

# Fault Tolerant Control Based on Extended Kalman Filter of Squirrel-Cage Induction Machines

## Authors

Saad Khadar  
 Fadhila Mekhalfia  
 Abdellah Kouzou

## Keywords

fault-tolerant control, adaptive gain, extended kalman filter, induction motor

## Abstract

Fault-tolerant control systems possess the ability of rejecting the effect of faults. They are capable of maintaining overall system stability and acceptable performance in degraded modes. Through many researches, the analysis, modeling, and simulation of various inverter and machine faults have been carried out for the purpose of providing a fault tolerance. However, most of them are based on systems redundancy principle. Among the real-time based approaches for the fault detection and diagnosis, there are several strategies such as the pseudo inverse method, the linear quadratic approach and Extended Kalman Filter based Fault Tolerant Control (EKF-FTC). In recent years the application of Kalman filter approaches has gained an increasing attention in fundamental research and application. In this paper, a FTC method dedicated to Induction Motor (IM) drive is presented. The proposed method based on an additive term to the backstepping control which based on the error of current during the appearance of fault and the adaptive gain of the Kalman filter. This method improves the performance of the backstepping control to maintain the operation despite the appearance of faults. The main objective is to ensure a minimum level of performance of the drive system that is malfunctioning.

**DOI: 10.12736/issn.2330-3022.2019401**

Received: 28.09.2019

Revised: 22.10.2019

Accepted: 04.11.2019

Published online: 15.05.2020

## Introduction

Currently, asynchronous machines have become the most dominant electromechanical conversion tool in the industrial applications. These machines can suffer from many failures. They can be electrical, mechanical or magnetic [1, 2]. Therefore, potential defects can affect asynchronous machines that will affect the safety of production, the quality of the service and the profitability of the installations. Several recent studies have shown that stator winding faults are the second to bearing faults in incidences of occurrences in IMs. The short circuit of turns is considered the most frequent defect in the stator winding [3]. Turn to turn fault cause a large circulating fault current in the shorted turns [2], leading to localized thermal overloading, which decreases the motor efficiency and accelerates motor degradation [4]. Therefore, a control system is becoming necessary, to increase the availability and life span of machines [5]. In fact, the monitoring of drive system operating is useful to prevent further

damage, and reduce maintenance costs. The Backstepping control is able to retain almost all robustness properties [6–8]. More recently, various variations and improvements have been made to this control technique [2, 6, 9]. The backstepping control of an IM as indicated in [10], a high gain observer is performed to estimate non available rotor speed and flux measurements to design the full control scheme, unlike other research done on backstepping control with integral action [11], the law of the developed control does not propose the elevation of the number of the states of system not to increase the resolution of the differential equations. To improve the robustness, the control scheme design is based on the backstepping method coupled with the introduction of integral tracking errors action. In general, when fault occur, the drive system has to be stopped for an unprogrammed maintenance schedule. The cost of these steps can be high [1, 2]. Consequently, a backup control strategy must be implemented to guarantee that the fault is handled in such a

way that there will be no damage. The FTC method is part of this backup strategy. It aims at insuring a degraded operation mode in presence of faults [12, 13]. The strategies made by authors in [14] represent an extended Kalman filter based fault tolerant control (EKF-FTC) which works under voltage and current sensor faults for doubly fed induction generator. EKF is designed in parallel; the purpose is to estimate voltage and current components under measurement of noise. The stability and the performance of system maintained and this is happening in a certain degree of failure which make EKF utility very vast, In [15] the sensor-less drive control and the speed estimation with a fast response are possible because of the estimator is based on an EKF, an adaptive method is introduced to resolve the EKF parameter, the use of a covariance matching technique makes this estimation approach innovative. Authors in [16] have tried to implement a high-performance, sensor-less control based on an EKF used for the PMSM drive system by estimating stator resistance. In this case a quick method is proposed to detect the fault switches in the power converters. Like in [17–19], where the authors developed a different kind of FTC methods. They have used a Luenberger observer for the doubly fed induction generator under the current sensor fault.

In this paper, normal and degraded operating modes of IM drive are studied. Here, this paper is limited to two faults: short circuit fault between turns and speed sensor fault. The main goal of the work is implementation of the "fault-tolerance" concept for an IM drive without adding any additional hardware, where the proposed method is interested in the error of current during the appearance of default and the adaptive gain of the EKF.

### Three-phase model of induction machine

This paper presents an accurate and reasonably complicated model to simulate the faulty IMs. The proposed model is based on a theory of electromagnetic coupling of electrical circuits [20]. In other words, one must rewrite the stator differential equations taking into account the changing parameters such as the matrices of stator resistance and stator inductance [2, 20]. The matrices  $[R_S]$ ,  $[L_{Sf}]$ ,  $[M_{SS}]$ ,  $[M_{SR}] = [M_{RS}]^T$  depend on the three coefficients  $f_{sa}$ ,  $f_{sb}$ ,  $f_{sc}$ :

$$[R_S] = R_S \begin{bmatrix} f_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & f_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & f_{sc} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$[L_{Sf}] = \begin{bmatrix} f_{sa}^2 l_s & 0 & 0 \\ 0 & f_{sb}^2 l_s & 0 \\ 0 & 0 & f_{sc}^2 l_s \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$[M_{SS}] = M_{SS} \begin{bmatrix} f_{sa}^2 & -f_{sa}f_{sb}/2 & -f_{sa}f_{sc}/2 \\ -f_{sa}f_{sb}/2 & f_{sb}^2 & -f_{sc}f_{sb}/2 \\ -f_{sa}f_{sc}/2 & -f_{sc}f_{sb}/2 & f_{sc}^2 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$[M_{SR}] = M \begin{bmatrix} f_{sa} \cos \theta & f_{sa} \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) & f_{sa} \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ f_{sb} \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & f_{sb} \cos \theta & f_{sb} \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ f_{sc} \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) & f_{sc} \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & f_{sc} \cos \theta \end{bmatrix} \quad (4)$$

where:  $R_S$  is stator resistance,  $l_s$  is stator leakage inductance,  $M_{SS}$  is mutual inductance between stator phases and  $M$  is the

maximum value of the mutual inductance between the stator and rotor phases.  $R_S$ ,  $l_{Sf}$ ,  $M_{SS}$  and  $M_{SR}$  are the parameter values in faulty mode.

A stator short circuit will cause the decrease in the number of turns of each stator phase. The number of useful turns for the three stator phases is then given by [1, 20, 21]:

$$N_1 = (1 - K_{sa}) N_s = f_{sa} N_s \quad (5a)$$

$$N_2 = (1 - K_{sb}) N_s = f_{sb} N_s \quad (5b)$$

$$N_3 = (1 - K_{sc}) N_s = f_{sc} N_s \quad (5c)$$

with:  $K_{sa} = \frac{N_{cc1}}{N_s}$ ,  $K_{sb} = \frac{N_{cc2}}{N_s}$  and  $K_{sc} = \frac{N_{cc3}}{N_s}$ ;  $N_s$  is number of turns in healthy mode,  $N_{cc1}$  represents the number of shorted turns in A-phase.

Using the equations (1)–(5), the three-phase model which represents the model of the IM under short circuit fault between turns in the first phase are written [1, 21]:

Equations of the flux rotor:

$$\frac{d\phi_{ra}}{dt} = \delta \left( i_{sa} f_{sa} - \frac{i_{sb} f_{sb}}{2} - \frac{i_{sc} f_{sc}}{2} \right) - \frac{R_r A \phi_{ra}}{C} - \left( \frac{R_r B}{C} + \frac{\sqrt{3}}{3} w \right) \phi_{rb} - \left( \frac{R_r B}{C} - \frac{\sqrt{3}}{3} w \right) \phi_{rc} \quad (6a)$$

$$\frac{d\phi_{rb}}{dt} = \delta \left( -\frac{i_{sa} f_{sa}}{2} + f_{sb} i_{sb} - \frac{i_{sc} f_{sc}}{2} \right) - \left( \frac{R_r B}{C} - \frac{w\sqrt{3}}{3} \right) \phi_{ra} - \frac{R_r A \phi_{rb}}{C} - \left( \frac{R_r B}{C} + \frac{w\sqrt{3}}{3} \right) \phi_{rc} \quad (6b)$$

$$\frac{d\phi_{rc}}{dt} = \delta \left( -\frac{i_{sa} f_{sa}}{2} - \frac{i_{sb} f_{sb}}{2} + f_{sc} i_{sc} \right) - \left( \frac{R_r B}{C} + \frac{w\sqrt{3}}{3} \right) \phi_{ra} - \left( \frac{R_r B}{C} - \frac{w\sqrt{3}}{3} \right) \phi_{rb} - \frac{R_r A \phi_{rc}}{C} \quad (6c)$$

Equations of the stator currents:

$$\frac{di_{sa}}{dt} = U_{sa} + K_{A1} i_{sa} + K_{A2} i_{sb} + K_{A3} i_{sc} + K f_{sa} f_{sb}^2 f_{sc}^2 \left( G \phi_{ra} + \left( \frac{w\sqrt{3}}{2} - \frac{G}{2} \right) \phi_{rb} - \left( \frac{w\sqrt{3}}{2} + \frac{G}{2} \right) \phi_{rc} \right) \quad (7a)$$

$$\frac{di_{sb}}{dt} = U_{sb} + K_{B1} i_{sa} + K_{B2} i_{sb} + K_{B3} i_{sc} + K f_{sa}^2 f_{sb} f_{sc}^2 \left( -\left( \frac{w\sqrt{3}}{2} + \frac{G}{2} \right) \phi_{ra} + G \phi_{rb} + \left( \frac{w\sqrt{3}}{2} - \frac{G}{2} \right) \phi_{rc} \right) \quad (7b)$$

$$\frac{di_{sc}}{dt} = U_{sc} + K_{C1} i_{sa} + K_{C2} i_{sb} + K_{C3} + K f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc} \left( \left( \frac{w\sqrt{3}}{2} - \frac{G}{2} \right) \phi_{ra} - \left( \frac{w\sqrt{3}}{2} + \frac{G}{2} \right) \phi_{rb} + G \phi_{rc} \right) \quad (7c)$$

## Backstepping control

The Backstepping is one of nonlinear control techniques recently appeared [4]. Its principle is to decompose the overall system prime subsystems. These subsystems are cascaded to establish successive causal relationships [21]. In this paper, the proposed Backstepping design is divided into various design steps, and each step provides a reference for the next design step. The overall stability are achieved by a Lyapunov function for the whole system. Indeed, Lyapunov function is a very powerful tool for testing and finding sufficient stability of dynamical system conditions. The stability depends only on the variations (sign of the derivative), or a function which is equivalent, along the trajectory of the system [8]. Furthermore, an important merit of Lyapunov function-based stability analysis in backstepping control is that the actual numerical solution of the differential equations is not required and it can be used for arbitrary differential equations.

The mathematical model of the induction machine represented by the system of equations in the rotating reference (d-q) as follows [4]:

$$\dot{w} = \frac{f_r}{j} - \frac{C_r}{j} + \frac{pM}{jL_r} \phi_r i_{sq} \quad (8a)$$

$$\dot{\phi}_r = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_r \quad (8b)$$

$$\ddot{i}_{sd} = F_d + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \quad (8c)$$

$$\ddot{i}_{sq} = F_q + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \quad (8d)$$

with:

$$F_d = -\gamma i_{sd} + w_s i_{sq} + \frac{K}{T_r} \phi_r$$

$$F_q = -w_s i_{sd} - \gamma i_{sq} - kW\phi_r$$

### Step1: Speed and flux loops

To solve the problem of tracking rotational speed and rotor flux, the dynamics of the tracking errors are given by:

$$e_w = w^* - w \quad (9a)$$

$$e_{\phi_r} = \phi_r^* - \phi_r \quad (9b)$$

Their derivatives are given by:

$$\dot{e}_w = \dot{w}^* - \dot{w} \quad (10a)$$

$$\dot{e}_{\phi_r} = \dot{\phi}_r^* - \dot{\phi}_r \quad (10b)$$

The first Lyapunov function ( $V_1$ ) is given by:

$$V_1 = \frac{1}{2} (e_w^2 + e_{\phi_r}^2) \quad (11)$$

The time derivative of  $V_1$  is obtained by:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_w \dot{e}_w + e_{\phi_r} \dot{e}_{\phi_r} = \\ &= e_w \left( -\frac{f_r}{j} w + \frac{C_r}{j} - \frac{pM}{jL_r} \phi_r i_{sq} + \dot{w}^* \right) + e_{\phi_r} \left( -\frac{M}{T_r} i_{sd} + \frac{1}{T_r} \phi_r + \dot{\phi}_r^* \right) \end{aligned} \quad (12)$$

According the backstepping method, and in order to ensure the stability of tracking speed and flux, the virtual control  $i_{sq}$  and  $i_{sd}$  are chosen as follows [4]:

$$i_{sq} = \frac{jL_r}{pM\phi_r} \left( K_w e_w - \frac{f_r}{j} w + \frac{C_r}{j} + \dot{w}^* \right) \quad (13a)$$

$$i_{sd} = \frac{T_r}{M} \left( K_{\phi_r} e_{\phi_r} + \frac{1}{T_r} \phi_r + \dot{\phi}_r^* \right) \quad (13b)$$

The reference stator currents are obtained by:

$$i_{sq}^* = \frac{jL_r}{pM\phi_r} \left( K_w e_w - \frac{f_r}{j} w + \frac{C_r}{j} + \dot{w}^* + \frac{pM\phi_r}{jL_r} e_{i_{sq}} \right) \quad (14a)$$

$$i_{sd}^* = \frac{T_r}{M} \left( K_{\phi_r} e_{\phi_r} + \frac{1}{T_r} \phi_r + \dot{\phi}_r^* + \frac{M}{T_r} e_{i_{sd}} \right) \quad (14b)$$

### Step 2: Stator currents loops

In this step, new errors of the components of the stator currents are given by:

$$e_{i_{sq}} = i_{sq}^* - i_{sq} \quad (15a)$$

$$e_{i_{sd}} = i_{sd}^* - i_{sd} \quad (15b)$$

Their derivatives are given by:

$$\dot{e}_{i_{sq}} = \dot{i}_{sq}^* - \dot{i}_{sq} \quad (16a)$$

$$\dot{e}_{i_{sd}} = \dot{i}_{sd}^* - \dot{i}_{sd} \quad (16b)$$

$$\dot{e}_{i_{sq}} = \dot{i}_{sq}^* - \left( F_q + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \right) \quad (16c)$$

$$\dot{e}_{i_{sd}} = \dot{i}_{sd}^* - \left( F_d + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \right) \quad (16d)$$

To calculate the control law of the complete system, the dynamics of the tracking errors are given by:

$$\dot{e}_w = -K_w e_w + \frac{pM}{jL_r} \phi_r e_{i_{sq}} \quad (17a)$$

$$\dot{e}_{\phi_r} = -K_{\phi_r} e_{\phi_r} + \frac{M}{T_r} e_{i_{sd}} \quad (17b)$$

The complete Lyapunov function is expressed by:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} (e_{i_{sq}}^2 + e_{i_{sd}}^2) \quad (18)$$

The derivative of  $V_2$  is given by:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_{i_{sq}} \dot{e}_{i_{sq}} + e_{i_{sd}} \dot{e}_{i_{sd}} = \\ &= \dot{V}_1 + e_{i_{sq}} \left( \dot{i}_{sq}^* - \left( F_q + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \right) \right) + e_{i_{sd}} \left( \dot{i}_{sd}^* - \left( F_d + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \right) \right) \end{aligned} \quad (19)$$

From Eq. (8) and by choosing the control law  $V_{sq}^*$  and  $V_{sd}^*$  as follows [4, 5]:

$$V_{sq}^* = \sigma L_s (K_{i_{sq}} e_{i_{sq}} - F_q + \dot{i}_{sq}^*) \tag{20a}$$

$$V_{sd}^* = \sigma L_s (K_{i_{sd}} e_{i_{sd}} - F_d + \dot{i}_{sd}^*) \tag{20b}$$

where:  $K_w > 0$  et  $K_{\phi_r} > 0$   $K_{i_{sd}} > 0$  et  $K_{i_{sq}} > 0$ .

The derivative of the Lyapunov function for the overall system is negative, therefore both conditions of Lyapunov are verified:  $V(x) > 0$  and  $\dot{V} < 0$ .

### Fault tolerant control based on a Kalman Filter

Despite the robustness of the backstepping control with respect to the load torque and parametric variations [8], but this control is exhausted in front of the effect of some faults. Therefore, a  $U_{ad}$  term must be added to the nominal control which makes up for the effect of faults on the system, it is from the outputs of the drive system to be ordered that this term is generated as follows:

$$U = \begin{bmatrix} U_{dnom} \\ U_{qnom} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{dad} \\ U_{qad} \end{bmatrix} \tag{21}$$

With the expression retained from the nominal order:

$$U_{dnom} = \delta L_s (K_4 (i_{sdref} - i_{sd}) + \dot{i}_{sdref} - \dot{\phi}_{rd}) \tag{22a}$$

$$U_{qnom} = \delta L_s (K_3 (i_{sqref} - i_{sq}) + \dot{i}_{sqref} - \dot{\phi}_{rq}) \tag{22b}$$

The estimation of rotor flux are given by:

$$\phi_{rdest} = \frac{1}{M} (L_r \phi_{rd} - (S L_r L_s) i_{ds}) \tag{23a}$$

$$\phi_{rqest} = \frac{1}{M} (L_r \phi_{rq} - (S L_r L_s) i_{qs}) \tag{23b}$$

The estimation of stator currents  $i_{qsest}$  and  $i_{dsest}$  are given by:

$$i_{dsest} = \int (i_{dsest} (-R_r M^2 + L_r^2 R_s) + \phi_{rdest} (M R_r)) / (S L_s L_r^2) + w M \phi_{rqest} / (S L_s L_r) + V_{sd} \frac{1}{S L_s} \tag{24a}$$

$$i_{qsest} = \int (i_{qsest} (R_r M^2 + L_r^2 R_s) + \phi_{rqest} (M R_r)) / (S L_s L_r^2) - w M \phi_{rdest} / (S L_s L_r) + V_{sq} \frac{1}{S L_s} \tag{24b}$$

The residual stator current error is:

$$I_{add} = (k_j M L_r) / j K_i \int (-\gamma / S L_s) [(i_{ds} - i_{dsest}) i_{dsest}] + [(i_{qs} - i_{qsest}) i_{qsest}] \tag{25}$$

The expression of constant parameters are obtained by:

$$\varepsilon_d = \int \alpha [(i_{ds} - i_{dsest}) i_{dsest}] + [(i_{qs} - i_{qsest}) i_{qsest}] \tag{26a}$$

$$\varepsilon_q = \int \beta / L_r [(i_{ds} - i_{dsest}) (\phi_{rdest} - i_{dsest}) M + (i_{qs} - i_{qsest}) (\phi_{rqest} - i_{qsest}) M] \tag{26b}$$

### Prediction

The state at the moment  $(k+1)$  depends not only on the state at the instant  $(k)$ , but also the error of the model  $w(k)$ . Since these errors are unknown, the knowledge of the mathematical model can give us only the prediction of the state at the instant  $(k+1)$ :

$$\hat{x}_{k+1/k}^e = f [x_{ne}(k), uk] \tag{27}$$

where:  $x_{ne}(k)$  is the estimated value of the state at the instant  $(k)$  that is assumed,  $\hat{x}_{k+1/k}^e$  is the prediction of the state at the instant  $(k+1)$ . So, the prediction is given by:

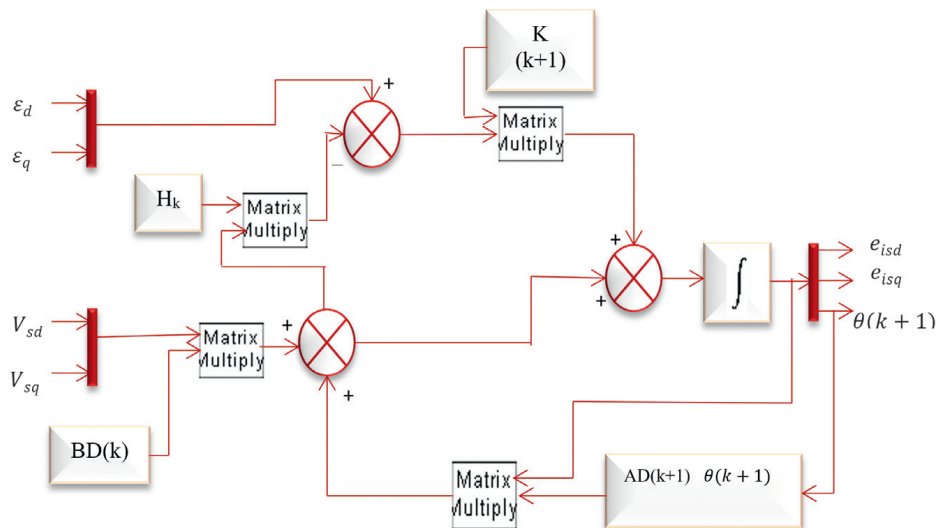


Fig. 1. Block diagram of the extended kalman filter

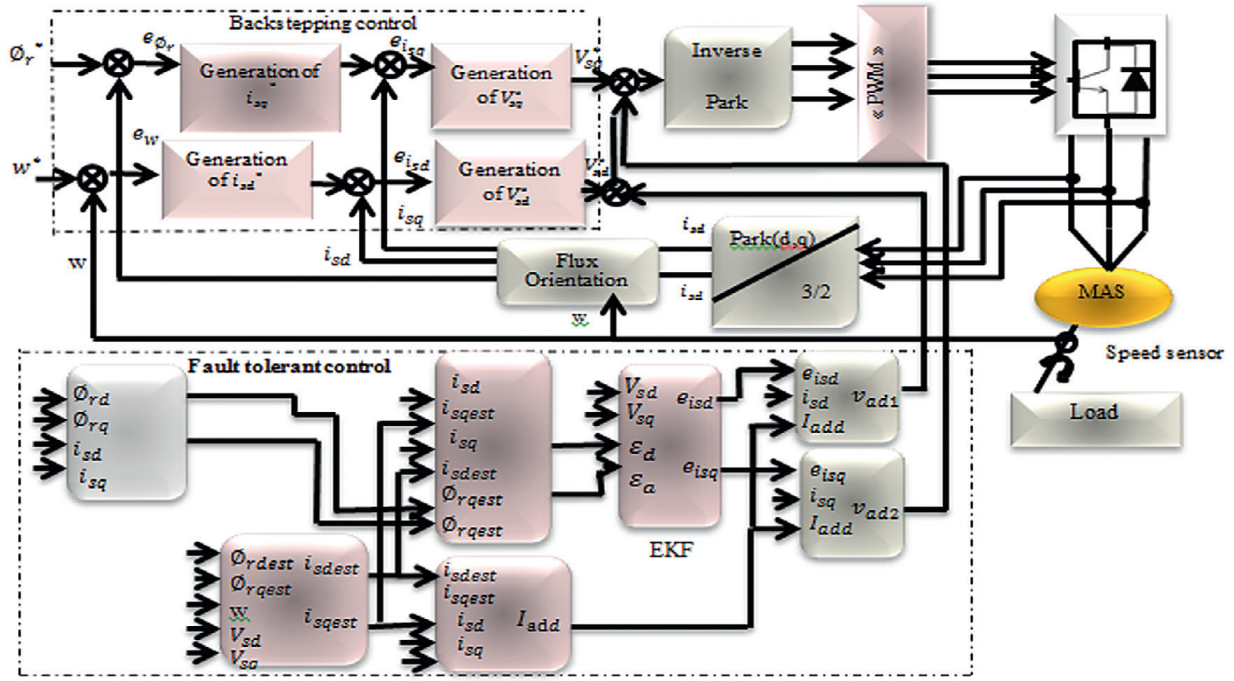


Fig. 2. The principle of fault-tolerant control based on a Kalman filter

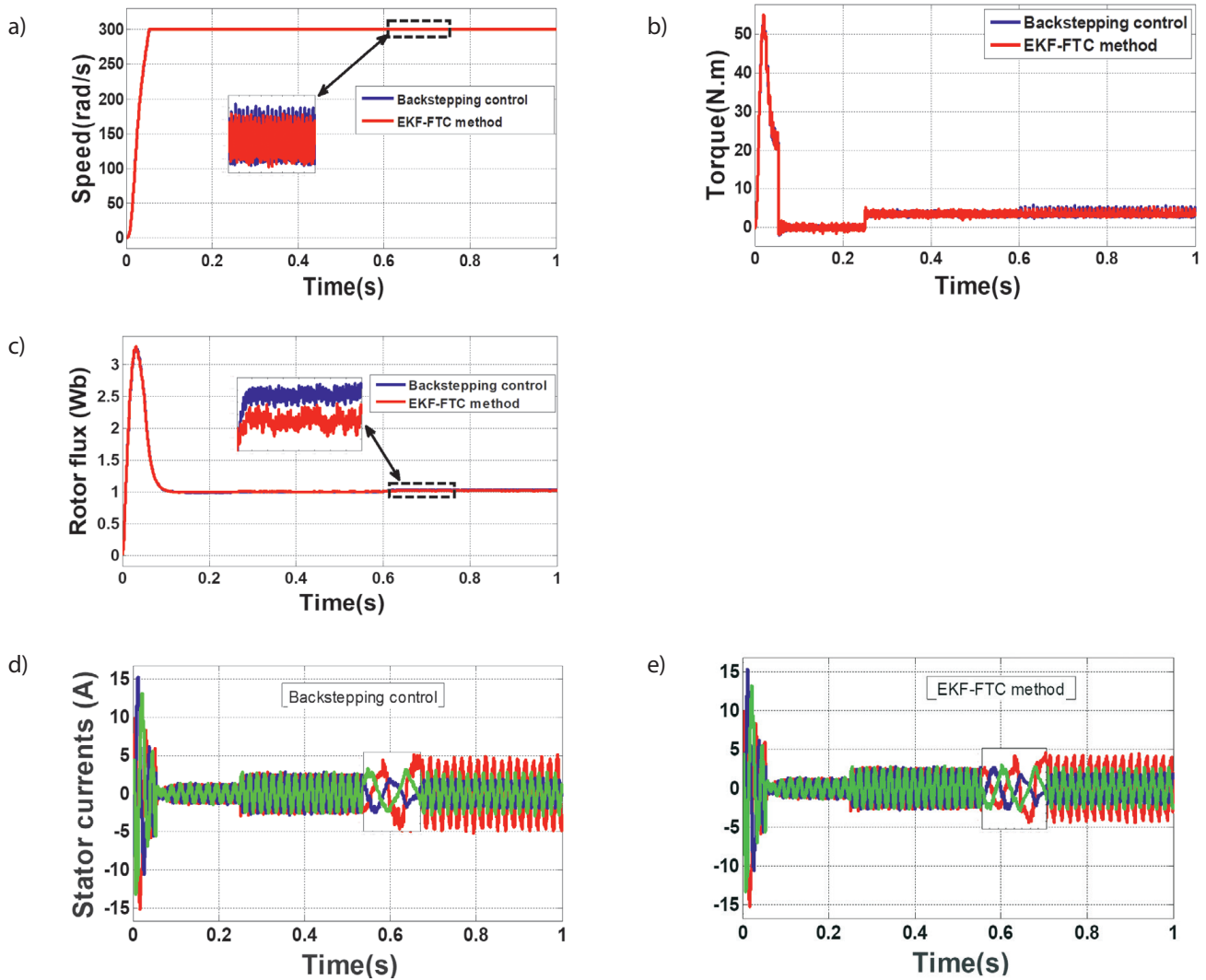


Fig. 3. Simulation result of the Backstepping and EKF-FTC methods for stator faults

$$\hat{x}_{k+1/k}^e = \begin{bmatrix} AD(k) & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} [e_{isd} \quad e_{isq} \quad \theta(k)] + \begin{bmatrix} BD(k) \\ 0 \end{bmatrix} [V_{sd} \quad V_{sq}] \quad (28)$$

**Estimation**

The estimates  $x_{ne}(k)$  can be obtained recursively using measures to improve predicted variables  $\hat{x}_{k+1/k}^e$ . The correction to predictions is proportional to the residuals of the measurements:

$$\begin{bmatrix} e_{isd} \\ e_{isq} \\ \theta_k \end{bmatrix} = \hat{x}_{k+1/k}^e + k_{k+1} \left( \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{bmatrix} - H_k \hat{x}_{k+1/k}^e \right) \quad (29)$$

where:  $k_{k+1}$  is the Kalman gain matrix and  $\left( \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{bmatrix} - H_{k+1} \hat{x}_{k+1/k}^e \right)$  is the vector of innovation.

With:  $H_{k+1} = \frac{\partial h[x(t),t]}{\partial x} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$

The Kalman filter gain is given by:

$$k_{k+1} = \hat{P}_{k+1/k} H_k^t (H_k \hat{P}_{k+1/k} H_k^t + R)^{-1} \quad (30)$$

The extended state vector is given by:

$$\begin{bmatrix} e_{isd} \\ e_{isq} \\ \theta_{k+1} \end{bmatrix} = \hat{x}_{k+1/k}^e + k_{k+1} \left( \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{bmatrix} - H_k \hat{x}_{k+1/k}^e \right) \quad (31)$$

Fig. 1 illustrates the Block diagram of kalman filter used to perform the proposed fault tolerant control. So from Kalman filter equations and adaptive gains resulted  $e_{isd}$  and  $e_{isq}$ . The additional term is defined by the following equation:

$$U_{dad} = e_{isd} (i_{sd} - I_{add}) \quad (32a)$$

$$U_{qad} = e_{isq} (i_{sq} - I_{add}) \quad (32b)$$

**Simulation result**

In this section, simulations have been carried out to validate the effectiveness of the proposed EKF-FTC method compared with the backstepping control which has been applied to the IM under healthy and faulty operation modes, as shown in Fig. 2. The control system has been designed and the overall system has been simulated using the MATLAB/SIMULINK environment. The IM is starting in balanced operation, the load is applied at  $t = 0.25$  s with a value of 3.5 N.m then one of these faults (short circuit between turn, speed sensor fault) at  $t = 0.6$  s. In this test the case of a short-circuit of 15% of the turns in A-phase is taken in consideration in this work. The reference speed is fixed

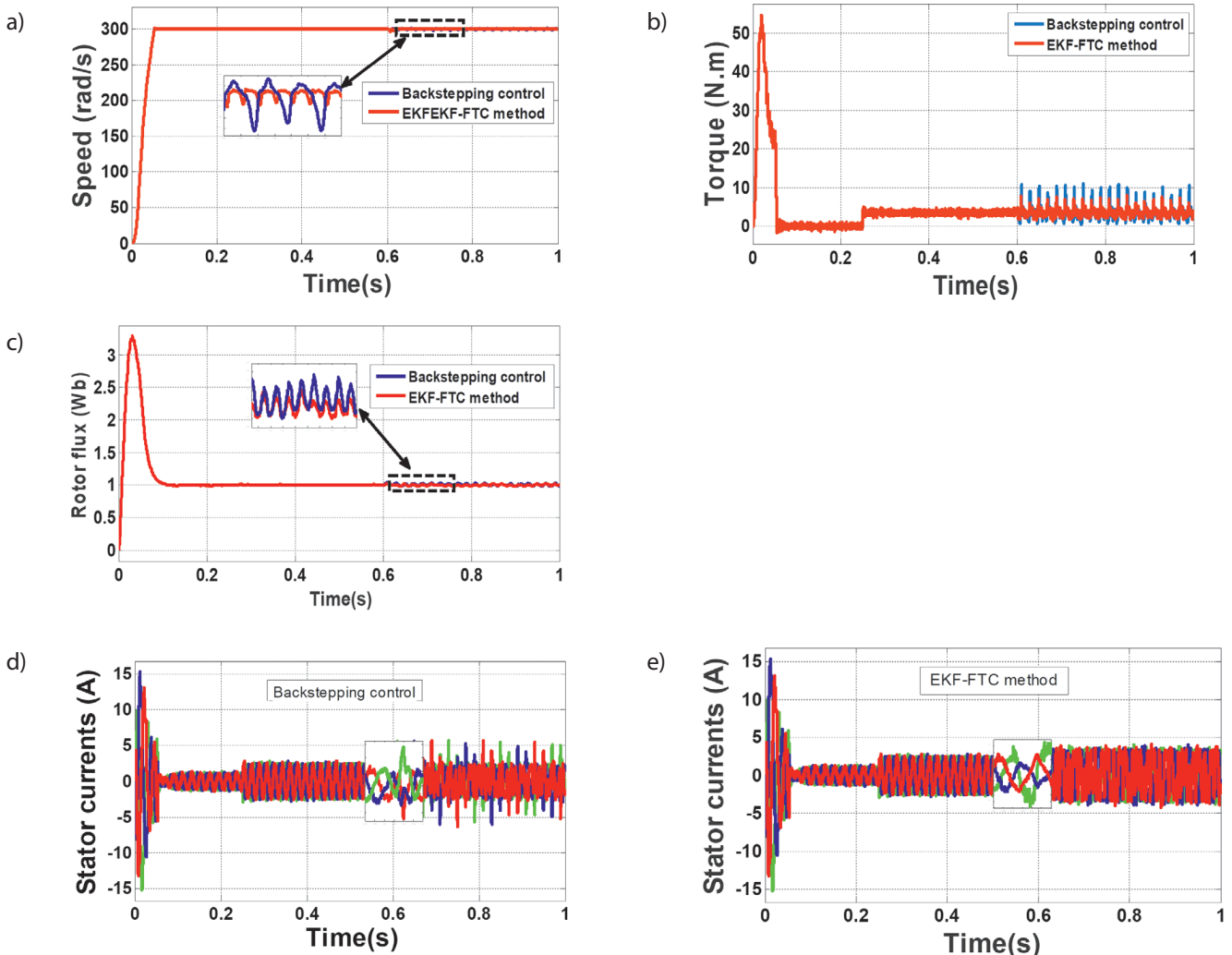


Fig. 4. Simulation result of the Backstepping and EKF-FTC methods for speed sensor fault

to 300 rad/s and the reference rotor flux is fixed to 1 Wb. Fig. 3a shows the response of the reference and rotor speed, when the fault occurs at  $t = 0.6$  s, it can be observed that the motor speed value increases slightly and oscillates around the 300.1 rad/s. The speed ripples are decreased under the proposed EKF-FTC method, confirming the effectiveness of the EKF-FTC technique. While the Fig. 3b shows the electromagnetic torque, before and after the fault appearance. When the 15% short circuit fault occurs at 0.6 s, the torque fluctuation is 3 N.m. In fact, these cause fluctuations of the additional mechanical vibrations which may be dangerous for IM. With EKF-FTC method, the torque fluctuations is relatively low about 2.1 N.m. Fig. 3c shows the the reference and rotor flux under backstepping and EKF-FTC methods, it can be seen clearly that the positive ripple of the rotor flux under backstepping control but with EKF-FTC method, the amplitude of ripples is acceptable.

The three phase stator currents of the IM are shown in Fig 3d and Fig 3e. Before the occurrence of the stator faults, all of these currents are equal. However with fault occurrence at  $t = 0.6$  s, it can be seen that the A phase current grows more than the B and C phase currents. Finally, the EKF-FTC is used to provide a solution to the frequency of problems and to lower the costs of their treatments. So, the problem that arises is not so much to discuss which machine control technique to use but above all, how to ensure a minimum level of performance of the drive system that is malfunctioning for example a partial or complete faults of speed sensor (Fig. 4). The obtained results confirm that the proposed backstepping control has the ability of rejecting the effect of faults. Indeed, the proposed EKF-FTC has ensured excellent performance of the IM drive under short circuit fault between turns and speed sensor fault, where the EKF-FTC method can give an improvement for the electromagnetic torque ripple and even for the ripples of the speed and flux.

## Conclusion

Fault tolerance is gaining interest as a means to increase the reliability, the availability, and the continuous operation of electromechanical systems. A fault-tolerant control is characterized by its ability to maintain or regain control performances in degraded modes. This paper presents a new fault-tolerant control method based on a Kalman filter has been studied and applied to the induction motor in the presence of faults. The proposed method is intended for the continuing operation of an already running machine until a safe stop. The efficiency of the EKF-FTC is attested and represented by the results obtained which show a marked improvement in the performance of the IM even in the presence of stator faults, more precisely for the reduction of fluctuations in the stator currents and the torque.

## Appendix

The coefficients used:

$$A = (l_r + M_r)^2 - \frac{M_r^2}{4}, \quad Z = M_{sr} - \frac{3M_{sr}^2(A-B)}{2C}, \quad B = \frac{M_{rr}l_r}{2} + \frac{3M_{rr}^2}{4},$$

$$\lambda = z + l_r, \quad C = l_r^3 + 3l_r^2M_r + \frac{9}{4}M_{rr}^2l_r, \quad G = \frac{R_r(A-B)}{C}, \quad K = \frac{M_{sr}H(A-B)}{C|\Gamma|},$$

$$\delta = \frac{M_{sr}R_r(A-B)}{C}, \quad T = \frac{M_{sr}^2R_r(A-B)^2}{C^2}, \quad H = \lambda^2 - \frac{z\lambda}{2} - \frac{z^2}{4},$$

$$T = \frac{M_{sr}^2R_r(A-B)^2}{C^2}, \quad |\Gamma| = f_{sa}^2 f_{sa}^2 f_{sc}^2 \left( \lambda^3 - \frac{3z^2\lambda}{4} - \frac{z^3}{4} \right),$$

$$d_1 = (z + l_{sf})^2 - \frac{z^2}{4}, \quad d_2 = \frac{z(z+l_{sf})}{2} + \frac{z^2}{4}.$$

## REFERENCES

1. Khadar S., Kouzou A., Implementation of Control Strategy Based on SVM for Open-End Winding Induction Motor with short circuit fault between turns in Stator Windings, *Journal of Automation & Systems Engineering*, Vol. 12(3), 2018, pp. 12–25.
2. Khadar S. et al., Sensorless Control Technique of Open-End Winding Five Phase Induction Motor under Partial Stator Winding Short-Circuit, *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*, <https://doi.org/10.3311/PPee.14306>, 2019.
3. Ballal M.S., Suryawanshi H.M., Mishra M.K., Stator Winding Inter-turn Insulation Fault Detection in Induction Motors by Symmetrical Components Method, *Electric Power Components and Systems*, Vol. 36(7), 2008, pp. 741–753.
4. Khadar S., Kouzou A., Control by backstepping of IM in the presence of faults of the whole Inverter-Machine, 2<sup>nd</sup> International Conference on Applied Automation and Industrial Diagnostics (ICAAID), 16–17 Sep. 2017, Djelfa, Algeria.
5. Khadar S., Kouzou A., Fault-tolerant control of asynchronous machine taking into account faults, The International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM), 28-31 Oct. 2018, Alger, Algeria. <https://doi.org/10.1109/CISTEM.2018.8613442>.
6. Taoussi M. et al., Speed variable adaptive backstepping control of the doubly-fed induction machine drive, *International Journal of Automation and Control*, Vol. 10(1), 2016, pp. 12–33.
7. Imen H.B., Hajji S., Chaari A., Backstepping Controller Design using a High Gain Observer for Induction Motor, *International Journal of Computer Applications*, Vol. 23(3), 2011, pp. 1–6.
8. Khadar S. et al., Investigation on SVM-Backstepping sensorless control of five-phase open-end winding induction motor based on model reference adaptive system and parameter estimation, *Engineering Science and Technology*, an International Journal, Vol. 22(4), 2019, pp. 1013–1026.
9. Ghanes M., Glumineau M., Deleon J., Backstepping Observer validation for sensorless induction motor on low frequencies Benchmark, IEEE International Conference on Industrial

- Technology., Hammamet, Tunisia, 8–10 Dec. 2004. <https://doi.org/10.1109/ICIT.2004.1490760>.
10. Benheniche A., Bensaker B., A High Gain Observer Based Sensorless Nonlinear Control of Induction Machine, *International Journal of Power Electronics and Drive System.*, Vol. 5, 2015, pp. 305–314.
  11. Zaafour A. et al., DSP-based adaptive backstepping using the tracking errors for high-performance sensorless speed control of induction motor drive, *ISA Transactions.*, Vol. 60, 2016, pp. 333–347.
  12. Lee K.S., Ryu J.S., Instrument fault detection and compensation scheme for direct torque-controlled induction motor drives, *IEE Proceedings – Control Theory and Applications.*, Vol. 150, 2003, pp. 376–382.
  13. Khadar S. et al., Speed sensor fault tolerant control scheme for open-end winding five phase induction motor in electric vehicle, The First International Conference on Materials, Environment, Mechanical and Industrial Systems., 29–30 June 2019, Djelfa, Algeria.
  14. Xiahou K.S., Wu Q.H., Fault-tolerant control of doubly-fed induction generators under voltage and current sensor faults, *Electrical Power and Energy Systems.*, Vol. 98, 2018, pp. 48–61.
  15. Al-Ghossini H. et al., Adaptive-tuning of extended Kalman filter used for small scale wind generator control, *Renewable Energy.*, Vol. 85, 2018, pp. 1237–1245.
  16. Moujahed M. et al., Extended Kalman Filter for Sensorless Fault Tolerant Control of PMSM with Stator Resistance Estimation, *International Journal of Power Electronics and Drive System.*, Vol. 9, 2018, pp. 579–590.
  17. Abdelmalek S. et al., A novel scheme for current sensor faults diagnosis in the stator of a DFIG described by a TS fuzzy model, *Measurement.*, Vol. 91, 2016, pp. 680–691.
  18. Rothenhagen K., Fuchs F.W., Current sensor fault detection, isolation, and reconfiguration for doubly fed induction generators, *IEEE Trans Indust Electron.*, Vol. 56, 2009, pp. 4239–4245.
  19. Li H. et al., Fault-tolerant control for current sensors of doubly fed induction generators based on an improved fault detection method, *Measurement.*, Vol. 47, 2014, pp. 929–937.
  20. Khadar S., Kouzou A., A new modeling method for turn to turn fault in same phase of five phase induction motor with open-end stator winding, presented at Second International Conference, Electrical Engineering ICEEB'2018., Biskra, Algeria, 2018.
  21. Khadar S., Kouzou A., Comparative study between the direct torque control and backstepping control of induction motor under stator fault conditions, presented at Second International Conference, Electrical Engineering ICEEB'2018., Biskra, Algeria, Dec., 2–3, 2018.

## Saad Khadar

Applied Automation and Industrial Diagnostic Laboratory, University of Djelfa, Djelfa, Algeria

e-mail: saadkhadar@yahoo.com

He received the Licence degree in Electrical Engineering from M'sila University, Algeria in 2014, his Master degree from M'sila University in 2016. He is currently working towards his PhD degree in Electrical Engineering from Djelfa University, Algeria. His areas of interest are electrical machines drive and control, power electronics devices, diagnostics and fault tolerant control in electrical machines drive. Author of 23 publications

## Fadhila Mekhalifa

Research Laboratory of Electrical Engineering, M'sila University, Bordj Bou Arreridj, Algeria

e-mail: fadhila.mekhalifa@univ-msila.dz

She received the License degree in Electrical Engineering from Bordj bou arreridj University, Algeria in 2014, her Master degree from Bordj bou arreridj University in 2016. she is currently working towards her PhD degree in Electrical Engineering from M'sila University, Algeria. Her areas of interest are electrical machines drive and control, Fault tolerant control in electrical machines drive. She is author of paper published on international journal paper.

## Abdellah Kouzou

Applied Automation and Industrial Diagnostic Laboratory, University of Djelfa, Djelfa, Algeria

e-mail: kouzouabdellah@ieeee.org

He is a collaborator researcher at Texas A&M University at Qatar. He has participated in several research projects and has led several research projects. He is the founder of the Power Electronics and Power Quality research group at the Applied Automation and Industrial Diagnostic Laboratory, University of Djelfa in Algeria. He is the supervisor of many PhD Students in Algeria. He is a member of the Smart Grid Center at Qatar SGC-Q. He is a member of many editorial boards for several scientific journals and a member of the scientific and steering committees in several national and international conferences. He is the coordinator of the Algerian IEEE Power Electronics Chapter and the chair of the sub-committee on FACTS and HVDC under the international committee PETC/IEEE-IES. He was a plenary and an invited keynote speaker and session chair in several national and international conferences and an expert in several national and international scientific activities and project evaluations. He has published more than 299 papers. His main research interests include Active Power Filtering techniques, Power Quality issues, Power Electronics Devices, Application of Power electronics in Renewable Energies, Smart Grid, reliability and diagnostics in power electronics converters.



This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 6–13. When referring to the article please refer to the original text.

PL

## Odporny na błędy system sterowania indukcyjnymi maszynami klatkowymi przy użyciu rozszerzonego filtra Kalmana

### Autorzy

Saad Khadar  
Fadhila Mekhafia  
Abdellah Kouzou

### Słowa kluczowe

sterowanie odporne na błędy, wzmocnienie adaptacyjne, rozszerzony filtr Kalmana, silnik indukcyjny

### Streszczenie

Odporne na błędy układy sterowania mają zdolność eliminacji wpływu zakłóceń. Potrafią one utrzymywać ogólną stabilność i akceptowalne działanie systemu w trybach awaryjnych. Dzięki wielu badaniom przeprowadzono analizę, modelowanie i symulację różnych błędów falownika i maszyny w celu zapewnienia odporności na błędy. Większość z nich wynika jednak z zasady redundancji systemów. Wśród strategii wykrywania i diagnozowania błędów w czasie rzeczywistym można wyróżnić przykładowo metodę pseudoodwrotną, metodę liniowo-kwadratową i sterowanie odporne na błędy przy użyciu rozszerzonego filtra Kalmana (EKF-FTC). W ostatnich latach metodom z użyciem filtra Kalmana poświęca się coraz więcej uwagi w podstawowych badaniach i zastosowaniach. W niniejszym artykule przedstawiono metodę FTC zastosowaną do napędu silnika indukcyjnego (IM). Proponowana metoda polega na dodaniu do sterowania metodą całkowania wstecznego (ang. *backstepping*) członu addytywnego, która polega na wystąpieniu uchybu prądu w razie błędu i wzmocnienia adaptacyjnego filtra Kalmana. Metoda ta poprawia wydajność sterowania za pomocą wstecznego całkowania w celu podtrzymania pracy pomimo wystąpienia błędów. Głównym celem jest zapewnienie minimalnego poziomu wydajności niesprawnego układu napędowego.

Data wpływu do redakcji: 28.09.2019

Data wpływu do redakcji po recenzjach: 22.10.2019

Data akceptacji artykułu: 4.11.2019

Data publikacji online: 15.05.2020

### 1. Wstęp

Obecnie maszyny asynchroniczne stały się w zastosowaniach przemysłowych najbardziej powszechnym narzędziem konwersji elektromechanicznej. Maszyny te mogą ulegać wielu awariom: elektrycznym, mechanicznym lub magnetycznym [1, 2], co w konsekwencji wpływa na ich pracę, bezpieczeństwo produkcji, jakość obsługi i rentowność instalacji. Kilka ostatnich badań wykazało, że awarie łożysk stojanów są drugą po awariach łożysk najczęstszą przyczyną uszkodzeń silników indukcyjnych. Za najczęstsze uszkodzenie uzwojenia stojana uważa się zwarcie zwojów [3]. Zwarcie międzyzwojowe powoduje duży zwarciowy prąd cyrkulacyjny w zwartych zwojach [2], co prowadzi do miejscowego przeciążenia termicznego, a to z kolei obniża sprawność silnika i przyspiesza jego zużycie [4]. Dlatego niezbędny jest system sterowania, aby zwiększyć dyspozycyjność i przedłużyć trwałość eksploatacyjną maszyn [5]. W rzeczywistości monitorowanie pracy układu napędowego jest przydatne, aby zapobiec dalszym uszkodzeniom i obniżyć koszty konserwacji. W sterowaniu metodą całkowania wstecznego można zachować prawie wszystkie właściwości odporności [6–8]. Niedawno wprowadzono różne odmiany i ulepszenia tej techniki sterowania [2, 6, 9]. Jak wskazano w [10], w sterowaniu silnikami indukcyjnymi metodą całkowania wstecznego stosuje się obserwator o wysokim wzmocnieniu, aby oszacować niedostępne pomiary prędkości i strumienia wirnika w celu utworzenia pełnego schematu sterowania. W przeciwieństwie do innych badań nad sterowaniem metodą całkowania wstecznego [11] prawo sterowania

nie proponuje zwiększenia liczby stanów układu ani rozwiązań równań różniczkowych. Aby poprawić odporność, układ sterowania opiera się na metodzie całkowania wstecznego połączonej z wprowadzeniem całki z uchybów regulacji. Generalnie, w razie wystąpienia błędu układ napędowy trzeba zatrzymać na czas nieprzewidziany harmonogramem konserwacji. Koszt tego może być wysoki [1, 2]. Wobec tego należy wdrożyć rezerwową strategię sterowania, która zagwarantuje taką reakcję układu na błąd, aby nie doszło do uszkodzenia. Metoda FTC stanowi część takiej rezerwowej strategii. Ma zapewnić bezawaryjny tryb pracy po wystąpieniu błędu [12, 13]. Strategie opracowane przez autorów w [14] reprezentują sterowanie odporne na błędy dzięki użyciu rozszerzonego filtra Kalmana (EKF-FTC), który jest odporny na błędy czujników napięcia i prądu dwustronnie zasilanego generatora indukcyjnego. EKF zaprojektowano w konfiguracji równoległej do oszacowania składowych napięcia i prądu w trakcie pomiaru szumu. Utrzymywanie stabilności i wydajności systemu odbywa się przy pewnym poziomie błędów, co sprawia, że użyteczność EKF jest bardzo duża. W [15] podano, że możliwe jest bezczujnikowe sterowanie napędem i szybka estymacja prędkości, ponieważ estymator oparty jest na EKF. Wprowadzono metodę adaptacyjną do rozwiązania parametru EKF, a zastosowanie techniki dopasowania kowariancji sprawia, że to podejście do estymacji jest innowacyjne. Autorzy w [16] próbowali wdrożyć wysokowydajne, bezczujnikowe sterowanie oparte na EKF, zastosowane w układzie napędu PMSM poprzez oszacowanie rezystancji stojana. W tej sytuacji

proponuje się szybką metodę wykrywania błędów przełączników w przetwornicach mocy. W [17–19] autorzy opracowali inny rodzaj metod FTC. Zastosowali obserwator Luenbergera dla dwustronnie zasilanego generatora indukcyjnego przy błędzie czujnika prądu.

W artykule zbadano normalne i awaryjne tryby pracy napędu silników indukcyjnych. Ograniczono się tu do dwóch błędów: zwarcia międzyzwojowego i błędu czujnika prędkości. Głównym celem tej pracy jest wdrożenie koncepcji odporności na błędy dla napędów silników indukcyjnych, bez dodawania dodatkowych urządzeń, gdzie proponowana metoda dotyczy uchybu prądu podczas wystąpienia uchybu i adaptacyjnego wzmocnienia EKF.

### 2. 3-fazowy model maszyny indukcyjnej

W artykule przedstawiono dokładny i racjonalnie skomplikowany model do symulacji uszkodzeń silników. Proponowany model oparty jest na teorii sprzężenia elektromagnetycznego obwodów elektrycznych [20]. W modelu tym należy przeformatować równania różniczkowe stojana, uwzględniając fakt, że parametry zmienne, takie jak macierze rezystancji czy indukcyjności stojana [2, 20]. Macierze  $[R_S]$ ,  $[L_{Sj}]$ ,  $[M_{SS}]$ ,  $[M_{SR}] = [M_{RS}]^T$  zależą od trzech współczynników  $f_{sa}$ ,  $f_{sb}$ ,  $f_{sc}$ :

$$[R_S] = R_s \begin{bmatrix} f_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & f_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & f_{sc} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$[L_{Sj}] = \begin{bmatrix} f_{sa}^2 l_s & 0 & 0 \\ 0 & f_{sb}^2 l_s & 0 \\ 0 & 0 & f_{sc}^2 l_s \end{bmatrix} \quad (2)$$

This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 6–13. When referring to the article please refer to the original text.

PL

$$[M_{SS}] = M_{SS} \begin{bmatrix} f_{sa}^2 & -f_{sa}f_{sb}/2 & -f_{sa}f_{sc}/2 \\ -f_{sa}f_{sb}/2 & f_{sb}^2 & -f_{sc}f_{sb}/2 \\ -f_{sa}f_{sc}/2 & -f_{sc}f_{sb}/2 & f_{sc}^2 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$[M_{SR}] = M \begin{bmatrix} f_{sa} \cos \theta & f_{sa} \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) & f_{sa} \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ f_{sb} \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & f_{sb} \cos \theta & f_{sb} \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ f_{sc} \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) & f_{sc} \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & f_{sc} \cos \theta \end{bmatrix} \quad (4)$$

gdzie:  $R_s$  – rezystancja stojana;  $l_s$  – indukcyjność rozproszenia stojana;  $M_{SS}$  – indukcyjność wzajemna pomiędzy fazami stojana;  $M$  – maksymalna wartość wzajemnej indukcyjności pomiędzy fazami stojana i wirnika;  $R_s$ ,  $l_{sf}$ ,  $M_{SS}$  i  $M_{SR}$  – wartości parametrów w trybie awaryjnym.

Zwarcie stojana powoduje zmniejszenie liczby zwojów w każdej fazie stojana. Liczbę zwojów użytecznych dla trzech faz stojana określa wówczas [1, 20, 21]:

$$N_1 = (1 - K_{sa}) N_s = f_{sa} N_s \quad (5a)$$

$$N_2 = (1 - K_{sb}) N_s = f_{sb} N_s \quad (5b)$$

$$N_3 = (1 - K_{sc}) N_s = f_{sc} N_s \quad (5c)$$

gdzie:  $K_{sa} = \frac{N_{cc1}}{N_s}$ ,  $K_{sb} = \frac{N_{cc2}}{N_s}$  oraz  $K_{sc} = \frac{N_{cc3}}{N_s}$ ;  $N_s$  – liczba zwojów w trybie nieuszkodzonych,  $N_{cc1}$  reprezentuje liczbę zwojów zwartych w fazie A.

Przy użyciu równań (1-5) model 3-fazowy, który reprezentuje model silnika indukcyjnego w warunkach zwarcia między zwojami w pierwszej fazie, zapisuje się jako [1, 21]:

#### Równania strumienia wirnika

$$\frac{d\phi_{ra}}{dt} = \delta \left( i_{sa} f_{sa} - \frac{i_{sb} f_{sb}}{2} - \frac{i_{sc} f_{sc}}{2} \right) - \frac{R_r A \phi_{ra}}{c} - \left( \frac{R_r B}{c} + \frac{\sqrt{3}}{3} w \right) \phi_{rb} - \left( \frac{R_r B}{c} - \frac{\sqrt{3}}{3} w \right) \phi_{rc} \quad (6a)$$

$$\frac{d\phi_{rb}}{dt} = \delta \left( -\frac{i_{sa} f_{sa}}{2} + f_{sb} i_{sb} - \frac{i_{sc} f_{sc}}{2} \right) - \left( \frac{R_r B}{c} - \frac{w\sqrt{3}}{3} \right) \phi_{ra} - \frac{R_r A \phi_{rb}}{c} - \left( \frac{R_r B}{c} + \frac{w\sqrt{3}}{3} \right) \phi_{rc} \quad (6b)$$

$$\frac{d\phi_{rc}}{dt} = \delta \left( -\frac{i_{sa} f_{sa}}{2} - \frac{i_{sb} f_{sb}}{2} + f_{sc} i_{sc} \right) - \left( \frac{R_r B}{c} + \frac{w\sqrt{3}}{3} \right) \phi_{ra} - \left( \frac{R_r B}{c} - \frac{w\sqrt{3}}{3} \right) \phi_{rb} - \frac{R_r A \phi_{rc}}{c} \quad (6c)$$

#### Równania prądów stojana

$$\frac{di_{sa}}{dt} = U_{sa} + K_{A1} i_{sa} + K_{A2} i_{sb} + K_{A3} i_{sc} + K f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc}^2 \left( G \phi_{ra} + \left( \frac{w\sqrt{3}}{2} - \frac{G}{2} \right) \phi_{rb} - \left( \frac{w\sqrt{3}}{2} + \frac{G}{2} \right) \phi_{rc} \right) \quad (7a)$$

$$\frac{di_{sb}}{dt} = U_{sb} + K_{B1} i_{sa} + K_{B2} i_{sb} + K_{B3} i_{sc} + K f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc}^2 \left( -\left( \frac{w\sqrt{3}}{2} + \frac{G}{2} \right) \phi_{ra} + G \phi_{rb} + \left( \frac{w\sqrt{3}}{2} - \frac{G}{2} \right) \phi_{rc} \right) \quad (7b)$$

$$\frac{di_{sc}}{dt} = U_{sc} + K_{C1} i_{sa} + K_{C2} i_{sb} + K_{C3} + K f_{sa}^2 f_{sb}^2 f_{sc}^2 \left( \left( \frac{w\sqrt{3}}{2} - \frac{G}{2} \right) \phi_{ra} - \left( \frac{w\sqrt{3}}{2} + \frac{G}{2} \right) \phi_{rc} + G \phi_{rb} \right) \quad (7c)$$

#### 3. Całkowanie wsteczne

Całkowanie wsteczne (ang. *backstepping*) to jedna z nowych technik sterowania nieliniowego [4]. Jego założeniem jest rozkład wszystkich głównych podsystemów systemu. Podsystemy te ustawia się kaskadowo w celu ustanowienia kolejnych związków przyczynowych [21]. Projekt całkowania wstecznego proponowany w tym artykule jest podzielony na różne kroki projektowania, a każdy krok stanowi odniesienie do następnego. Ogólną stabilność osiąga się, stosując funkcję Lapunowa dla całego układu. Funkcja Lapunowa jest niezwykle przydatnym narzędziem do testowania i wyznaczania wystarczającej stabilności w dynamicznych stanach układu. Stabilność zależy tylko od zmian (znaku pochodnej) lub funkcji równoważnej wzdłuż trajektorii układu [8]. Istotną zaletą analizy stabilności opartej na funkcji Lapunowa przy sterowaniu metodą całkowania wstecznego jest to, że rzeczywiste rozwiązanie numeryczne równań różniczkowych nie jest wymagane i można je stosować do dowolnych równań różniczkowych.

Model matematyczny maszyny indukcyjnej reprezentowany przez układ równań w wirującym układzie współrzędnych (d-q) jest następujący [4]:

$$\dot{w} = \frac{f_r}{j} - \frac{c_r}{j} + \frac{pM}{jL_r} \phi_r i_{sq} \quad (8a)$$

$$\dot{\phi}_r = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_r \quad (8b)$$

$$\dot{i}_{sd} = F_d + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \quad (8c)$$

$$\dot{i}_{sq} = F_q + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \quad (8d)$$

gdzie:

$$F_d = -\gamma i_{sd} + w_s i_{sq} + \frac{K}{T_r} \phi_r$$

$$F_q = -w_s i_{sd} - \gamma i_{sq} - kw \phi_r$$

#### Krok 1. Pętla prędkości i strumienia

Aby rozwiązać problem regulacji prędkości obrotowej i strumienia wirnika, dynamika uchybów regulacji dana jest jako:

$$e_w = w^* - w \quad (9a)$$

$$e_{\phi_r} = \phi_r^* - \phi_r \quad (9b)$$

Ich pochodne dane są jako:

$$\dot{e}_w = \dot{w}^* - \dot{w} \quad (10a)$$

$$\dot{e}_{\phi_r} = \dot{\phi}_r^* - \dot{\phi}_r \quad (10b)$$

Pierwsza funkcja Lapunowa ( $V_1$ ) jest dana jako:

$$V_1 = \frac{1}{2} (e_w^2 + e_{\phi_r}^2) \quad (11)$$

Pochodną względem czasu  $V_1$  uzyskuje się z:

$$\dot{V}_1 = e_w \dot{e}_w + e_{\phi_r} \dot{e}_{\phi_r} = \quad (12)$$

$$= e_w \left( -\frac{f_r}{j} w + \frac{c_r}{j} - \frac{pM}{jL_r} \phi_r i_{sq} + \dot{w}^* \right) + e_{\phi_r} \left( -\frac{M}{T_r} i_{sd} + \frac{1}{T_r} \phi_r + \dot{\phi}_r^* \right)$$

Zgodnie z metodą całkowania wstecznego oraz w celu zapewnienia stabilności regulacji prędkości i strumienia punkty sterowania wirtualnego  $i_{sq}$  oraz  $i_{sd}$  wybiera się następująco [4]:

$$i_{sq} = \frac{jL_r}{pM\phi_r} \left( K_w e_w - \frac{f_r}{j} w + \frac{c_r}{j} + \dot{w}^* \right) \quad (13a)$$

$$i_{sd} = \frac{T_r}{M} \left( K_{\phi_r} e_{\phi_r} + \frac{1}{T_r} \phi_r + \dot{\phi}_r^* \right) \quad (13b)$$

This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 6-13. When referring to the article please refer to the original text.

PL

Referencyjne prądy stojana uzyskuje się z:

$$i_{sq}^* = \frac{jL_r}{pM\phi_r} (K_w e_w - \frac{f_r}{j} w + \frac{C_r}{j} + \dot{w}^* + \frac{pM\phi_r}{jL_r} e_{isq}) \quad (14a)$$

$$i_{sd}^* = \frac{T_r}{M} (K_{\phi_r} e_{\phi_r} + \frac{1}{T_r} \phi_r + \dot{\phi}_r^* + \frac{M}{T_r} e_{isd}) \quad (14b)$$

### Krok 2. Pętle prądów stojana

W tym kroku nowe uchyby składowych prądów stojana dane są jako:

$$e_{isq} = i_{sq}^* - i_{sq} \quad (15a)$$

$$e_{isd} = i_{sd}^* - i_{sd} \quad (15b)$$

Ich pochodne dane są jako:

$$\dot{e}_{isq} = \dot{i}_{sq}^* - \dot{i}_{sq} \quad (16a)$$

$$\dot{e}_{isd} = \dot{i}_{sd}^* - \dot{i}_{sd} \quad (16b)$$

$$\ddot{e}_{isq} = \ddot{i}_{sq}^* - (F_q + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq}) \quad (16c)$$

$$\ddot{e}_{isd} = \ddot{i}_{sd}^* - (F_d + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd}) \quad (16d)$$

Aby obliczyć prawo sterowania całego układu, dynamikę uchybów regulacji przyjmuje się jako:

$$\dot{e}_w = -K_w e_w + \frac{pM}{jL_r} \phi_r e_{isq} \quad (17a)$$

$$\dot{e}_{\phi_r} = -K_{\phi_r} e_{\phi_r} + \frac{M}{T_r} e_{isd} \quad (17b)$$

Pełna funkcja Lapunowa jest wyrażona przez:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} (e_{isq}^2 + e_{isd}^2) \quad (18)$$

Pochodna jest dana jako:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_{isq} \dot{e}_{isq} + e_{isd} \dot{e}_{isd} = \\ &= \dot{V}_1 + e_{isq} (\dot{i}_{sq}^* - (F_q + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq})) + e_{isd} (\dot{i}_{sd}^* - (F_d + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd})) \end{aligned} \quad (19)$$

Wykorzystując równanie (8) obliczamy napięcia  $V_{sq}^*$  oraz  $V_{sd}^*$ , definiujące sterowanie [4, 5]:

$$V_{sq}^* = \sigma L_s (K_{isq} e_{isq} - F_q + i_{sq}^*) \quad (20a)$$

$$V_{sd}^* = \sigma L_s (K_{isd} e_{isd} - F_d + i_{sd}^*) \quad (20b)$$

gdzie:  $K_w > 0$  i  $K_{\phi_r} > 0$   $K_{isq} > 0$  i  $K_{isd} > 0$ .

Pochodna funkcji Lapunowa dla całego układu jest ujemna, zatem oba warunki Lapunowa:  $V(x) > 0$  oraz  $\dot{V} < 0$  są spełnione.

### 4. Sterowanie odporne na błędy przy użyciu filtra Kalmana

Pomimo odporności sterowania metodą całkowania wstecznego w odniesieniu do momentu obciążenia i zmian parametrycznych [8] sterowanie to okazuje się niewystarczające wobec wpływu niektórych błędów. Zatem do sterowania nominalnego należy dodać sygnał  $U_{ad}$ , który rekompensuje efekt błędów w systemie, tj. błędów pochodzących z wyjść układu napędowego, tak aby sygnał ten był generowany w następujący sposób:

$$U = \begin{bmatrix} U_{anom} \\ U_{qnom} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{dad} \\ U_{qad} \end{bmatrix} \quad (21)$$

Z zachowaniem wyrażenia z układu nominalnego:

$$U_{anom} = \delta L_s (K_4 (i_{sdref} - i_{sd}) + i_{sdref} - \phi_{rd}) \quad (22a)$$

$$U_{qnom} = \delta L_s (K_3 (i_{sqref} - i_{sq}) + i_{sqref} - \phi_{rq}) \quad (22b)$$

strumień wirnika szacuje się następująco:

$$\phi_{rdest} = \frac{1}{M} (L_r \phi_{rd} - (SL_r L_s) i_{ds}) \quad (23a)$$

$$\phi_{rqest} = \frac{1}{M} (L_r \phi_{rq} - (SL_r L_s) i_{qs}) \quad (23b)$$

Prądy stojana  $i_{qsest}$  oraz  $i_{dsest}$  szacuje się następująco:

$$\begin{aligned} i_{dsest} &= \int (i_{dsest} (-R_r M^2 + L_r^2 R_s) + \\ &+ \phi_{rdest} (MR_r)) / (SL_s L_r^2) + w M \phi_{rqest} / (SL_s L_r) + V_{sd} \frac{1}{SL} \end{aligned} \quad (24a)$$

$$\begin{aligned} i_{qsest} &= \int (i_{qsest} (R_r M^2 + L_r^2 R_s) + \\ &+ \phi_{rqest} (MR_r)) / (SL_s L_r^2) - w M \phi_{rdest} / (SL_s L_r) + V_{sq} \frac{1}{SL_s} \end{aligned} \quad (24b)$$

Uchyb resztkowy prądu stojana jest równy:

$$\begin{aligned} I_{add} &= (k_j M L_r) / j K \int (-\gamma / S L_s) [(i_{ds} - i_{dsest}) i_{dsest}] + \\ &+ [(i_{qs} - i_{qsest}) i_{qsest}] \end{aligned} \quad (25)$$

Natomiast wyrażenie na wartości stałych parametrów ma postać:

$$\varepsilon_d = \int \alpha [(i_{ds} - i_{dsest}) i_{dsest}] + [(i_{qs} - i_{qsest}) i_{qsest}] \quad (26a)$$

$$\begin{aligned} \varepsilon_q &= \int \beta / L_r [(i_{ds} - i_{dsest}) (\phi_{rdest} - i_{dsest}) M + \\ &+ ((i_{qs} - i_{qsest}) (\phi_{rqest} - i_{qsest})) M] \end{aligned} \quad (26b)$$

### Prognoza

Stan w chwili  $(k+1)$  zależy nie tylko od stanu w chwili  $(k)$ , ale także od uchybu modelu  $w(k)$ . Ponieważ uchyby te nie są znane, znajomość modelu matematycznego pozwala prognozować tylko stan w chwili  $(k+1)$ :

$$\hat{x}_{k+1/k}^e = f [x_{ne}(k), uk] \quad (27)$$

gdzie:  $x_{ne}(k)$  – szacunkowa wartość stanu w chwili  $(k)$ , którą się zakłada;  $\hat{x}_{k+1/k}^e$  – prognoza stanu w chwili  $(k+1)$ . W związku z tym prognozę określa się jako:

$$\hat{x}_{k+1/k}^e = \begin{bmatrix} AD(k) & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{isd} & e_{isq} & \theta(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} BD(k) \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} & V_{sq} \end{bmatrix} \quad (28)$$

### Oszacowanie

Szacunki  $x_{ne}(k)$  można uzyskać rekurencyjnie za pomocą środków do korygowania przewidywanych zmiennych  $\hat{x}_{k+1/k}^e$ . Korekta prognoz jest proporcjonalna do pomiarów resztkowych:

$$\begin{bmatrix} e_{isd} \\ e_{isq} \\ \theta_k \end{bmatrix} = \hat{x}_{k+1/k}^e + k_{k+1} \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{bmatrix} - H_k \hat{x}_{k+1/k}^e \quad (29)$$

gdzie:  $k_{k+1}$  – macierz wzmocnienia Kalmana;  $\begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{bmatrix} - H_{k+1} \hat{x}_{k+1/k}^e$  – wektor innowacji,

$$\text{gdzie: } H_{k+1} = \frac{\partial h[x(t), t]}{\partial x} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Wzmocnienie filtra Kalmana to:

$$k_{k+1} = \hat{P}_{k+1/k} H_k^t (H_k \hat{P}_{k+1/k} H_k^t + R)^{-1} \quad (30)$$

Wektor stanu rozszerzonego jest dany jako:

$$\begin{bmatrix} e_{isd} \\ e_{isq} \\ \theta_{k+1} \end{bmatrix} = \hat{x}_{k+1/k}^e + k_{k+1} \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{bmatrix} - H_k \hat{x}_{k+1/k}^e \quad (31)$$

This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 6–13. When referring to the article please refer to the original text.

PL

Na rys. 1 przedstawiono schemat blokowy filtra Kalmana, zastosowany w proponowanym sterowaniu odpornym na błędy. Dodatkowe sterowanie definiuje następujące równanie:

$$U_{dad} = e_{isd} (i_{sd} - I_{add}) \quad (32a)$$

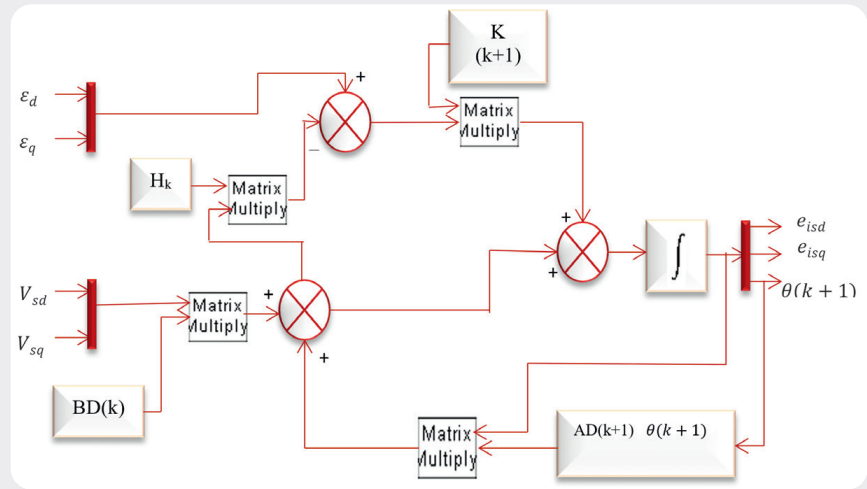
$$U_{qad} = e_{isq} (i_{sq} - I_{add}) \quad (32b)$$

gdzie wartości wzmocnień  $e_{isd}$  oraz  $e_{isq}$  wynikają z równań filtra Kalmana.

### 5. Wynik symulacji

W tym rozdziale przeprowadzono symulacje w celu zweryfikowania skuteczności proponowanej metody EKF-FTC w porównaniu ze sterowaniem metodą całkowania wstępnego, zastosowaną dla silnika indukcyjnego w warunkach normalnych i awaryjnych, jak pokazano na rys. 2. Układ sterowania zaprojektowano, a system zasymulowano z wykorzystaniem środowiska Matlab Simulink. Silnik indukcyjny jest uruchamiany w stanie równowagi. W chwili  $t = 0,25$  s załączane jest obciążenie o wartości 3,5 Nm, a następnie, w chwili  $t = 0,6$  s, modelowany jest jedno z zakłóceń (zwarcie międzyzwojowe lub błąd czujnika prędkości).

W tym teście brane jest pod uwagę zwarcie 15% zwojów w fazie A. Prędkość odniesienia ustalono na 300 rad/s, a referencyjny strumień wirnika na 1 Wb. Na rys. 3a pokazano odpowiedź prędkości odniesienia i prędkości wirnika, gdy zakłócenie występuje w chwili  $t = 0,6$  s. Można zauważyć, że wartość prędkości silnika nieznacznie wzrasta i oscyluje wokół 300,1 rad/s. Tętnienie prędkości zmniejsza się przy proponowanej metodzie EKF-FTC, potwierdzając skuteczność techniki EKF-FTC. Na rys. 3b natomiast pokazano moment

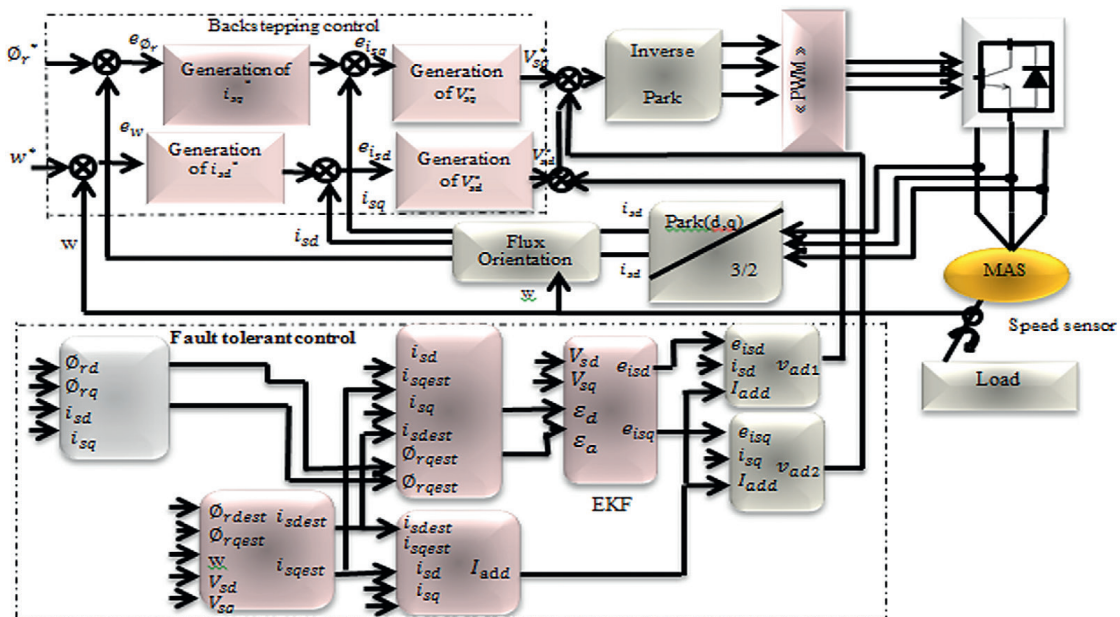


Rys. 1. Schemat blokowy rozszerzonego filtra Kalmana [matrix multiply – mnożenie macierzy]

elektromagnetyczny przed wystąpieniem i po wystąpieniu zakłócenia. Gdy zwarcie 15% zwojów występuje w 0,6 s, fluktuacje momentu obrotowego wynoszą 3 Nm. W efekcie powodują one dodatkowe drgania mechaniczne, które mogą być niebezpieczne dla silnika indukcyjnego. Przy metodzie EKF-FTC fluktuacje momentu obrotowego są stosunkowo niskie i wynoszą około 2,1 Nm. Na rys. 3c pokazano strumień referencyjny i strumień wirnika przy metodach całkowania wstępnego i EKF-FTC. Widać wyraźnie dodatnie tętnienie strumienia wirnika przy sterowaniu metodą całkowania wstępnego, gdzie przy metodzie EKF-FTC amplituda tętnień jest dopuszczalna. 3-fazowe prądy stojana silnika indukcyjnego pokazano na rys. 3d i 3e. Przed wystąpieniem

błędów stojana wszystkie te prądy mają takie same wartości. Przy wystąpieniu zakłócenia w chwili  $t = 0,6$  s można jednak zauważyć, że prąd w fazie A rośnie bardziej niż prądy w fazach B i C.

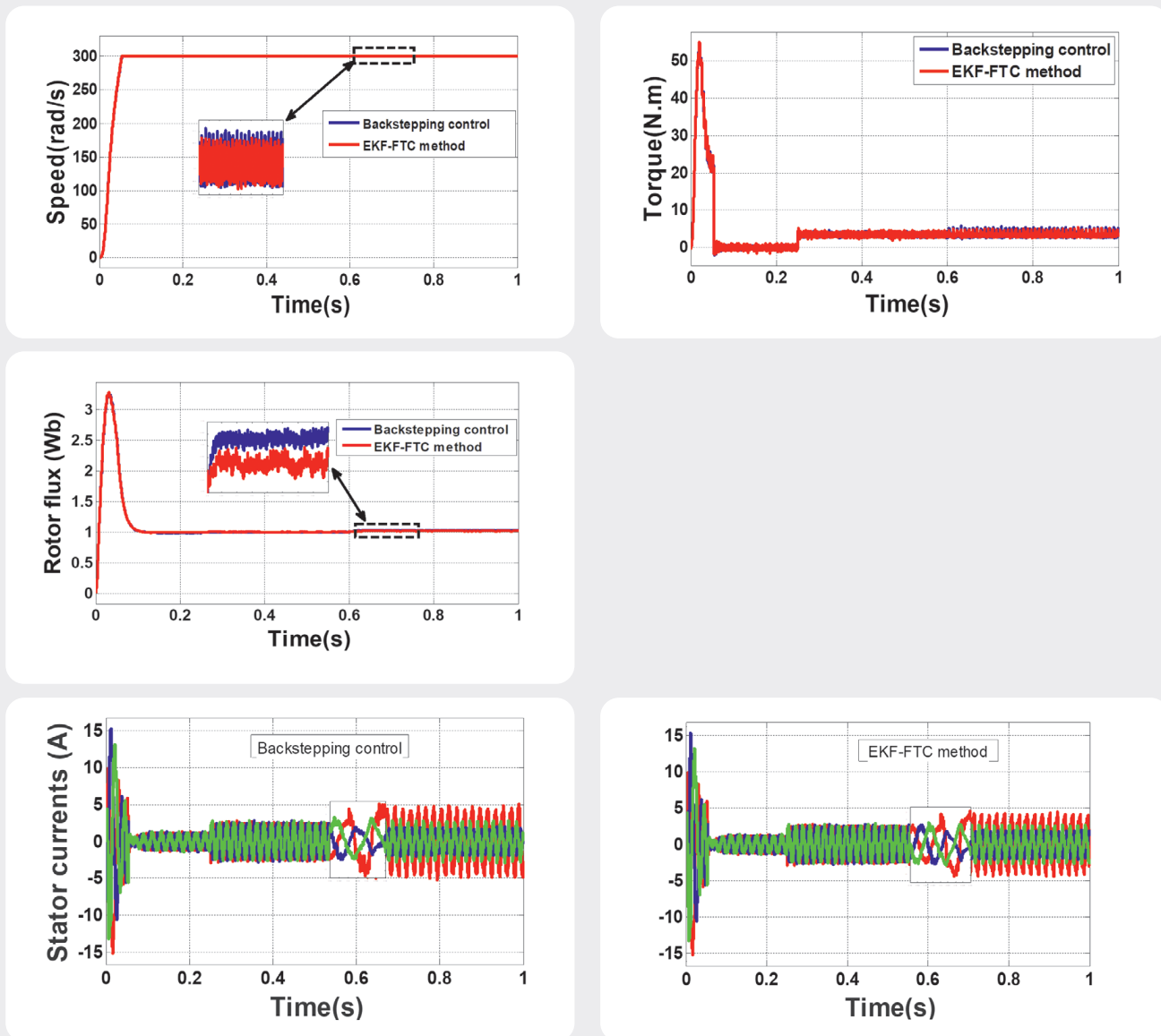
Ostatecznie metodę EKF-FTC stosuje się do rozwiązania problemów z częstotliwością i obniżenia jego kosztów. Tak więc problem polega nie na tym, jaką technikę sterowania maszyną wybrać, ale przede wszystkim na tym, jak zapewnić minimalny poziom wydajności nieprawidłowo działającego układu napędowego, na przykład przy niewielkich lub poważnych błędach wprowadzanych przez czujnik prędkości (patrz rys. 4). Uzyskane wyniki potwierdzają, że proponowane sterowanie metodą całkowania wstępnego może eliminować skutki



Rys. 2. Zasada sterowania odpornego na błędy przy użyciu filtra Kalmana [backstepping control – całkowanie wstępnego, generation of – generowanie, inverse Park – odwrotna transformacja Parka, Park – transformacja Parka, flux orientation – orientacja strumienia, fault tolerant control – sterowanie odporne na błędy, speed sensor – czujnik prędkości, load – obciążenie]

This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 6–13. When referring to the article please refer to the original text.

PL



Rys. 3. Wynik symulacji metod całkowania wstecznego i EKF-FTC przy błędach stojana [backstepping control – całkowanie wsteczne, EKF-FTC method – metoda EKF-FTC, speed(rad/s) – prędkość (rad/s), time(s) – czas (s), torque (N.m) – moment obrotowy (Nm), rotor flux (Wb) – strumień wirnika (Wb), stator currents (A) – prądy stojana (A)]

błędów. Rzeczywiście, proponowane sterowanie EKF-FTC zapewnia doskonale parametry napędu silnika indukcyjnego w przypadku wystąpienia zwarcia międzyzwojowego i po wystąpieniu błędu czujnika prędkości, gdzie metoda EKF-FTC poprawia elektromagnetyczne tętnienie momentu obrotowego, a nawet tętnienie prędkości i strumienia.

### 6. Wnioski

Odporność systemów sterowania na zakłócenia i uszkodzenia układów pomiarowych zyskuje zainteresowanie jako sposób na zwiększenie niezawodności, dostępności i ciągłości działania systemów elektromechanicznych. Sterowanie odporne na błędy charakteryzuje się zdolnością do utrzymania lub odzyskania wydajności sterowania w trybach awaryjnych. W niniejszym artykule przedstawiono nową metodę odpornego na błędy sterowania przy użyciu filtra Kalmana, która została zbadana i zastosowana do silnika indukcyjnego poddanego zakłóceniom. Proponowana metoda przeznaczona jest do podtrzymywania pracy uruchomionej uprzednio maszyny do chwili jej bezpiecznego zatrzymania. Skuteczność metody EKF-FTC potwierdzają i reprezentują uzyskane wyniki, które świadczą o wyraźnej poprawie parametrów silnika

indukcyjnego nawet w przypadku błędów stojana, mianowicie o zmniejszeniu wahań prądów i momentu obrotowego stojana.

### Załącznik

Zastosowane współczynniki:

$$A = (l_r + M_r)^2 - \frac{M_r^2}{4}, \quad z = M_{sr} - \frac{3M_{sr}^2(A-B)}{2C}, \quad B = \frac{M_{rr}l_r}{2} + \frac{3M_{sr}^2}{4},$$

$$\lambda = z + l_r, \quad C = l_r^3 + 3l_r^2M_r + \frac{9}{4}M_{rr}^2l_r, \quad G = \frac{R_r(A-B)}{c}, \quad K = \frac{M_{sr}H(A-B)}{c|\Gamma|},$$

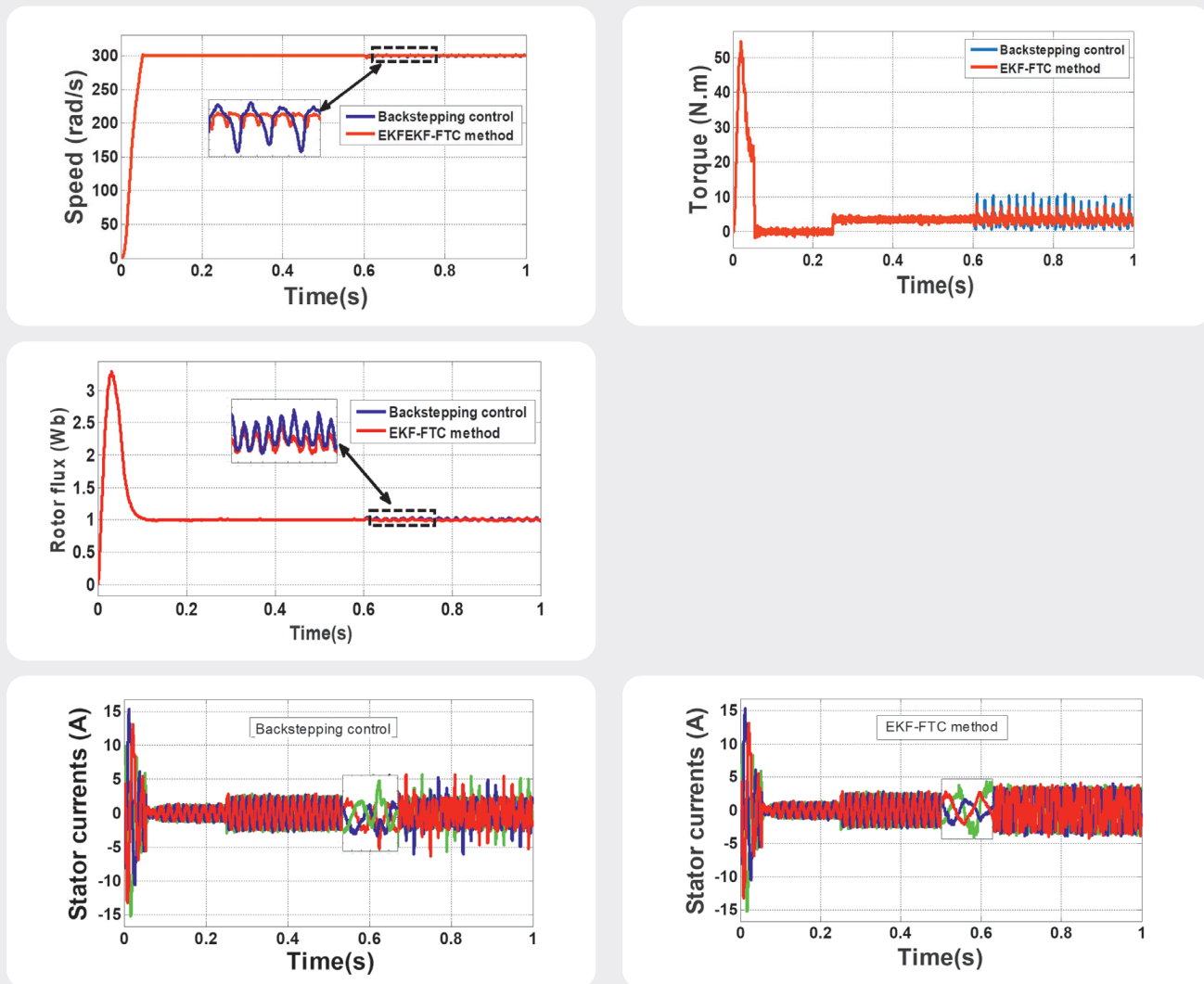
$$\delta = \frac{M_{sr}R_r(A-B)}{c}, \quad T = \frac{M_{sr}^2R_r(A-B)^2}{c^2}, \quad H = \lambda^2 - \frac{z\lambda}{2} - \frac{z^2}{4},$$

$$T = \frac{M_{sr}^2R_r(A-B)^2}{c^2}, \quad |\Gamma| = f_{sd}^2 f_{sa}^2 f_{sc}^2 \left( \lambda^3 - \frac{3z\lambda}{4} - \frac{z^3}{4} \right),$$

$$d_1 = (z + l_{sf})^2 - \frac{z^2}{4}, \quad d_2 = \frac{z(z + l_{sf})}{2} + \frac{z^2}{4}.$$

This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 6–13. When referring to the article please refer to the original text.

PL



Rys. 4. Wynik symulacji metod całkowania wstępnego i EKF-FTC przy błędzie czujnika prędkości [backstepping control – całkowanie wstępne, EKF-FTC method – metoda EKF-FTC, speed (rad/s) – prędkość (rad/s), time(s) – czas (s), torque (N.m) – moment obrotowy (Nm), rotor flux (Wb) – strumień wirnika (Wb), stator currents (A) – prądy stojana (A)]

## Bibliografia

1. Khadar S., Kouzou A., Implementation of Control Strategy Based on SVM for Open-End Winding Induction Motor with short circuit fault between turns in Stator Windings [Wdrożenie opartej na SVM strategii sterowania dla silnika indukcyjnego z otwartym uzwojeniem przy zwarciu między zwojami uzwojenia stojana], *Journal of Automation and Systems Engineering* 2018, Vol. 12, Issue 3, s. 12–25.
2. Khadar S. i in., Sensorless Control Technique of Open-End Winding Five Phase Induction Motor under Partial Stator Winding Short-Circuit [Bezczujnikowa technika sterowania uzwojenia otwartego 5-fazowego silnika indukcyjnego z otwartym uzwojeniem przy częściowym zwarciu uzwojenia stojana], *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science* [online], <https://doi.org/10.3311/PPEe.14306> [publikacja: 13.09.2019] [dostęp: 15.11.2019].
3. Ballal M.S., Suryawanshi H.M., Mishra M.K., Stator Winding Inter-turn Insulation Fault Detection in Induction Motors by Symmetrical Components Method [Wykrywanie zwarć międzyzwojowych uzwojeń stojanów w silnikach indukcyjnych metodą elementów symetrycznych], *Electric Power Components and Systems* 2008, Vol. 36, Issue 7, s. 741–753.
4. Khadar S., Kouzou A., Control by backstepping of IM in the presence of faults of the whole Inverter-Machine [Sterowanie silnika indukcyjnego metodą całkowania wstępnego przy błędach całego układu falownik-maszyna], *The 2nd International Conference on Applied Automation and Industrial Diagnostics (ICAAID)*, 16–17 September 2017, Djelfa, Algeria.
5. Khadar S., Kouzou A., Fault-tolerant control of asynchronous machine taking into account faults [Odporne na błędy sterowanie maszyną asynchroniczną z uwzględnieniem błędów], *The International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM)*, 28–31 October 2018, Alger, Algeria [online], <https://doi.org/10.1109/CISTEM.2018.8613442> [dostęp: 15.11.2019].
6. Taoussi M. i in., Speed variable adaptive backstepping control of the doubly-fed induction machine drive [Adaptacyjne całkowanie wstępne o zmiennej prędkości do sterowania dwustronnie zasilanego napędu maszyny indukcyjnej], *International Journal of Automation and Control* 2016, Vol. 10, Issue 1, s. 12–33.
7. Imen H.B., Hajji S., Chaari A., Backstepping Controller Design using a High Gain Observer for Induction Motor [Sterownik całkowania wstępnego przy użyciu obserwatora o wysokim wzmocnieniu dla silnika indukcyjnego], *International Journal of Computer Applications* 2011, Vol. 23, Issue 3, s. 1–6.
8. Khadar S. i in., Investigation on SVM-Backstepping sensorless control

This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 6–13. When referring to the article please refer to the original text.

PL

- of five-phase open-end winding induction motor based on model reference adaptive system and parameter estimation [Badanie bezczujnikowego sterowania SVM z całkowaniem wstecznym 5-fazowego silnika indukcyjnego z uzwojeniem otwartym, opartego na adaptacyjnym modelu układu odniesienia i oszacowaniu parametrów], *Engineering Science and Technology, an International Journal* 2019, Vol. 22, Issue 4, s. 1013–1026.
9. Ghanes M., Glumineau M., Deleon J., Backstepping Observer validation for sensorless induction motor on low frequencies Benchmark, IEEE International Conference on Industrial Technology, Hammamet, Tunisia, 8–10 December 2004 [online], <https://doi.org/10.1109/ICIT.2004.1490760> [dostęp: 15.11.2019].
  10. Benheniche A., Bensaker B., A High Gain Observer Based Sensorless Nonlinear Control of Induction Machine [Bezczujnikowe nieliniowe sterowanie maszyną indukcyjną przy użyciu obserwatora o dużym wzmacnieniu], *International Journal of Power Electronics and Drive Systems* 2015, Vol. 5, No. 3, s. 305–314.
  11. Zaafouri A. i in., DSP-based adaptive backstepping using the tracking errors for high-performance sensorless speed control of induction motor drive [Oparte na DSP adaptacyjne całkowanie wsteczne z wykorzystaniem regulacji uchybów dla wysokowydajnej bezczujnikowej regulacji prędkości napędu silnika indukcyjnego], *ISA Transactions* 2016, Vol. 60, s. 333–347.
  12. Lee K.S., Ryu J.S., Instrument fault detection and compensation scheme for direct torque-controlled induction motor drives [Schemat wykrywania i kompensacji błędów oprzyrządowania dla napędów silników indukcyjnych bezpośrednio sterowanych momentem obrotowym], *IEE Proceedings – Control Theory and Applications* 2003, Vol. 150, Issue 4, s. 376–382.
  13. Khadar S. i in., Speed sensor fault tolerant control scheme for open-end winding five phase induction motor in electric vehicle [Układ odpornego na błędy czujnika prędkości sterowania 5-fazowym silnikiem indukcyjnym z uzwojeniem otwartym w pojeździe elektrycznym], The First International Conference on Materials, Environment, Mechanical and Industrial Systems, 29–30 June 2019, Djelfa, Algeria.
  14. Xiahou K.S., Wu Q.H., Fault-tolerant control of doubly-fed induction generators under voltage and current sensor faults [Odporne na uszkodzenia sterowanie dwustronnie zasilanymi generatorami indukcyjnymi przy błędach czujników napięcia i prądu], *Electrical Power and Energy Systems* 2018, Vol. 98, s. 48–61.
  15. Al-Ghossini H. i in., Adaptive-tuning of extended Kalman filter used for small scale wind generator control [Adaptacyjne dostrajanie rozszerzonego filtra Kalmana stosowanego do sterowania generatorem wiatrowym małej skali], *Renewable Energy* 2018, Vol. 85, s. 1237–1245.
  16. Moujahed M. i in., Extended Kalman Filter for Sensorless Fault Tolerant Control of PMSM with Stator Resistance Estimation [Rozszerzony filtr Kalmana do bezczujnikowego, odpornego na błędy sterowania PMSM z oszacowaniem rezystancji stojana], *International Journal of Power Electronics and Drive Systems* 2018, Vol. 9, s. 579–590.
  17. Abdelmalek S. i in., A novel scheme for current sensor faults diagnosis in the stator of a DFIG described by a TS fuzzy model [Nowy schemat diagnozowania błędów czujników prądu w stojanie DFIG opisany przez model rozmyty TS], *Measurement* 2016, Vol. 91, s. 680–691.
  18. Rothenhagen K., Fuchs F.W., Current sensor fault detection, isolation, and reconfiguration for doubly fed induction generators [Wykrywanie błędów, izolowanie i ponowna konfiguracja czujnika prądu dla dwustronnie zasilanych generatorów indukcyjnych], *IEEE Trans Indust Electron* 2009, Vol. 56, s. 4239–4245.
  19. Li H. i in., Fault-tolerant control for current sensors of doubly fed induction generators based on an improved fault detection method [Odporne na błędy sterowanie dla czujników prądowych dwustronnie zasilanych generatorów indukcyjnych, oparte na ulepszonej metodzie wykrywania uszkodzeń], *Measurement* 2014, Vol. 47, s. 929–937.
  20. Khadar S., Kouzou A., A new modeling method for turn to turn fault in same phase of five phase induction motor with open-end stator winding [Nowa metoda modelowania zwarcia międzyzwojowego w tej samej fazie 5-fazowego silnika indukcyjnego z otwartym uzwojeniem stojana], Second International Conference, Electrical Engineering ICEEB 2018, 2–3 December 2018, Biskra, Algeria.
  21. Khadar S., Kouzou A., Comparative study between the direct torque control and backstepping control of induction motor under stator fault conditions, presented at Second International Conference [Badanie porównawcze bezpośredniego sterowania momentem obrotowym i sterowania z całkowaniem wstecznym silnika w warunkach błędu stojana], Second International Conference, Electrical Engineering ICEEB 2018, 2–3 December 2018, Biskra, Algeria.

### Saad Khadar

dr

Uniwersytet Djelfa, Djelfa, Algieria, Laboratorium Automatyki Stosowanej i Diagnostyki Przemysłowej

e-mail: saadkhadar@yahoo.com; S.Khadar@univ-djelfa.dz.

Uzyskał licencjat z elektrotechniki (2014) i magisterium (2016) na Uniwersytecie M'sila w Algierii. Obecnie pracuje nad doktoratem z elektrotechniki na Uniwersytecie Djelfa w Algierii. Zajmuje się sterowaniem maszynami elektrycznymi i ich napędami, urządzeniami elektroniki wykonawczej, diagnostyką i odpornym na błędy sterowaniem napędami maszyn elektrycznych. Autor 23 publikacji.

### Fadhila Mekhafia

dr

Uniwersytet M'sila, Bordj Bou Arreridj, Algieria, Laboratorium Badawcze Elektrotechniki

e-mail: ya9ineya9ine@gmail.com; fadhila.mekhafia@univ-msila.dz

Uzyskała licencjat z elektrotechniki (2014) i magisterium (2016) na Uniwersytecie Bordj Bou Arreridj w Algierii. Obecnie pracuje nad doktoratem z elektrotechniki na Uniwersytecie M'sila w Algierii. Zajmuje się sterowaniem maszynami elektrycznymi i ich napędami oraz odpornym na błędy sterowaniem napędami maszyn elektrycznych. Jest autorką artykułu opublikowanego w międzynarodowym czasopiśmie.

### Abdellah Kouzou

prof.

Uniwersytet Djelfa, Djelfa, Algieria, Laboratorium Automatyki Stosowanej i Diagnostyki Przemysłowej

e-mail: kouzouabdellah@iee.org

Jest współpracownikiem naukowym na Uniwersytecie Texas A&M w Katarze. Uczestniczył w kilku projektach badawczych, a także prowadził kilka projektów badawczych. Założył grupę badawczą ds. elektroniki wykonawczej i jakości energii w Laboratorium Automatyki Stosowanej i Diagnostyki Przemysłowej na Uniwersytecie Djelfa w Algierii. Jest promotorem wielu doktoratów w Algierii. Należy do Centrum Smart Grid w Qatar SGC-Q. Jest członkiem wielu redakcji czasopism naukowych oraz komitetów naukowych i sterujących na kilku konferencjach krajowych i międzynarodowych. Sprawuje funkcję koordynatora algierskiego oddziału elektroniki wykonawczej IEEE i przewodniczącego podkomisji ds. FACT i HVDC w ramach międzynarodowego komitetu PETC/IEEE-IES. Był plenarnym i głównym mówcą oraz przewodniczącym sesji na kilku konferencjach krajowych i międzynarodowych oraz ekspertem w kilku krajowych i międzynarodowych działaniach naukowych i ocenach projektów. Opublikował ponad 299 artykułów. Jego główne zainteresowania badawcze obejmują techniki aktywnego filtrowania mocy, problemy dotyczące jakości energii, urządzenia z zakresu elektroniki wykonawczej, zastosowania elektroniki wykonawczej w odnawialnych źródłach energii, sieci inteligentne, niezawodność i diagnostykę w przetwornicach energoelektronicznych.