwości nośnej 13kHz. Prędkość silnika napędowego mierzona była przez enkoder inkrementalny *KUBLERA* o rozdzielczości 36000 impulsów na obrót. Prąd mierzony był

za pomocą przetworników firmy *LEM*. Algorytm sterowania zaimplementowany został na karcie szybkiego prototypowania DS1103 z procesorem sygnałowym. W celu zapewnienia optymalnej pracy całej struktury regulacji obwód regulacji momentu elektromagnetycznego pracujący z dyskretnym regulatorem *PI* obliczany był z częstotliwością 5kHz.

Algorytm badania przyjęto podobny jak w badaniach symulacyjnych. Po rozruchu do prędkości 0.25 w czasie  $t=0.5s$  załączano znamionowe obciążenie. Całość eksperymentu kończyła się po czasie jednej sekundy. Eksperymentalnie weryfikacji poddano wszystkie regulatory. Natomiast na rysunku 7. zestawiono przebiegi momentów oraz prędkości dla układów z wyjściami opisanymi równaniami (9), (12).

Z analizy uzyskanych wyników widać poprawną pracę wszystkich struktur sterowania. Różnice w czasach regulacji wynikają z pominięcia w części symulacyjnej różnych opóźnień oraz nieliniowości elementu sprzężonego wykorzystanego w badaniach symulacyjnych.



Rys.7. Eksperymentalne przebiegi zmiennych stanu w układach z regulatorami minimalizującym wyjścia (9) (a,d), oraz (12) (b,c,e,f). Gdzie a), b), c) przebiegi momentu elektromagnetycznego i skrętnego oraz d), e), f).

Na rysunku 7.c,d) przedstawiono przebiegi prędkości dla układu minimalizującego funkcję celu (12) przy znamionowej prędkości zadanej. Jak widać regulatory poprawnie utrzymują ograniczenia nakładane na moment skrętny.

### Podsumowanie

W referacie przedstawiono porównanie wpływu poszczególnych wyjść jakie można wprowadzić do funkcji celu regulatora predykcyjnego. Przedstawiono wpływ poszczególnych składników na właściwości dynamiczne regulatora oraz dodatkowo przeanalizowano wartość kryterium jakości sterowania ITAE. Badania symulacyjne zostały poddane eksperymentalnej weryfikacji. Niewielka różnica pomiędzy przebiegami uzyskanymi w badaniach symulacyjnych i eksperymentalnych wynika z przyjętych założeń upraszczających: pominięciu dynamiki pętli generacji momentu elektromagnetycznego, nieliniowości występujących w układzie rzeczywistym, niemożliwości dokładnego określenia parametrów układu napędowego jak również z błędów wnoszonych przez użyty estymator.

Porównując złożoność obliczeń jakie należy wykonać aby wyznaczyć sterowanie oraz uzyskane wskaźniki jakości wynika, że postać funkcji celu (minimalizowane wyjścia) jaka wykorzystywana była we wcześniejszych pracach dotyczących zastosowania predykcyjnego w napędzie z połączeniem sprężystym jest kompromisem pomiędzy złożonością obliczeniową, a właściwościami dynamicznymi. Z jednej strony uzyskujemy dwukrotny wzrost wartości kryterium jakości, z drugiej otrzymujemy trzykrotną redukcję złożoności obliczeniowej (liczona w ilości regionów).

### LITERATURA

- [1] Wang J., Zhang Y., Xu L., Jing Y., Zhang S., "Torsional Vibration Suppression Of Rolling Mill With Constrained Model Predictive Control", *6th World Congress on Intelligent Control and Automation (WCICA) Dalian 2006*.
- [2] Vasak M., Baotic M., Petrovic I., Peric N., Hybrid Theory-Based Time-Optimal Control of an Electronic Throttle, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 54 (2007), n.3, 1483-1494
- [3] Luca A.D., Book W., Robots with flexible elements, *Springer handbook of robotics* Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2008, 287-319
- [4] Montague R., Bingham C., Atallah K., Servo Control of Magnetic Gears, *IEEE Trans. on Mechatronics*, 17 (2012), n.2, 269-278
- [5] Szabat K., Struktury sterowania elektrycznych układów napędowych z połączeniem sprężystym, *Wrocław: Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej nr 61*, 2008.

- [6] Muszyński R., Deskur J., Damping of Torsional Vibrations in High-Dynamic Industrial Drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57 (2010), n. 2., 544-552.
- [7] Knychas S., Szabat K., Zastosowanie adaptacyjnego regulatora opartego na zbiorach rozmytych typu II do sterowania prędkością układu napędowego, *Przegląd Elektrotechniczny*, 87 (2011), 4, 160-163
- [8] Orłowska-Kowalska, Teresa, Marcin Kamiński, Adaptive Neurocontrollers for Drive Systems: Basic Concepts, Theory and Applications, *Advanced and Intelligent Control in Power Electronics and Drives*. Springer International Publishing, 2014. 269-302.
- [9] Vittek, Jan, Sergey Ryvkin. Decomposed sliding mode control of the drive with interior permanent magnet synchronous motor and flexible coupling, *Mathematical Problems in Engineering* 2013
- [10] Serkies P., Szabat K., Application of the MPC controller to the Position Control of the Two-Mass Drive System, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 60 (2013) n. 9, 3679 – 3688
- [11] Stephens M., Manzie C., Good M., Model Predictive Control for Reference Tracking on an Industrial Machine Tool Servo Drive, *IEEE Trans. on Industrial Informatics*, 9(2013), n2, 808-816.
- [12] Maciejowski J.M., Predictive Control With Constraints. *Prentice-Hall*, 2002.
- [13] Rodriguez J., Kazmierkowski M., Espinoza J., Zanchetta Abu-Rub P. H., Young H., Rojas C., State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics, *IEEE Trans. on Industrial Informatics* 9. (2013), n2, 1003 – 1016
- [14] Thomsen S., Hoffmann N., Fuchs F. W., PI Control, PI-Based State Space Control, and Model-Based Predictive Control for Drive Systems With Elastically Coupled Loads—A Comparative Study, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 58 (2011) n.8, 3647-3657
- [15] Davari S.A., Khaburi, D.A., Kennel R., Using a weighting factor table for FCS-MPC of induction motors with extended prediction horizon, *IECON 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2012, 2086 – 2091
- [16] Bemporad A., Morari M., Dua V., Pistikopoulos E.N., The explicit linear quadratic regulator for constrained systems, *Automatica*, 38 (2002), n1, 3-20
- [17] Kvasnica M., Grieder P., Baotic M., Morari M.: 'Multiparametric toolbox (MPT)' in ALUR R., PAPPAS G.J. (EDS.): 'Hybrid systems: computation and control' Springer, 2004, 448-462

**Autor:** dr inż. Piotr Józef Serkies,  
E-mail: piotr.serkies@pwr.wroc.pl  
Politechnika Wroclawska,  
Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych,  
50-372 Wrocław, ul. Smoluchowskiego 19