

Przemysław Łukasiak
Politechnika Łódzka, Łódź

ADAPTACYJNY REGULATOR PRĄDU STOJANA TRAKCYJNEGO NAPĘDU ASYNCHRONICZNEGO

ADAPTIVE STATOR CURRENT CONTROLLER OF TRACTION ASYNCHRONOUS MOTOR DRIVE

Streszczenie: Dotychczasowe badania przeprowadzone w Instytucie Automatyki Politechniki Łódzkiej w dziedzinie sterowania napędami asynchronicznymi z obniżoną częstotliwością kluczkowania pokazują, że zastosowane rozwiązania pomimo, iż sprawdzają się w praktyce mogą zostać ulepszone. W niniejszym artykule przedstawiono koncepcję sterowania prądowo – napięciowego silnikiem asynchronicznym wraz z adaptacyjnym regulatorem prądu. Jego współczynniki są przestrajane w zależności od aktualnych wartości własnych schematu zastępczego napędu tak, aby zapewnić jego stabilność niezależnie od warunków pracy. Takie podejście pozwala uniknąć precyzyjnego i żmudnego strojenia regulatorów prądu przy zachowaniu odporności na nieidealną identyfikację parametrów silnika. W artykule zawarte są również wyniki badań symulacyjnych trakcyjnego napędu asynchronicznego z adaptacyjnym regulatorem prądu.

Abstract: Previous research conducted at the Institute of Automation of the Technical University of Lodz in the field of control of asynchronous motor drives with decreased switching frequency shows that although solutions used so far function well in practice they could be improved. In this publication concept of current-voltage control of asynchronous motor drive with adaptive current controller was shown. Parameters of regulator are adjusted depending on actual Eigenvalues of circuit equivalent to provide its stability independently from other conditions. This approach allows to avoid accurate and laborious tuning of current regulators while maintaining resistance to non-ideal identification of motor parameters. In this publication results of simulation of asynchronous motor drive with adaptive current regulator are presented as well.

Słowa kluczowe: *trakcyjny napęd asynchroniczny, regulator adaptacyjny, obniżona częstotliwość kluczkowania*
Keywords: *traction asynchronous motor drive, adaptive regulator, decreased switching frequency*

1. Wstęp

Obecnie nowoczesne napędy trakcyjne bardzo często zbudowane są w oparciu o silniki asynchroniczne. Współczesne metody sterowania pracą trakcyjnego napędu asynchronicznego pozwalają na uzyskanie wysokiej dynamiki oraz umożliwiają pełną kontrolę momentu i strumienia w silniku. Sterowanie zorientowane polowo (FOC), czy sterowanie z bezpośrednią kontrolą momentu (DTC) stanowią obecnie kanon stanu techniki dla tego rodzaju silników [4]. Oprócz niewątpliwych zalet obie metody charakteryzują się wysokimi wymaganiami w zakresie możliwości łączeniowych kluczy falownika. Do poprawnej pracy wykorzystujące je układy sterowania potrzebują częstotliwości przełączeń nie niższych niż 2,5 – 3 kHz. Dla zastosowań np. w kolejnictwie (3kV), takie częstotliwości są niemożliwe do osiągnięcia. Główną barierą są ograniczenia technologiczne tranzystorów IGBT, które pociągają za sobą znaczne ograniczenia częstotliwości pracy do wartości poniżej 1 kHz.

Jednym z rozwiązań jest opracowana w Instytucie Automatyki Politechniki Łódzkiej, metoda sterowania prądowo - napięciowego, wykorzystująca tzw. stymulator stanu elektromagnetycznego silnika indukcyjnego [2] wraz z odpowiednio przystosowanym do tego celu modulatorem napięcia [3]. Metoda ta została z powodzeniem zastosowana do kontrolowania momentu i strumienia w silniku indukcyjnym zasilanym z falownika napięciowego, pracującego z częstotliwością 1 kHz. Doświadczenia i wyniki uzyskane w trakcie uruchomień kolejnych generacji napędu tego typu wykazały, że choć zapewniona jest precyzyjna kontrola momentu rozwijanego przez silnik, to nadal obecne są trudności z dynamiczną zmianą z momentu rozruchowego na moment hamujący. Powstające wtedy oscylacje prądu stojana i strumienia wirnika mogą prowadzić do utraty kontroli nad pracą napędu. Dotychczasowe rozwiązania, stosowane również w metodach wektorowych, opierają się na precyzyjnym stro-

jeniu regulatorów, wprowadzaniu dodatkowych sprzężeń korekcyjnych, czy ograniczaniu prędkości zmian wartości zadanych prądu i strumienia. Rozwiązania te, choć skuteczne, oznaczają przede wszystkim ograniczenie parametrów eksploatacyjnych napędu. W niniejszej pracy zaproponowano nieco odmienne podejście będące kontynuacją prac nad sterowaniem prądowo - napięciowym. Dotychczasowy układ regulacji zawierał pełny stymulator stanu w celu predykcji wektora napięcia w warunkach znacznego odkształcenia przebiegów prądów fazowych stojana. Obecnie został on rozszerzony o adaptacyjny, sprzężony (posiadający sprzężenia skrośne pomiędzy częścią rzeczywistą i urojoną składowych wektorów prądu stojana i strumienia wirnika) regulator proporcjonalno - całkujący. Adaptacja parametrów regulatora polega na zmianach współczynników wzmocnień w funkcji prędkości obrotowej silnika i pulsacji poślizgu. Natomiast nastawy regulatora są obliczane na podstawie wartości własnych obiektu regulacji, którym w tym przypadku jest silnik asynchroniczny.

2. Metoda regulacji prądu stojana z wykorzystaniem korektora stymulatora stanu

Zastosowanie rozwiązania wykorzystującego pełen stymulator stanu wraz z regulatorem PI, którego wejściem jest tzw. błąd sprzężony uchybu, w stosunku do wielkości zwykłej jest szczególnie widoczne przy pracy z dużymi prędkościami kątowymi. W tych warunkach szczególnie ważne jest sprzężenie powstające między dwiema składowymi wektora prądu stojana, który ma istotne znaczenie dla przeciwdziałania oscylacjom np. w trakcie hamowania nagłego. Jednakże taka struktura nie rozwiązuje tego problemu do końca, dlatego poddano szczegółowo analizie możliwości jego dalszego ulepszenia. Równanie napięciowe obwodu stojana (1) i równanie prądowe wirnika (2) można przedstawić w postaci równania zespolonego w układzie odniesienia wirującym synchronicznie z wektorem prądu stojana (3) w taki sposób, że jego oś odciętych się z nim pokrywa.

$$\frac{1}{\omega_p} \frac{d i_s}{dt} = - \left(\frac{r_s i_r^2 + r_r i_m^2}{l_r w} + j \omega_s \right) i_s + \left(\frac{r_r}{l_r} - j \omega \right) \frac{i_m}{w} + \frac{r_r}{w} u_s \quad (1)$$

$$\frac{1}{\omega_p} \frac{d \Psi_r}{dt} = - \left(\frac{r_r}{l_r} + j \omega_r \right) \Psi_r + \frac{r_r}{l_r} i_m i_s \quad (2)$$

Powyższe wzory można napisać w postaci macierzowej (3)

$$\begin{cases} \frac{1}{\omega_p} \frac{dx}{dt} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (3)$$

gdzie,

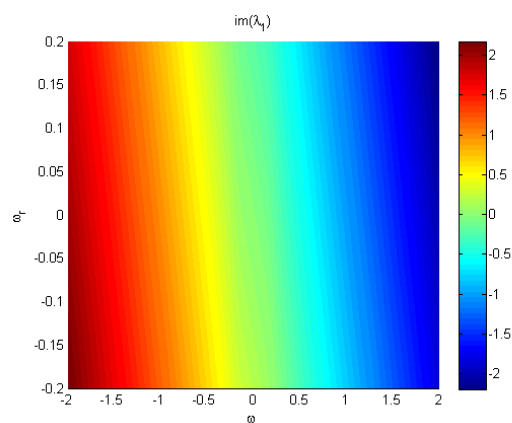
$$x = \begin{bmatrix} i_s \\ \Psi_r \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$A(\omega, \omega_r) = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 \\ a_3 & a_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{r_s i_r^2 + r_r i_m^2}{l_r w} - j(\omega + \omega_r) & \frac{i_m}{w} \left(\frac{r_r}{l_r} - j \omega \right) \\ \frac{r_r}{l_r} i_m & - \frac{r_r}{l_r} - j \omega_r \end{bmatrix} \quad (5)$$

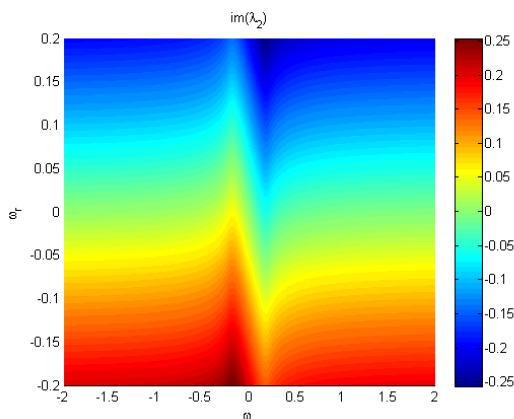
$$B = \begin{bmatrix} b \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{r_r}{w} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$C = [1 \quad 0] \quad (7)$$

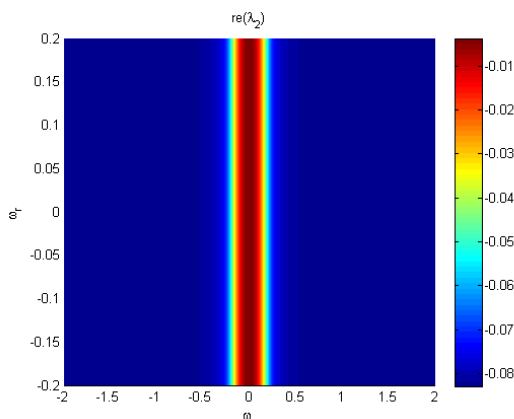
Z powyższych równań wynika, iż macierz stanu A jest macierzą niestacjonarną zależną od prędkości obrotowej silnika i prędkości poślizgu. Powoduje to, że właściwości dynamiczne silnika zmieniają się wraz ze zmianami stanu pracy układu napędowego. Poniżej przedstawiono analizę wartości własnych macierzy A w zależności od prędkości ω i pulsacji poślizgu ω_r dla napędu tramwajowego o mocy 100 kW.



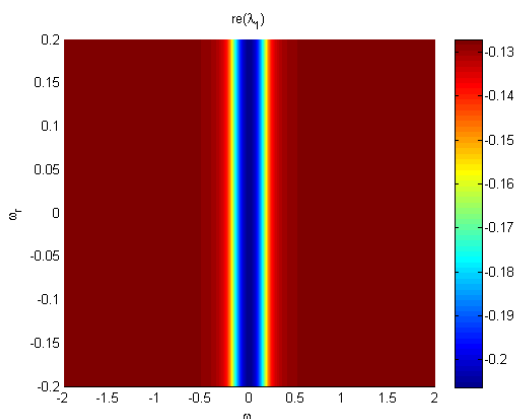
Rys. 1. Część urojona pierwszej wartości własnej macierzy A w funkcji pulsacji i pulsacji poślizgu



Rys. 2. Część urojona drugiej wartości własnej macierzy A w funkcji pulsacji i pulsacji poślizgu



Rys. 3. Część rzeczywista drugiej wartości własnej macierzy A w funkcji pulsacji i pulsacji poślizgu



Rys. 4. Część rzeczywista pierwszej wartości własnej macierzy A w funkcji pulsacji i pulsacji poślizgu

Z rysunków 1 i 2 wynika, że charakter oscylacyjny wynika z wartości poślizgu rozwijanego przez napęd. Zmiana znaku momentu pociąga za sobą również zmianę częstotliwości i fazy oscylacji. Wskazuje to, że do uzyskania stabil-

ności niezbędne jest, aby regulator posiadał odmiennie zestawy współczynników. Z powyższych rysunków wynika, iż część rzeczywista obu wartości własnych praktycznie jest niezależna od pulsacji poślizgu. Jednakże szybkość ustalania się stanu ustalonego jest zupełnie różna. Tym samym dla różnych prędkości kątowych składowe wektora stanu będą dążyły do wartości ustalonej z różnymi prędkościami. Dla skrajnych wartości prędkości może ona zmienić się nawet kilkukrotnie.

3. Stabilność układu regulacji

Dla układu (5) zaproponowano bezpośrednie sprzężenie od uchybu wektora prądu w następującej postaci [1].

$$u_s = \frac{W}{I_r} \left(\frac{r_s i_r^2 + r_r i_m^2}{I_r W} + j \omega_s \right) i_s + \left(\frac{r_r}{I_r} - j \omega \right) \frac{I_m}{W} \varphi_1 + k_1 e^{j k_2} (i_s^* - i_s) + s_i^* \quad (8)$$

Jednakże takie rozwiązanie nie umożliwia elastycznego doboru wartości własnych układu zamkniętego, a w szczególności wymaga zastosowania współczynników sprzężenia opisanych nieliniowymi funkcjami zależnymi od prędkości i stopnia obciążenia napędu, którą musiałby być wyznaczone offline i wprowadzone do układu sterowania w formie tablic. Zamiast tego wprowadzono ujemne sprzężenie zwrotne w postaci elementu proporcjonalnego

$$\frac{d}{dt} \Delta x = (A - BK_p) \Delta x \quad (9)$$

gdzie:

$$K_p(\omega, \omega_r) = [k_1 \quad k_2] \quad (10)$$

takiego, że nowe wartości własne układu zamkniętego będą określone pewnymi nowymi wartościami λ_1 i λ_2 , o składowych rzeczywistych ujemnych oraz o zerowych składowych urojonych [5]. W takim przypadku składowe sprzężenia zwrotne określone są następującym układem równań.

$$\begin{cases} bk_1 = a_1 + a_4 - (\lambda_1 + \lambda_2) \\ a_3 bk_2 = -a_1 a_4 + a_2 a_3 + a_4 bk_1 + \lambda_1 \lambda_2 \end{cases} \quad (11)$$

Zadaniem części proporcjonalnej jest przesunięcie wartości własnych obiektu w celu otrzymania pożądanej dynamiki kasowania uchybu regulacji. Nie zapewnia to jednak uzyskania

zerowej wartości składowych wektora Δx (uchybu) w stanie ustalonym. Zapewnione jest tylko spełnienie warunku.

$$\frac{d}{dt} \Delta x = 0 \quad (12)$$

W celu poprawienia właściwości dynamicznych układu wprowadzono elementy całkujące, które zwiększają rząd astatyzmu. Wprowadzenie dodatkowych integratorów do istniejącego układu pozwala na zastosowanie sprzężenia zwrotnego o postaci

$$\frac{d}{dt} \Delta z = \begin{bmatrix} A - BK_p & -BK_i \\ I & 0 \end{bmatrix} \Delta z \quad (13)$$

gdzie,

$$\Delta z = \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta i \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$K(\omega, \omega_p) = [K_p \quad K_i] \quad (15)$$

Dla takiego układu można określić nowe wartości własne λ_1 , λ_2 i λ_3 , które można osiągnąć, jeżeli elementy macierzy sprzężenia zwrotnego spełniają układ równań.

$$\begin{cases} \lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3 = a_1 + a_4 - bk_1 \\ \lambda_1 \lambda_2 + \lambda_2 \lambda_3 + \lambda_3 \lambda_1 = a_1 a_4 - a_4 bk_1 + a_2 a_3 + a_3 bk_2 - bk_i \\ \lambda_1 \lambda_2 \lambda_3 = a_4 bk_i \end{cases} \quad (16)$$

Na podstawie powyższego równania można określić zależności, które pozwalają w sposób bezpośredni wyznaczyć składowe macierzy sprzężenia zwrotnego.

$$\begin{cases} bk_1 = a_1 + a_4 - (\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3) \\ bk_2 = a_3^{-1}(-a_1 a_4 + a_2 a_3 + a_4 bk_1 + bk_i + \lambda_1 \lambda_2 + \lambda_2 \lambda_3 + \lambda_3 \lambda_1) \\ bk_i = a_4^{-1} \lambda_1 \lambda_2 \lambda_3 \end{cases} \quad (17)$$

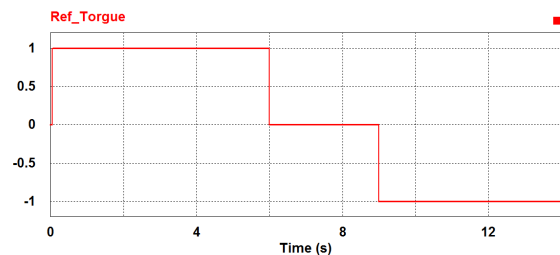
Z równań wynika, iż współczynniki regulatorów zależne są od prędkości silnika, jak i od jego obciążenia (pulsacja poślizgu), a zatem ich wartości są automatycznie korygowane wraz ze zmianami dynamicznymi stanu napędu asynchronicznego.

4. Wyniki symulacji

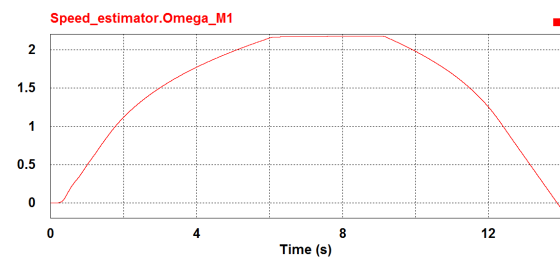
W celu sprawdzenia przedstawionej koncepcji został zbudowany układ symulacyjny w programie PSIM. Symulacja została wykonana w oparciu o istniejący napęd o mocy 100 kW zasilany z napięcia trakcyjnego 660 V, indukcyjności wejściowej 1,6 mH i pojemności obwodu pośredniczącego 5 mF. Wymuszenie

momentu w symulacji zostało przedstawione na rysunku 5, gdzie wartość 1 oznacza maksymalny moment jaki może być zrealizowany, co w praktyce oznacza 1,9 momentu znamionowego silnika asynchronicznego. Poniższe wyniki symulacji przedstawiają pełen cykl pracy napędu asynchronicznego: wzbudzenie, rozprężanie, wybieg i hamowanie.

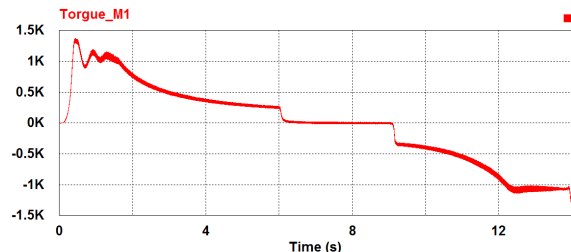
Kolejne przebiegi są wynikami tej samej symulacji i przedstawiają kolejno: prędkość pojazdu, moment na wale silnika, uchyby części proporcjonalnej i całkującej regulatora, napięcie i prąd obwodu pośredniczącego.



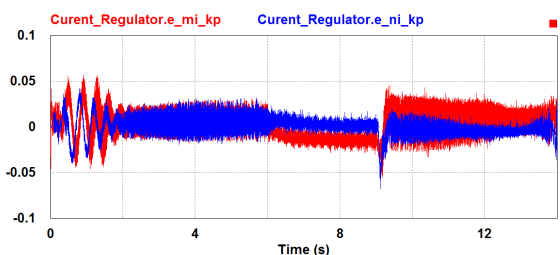
Rys. 5. Zadane wymuszenie momentu



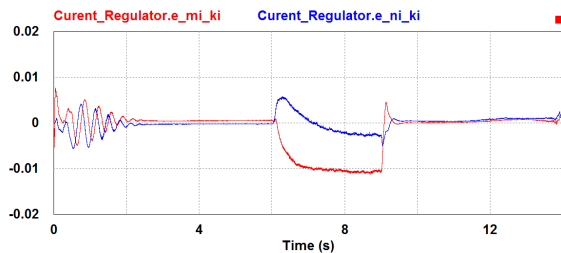
Rys. 6. Prędkość pojazdu w jednostkach względnych



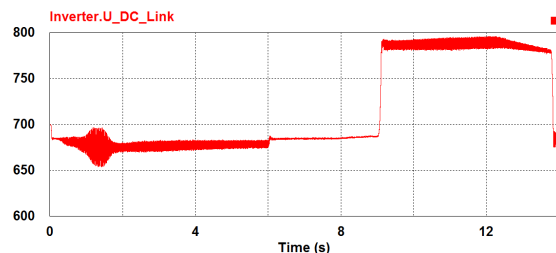
Rys. 7. Moment na wale silnika w [Nm]



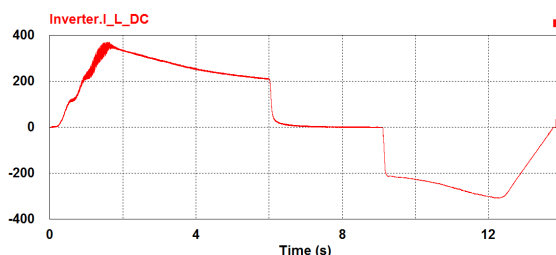
Rys. 8. Uchyby części rzeczywistej i urojonej części proporcjonalnej regulatora w jednostkach względnych



Rys. 9. Uchyb części rzeczywistej i urojonej części całkującej regulatora w jednostkach względnych



Rys. 10. Napięcie obwodu pośredniczącego w [V]



Rys. 11. Prąd obwodu pośredniczącego w [A]

Moment napędowy generowany przez silnik, przedstawiony na rysunku 7, nie wykazuje tendencji do oscylacji podczas pracy. Jedynie podczas pierwszej fazy rozpędzania następuje jego przeregulowanie i zafalowanie. Jednocześnie zauważalna jest oscylacja uchybów regulatora, co finalnie przenosi się na nieznaczną oscylację pojawiającą się w obwodzie pośredniczącym. Dalsza część pracy układu przebiega bez żadnych oscylacji, szczególnie w momencie przejścia z wybiegu na hamowanie. Należy zauważyć, że uchyby na wejściach regulatorów nie przekraczają 6% dla części proporcjonalnej i 2% dla części całkującej co oznacza, że układ regulacji działa prawidłowo i cały czas nadąża za zmianami stanu układu napędowego.

5. Wnioski

Przedstawiona w artykule koncepcja budowy sterowania prądowo-napięciowego z adaptacyjnym regulatorem prądu ma na celu poprawę parametrów pracy napędu asynchronicznego. Przede wszystkim ograniczenie oscylacji podczas przejścia z wybiegu na hamowanie oraz

łatwość doboru współczynników regulatora prądu. Wykorzystanie metody matematycznej opartej na analizie wartości własnych obiektu regulacji daje odpowiedź, jak dobrane powinny być współczynniki regulatora, a przeprowadzone badania pokazały, że zmiana wartości własnych w zakresie 30% nie wprowadza praktycznie żadnych zmian w pracy napędu. Wyniki przedstawione z przeprowadzonych symulacji potwierdzają poprawność koncepcji regulatora adaptacyjnego, którego współczynniki korygowane są w funkcji prędkości silnika i prędkości poślizgu.

Następnym krokiem udoskonalenia tej struktury regulacji jest poprawienie warunków dynamicznych pracy napędu, szczególnie w pierwszej fazie rozpędzania, dopracowanie metody doboru współczynników regulatora, jak i wykonanie badań na stanowisku laboratoryjnym.

6. Literatura

- [1]. Dębowski A., Łukasiak P.: „*Design of current controller in an AC drive using a state stimulator concept*”. Proc. of the 12th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'2007, Aalborg (Denmark), 2 - 5 September 2007, pp. P1 - P10 (CD-Rom).
- [2]. Dębowski A.: „*Pośrednie sterowanie w napędzie elektrycznym przy wykorzystaniu stymulatora stanu*”. Zeszyty Naukowe Politechniki Łódzkiej, nr 552, 1991, Wydawnictwo Politechniki Łódzkiej, Łódź.
- [3]. Lewandowski D. Łukasiak P.: - „*Odtwarzanie napięcia stojana w Falowniku trakcyjnym o niskiej częstotliwości przełączeń*”. Zeszyty Problemowe-Maszyny Elektryczne BOBRME KOMEL nr 90/2011.
- [4]. Kaźmierkowski M., Buja G.: - „*Rewiew of direct torque controls for voltage source inverter-fed induction motors*”. Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE.
- [5]. Kaczorek T.: „*Teoria sterowania tom 1 - Układy liniowe ciągłe i dyskretne*”. Państwowe Wydawnictwo Naukowe, Warszawa 1977.

Autorzy

Przemysław Łukasiak
lukasiak_p@o2.pl
Instytut Automatyki Politechniki Łódzkiej
ul. Stefanowskiego 18/24, 94-924 Łódź