

PIOTR DROZDOWSKI, MARCIN JELEŃ\*

STEROWANIE NAPĘDU TRAKCYJNEGO Z FILTREM  
WYJŚCIOWYM FALOWNIKA NAPIĘCIACONTROL OF A TRACTION DRIVE WITH AN OUTPUT  
FILTER OF VOLTAGE SOURCE INVERTER

## Streszczenie

W artykule przedstawiono ideę metody sterowania napędu trakcyjnego z silnikiem indukcyjnym klatkowym, zasilanym za pomocą falownika napięcia z filtrem wyjściowym typu LC (rys. 1). Przyjęto metodę sterowania wektorowego, opisaną w [1, 9], polegającą na wymuszaniu napięć na uzwojeniach silnika. W odróżnieniu od bezpośredniego zasilania za pomocą falownika, napięcia o kształcie sinusoidalnym występują na wyjściu filtru LC. Dla zapewnienia jakości pracy napędu wprowadzono dodatkowy układ sterujący z odpowiednim odsprzęgnięciem sygnałów. Jakość pracy napędu oceniono na podstawie przebiegów zamieszczonych na rys. 3-5 przedstawiających kontrolowany rozruch i hamowanie odzyskowe. Zastosowane szybkie sterowanie napięcia wyjściowego filtru umożliwia jego zastosowanie w napędach sterowanych skalarnie i sinusoidalnym lub trapezowym kształcie napięcia. Z układu na rys. 2 może być usunięty regulator prędkości w napędach sterowanych bezpośrednio na moment silnika, jak to często odbywa się w pojazdach trakcyjnych. Przy zasilaniu sinusoidalnym ograniczane są w dużym stopniu prądy pojemnościowe, prądy łożyskowe i tętnienia momentu.

*Słowa kluczowe: napęd trakcyjny, silnik indukcyjny, falownik napięcia, filtr wyjściowy LC, sterowanie wektorowe*

## Abstract

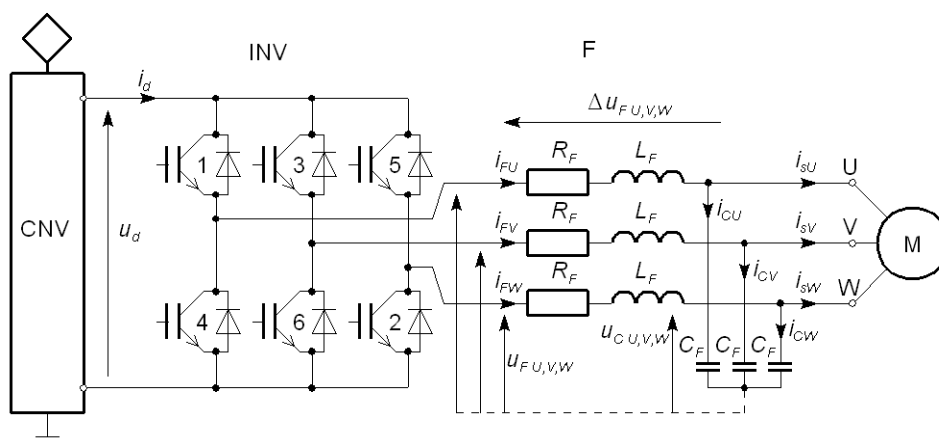
In this paper a concept for control method of a traction drive was presented. The drive is composed of a cage induction motor and the voltage source inverter equipped with an output LC filter (Fig. 1). For the drive control a well known method [1, 9] of field oriented vector control was assumed. This was the method with forced motor voltages. In this case the voltages appropriate for control have to be created on the output of the filter and not on the output of the inverter as previously. For this task an additional control scheme was added to the classical control with decoupling signals. There appeared that assumed fast control of output voltages gives sinusoidal voltages on stator windings and assures stable and satisfied work of the drive. This was illustrated with Figs. 3-5 for starting of the motor and regenerative braking. From the control scheme (Fig. 2) the speed controller can be removed, since the motor torque signal can be settled individually in the traction drive. The fast control of the filter output voltages allows also for the scalar control with sinusoidal or trapezoidal voltages. Comparing with the operation without the filter the drive operates almost the same, though the ripples of the electromagnetic torque are lower significantly. Additionally the capacitance currents, bearing currents and voltage stresses in motor insulation are almost eliminated.

*Keywords: traction drive, induction motor, voltage source inverter, LC output filter, vector control*

\* Dr hab. in. Piotr Drozdowski, Instytut Elektromechanicznych Przemian Energii, Wydział Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej, Politechnika Krakowska.

## 1. Wstęp

Przedmiotem artykułu jest analiza napędu trakcyjnego z silnikiem indukcyjnym klatkowym  $M$  zasilanym za pomocą falownika napięcia z włączonym filtrem wyjściowym typu  $LC$ , co przedstawiono rys. 1. Falownik  $INV$  jest zasilany za pomocą przekształtnika sieciowego  $CNV$ , a w parametrach filtru  $F$  uwzględniono rezystancję dławików. Do strzałek napięć i prądów odniesiono się w analizie pracy układu.



Rys. 1. Układ zasilania silnika indukcyjnego za pomocą falownika z filtrem typu  $LC$

Fig. 1. The cage induction motor supplied by an inverter with  $LC$  filter

Zasilanie silnika za pośrednictwem filtru ma na celu kształtowanie sinusoidalnego napięcia na uzwojeniach silnika. Zapobiega to powstawaniu prądów pojemnościowych zamykających się poprzez korpus silnika i zmniejsza radykalnie tzw. napięcie wałowe będące głównym źródłem prądów łożyskowych [2, 11]. Inną zaletą takiego zasilania jest zmniejszenie stromości napięcia odkładającego się na izolacji silnika, a przez to zmniejszenie procesów zmęczenia izolacji. Wreszcie sinusoidalny prąd w uzwojeniach nie wywołuje tętnień momentu elektromagnetycznego o częstotliwości związanej z częstotliwością przełączeń tranzystorów mocy, a więc unika się hałaśliwej pracy napędu.

Przy skalarnym lub wektorowym sterowaniu napędu konieczne jest uwzględnienie parametrów filtru, który staje się elementem obiektu regulacji zmieniającym istotnie jego właściwości. Przykładowo w pracy [8] zajęto się możliwością sterowania napięcia na wyjściu filtru  $LC$  ze względu na ustalony sinusoidalny sygnał wyjściowy. Obciążeniem był silnik indukcyjny jako niesterowany odbiornik energii. Bardziej złożony filtr typu  $LCL$  ze specjalnym przyłączem do przewodu ochronnego przedstawiono w doktoracie [10]. Silnik indukcyjny był sterowany skalarnie, ale prędkość była wyznaczana poprzez obserwator stanu. Obserwator stanu zbudowano i zastosowano również do bezczujnikowego sterowania silników indukcyjnych z wykorzystaniem tzw. modelu multiskalarnego silnika indukcyjnego [3] oraz do sterowania polowo zorientowanego przedstawionego w pracy [7]. We wszystkich tych pracach uzyskano zadowalające wyniki z punktu widzenia napędu i zasilania sinusoidalnego. W spisie literatury wymieniono inne prace dotyczące zagadnień związanych z wykorzystaniem filtrów do sinusoidalnego zasilania silników.

W artykule zastosowano wektorowe sterowanie polowo zorientowane z wymuszaniem napięć silnika. Różnica, w stosunku do rozwiązania klasycznego [1, 9], polegała na wprowadzeniu dodatkowej regulacji pozwalającej na odtwarzanie odpowiednich wartości współrzędnych wektora napięcia na wyjściu filtru zapewniających stabilną pracę napędu, taką samą jak przy bezpośrednim zasilaniu silnika z falownika napięcia. Wiązało się to z odpowiednim doбором parametrów filtru i nastaw układu sterowania.

## 2. Struktura układu sterowania

Struktura układu sterowania została wyprowadzona na podstawie opisu matematycznego w prostokątnym układzie współrzędnych  $x$ - $y$ , którego położenie  $\varphi_x$  jest wyznaczone przez położenie wektora strumienia  $\underline{\psi}_r$  skojarzonego z uzwojeniem wirnika względem układu stacjonarnego  $\alpha$ - $\beta$  związanego ze stojanem. Układ równań, opisujący filtr z silnikiem z rys. 1,

przedstawiono w układzie współrzędnych  $x$ - $y$  wirującym z prędkością  $\omega_x = \frac{d\varphi_x}{dt}$  w układzie jednostek względnych dla jednostek bazowych:  $U^o$  – napięcie,  $I^o$  – prąd,  $\Omega^o$  – pulsacja. Transformacja trzech dowolnych wielkości fazowych  $k_U, k_V, k_W$  do reprezentującego je wektora przestrzennego zachodzi zgodnie z przekształceniem

$$\underline{k} = k_x + jk_y = \frac{2}{3}(k_U + \underline{a}k_V + \underline{a}^2k_W) \exp(-j\varphi_x) \quad , \quad \underline{a} = \exp(j\frac{2}{3}\pi) \quad (1)$$

Równania układu wyrażone w jednostkach względnych (górnym indeks  $r$ ) przyjmują zatem postać:

– dla filtru

$$\underline{u}_F^r = \underline{\Delta u}_F^r + \underline{u}_C^r \quad (2)$$

$$\underline{\Delta u}_F^r = R_F^r \underline{i}_F^r + \tau^o L_F^r \frac{d\underline{i}_F^r}{dt} + j\omega_x^r L_F^r \underline{i}_F^r \quad ; \quad \tau^o = \frac{1}{\Omega^o} \quad (3)$$

$$\tau^o \frac{d\underline{u}_C^r}{dt} = \frac{1}{C_F^r} (\underline{i}_F^r - \underline{i}_s^r) - j\omega_x^r \underline{u}_C^r \quad (4)$$

przy czym indukcyjność i pojemność bazowa wynoszą odpowiednio

$$L^o = \frac{U^o}{\Omega^o I^o} \quad , \quad C^o = \frac{I^o}{\Omega^o U^o}$$

– dla silnika

$$\underline{u}_s^r = \underline{u}_C^r = R_a^r \left( \underline{i}_s^r + T_a \frac{d\underline{i}_s^r}{dt} \right) + j\omega_x^r L_a^r \underline{i}_s^r - \frac{L_m^r}{L_r^r} \left( \frac{R_r^r}{L_r^r} - j\omega^r \right) \underline{\psi}_r^r \quad (5)$$

$$L_m^r \underline{i}_s^r = \underline{\psi}_r^r + T_r \frac{d\underline{\psi}_r^r}{dt} + j \frac{L_r^r}{R_r^r} (\omega^r - \omega_x^r) \underline{\psi}_r^r \quad (6)$$

$$T_J \frac{d\omega^r}{dt} = T_e^r - T_m^r \quad (7)$$

$$T_e^r = \frac{L_m^r}{L_r^r} \Im(i_s^r \underline{\Psi}_r^{r*}) \quad (8)$$

Prędkości względne silnika o  $p$  parach biegunów i układu współrzędnych wynoszą odpowiednio

$$\omega^r = p \frac{\omega}{\Omega^o} = \frac{p}{\Omega^o} \frac{d\phi}{dt}; \quad \omega_x^r = \frac{\omega_x}{\Omega^o} \quad (9)$$

W układzie równań silnika wyrugowano wektor  $\underline{i}_r^r$  prądu wirnika oraz wektor  $\underline{\Psi}_s^r$  strumienia stojana, wykorzystując wyrażenia określające wektory strumieni

$$\underline{\Psi}_s^r = L_s^r \underline{i}_s^r + L_m^r \underline{i}_r^r; \quad \underline{\Psi}_r^r = L_r^r \underline{i}_r^r + L_m^r \underline{i}_s^r \quad (10)$$

gdzie:

$L_s^r = L_{\sigma s}^r + L_m^r$  – indukcyjność względna całkowita stojana,

$L_r^r = L_{\sigma r}^r + L_m^r$  – indukcyjność względna całkowita wirnika,

$L_m^r$  – indukcyjność względna główna silnika,

$R_s^r$  – rezystancja względna stojana,

$R_r^r$  – rezystancja względna wirnika.

Indukcyjność  $L_a^r = \frac{L_s^r L_r^r - (L_m^r)^2}{L_r^r}$  jest w przybliżeniu równa względnej indukcyjności zwarcia silnika, natomiast stała czasowa  $T_r = \tau^o \frac{L_r^r}{R_r^r}$  określa inercję regulacji strumienia  $\Psi_r^r$ . Inercję obwodu stojana (twornika) określa natomiast stała czasowa  $T_a = \tau^o \frac{L_a^r}{R_a^r}$ , przy czym  $R_a^r = R_s^r + R_r^r \left( \frac{L_m^r}{L_r^r} \right)^2$  równa się niemal względnej rezystancji zwarcia silnika. Stała mechaniczna napędu oraz moment bazowy wynoszą

$$T_J = J \frac{2}{3} \frac{(\Omega^o)^2}{p^2 U^o I^o}; \quad T^o = \frac{3}{2} p \frac{U^o I^o}{\Omega^o} \quad (11)$$

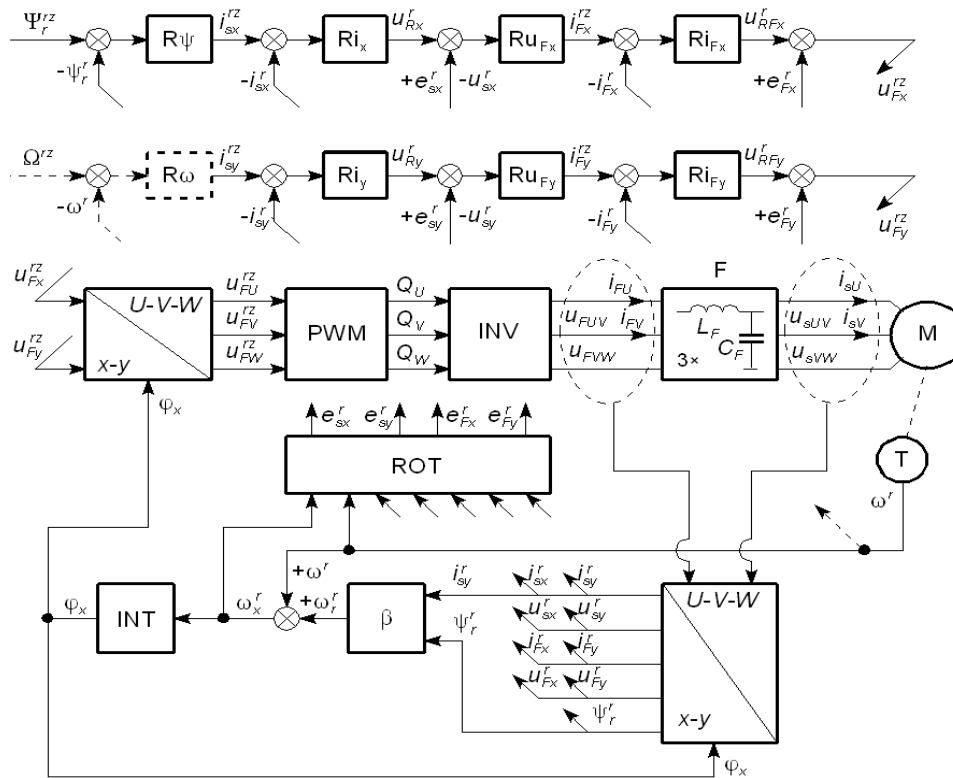
Układ współrzędnych  $x$ - $y$  został zorientowany w ten sposób, że

$$\Psi_{rx}^r = \Psi_r^r; \quad \Psi_{ry}^r = 0 \quad (12)$$

Uzyskane przez to równanie momentu elektromagnetycznego określa prawo sterowania napędem

$$T_e^r = \frac{L_m^r}{L_r^r} \Psi_r^r i_{sy}^r \quad (13)$$

Po dekompozycji równań (5) i (6) na współrzędne  $x$  i  $y$ , można sformułować strukturę układu sterowania przedstawioną na rys. 2.



Rys. 2. Schemat strukturalny układu sterowania z wymuszaniem napięć zasilających silnik  
 Fig. 2. Structural diagram for the control system with sinusoidal voltages forced on the output of the filter

Układ regulacyjny składa się z dwóch części. Pierwsza wypracowuje sygnały właściwe dla silnika  $u_{sx}^{rz} = u_{Rx}^r + e_{sx}^r$ ,  $u_{sy}^{rz} = u_{Ry}^r + e_{sy}^r$  w torach sterowania strumienia i prędkości (momentu), a druga wypracowuje sygnały  $u_{Fx}^{rz} = u_{RFx}^r + e_{Fx}^r$ ,  $u_{Fy}^{rz} = u_{RFy}^r + e_{Fy}^r$  sterujące falownikiem *INV*. Sygnały napięć rotacji wypracowywane w bloku *ROT*

$$e_{sx}^r = -L_a^r \omega_x^r i_{sy}^r - \frac{\tau^0 L_m^r}{T_r L_r^r} \Psi_r^r; e_{sy}^r = \omega^r \frac{L_m^r}{L_r^r} \Psi_r^r + L_a^r \omega_x^r i_{sx}^r \quad (14)$$

służą do odsprzęgnięcia torów sterowania strumienia i momentu, przy czym składniki drugie tych wyrażeń mogą być pominięte w praktyce. Sygnały napięć rotacji

$$e_{Fx}^r = -\omega_x^r L_F^r i_{Fy}^r; e_{Fy}^r = \omega_x^r L_F^r i_{Fx}^r \quad (15)$$

służą do odsprzęgnięcia torów sterowania współrzędnych wektora prądu filtru  $i_{Fx}^r, i_{Fz}^r$ .

Regulator strumienia  $R\psi$  jest typu PI o stałej czasowej  $\frac{T_r}{L_m^r}$  i wzmacnieniu  $k_x \frac{1}{2L_m^r}$  ( $k_x = 1 \dots 5$ ), natomiast opcjonalny regulator prędkości  $R\omega$  jest regulatorem z nasyceniem (P lub PI). Na wyjściu  $R\psi$  wytwarzany jest sygnał zadawany prądu wzbudzenia  $i_{sx}^{rz}$ , natomiast na wyjściu  $R\omega$  wytwarzany jest sygnał zadawany prądu twornika  $i_{sy}^{rz}$  sterujący momentem elektromagnetycznym zgodnie z formułą (13). W napędzie trakcyjnym regulator prędkości nie jest konieczny, gdyż sterowanie pojazdem odbywa się poprzez zadawanie momentu, a przy stałym strumieniu sygnału  $i_{sy}^{rz}$ . Regulatory  $Ri_x$  i  $Ri_y$  są takie same, typu PI o stałej czasowej  $T_a$  i wzmacnieniu  $\frac{R_a^r}{2}$ , odpowiadające obiektom regulacji opisanym równaniami stojana

$$u_{Rx,y}^r = u_{sx,y}^r - e_{sx,y}^r = R_a^r \left( i_{sx,y}^r + T_a \frac{di_{sx,y}^r}{dt} \right) \quad (16)$$

Nastawy regulatorów wynikają z kryterium modułu.

Regulatory napięcia  $Ru_{Fx}$ ,  $Ru_{Fy}$  są identycznymi regulatorami z nasyceniem, gdzie nasyceniu przypisana jest maksymalna wartość prądu filtra  $I_{Fmax}^r$ . Regulatory prądu  $Ri_{Fx}$ ,  $Ri_{Fy}$  są typu PI o stałej czasowej  $T_F = \frac{L_F}{R_F}$  i wzmacnieniu  $k_F \frac{R_F^r}{2}$ , co wynika z równania (3) i zastosowanego kryterium modułu. Współczynnik  $k_F > 1$  wynika z ilorazu stałych czasowych  $T_F$  i  $\tau_w = 1,5/f_c$  opóźnienia reakcji falownika, lecz w praktyce powinien być dobrany eksperymentalnie o wartości od 3 do 10.

Blok  $x$ - $y$ / $U$ - $V$ - $W$  dokonuje transformacji sygnałów  $u_{Fx}^{rz}$ ,  $u_{Fy}^{rz}$  do postaci trójfazowej odpowiedniej dla sterowania falownika napięcia metodą modulacji szerokości impulsów w bloku  $PWM$  zgodnie z formułą

$$\begin{bmatrix} u_{FU}^{rz} \\ u_{FV}^{rz} \\ u_{FW}^{rz} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -0,5 & 0,5\sqrt{3} \\ -0,5 & -0,5\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \varphi_x & -\sin \varphi_x \\ \sin \varphi_x & \cos \varphi_x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{Fx}^{rz} \\ u_{Fy}^{rz} \end{bmatrix} \quad (17)$$

Blok  $U$ - $V$ - $W$ / $x$ - $y$  dokonuje transformacji odwrotnej do (17) zmierzonych sygnałów napięć międzyfazowych i prądów przewodowych do postaci wektorowej zgodnie z formułą (1)

z jednoczesnym obliczeniem sygnału strumienia wirnika  $\psi_r^r$ .

Pozycja  $\varphi_x$  wektora pola jest wyznaczana metodą zewnętrzną na podstawie równania

$$\varphi_x = \Omega^o \int_0^t (\omega^r + \omega_r^r) d\tau \quad (18)$$

gdzie pulsacja względna wirnika (poślizg bezwzględny) jest wyznaczana w bloku  $\beta$  zgodnie z formułą

$$\omega_r^r = \tau^o \frac{L_m^r}{T_r \Psi_r^r} i_{sy}^r \quad (19)$$

Blok  $PWM$  wypracowuje na wyjściu sygnały sterujące tranzystorami falownika według reguły

$$Q_{U,V,W} = \text{sgn}(u_{FU,V,W}^r - V_c^r) \quad (20)$$

w której funkcja znaku pełni rolę komparatora, a sygnał  $V_c^r$  jest przemiennym sygnałem trójkątnym nośnym o amplitudzie równej 1 i częstotliwości  $f_c$ .

Z punktu widzenia napędowego falownik *INV* może być modelowany w postaci układu trzech źródeł napięciowych połączonych w gwiazdę, wytwarzających napięcia

$$e_{U,V,W} = \frac{u_d}{2} Q_{U,V,W} \quad (21)$$

zasilające filtr.

Jako napięcie bazowe przyjęto  $U^o = \frac{U_d}{2}$ , gdzie  $U_d$  jest stałym napięciem zasilania falownika, prąd bazowy stanowiła amplituda fazowego prądu znamionowego silnika  $I^o = \sqrt{2}I_{sN}$ , a pulsację bazową pulsacja znamionowa  $\Omega^o = 2\pi f_{sN}$ .

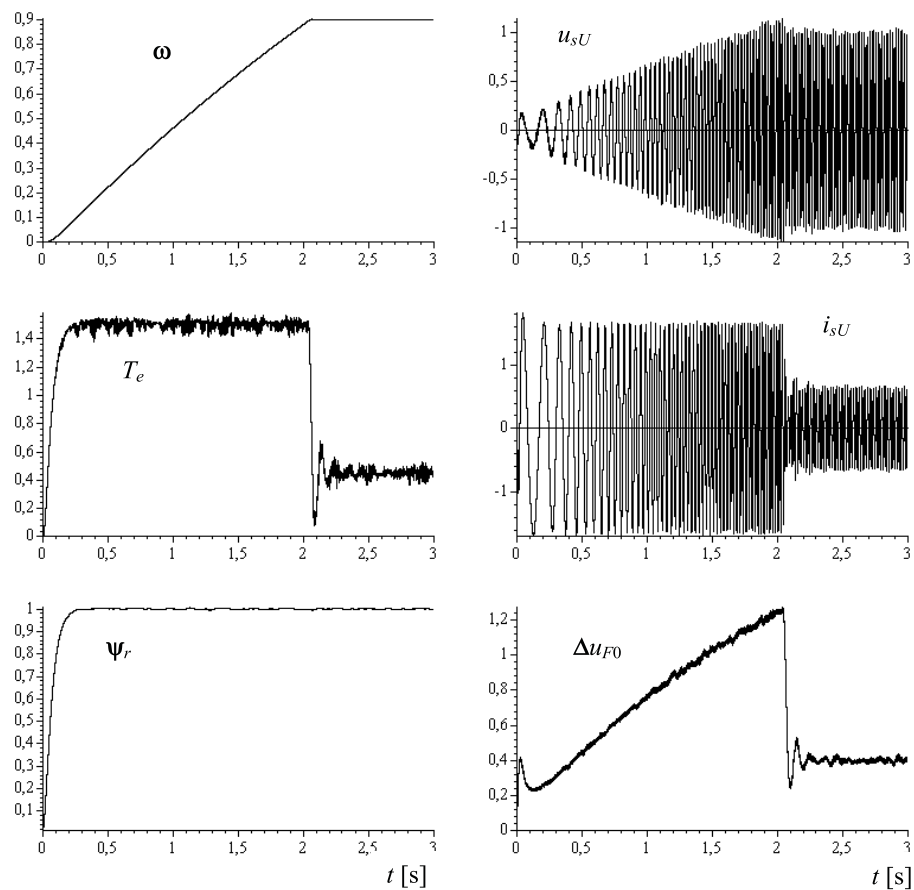
### 3. Ilustracja działania układu

Dokonano analizy rozruchu i hamowania odzyskowego napędu z silnikiem laboratoryjnym o małej mocy  $P_N = 3$  kW, napięciu i prądzie znamionowym  $U_{sN} = 220$  V,  $I_{sN} = 6,5$  A i częstotliwości  $f_{sN} = 50$  Hz. Zastosowano regulator prędkości proporcjonalny z nasyceniem oraz filtr o parametrach  $R_F = 0,1$   $\Omega$ ,  $L_F = 40$  mH,  $C_F = 10$   $\mu$ F. Częstotliwość rezonansowa filtru powinna być większa od maksymalnej częstotliwości sterowania silnika. Falownik był zasilany napięciem  $U_d = 515$  V.

Na rysunku 3 przedstawiono w jednostkach względnych przebiegi: prędkości momentu elektromagnetycznego strumienia wirnika, napięcia na jednej fazie silnika prądu fazowego silnika oraz przebiegu uśrednionej wartości napięcia na filtrze  $\Delta u_{F0}$  (w opisie nie zastosowano górnego indeksu  $r$ ) podczas rozruchu do zadanej prędkości. Na rys. 4 ukazano natomiast fragmenty przebiegów napięcia  $u_{FU}$  jednej fazy na wejściu filtru prądu fazowego  $i_{FU}$  filtru oraz napięcia fazowego  $u_{sU}$  i prądu fazowego  $i_{sU}$  silnika. Na szczególną uwagę zasługuje to, że napięcie i prąd silnika są niemal sinusoidalne, a napęd zachowuje się stabilnie, zgodnie z zadanymi warunkami pracy.

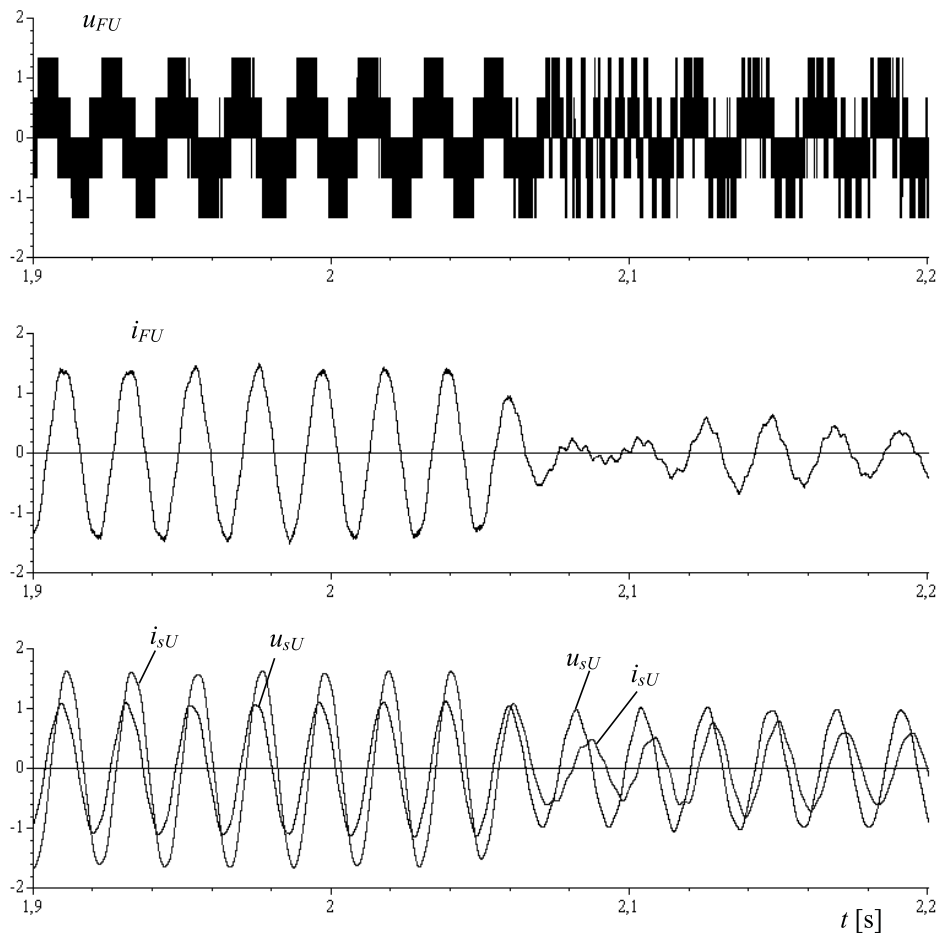
Na rysunku 5 przedstawiono przebiegi tych samych wielkości jak na rys. 3, lecz dla przypadku hamowania odzyskowego. W tym przypadku praca napędu przebiega również zadowalająco, a w całości jest bardzo zbliżona do klasycznej pracy bez filtru i sterowania połowo zorientowanego, przy mniejszych tętnieniach momentu elektromagnetycznego.

Największy spadek napięcia na filtrze przekracza średnio o połowę napięcie zasilające falownik. Może to stanowić ograniczenie przy obciążeniach napędu większych niż znamionowe oraz przy forsowaniu pracy o dużej dynamice. Należałoby wówczas zwiększyć napięcie zasilania lub zastosować silnik o mniejszym napięciu znamionowym.



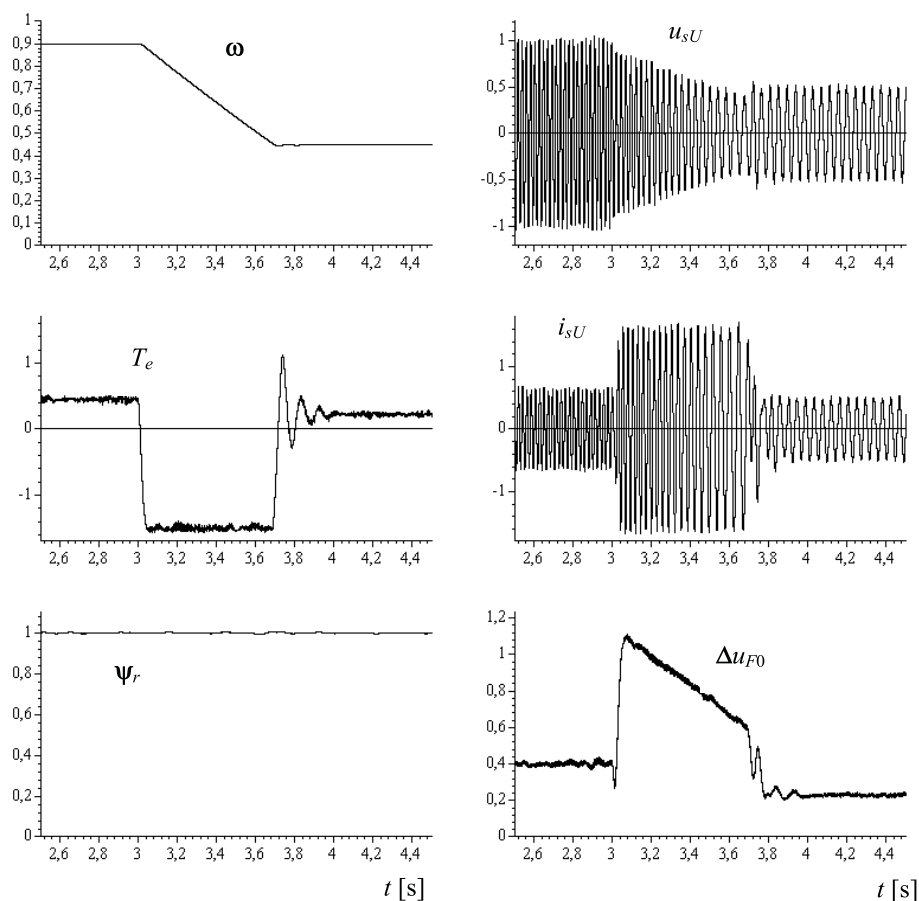
Rys. 3. Przebiegi w jednostkach względnych ilustrujące rozruch napędu do zadanej prędkości  
 Fig. 3. Waveforms (all in p. u.) for the starting of the drive to the desired (commanded) speed





Rys. 4. Fragmenty przebiegów napięcia i prądu na wejściu i na wyjściu filtra w przedziale czasu osiągnięcia prędkości zadanej przez napęd

Fig. 4. Fragments of voltage and current waveforms (in p. u.) in the input and the output of the filter in time interval when the speed attains the commanded value



Rys. 5. Przebiegi w jednostkach względnych ilustrujące hamowanie napędu do zadanej prędkości

Fig. 5. Waveforms (in p. u.) illustrating the controlled braking to the commanded speed

#### 4. Wnioski

Można jednoznacznie stwierdzić, że zaproponowana metoda sterowania napędem trakcyjnym z silnikiem indukcyjnym zasilanym za pomocą falownika napięcia z filtrem wyjściowym jest całkowicie zadowalająca z punktu widzenia kształtu napięcia mało odkształconego od sinusoidy oraz jakości sterowania. Odkształcenie napięcia od sinusoidy występuje w stanach dynamicznych napędu i jest spowodowane przez układ sterowania, który musi jemu zapewnić taki kształt, aby praca napędu przebiegała właściwie. Należy odróżnić tu zakłócenia wywołane niedoskonałością filtru.

Prędkość silnika, a przy tym kół napędzających pojazd trakcyjny mogłaby być estymowana na podstawie równań silnika [9] lub po zastosowaniu obserwatora stanu [6]. W przypadku pojazdu trakcyjnego prędkość ta powinna być jednak mierzona dla zapewnienia stabilnej pracy układu sterowania poprzez dokładne wyznaczenie pozycji wektora pola. Ten

sposób zastosowano w analizowanym napędzie, chociaż należy stwierdzić, że sterowanie bezczujnikowe napędów trakcyjnych z silnikami indukcyjnymi i synchronicznymi [12] staje się faktem.

Przedstawiony sposób odtwarzania współrzędnych wektora napięcia stojana na wyjściu filtru umożliwia zastosowanie sterowania skalarnego zadawanego sygnałem napięciowym przemiennym o określonym kształcie sinusoidalnym lub trapezowym. Osobnym zagadnieniem jest sterowanie prądowe takiego napędu z filtrem *LC*.

#### Literatura

- [1] Drozdowski P., *Wprowadzenie do napędów elektrycznych*, Wyd. Politechniki Krakowskiej, 1998.
- [2] Conraths H-J., Gießler F., Heining H-D., *Shaft Voltages and Bearing Currents – New Phenomena in Inverter Driven Induction Machines*, EPE'99 Lausanne, CDROM.
- [3] Guziński J., *Sensorless AC Drive Control with LC Filter*, Gdansk University of Technology, 2009.
- [4] Moreira A., Lipo T., *Modeling and Evolution of du/dt Filters for AC Drives With High Switching Speed*, EPE, Graz 2001.
- [5] Mukherjee S., Poddar G., *Fast Control of Filter for Sensorless Vector Control SQIM Drive With Sinusoidal Motor Voltage*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 54, No. 5, October 2007, 2435-2442.
- [6] Orłowska-Kowalska T., *Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi*, PAN Kom. Elektrotech., „Postępy napędu elektrycznego i energoelektroniki”, Oficyna Wyd. Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2003.
- [7] Salomäki J., Hinkkanen M., Luomi J., *Sensorless Control of Induction Motor Drives Equipped With Inverter Output Filter*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 53, No. 4, August 2006, 1188-1197.
- [8] Seliga R., Koczara W., *Multiloop Feedback Control Strategy in Sine-Wave Inverter for an Adjustable Speed Cage Induction Motor Drive System*, EPE, Graz 2001, CDROM.
- [9] Vas P., *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Oxford University Press, 1998.
- [10] Witkowski S., *Sterowanie silnikiem asynchronicznym klatkowym z filtrem wyjściowym falownika napięcia*, rozprawa doktorska, Politechnika Gdańska, Wydz. Elektrotechniki i Automatyki, Gdańsk 2006.
- [11] Zientek P., *Prądy łożyskowe w silnikach indukcyjnych zasilanych z falowników PWM*, Prace Nauk. Politechniki Śląskiej, Elektryka, Rok LIII, z. 3, Gliwice 2007, 83-98.
- [12] Jarzębowicz L., *Sterowanie trakcyjnym silnikiem synchronicznym z magnesami zagłębionymi w wirniku bez pomiaru wielkości mechanicznych*, rozprawa doktorska, Politechnika Gdańska, Wydz. Elektrotechniki i Automatyki, Gdańsk 2010.