

Sterowanie ślizgowe zapewniające zbieżność uchybu w skończonym czasie dla napędu bezpośredniego

Streszczenie. W pracy przedstawiono aplikację sterowania ślizgowego o skończonym czasie trwania, nazywanego terminalnym sterowaniem ślizgowym, do napędu bezpośredniego. Zaproponowano modyfikację prawa sterowania, umożliwiającą zastosowanie terminalnego ruchu ślizgowego także w przypadku obiektów z opóźnieniem w torze sterowania. Rozważania teoretyczne zostały zweryfikowane w trakcie badań symulacyjnych z wykorzystaniem dokładnego modelu napędu bezpośredniego o złożonej strukturze mechanicznej.

Abstract. The paper presents a terminal sliding mode control application for direct drive. A modified terminal sliding control law is proposed for a system with delays and unmodeled dynamics. Theoretical considerations were verified during simulation tests using an accurate direct drive model with a complex mechanical structure. (**Terminal sliding mode control of direct drive**).

Słowa kluczowe: terminalne sterowanie ślizgowe, napęd bezpośredni, *chattering*, serwonapęd

Keywords: terminal SMC, direct drive, chattering, servo drive

Wstęp

Układy napędowe robotów przemysłowych i obrabiarek sterowanych numerycznie muszą spełniać wysokie wymagania dotyczące właściwości dynamicznych. Jednym z istotnych wymagań jest odporność układu sterowania. Odporność to zdolność zamkniętego systemu regulacji do utrzymania określonych parametrów dynamicznych pomimo niepewności modelowania obiektu regulacji i zakłóceń zewnętrznych. Odporność napędów dla poszczególnych osi obrabiarki lub manipulatora przemysłowego jest konieczna do eliminacji wzajemnego oddziaływania napędów, oraz zapewnienia minimalizację błędów odtwarzania zadanej trajektorii ruchu. Istotnym parametrem o szerokim zakresie zmienności jest moment bezwładności napędu, zależny na przykład od masy obrabianego elementu w obrabiarence lub od wzajemnej konfiguracji ramion manipulatora przemysłowego. Kryterium to jest szczególnie ważne zwłaszcza w przypadku napędów bezpośrednich, w których nie ma przekładni mechanicznej separującej napędzany mechanizm od silnika elektrycznego. Stosunek bezwładności mechanizmu do bezwładności silnika jest w takich napędach znacznie większy niż w przypadku napędów z przekładnią redukcyjną. Stąd też zmiany momentu bezwładności i moment oporowy silniej wpływają na zachowanie napędu.

Sterowanie ślizgowe to metoda często stosowana w przypadku napędów elektrycznych, zwłaszcza w przypadku obiektów niestacjonarnych [1, 2]. W przypadku teoretycznym możliwe jest uzyskanie pełnej odporności napędu ze sterowaniem ślizgowym na zmiany parametrów takich jak moment bezwładności i współczynnik tarcia oraz na zewnętrzne wymuszenie momentem oporowym.

Projektowanie układów sterowania ślizgowego przebiega w dwóch etapach: w pierwszym projektowana jest powierzchnia ruchu ślizgowego, w drugim natomiast prawo sterowania zapewniające ruch wektora stanu obiektu po tej powierzchni. W klasycznym podejściu wykorzystywane są liniowe powierzchnie przełączeń, natomiast zastosowanie nieliniowej powierzchni przełączeń umożliwia uzyskanie korzystnych właściwości układu sterowania. W pracy [3] zaproponowano czasooptymalne sterowanie ze zmienną powierzchnią przełączeń. Inna koncepcja została zaproponowana w pracy [4]. Metoda, nazwana przez autorów terminalnym ruchem ślizgowym, polega na takiej definicji powierzchni przełączeń, w której występują niecałkowite potęgi zmiennych stanu. Zapewnia to zbieżność uchybu do zera w skończonym czasie. Celem niniejszej pracy jest weryfikacja możliwości zastosowania

terminalnego ruchu ślizgowego w sterowaniu napędu bezpośredniego.

W praktyce w przypadku idealnego ruchu ślizgowego występują zmiany sygnału sterującego o wysokiej częstotliwości (*chattering*) prowadzące do pobudzania wyższych, niemodelowanych modów dynamiki układu. Fizyczne ograniczenia budowy układu napędowego, związane z dyskretną pracą układu sterowania, nie dopuszczają do takiego trybu pracy. Dlatego też w wielu pracach przedstawiane są różne metody eliminacji tego zjawiska, przy zachowaniu możliwie dobrych właściwości napędu [5, 6]. Wśród tych metod można wyróżnić zastępowanie ostrej funkcji przełączeń funkcją nasycenia, filtrowanie sygnału sterującego, wykorzystanie obserwatorów ślizgowych, projektowanie układu sterowania z uwzględnieniem pochodnej sygnału sterującego (układy ślizgowe drugiego rzędu) i inne.

Koncepcja sterowania ślizgowego zapewniającego zbieżność uchybu w skończonym czasie.

Analizowany jest układ dynamiczny drugiego rzędu, opisany równaniami:

$$(1) \quad \frac{dx_1}{dt} = x_2$$

$$(2) \quad \frac{dx_2}{dt} = f(\mathbf{x}) + b(\mathbf{x}) \cdot u + d(\mathbf{x}, t)$$

gdzie $\mathbf{x} = [x_1 \quad x_2]^T$ jest wektorem stanu i u jest skalarnym sygnałem wejściowym. Funkcje $f(\mathbf{x})$, $b(\mathbf{x})$ są znane, natomiast składnik $d(\mathbf{x}, t)$ opisuje nieznanne zakłócenia oraz zmienność parametrów obiektu; znane jest tylko ograniczenie tego składnika:

$$(3) \quad |d(\mathbf{x}, t)| \leq D$$

W przypadku klasycznego ruchu ślizgowego [1, 3, 7] definiuje się powierzchnię przełączeń sygnału sterowania:

$$(4) \quad \sigma = x_2 + \lambda \cdot x_1 = 0,$$

gdzie $\lambda > 0$ określa szybkość zanikania uchybu uogólnionego σ .

Zadaniem układu sterowania jest sprowadzenie wektora stanu do początku układu współrzędnych. Jeżeli wartość początkowa wektora stanu wynosi $\mathbf{x}(0) = [x_1(0) \quad 0]$, to w

trybie ruchu ślizgowego układ będzie dążył do stanu ustalonego zgodnie z równaniem:

$$(5) \quad x_1 = x_1(0) \cdot e^{-\lambda t}$$

Układ zatem zmierza asymptotycznie do stanu równowagi ze stałą czasową równą $1/\lambda$ i osiągnie go po czasie nieskończenie długim.

W pracy [8] zaproponowano nową postać powierzchni przełączeń w postaci:

$$(6) \quad \sigma = x_2 + \lambda \cdot x_1^{q/p} = 0$$

gdzie q, p są dobranymi liczbami całkowitymi nieparzystymi, spełniającymi warunek $q < p$. Biorąc pod uwagę dopuszczalny zakres wartości zmiennych stanu, równanie (6) należy zapisać w zmodyfikowanej postaci (6a)

$$(6a) \quad \sigma = x_2 + \lambda \cdot |x_1|^{q/p} \cdot \text{sgn}(x_1) = 0$$

Wystarczającym warunkiem wystąpienia ruchu ślizgowego jest, by dla całego zakresu zmienności parametrów i możliwych zakłóceń zapewnić, że pochodna funkcji

Lapunowa $V(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \sigma^2$ spełnia zależność:

$$(7) \quad \frac{d}{dt} V(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \cdot \frac{d}{dt} \sigma^2 = \frac{d\sigma}{dt} \cdot \sigma < -\eta \cdot |\sigma|$$

dla dodatniej stałej η .

Zaproponowane zostało prawo sterowania wyrażone wzorem:

$$(8) \quad u = -b^{-1}(\mathbf{x}) \cdot \left(f(\mathbf{x}) + \lambda \cdot \frac{q}{p} \cdot |x_1|^{\frac{q-1}{p}} \cdot x_2 \cdot \text{sgn}(x_1) + L \cdot \text{sgn}(\sigma) \right)$$

Niech $x_1 \geq 0$. Po podstawieniu prawa sterowania (8) do równań obiektu (1,2) pochodną uchybu uogólnionego (6) można zapisać w postaci:

$$(9) \quad \begin{aligned} \frac{d\sigma}{dt} &= \frac{dx_2}{dt} + \lambda \cdot \frac{q}{p} \cdot x_1^{\frac{q-1}{p}} \cdot x_2 = \\ &= f(\mathbf{x}) + b(\mathbf{x}) \cdot u + d(\mathbf{x}, t) + \lambda \cdot \frac{q}{p} \cdot x_1^{\frac{q-1}{p}} \cdot x_2 = \\ &= d(\mathbf{x}, t) - L \cdot \text{sgn}(\sigma) \end{aligned}$$

Warunek (7) jest zatem spełniony, jeżeli amplituda części przełączającej zostanie dobrana tak, by:

$$(10) \quad L > |d(\mathbf{x}, t)| + \eta$$

W trybie ruchu ślizgowego układ dąży do stanu ustalonego zgodnie z równaniem:

$$(11) \quad x_2 = -\lambda \cdot x_1^{q/p}$$

Czas trwania ruchu, od warunków początkowych $\mathbf{x}(0)$ do osiągnięcia punktu (0,0), jest skończony i opisany wzorem:

$$(12) \quad t_s = \frac{P}{\lambda \cdot (p-q)} \cdot |x_1(0)|^{1-\frac{q}{p}}$$

Eliminacja osobliwości w prawie sterowania

W rzeczywistym układzie sterowania możliwa jest sytuacja, w której $x_2 \neq 0$ i $x_1 = 0$. Stan taki nie występuje w idealnym ruchu ślizgowym opisanym równaniem (6), może

jednak wystąpić w fazie dojścia do powierzchni ślizgowej lub też w trakcie ruchu ślizgowego na skutek błędów związanych z dyskretyzacją pomiarów zmiennych. W takim przypadku składnik prawa sterowania $\lambda \cdot \frac{q}{p} \cdot |x_1|^{\frac{q-1}{p}} \cdot x_2$

wnosi wartość dążącą do nieskończoności. Może to wywołać oscylacje i niestabilność w układzie sterowania. Dla wyeliminowania tej osobliwości zaproponowana została zmodyfikowana powierzchnia przełączeń [9]

$$(13) \quad \sigma = \frac{1}{\lambda^{p/q}} \cdot |x_2|^{p/q} \cdot \text{sgn}(x_2) + x_1 = 0$$

W trakcie ruchu ślizgowego równanie (13) jest równoważne z równaniem (6a). Modyfikacja wykorzystana w (13) umożliwia jednak wprowadzenie prawa sterowania (14)

$$(14) \quad u = -b^{-1}(\mathbf{x}) \cdot \left(f(\mathbf{x}) + \lambda \cdot \frac{p}{q} \cdot |x_2|^{2-\frac{p}{q}} \cdot \text{sgn}(x_2) + L \cdot \text{sgn}(\sigma) \right)$$

Podobna analiza stabilności ruchu ślizgowego jak w (9) pozwala na zapisanie

$$(15) \quad \begin{aligned} \frac{d\sigma}{dt} &= \frac{1}{\lambda^{p/q}} \cdot x_2^{p/q} \cdot \frac{dx_2}{dt} + x_2 = \\ &= \frac{1}{\lambda^{p/q}} \cdot \frac{p}{q} \cdot x_2^{p/q-1} \cdot (f(\mathbf{x}) + b(\mathbf{x}) \cdot u + d(\mathbf{x}, t)) + x_2 = \\ &= \frac{1}{\lambda^{p/q}} \cdot \frac{p}{q} \cdot x_2^{p/q-1} \cdot (d(\mathbf{x}, t) - L \cdot \text{sgn}(\sigma)) \end{aligned}$$

Gdy $q < p < 2q$ oraz gdy L dobrane jest zgodnie z wzorem (10) to warunek (15) jest spełniony.

Prawo sterowania (14) eliminuje osobliwość występującą w prawie sterowania (8) i zapewnia przy tym tą samą trajektorię ślizgową.

Modyfikacja powierzchni ślizgowej

Powierzchnia ślizgowa opisana równaniami (6) lub (13) nie zapewnia ograniczenia zakresu zmiennych stanu. Natomiast w praktycznych aplikacjach napędowych konieczne jest na przykład ograniczenie prędkości, do której rozpędza się układ wykonawczy. Dlatego też zaproponowana została modyfikacja powierzchni sterowania zgodnie z zależnością:

$$(16) \quad \sigma = \begin{cases} x_2 + x_2^{\max} \cdot \text{sgn}(x_2) & \text{gdy } \lambda \cdot |x_1|^{q/p} \geq x_2^{\max} \\ \frac{1}{\lambda^{p/q}} \cdot |x_2|^{p/q} \cdot \text{sgn}(x_2) + x_1 & \text{gdy } \lambda \cdot |x_1|^{q/p} < x_2^{\max} \end{cases}$$

Spełnienie warunku ruchu ślizgowego $\sigma = 0$ dla powierzchni ślizgowej zdefiniowanej równaniem (16) zapewnia ruch z prędkością $\pm x_2^{\max}$ w większej odległości od początku układu współrzędnych. Punkt przełączenia wyznaczany jest w miejscu przecięcia charakterystyk. W trakcie ruchu ze stałą prędkością $x_2^{\max} \cdot \text{sgn}(x_1)$ prawo sterowania (14) redukuje się do postaci:

$$(17) \quad u = -b^{-1}(\mathbf{x}) \cdot (f(\mathbf{x}) + L \cdot \text{sgn}(\sigma))$$

W układach sterowania napędem elektrycznym konieczne jest uwzględnienie opóźnienia wprowadzanego przez bloki dyskretnego przetwarzania algorytmu sterowania, bloki filtracji sygnałów pomiarowych i zamknięty układ regulacji siły lub momentu obrotowego. Takie

opóźnienie w obwodzie sterowania ogranicza dopuszczalne wzmocnienie. Dla ruchu po powierzchni ślizgowej opisanej równaniem (6) można wyznaczyć wzmocnienie prędkościowe toru regulacji:

$$(18) \quad \frac{\partial x_2}{\partial x_1} = -\lambda \cdot \frac{q}{p} \cdot \frac{|x_1|^{q/p}}{|x_1|}$$

Dla bliskich zeru wartości x_1 wyrażenie (18) dąży do nieskończoności. W zamkniętym układzie regulacji z opóźnieniami tak duże wzmocnienie doprowadzi do powstania drgań niegasnących. Dlatego też zaproponowano ograniczenie wzmocnienia prędkościowego dla małych wartości zmiennej x_1 . Zmodyfikowana powierzchnia ślizgowa ma zatem postać:

$$(19) \quad \sigma = \begin{cases} x_2 + x_2^{\max} \cdot \text{sgn}(x_1) & \text{gdy } x_2^{\max} \leq \min(\lambda_l \cdot |x_1|, \lambda \cdot |x_1|^{q/p}) \\ \frac{1}{\lambda^{p/q}} \cdot |x_2|^{p/q} \cdot \text{sgn}(x_2) + x_1 & \text{gdy } \lambda \cdot |x_1|^{q/p} < \min(\lambda_l \cdot |x_1|, x_2^{\max}) \\ x_2 + \lambda_l \cdot x_1 & \text{gdy } \lambda_l \cdot |x_1| \leq \min(\lambda \cdot |x_1|^{q/p}, x_2^{\max}) \end{cases}$$

Wartość nachylenia liniowej części powierzchni ślizgowej λ_l została dobrana tak, by wyeliminować drgania dla małych wartości zmiennej x_1 . W tym zakresie prawo sterowania będzie miało postać:

$$(20) \quad u = -b^{-1}(\mathbf{x}) \cdot (f(\mathbf{x}) + \lambda_l \cdot x_2 + L \cdot \text{sgn}(\sigma))$$

Na rysunku 1 przedstawione zostały składowe powierzchni ślizgowej opisane równaniem (19). Górna część rysunku 1 ilustruje powierzchnie dla zakresu ruchu napędu od 25 rad do 0, natomiast dolna przedstawia powiększenie w pobliżu początku układu współrzędnych.

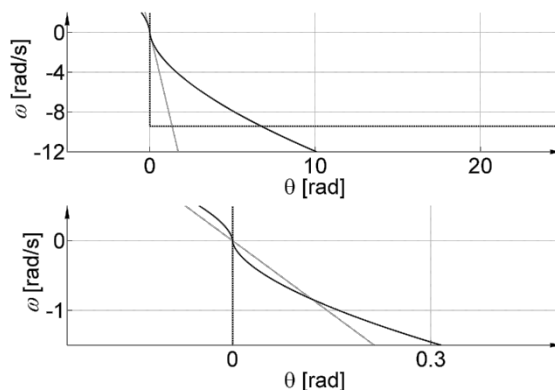
Eliminacja szybkich przełączeń sygnału sterującego

Prawa sterowania opisane równaniami (14, 17, 20) zawierają składnik zależny od znaku uogólnionego uchybu σ . W trybie ruchu ślizgowego składnik ten przełącza się z nieskończonej dużą częstotliwością, gwarantując poruszanie się wektora stanu obiektu po powierzchni ślizgowej. W układzie rzeczywistym częstotliwość tych przełączeń jest ograniczona przez opóźnienia występujące w obiekcie, co prowadzi do utraty możliwości utrzymania wektora stanu na zadanej powierzchni [7].

Zastosowanie szybko zmiennego sygnału sterującego pobudza także niemodelowane mody drgań obiektu, co jest niekorzystne z punktu widzenia dokładności ruchu i trwałości urządzenia.

W implementacjach sterowania ślizgowego często zastępuje się nieciągły składnik prawa sterowania ciągłą aproksymacją. Stosowana na przykład jest funkcja nasycenia, zdefiniowana zgodnie z równaniem (21)

$$(21) \quad \text{sat}(\sigma) = \begin{cases} \frac{\sigma}{\Phi} & \text{gdy } |\sigma| \leq \Phi \\ \text{sgn}(\sigma) & \text{gdy } |\sigma| > \Phi \end{cases}$$



Rys. 1. Składowe powierzchni ślizgowej

Funkcja $\text{sat}()$ wyznacza pasmo o szerokości Φ po obu stronach powierzchni przełączeń, w którym nieciągły składnik prawa sterowania zastępowany jest przez składnik proporcjonalny do uogólnionego uchybu. Badania przedstawione w [7] nie wykazały istotnych zalet proponowanych w literaturze nieliniowych aproksymacji funkcji $\text{sgn}()$ w stosunku do funkcji $\text{sat}()$. Należy przy tym zwrócić uwagę, że zastąpienie funkcji $\text{sgn}()$ przez funkcję $\text{sat}()$ wprowadza skończone wzmocnienie w układzie regulacji. Z punktu widzenia stabilności istotne jest przy tym łączne, wypadkowe wzmocnienie w torze regulacji, określone przez szerokość strefy aproksymacji Φ oraz nachylenie powierzchni ślizgowej λ_l [7].

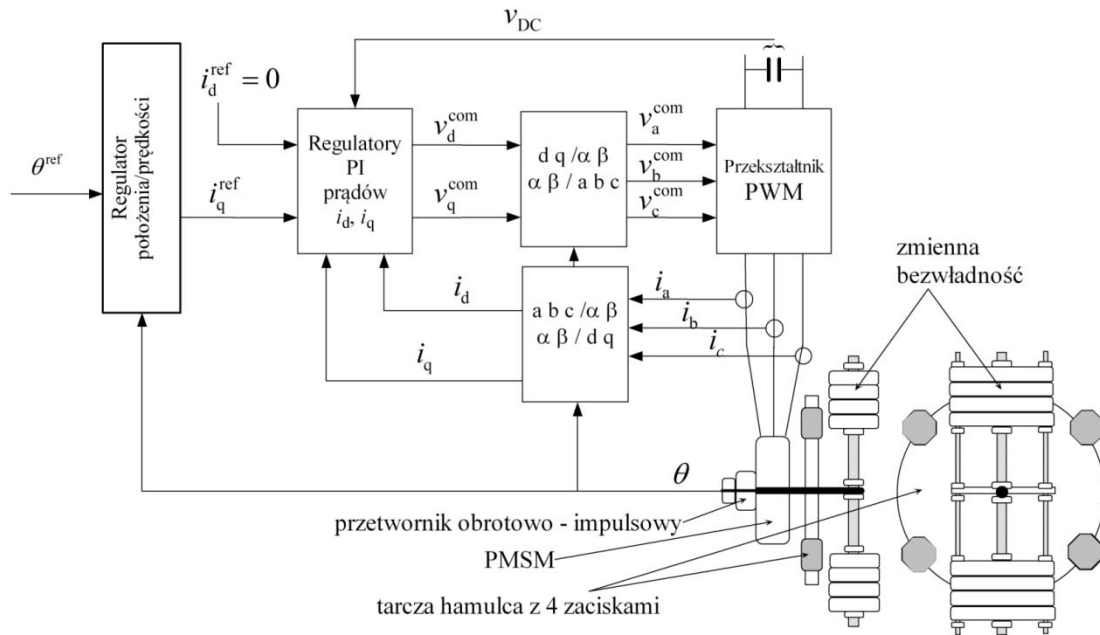
Warunki przełączeń pomiędzy poszczególnymi segmentami powierzchni ślizgowej (19) i odpowiadającymi im prawami sterowania (14, 17, 20) zapewniają bezuderzeniową zmianę struktury układu sterowania tylko w przypadku idealnego ruchu ślizgowego, gdy wektor stanu znajduje się na zdefiniowanej powierzchni ślizgowej. Jednak zastąpienie w prawach sterowania funkcji $\text{sgn}()$ przez ciągłą aproksymację $\text{sat}()$ powoduje, że wektor stanu porusza się w pewnej odległości $0 \leq \delta \leq \Phi$ od powierzchni ślizgowej. W takim przypadku przełączenie struktury sterowania wiązać się będzie z dużą, skokową zmianą sygnału sterującego, niepożądaną w układzie praktycznym. Zaproponowano częściowe ograniczenie tego efektu poprzez dynamiczną zmianę szerokości strefy aproksymacji od wartości maksymalnej Φ^{\max} do minimalnej Φ^{\min} . Wartość maksymalna szerokości Φ przyjmowana jest w momencie zmiany powierzchni ślizgowej (19), a następnie jest ona wykładniczo zmniejszana, zgodnie z wzorem (22) do wartości minimalnej, gwarantującej poprawną pracę przy eliminacji szybkich przełączeń sygnału sterującego:

$$(22) \quad \Phi = \Phi^{\min} + (\Phi^{\max} - \Phi^{\min}) \cdot e^{-t/T_\Phi}$$

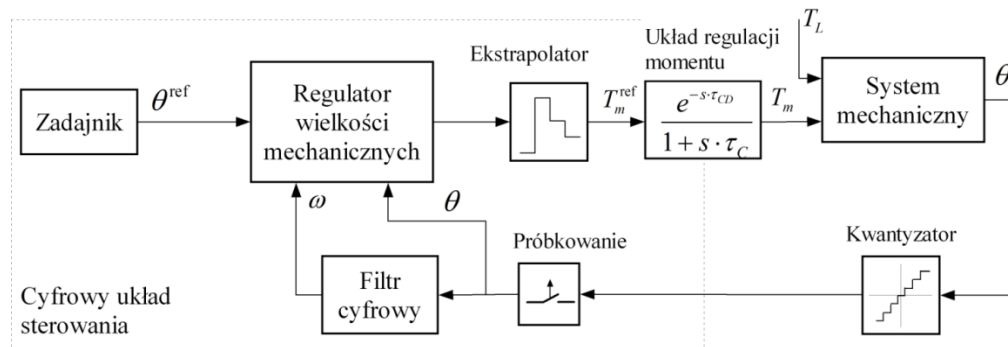
Szybkość zmian szerokości aproksymacji, określona przez T_Φ , została dobrana eksperymentalnie.

Stanowisko laboratoryjne

Badania symulacyjne zostały przeprowadzone na modelu stanowiska napędu bezpośredniego z silnikiem synchronicznym o magnesach trwałych. Rysunek 2 prezentuje schemat funkcjonalny stanowiska, przedstawionego dokładnie we wcześniejszych pracach [2, 6, 7]. Silnik obciążony jest zestawem mechanicznym, złożonym z płyt montowanych po obu stronach wału oraz z tarczy hamulcowej wraz z zaciskami. Silnik jest zasilany z przekształtnika napięcia MSI i sterowany przez sterownik DSP.



Rys.2. Schemat funkcjonalny stanowiska laboratoryjnego



Rys.3. Przepływ sygnałów w modelu symulacyjnym

Zaimplementowane oprogramowanie realizuje zadanie sterowania wektorowego z szybkimi regulatorami PI składowych czynnej i biernej prądu. Sygnał czynnego prądu zadanego wyznaczany jest przez analizowany w pracy regulator położenia i prędkości. Chwilowe położenie wału silnika mierzone jest za pomocą przetwornika obrotowo – impulsowego, i z tego sygnału wyliczana jest wartość prędkości. Dla wyeliminowania drgań rezonansowych zespołu mechanicznego zastosowano cyfrową filtrację w torze wyznaczania prędkości [7].

Zidentyfikowane parametry stanowiska laboratoryjnego zostały wykorzystane do syntezy modelu symulacyjnego napędu. W modelu tym uwzględniono: dyskretny charakter pracy regulatora wielkości mechanicznych, zastępczy model układu regulacji momentu, zawierający opóźnienie i inercję, złożoną wielomasową strukturę obciążenia mechanicznego oraz skwantowany pomiar położenia kąтового wału silnika. Prędkość obrotowa, wyznaczona na podstawie dyskretnego pomiaru położenia, poddawana jest filtracji cyfrowej eliminującej wpływ właściwości rezonansowych obciążenia mechanicznego (rys. 3).

Badania symulacyjne

Dla zweryfikowania poprawności przedstawionej analizy teoretycznej przeprowadzono zestaw testów symulacyjnych. Zaprojektowany został ślizgowy regulator położenia napędu bezpośredniego. Jako wektor stanu

objektu opisanego równaniami (1,2) przyjęto położenie θ i prędkość silnika ω

$$(23) \quad \frac{d\theta}{dt} = \omega$$

$$(24) \quad \frac{d\omega}{dt} = -\frac{\hat{k}_f}{\hat{J}} \cdot \omega + \frac{k_T}{\hat{J}} \cdot i_q^{\text{ref}} + d$$

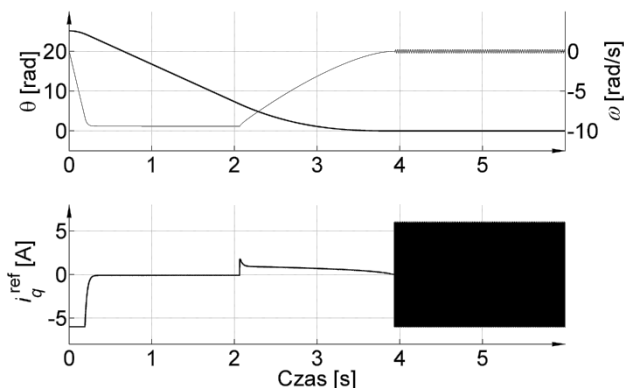
gdzie estymowany moment bezwładności układu \hat{J} jest średnią geometryczną z zakresu zmienności momentu bezwładności napędu:

$$(25) \quad \hat{J} = \sqrt{J^{\text{max}} \cdot J^{\text{min}}}$$

natomiast \hat{k}_f to estymowany współczynnik tarcia wiskotycznego, równy połowie maksymalnego współczynnika tarcia w obiekcie. Składnik d opisuje wpływ momentu oporowego oraz zastępczy efekt zmienności momentu bezwładności i współczynnika tarcia w przyjętym zakresie. Sposób wyznaczenia zakresu D zmienności składnika d przedstawiono w pracy [2]. Sygnałem sterującym jest prąd zadany w osi q napędu i_q^{ref} , proporcjonalny do zadanego momentu obrotowego T_m^{ref} .

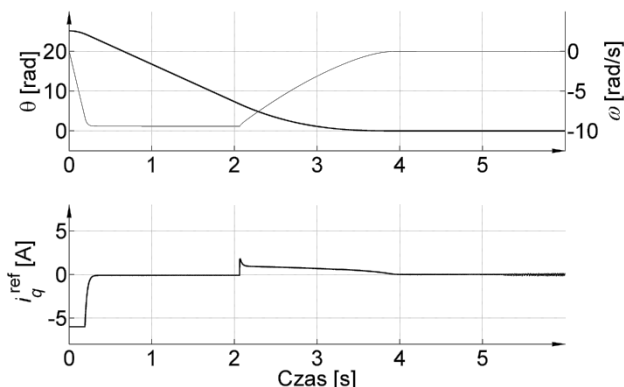
Wszystkie badania wykonano dla takiego samego testu: skokowa zmiana położenia zadanego od wartości początkowej $8 \cdot \pi$ radianów do zera. Przyjęto ograniczenie prędkości obrotowej w trakcie pracy napędu równe ± 10 rad/s.

W pierwszym etapie badań do badań przyjęto przypadek o najmniejszym momencie bezwładności. Z uwagi na największe wzmocnienie obiektu, przypadek ten wyznacza zakres stabilnej pracy napędu. Zaimplementowane zostało prawo sterowania zgodnie z równaniem (6a). Zastosowano przy tym funkcję nasycenia sat() oraz powierzchnię ślizgową opisaną analogicznie do wzoru (16). Wyniki badań przedstawiono na rysunku 4.



Rys.4. Badania prawa sterowania klasycznego terminalnego ruchu ślizgowego

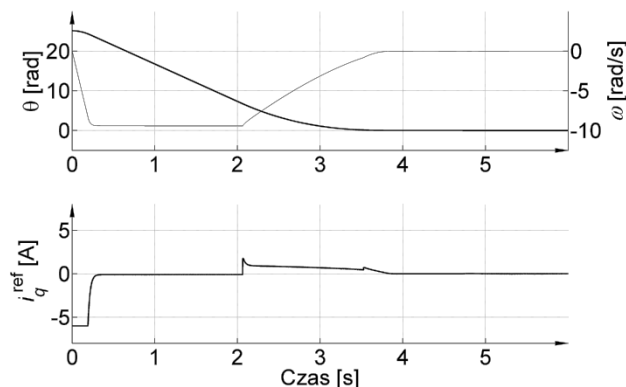
Ponieważ w rzeczywistej implementacji układu ślizgowego występują sytuacje, w których zmierzone położenie jest równe zero i jednocześnie prędkość jest niezerowa, prawo sterowania (8) wprowadza sygnały sterujące o bardzo dużej amplitudzie i dużej częstotliwości przełączeń. Taki stan pracy jest niedopuszczalny w układzie praktycznym. Należy przy tym zauważyć, że zwiększanie szerokości Φ w funkcji sat() prowadziło do pogorszenia jakości śledzenia powierzchni ślizgowej, nie eliminując przy tym szybkich przełączeń w trakcie postoju napędu.



Rys.5. Badania prawa sterowania zmodyfikowanego terminalnego ruchu ślizgowego

W drugim etapie badań zastosowano zmodyfikowane prawo sterowania (14), w którym wyeliminowano punkty osobliwości matematycznej. Dla testowanego przypadku uzyskano zadawalające przebiegi, przedstawione na rysunku 5. Dokładniejsza analiza wskazuje jednak na pojawienie się drgań niegasnących wokół początku układu współrzędnych. Spowodowane są one zbyt dużym wzmocnieniem prędkościowym w pobliżu uchybu położenia równego zero. Z uwagi na opóźnienia w torze regulacji takie wzmocnienie prowadzi do utraty stabilności. W układzie

napędu bezpośredniego o złożonej, wielomasowej strukturze mechanicznej takie oscylacje zadanego momentu obrotowego mogą prowadzić do wzbudzenia drgań wysokiej częstotliwości, negatywnie wpływających na jakość regulacji i trwałość mechanizmu. Dlatego też wskazane jest ich wyeliminowanie. W tym celu w trzecim etapie badań zastosowano zmodyfikowaną powierzchnię ślizgową (19) i odpowiednio prawo sterowania przełączane w poszczególnych fazach ruchu (14, 17, 20). Wyniki testów dla najmniejszej przyjętej bezwładności napędu przedstawione są na rysunku 6.

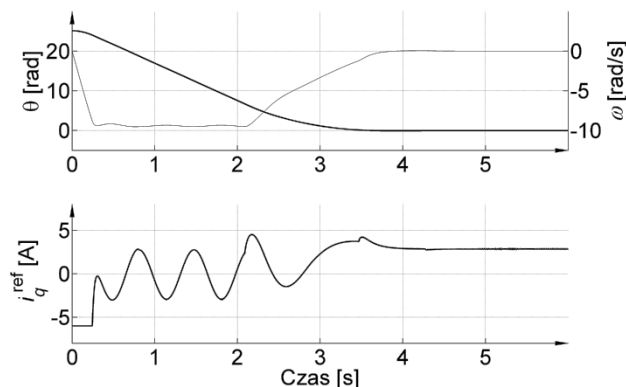


Rys.6. Badania prawa sterowania terminalnego ruchu ślizgowego z fazą liniową

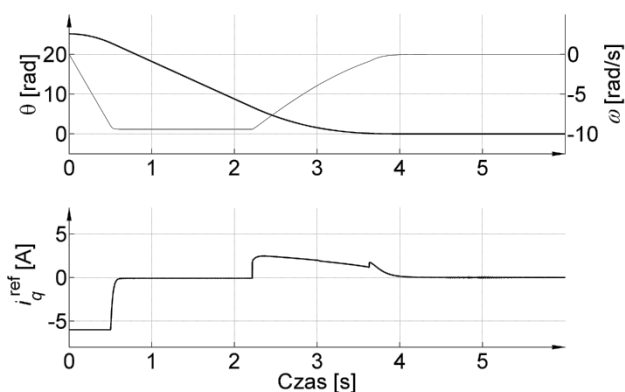
Dla tak zaprojektowanego układu regulacji nie zaobserwowano drgań prądu zadanego, a czas regulacji uległ tylko nieznacznemu wydłużeniu w stosunku do terminalnego ruchu ślizgowego trwającego aż do zatrzymania napędu.

W drugiej części badań symulacyjnych przetestowano odporność zaprojektowanego układu regulacji. Przeprowadzono testy dla niesymetrycznego obciążenia mechanizmu oraz dla maksymalnego momentu bezwładności. Niesymetryczne obciążenie wniosło do układu grawitacyjny moment oporowy przy średnim momencie bezwładności. Wyniki testu zamieszczone są na rysunku 7. Układ zachowuje się prawidłowo, a przebiegi prędkości i położenia są zbliżone do przebiegów dla układu o małej bezwładności z rysunku 6. Widoczna różnica występuje tylko w trakcie fazy ruchu o stałej prędkości, ponieważ zastosowanie zamiast funkcji sgn() funkcji sat() w prawie ruchu sterowania powoduje, że wektor stanu nie ślizga się dokładnie po zadanej powierzchni ślizgowej.

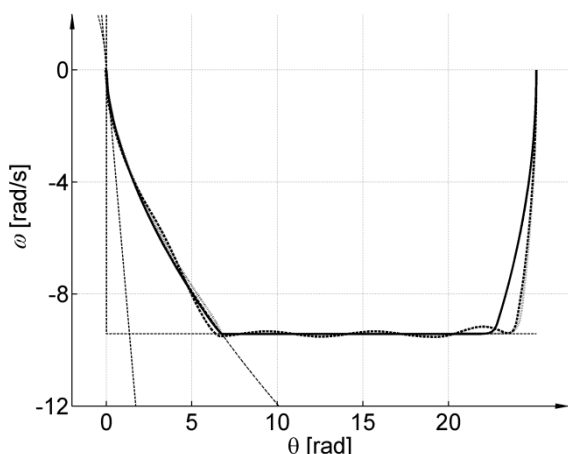
Ostatni z prezentowanych testów wykonano dla przypadku maksymalnego momentu bezwładności, a przebiegi sygnałów zostały przedstawione na rysunku 8.



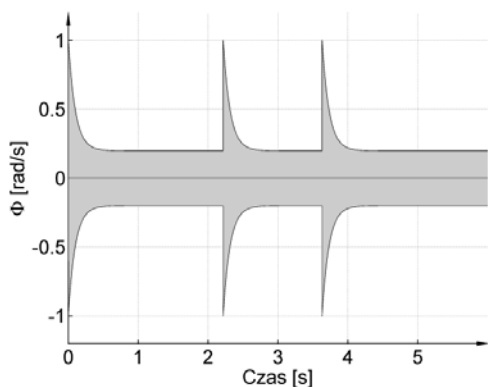
Rys.7. Badania napędu o średniej bezwładności i dużym momencie oporowym.



Rys.8. Badania napędu o maksymalnej bezwładności.



Rys.9. Trajektorie fazowe w trakcie terminalnego ruchu ślizgowego z ograniczeniem prędkości i fazą liniową hamowania



Rys.10. Zmienność szerokości strefy liniowej funkcji sat())

Dla porównania przedstawionych testów na rysunku 9 zbiorczo wyrysowano trajektorie fazowe. Istotne różnice występują tylko w fazie rozpędzania, nieobjętej ruchem ślizgowym. W fazie ruchu ze stałą prędkością widoczne są odchyłki wywołane momentem grawitacyjnym dla wariantu o średnim momencie bezwładności.

Wyraźnie widoczna jest także faza hamowania – początkowo po trajektorii nieliniowej, a w końcowym odcinku po trajektorii liniowej.

W przebiegu fazy ruchu ze stałą prędkością można zauważyć, że odchylenia od zadanej prędkości zmniejszają się. Jest to wynikiem zastosowanej modyfikacji szerokości strefy liniowej w funkcji sat(), zgodnie z wzorem (22). Dla ilustracji, na rysunku 10 przedstawiono zmienność Φ dla przypadku o maksymalnej bezwładności z rysunku 8. Umożliwiło to wyeliminowanie skokowych zmian prąduadanego w trakcie przełączania prawa sterowania.

Podsumowanie

W pracy przedstawiono implementację zmodyfikowanej metody terminalnego ruchu ślizgowego dla sterowania napędu bezpośredniego. Z uwagi na warunki stabilnej pracy układu regulacji dla obiektu z opóźnieniem konieczne było zastosowanie ciągłej aproksymacji nieciągłego składnika prawa sterowania oraz zastąpienie nieliniowej powierzchni ślizgowej przez odcinek liniowy o stałym nachyleniu w otoczeniu zerowego uchybu położenia.

Przedstawione wnioski każą krytycznie ocenić analizowaną metodę sterowania w odniesieniu do napędów ze złożoną strukturą mechaniczną. Z zakresu sterowania ślizgowego lepszymi właściwościami charakteryzują się na przykład metoda zmiennej powierzchni przełączeń [3] oraz metoda z modelem wzorcowym [7]. Warto jednak zaznaczyć, że z zakresu terminalnego sterowania ślizgowego publikowane są nowe prace, na przykład [10] eliminująca *chattering* bez konieczności stosowania aproksymacji funkcji nieciągłej w prawie sterowania. Dlatego też przedstawiony temat jest otwarty i aktualny

Autor: dr hab. inż. Stefan Brock, Politechnika Poznańska, Instytut Automatyki i Inżynierii Informatycznej, ul. Piotrowo 3a, 60-965 Poznań, e-mail: Stefan.Brock@put.poznan.pl

LITERATURA

- [1] Utkin V., Gulder J., Shijun M., Sliding Mode Control in Electro-mechanical Systems. CRC 1999.
- [2] Brock S., Sliding mode controller for direct drive with dry friction, *Przegląd Elektrotechniczny*, 85 (2009), nr 7, 125 - 129
- [3] Bartoszewicz A., Nowacka-Leverton A., Time-Varying Sliding Modes for Second and Third Order Systems. Springer 2009
- [4] Venkataraman S.T., Gulati S., Terminal sliding modes: a new approach to nonlinear control synthesis, 91 ICAR., Fifth International Conference on Advanced Robotics. Robots in Unstructured Environments 1991, vol.1, 443-448
- [5] Utkin V., Lee H., Chattering Problem in Sliding Mode Control Systems, IEEE International Workshop on Variable Structure Systems, VSS 2006, 346-350
- [6] Brock S., Sliding mode control of a permanent magnet direct drive under non-linear friction, *COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, 30 (2011), n.3, 853 - 863
- [7] Brock S., Struktury odporne sterowania elektrycznego napędu bezpośredniego z wykorzystaniem koncepcji sterowania ślizgowego, Wydawnictwo Pol. Poznańskiej 2013
- [8] Yu X., Man Z., On finite time mechanism: terminal sliding modes. Variable Structure Systems, VSS '96. Proceedings, 164-167
- [9] Feng Y., Yu X., Man Z., Non-singular terminal sliding mode control of rigid manipulators. *Automatica.*, 38 (2002), n.12, 2159-2167
- [10] Liu J., Wang X., Advanced Sliding Mode Control for Mechanical Systems Springer Berlin 2011