

Jan Anuszczyk, Mariusz Jabłoński
Politechnika Łódzka, Łódź

OKREŚLANIE WARTOŚCI MOMENTU STATYCZNEGO DLA STANU NIERUCHOMEGO WAŁU SILNIKA INDUKCYJNEGO W PRZEKSZTAŁTNIKOWYM UKŁADZIE NAPĘDOWYM DŹWIGU

DETERMINATION OF STATIC TORQUE VALUES FOR THE STATE OF MOTIONLESS SHAFT OF AN INDUCTION MOTOR IN A CONVERTER DRIVE SYSTEM OF CRANE

Abstract: The matter in the article is the effect of practical experiences based on the engineering ground in the sphere of commissioning of technological applications of drive systems used in crane devices. The work introduces the rules of theoretical and practical realisation of the steering algorithm with torque control of a cage induction motor supplied from a frequency converter with an indirect DC link. The considerations concern the work of a drive arrangement for vector control steering algorithm for both cases: stopped and free running drive shaft of the motor with the utilisation of a speed sensor. Accomplishment of the procedures given above is essential for the realisation of industrial applications, in which the motors cooperate with brakes, slow down mechanisms or it is necessary to obtain initial torque or preliminary tension.

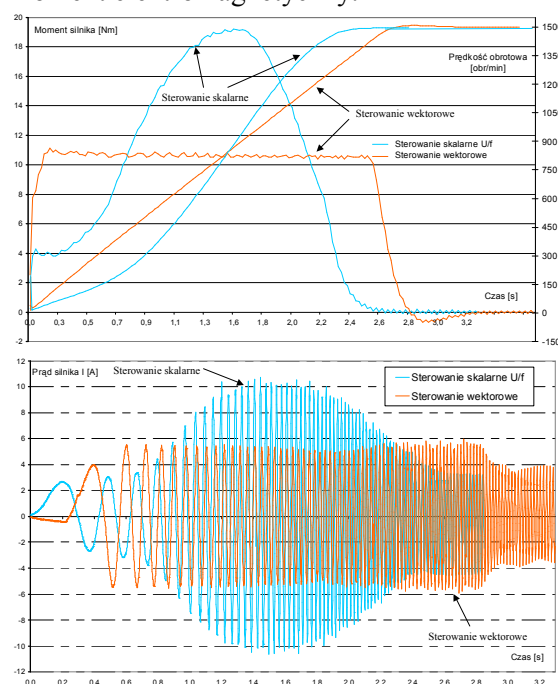
1. Wprowadzenie

Przedmiotem badań są specyficzne warunki pracy silników indukcyjnych, dla których bezpośrednio na przemysłowych obiektach badanych wykonano analizę pomiarową popartą bogatą ilustracją graficzną. Przedstawiono wyniki badań oraz praktyczną metodę wyznaczania momentu statycznego silników indukcyjnych współpracujących z układami przekształtnikowymi w aplikacjach dźwigowych. Podczas prac uruchomieniowych dokonano szeregu badań dynamicznych dotyczących zastosowanych napędów, w których technika zaimplementowana w oprogramowaniu pozwala na otrzymanie wyników bezpośrednio z toru obliczeń matematycznych dla wybranego algorytmu sterowania. Przeprowadzone rozważania obejmują zakres pracy układów napędowych dla algorytmu sterowania wektorowego z wykorzystaniem czujnika prędkości dla dwóch przypadków: stanu zatrzymanego oraz swobodnego wału silnika. Realizacja powyższych procedur jest istotna w wielu zastosowaniach przemysłowych, w których silnik współpracuje z hamulcami i zwalnikami oraz konieczne jest uzyskanie napeżeń lub naciągów wstępnych.

2. Silnik indukcyjny klatkowy w falownikowych systemach napędowych

Jako obiekt sterowania, silnik indukcyjny jest obiektem nieliniowym i wielowymiarowym z występującymi w nim sprzężeniami sygnałów

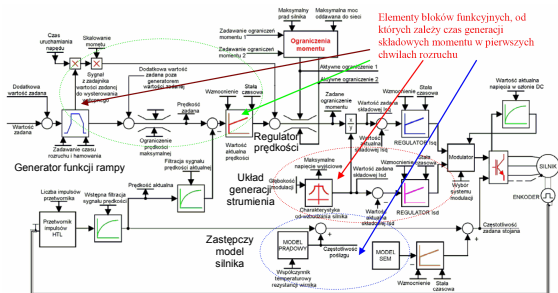
sterujących z wewnętrznymi sygnałami regulowanymi, takimi jak strumienie skojarzone czy moment elektromagnetyczny.



Rys.1. Porównanie przebiegów rozruchowych dla różnych algorytmów sterowania, [2]

Trudności w sterowaniu takim obiektem udało się przezwyciężyć dzięki wykorzystaniu w opisie dynamiki silnika indukcyjnego metody wektorów przestrzennych w odpowiednio wy-

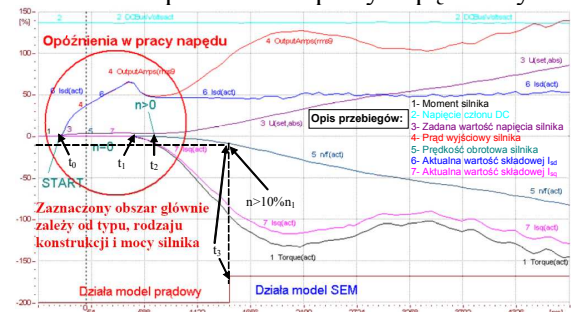
branym układzie współrzędnych, [1]. Sterowanie polegające na oddziaływaniu na wzajemne położenie wektorów przestrzennych w wirującym układzie współrzędnych określa się terminem sterowania wektorowego lub połowo-zorientowanego, [6]. Metody te są obecnie standardem w dziedzinie napędów o regulowanej prędkości obrotowej z silnikami indukcyjnymi i charakteryzują się szybką reakcją obiektu sterowanego na zmianę wartości zadanej i posiadają niższe wartości prądów i momentów rozruchowych w porównaniu do algorytmów skalarynych - Rys.1. Rozwiązania z układami przekształtnikowymi obejmują całą strukturę procesu wytwarzania, począwszy od warstwy realizacji automatycznego sterowania dla pojedynczych maszyn i urządzeń na poziomie instalacji produkcyjnej, aż do systemów nadrzędnego sterowania, monitorowania i zarządzania całością procesu produkcyjnego. Przelączenia tranzystorów IGBT w falowniku (Rys. 2) są związane bezpośrednio ze stanem elektromagnetycznym silnika i są wyznaczane na podstawie obliczeń strumienia stojana i momentu silnika. Podstawowe dane dotyczące zastosowanego silnika są dostarczane podczas procesu uruchomieniowego, gdzie tak zwany „bieg identyfikacyjny” pozwala na wyznaczenie takich parametrów jak rezystancje i indukcyjności schematu zastępczego (Rys. 2) oraz prąd magnesujący, [2].



Rys.2. Schemat wektorowego algorytmu sterowania napędem SIMOVERT¹ w aplikacji dźwigowej, wg [4]

Zastosowany procesor sygnałowy decyduje o szybkości (mikrosekundy) porównania aktualnie dostarczonych wartości do komparatorów z sygnałami zadanymi strumienia (I_{sdzad}), momentu (I_{sqzad}) oraz prędkości (n_{zad}). Na podstawie tego porównania generowana jest informacja do układu sterującego pracą tranzystorów

IGBT. Należy zauważyć, że w procesach przejściowych podczas stanów dynamicznych takich jak rozruch, hamowanie, czy zmiana obciążenia, ważną rolę odgrywają następujące elementy (bloki funkcyjne): regulator prędkości, człon generacji strumienia silnika (generacja składowej I_{sd}), zastępcze modele silnika zaimplementowane w oprogramowaniu – model SEM i model prądowy, układ do szybkiej generacji momentu oraz generator rampy. Analiza diagramu funkcyjnego z Rys. 2 jako przykładu realizacji algorytmu sterowania wektorowego w układzie z zamkniętym prędkościowym sprzężeniem zwrotnym pozwala zauważyć, że po załączeniu przekształtnika pojawiają się stosunkowo duże opóźnienia w pracy napędu - Rys. 3.



Rys.3. Charakterystyki rozruchowe silnika pracującego w konfiguracji algorytmu wektorowego ze prędkościowym sprzężeniem zwrotnym – dźwig w Policach, silnik 37kW

Opóźnienia w obszarze zakreślonym na Rys. 3 wynikają głównie z rodzaju i typu konstrukcji silnika indukcyjnego oraz z przyjętej techniki algorytmu sterowania wektorowego i będą tematem dalszej analizy.

3. Elektromagnetyczne procesy przejściowe w układach napędowych

Czas trwania procesu ustalania stanu elektromagnetycznego zależy głównie od mocy zastosowanego silnika. Przykładowo dla silnika o mocy $P_N=1.5$ kW proces ten trwa ok. 0.3s, a dla silnika o mocy $P_N=100$ kW trwa już ok. 1.8 s (czas ten jest liczony od chwili podania sygnału „start” do czasu pojawienia się prędkości $n>0$). Po podaniu sygnału załączającego występują zatem stosunkowo duże opóźnienia w procesie rozruchowym, co np. w przypadku aplikacji dźwigowych może stanowić duży problem techniczny. Istnieje możliwość skrócenia pojawiających się opóźnień np. za pomocą korekcji nastaw parametrów prowadzących do zmniejszenia czasu generacji składowej I_{sd}

¹ SIMOVERT® - SIEMENS Registered Trade Mark

(czasu wzbudzenia). Na podstawie pomiarów wykonanych w aplikacji dźwigowej z silnikiem indukcyjnym o mocy $P_N = 37$ kW (dźwig w Policach – Rys. 3) można stwierdzić, że proces ustalania się stanu elektromagnetycznego tego silnika trwa około $\Delta t_w = 0.9$ s (jest to czas Δt_w liczony od podania sygnału „start” do chwili pojawienia się prędkości $n > 0$; $\Delta t_w = t_2 - t_0$). W pierwszej chwili rozruchu dla czasu t_0 i po podaniu sygnału „start”, pojawia się jedynie składowa I_{sd} prądu stojana (charakterystyka nr 6, Rys. 3), natomiast składowa I_{sq} prądu stojana (charakterystyka nr 7, Rys. 3) pojawia się w chwili t_1 , gdy wartość składowej I_{sd} zaczyna się ustalać na poziomie wynikającym z wartości prądu magnesującego. W pierwszych chwilach na zaciski silnika jest podawane bardzo małe napięcie (charakterystyka nr 3, Rys. 3), które wzbudza odpowiedni strumień. Dopiero w chwili t_1 , gdy strumień jest już ustalony następuje generacja momentu (charakterystyka nr 1, Rys. 3), który jest iloczynem wektorowym obu składowych. Regulacja momentu odbywa się przez zmianę składowej I_{sq} prądu stojana do której mamy bezpośredni dostęp. Przebieg wypadkowego prądu stojana (charakterystyka nr 4, Rys. 3) jest związany z przebiegami obu składowych, a jego wartość skuteczna wynosi:

$I_s = \sqrt{I_{sd}^2 + I_{sq}^2}$. Prąd I_s jest porównywany ze stałą wartością definiowanego przez użytkownika parametru określającego wartość prądu maksymalnego silnika i musi spełniać warunek:

$I_s = \sqrt{I_{sd}^2 + I_{sq}^2} \leq I_{smax}$ (P128). W efekcie, gdy prąd stojana jest mniejszy od dopuszczalnego, to różnica: $I_{smax} - I_s > 0$ i użyty element ogranicznika nie przepuszcza sygnału, a układ ograniczenia prądowego nie reaguje. W takim przypadku pulsację poślizgu ω_r możemy obliczyć z uwzględnieniem obu składowych d i q według równania 1, [5]:

$$\omega_r = \frac{i_{sq}(t) \cdot L_m}{T_r \cdot \Psi_{rd}(t)} \quad (1)$$

gdzie: T_r - stała czasowa obwodu wirnika

Układ równań opisujący badany silnik indukcyjny w układzie składowych d , q związanym z wirnikiem ma postać :

$$\begin{cases} \frac{W}{L_r R_s} \frac{di_{sd}}{dt} = -i_{sd} - \frac{L_m}{R_s L_r} \frac{d\Psi_r}{dt} + \omega_\psi \frac{W}{R_s L_r} i_{sq} + \frac{1}{R_s} u_{sd} \\ \frac{W}{L_r R_s} \frac{di_{sq}}{dt} = -i_{sq} - \omega_\psi \frac{L_m}{R_s L_r} \Psi_r - \omega_\psi \frac{W}{R_s L_r} i_{sd} + \frac{1}{R_s} u_{sq} \\ \frac{d\Psi_r}{dt} = \frac{R_r}{L_r} (L_m i_{sd} - \Psi_r) \\ \omega_\psi - \omega = \frac{i_{sq} R_r L_m}{\Psi_r L_r} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{J} \left(\frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \Psi_r i_{sq} - M_o \right) \end{cases} \quad (2)$$

W warunkach ustalonych (dla czasów $t > t_2$, Rys. 3) składowa prądu stojana I_{sd} jest stała. Również prąd magnesujący I_{mr} reprezentujący strumień wirnika i składowa prądu stojana I_{sq} , które stanowią o momencie silnika mają wartości stałe. Związek pomiędzy składowymi prądami stojana I_{sd} oraz I_{mr} jest następujący:

$$I_{sd} = I_{mr} + T_r \frac{dI_{mr}}{dt} \quad (3)$$

Przedstawiony powyżej sposób opisu zamienia silnik indukcyjny w maszynę podobną do silnika prądu stałego, w którym prąd I_{mr} (I_{sd}) odpowiada za generację strumienia głównego silnika DC, natomiast składowa prądu stojana I_{sq} reprezentuje prąd twornika. Analizując zamieszczone przebiegi na Rys. 3 zauważamy, że pojawia się także znaczne przeregulowanie w zadawanej wartości prądu stojana dla składowej I_{sd} . Przyczyną tego jest inercja z jaką pojawia się strumień Ψ_r w osi wirnika, jako odpowiedź na wymuszenie prądowe. Pożądanym jest, aby w chwili pojawienia się składowej I_{sq} prądu stojana, wartość strumienia, a tym samym wartość składowej I_{sd} była już ustalona (chwila t_1 na Rys. 3). Ten fakt pozwala na regulację momentu elektromagnetycznego silnika poprzez sterowanie jedynie wartością składowej I_{sq} (charakterystyka nr 1, Rys. 3). Występujące przeregulowanie w przebiegu składowej I_{sd} pozwala na ustalenie się wartości strumienia na wymaganym poziomie (nastawa predefiniowana podczas automatycznej identyfikacji następnych parametrów napędu). Równanie wiążące składową I_{sd} prądu stojana ze strumieniem wirnika Ψ_{rd} w osi d jest następujące, wzór 4:

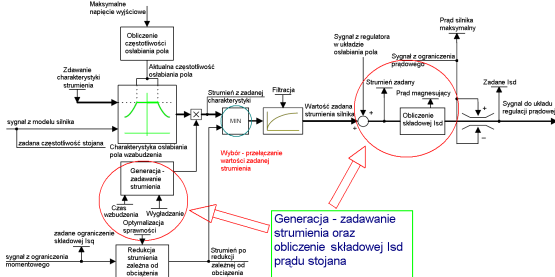
$$\frac{d\Psi_{rd}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \cdot \Psi_{rd} = \frac{L_m \cdot R_r}{L_r} \cdot I_{sd} \quad (4)$$

Jest to równanie członu inercyjnego, którego transmitancja operatorowa przy wzmocnieniu K

i stałej czasowej T ma postać - wzór 5, gdzie: $K = L_m$ oraz $T = \frac{L_r}{R_r}$:

$$G(s) = \frac{\Psi_{rd}(s)}{I_{sd}(s)} = \frac{K}{T \cdot s + 1} \quad (5)$$

Diagram funkcyjny na schemacie z Rys. 2 przedstawia także, w jaki sposób jest generowana składowa I_{sd} prądu stojana. Znajduje się tam blok, który na bazie sygnałów z modelu silnika oraz ograniczeń momentowych, w efekcie oblicza zadaną wartość składowej I_{sd} - Rys.4.

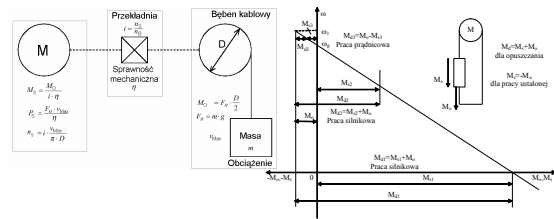


Rys.4. Schemat układu do generacji strumienia i obliczania składowej I_{sd} prądu stojana, wg [4]

Generacja strumienia, a tym samym składowej I_{sd} odbywa się za pomocą wstępnie zadanej charakterystyki strumienia zbudowanej w bloku o nazwie "Generacja-zadawanie strumienia" - Rys. 4. Wartością zadaną w układzie jest strumień magnetyczny silnika, a przeprowadzona procedura identyfikacji parametrów schematu zastępczego silnika jest podstawą funkcjonowania modelu i całego napędu. Analiza diagramu funkcyjnego (Rys. 4), jak i wyniki przeprowadzonych badań dla wielu przypadków przemysłowych napędów dźwigowych (suwnica dokowo - bramowa w Stoczni Szczecin, Suwnica przeładunkowa w Zespole Elektrowni Dolna Odra - Szczecin, Suwnica przeładunkowa w Zakładzie Nawozów Sztucznych - Police) pozwala zauważyć wspólną cechę badanych napędów, która skłania do badań dynamiki układu przy wykorzystaniu dodatkowego sygnału $M_{(precontrol)}$ dodawanego do momentu napędowego silnika. Wykorzystano do tego przedstawiony na Rys. 10 generator rampy (RFG), który jako funkcja zadajnika znajduje się w analizowanym układzie przekształtnikowym, [4].

4. Aplikacje dźwigowe

Opis układu dźwigowego wraz z działającymi na zawieszę momentami przedstawia Rys.5.



Rys.5. Zależności pomiędzy momentami w dźwigowym układzie napędowym: a) uproszczony schemat blokowy, b) moment dynamiczny przy opuszczaniu ładunku - M_{d1} ; zakres pracy silnikowej - M_{d2} ; zakres pracy prądnicowej - M_{d3} ; (M_S - moment silnika, M_o - moment obciążenia); $F_H = m \cdot g$ - siła użyta do podnoszenia obciążenia m z przyspieszeniem g ; v_{max} - maksymalna prędkość liniowa obciążenia

Na etapie projektowania układu napędowego należy uwzględnić przewymiarowanie mocy silnika i przekształtnika, tak aby prąd stojana:

$$I_s = \sqrt{I_{sd}^2 + I_{sq}^2} \leq I_{smax} \quad (P128).$$

Zgodnie z wytycznymi dla aplikacji dźwigowych [4], przy doborze silnika napędowego należy spełnić następujące warunki:

$M_{SB} > 1.3 \cdot M_{SMmax}$ oraz $M_{SMmax} \leq 2 \cdot M_{SN}$
gdzie: M_{SB} - moment krytyczny silnika, M_{SMmax} - moment maksymalny silnika z założonym marginesem bezpieczeństwa i spełniający jednocześnie założenia norm dźwigowych: $M_{SMmax} \leq 2 \cdot M_{SN}$, oznaczenia M_{SN} - moment znamionowy silnika.

Jednocześnie prąd silnika przy momencie maksymalnym wynosi, [3]:

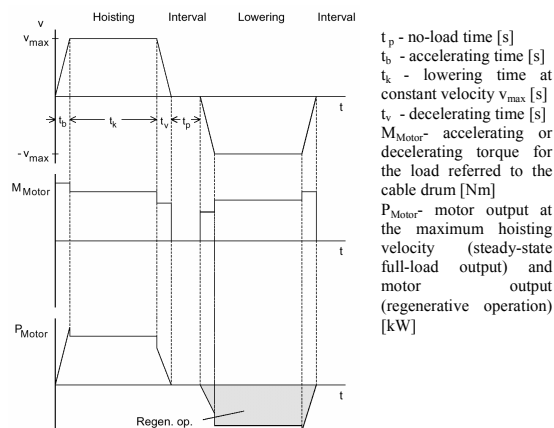
$$I_{SMmax} \approx \sqrt{\left(\frac{M_{SMmax}}{M_{SN}}\right)^2 \cdot (I_{SN}^2 - I_{omN}^2) \cdot k_N^2 + I_{omN}^2 \frac{1}{k_N^2}} \quad (6)$$

gdzie: I_{SMmax} - prąd silnika przy momencie maksymalnym M_{SMmax} , I_{SN} - prąd znamionowy silnika, I_{omN} - znamionowa wartość prądu magnesującego silnika (składowa bierna prądu biegu jałowego), k_N - stała, która w zależności od zakresu prędkości roboczej wynosi: $k_N = 1$ dla $n_s \leq n_{SN}$ w zakresie stałego

strumienia oraz $k_N = \frac{n_s}{n_{SN}}$ dla $n_s > n_{SN}$ w zakresie

osłabiania pola.

Prąd opisany wyrażeniem 6, stanowi jedno z głównych kryteriów dla doboru silnika i obliczania cykli pracy w rozważanym układzie dźwigowym - Rys.6.

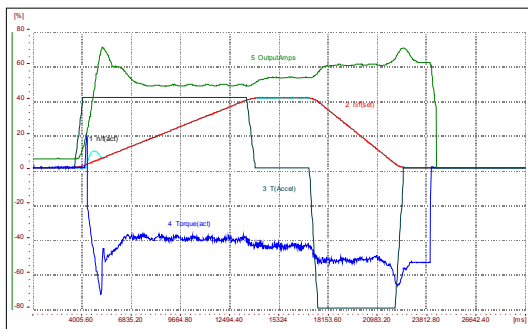


Rys.6. Cykle pracy napędu dla faz podnoszenia i opuszczania zawiesia, [4]

Po spełnieniu powyższych wymagań można przejść do etapu modyfikacji układu regulatora prędkości w wybranym algorytmie sterowania.

5. Metoda określania wartości momentu statycznego

Rozwijanie wartości momentu napędowego w sytuacji zahamowanego mechanicznie i wstępnie obciążonego wału napędowego.

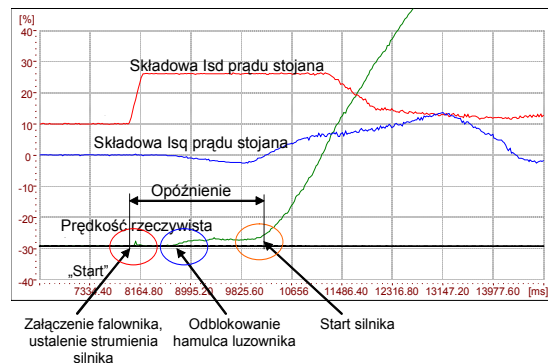


Rys.7. Przebiegi charakterystyk dla systemu napędowego podczas fazy opuszczania, [3]

Przed rozpoczęciem ruchu w sytuacji, w której silnik jest zahamowany mechanicznie przez luzownik, a obciążenie jest zawieszona w powietrzu do momentu otwarcia luzownika nie występuje ruch obrotowy. Powoduje to następujące konsekwencje:

- jeżeli wartość zadana prędkości wynosi $n_{zad}=0$, to moment również nie jest rozwijany $M_{akt}=0$.
- Jeżeli wartość zadana prędkości wzrasta ($n_{zad}>0$) zgodnie z dynamiką określoną przez generator zbrocza, a szczęki luzownika pozostają dalej zaciśnięte, wówczas w silniku jest generowany moment napędowy, którego wartość rośnie zgodnie z opisem w p.4.

Przebiegi w rzeczywistym układzie dźwigowym przedstawiono na Rys. 7 i Rys. 8.



Rys.8. Opóźnienia w pracy napędu dla procesu podnoszenia zawiesia (praca 4 silników o mocy $P_N=160$ kW każdy, suwnica WULKAN – Stocznia Szczecin)

Po otwarciu szczęk luzownika następuje porównanie wartości aktualnego momentu obciążenia i powstałego do tej chwili momentu napędowego. Jeżeli moment napędowy ma mniejszą wartość od momentu obciążenia, rozpocznie się opadanie ciężaru. Jest to szczególnie niekorzystne, jeżeli napęd wykonuje procedurę podnoszenia. Ponieważ wówczas musi nastąpić nawrót silnika. W przypadku większych wartości cofnięcia po otwarciu luzownika chwilowe obciążenie prądowe może doprowadzić do awaryjnego wyłączenia przekształtnika. A co za tym idzie, przerwy w pracy. W celu zapobieżenia powyżej sytuacji można zastosować następujące środki:

- Opóźnienie chwili otwarcia hamulca w stosunku do momentu rozpoczęcia pracy generatora zbrocza, co pozwoli na dostateczne rozwinięcie się momentu napędowego,
- Wprowadzenie składowej stałej momentu napędowego, co pozwala na utrzymywanie niezerowej wartości momentu nawet dla zamkniętego luzownika (wartość ta stanowi niezerowy warunek początkowy dla rozwijania się momentu napędowego). Wymaga to jednak znajomości przez układ sterowania nadrzędnego chociaż przybliżonej wartości momentu obciążenia.
- Przyspieszenie dynamiki wzrostu momentu napędowego przez zastosowanie składowej dodatkowej wykorzystującej mechanizm rozpoznawania zbrocza w generatorze RFG (Torque Procontrol). Wówczas odpowiednia składowa momentu jest wystawiana od chwili rozpoczęcia działania generatora zbrocza.

Oczywiście jest możliwe zastosowanie metody łączącej wyżej wymienione sposoby generowania momentu w chwili rozruchu. W omawianych przypadkach, w badanych przebiegach prądów i prędkości, od chwili podania sygnału „start” do chwili podania wartości zadanej prędkości pojawia się duże opóźnienie, co przekłada się na duże opóźnienia w pracy całego napędu – Rys. 3, Rys. 8.

5.1 Badania i modyfikacje

W komercyjnym algorytmie sterowania napędem SIMOVERT MASTERDRIVES, zostało opracowane przez producenta i analizowane w p.3 rozwiązanie funkcyjne algorytmu przedstawione na Rys. 2. Zaprojektowanie rozbudowanego układu algorytmu sterującego oraz zastosowanie dodatkowych bloków funkcyjnych, a także wnioskowanie z wykonanych badań eksperymentalnych stanowią o możliwości ingerencji w otwartą strukturę algorytmu sterowania przekształtnika. Badania przedstawione powyżej miały na celu przybliżenie potencjalnych możliwości napędu SIMOVERT w zakresie generacji składowych momentu w początkowych chwilach rozruchu, z punktu widzenia zastosowań dźwigowych. Z badań tych wynika, że:

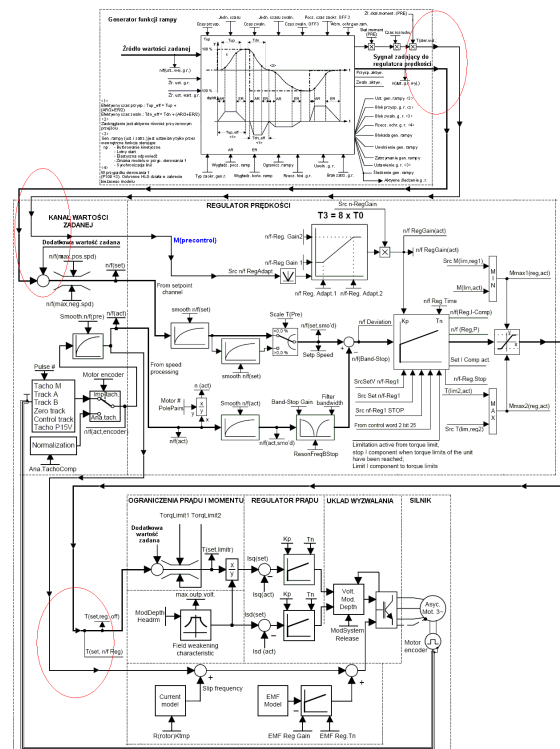
- w chwilach przejściowych podczas stanów dynamicznych ważną rolę odgrywa szereg bloków funkcyjnych algorytmu sterowania przekształtnika zaznaczonych na Rys. 2.
- na podstawie wykonanych pomiarów zarówno laboratoryjnych jak i przemysłowych w aplikacjach dźwigowych z silnikami indukcyjnymi można stwierdzić, że proces ustalania się stanu elektromagnetycznego wybranych silników o mocy P_N wynosi:

- $P_N = 37 \text{ kW}$ trwa około $\Delta t_w = 0.9 \text{ s}$
- $P_N = 110 \text{ kW}$ trwa około $\Delta t_w = 1.85 \text{ s}$
- $P_N = 160 \text{ kW}$ trwa około $\Delta t_w = 3.5 \text{ s}$

- analizując zamieszczone przebiegi zauważamy, że we wszystkich przypadkach wspólną cechą pracy silnika jest występowanie znacznego przeregulowania w zadawanej wartości prądu stojana dla składowej I_{sd} .

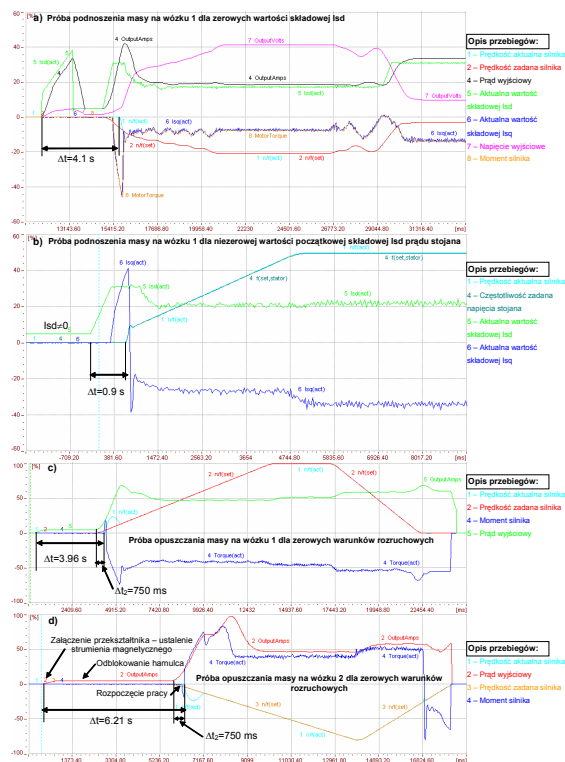
- wnioskowanie eksperymentalne z przeprowadzonych badań jest podstawą do stwierdzenia, że istnieje możliwość skrócenia czasu opóźnień pojawiających się po załączeniu przekształtnika. Istnieje przy tym możliwość ingerencji w wewnętrzną strukturę algorytmu sterowania badanego układu, przewidziana przez producenta urządzenia. Zaproponowana zmiana dotyczy adaptacji regulatora prędkości oraz modyfi-

kacji układu generacji strumienia i została potwierdzona wnioskowaniem na podstawie badań eksperymentalnych.



Rys.9. Adaptacja wzmocnienia regulatora prędkości w torze algorytmu FOC

W celu poprawy właściwości dynamicznych układu SIMOVERT®, zastosowano mechanizm wytwarzania momentu silnika sygnałem występowania wstępnego pochodzącego od dynamicznej składowej momentu $M_{(precontrol)}$ otrzymywanej z aktywnego generatora funkcji rampy – Rys. 9 Zaproponowano rozwiązanie, które przed otwarciem luzownika przyspiesza generację momentu i nadaje właściwy kierunek prędkości, Rys. 9. W przypadku, gdy obciążenie, a także moment bezwładności zmieniają się w dużych granicach, wymagane jest dodatkowe uzależnienie współczynnika wzmocnienia regulatora prędkości K_n od momentu obciążenia sprowadzonego do wału silnika – Rys. 9. Sygnałem, który zmienia wartość wzmocnienia regulatora prędkości jest sygnał występowania wstępnego momentu T_{Accel} załączany dynamicznie razem z generatorem funkcji rampy – $M_{(precontrol)}$. Dodatkowo dla układu sterowania pomocny jest sygnał zmian dn/dt , informujący o rozpoczęciu pracy generatora rampy RFG.



Rys. 10. Badania prób podnoszenia i opuszczania masy dla wózków 1 oraz 2 na obiekcie suwnicy dokowo-bramowej pracującej w Stoczni Szczecin

Na Rys. 10 przedstawiono wyniki badań dotyczących prób podnoszenia i opuszczania masy zawiesia dla wózków 1 oraz 2 na obiekcie suwnicy dokowo-bramowej pracującej w Stoczni Szczecin. Zauważmy, że czas ustalania stanu elektromagnetycznego silnika o mocy $P_N=160$ kW dla zerowych warunków początkowych $I_{sd}=0$ i standardowego algorytmu sterowania (Rys. 10 a) wynosi około 3.5 s. Natomiast dla układu z niezerowymi warunkami początkowymi $I_{sd} \neq 0$, czas ten wynosi około 0.9 s (Rys. 10 b). W przypadku układu z niezerowymi warunkami początkowymi i dodatkowo zmodyfikowaną strukturą regulatora prędkości, czas ten wynosi około $\Delta t_2=750$ ms (Rys. 10 c i d). Przedstawione na Rys. 10 przebiegi stanowią podstawę do stwierdzenia, że zapewnienie niezerowych warunków początkowych $I_{sd} \neq 0$ zgodnie z równaniem 3, pozwala na skrócenie zjawisk przejściowych w procesie rozruchu oraz szybszą generację prędkości i momentu napędowego silnika.

7. Podsumowanie

Czas trwania procesu ustalania się stanu elektromagnetycznego zależy głównie od mocy zastosowanego silnika, a po podaniu sygnału za-

łączającego występują stosunkowo duże (kilkusekundowe) opóźnienia w procesie rozruchowym, co w przypadku aplikacji dźwigowych stanowi duży problem techniczny. Wnioskowanie z przeprowadzonych badań eksperymentalnych, analiza diagramu funkcyjnego wybranego algorytmu sterowania wektorowego (Rys. 2) oraz analiza matematyczno-fizyczna, jest podstawą do stwierdzenia możliwości skrócenia czasów opóźnień pojawiających się po załączeniu przekształtnika. Istnieje przy tym możliwość ingerencji w wewnętrzną strukturę algorytmu sterowania badanego układu przewidzianą przez producenta napędu SIMOVERT®. Przebiegi zarejestrowane w układzie dźwigowym dla niezmodyfikowanej oraz zmodyfikowanej struktury algorytmu pozwalają na stwierdzenie, że po wykonanych modyfikacjach, w odniesieniu do prób testowych otrzymano prawie 2-krotne skrócenie czasu zachodzących zjawisk, a tym samym wzrost bezpieczeństwa i pewności działania układu dźwigowego.

8. Literatura

- [1]. Blaschke F.: *Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Asynchronmaschine*. Siemens Forschungs- und Entwicklungsberichte, Vol. 1, pp. 184-193, 1972.
- [2]. Anuszczyk J., M. Jabłoński: *Wpływ adaptacyjnego sterowania silnika indukcyjnego współpracującego z falownikiem Master Drives VC na jego dynamikę*. SENE'99, tom II, str. 21-26, Łódź – Arturówek, 1999.
- [3]. Anuszczyk J., Jabłoński M.: *Method of determination of static torque value for the state of motionless shaft of an induction motor under load in a converter drive system*. Proc. of 5th International Conference on Unconventional Electromechanical and Electrical Systems – UEES'2001, Szczecin – Międzyzdroje, 2001, Vol. 2, pp. 567-572.
- [4]. *Dokumentacja kompendium i katalogi doboru dla SIMOVERT MASTERDRIVES Vector Control*
- [5]. Tunia H., Kaźmierkowski M.: „Automatyka napędu przekształtnikowego” PWN, Wa-wa 1987.
- [6]. Vas P.: „Sensorless vector and direct torque control”. Oxford University Press 1998.

Autorzy

Jan Anuszczyk *, Mariusz Jabłoński **
 Politechnika Łódzka, Instytut Mechatroniki i Systemów Informatycznych; 90-924 Łódź, ul. Stefanowskiego 18/22, tel. 426312571, e-mail:

* anuszj@p.lodz.pl

** mariusz.jablonski@p.lodz.pl