

doi:10.15199/48.2023.04.11

Odporność nieliniowych, złożonych algorytmów sterowania serwonapędami z silnikami z magnesami trwałymi na czynniki związane z implementacją w układach rzeczywistych

Streszczenie. Współczesne serwonapędy bezpośrednio z silnikami z magnesami trwałymi są sterowane przez nieliniowe, złożone algorytmy sterowania. Algorytmy te są wyprowadzane przy upraszczających założeniach, których nie można dotrzymać przy implementacji w układach rzeczywistych. Liczne czynniki dotyczące realizacji sterowania, pomiarów sygnałów, niepełnego modelowania silnika i maszyny roboczej pojawiają się na etapie implementacji i mogą wpływać destrukcyjnie na jakość regulacji osiąganą w układzie rzeczywistym. W artykule dokonano analizy takich czynników i oceniono istotność ich wpływu na pracę układu, w którym sterowanie wyznaczono metodami adaptacyjnego sterowania nieliniowego ze zmiennymi w czasie barierowymi funkcjami Lapunowa. Badania dotyczą serwonapędu z silnikiem liniowym z magnesami trwałymi. Wyniki przedstawiono w licznych symulacjach i poprzez eksperymenty przeprowadzone w układzie rzeczywistym.

Abstract. In the article, using the example of nonlinear adaptive control with the limitation of state variables in a finite time, the authors show the influence of factors considered as "deteriorating" the control on the accuracy of tracking a given trajectory. Based on an accurate model of a linear drive with a permanent magnet synchronous motor, the destructive effect of unmodulated additional dynamics and non-linearities in the control algorithm was analysed. The analysis of the obtained results made it possible to apply remedies and evaluate their effectiveness. The article presents simulations, and tests carried out on a real system (**Robustness of nonlinear, complex algorithms for controlling servo drives with permanent magnet motors to factors related to implementation in real systems**).

Słowa kluczowe: silnik liniowy z magnesami trwałymi, odporność sterowania, sterowanie nieliniowe, ograniczenie zmiennych stanu

Keywords: permanent magnet linear motor, robustness of control, nonlinear control, state constraints

Wstęp

Silniki synchroniczne z magnesami trwałymi (PMSM) ze względu na swoje zalety, do których niewątpliwie można zaliczyć niewielką wagę i rozmiary, wysoką gęstość mocy oraz doskonałe charakterystyki dynamiczne znajdują coraz więcej zastosowań w robotyce, medycynie, przemyśle kosmicznym, precyzyjnych maszynach drukarskich, obrabiarkach sterowanych numerycznie, ale również w napędach samochodów, czy też napędach trakcyjnych [1, 2, 3, 4]. Najczęściej maszyny te, obrotowe lub liniowe, znajdują zastosowanie w napędach bezpośrednich (bez mechanicznych przekładni), w których silnik wolnoobrotowy jest podłączony bezpośrednio do obciążenia, a prędkość pozostaje umiarkowana [2, 5]. Takie połączenie pozwala na wyeliminowanie strat mocy w przekładniach mechanicznych, ale przede wszystkim eliminuje problem luzów mogących wprowadzać dodatkowe zakłócenia w procesie sterowania szczególnie w przypadku układów wymagających precyzyjnego śledzenia i odtwarzania trajektorii zadanej. Wiele zastosowań silników PMSM wymaga szybkiej reakcji momentu obrotowego by zapewnić odpowiednią dynamikę układu. Osiąga się ją poprzez zapewnienie szybkiej dynamiki prądu (w rzeczywistości szybkość pętli prądowej staje się ważnym wskaźnikiem wydajności funkcji serwomechanizmu). Tradycyjnie stosowane sterowanie składa się najczęściej z regulatora bazującego na sprzężeniu zwrotnym i wykorzystuje regulatory PID [6, 7, 8]. Choć taki sposób regulacji jest stosunkowo prosty nie nadaje się jednak do zastosowań wymagających dużej precyzji, jest wrażliwy na zakłócenia, często może również powodować przeregulowania [9, 10]. Aby przezwyciężyć wady spowodowane nieliniowością i niedokładną znajomością parametrów modelu, opracowano wiele zaawansowanych technik sterowania wykorzystujących na przykład: backstepping, sieci neuronowe, algorytmy predykcyjne (ang. model predictive control - MPC), sterowanie ślizgowe, sterowanie bazujące na sprzężeniu od wektora zmiennych stanu czy też logikę rozmytą. Bazuja one na dokładnej znajomości modelu

obiektu albo wykorzystują adaptację nieznaną lub zmiennych parametrów [11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18]. Jest oczywiste, że algorytmy te, mimo że dość złożone, są wyprowadzane przy założeniach upraszczających model obiektu i działanie urządzeń sterujących.

W trakcie implementacji algorytmu sterowania w rzeczywistym układzie pojawia się wiele czynników, które mogą wpływać destrukcyjnie (nazwijmy je „destruktorami”) na jakość regulacji, na przykład na dokładność odtwarzania zadanej trajektorii położenia. Pojawia się pytanie jaki jest udział każdego z tych czynników w „pogarszaniu” jakości regulacji. Na przykład, jak parametry enkodera i odpowiednia realizacja algorytmu wyznaczającego prędkość czy też parametry zastosowanego obserwatora położenia i prędkości wpływają na uchyby poszczególnych sygnałów? W jakim stopniu nieuwzględnienie specyfiki tarcia, czy też jego dynamiki, opóźnienia w torze pomiarowym, kwantyzacji, nieliniowości i inercji pętli regulacji, nieliniowości zależności prądowo-momentowej, a wreszcie ograniczenia sterowania może uniemożliwić prawidłową pracę serwonapędu?

W prezentowanych badaniach podjęto próbę odpowiedzi na te pytania w przypadku wybranego, nieliniowego i adaptacyjnego algorytmu sterowania, reprezentatywnego dla rozważanej klasy układów regulacji.

Zastosowany przez autorów w symulacjach, a następnie uruchomiony na stanowisku badawczym algorytm adaptacyjnego sterowania serwonapędem z liniowym silnikiem z magnesami trwałymi, ograniczający zmienny stanu w skończonym czasie [19], został wybrany nieprzypadkowo. Algorytm ten wykorzystuje nieliniowe adaptacyjne ze zmiennymi w czasie barierowymi funkcjami Lapunowa. Jego atrakcyjną cechą jest to, że przy spełnieniu założeń algorytm gwarantuje uzyskanie w skończonym, z góry założonym czasie, zadanego uchybu śledzenia, przy jednoczesnym ograniczeniu zmiennych stanu. Implementacja tego algorytmu jest dość złożona i liczne czynniki nie uwzględnione przy jego wyprowadzeniu mogą mieć wpływ

na ostateczną jakość regulacji. Analizowany algorytm sterowania zawiera tzw. składnik „uodporniający”, który ma w pewnym stopniu kompensować nieuwzględnione czynniki, co jednak nie wyklucza możliwości analizy wpływu poszczególnych destruktorów na przebiegi sygnałów w układzie.

W artykule podano prawa sterowania dla odpornego, adaptacyjnego algorytmu sterowania zapewniającego ograniczenie zmiennych stanu w skończonym czasie. W pierwszej części pracy przeprowadzono badania symulacyjne, których wyniki porównano z rezultatami uzyskanymi na stanowisku badawczym wyposażonym w liniowy napęd bezpośredni z silnikiem PMSM. Pierwsza symulacja dotyczy układu wyidealizowanego (nieuwzględniającego żadnych czynników destrukcyjnych), w którym składnik odporny kompensujący wszystkie niedokładności modelu nie jest potrzebny. W kolejnych etapach do zamodelowanego obiektu dodawane są kolejne „destruktory” aby ocenić powodowany przez nie błąd i aby ocenić potrzebę i ew. sposób ich kompensacji. Działanie symulowanego układu regulacji w obecności wszystkich „destruktorów” i mechanizmów naprawczych zostało ostatecznie porównane z działaniem uruchomionego na stanowisku badawczym silnika liniowego.

Obiekt i algorytm sterowania

Zarówno liniowe (ang. DDL - Direct Drive Linear) i obrotowe napędy bezpośrednie (ang. DDR - Direct Drive Rotary) wykorzystujące tak zwane silniki momentowe (ang. TM - Torque Motors), które zapewniają praktycznie natychmiastową odpowiedź momentu napędowego na wartość zadaną, mogą być opisane zwyczajnymi równaniami różniczkowymi

$$(1) \quad \begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \bar{m}\dot{x}_2 &= \varrho - \bar{L} + \bar{d} \end{aligned}$$

gdzie:

- x_1 oznacza pozycję liniową bądź obrotową, x_2 odpowiednią prędkość,
- \bar{m} reprezentuje bezwładność (masę dla ruchu liniowego, moment bezwładności w przypadku ruchu obrotowego),
- ϱ oznacza sterowanie – moment napędowy lub siłę napędową,
- \bar{L} określa sumę obciążeń i oporów ruchu,
- \bar{d} reprezentuje wszelkie błędy modelowania obciążenia, oporów ruchu, skutki nieprecyzyjnej realizacji sygnału sterującego, itp.

Suma obciążeń i oporów ruchu aproksymowana jest przez wyrażenie

$$(2) \quad \bar{L} = \bar{c}^T S(x_1, x_2)$$

gdzie: \bar{L} to kombinacja liniowa wszystkich obciążeń i oporów, możliwych do zamodelowania przy pomocy znanych funkcji

$$(3) \quad S(x_1, x_2) = [S_1(x_1, x_2) \ S_2(x_1, x_2) \ \dots \ S_p(x_1, x_2)]^T$$

z p nieznanymi parametrami $\bar{c}^T = [\bar{c}_1, \dots, \bar{c}_p]$

Założmy, że dla nieznanymi parametrów modelu \bar{m} , \bar{c}^T są dostępne pewne niedokładne wartości początkowe lub nominalne \bar{m}_0 , \bar{c}_0^T . Ponieważ zastosowane parametry modelu odpowiadają rzeczywistym, fizycznym parametrom napędu, możliwe jest zaproponowanie ich rozsądnych ograniczeń. Założmy więc, że nieustrukturyzowane zakłócenie jest ograniczone

$$(4) \quad \bar{d}(t) \leq \bar{D}_M,$$

choć nadal ograniczenie \bar{D}_M jest nieznanne.

Zazwyczaj wejście ϱ nie jest bezpośrednio dostępne, ale jest proporcjonalne do rzeczywistego prądu i

$$(5) \quad \varrho = k_\varrho i$$

Współczynnik proporcjonalności w (5) nie jest dokładnie znany, chociaż jest ściśle dodatni i można założyć jego rozsądne granice. Uwzględniając powyższe po przekształceniach otrzymujemy ostateczny model serwonapędu postaci:

$$(6) \quad \begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ m\dot{x}_2 &= i - L + d \\ L &= c^T S(x_1, x_2). \end{aligned}$$

gdzie: $m = \frac{\bar{m}}{k_\varrho}$, $d = \frac{\bar{d}}{k_\varrho}$, $c = \frac{\bar{c}}{k_\varrho}$.

Celem sterowania jest śledzenie zadanej trajektorii x_{1d} w taki sposób, aby położenie silnika x_1 pozostało ograniczone

$$(7) \quad x_{1d}(t) - B_1(t) \leq x_1(t) \leq x_{1d}(t) + B_1(t)$$

gdzie $B_1(t)$ to dwukrotnie różniczkowalna funkcja

$$(8) \quad B_1(t) = \begin{cases} R \left(\sin \left(\frac{\pi}{2T_1} (T_1 - t) \right) \right)^3 + \varepsilon_1 & \text{dla } t \leq T_1 \\ \varepsilon_1 & \text{dla } t > T_1 \end{cases}$$

Tak zdefiniowana krzywa ograniczenia pozwoli na utworzenie tunelu o początkowej szerokości równej $R + \varepsilon_1$ i końcowej równej ε_1 dla $t \geq T_1$. Ograniczenie położenia następuje poprzez ograniczenie uchybu

$$(9) \quad e_1 := x_{1d} - x_1, \quad |e_1(t)| \leq B_1(t), \quad \text{dla } t \geq 0,$$

który musi zaczynać się i pozostawać w zaprojektowanym tunelu. Możliwe jest też pośrednie ograniczenie prędkości x_2 , poprzez ograniczenie uchybu e_2

$$(10) \quad e_2 := x_{2d} - x_2, \quad |e_2(t)| \leq B_2(t), \quad \text{dla } t \geq 0,$$

gdzie $B_2(t)$ to krzywa opisująca analogicznie zaprojektowany tunel dla uchybu prędkości,

$$(11) \quad B_2(t) = \begin{cases} Q \left(\sin \left(\frac{\pi}{2T_2} (T_2 - t) \right) \right)^2 + \varepsilon_2 & \text{dla } t \leq T_2 \\ \varepsilon_2 & \text{dla } t > T_2 \end{cases}$$

z szerokościami tunelu $Q + \varepsilon_2$ na jego początku i ε_2 po czasie T_2 .

Algorytm sterowania został wyprowadzony w [19] i tutaj zostanie przedstawiony w dużym skrócie. Występują w nim: sterowanie wirtualne - zadana prędkość x_{2d} i rzeczywiste - prąd silnika i opisane równaniami

$$(12) \quad x_{2d} = \dot{x}_{1d} + E_1 + \frac{k_1}{D_1} A_1$$

$$(13) \quad \begin{aligned} i &= D_1 A_1 F_2 + \frac{k_2}{D_2} A_2 + \hat{m}(E_2 + \dot{x}_{2d}) + \\ &+ \hat{c}^T S(x_1, x_2) - \hat{D}_M \tanh \left(\frac{D_2 A_2}{\kappa} \right) \end{aligned}$$

gdzie $k_{1,2} > 0$ to wzmacnienia, $\kappa > 0$ definiuje „uodporniający” składnik sterowania, zaś C_j , D_j , E_j , F_j dla $j = 1, 2$ wynoszą odpowiednio

$$(14) \quad \begin{aligned} A_j &= \frac{B_j^2 e_j^2}{B_j^2 - e_j^2}, \quad C_j = \frac{-2B_j e_j^3}{(B_j^2 - e_j^2)^2} \dot{B}_j, \\ D_j &= \frac{B_j^2 (B_j^2 + e_j^2)}{(B_j^2 - e_j^2)^2}, \quad E_j = \frac{-2e_j^3}{B_j (B_j^2 + e_j^2)} \dot{B}_j, \\ F_2 &= \frac{(B_2^2 - e_2^2)^2}{B_2^3 (B_2^2 + e_2^2)}. \end{aligned}$$

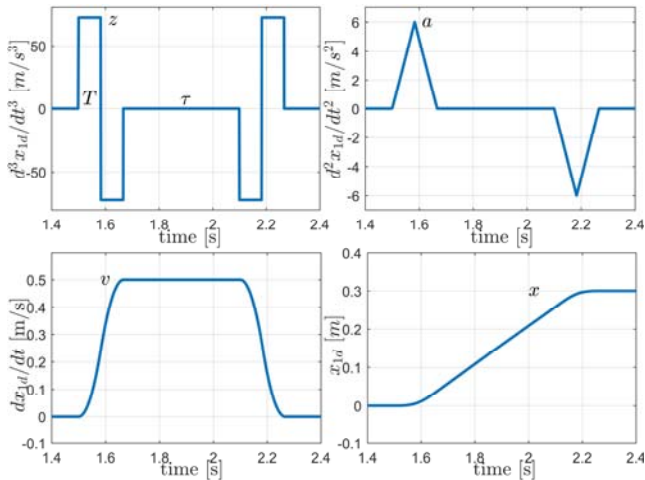
W prawach sterowania wykorzystano estymaty: nieznannej masy \hat{m} , parametrów obciążenia \hat{c}_i i oszacowania maksymalnego zakłócenia \hat{D}_M . Parametry te podlegały adaptacji zgodnie z prawami

$$(15) \quad \begin{aligned} \hat{m} &= \text{proj}_{m^m, m^M}(\gamma_m A_2 D_2 (E_2 + \dot{x}_{2d}), \hat{m}) \\ \hat{c}_i &= \text{proj}_{c_i^m, c_i^M}(\gamma_{c_i} A_2 D_2 (E_2 + \dot{x}_{2d}), \hat{c}_i) , \\ \hat{D}_M &= \gamma_D \left(A_2 D_2 \tanh\left(\frac{A_2 D_2}{\kappa}\right) - \sigma_D \|A\| \hat{D}_M \right) \end{aligned}$$

gdzie parametry projektowe $\gamma_{m, c_i, D}$ odpowiadają za szybkość adaptacji, natomiast σ_D wraz z operatorem projekcji $\text{proj}(\ast)$ [20] odpowiadają za ograniczenie estymat $\|A\| = \sqrt{A_1^2 + A_2^2}$. Dowód stabilności i ograniczenia zmiennych stanu dla opisanego sterowania został przedstawiony w [19].

Trajektoria zadana i cel sterowania

Pożądana trajektoria ruchu x_{1d} , wykorzystywana w prezentowanych badaniach, została skonstruowana z połączenia segmentów pokazanych na rysunku 1. W pierwszej fazie silnik przyspiesza z maksymalnym przyspieszeniem $a = 6m/s^2$. Następnie porusza się z maksymalną prędkością $v = 0.5m/s$, aby po wyhamowaniu z maksymalnym opóźnieniem $a = -6m/s^2$ osiągnąć pozycję zadaną $x_{1d} = 0.3m$. Przebiegi powstawały w wyniku całkowania zrywu o wartości $z = a/T$. Czas trwania tego zrywu (oddzielnie dodatniego i ujemnego) wynosi $T = v/a$. A zatem czas przejazdu ze stałą prędkością wynosi $\tau = x/v - 2T$. Kolejne pozycje docelowe x_{1d} (pokazane na rys.13. w części pracy dotyczącej uruchomienia w układzie rzeczywistym) były dobierane tak, aby zapewnić cykliczne przejazdy silnika na bieżni o długości $0.6m$ ale by stworzyć możliwie nieregularne trajektorie pozwalające na lepsze testowanie układu.



Rys.1. Fragment trajektorii zadanej dla położenia $x_{1d} = 0.3m$, przy założonej maksymalnej prędkości $\dot{x}_{1d} = 0.5m/s$ i maksymalnym przyspieszeniu $\ddot{x}_{1d} = 6m/s^2$

Finalnym celem sterowania będzie takie ograniczenie położenia silnika x_1 , aby nie odbiegło ono od wartości zadanej x_{1d} o więcej niż $R + \varepsilon_1 = 2.1mm$ w trakcie rozruchu układu przy założeniu $\varepsilon_1 = 100\mu m$ po czasie $T_1 = 10s$. Ograniczenie błędu regulacji prędkości nie jest w tym przypadku celem dodatkowym, ale koniecznym do zrealizowania ograniczenia położenia. Czas T_2 dla krzywej B_2 zgodnie z sugestiami zawartymi w [19] był mniejszy niż T_1 i wynosił $T_2 = 5s$. Pozostałe parametry Q oraz ε_2 , zmieniały się wraz z kolejnym pogarszaniem warunków pracy układu, gdyż każdorazowe naruszenie ograniczeń B_1 lub B_2 było uznawane za jego awarię.

Badania symulacyjne

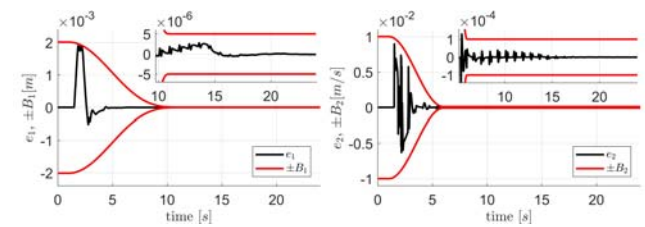
By móc oszacować i przeanalizować wpływ poszczególnych destruktorów na jakość sterowania uruchomienie napędu w układzie rzeczywistym było poprzedzone badaniami symulacyjnymi.

Parametry zamodelowanego napędu były równe: $k_i = 39N/A$, $m = 9kg$. Dla wektora funkcji $S(x_1, x_2) = [x_2, \text{sign}(x_2)]$ przyjęto wartości współczynników $c_1 = 24Ns/m$, $c_2 = 5N$. Reprezentują one odpowiednio współczynniki tarcia lepkiego i statycznego. Parametry te opisują rzeczywisty silnik liniowy firmy TrustTube TB2510 z falownikiem Xenus XSL-230-18 pracujący w trybie regulacji prądu. Pomiar położenia był realizowany za pomocą enkodera firmy Haidenhain z rozdzielczością $1\mu m$. Zarówno w trakcie symulacji, jak i podczas uruchomienia sterowania na obiekcie rzeczywistym maksymalny prąd silnika został ograniczony i wynosił $2.67A$.

O ile w dalszym opisie nie wspomniano inaczej, to parametry sterowania nie zmieniały się i były równe $k_{1,2} = 1$, $\kappa^{-1} = 10$, $[\gamma_m, \gamma_b, \gamma_T, \gamma_D] = [10, 100, 10, 100]$, $\sigma_D = 10$. Nie stosowano ograniczenia parametrów wynikającego z projekcji. Początkowe estymaty nieznanymi parametrów były równe zero, co odpowiada całkowitej nieznajomości parametrów napędu.

Układ „prawie idealny”

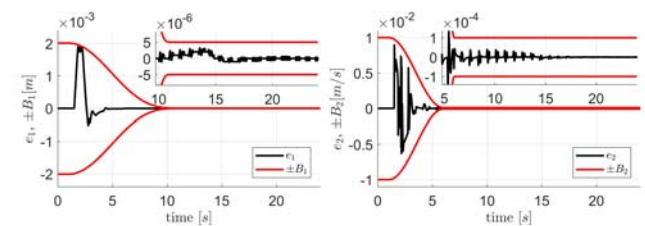
Analizę wpływu niemodelowanych nieliniowości i dynamik układu poprzedziło uruchomienie układu bez zakłóceń, gdzie jedynym uwzględnionym czynnikiem mogącym pogorszyć dokładność regulacji była dyskretyzacja sterowania z czasem $T_p = 50\mu s$. Przebiegi uchybów przedstawione na rysunku 2 dążą do zera, nie naruszając nałożonych na nie wstępnych ograniczeń dla położenia: $R = 2mm$, $\varepsilon_1 = 5\mu m$ (dla $T_1 = 10s$) i dla prędkości: $Q = 10^{-2}m/s$, $\varepsilon_2 = 10^{-4}m/s$ (dla $T_2 = 5s$).



Rys.2. Przebiegi uchybów położenia i prędkości na tle ograniczeń przy braku czynników pogarszających regulację poza dyskretyzacją sterowania z czasem $T_p = 50\mu s$.

Skwantowany pomiar położenia

Zasymulowano pomiar położenia z użyciem enkodera o rozdzielczości $1\mu m$. Wyniki przedstawione na rysunku 3 pokazują, że dokładna regulacja w zakresie ograniczeń ± 5 działek enkodera jest możliwa. Próba zmniejszenia tego zakresu poniżej ± 3 działek każdorazowo kończyła się niepowodzeniem.

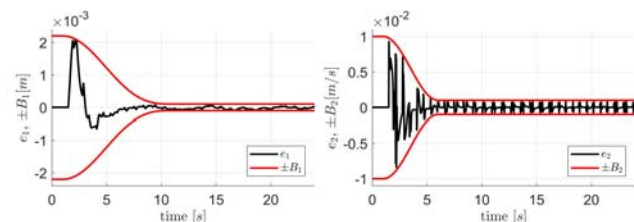


Rys.3. Przebiegi uchybów położenia i prędkości na tle ograniczeń po skwantowaniu pomiaru położenia z rozdzielczością $1\mu m$ (maksymalna rozdzielczość fizycznego enkodera).

Próba zmniejszenia tego zakresu poniżej +/-3 działek każdorazowo kończyła się niepowodzeniem.

Okres próbkowania algorytmu sterowania

W celu oceny wpływu okresu próbkowania na przebiegi w układzie został on zasymulowany z coraz większymi wartościami T_p . Zwiększanie kroku próbkowania w zakresie do $T_p = 500\mu s$ wymagało proporcjonalnego zwiększania ograniczenia ε_1 od początkowej wartości $\varepsilon_1 = 5\mu m$ do $\varepsilon_1 = 50\mu m$, tak by nie było ono naruszane. Tak więc dla czasów T_p równych $100\mu s, 200\mu s, 300\mu s, 400\mu s, 500\mu s$ zastosowany algorytm sterowania mógł zapewnić dokładność regulacji odpowiednio na poziomie $10\mu m, 20\mu m, 30\mu m, 40\mu m, 50\mu m$. Dalsze zwiększanie czasu T_p drastycznie pogarszało działanie układu regulacji i tak dla próbkowania $T_p = 600\mu s$ udało się utrzymać ograniczenie na poziomie $\varepsilon_1 = 100\mu m$, ale dodatkowo wymagało to zwielokrotnienia ograniczenia ε_2 z początkowej wartości $\varepsilon_2 = 10^{-4} m/s$ do wartości $\varepsilon_2 = 10^{-3} m/s$, co zostało przedstawione na rysunku 4. Podkreślić należy, że o ile dla $T_p = 50\mu s$ pierwsze przekroczenie było rejestrowane w okolicy 10 sekundy pracy układu, to przy $T_p > 500\mu s$, naruszenie ograniczeń następowało już przy pierwszym zbliżeniu do bariery tzn. w okolicy 2 sekundy.

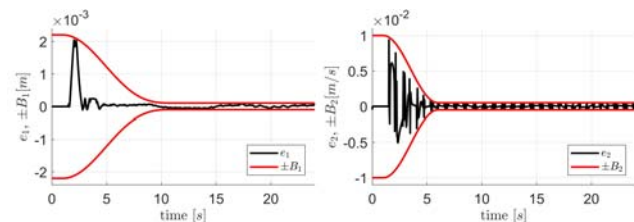


Rys.4. Przebiegi uchybów położenia i prędkości na tle nałożonych ograniczeń dla czasu próbkowania algorytmu $T_p = 600\mu s$

W kolejnych symulacjach zostanie zastosowany czas próbkowania algorytmu sterowania $T_p = 50\mu s$, co odpowiada maksymalnym możliwościom posiadanej aparatury kontrolno-pomiarowej.

Inercja w realizacji sterowania

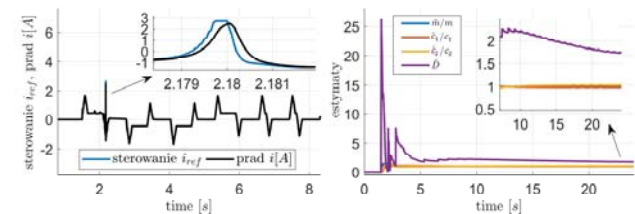
Prawa sterowania zakładają sterowanie prądem silnika, nie mówiąc nic o sposobie realizacji tego sterowania. W badanym układzie za regulację prądu w układzie odpowiada regulator PI realizowany poprzez falownik. Przebieg tego prądu ma charakter inercyjny. Inercja T_{PI} jest bezpośrednio zależna od nastaw tego regulatora. Jej wartość równa $T_{PI} = 0.1ms$ pozwala na sterowanie z ograniczeniem $\varepsilon_1 = 20\mu m$ bez konieczności zmiany ograniczenia $\varepsilon_2 = 10^{-4} m/s$. Dalsze zwiększanie inercji prądu pociąga za sobą konieczność zwiększania marginesów zarówno ε_1 jak i ε_2 . Dla $T_{PI} = 1ms$ można zagwarantować dokładność $\varepsilon_1 = 100\mu m$ przy $\varepsilon_2 = 5 \cdot 10^{-4} m/s$, co przedstawiono na rysunku 5.



Rys.5. Przebiegi uchybów położenia i prędkości na tle ograniczeń dla czasu inercji pętli regulacji $T_{PI} = 1ms$

W rzeczywistym układzie regulacji możliwe jest zrealizowanie pętli regulacji prądu, która wprowadza inercję

równa $T_{PI} = 0.45ms$ i uruchomienie algorytmu sterowania z czasem próbkowania $T_p = 50\mu s$. Dla takich ustawień powtórzono symulację rejestrując tym razem sygnał sterujący i estymaty \hat{m} , \hat{c}_1 i \hat{c}_2 odniesione do ich wartości nominalnych m , c_1 i c_2 oraz parametr \hat{D} , którego wielkość odpowiada za składnik „uodporniający”, mający niwelować wszystkie nieskompensowane i nieuwzględnione w sterowaniu czynniki (rys. 6.). Układ działa poprawnie pomimo ograniczenia sterowania do wartości maksymalnego prądu silnika. Osiągnięcie przez estymaty dokładnych wartości parametrów silnika oraz zanikanie odpornej części sterowania potwierdza ten fakt.



Rys.6. Ograniczone sterowanie i zrealizowany prąd silnika (po lewej) oraz estymaty parametrów odniesione do ich wartości dokładnych wraz ze składnikiem uodporniającym \hat{D}

Efekt Stribecka

W dotychczasowych symulacjach do kompensacji tarcia w układzie wykorzystano jego najprostsz model uwzględniający jedynie dwie składowe tarcia: tarcie statyczne T i tarcie lepkie proporcjonalne do prędkości $c_1 x_2$. W rzeczywistości w układach mechanicznych należy uwzględnić kolejny składnik siły wynikający z wystąpienia efektu Stribecka [21]. Nowy rozszerzony model siły tarcia opisuje równanie

$$(16) \quad F = \text{sgn}(x_2) \left(c_2 + (F_s - c_2) e^{\left(\frac{x_2}{v_s}\right)^2} \right) + c_1 x_2$$

gdzie przez $v_s = 0.02[m/s]$ oznaczono prędkość przy której efekt Stribecka zanika. Dodanie tej składowej tarcia do modelu w wysokości 40% tarcia statycznego, bez uwzględnienia tego składnika w algorytmie sterowania jak w [22] spowodowało ponad dwukrotne zwiększenie składnika odpornej \hat{D} (do wartości 4, po czasie $T_1 = 10s$), nie zmniejszając przy tym dokładności regulacji. Nie była więc potrzebna zmiana zarówno ograniczeń uchybów, jak i parametrów sterowania. Otrzymane przebiegi były prawie identyczne jak te z rysunku 5.

Dynamika w modelu tarcia

W równaniu 16 zakładano statyczną naturę tarcia, z pominięciem zjawisk dynamicznych takich jak mikrosprężystości i mikroślumienia, które uwzględnia model tarcia LuGre [23]. Siła tarcia generowana przez ten model jest opisana jako

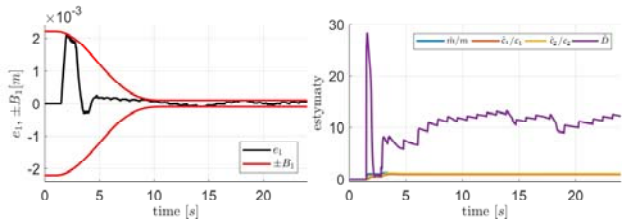
$$(17) \quad F = \sigma_0 z + \sigma_1 \dot{z} + c_1 x_2,$$

gdzie: $\sigma_0 = 10^5 N/m$ to współczynnik mikrosprężystości, $\sigma_1 = 60 Ns/m$ współczynnik mikroślumienia, a $z[m]$ jest stanem wewnętrznym modelu (reprezentującym mikroodkształcenie włosa modelu LuGre). Jego dynamika jest opisana równaniem

$$(18) \quad \dot{z} = x_2 - z \frac{\sigma_0}{c_2 + (F_s - c_2) e^{\left(\frac{x_2}{v_s}\right)^2}} |x_2|.$$

Jak łatwo zauważyć, powyższe równanie zawiera już w sobie składnik związany z efektem Stribecka. Uwzględnienie powyższej dynamiki wraz z dodaniem mikroślumienia spowodowało zwiększenie udziału składnika odpornej (rys.7), oraz konieczność obniżenia szybkości jego zaniku ($\sigma_D = 3$) i zwiększenia szybkości działania

($\kappa^{-1} = 30$). Utrzymanie ograniczenia ε_1 na obecnym poziomie $\varepsilon_1 = 100\mu m$ nie wymagało wprowadzenia dodatkowej zmiany ograniczenia prędkości. Wartość ta pozostała na poprzednim poziomie $\varepsilon_2 = 5 \cdot 10^{-4} m/s$.



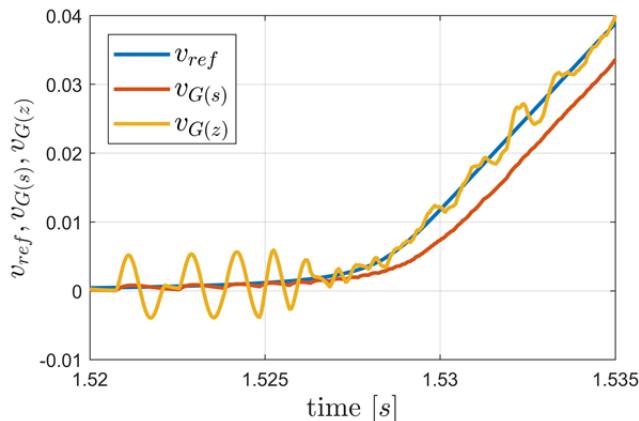
Rys.7. Przebiegi uchybu położenia i estymaty parametrów wraz ze składnikiem uodparniającym \hat{D} uwzględniającym dodatkowo dynamikę tarcia modelu Lugre.

Filtry prędkości

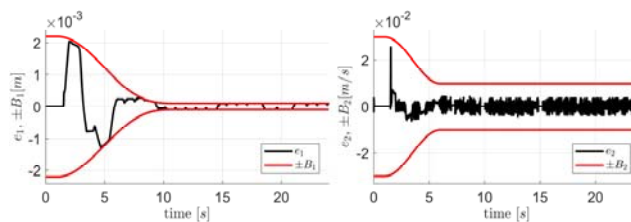
Do realizacji algorytmu sterowania potrzebna jest informacja o aktualnej prędkości. Są różne metody jej pomiaru i wyznaczenia, ale najczęściej jest ona obliczana na podstawie pomiaru położenia, tak jak zostało to zrealizowane przez autorów zarówno w modelowanym, jak i rzeczywistym układzie. W celu oceny wpływu sposobu obliczania prędkości na przebiegi w układzie, sprawdzono działanie układu regulacji z filtrami prędkości, które zostały zrealizowane za pomocą transmitancji ciągłej $G(s)$ i dyskretnej $G(z)$. Transmitancja $G(s)$ odpowiadała członowi różniczkującemu z podwójną inercją $T = 0.5ms$. Sygnał prędkości obliczany w tym przypadku cechował się gładkimi, ale niestety opóźnionymi fazowo przebiegami, przy zmianie przyspieszenia. W efekcie przekroczenie bariery dla uchybu następowało już podczas rozruchu, na początku narastania pierwszego segmentu trajektorii zadanej. Współczynniki transmitancji dyskretnej $G(z)$ opisywały filtr wygładzająco-różniczkujący Savitzky'ego-Golay'a [24, 25]. Bazował on na 30-próbkowej aproksymacji wielomianem 2 stopnia, dla której liczył pochodną w miejscu aktualnej próbki. Umożliwiło to zmniejszenie opóźnienia, co pozwoliło na uniknięcie „zderzenia z ograniczeniem” podczas rozruchu. Niestety praca takiego filtra w oparciu o skwantowany pomiar położenia powodowała, że wypracowany sygnał prędkości obarczony był dużymi tętnieniami, szczególnie w obszarze niskich prędkości. Poziom tego szumu był porównywalny z wartością uchybu ε_v w stanie quasi-ustalonym i każdorazowo doprowadzał do przekroczenia barier. Z tego powodu ograniczenie uchybu prędkości ε_2 , musiało zostać wielokrotnie zwiększone do wartości $\varepsilon_2 = 10^{-2} m/s$. Różnicę prędkości rzeczywistej ($v_{ref} = x_2$) oraz estymat prędkości wyznaczonych za pomocą poszczególnych filtrów pokazano na rysunku 8.

Uruchomienie układu regulacji z prędkością liczoną za pomocą filtra Savitzky'ego-Golay'a, przy utrzymaniu poprzedniego ograniczenia ε_1 , przy uwzględnieniu dynamiki w modelu tarcia (17) nie było możliwe. Przy przyjęciu modelu tarcia jak we wzorze (16) możliwe jest utrzymanie poprzednich ograniczeń i wyznaczanie prędkości poprzez filtr Savitzky'ego-Golay'a.

Kolejne symulacje wykazały, że uruchomienie układu regulacji, w obecności wszystkich wymienionych do tej pory destruktorów (niemodelowanych czynników), a więc także z uwzględnieniem modelu tarcia LuGre, przy jednoczesnym utrzymaniu wcześniejszego ograniczenia ε_1 , było możliwe po zmianie wzmocnień ($k_1 = 3$, $k_2 = 50$), zmniejszeniu szybkości działania składnika odpornego ($\kappa^{-1} = 10$) i zwiększeniu jego zanikania ($\sigma_D = 20$). Uzyskane przebiegi uchybów e_1 i e_2 przedstawiono na rysunku 9.



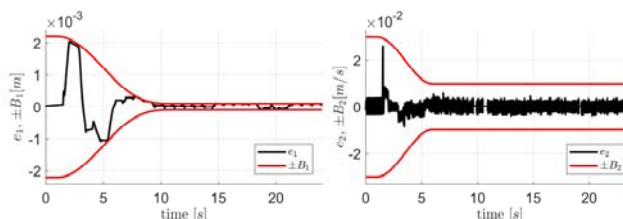
Rys.8. Prędkości uzyskane z filtra analogowego $v_{G(s)}$ i cyfrowego $v_{G(z)}$ na tle prędkości rzeczywistej



Rys.9. Przebiegi uchybów położenia i prędkości w obecności niemodelowanych dynamik i nielineowości

Tętnienie siły napędowej.

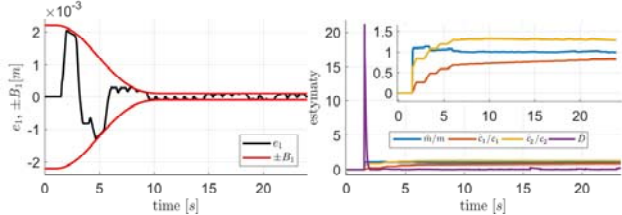
Wiele stosowanych obecnie algorytmów sterowania pomija ten destruktor ze względu na jego złożoną strukturę. Tętnienia siły występują w związku z niejednorodnością pola względem położenia wału i mają charakter okresowy. Ich opis jest jednak skomplikowany i najczęściej z tego względu są one pomijane w modelu lub kompensowane poprzez różnego rodzaju czynniki odporne. Popularnymi technikami stosowanymi w celu minimalizacji pulsacji siły są zmiana konstrukcji silnika lub jego zasilania. W pierwszym przypadku dobiera się wymiary geometryczne wybranych elementów konstrukcyjnych maszyny, optymalizuje kąty nachylenia i rozmieszczenie magnesów lub zwiększa liczbę faz (z reguły podnosi to jednak koszty produkcji). W drugim przypadku poszukuje się takiego kształtu prądu zasilającego, który kompensowałby pulsacje siły wynikające z budowy silnika. Przykładowe algorytmy adaptacyjne stosowane do eliminacji zjawiska tętnienia siły zostały opisane w [26, 27].



Rys.10. Przebiegi uchybów położenia i prędkości w obecności przy uwzględnieniu w modelu tętnienia siły.

W niniejszym artykule do zamodelowania destruktora odpowiadającego za tętnienia siły wykorzystano zależność $F_{ripple} = A \sin(2\pi x_1/a_b)$, gdzie $a_b = 0.0521m$ wynika z liniowej podziałki biegunowej silnika, natomiast $A = 3N$ to amplituda tętnień, oszacowana na podstawie wcześniejszych prac z modelowanym silnikiem. Siła ta zostanie zamodelowana jako nieuwzględnione w sterowaniu obciążenie silnika napędu. Algorytm sterowania uruchomiono raz jeszcze z takimi samymi parametrami.

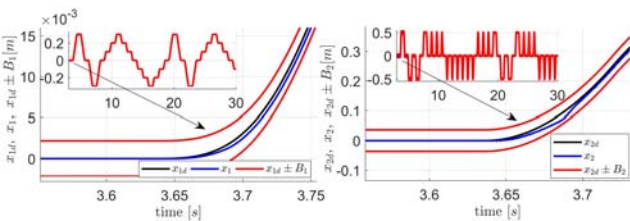
Obecność tego destruktora nie wpłynęła na jakość regulacji (rys. 10.), jednakże dało się go zauważyć w sygnale sterującym (rys.11.).



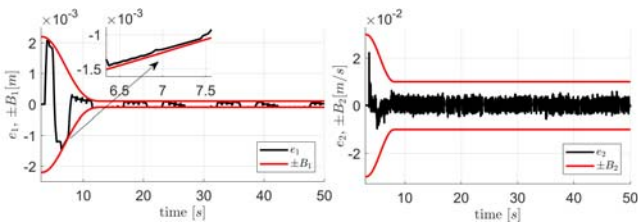
Rys.11. Ograniczone sterowanie i zrealizowany prąd silnika (po lewej) oraz estymaty parametrów odniesione do ich wartości dokładnej wraz ze składnikiem uodparniającym \hat{D} przy uwzględnieniu w modelu tętnienia siły.

Ograniczenia sterowania

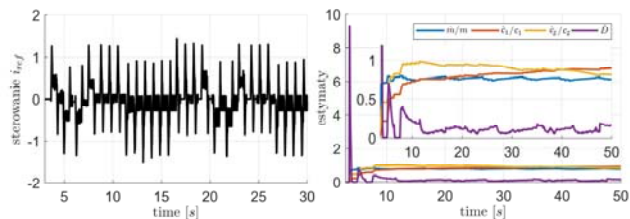
Jedną z najczęściej spotykanych nieliniowości w układach sterowania jest organicznie sygnału sterującego. W przypadku sterowania z ograniczeniami uchybu [19], czy zmiennych stanu [28] krytyczne jest, aby tak je dobrać, by trajektoria w nich zawarta była możliwa do zrealizowania dla danej dynamiki układu, ograniczeń sterowania i znanego ograniczenia górnego zakłócenia (niemodelowanych, ale obecnych zjawisk). To właśnie ze wstępnej analizy tych czynników wynikło zaproponowane ograniczenie uchybu. Pozbawianie regulatora sygnału niezbędnego do zrealizowania danej trajektorii nie było więc przedmiotem badań. Niemniej jednak na rysunku 6. pokazano, że niewielkie ograniczenie sygnału sterującego nie wpłynęło negatywnie na działanie algorytmu sterowania.



Rys.12. Zadane położenie i prędkości oraz ich aktualne wartości wraz z ograniczeniami (układ rzeczywisty)



Rys.13. Przebiegi uchybów położenia i prędkości w obecności wszystkich niemodelowanych dynamik i nieliniowości (układ rzeczywisty)

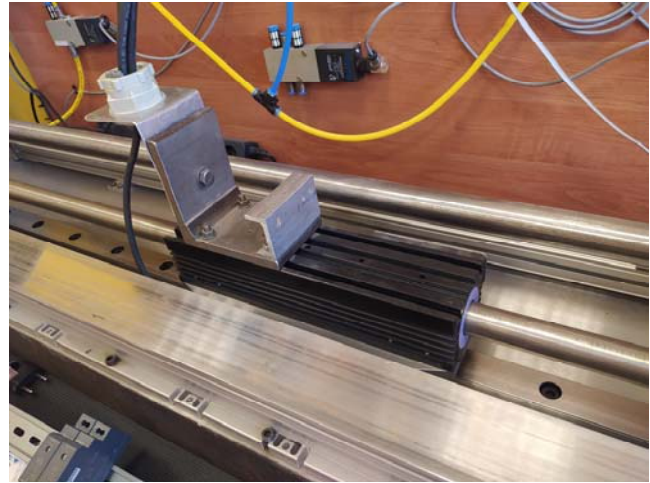


Rys.14. Ograniczone sterowanie i zrealizowany prąd silnika (po lewej) oraz estymaty parametrów odniesione do ich wartości dokładnej wraz ze składnikiem uodparniającym \hat{D} (układ rzeczywisty)

Układ rzeczywisty

Ostatnim etapem prac było uruchomienie algorytmu w układzie rzeczywistym w celu porównania przebiegów uzyskanych teoretycznie w wyniku symulacji z ich realnymi

odpowiednikami zmierzonymi w układzie. Na rysunkach 12-14 przedstawiono uzyskane przebiegi sygnałów zaś na rysunku 15 widok stanowiska badawczego. Jak można zauważyć przebiegi empiryczne (uwzględniające z samej swojej istoty wszystkie opisane powyżej destruktorzy oraz dodatkowe niemodelowane zjawiska jak np. siła naciągu od kabli, opory ruchu inne niż wynikające z tarcia lepkiego, ...) pokrywają się z uzyskanymi na drodze symulacji.



Rys.15. Zdjęcie stanowiska badawczego z silnikiem liniowym

Uzyskana duża zgodność przebiegów uwiarygodnia badania symulacyjne.

Podsumowanie

Zastosowanie nowoczesnych odpornych algorytmów adaptacyjnych do sterowania serwonapędami pozwala obecnie minimalizować wpływ nieznajomości modelu, czy też jego parametrów na jakość przebiegów uzyskiwanych w układach rzeczywistych. Niemniej im zastosowany model jest bardziej zgodny z rzeczywistością tym parametry „uodporniające” będą miały mniejsze wartości – bo będą kompensowały mniejsze różnice. Określenie wpływu poszczególnych destruktorów na możliwą do osiągnięcia dokładność sterowania wydaje się zatem być dość istotnym elementem projektowym.

Pierwsze próby uruchomienia algorytmu sterowania w układzie rzeczywistym kończyły się niepowodzeniem. Przyczyną tego okazały się źle dobrane nastawy regulatora prądu, który realizował sterowanie z ponad dziesięciokrotnie większą inercją niż w badaniach symulacyjnych. Po przeprowadzeniu procedury autostrojenia i wyborze najbardziej „agresywnej” pary nastaw k_p, T_i regulatora prądu, zapewniającej najkrótszy czas jego narastania, uzyskano deklarowaną wcześniej inercję $T_{PI} = 0.45ms$. Zakończyło to problem z uruchomieniem układu. Z przedstawionych w artykule symulacji wynika, że opóźnienie sterowania wynikające z próbkowania powyżej pewnej wartości krytycznej ma nieprzewidywalny i destrukcyjny wpływ na dokładność regulacji. Wybór sposobu obliczania prędkości powinien być przemyślany. Jednym z działań naprawczych było zaprojektowanie filtra prędkości tak, aby szum wnoszony przez niego był jak najmniejszy, przy jednocześnie możliwym najmniejszym opóźnieniu wprowadzanym przez niego do układu. Przy projektowaniu filtrów cyfrowych (a taka konieczność powstała) istotnym czynnikiem jest liczba próbek przetwarzana w każdym kroku, która dla zachowania okna o stałej długości będzie się zwiększała, przy zmniejszeniu czasu próbkowania T_p . Może to uniemożliwić obliczenie

prędkości podczas jednego kroku z uwagi na ograniczenia sprzętowe.

Kolejnym ważnym krokiem zaradczym może być zwiększenie szybkości reakcji składnika uodporniającego poprzez zwiększenie κ^{-1} , przy jednoczesnym zwiększeniu jego ograniczenia (σ_D). Takie działanie pozwala na utrzymanie dobrej jakości sygnału sterującego, co przekłada się m.in. na cichszą pracę napędu.

Ważnymi parametrami projektowymi są wzmocnienia k_1 , k_2 . Niewielkie ich zwiększanie zmniejsza błędy regulacji położenia i prędkości zarówno w stanie przejściowym jak i ustalonym. Jednakże zbyt duża ich wartość implikuje duży udział szumu w prądzie, co przekłada się nie tylko na wcześniej wspomnianą głošną pracę napędu, ale co kluczowe, na jego niestabilną pracę i w efekcie naruszenie ograniczeń.

Zarówno symulacje jak i wyniki badań eksperymentalnych pokazały, że parametry γ odpowiedzialne za prędkość adaptacji estymat miały wpływ jedynie na szybkość zanikania błędu w stanie quasi-ustalonym. Ich wybór nie miał większego wpływu na odporność algorytmu sterowania.

Autorzy:

dr inż. Marcin Jastrzębski, Politechnika Łódzka, Instytut Automatyki, ul. Stefanowskiego 18, 90-537 Łódź, e-mail: marcin.jastrzebski@p.lodz.pl;

dr inż. Rafał Zawisłak, Politechnika Łódzka, Instytut Automatyki, ul. Stefanowskiego 18, 90-537 Łódź, e-mail: rafal.zawislak@p.lodz.pl

LITERATURA

- [1] Chakraborty A. K., Sharma N., Control of permanent magnet synchronous motor (pmsm) using vector control approach, *IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition (T&D)*, (2016), 1-5, doi: 10.1109/TDC.2016.7519896.
- [2] Wang H., Leng J., Summary on development of permanent magnet synchronous motor, *Chinese Control And Decision Conference (CCDC)*, (2018), 89-693, doi: 10.1109/CCDC.2018.8407219.
- [3] Yang X., Ge S.S., He W., Dynamic modelling and adaptive robust tracking control of a space robot with two link flexible manipulators under unknown disturbances. *International Journal of Control*, (2017), nr 91, 969–988. doi:10.1080/00207179.2017.1300837
- [4] Lorenz R.D., Robotics and automation applications of drives and converters, *Prco IEEE*, (2001), vol. 89, no. 6, pp. 951-962
- [5] Guziński J., Łuksza K., Morawiec M., Strankowski P., Krzemiński Z., "Bezczujnikowe sterowanie wolnoobrotowym silnikiem PMSM z kompensacją momentu zaczepowego", Scientific Bulletin of Electrical and Control Engineering Department of Gdańsk University of Technology, no. 60, pp. 27-31, 2018.
- [6] Yilmazel R., İbrahim A., Fuzzy Algorithm Based Speed Control for PMSM at Power Electronic Area, *International Conference on Mechanism Science and Control Engineering*, (2014) pp. 8
- [7] Saware A., Gavkar N., Shinde S., Kulkarni P., Performance Improvement of PID Controller for PMSM Using ANFIS Controller, *International Conference on Intelligent Controller and Computing for Smart Power (ICICCSPP)*, (2022), 1-6, doi: 10.1109/ICICCSPP53532.2022.9862372
- [8] Barrero O., Tilaguy S., Nova Y. M., Outdoors Trajectory Tracking Control for a Four Wheel Skid-Steering Vehicle, *IEEE 2nd Colombian Conference on Robotics and Automation (CCRA)*, (2018), pp. 1-6
- [9] Kumar R., Gupta R. A., Singh B., Intelligent Tuned PID Controllers for PMSM Drive - A Critical Analysis, *IEEE International Conference on Industrial Technology*, (2006), 2055-2060, doi: 10.1109/ICIT.2006.372422
- [10] Bojarski J., Smolenski R., Kempski A., Leżyński P., Pearson's random walk approach to evaluating interference generated by a group of converters, *Applied Mathematics and Computation*, V. 219, Issue 12, 2013, 6437-6444, ISSN 0096-3003, doi:10.1016/j.amc.2012.12.088
- [11] Bemporad A., Model Predictive Control Design: New Trends and Tools, *45th IEEE Conference on Decision and Control*, (2006), 6678-6683, doi: 10.1109/CDC.2006.377490.
- [12] Gerasimov D. N., Liu L., Nikiforov V. O., Adaptive Backstepping Control with Fast Parametric Convergence for a Class of Nonlinear Systems, *18th European Control Conference (ECC)*, (2019), 3432-3437, doi: 10.23919/ECC.2019.8795898
- [13] Wang K., Liu Y., Huang C., Cheng P., Adaptive Backstepping Control with Extended State Observer for Wheeled Mobile Robot, *39th Chinese Control Conference (CCC)*, (2020), 1981-1986, doi: 10.23919/CCC50068.2020.9188593
- [14] Liu J., Gai W., Zhang J., Nonlinear Adaptive Backstepping with ESO for the Quadrotor Trajectory Tracking Control in the Multiple Disturbances, *Int. J. Control Autom. Syst.*, (2019), nr 17, 2754-2768,
- [15] Borreggine S., Monopoli V. G., Rizzello G., Naso D., Cupertino F., Consoletti R., A Review on Model Predictive Control and its Applications in Power Electronics, *AEIT International Conference of Electrical and Electronic Technologies for Automotive (AEIT AUTOMOTIVE)*, (2019), 1-6, doi: 10.23919/EETA.2019.8804594.
- [16] K. Szabat, K. Wróbel. S. Katsura, Application of multilayer Kalman filter to a flexible drive system IEEJ Journal of Industry Applications. vol. 11, no. 3, pp. 483-493, 2022.
- [17] Wróbel, K.; Serkies, P.; Szabat, K. Model Predictive Base Direct Speed Control of Induction Motor Drive—Continuous and Finite Set Approaches. *Energies* 2020, 13, 1193 doi:10.3390/en13051193
- [18] Kamiński, M.; Szabat, K. Adaptive Control Structure with Neural Data Processing Applied for Electrical Drive with Elastic Shaft. *Energies* 2021, 14, 3389 doi:10.3390/en14123389
- [19] Jastrzębski M., Kabziński J., Mosiołek P., Finite-Time, Robust, and Adaptive Motion Control with State Constraints: Controller Derivation and Real Plant Experiments, *Energies* (2022), 15(3), 934; doi:10.3390/en15030934
- [20] Jastrzębski M., Kabziński J., Mosiołek J., Adaptive Motion Control with State Constraints Using Barrier Lyapunov Functions doi:10.15199/48.2016.04.24 *Przegląd Elektrotechniczny*, ISSN 0033-2097, (2016), nr 4, 112-119
- [21] Broel-Plater B., Jaroszewski K., Dworak P., Minimizing the Impact of Non-Linear Stribeck Friction on Positioning of a Servo Drive, *23rd International Conference on Methods & Models in Automation & Robotics (MMAR)*, (2018), 870-875, doi: 10.1109/MMAR.2018.8486112.
- [22] Kabziński J., Adaptive Servo Control with Polynomial Approximation of Stribeck Curve, *Przegląd elektrotechniczny*, (2014), ISSN 0033-2097, nr 5/2014. doi:10.12915/pe.2014.05.04
- [23] Kabziński J., Jastrzębski M., Practical implementation of adaptive friction compensation based on partially identified LuGre model, *19th International Conference on Methods and Models in Automation and Robotics (MMAR)*, (2014), 699-704, doi: 10.1109/MMAR.2014.6957439.
- [24] Schafer R. W., What Is a Savitzky-Golay Filter? *IEEE Signal Processing Magazine*, (2011), nr 28/4, 111-117, doi: 10.1109/MSP.2011.941097.
- [25] Hasan K., Meraj S. T., Othman M. M., Lipu M. S. H., Hannan M. A., Muttaqi K. M., Savitzky-Golay Filter-Based PLL: Modeling and Performance Validation, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, (2022), nr 71, 1-6, doi: 10.1109/TIM.2022.3196946.
- [26] Guziński J., Morawiec M., Krzemiński Z., Łuksza K., Strankowski P., Kouzou A., Sensorless Low Speed PMSM Motor Control with Cogging Torque Compensation, *2nd International Conference on Smart Grid and Renewable Energy (SGRE)*, (2019), 1-6, doi: 10.1109/SGRE46976.2019.9021019.
- [27] Zhen, S., Chen, P., Chen, X. et al. Force Ripple Modeling and Minimizing of an Ironless Permanent-Magnet Linear Synchronous Motor, *International J. Precis. Eng. Manuf.*, (2019), nr 20, 927–935, doi: 10.1007/s12541-019-00065-5
- [28] Kabziński J., Mosiołek P., Adaptive, nonlinear state transformation-based control of motion in presence of hard constraints, *Bulletin of the polish academy of sciences, Technical sciences*, (2020), nr 68/5, doi: 10.24425/bpasts.2020.134653