

## Predykcyjne układy regulacji prędkości silnika indukcyjnego ze skończonym zbiorem rozwiązań – badania porównawcze

**Streszczenie.** W prezentowanej pracy przedstawiono porównanie predykcyjnych układów regulacji ze skończonym zbiorem rozwiązań z krótkim i długim horyzontem predykcji zastosowanych do sterowania prędkością silnika indukcyjnego. Dodatkowo przedstawiono modyfikację algorytmu polegającą na wprowadzeniu dwóch stref regulacji (regulacji zgrubnej i doregulowania) oraz wprowadzeniu elementu całkującego błąd. Współczynniki wagowe zastosowane w regulatorze funkcji celu dobierane były przy użyciu algorytmów genetycznych.

**Abstract.** The article presents comparison of finite set predictive control system with short and long horizon used to induction motor speed control. In addition, modification of the algorithm consisting in introduction of two regulation areas (for coarse adjustment and regulation in the area of steady state) and introduction of component that integrates an error is presented. Weighting factors used in the controller's cost function are selected using genetic algorithm. (**Predictive speed control with finite control set of induction motor – comparison study**).

**Słowa kluczowe:** sterowanie predykcyjne, regulacja prędkości, skończony zbiór rozwiązań, długi horyzont predykcji.

**Keywords:** predictive control, speed control, finite control set, long horizon.

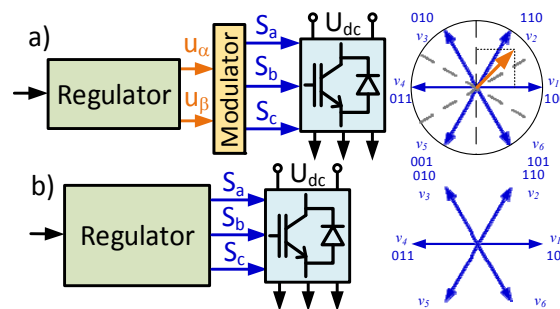
### Wstęp

Predykcyjne algorytmy sterowania rozwijane są od wielu lat. Ich działanie oparte jest na przewidywaniu przyszłego zachowania obiektu i na tej podstawie wyboru optymalnej strategii sterowania. W pracach [1], [2] wymienione są zalety tego typu algorytmów takie jak: intuicyjność, elastyczność, mnogość możliwych zastosowań, łatwe uwzględnienie nieliniowości i ograniczeń, możliwość rozwiązania problemów wielowymiarowych. Jako wadę wymienia się dużą złożoność obliczeniową sterowania predykcyjnego. Jednakże ciągły rozwój układów mikroprocesorowych skutkujący stałym zwiększaniem wydajności obliczeniowej pozwala stosować sterowanie predykcyjne w coraz to nowych aplikacjach [3]. Umożliwia to również implementację bardziej skomplikowanych algorytmów, np. z długim horyzontem predykcji. W wielu pracach pokazano, że wydłużenie horyzontu predykcji prowadzi do poprawy właściwości struktury sterowania zarówno w stanie statycznym jak i dynamicznym. W przypadku przekształtników energoelektronicznych prowadzi to do zmniejszenia odkształceń prądu oraz częstotliwości przełączeń [2], [4], [5]. W [6] pokazano, że w przypadku bezpośredniego algorytmu predykcyjnego zastosowanego do przekształtnika trójfazowego, horyzont predykcji  $N_c=10$  pozwala zredukować THD prądu o ok. 20% w porównaniu z przypadkiem układu z krótkim horyzontem predykcji.

Wśród algorytmów predykcyjnych wyróżnić można algorytmy z optymalizacją *off-line* i *on-line*. W przypadku układów z optymalizacją *off-line* założona przestrzeń stanu dzielona jest na regiony, opisane poprzez zestaw nierówności określających ich granice. Do każdego regionu przypisane jest prawo sterowania. W drugim typie układów problem optymalizacji rozwiązywany jest w każdym kroku obliczeń.

Wyróżnić można także algorytmy z ciągłym i skończonym zbiorem rozwiązań. W układach z ciągłym zbiorem rozwiązań zakłada się (rys. 1a), że sygnał sterujący może być dowolnym wektorem z założonego zakresu. Zawarty w strukturze sterowania modulator ma za zadanie w taki sposób przełączać klucze przekształtnika by uzyskać otrzymany w regulatorze sygnał sterujący. W przypadku algorytmów predykcyjnych ze skończonym zbiorem rozwiązań, nazywanych także bezpośrednimi algorytmami predykcyjnymi, w odróżnieniu do omówionych wcześniej układów, operuje się dyskretną formą sygnałów sterujących, możliwych do uzyskania w falowniku w sposób

bezpośredni bez udziału modulatora. Oznacza to, że regulator na wyjściach wystawia sygnały będące bezpośrednio sygnałami wyzwalającymi zawory przekształtnika (rys. 1b). Generalnie można powiedzieć, że liczba dostępnych stanów wynosi  $x^y$ , gdzie  $x$  – liczba gałęzi przekształtnika,  $y$  – liczba faz. Zmiana stanu kluczy odbywa się po zmianie sygnału sterującego. Częstotliwość kluczkowania ograniczona jest zatem przez częstotliwość próbkowania regulatora.



Rys. 1. Układ sterowania predykcyjnego z ciągłym (a) i skończonym zbiorem rozwiązań (b)

Algorytmy predykcyjne klasyfikuje się także ze względu na długość horyzontu predykcji na układy z krótkim i długim horyzontem. W przypadku algorytmów z optymalizacją *on-line* i ze skończonym zbiorem rozwiązań uznaje się, że horyzont większy od jedynki jest horyzontem długim.

W niniejszej pracy zaprezentowane zostanie porównanie działania algorytmów z optymalizacją *on-line*, ze skończonym zbiorem rozwiązań, z krótkim oraz długim horyzontem predykcji zastosowanych do regulacji prędkości trójfazowego silnika indukcyjnego zasilanego z przekształtnika dwupoziomowego.

### Model układu napędowego

Model silnika wykorzystywany podczas badań symulacyjnych miał postać (1)–(5). Parametry silnika zestawiono w tabeli 1. Ograniczono amplitudę prądu do wartości  $3\sqrt{2}I_n$ .

$$(1) \quad \mathbf{V}_s = R_s \mathbf{I}_s + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\Psi}_s$$

$$(2) \quad \mathbf{V}_r = R_r \mathbf{I}_r + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\Psi}_r - j\Omega \boldsymbol{\Psi}_r$$

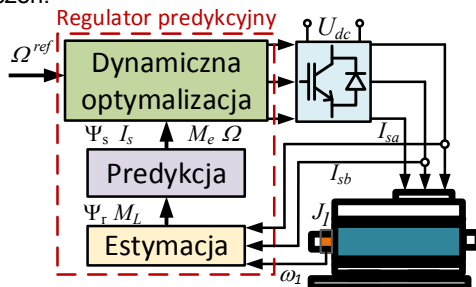
- (3)  $\Psi_s = L_s \mathbf{I}_s + L_m \mathbf{I}_r$   
 (4)  $\Psi_r = L_r \mathbf{I}_r + L_m \mathbf{I}_s$   
 (5)  $M_e = \frac{3}{2} p \operatorname{Im} \{ \bar{\Psi}_s \mathbf{I}_s \}$

Tabela 1. Parametry silnika indukcyjnego

$P_n=1100$ [kW]	$R_s=5.9$ [ $\Omega$ ]
$U_n=230$ [V]	$R_r=4.559$ [ $\Omega$ ]
$I_n=2.9$ [A]	$L_s=417.3$ [mH]
$n_p=1380$ [obr/min]	$L_r=417.3$ [mH]
$p=2$	$L_m=392.5$ [mH]
$M_{en}=7.6118$ [Nm]	$f_{sn}=50$ [Hz]

### Struktura sterowania

Wydajność regulatora predykcyjnego w dużej mierze zależy od dokładności zastosowanego modelu, wykorzystywanego do przewidywania przyszłego zachowania układu. Informacja o przewidywanej reakcji na sygnały sterujące wykorzystywana jest w procesie optymalizacji do wybrania sygnału minimalizującego założone kryterium jakości przy uwzględnieniu nałożonych ograniczeń.



Rys. 2. Struktura sterowania

Prezentowany regulator wykorzystuje model silnika w układzie  $\alpha$ - $\beta$ . Sekwencja generacji sygnału sterującego obejmuje: estymację strumienia wirnika (6), predykcję odpowiednio: strumienia stojana (7), prądu stojana (8), momentu elektromagnetycznego (9) oraz prędkości silnika (10).

$$(6) \Psi_r(k+n) = \frac{L_r}{L_m} \Psi_s(k+n) + \mathbf{I}_s(k+n) \left( L_m - \frac{L_r L_s}{L_m} \right)$$

$$(7) \Psi_s(k+n+1) = \Psi_s(k+n) + T_s \mathbf{V}_s(k+n) - T_s R_s \mathbf{I}_s(k+n)$$

$$\mathbf{I}_s(k+n+1) = \left( 1 + \frac{T_s}{\tau_\sigma} \right) \mathbf{I}_s(k+n) +$$

$$(8) \left. \frac{T_s}{\tau_\sigma + T_s} \left\{ \frac{1}{R_\sigma} \left[ \left( \frac{k_r}{\tau_r} - k_r j \Omega(k+n) \right) \Psi_r(k+n) \right] + \mathbf{V}_s(k+n+1) \right\} \right\}$$

$$(9) M_e(k+n+1) = \frac{3}{2} p \operatorname{Im} \{ \bar{\Psi}_s(k+n+1) \mathbf{I}_s(k+n+1) \}$$

$$(10) \Omega^p(k+n+1) = \frac{T_s}{J_1} (M_e(k+n+1) - M_L) + \Omega(k+n)$$

gdzie:  $\Psi_s, \Psi_r$  – wektory strumienia stojana i wirnika,  $\mathbf{I}_s, \mathbf{I}_r$  – wektory prądu stojana i wirnika,  $\mathbf{V}_s$  – wektor napięcia stojana,  $R_s, R_r$  – rezystancje stojana i wirnika,  $L_s, L_r, L_m$  – indukcyjności: stojana, wirnika i magnesująca,  $\Omega^p, \Omega$  – prędkość predykcyjna i zmierzona,  $M_e$  – moment elektromagnetyczny,  $p$  – liczba par biegunów  $T_s$  – okres

próbki,  $\tau_\sigma = \sigma L_s / R_\sigma, R_\sigma = R_s + k_r^2 R_r, k_r = L_m / L_r, \tau_r = L_r / R_r, \sigma = 1 - L_m^2 / (L_r L_s), k$  – chwila czasowa,  $n$  – krok predykcji.

Przedstawiona sekwencja powtarzana jest dla każdego z założonych kroków predykcji i dla każdego z dostępnych wektorów sterujących. Ostatnim etapem jest szacowanie wartości funkcji celu, która w ogólnym przypadku przyjmuje postać (11). Na podstawie oceny wartości funkcji celu następuje wybór optymalnego wektora.

$$(11) g = \sum_{n=1}^N \mu_n \left| \Omega^{ref} - \Omega^p(k+n) \right| + \sum_{n=1}^N \lambda_n \left\| \Psi_s^{ref} - \Psi_s^p(k+n) \right\| + \sum_{n=1}^N (\alpha_n f_n + \beta_n h_n + \gamma_n d_n)$$

gdzie:  $\Omega^{ref}, \Omega^p$  – prędkość: referencyjna i predykcyjna,  $\Psi_s^{ref}, \Psi_s^p$  – strumień stojana: referencyjny i predykcyjny,  $h_n, f_n$  – składniki kary za przekroczenie ograniczeń i za przełączenie kluczy przekształtnika,  $\mu, \lambda, \alpha, \beta, \gamma$  – współczynniki wagowe,  $N$  – horyzont predykcji,  $d_n$  – składnik sumujący błąd:

$$(12) d_n = \left[ \Omega^{ref} - \Omega^p(k+n) \right] + \left[ \Omega^{ref} - \Omega(k) \right]$$

W funkcji celu minimalizowane są uchyby prędkości i strumienia. Dodatkowo wprowadzone są składniki kary za przekroczenie ograniczeń oraz przełączenia kluczy przekształtnika, umożliwiające ograniczenie częstotliwości przełączeń, a także składnik sumujący uchyb prędkości (uwzględniający aktualną i predykcyjną wartość prędkości). W funkcji celu występują współczynniki wagowe, różnicujące wpływ poszczególnych składników na ostateczną wartość funkcji celu. Dzięki odpowiedniemu doborowi współczynników wagowych określa się właściwości dynamiczne opracowywanego regulatora.

Wprowadzono także dwie strefy regulacji. Jeśli uchyb prędkości jest większy od 3 [rad/s], w strefie regulacji zgrubej, stosowana jest uproszczona forma funkcji celu nie uwzględniająca ograniczenia częstotliwości przełączeń i składnika sumującego uchyb prędkości. W strefie doregulowania, gdy uchyb prędkości jest mniejszy od 3 [rad/s] wykorzystywana jest pełna postać funkcji celu (11).

Wpływ współczynników odpowiedzialnych za skalowanie składnika kary za przekroczenie częstotliwości przełączeń na dynamikę analogicznego regulatora momentu przedstawiono w [7]. W literaturze brak jest analitycznych metod doboru wartości współczynników. W prezentowanej pracy współczynniki wagowe dobierane były przy wykorzystaniu algorytmów genetycznych. Funkcja kryterialna miała postać (13). W przypadku algorytmu z horyzontem predykcji  $N=3$  określano wartość 17 parametrów wagowych ( $\mu, \lambda, \alpha$  – dla trzech kroków predykcji,  $\mu, \lambda$  – dla dwóch stref regulacji oraz  $\gamma$  i  $\beta$ ).

$$(13) y = k_1 k_2 + k_1 + k_2$$

Przy czym:

$$(14) k_1 = \frac{1}{L} \sum_{s=1}^L \left| \Omega - \Omega^{ref} \right|$$

$$(15) k_2 = \frac{1}{L} \sum_{s=1}^L \left\| \Psi_s - \Psi_s^{ref} \right\|$$

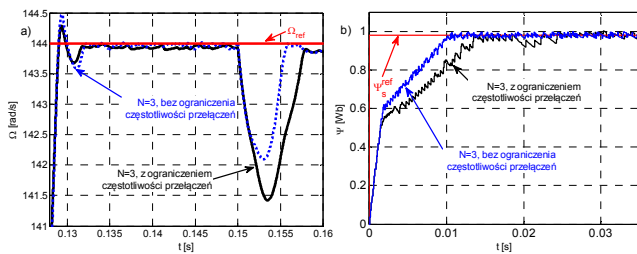
gdzie:  $L$  – długość uzyskanych wektorów.

## Przebieg badań

Podczas badań symulacyjnych porównano działanie bezpośrednich regulatorów predykcyjnych z horyzontami predykcyjnymi  $N=1, 2, 3$ . W chwili  $t=0s$  zadawano znamionową wartość strumienia stojana. W chwilach  $t=0,1s$  i  $t=0,25s$  zadawana była prędkość odpowiednio  $144$  [rad/s] i  $-144$  [rad/s]. W chwilach  $0,15s$  i  $0,325s$  był załączany, a w chwilach  $0,2s$  i  $0,375s$  był wyłączany znamionowy moment obciążenia. Wyniki badań przedstawiono na rysunkach 3–7. W tabeli 2 zestawiono liczbę przełączeń w czasie trwania symulacji (czas symulacji  $0,4s$ ) przebiegającej według przedstawionego wcześniej scenariusza, a także średnią częstotliwość przełączeń uzyskaną dla regulatorów z różnymi horyzontami predykcyjnymi.

Tabela 2. Liczba przełączeń i średnia częstotliwość przełączeń uzyskana dla regulatorów predykcyjnych z różnymi horyzontami

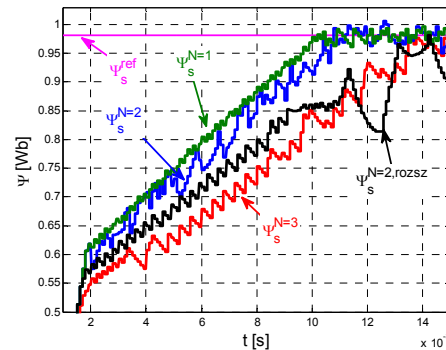
Regulator	Liczba przełączeń	Średnia częstotliwość przełączeń
$N=1$	2559	6398 [Hz]
$N=2$	2164	5410 [Hz]
$N=3$	1955	4888 [Hz]
$N=3$ (bez ogr. $f_{przel}$ )	2409	6023 [Hz]



Rys. 3. Przebieg prędkości (a) i strumienia stojana (b) dla układu z horyzontem predykcyjnym  $N=3$ , z i bez składnika kary za przełączenie kluczy przekształtnika

Na rysunku 5 przedstawiono przebiegi prędkości, momentów i prądów fazowych dla pełnego scenariusza próby badawczej. Otrzymane wyniki, w tym przypadku dla układu z horyzontem predykcyjnym  $N=3$ , potwierdzają poprawność działania proponowanej struktury. Na rysunku 5c) pokazano przebiegi prądów fazowych. Można zauważyć, że wartość chwilowa prądu nie przekracza założonej wartości maksymalnej (ok.  $12,3$  [A]). Na podstawie danych zestawionych w tabeli 2 można stwierdzić, że wydłużenie horyzontu predykcyjnego powoduje zmniejszenie częstotliwości przełączeń. Wniosek taki wynika z porównania średniej częstotliwości przełączeń dla wszystkich zakładanych horyzontów predykcyjnych. Układ z horyzontem predykcyjnym  $N=1$  zoptymalizowany został z uwzględnieniem składnika kary za przełączenia kluczy przekształtnika. W ostatnim wierszu podana jest częstotliwość przełączeń dla regulatora z horyzontem predykcyjnym  $N=3$ , bez składnika kary za przełączenia kluczy przekształtnika. Mimo nie uwzględnienia w funkcji celu problemu ograniczenia częstotliwości przełączeń uzyskana częstotliwość jest niższa niż dla układu z horyzontem predykcyjnym  $N=1$ , uwzględniającym ograniczenie przełączeń. Można zatem stwierdzić, że wydłużenie horyzontu predykcyjnego pozwala planować sekwencje sterowania. W tabeli 2 pokazano także jak duże ograniczenie częstotliwości można uzyskać poprzez wprowadzenie składnika kary za przełączenia przekształtnika. W przypadku regulatora z horyzontem predykcyjnym  $N=3$  odpowiednie dobranie parametrów wagowych powoduje obniżenie średniej częstotliwości przełączeń o  $1,1$  kHz. Powoduje to jednak niewielkie, ale widoczne pogorszenie jakości regulacji prędkości i strumienia, co pokazano na rysunku 3.

Prezentuje on porównanie przebiegów prędkości i strumieni uzyskanych w układzie z horyzontem predykcyjnym  $N=3$ , bez i ze składnikiem kary za przełączenia kluczy przekształtnika. Układ zoptymalizowany został przez algorytm genetyczny dla pełnej postaci funkcji celu (11), z uwzględnieniem składnika kary za przełączenia kluczy przekształtnika oraz dwóch stref regulacji. Następnie współczynniki wagowe odpowiadające za skalowanie składnika kary za przełączenia kluczy przekształtnika zostały wyzerowane (układ nie był ponownie optymalizowany).



Rys. 4. Porównanie przebiegów strumienia stojana dla różnych typów regulatorów

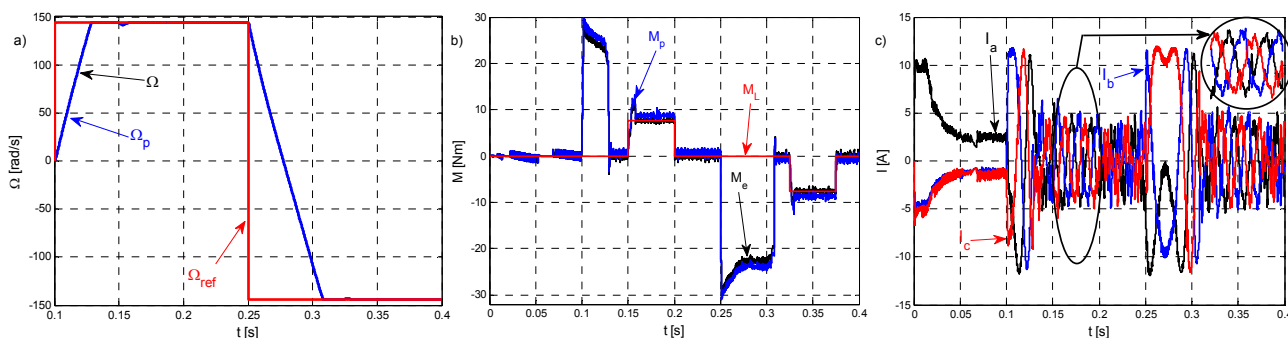
Na rysunkach 4 i 6 pokazano porównanie przebiegów strumieni uzyskiwanych w układzie (strumieni stojana i wirnika: zadanych, predykowanych i wyjściowych modelu) z różnym horyzontem predykcyjnym ( $N=1, 2$ ). Dodatkowo zaprezentowano przebiegi uzyskane w układach z horyzontem predykcyjnym  $N=2, 3$  z dwiema strefami regulacji i składnikiem sumującym błąd prędkości. Najszybciej ustalany jest strumień w układzie z najkrótszym horyzontem predykcyjnym (rys. 4). W stanie ustalonym wydaje się, że strumień najlepiej stabilizowany jest również w układzie z najkrótszym horyzontem predykcyjnym (rys. 6). Jest to pośrednio efekt wyższej częstotliwości przełączeń. Na rysunku 7 pokazano porównanie zachowania regulatorów z różnym horyzontem predykcyjnym w stanach dynamicznych, takich jak: regulacja do prędkości zadanej, nawrót, przyłożenie momentu obciążenia. Zdecydowanie najlepszą dynamikę ustalania prędkości po rozruchu silnika ma regulator z najdłuższym horyzontem predykcyjnym. O ile wartość zadana osiągnięta jest przez wszystkie prezentowane regulatory w przybliżonym czasie, o tyle ustabilizowanie prędkości przebiega najszybciej właśnie w układzie z regulatorem z najdłuższym horyzontem predykcyjnym, dwiema strefami regulacji i elementem sumującym błąd prędkości (oznaczenie:  $N=3, r$ ). Gorszy wynik regulatora z horyzontem predykcyjnym  $N=2$ , dwiema strefami regulacji i elementem sumującym błąd prędkości (oznaczenie:  $N=2, r$ ) wynika z takiego doboru współczynników wagowych przez algorytm genetyczny, że już wcześniejszy przebieg prędkości (w strefie regulacji zgrubnej) jest opóźniony względem pozostałych regulatorów. Czas osiągnięcia wartości zadanej w tym przypadku jest najdłuższy, ale przeregulowanie i głębokość siodła prędkości są mniejsze niż w przypadku regulatorów bez dwóch stref regulacji, bez składnika sumującego błąd prędkości i z horyzontem predykcyjnym  $N=2$  oraz z krótkim horyzontem predykcyjnym ( $N=1$ ). Podobnie czas ustabilizowania prędkości jest dłuższy jedynie od układu z najdłuższym horyzontem predykcyjnym. Nieco wolniejszy jest układ z horyzontem predykcyjnym  $N=2$ . Najwolniejszy jest układ z regulatorem z horyzontem predykcyjnym  $N=1$ . Analogiczna sytuacja występuje w przypadku ustalania prędkości po nawrocie (rys. 7b) oraz po przyłożeniu znamionowej wartości momentu obciążenia.

Ponownie najszybszy jest układ najdłuższym horyzontem predykcji  $N=3$ .

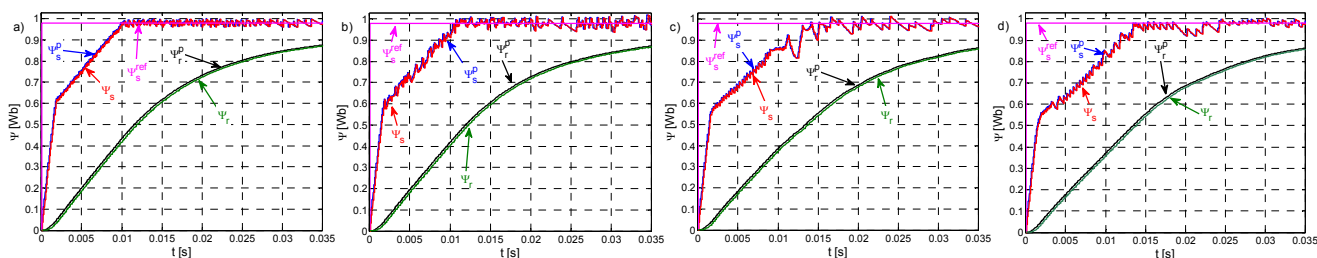
### Podsumowanie

Prezentowany układ działa poprawnie. Ze względu na otrzymane wyniki i fakt, że prezentowany regulator jest regulatorem prędkości można stwierdzić, że komplikacja układu przynosi wymierne korzyści. Wydłużenie horyzontu predykcji w znacznym stopniu poprawia dynamikę regulacji prędkości. Pozwala także na planowanie sekwencji sterujących, a w wyniku tego na obniżenie częstotliwości

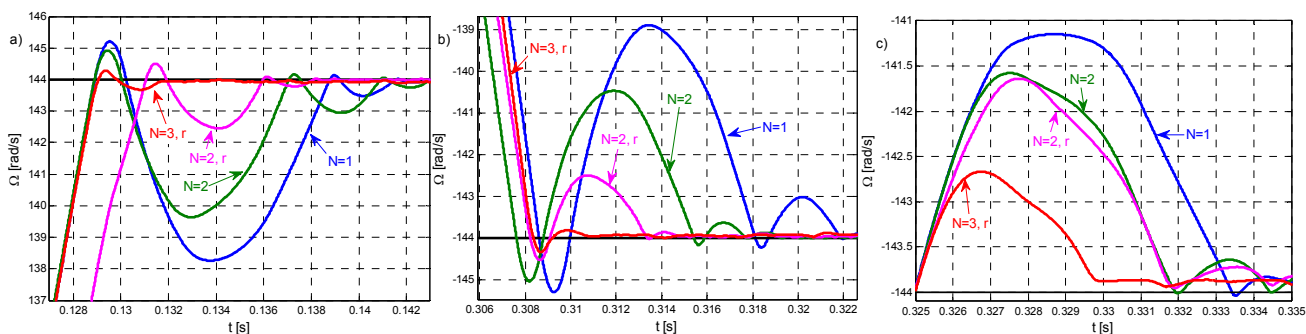
przełączeń przekształtnika. Dzięki uwzględnieniu aktualnego uchybu prędkości poprzez dodatkowy składnik funkcji celu oraz dzięki wprowadzeniu dwóch stref regulacji jeszcze bardziej poprawiono właściwości dynamiczne układu. W dalszej części badań planuje się weryfikację eksperymentalną otrzymanych wyników, a także sprawdzenie wpływu wydłużenia horyzontu predykcji na odkształcenia prądu. Planowane jest także sprawdzenie wpływu niedokładności określenia parametrów modelu na działanie układu regulacji.



Rys. 5. Przebiegi prędkości (a): referencyjnej, predyktowanej, obiektu, momentów elektromagnetycznego modelu, predyktowanego, obciążenia (b) i prądów fazowych (c) dla regulatora z horyzontem predykcji  $N=3$



Rys. 6. Przebiegi strumienia stojana oraz wirnika predyktowanych i modelu obiektu dla regulatora o horyzontie predykcji: a)  $N=1$ , b)  $N=2$ , c)  $N=2$  (rozszerzony), d)  $N=3$  (rozszerzony)



Rys. 7. Porównanie przebiegów prędkości dla różnych typów regulatorów podczas osiągnięcia wartości zadanej (a), podczas nawrotu (b) oraz przy załączeniu znamionowego momentu obciążenia (c)

**Autorzy:** mgr inż. Karol Wróbel, Politechnika Wroclawska, Katedra Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, E-mail: karol.wrobel@pwr.edu.pl.

### LITERATURA

- [1] Cortes P., Kazmierkowski M. P., Kennel R. M., Quevedo D. E., Rodriguez J., Predictive Control in Power Electronics and Drives, *IEEE Trans. Ind. Electr.*, 55 (2008), 12, 4312-4324
- [2] Cortes P., Rodriguez J., Vazquez S., Franquelo L. G., Predictive Control of a Three-Phase UPS Inverter Using Two Steps Prediction Horizon, *IEEE Intern. Conf. on Industrial Technology*, (2010), Vi a del Mar, 1283-1288
- [3] Rodriguez J., Kazmierkowski M. P., Espinoza J. R., Zanchetta P., Abu-Rub H., Young H., A., Rojas Ch.A., State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics, *IEEE Trans. on Industrial Informatics*, 9 (2012), 2, 1003-1016
- [4] Stolze P., Landsmann P., Kennel R., Mouton T., Finite-Set Model Predictive Control of a Flying Capacitor Converter with Heuristic Voltage Vector Preselection, *IEEE 8<sup>th</sup> Intern. Conf. on Power Electronics and ECCE Asia*, (2011), Jeju, 210-217
- [5] Preindl M., Bolognani S., Model Predictive Direct Torque Control With Finite Control Set for PMSM Drive Systems, Part 1: Maximum Torque Per Ampere Operation, *IEEE Trans. on Industrial Informatics*, 9 (2013), 4, 1912-1921
- [6] Geyer T., Quevedo D. E., Multistep Finite Control Set Model Predictive Control for Power Electronics, *IEEE, Trans. on Power Electronics*, 29 (2014), 12, 6836-6846
- [7] Wróbel K., Sterowanie momentem elektromagnetycznym silnika indukcyjnego z wykorzystaniem regulatora predykcijnego ze skończonym zbiorem rozwiązań, *Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wroclawskiej*, 70 (2014), 34, 216-224