

Piotr J. SERKIES*

PREDYKCYJNA REGULACJA PRĘDKOŚCI Z SILNIKIEM INDUKCYJNYM W NAPĘDZIE DWUMASOWYM

W pracy przedstawiono zagadnienia związane z predykcją regulacją prędkości napędu dwumasowego napędzanego silnikiem indukcyjnym. We wstępie krótko scharakteryzowano problematykę drgań skrętnych w napędzie elektrycznym. W kolejnych rozdziałach przedstawiono model matematyczny rozpatrywanego napędu, omówiono metodę bezpośredniego sterowania momentem elektromagnetycznym *DTC-SVM* oraz algorytm sterowania predykcyjnego. Następnie przedstawiono zagadnienia związane z osłabianiem pola w silniku indukcyjnym. Zaproponowano modyfikację standardowego algorytmu sterowania predykcyjnego w obszarze osłabiania pola. Rozważania teoretyczne poparto badaniami symulacyjnymi.

1. WPROWADZENIE

W celu minimalizacji czasów procesów przejściowych dąży się do zmniejszenia momentów bezwładności układów napędowych. Redukcja wymiarów geometrycznych elementów składowych może spowodować powstanie oscylacji mechanicznych zmiennych stanu napędu. Problem ten był pierwotnie rozpatrywany w ciężkich napędach przemysłowych takich jak walcarki, maszyny wyciągowe czy papiernicze. Rozwój energoelektroniki umożliwił znaczne zwiększenie dynamiki układów napędowych co ujawniło drgania skrętne w innych grupach napędów. Aktualnie problem drgań skrętnych dotyczy napędów robotów, obrabiarek numerycznych i innych [1]-[3]. W celu tłumienia drgań skrętnych stosuje się specjalne struktury sterowania takie jak: regulatory PI z dodatkowymi sprzężeniami od wybranych zmiennych stanu, regulatory z filtrami dla układów o dużej częstotliwości rezonansowej napędu, regulatory adaptacyjne, ślizgowe, stanu [4]-[6], [14] oraz sterowanie predykcyjne [7], [8]. W celu zwiększenia niezawodności i zmniejszenia ceny napędu drogie i zawodne maszyny prądu stałego zamieniane są na silniki indukcyjne, które charakteryzują się dużą niezawodnością i relatywnie niższą ceną. Jednak napędy te wymagają stosowania zaawansowanych struktur sterowania momentem elektromagnetycznym [9]-[11]. Jedną z takich struktur jest struktura bezpośredniego sterowania momentem elektromagnetycznym z modulatorem wektorowym (*DIRECT TORQUE*

* Politechnika Wrocławska.

CONTROL - SPECE VECTOR MODULATION, DTC-SVM) [11]. Do zalet tej metody należy możliwość bezpośredniej i szybkiej regulacji momentu elektromagnetycznego. W przypadku napędów indukcyjnych ważnym zagadnieniem jest osłabianie pola przy pracy napędu z prędkościami nadsynchronicznymi. W obszarze tym maleje dostępny moment maksymalny.

Sterowanie predykcyjne z liniowym modelem w przestrzeni zmiennych stanu (*Model Predictive Control MPC*) cieszy się coraz większym powodzeniem w obszarze szeroko rozumianej energoelektroniki i napędzie elektrycznym [9], [10], [12], [13]. Do głównych zalet jakie wyróżniają tą technikę sterowania należy zaliczyć możliwość definiowania ograniczeń zarówno sygnału sterującego i wewnętrznych zmiennych stanu napędu na etapie projektowania regulatora oraz bieżące wykorzystanie znanej dynamiki obiektu do wyznaczania optymalnych sterowań.

W artykule przedstawiono zagadnienia związane z predykcyjną regulacją prędkości napędu dwumasowego współpracującego ze strukturą *DTC-SVM* w obszarze stałego momentu i stałej mocy. Przedstawiono prostą metodę przestrajania ograniczeń wraz ze zmieniającym się punktem pracy napędu.

2. MODEL ROZPATRYWANEGO NAPĘDU

W badaniach symulacyjnych wykorzystano model matematyczny silnika indukcyjnego zapisany za pomocą wektorów przestrzennych (układ α - β), w jednostkach względnych, przy powszechnie stosowanych założeniach upraszczających [9]:

$$\begin{aligned} \vec{u}_s &= r_s \vec{i}_s + T_N \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_s & \vec{\Psi}_s &= x_s \vec{i}_s + x_M \vec{i}_r \\ 0 &= r_r \vec{i}_r + T_N \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_r - j\omega_r \vec{\Psi}_r & \vec{\Psi}_r &= x_r \vec{i}_r + x_M \vec{i}_s \end{aligned} \quad (1)$$

$$\frac{d}{dt} \omega = \frac{1}{T_M} \frac{x_M}{x_r} \left(\text{Im} \{ \vec{\Psi}_r * \vec{i}_s \} \right)$$

gdzie: u_s – wektor napięć stojana, i_s , i_r – wektory prądów: stojana i wirnika, Ψ_s , Ψ_r – wektory strumieni stojana wirnika, ω_r – pulsacja poślizgu, T_N – stała czasowa odniesienia, r_s , r_r – rezystancje: stojana, wirnika, x_s , x_r , x_M – reaktancje: stojana, wirnika, magnesująca, T_M – stała mechaniczna.

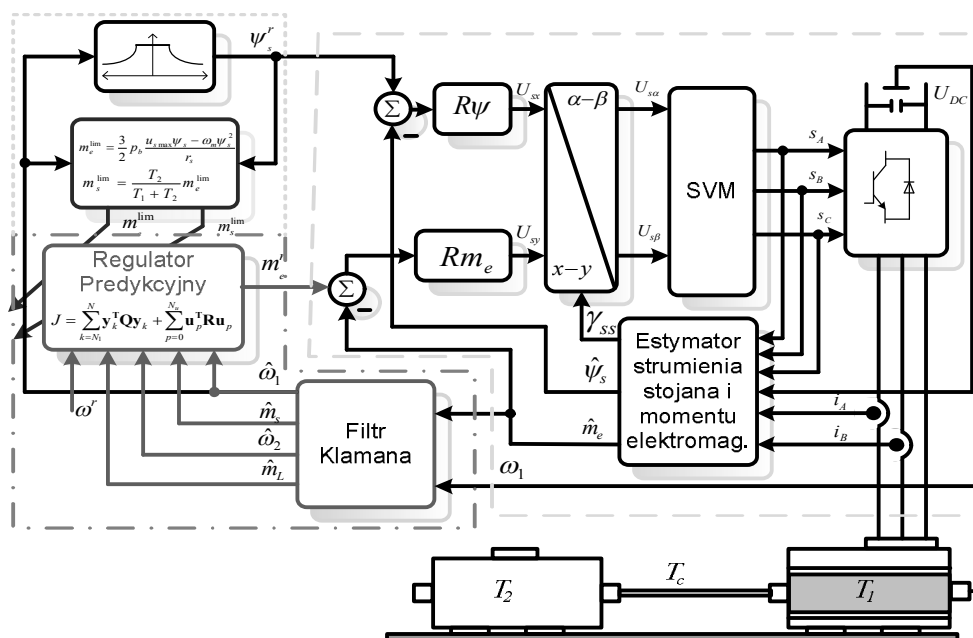
Model układu dwumasowego z bezinercyjnym połączeniem sprzężystym opisano poniższymi równaniami [14]:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \omega_1 &= \frac{1}{T_1} (m_e - m_s); & \frac{d}{dt} \omega_2 &= \frac{1}{T_2} (m_s - m_L) \\ \frac{d}{dt} m_s &= \frac{1}{T_c} (\omega_1 - \omega_2) \end{aligned} \quad (2)$$

gdzie: m_e – moment elektromagnetyczny, ω_1 – prędkość silnika, ω_2 – prędkość maszyny obciążającej, m_s – moment skrętny, m_L – moment obciążenia, T_1 – mechaniczna stała czasowa silnika, T_2 – mechaniczna stała czasowa maszyny obciążającej, T_c – stała czasowa elementu sprężystego. Wartości parametrów analizowanego układu wynosiły ($T_1=T_2=1\text{ms}$, $T_c=1.6\text{ms}$).

3. STRUKTURA STEROWANIA

Na rys. 1. przedstawiono pełny schemat blokowy rozpatrywanego napędu wraz ze strukturą sterowania.



Rys. 1. Rozpatrywana struktura sterowania

Na rys. 1 można wyróżnić następujące bloki:

► Pętlę sterowania momentem elektromagnetycznym (zaznaczona przerywaną linią) wykorzystującą metodę sterowania *DTC-SVM*. W metodzie tej sterowanie zorientowane jest na wektor strumienia stojana. Przy takiej orientacji i uproszczeniach model napędu z silnikiem indukcyjnym można opisać równaniem (3). W oparciu o nie można sterować bezpośrednio momentem elektromagnetycznym i strumieniem stojana.

$$\frac{d\psi_s}{dt} = u_{sx} - r_s \cdot i_{sx}; \quad m_e = \frac{1}{r_s} \frac{x_m}{\alpha_s x_r} \cdot \psi_s \cdot (u_{sy} - \omega_{ss} \psi_s) \quad (3)$$

gdzie: ψ_s – strumień stojana, u_{sx} – napięcie stojana w osi x, u_{sy} – napięcie stojana w osi y, r_s – rezystancja stojana, i_{sx} – prąd stojana w osi x, m_e – moment elektromagnetyczny, σ – współczynnik rozproszenia, x_s, x_r, x_m – reaktancję stojana, wirnika i magnesująca.

► Predykcyjny regulator prędkości (jasna linia kreskowo–kropkowa na rys. 1). Strategia sterowania predykcyjnego polega na wyznaczeniu sekwencji sterowań (ich ilość jest określona przez krok predykcji sterowań) na horyzoncie predykcji wyjść, aby zminimalizować wartość funkcji celu określonej zależnością (4) przy uwzględnieniu ograniczeń nałożonych na sygnały sterujące i wewnętrzne zmienne stanu [12], [13].

$$\min_{\Delta u} \left\{ \sum_{p=1}^N \left\| y^{zad}(k+p|k) - y(k+p|k) \right\|_Q^2 + \sum_{p=0}^{N_u-1} \left\| \Delta u(k+p|k) \right\|_R^2 \right\} \quad (4)$$

$$u_{\min} \leq u(k+p|k) \leq u_{\max} \quad p=0,1,\dots,N_u$$

$$x_{\min} \leq x(k+p|k) \leq x_{\max} \quad p=1,2,\dots,N$$

gdzie: $Q \geq 0$ i $R > 0$ są macierzami wag, y jest wektorem wyjściowym układu, Δu jest odpowiednią sekwencją sygnału sterującego Δu_{\min} , Δu_{\max} są ograniczeniami sygnału sterującego, x jest wektorem stanu, x_{\min} , x_{\max} są ograniczeniami zmiennych stanu, N jest horyzontem predykcji wyjść, natomiast N_u jest horyzontem predykcji sterowań. Ze względu na złożoność obliczeniową algorytmu, (proces generacji predyktora oraz rozwiązanie zadania optymalizacji kwadratowej w obecności ograniczeń) krok regulatora nie może być w zasadzie mniejszy niż 1 bądź 2ms. W rozpatrywanym przypadku horyzont predykcji wyjść (N) przyjęto na poziomie 10 kroków, natomiast horyzont sterowań wynosił 2. Wektory wyjściowe, które podlegały optymalizacji oraz sygnały referencyjne dla nich były następujące:

$$y_1 = \omega_1 \implies y_1^{ref} = \omega^{ref}$$

$$y_2 = \omega_2 \implies y_2^{ref} = \omega^{ref} \quad (5)$$

$$y_3 = m_3 \implies y_3^{ref} = m_L^e$$

W prezentowanej pracy przyjęto ograniczenia sygnału sterującego oraz momentu skrętnego. W pierwszym etapie przyjęto stałe ograniczenia: momentu elektromagnetycznego $|m_e^{\max}| \leq 3 [p.u]$, oraz skrętnego $|m_s^{\max}| \leq 1.5 [p.u]$.

Jako estymator zmiennych stanu wykorzystano linowy stacjonarny filtr Kalman, którego wektor stanu rozszerzony został o moment obciążenia. Szczegóły projektowania wyżej wymienionego estymatora można znaleźć w pozycji [14].

► Algorytm adaptacji ograniczeń oraz osłabiania pola (kropkowa linia na rys. 1). Jako metodę osłabiania pola wykorzystano podstawowy algorytm (6).

W przypadku pracy napędu w obszarze osłabiania pola maleje maksymalny moment rozwijany przez silnik. Z tego powodu należy wprowadzić adaptację ograniczenia momentu obciążenia.

$$\psi_s^{zad} = \begin{cases} \psi_s^{nom} & \text{if } \omega_1 \leq \omega_s \\ \frac{\psi_s^{nom}}{\omega_1} & \text{if } \omega_1 > \omega_s \end{cases} \quad (6)$$

gdzie: ψ_s^{nom} – wartość znamionowa strumienia stojana, ω_1 – pulsacja silnika napędowego, ω_s – prędkość synchroniczna.

Na podstawie pracy [11] można przedstawić prosty algorytm ograniczenia momentu elektromagnetycznego, który wprowadzany jest do optymalizatora w regulatorze predykcyjnym. Algorytm ten uwzględnia ograniczenia prądowe i napięciowe. Dokładne wyprowadzenie można znaleźć w pracy źródłowej.

$$m_e^{lim} \leq \frac{u_{smax} \psi_s - \omega_m \psi_s^2}{r_s} \quad (7)$$

gdzie: u_{smax} – napięcie na zaciskach silnika, ψ_s – wartość strumienia stojana, ω_m – prędkość mechaniczna, r_s – rezystancja stojana.

Aby regulator predykcyjny nie utracił zdolności tłumienia drgań skrętnych przy pracy z ograniczeniami, wraz z przestrajaniem poziomem ograniczenia momentu elektromagnetycznego, należy przestroić ograniczenie momentu skrętnego:

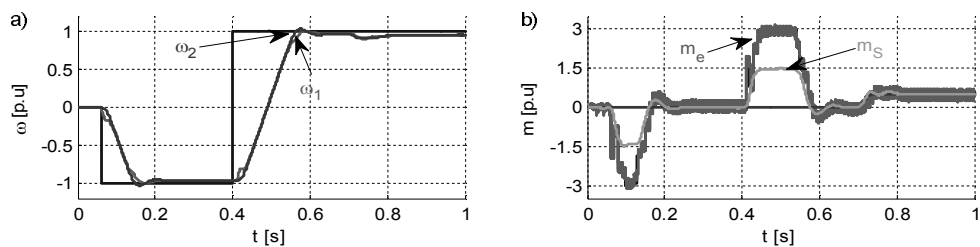
$$m_s^{lim} \leq \frac{T_2}{T_1 + T_2} m_e^{lim} \quad (8)$$

gdzie: T_1, T_2 – stałe czasowe silnika napędowego i maszyny roboczej, m_e^{lim} – aktualny poziom ograniczenia momentu elektromagnetycznego.

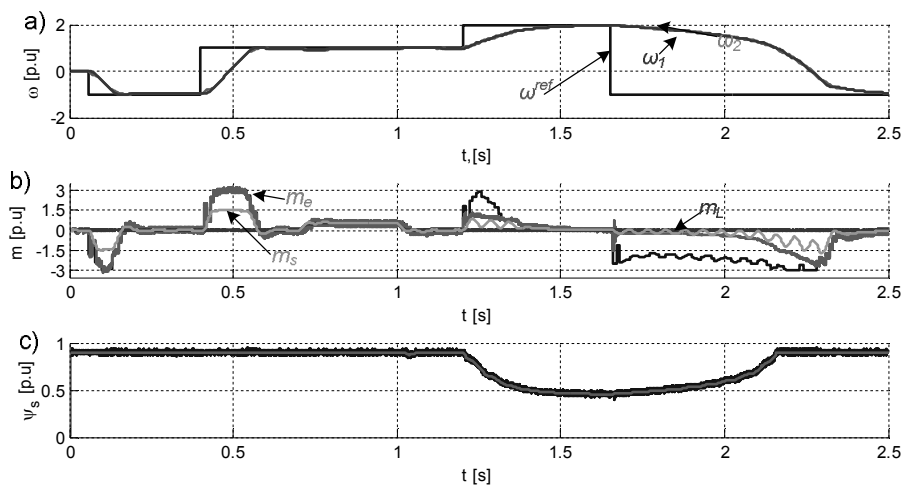
4. WYNIKI BADAŃ

W pierwszej kolejności przebadano strukturę sterowania w obszarze stałego momentu. Przebiegi wybranych zmiennych stanu zostały przedstawione na rys. 2. Wartości macierzy wagowej Q i R były następujące: $Q_1=400$, $Q_2=1200$, $Q_3=50$, $R=0.1$, $T_s=5ms$. Napęd pracował w następującym cyklu. Po rozruchu do prędkości znamionowej następował nawrót oraz załączenie znamionowego momentu obciążenia. Jak wynika z przebiegów przedstawionych na rys. 2. struktura sterowania momentem śledzi sygnał wystawiony przez regulator prędkości. Wszystkie ograniczenia nałożone na zmienne stanu są utrzymywane.

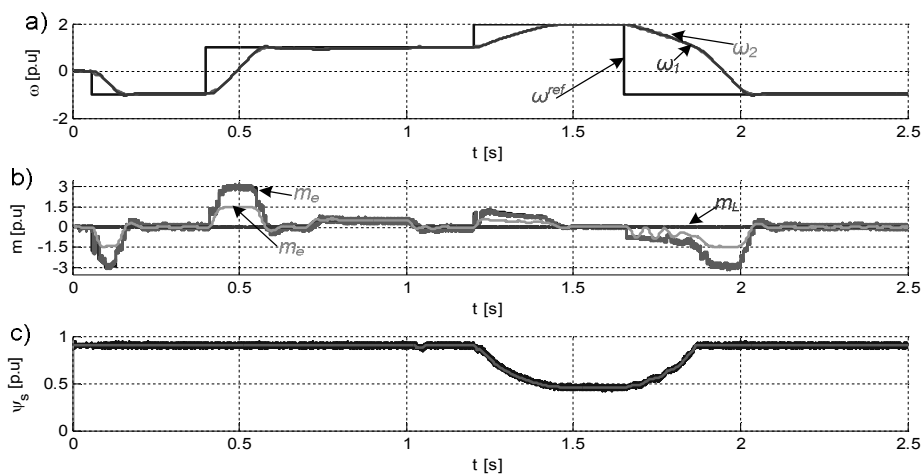
W kolejnym kroku sprawdzono działanie proponowanej struktury sterowania w przypadku pracy zarówno w obszarze stałego momentu jak również stałej mocy. Rozważano dwa przypadki: w pierwszy zastosowano regulator, w którym ograniczenia były ustawione sztywno. W drugim zastosowano przestrajanie ograniczeń zgodnie z równaniami (7) i (8).



Rys. 2. Praca napędu w obszarze stałego momentu: a) przebiegi prędkości, b) przebiegi momentów



Rys. 3. Praca napędu w obszarze osłabiania pola bez adaptacji ograniczeń: a) prędkości, b) momenty, c) moduł strumienia stojana



Rys. 4. Praca napędu w obszarze osłabiania pola z adaptacji ograniczeń: a) prędkości, b) momenty, c) moduł strumienia stojana.

Wyniki przedstawione zostały na rys. 3 i 4. W przypadku pracy bez adaptacji ograniczeń regulator predykcyjny próbuje wymusić moment elektromagnetyczny, który nie jest możliwy do osiągnięcia przez silnik napędowy (rys. 3.b). Dodatkowo przy nawrocie od dwukrotnej prędkości znamionowej następuje przekroczenie momentu krytycznego co powoduje, że układ bardzo powoli wykonuje nawrót. Tych niekorzystnych zjawisk pozbawiony jest układ z adaptacją (rys. 4). W tym przypadku regulator predykcyjny posiada informację, jaki moment elektromagnetyczny może być uzyskany przez układ wykonawczy (pętla sterowania momentem). W takim układzie nie następuje przekroczenie momentu krytycznego co prowadzi do skrócenia czasu nawrotu (rys. 4.a) i eliminacji drgań.

5. PODSUMOWANIE

W artykule przedstawiono wybrane zagadnienia predykcyjnej regulacji prędkości indukcyjnego napędu dwumasowego współpracującego z pętlą bezpośredniej regulacji momentu elektromagnetycznego DTC-SVM. Przedstawiono wpływ adaptacji graniczeń momentu elektromagnetycznego i skrętnego podczas pracy w obszarze osłabiania pola.

Na podstawie zrealizowanych badań można sformułować następujące wnioski: W obszarze stałego momentu regulator predykcyjny pracuje prawidłowo i nie wymaga adaptacji. Aby możliwa była praca regulatora w obszarze osłabiania pola wymagana jest adaptacja ograniczeń regulatora ze względu na malejący moment maksymalny. Zaproponowane proste algorytmy adaptacji zapewniają poprawną pracę w obu obszarach. W ramach dalszych prac przewiduje się praktyczną weryfikację uzyskanych wyników.

LITERATURA

- [1] Valenzuela M.A., Bentley J.M., Lorenz, R.D., Evaluation of torsional oscillations in paper machine sections. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 41, No. 2, 2005 pp. 493–501.
- [2] Kamiński M., Implementacja neuronowego estymatora prędkości napędu dwumasowego w układzie FPGA. *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 86, no 2, s. 225-230, 2010.
- [3] Guzinski, J.; Abu-Rub, H.; Diguët, M.; Krzeminski, Z.; Lewicki, A.; Speed and Load Torque Observer Application in High-Speed Train Electric Drive, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 2, pp. 565 - 574, 2010.
- [4] Muszynski R., Deskur J., Damping of Torsional Vibrations in High-Dynamic Industrial Drives, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 2, pp. 544-552.
- [5] Knychas S., Szabat K., Zastosowanie adaptacyjnego regulatora opartego na zbiorach rozmytych typu II do sterowania prędkością układu napędowego, *Przegląd Elektrotechniczny* vol. 87, no. 7, pp. 160–163, 2011.
- [6] Orłowska-Kowalska T., Kaminski M., Szabat K., Implementation of the Sliding Mode Controller with an Integral Function and Fuzzy Gain Value for Electrical Drive with Elastic Joint, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 4, pp. 1309-1317.

- [7] Serkies P.J. Szabat K., Projektowanie odpornego predykcyjnego regulatora prędkości dla układu napędowego z połączeniem sprężystym, *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 87, no 7, s. 115-118, 2011.
- [8] Vasak M, Peric N., Stability analysis of a patched LQR control system for constrained multi-mass electrical drives, *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 85, no. 7, pp. 109–114, 2009.
- [9] Orłowska-Kowalska T., *Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi* Oficyna Wydaw. PWr, Wrocław, 2003.
- [10] T. Orłowska-Kowalska, G. Tarchała, „Sterowanie ślizgowe prędkością i momentem silnika indukcyjnego”, *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 87, no. 6, str. 245-248, 2011.
- [11] Wójcik P. Kazmierkowski M.,P., dwustrefowe sterowanie momentu i strumienia napędu falownikowego z silnikiem indukcyjnym klatkowym, *Prace Instytutu Elektrotechniki, Zeszyt 239*, 2008 str, 131 – 142.
- [12] Cychowski M., *Robust Model Predictive Control*, VDM Verlag, 2009.
- [13] Cortés P., Kazmierkowski M. P., Kennel R. M., Quevedo D. E., Rodriguez R., Predictive control in power electronics and drives, *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 55 (2008) no. 12, 4312–4324.
- [14] Szabat K, *Struktury sterowania elektrycznych układów napędowych z połączeniem sprężystym*. Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej nr 61, Wrocław 2008.

*Praca finansowana przez Narodowe Centrum Nauki w ramach umowy:
UMO-2011/01/N/ST7/04544 (2011-2013)*

PREDICTIVE SPEED CONTROL IN INDUCTION TWO-MASS DRIVE

The paper presents issues related to the predictive speed control of induction motors two-mass drive. In the introduction briefly characterizes torsional vibration problems in electric drive, and shows the growing importance of induction motors. In the next chapters present the model of the drive, then presents a method of direct electromagnetic torque control DTC-SVM and predictive control method. The studies presented the need for adaptation of constraints in the case of the drive in the weak field region. Also proposed a concrete method of this adaptation.