

Porównanie właściwości dynamicznych pełnego i kaskadowego regulatora prędkości napędu dwumasowego bazująca na metodzie FDC

Streszczenie. W referacie przedstawiono syntezę oraz porównanie dwóch struktur sterowania prędkością napędu z połączeniem elastycznym bazujące na metodzie Dynamicznego Wymuszenia Momentu (FDC). Pierwszą z rozpatrywanych struktur jest klasyczna pełna struktura regulacji. Drugą jest struktura kaskadowa z wydzielonym regulatorem momentu skrętnego i nadrzędnym regulatorem prędkości. W kolejnych rozdziałach przedstawiono model napędu i wyprowadzono prawa sterowania. Następnie przeprowadzono wszechstronną analizę porównawczą badanych układów z wykorzystaniem symulacji i eksperymentu.

Abstract. The paper presents the synthesis and comparison of the two speed control structures of the drive with a flexible coupling based on the method of Force Dynamics Control (FDC). The first is the considered structure is classic full FDC control structures. The second control structure is the cascade structure with a separate torque controller and superior speed control. In the following chapters present the drive model and derived control law. Then performed a comprehensive comparative analysis of the studied systems using simulation and experiment. (**Comparison of the dynamic properties of full and cascade speed control based on the FDC method in two-mass drive**).

Słowa kluczowe: napęd z połączeniem sprężystym, bezpośrednio wymuszenie dynamiki,

Keywords: drive with elastic coupling,

Wstęp

Od nowoczesnych układów sterowania wymaga się obecnie zarówno bardzo dobrych właściwości dynamicznych przy przejściach pomiędzy zadanymi punktami prędkości czy położenia ale również bardzo dobrych właściwości w zakresie reakcji na przyłożony moment obciążenia [1]. Wymagania te stają się jeszcze bardziej widoczne w przypadku sterowania napędami w których mechaniczne sprzęgło czy wał wykazują skończoną sztywność [2]–[16]. Obecnie do sterowania prędkością czy położeniem w tej grupie napędów stosuje się bardzo różne zaawansowane algorytmy regulacji od prostych algorytmów bazujących na regulatorach PI i dodatkowych sprzężeniach zwrotnych [2], [3] po przez regulatory stanu [4], regulatory ślizgowe [5],[6], ślizgowo rozmyte [7],[8], czy predykcyjne [9],[10]. Wszystkie te algorytmy regulacji mają różne właściwości dynamiczne i różną metodologię projektowania. Jednak zazwyczaj zapewniają bardzo dobre właściwości dynamiczne w zakresie przejść pomiędzy zadanymi punktami prędkość, jednak w przypadku pojawiania się momentu obciążenia algorytmy te różnie działają. Podobnie w przypadku pracy w obszarze ograniczenia momentu elektromagnetycznego układy te prezentują różne właściwości. W tym obszarze zagadnieniem istotnym jest ograniczenie amplitudy i oscylacji momentu skrętnego [9] – [11]. Problem ten jest istotny w przypadku sterowania napędami ze sprzęgłem magnetycznym, gdzie w przypadku przekroczenia maksymalnego momentu następuje utrata połączenia [11], [12].

Sterowanie z wymuszoną dynamiką [13]–[16] zapewnia możliwość rozkładania równocześnie zarówno biegunów układu jak i zer co pozwala na dowolne kształtowanie dynamiki zarówno przy zmianie prędkości zadanej jak również przy załączeniu momentu obciążenia [14]. Jednak struktura ta podobnie jak większość struktur opartych o liniową teorię sterowania posiada odpowiednie właściwości dynamiczne tylko w obszarze liniowym oraz nie umożliwia ograniczenia amplitudy momentu skrętnego (bez drastycznego zmniejszenia dynamiki napędu). Pewnym rozwiązaniem, które zapewnia możliwość ograniczenia momentu skrętnego jest zastosowanie struktur kaskadowych z wydzielonym blokiem regulacji momentu skrętnego [16]. W niniejszej pracy zaprezentowano porównanie dwóch struktur bazujących na prawie

sterowania FDC. Pierwszą strukturą jest pełna struktura bazująca na prawie FDC, drugą jest kaskadowa struktura sterowania.

Model napędu

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

$$(1a) \quad \frac{d}{dt} \omega_1 = \frac{1}{T_1} (m_e - m_s)$$

$$(1b) \quad \frac{d}{dt} m_s = \frac{1}{T_c} (\omega_1 - \omega_2)$$

$$(1c) \quad \frac{d}{dt} \omega_2 = \frac{1}{T_2} (m_s - m_L)$$

gdzie: m_e – moment elektromagnetyczny, ω_1 – prędkość silnika, ω_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: $T_1 = T_2 = 0.203s$, $T_c = 1.2ms$

Bezkaskadowa struktura sterowania

W przypadku struktury bezkaskadowej mamy klasyczny regulator stanu który na wejściu ma prędkość zadaną a na wyjściu generuje sygnał zadanego momentu elektromagnetycznego. W niniejszej pracy ten regulator stanu oparty jest o prawo sterowania FDC.

Pełna struktura sterowania prędkością oparta o prawo FDC

W pierwszej kolejności należy wybrać równanie zawierające wielkość sterowaną. Ponieważ w rozważanej w tym rozdziale strukturze wielkością sterowaną jest prędkość maszyny roboczej, za równanie początkowe przyjmuje się równanie (1c). Zmienną sterującą jest moment elektromagnetyczny m_e . Po zróżniczkowaniu równania (1c) otrzymuje się równanie (2):

$$(2) \quad \frac{d^2}{dt^2} \omega_2 = \frac{1}{T_2} \left(\frac{d}{dt} m_s - \frac{d}{dt} m_L \right)$$

Wstawiając za pochodną m_s równanie (1b) otrzymuje się:

$$(3) \quad \frac{d^2}{dt^2} \omega_2 = \frac{1}{T_2} \left(\frac{1}{T_c} (\omega_1 - \omega_2) - \frac{d}{dt} m_L \right)$$

ponieważ równanie (3) nie zawiera w sobie zmiennej sterującej, należy powtórzyć proces różniczkowania z uwzględnieniem równań na pochodne ω_1 oraz ω_2 zgodnie z (1a) i (1c):

$$(4) \quad \frac{d^3}{dt^3} \omega_2 = \frac{1}{T_2} \left(\frac{1}{T_c} \left(\frac{1}{T_1} (m_e - m_s) - \frac{1}{T_1} (m_s - m_L) \right) - \frac{d^2}{dt^2} m_L \right)$$

W równaniu (4) pojawił się moment elektromagnetyczny m_e więc jest to docelowe równanie przy formułowaniu prawa sterowania FDC dla rozważanej struktury. W kolejnym kroku należy z równania (4) wyprowadzić m_e :

$$(5) \quad m_e = T_1 T_2 T_c \frac{d^3}{dt^3} \omega_2 + m_s + \frac{T_1}{T_2} (m_s - m_L) + T_1 T_c \frac{d^2}{dt^2} m_L$$

Wracając do równania (4) dobiera się odpowiedni model odniesienia. Ponieważ równanie (4) jest trzeciego rzędu, transmitancja modelu odniesienia również będzie trzeciego rzędu i przyjmie następującą postać:

$$(6) \quad \frac{\omega_2}{\omega_r^{ref}} = \frac{\omega_r^3}{s^3 + s^2(2\xi\omega_r + \omega_r) + s(2\xi\omega_r^2 + \omega_r^2) + \omega_r^3}$$

Równanie (6) należy przekształcić do takiej postaci, aby po jednej stronie równania znalazła się trzecia pochodna prędkości maszyny roboczej, a po drugiej pozostała część równania. Wprowadzony zostanie również operator s zamiast pochodnych. Dokonując odpowiednich przekształceń otrzymuje się zależność:

$$(7) \quad \omega_2 s^3 = \omega_r^3 (\omega_r^{ref} - \omega_2) - s^2 \omega_2 (2\xi\omega_r + \omega_r) - s \omega_2 (2\xi\omega_r^2 + \omega_r^2)$$

Następnie należy dokonać podstawienia równania (7) do równania (5) w rezultacie którego otrzymuje się równanie:

$$(8) \quad m_e = T_1 T_2 T_c \omega_r^3 (\omega_r^{ref} - \omega_2) - T_1 T_2 T_c s^2 \omega_2 (2\xi\omega_r + \omega_r) - T_1 T_2 T_c s \omega_2 (2\xi\omega_r^2 + \omega_r^2) + m_s + \frac{T_1}{T_2} (m_s - m_L) + T_1 T_c s^2 m_L$$

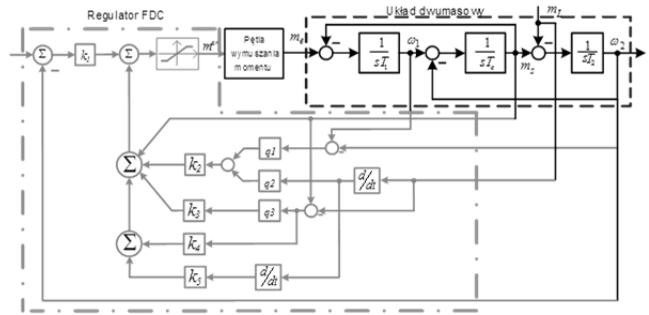
Powyższe równanie reprezentuje prawo sterowania FDC dla struktury regulacji prędkości. W celu ułatwienia projektowania struktury można dokonać uporządkowania równania (8) zwiżając parametry oraz dodatkowo wstawiając za $s^2 \omega_2$ równanie (3) oraz za $s \omega_2$ równanie (1c) otrzymuje się:

$$(9) \quad m_e = K_1 (\omega_r^{ref} - \omega_2) + k_2 q_1 (\omega_1 - \omega_2) + k_2 q_2 s m_L + k_2 q_2 (m_s - m_L) + m_s + k_4 (m_s - m_L) + k_5 s^2 m_L$$

Gdzie:

$$k_1 = T_1 T_c T_2 \omega_r^3, k_2 = -T_1 T_c T_2 (2\xi\omega_r + \omega_r), k_3 = -T_1 T_c T_2 (2\xi\omega_r^2 + \omega_r^2), k_4 = \frac{T_1}{T_2}, k_5 = T_1 T_c, q_1 = \frac{1}{T_c T_2}, q_2 = -\frac{1}{T_2}, k_3 = \frac{1}{T_2}$$

Na podstawie równania (9) zamodelowano strukturę sterowania przedstawioną na rysunku rys.1.



Rys.1. Pełna struktura FDC

Struktura kaskadowa

W strukturze kaskadowej mamy wydzieloną pętlę wewnętrzną sterowania momentem skrętnym oraz pętlę nadrzędną regulacji prędkości. W obu przypadkach korzystamy z prawa sterowania FDC.

Regulator momentu skrętnego

Wychodząc od zmiennej sterowanej (w prezentowanym przypadku jest to moment skrętny m_s), którą poddaje się tyłu krotnemu różniczkowaniu aby uzyskać w równaniu zmienna sterującą.

$$(10) \quad \frac{d}{dt} m_s = \frac{1}{T_c} (\omega_1 - \omega_2) \quad \frac{d^2}{dt^2} m_s = \frac{1}{T_c} \left(\frac{1}{T_1} (m_e - m_s) - \frac{1}{T_2} (m_s - m_L) \right)$$

W kolejnym kroku należy wyodrębnić sygnał sterujący z ostatniego równania:

$$(11) \quad \frac{1}{T_c T_1} m_e = \frac{d^2}{dt^2} m_s + \frac{1}{T_c T_1} m_s + \frac{1}{T_c T_2} m_s - \frac{1}{T_c T_2} m_L$$

Ponieważ w równaniu (11) występuje druga potęga operatora różniczkowania, jako model odniesienia przyjęto układ drugiego rzędu:

$$(12) \quad G_{ref} = \frac{m_s}{m_s^{ref}} = \frac{\omega_r^2}{\frac{d^2}{dt^2} + \omega_r \xi \frac{d}{dt} + \omega_r^2}$$

Wyznaczając z równania (12) drugą pochodną zmiennej sterowanej i podstawiając ją do równania (11) po uporządkowaniu otrzymujemy prawo sterowania:

$$(13) \quad m_e = \omega_r T_c T_1 (m_s^{ref} - m_s) + (-2\xi\omega_r T_c T_1) \frac{d}{dt} m_s + \left(1 + \frac{T_1}{T_2} \right) m_s + \left(-\frac{T_1}{T_2} \right) m_L$$

Gdzie: ω_r – pulsacja rezonansowa modelu, ξ – współczynnik tłumienia. Wykorzystując ponownie równania (1) można wyznaczyć pochodną zmiennej sterowanej:

$$(14) \quad \frac{d}{dt} m_s = \frac{1}{T_c} (\omega_1 - \omega_2)$$

Ostatecznie prawo sterowania można zapisać w uproszczonej formie:

$$(15) \quad m_e = K_1 (m_s^{ref} - m_s) + K_2 g_1 (\omega_1 - \omega_2) + K_3 m_s + K_4 m_L$$

gdzie:

$$K_1 = \omega_r T_1 T_c; \quad K_2 = -2\xi\omega_r T_c T_1;$$

$$(16) \quad K_3 = \frac{T_1 + T_2}{T_2}; \quad K_4 = -\frac{T_1}{T_2}; \quad g_1 = \frac{1}{T_c}$$

Regulator prędkości obciążenia

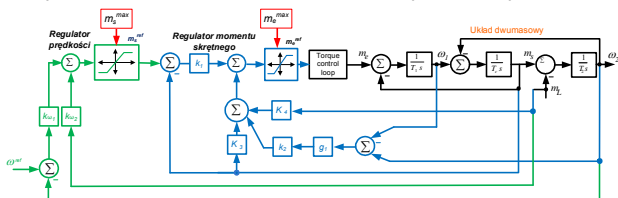
Aby możliwe było sterowanie prędkością maszyny roboczej w pętli sterowania prędkością zastosowano regulator, którego prawo sterowania wyprowadzono w analogiczny sposób jak w poprzednim podpunkcie.

$$(17) \quad \frac{d}{dt} \omega_2 = \frac{1}{T_2} (m_s - m_L)$$

$$(18) \quad G_{ref} = \frac{\omega_2}{\omega_{ref}} = \frac{1}{\frac{d}{dt} T_z + 1}$$

$$(19) \quad m_s^{zad} = \frac{T_2}{T_z} (\omega_{ref} - \omega_2) + \frac{1}{k\omega_2} m_L$$

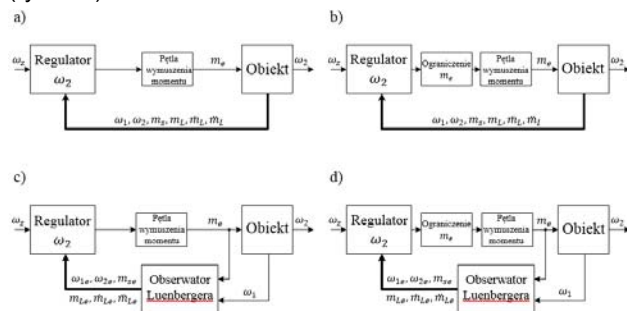
Na rys. 2. przedstawiono proponowaną strukturę.



Rys.2. Rozpatrywana struktura kaskadowa

Badania symulacyjne

Cykl badań podzielono na cztery części. W pierwszej porównano działanie rozpatrywanych struktur przy braku ograniczeń i przy pełnej dostępności wymaganych sygnałów (rys. 3.a). Kolejno wprowadzono ograniczenia sygnału zadanego (rys. 3.b). W ostatnich dwóch rozpatrywanych schematów badania wprowadzono obserwator Luenbergera odpowiednio 6'go rzędu dla pełnego regulatora FDC i 4'go rzędu dla regulatora kaskadowego (rys. 3. c) oraz obserwator i ograniczenia (rys. 3.d).



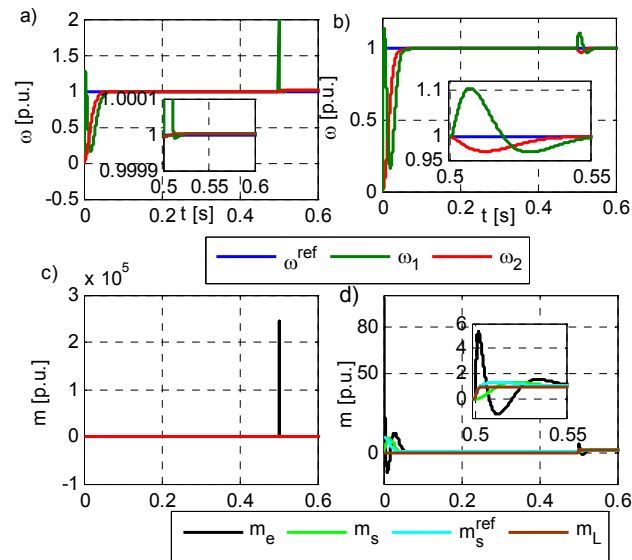
Rys. 3. Konfiguracje struktur sterowania

Badania przeprowadzono dla prędkości zadanej 0.25 i prędkości znamionowej.

W pierwszej kolejności przebadano działanie układu bez ograniczeń. Regulatory nastrojono tak aby zapewnić identyczne właściwości dynamiczne. Uzyskane wyniki przedstawiono na rys. 4. W przypadku struktury z pełnym regulatorem prędkości można zauważyć całkowitą kompensację momentu obciążenia (rys. 4. a). Jest to jednak okupione bardzo dużą wartością potrzebnego do

tego celu momentu elektromagnetycznego (rys. 4.c). Takie wartości w rzeczywistych układach są całkowicie nieosiągalne. W przypadku struktury kaskadowej występuje uchyb dynamiczny przy pojawieniu się momentu obciążenia (rys. 4. b) jednak ma on stosunkowo małą wartość i jest szybko niwelowany. W przypadku struktury kaskadowej występuje bardzo duże uderzenie momentu w chwili rozruchu (rys. 4.d).

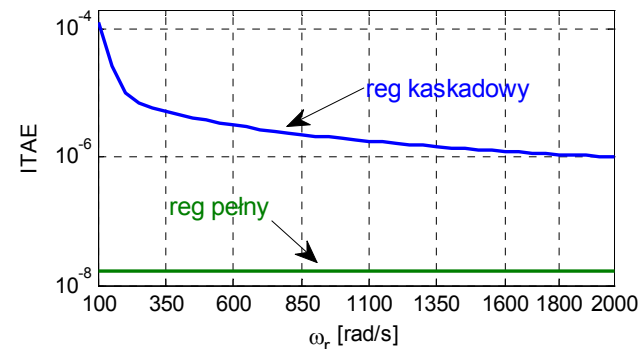
Pewną zaletą struktury kaskadowej jest możliwość wpływania na wartość zapadu prędkości bez zmiany dynamiki regulacji prędkości przy rozruchu po przez szybkość pętli regulacji momentu skrętnego.



Rys.4. Odpowiedzi rozpatrywanych układów sterowania pełnego (a,c) i kaskadowego (b,d) przy braku ograniczeń: a),b) prędkość, c),d) momenty

Na rys.5. przedstawiono wpływ wartości pulsacji rezonansowej pętli regulacji momentu skrętnego na wartość kryterium ITAE (obliczanej od chwili wystąpienia momentu obciążenia). Dodatkowo zaznaczono wartość kryterium ITAE dla pełnej struktury sterowania. Jak widać wartość kryterium dla pełnej struktury sterowania jest na poziomie 1e-8. Jak widać wraz ze wzrostem szybkości pętli regulacji momentu następuje redukcja wartości rozpatrywanego wskaźnika

Oczywistym jest że możliwe jest dobranie tak dużej pulsacji rezonansowej regulatora momentu skrętnego która spowoduje pełną kompensację momentu obciążenia. Jednak takie wartości nie mają uzasadnienia praktycznego.



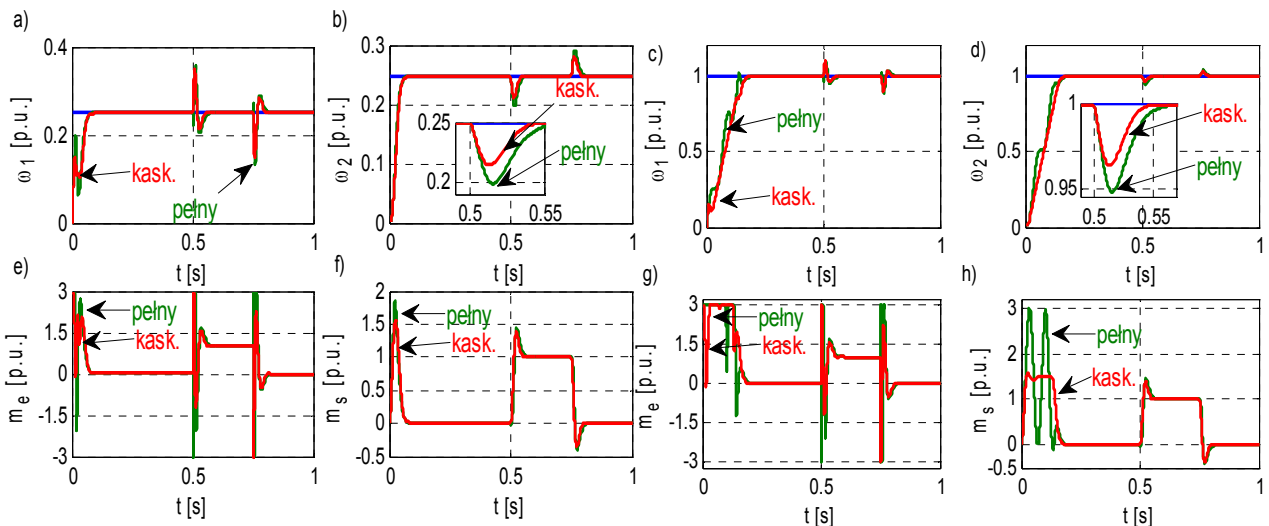
Rys.5. Wpływ pulsacji rezonansowej regulatora momentu skrętnego na wartość kryterium ITAE.

Kolejno w obu rozpatrywanych strukturach wprowadzono ograniczenia wartości momentu elektromagnetycznego na poziomie ± 3 (zgodnie z rys. 3b). Dodatkowo wprowadzono ograniczenie wartości momentu skrętnego na poziomie ± 1.5 . Regulator bezkaskadowy nastrojony był z pulsacją rezonansową równą 50 rad/s, natomiast pętla regulacji momentu skrętnego pracowała z pulsacją rezonansową 200rad/s i wsp. tłumienia $\zeta=0.7$. Nadrzędna pętla regulacji prędkości pracowała ze stałą czasową T_z 0,02s. Porównanie uzyskanych wyników przedstawiono na rys. 6. Rozważono dwa przypadki: pierwszy dla prędkości zadanej równej 0.25 (rys. 6. a,b,e,f) oraz dla prędkości znamionowej (rys. 6. c,d,g,h). W przypadku niskiej prędkości zadanej układ regulacji nie wchodzi przy rozruchu w ograniczenie momentu elektromagnetycznego, natomiast przy prędkości znamionowej pracuje w strefie ograniczenia. Jak widać dla przypadku niskiej prędkości zadanej obie rozpatrywane struktury uzyskują jednakowe właściwości dynamiczne (rys. 6.a) w przypadku rozruchu. W przypadku pojawienia się momentu obciążenia układ kaskadowy szybciej minimalizuje wpływ niż pełna struktura sterowania. Wynika to z faktu że pochodne momentu obciążenia jakie są wprowadzane do węzła regulatora mają bardzo dużą wartość tylko przez pewien krótki czas. Wartość ta jest

ucinana przez ograniczenie i nie ma wpływu na szybkość reakcji na pojawiające się zakłócenie. W przypadku układu kaskadowego można zauważyć że wprowadzenie ograniczenia momentu elektromagnetycznego w zasadzie nie wpłynęła na szybkość redukcji uchybu prędkości (rys. 4.b i rys 6.d).

W przypadku pracy z prędkością znamionową w fazie rozruchu można zauważyć że struktura kaskadowa pozwala na ograniczenie amplitudy momentu skrętnego przez co wpływa na minimalizację oscylacji momentu skrętnego (rys. 6h). Pomimo różnego przebiegu prędkości obciążenia obie struktury uzyskują jednakowy czas regulacji który wynosi około 0.22s. W przypadku pojawienia się momentu obciążenia oba układy zachowują się podobnie jak w przypadku niskiej prędkości zadanej.

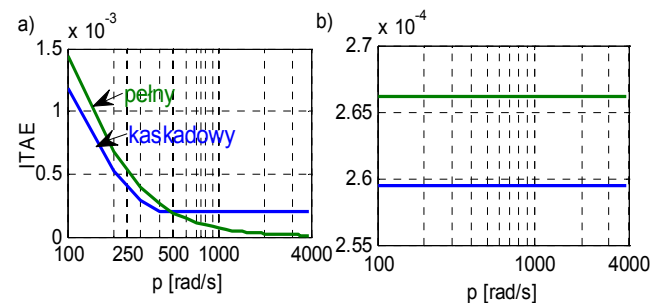
Kolejno przebadano działanie układu w przypadku wykorzystania obserwatora zmiennych stanu. Do rozważań przyjęto liniowy obserwator Luenbergera rozszerzony o moment obciążenia oraz jego dwie pochodne. Układy nastrojone były jak w poprzednim przypadku. Aby pokazać wpływ obserwatora na jakość regulacji przeanalizowano jak jego szybkość wpływa na wartość wskaźnika ITAE w fazie rozruchu i przy przyłożeniu momentu obciążenia.



Rys.6. Przebiegi zmiennych stanu w rozpatrywanych układach przy ograniczeniach dla prędkości 0.25 (a,b,e,f) oraz znamionowej (c,d,g,h) gdzie: a),c) prędkości silnika napędowego, b),d) prędkości obciążenia, e),g) moment elektromagnetyczny, f),h) moment skrętny

Szybkość obserwatora dobrano na poziomie od dwukrotności szybkości układu regulacji do 4000 rad/s. Uzyskane wyniki przedstawiono na rys. 7. Jak widać w rozpatrywanym obszarze zmian szybkości obserwatora nie widać jego wpływu na jakość sterowania przy rozruchu (rys. 7. b) wynika to z faktu że estymator nie wnosi opóźnień w tym obszarze (przy rozruchu). Natomiast przy wystąpieniu momentu obciążenia obserwator ma istotny wpływ na jakość regulacji (rys. 7.a).

W przypadku struktury z regulatorem kaskadowym przy szybkości obserwatora około 6 razy większej od regulatora prędkości i na poziomie 1.5 prędkości regulatora momentu skrętnego nie widać już pogorszenia jakości regulacji (rys.7a). Natomiast w przypadku pełnej struktury regulacji w zasadzie wraz ze wzrostem szybkości obserwatora będziemy asymptotycznie zbliżać się do jakości regulacji bez obserwatora. Z zaprezentowanych przebiegów widać również że pewnym punktem granicznym jest szybkość $p=485$ rad/s. Dla szybkości poniżej 485 rad/s lepsze właściwości ma regulator kaskadowy, natomiast powyżej lepsze właściwości ma regulator pełny.



Rys.7. Wpływ szybkości obserwatora na jakość regulacji przy pojawieniu się momentu obciążenia (a), i rozruchu (b)

Badania eksperymentalne

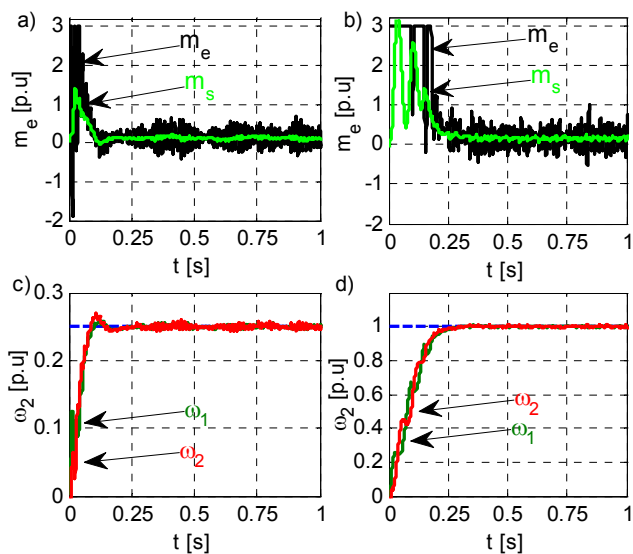
Badania eksperymentalne przeprowadzone zostały na stanowisku zbudowanym z silników prądu stałego o mocy 500W, które połączone były ze sobą długim, cienkim wałem. Silnik napędowy zasilany był z przekształtnika pracującego w konfiguracji mostka H. Mostek sterowany był przez sprzętowy modulator szerokości 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*. Widok stanowiska pokazano na rys. 8.



Rys.8. Stanowisko badawcze.

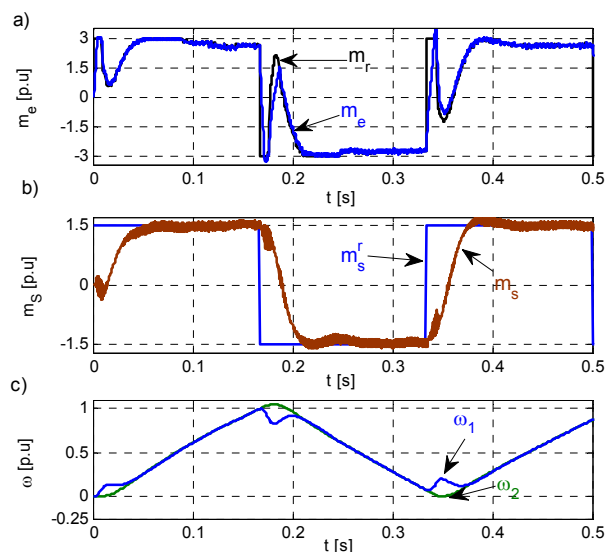
W pierwszej kolejności przebadano pełną strukturę sterowania. Uzyskane wyniki przedstawiono na rys. 9. W przypadku małej prędkości zadanej (0.25) pełny regulator kaskadowy zapewnia szybka regulację, choć pojawiają się w przebiegu momentu elektromagnetycznego szumy wynikające z działania obserwatora Luenbergera 6-ego rzędu. W przypadku zadanej prędkości znamionowej ujawniają się w układzie drgania skrętne o dużej amplitudzie momentu skrętnego (rys. 9.b) co może prowadzić do uszkodzenia elementów mechanicznych.



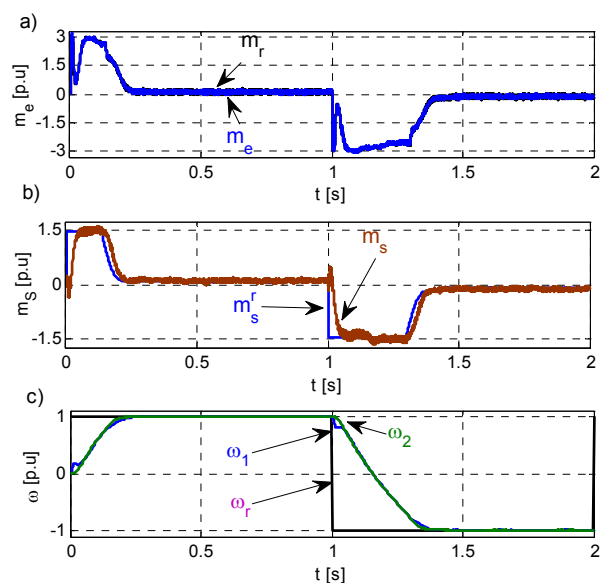
Rys.9. Eksperymentalne przebiegi uzyskane w pełnej strukturze dla prędkości małej (a,c) i znamionowej (b,d) gdzie: a),b),momenty, b),d) prędkości

Kolejną przebadano strukturę kaskadową. W pierwszej kolejności przebadano działanie podrzędnej pętli regulacji momentu skrętnego. Uzyskane wyniki przedstawiono na rys. 10. W przypadku regulacji momentu skrętnego proponowany układ zapewnia szybka odpowiedź sygnału regulowanego. W rozpatrywanym układzie bardzo istotną kwestią jest opóźnienie pętli generacji momentu elektromagnetycznego. W przypadku układów o znacznym opóźnieniu należało by je względni przy wyprowadzaniu prawa sterowania.

Następnie przebadano kaskadową strukturę sterowania z nadrzędnym regulatorem prędkości. Uzyskane wyniki przedstawiono na rys. 10. Jak widać w obszarze prędkości znamionowej układ kaskadowy zapewnia ograniczenie amplitudy momentu skrętnego na bezpiecznym poziomie oraz nie doprowadza do powstania oscylacji zmiennych stanu.



Rys.10. Eksperymentalne przebiegi uzyskane dla regulatora momentu skrętnego: a) moment elektromagnetyczny, b) moment skrętny, c) prędkości.



Rys.11. Eksperymentalne przebiegi uzyskane dla kaskadowej struktury sterowania: a) moment elektromagnetyczny, b) moment skrętny, c) prędkości.

Podsumowanie

Referacie przedstawiono dwie struktury sterowania prędkością napędu z połączeniem sprężystym bazujące na prawie sterowania *FDC*. Z uzyskanych wyników można stwierdzić że struktura kaskadowa w ogólnym przypadku nie zapewnia tak dobrych właściwości dynamicznych jak pełna struktura sterowania. Jednak w przypadku wprowadzenia ograniczeń sygnału sterującego i dodatkowego obserwatora zmiennych stanu właściwości pełnej struktury sterowania drastycznie się pogarszają. Natomiast właściwości struktury kaskadowej zachowują

swoje właściwości i zapewniają lepszą dynamikę niż struktura pełna.

Dodatkowo struktura kaskadowa zapewnia możliwość prostego wprowadzenia ograniczenia momentu skrętnego, czego struktura pełna nie ma.

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

LITERATURA

- [1] Zawirski K., Deskur J., Kaczmarek T., Automatyka Napędu Elektrycznego, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań 2012
- [2] Szabat K., Struktury sterowania elektrycznych układów napędowych z połączeniem sprzężystym, Wrocław: Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej (2008), nr 61
- [3] Zhang G., Furusho J., Speed control of two-inertia system by PI/PID control, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 47 (2000), n.3, 603-609
- [4] Szabat K., Than Tran-Van, Kaminski M., A Modified Fuzzy Luenberger Observer for a Two-Mass Drive System, *IEEE Tran. on Industrial Informatics*, 11 (2015), n.5, 531 - 539
- [5] Vittek J., Ryvkin S., Decomposed sliding mode control of the drive with interior permanent magnet synchronous motor and flexible coupling, *Mathematical Problems in Engineering* 2013.
- [6] Dodds S.J., Vittek J., Perryman R., Kuchta J., Sliding Mode Control Of Pmsm Electric Drives With Flexible Coupling, Proc. Of The Intern. Conf. Electrical Drives And Power Electronics EDPE 07, (2007), on CD,.
- [7] Knychas S. Szabat K., Adaptacyjny układ sterowania z rekurencyjnymi regulatorami rozmytymi dla układu napędowego o zmiennych parametrach, *Przegląd Elektrotechniczny* 89 (2013), nr 6, 155-158
- [8] Derugo P., Single node recursions in Adaptive Neuro-Fuzzy Controller, IEEE 2nd International Conference on Cybernetics (CYBCONF), 2015
- [9] 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
- [10] Wang C., Yang M., Zheng W., Long J., Xu D., Vibration Suppression with Shaft Torque Limitation Using Explicit MPC-PI Switching Control in elastic drive systems, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 99 (2015), 1 – 1, zaakceptowane do druku
- [11] Montague R. G., Bingham C. Atallah K., „Magnetic Gear Pole-Slip Prevention Using Explicit Model Predictive Control, *IEEE/ASME Trans. on Mechatronics*, 18 (2013), n.5, 1535 - 1543
- [12] Montague R. G., Bingham C. Atallah K., Dual-observer-based position-servo control of a magnetic gear, *IET Electric Power Applications*, 5 (2011), n.9, 708 - 714
- [13] Vittek J., Dodds S. J., *Forced Dynamic Control of Electric Drives*, Research Monograph, University of Zilina Press, 2003, ISBN 80-8070-087-7.
- [14] Dodds S. J., Szabat K., Forced Dynamic Control of Electric Drives with Vibration Modes in the Mechanical Load, 12th International Power Electronics and Motion Control Conference, (2006), 1245 - 1250
- [15] Gierlotka K, Jeleń M, Jarek G., Sterowanie polowo zorientowane z wymuszeniem dynamiki maszyny dwustronnie zasilanej, *Przegląd Elektrotechniczny* 86 (2010), nr 2, 380–383
- [16] Serkies P., Szabat K., Dodds S., Sterowanie napędem dwumasowym bazujące na metodzie FDC z ograniczeniami zmiennych stanu, *Przegląd Elektrotechniczny*, 89 (2013), nr 12, 60 – 64