

ActaEnergetica POWER ENGINEERING QUARTERLY

4/41 (December 2019)

YEAR 11

ISSN 2300-3022



R&D | technology | economy | law | management

Publisher

ENERGA SA

Patronage



Politechnika Gdańska



ENERGA SA

Scientific Council

**Janusz Biątek | Marko Cepin | Antoni Dmowski | Istvan Erlich | Irina Golub
Bolesław Goranczewski | Nouredine Hadjsaid | Piotr Kacejko | Tadeusz Kaczorek
Marian Kazimierkowski | Jan Kiciński | Kwang Y. Lee | Zbigniew Lubośny
Jan Machowski | Om Malik | Peter Marton | Jovica Milanovic | Marta Molinas
Jaroslav Nenadál | Josef Novák | Joao Abel Pecas Lopes | Sylwester Robak
Mariusz Swora | Zbigniew Szczerba | Anna Szeliga-Kowalczyk | Vladimir Terzija
G. Kumar Venayagamoorthy | Jacek Wańkowicz | Douglas Wilson | Ryszard Zajczyk**

Programme Council

Grzegorz Widelski

Reviewers

**Bernard Baron | Paweł Bućko | Stanisław Czapp | Andrzej Graczyk | Piotr Helt
Piotr Kacejko | Waldemar Kamrat | Andrzej Kanicki | Michał Karcz | Jan Kiciński
Kwang Y. Lee | Karol Lewandowski | Józef Lorenc | Zbigniew Lubośny | Jan Machowski
Jerzy Marzecki | Sebastian Nojek | Wiesław Nowak | Mirosław Parol | Józef Paska
Stefan Paszek | Paweł Piotrowski | Désiré Dauphin Rasolomampionona
Waldemar Rebizant | Waldemar Skomudek | Marian Sobierajski | Paweł Sowa
Marcin Sroka | Jan Stępień | Zbigniew Szczerba | Dariusz Świsulski | Irena Wasiak
Jacek Wasilewski | Artur Wilczyński | Kazimierz Wilkosz | Kurt Żmuda**

Editor-in-Chief

Zbigniew Lubośny

Vice Editor-in-Chief

Maciej Wiatrak

Managing Editor

Tomasz Kozieniec

Copy Editors

Katarzyna Żelazek | Bernard Jackson

Topic Editors

Michał Karcz | Jacek Klucznik | Paweł Szawłowski

Statistical Editor

Sebastian Nojek

Proofreading

Mirosław Wójcik

Graphic design
and typesetting

Art Design Maciej Blachowski

Translation

Skrivanek Sp. z o.o.

Print

DRUKARNIA WL Spółka z o.o.

Dispatch preparation

ENERGA Informatyka i Technologie Sp. z o.o.

Editorial Staff Office

Acta Energetica
al. Grunwaldzka 472, 80-309 Gdańsk, POLAND
tel.: +48 58 77 88 466, fax: +48 58 77 88 399
e-mail: redakcja@actaenergetica.org
www.actaenergetica.org

Electronic Media

**Anna Fibak (Copy Editor)
Paweł Banaszak (Technical Editor)**

Information about
the original version

Electronic edition of Acta Energetica is the original version of the journal,
which is available on the website www.actaenergetica.org
The journal is also available in hard copy.
The journal is indexed in Polish Technical Journal Contents BazTech
<http://baztech.icm.edu.pl>, in Scientific journal database – the IC Journal
Master List <http://jml2012.indexcopernicus.com/masterlist.php>
and also in Directory of Open Access Journals (DOAJ) <https://doaj.org/>

From the Chief Editor

Power grids are an important element of modern power systems. The evolution of transmission grids to their present form, i.e. closed high voltage networks, has resulted from the need to transport electricity from geographically remote energy sources (power plants) to consumers. This frequent geographical separation of power plants and consumers is due to economic (power plant locations near energy resources), historical, and also socio-economic (transformation of cities and industries) factors. The development of electricity generation is primarily aimed at large generation plants that generate electricity at lower unit costs than small plants.

The current power sector's transformations in generation are based on renewable energy sources (RES), i.e. processing of solar and air stream energy. These sources' nominal capacities are extremely low compared to those of power systems. Photovoltaic sources are often set up as household facilities with the capacities of several dozen kW, and, less often, are assembled in MW-sized plants. The former are connected to an LV grid, the latter to an MV or HV grid. Wind farms are designed with the nominal capacities of several MW. Individual wind power plants are connected to an MV grid, and their assemblies, i.e. wind farms, to an HV grid.

Therefore, the question arises about the future of power grids, especially transmission grids. The development of RES as small local electricity sources will reduce the load of power lines supplying the areas highly saturated with these sources. The factors that will undoubtedly enhance this effect will be new local energy storages. They may be electrochemical but may also use liquid or gaseous fuels. For example, at times of electricity surplus in local (household) installations, hydrogen can be generated by electrolysis, and at times of increased demand for electricity, this gas can be used in fuel cells to generate electricity. This means that in extreme cases the connection of certain areas with the external power grid may be unnecessary. This is particularly likely in extra-urban and sub-urban areas, where single-family housing predominates, as they are better suited to accommodate RES, mainly PV, plants.

The rest of consumers, including industrial facilities, must be supplied from large electricity sources or clusters of smaller sources. They may be located in these areas, i.e. in cities or outside of them. When forecasting a relatively distant future, fossil fuel based energy sources should be excluded. Only PV (already technologically advanced), wind (advanced), tidal (not very well developed so far), and nuclear fusion-based (the first nuclear power plant/installation is under construction) sources will then remain available in the power systems. It cannot be expected that these power plants will be located in cities. This also applies to industrial power plants that currently use fossil fuels. Therefore, electricity will have to be transmitted from the areas where these power plants (PV, wind, etc.) are located. This, in turn, means that long-distance transmission of electricity will have to exist. The answer to the previous question is that transmission grids are not endangered species. However, the future HV power grids' structures and features will not have to be the same as those of today's grids; they may be, for instance, DC grids.

I invite you to read this issue of *Acta Energetica* dealing with matters closer at hand, i.e. related to the power industry's current problems.

Zbigniew Lubośny
Editor-in-Chief of *Acta Energetica*

Od redaktora naczelnego

Sieci elektroenergetyczne są istotnym elementem współczesnych systemów elektroenergetycznych. Ewolucja sieci przesyłowych do obecnej postaci, tj. sieci zamkniętych wysokiego napięcia, wynikała z konieczności przesyłania energii elektrycznej z oddalonych geograficznie źródeł energii (elektrowni) do odbiorców. To częste rozdzielanie geograficzne elektrowni i odbiorców wynikało z ekonomii (lokalizacja elektrowni w pobliżu zasobów nośnika energii) oraz historii, również gospodarczej (przekształcanie się miast i przemysłu). Rozwój wytwórców energii elektrycznej nakierowany był przede wszystkim na duże zespoły wytwórcze, w których jednostkowe koszty wytworzenia energii elektrycznej są mniejsze niż w zespołach małych.

Obecnie przekształcenia elektroenergetyki w obszarze wytwarzania energii elektrycznej oparte są na odnawialnych źródłach energii (OZE), tj. przetwarzających energię promieniowania słonecznego i energię strumienia powietrza. Źródła te są obiektami o mocy znamionowej skrajnie małej w porównaniu z mocą systemów elektroenergetycznych. Źródła fotowoltaiczne często są budowane jako obiekty przydomowe o mocy do kilkudziesięciu kW oraz rzadziej są zestawiane w obiekty o mocach rzędu MW. Pierwsze z nich przyłączane są do sieci nN, drugie do sieci SN lub WN. Elektrownie wiatrowe projektuje się jako źródła o mocach znamionowych rzędu pojedynczych MW. Pojedyncze elektrownie przyłączane są do sieci SN, a ich zbiory, tj. farmy wiatrowe, do sieci WN.

Można zatem zadać pytanie o przyszłość sieci elektroenergetycznych, a zwłaszcza sieci przesyłowych. Rozwój OZE w postaci lokalnych, małych źródeł energii elektrycznej będzie powodował zmniejszanie się obciążenia linii elektroenergetycznych zasilających obszary o dużym nasyceniu tymi źródłami. Czynnikiem, który niewątpliwie wzmocni ten efekt, będą nowe lokalne zasobniki energii. Mogą nimi być zasobniki elektrochemiczne, ale również te wykorzystujące paliwa ciekłe lub gazowe. Na przykład w okresach nadmiaru energii elektrycznej w lokalnych (przydomowych) instalacjach można wytwarzać wodór dzięki elektrolizie, a w okresach zwiększonego zapotrzebowania na energię elektryczną gaz ten można zużyć w ogniach paliwowych do wytworzenia energii elektrycznej. Oznacza to, że w skrajnych przypadkach połączenie pewnych obszarów z zewnętrzną siecią elektryczną może okazać się zbędne. Stanu takiego można się spodziewać raczej w obszarach pozamiejskich oraz na przedmieściach miast, gdzie dominuje zabudowa jednorodzinna. Wynika to z możliwości umieszczenia na tych obszarach elektrowni (głównie fotowoltaicznych).

Pozostała część odbiorców, w tym zakłady przemysłowe, musi być zasilana z odpowiednio dużych lub z dużej liczby mniejszych źródeł energii elektrycznej. Mogą to być źródła ulokowane na tych obszarach, tj. w miastach lub poza nimi. Prognozując względnie odległą przyszłość, należy pominąć źródła energii oparte na paliwach kopalnych. Wówczas źródłami energii elektrycznej, jakie pozostaną do wykorzystania, będą źródła słoneczne (już rozwinięte technologicznie), wiatrowe (rozwinięte), pływowe (słabo rozwijane) i oparte na syntezie jądrowej (pierwsza elektrownia/installacja jest w budowie). Nie można się spodziewać, że elektrownie te będą ulokowane na terenie miast. Dotyczy to też elektrowni przemysłowych, które obecnie wykorzystują paliwa kopalne. To skutkuje koniecznością przesyłania energii elektrycznej z obszarów, na których te elektrownie (PV, wiatrowe itd.) będą ulokowane. A to z kolei oznacza, że przesył energii elektrycznej na duże odległości będzie musiał istnieć. Odpowiedź na wcześniej sformułowane pytanie brzmi: istnienie sieci przesyłowych nie jest zagrożone. Jednak przyszłe sieci elektroenergetyczne WN nie będą musiały mieć struktury i cech sieci współczesnych, mogą być to np. sieci prądu stałego.

Zapraszam do lektury niniejszego numeru *Acta Energetica*, poruszającego tematy tzw. bliższe ciało, tj. związane z bieżącymi problemami elektroenergetyki.

prof. dr hab. inż. Zbigniew Lubośny
redaktor naczelny *Acta Energetica*

Table of contents

FAULT TOLERANT CONTROL BASED ON EXTENDED KALMAN FILTER OF SQUIRREL-CAGE INDUCTION MACHINES Saad Khadar Khadar, Fadhila Mekhalfia, Abdellah Kouzou	6
AN OPTIMAL POWER POINT TRACKING ALGORITHM IN A SOLAR PV GENERATION SYSTEM Reyaz Hussan, Manita Kumari, Adil Sarwar, Atif Iqbal, Mohd Tariq, Jarosław Guziński	21
SIMULATION TESTS OF THE POWER SYSTEM DEFENCE PROCESS AT A DECREASE IN FREQUENCY – IMPLEMENTATION OF THE NC ER/2017 CODE RECOMMENDATIONS Ireneusz Andrzej Grządzielski, Mikołaj Zakrzewski, Volodymyr Konoval	43
THE EFFICIENCY OF EARTH-FAULT PROTECTION WITH THE CRITERION OF REACTIVE POWER OF SIGNALS' THIRD HARMONIC Lubomir Marciniak, Mateusz Piątek	62

Spis treści

ODPORNY NA BŁĘDY SYSTEM STEROWANIA INDUKCYJNYMI MASZYNAMI KLATKOWYMI PRZY UŻYCIU ROZSZERZONEGO FILTRA KALMANA Saad Khadar Khadar, Fadhila Mekhalfia, Abdellah Kouzou	14
ALGORYTM ŚLEDZENIA OPTIMALNEGO PUNKTU MOCY MAKSYMALNEJ W SYSTEMACH FOTOWOLTAICZNYCH Reyaz Hussan, Manita Kumari, Adil Sarwar, Atif Iqbal, Mohd Tariq, Jarosław Guziński	33
BADANIA SYMULACYJNE PROCESU OBRONY SYSTEMU ELEKTROENERGETYCZNEGO PRZY SPADKU CZĘSTOTLIWOŚCI – REALIZACJA ZALECEŃ KODEKSU NC ER/2017 Ireneusz Andrzej Grządzielski, Mikołaj Zakrzewski, Volodymyr Konoval	54
SKUTECZNOŚĆ ZABEZPIECZENIA ZIEMNOZWARCIOWEGO WYKORZYSTUJĄCEGO KRYTERIUM MOCY BIERNEJ TRZECIEJ HARMONICZNEJ SYGNAŁÓW Lubomir Marciniak, Mateusz Piątek	71

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

Authors

Saad Khadar 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:

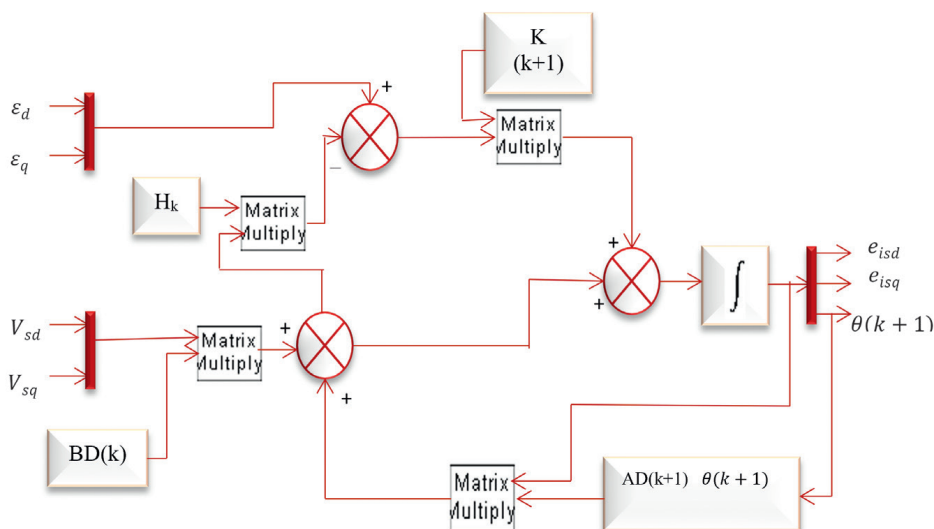


Fig. 1. Block diagram of the extended kalman filter

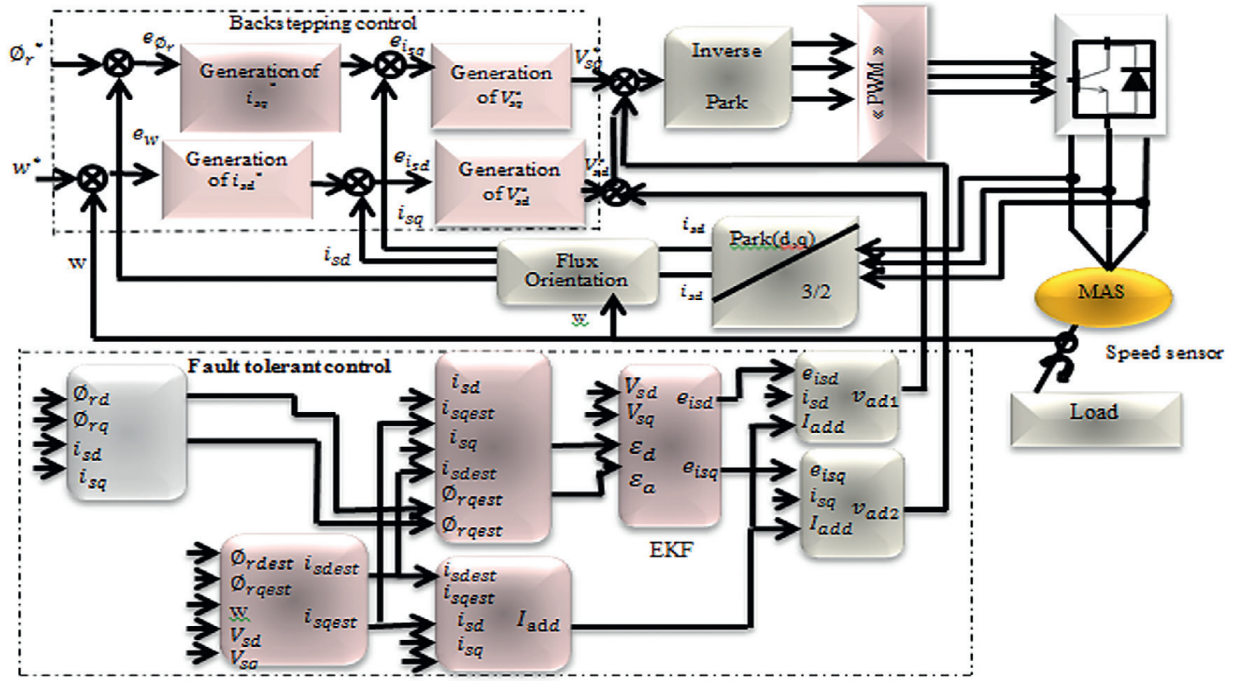


Fig. 2. The principle of fault-tolerant control based on a Kalman filter

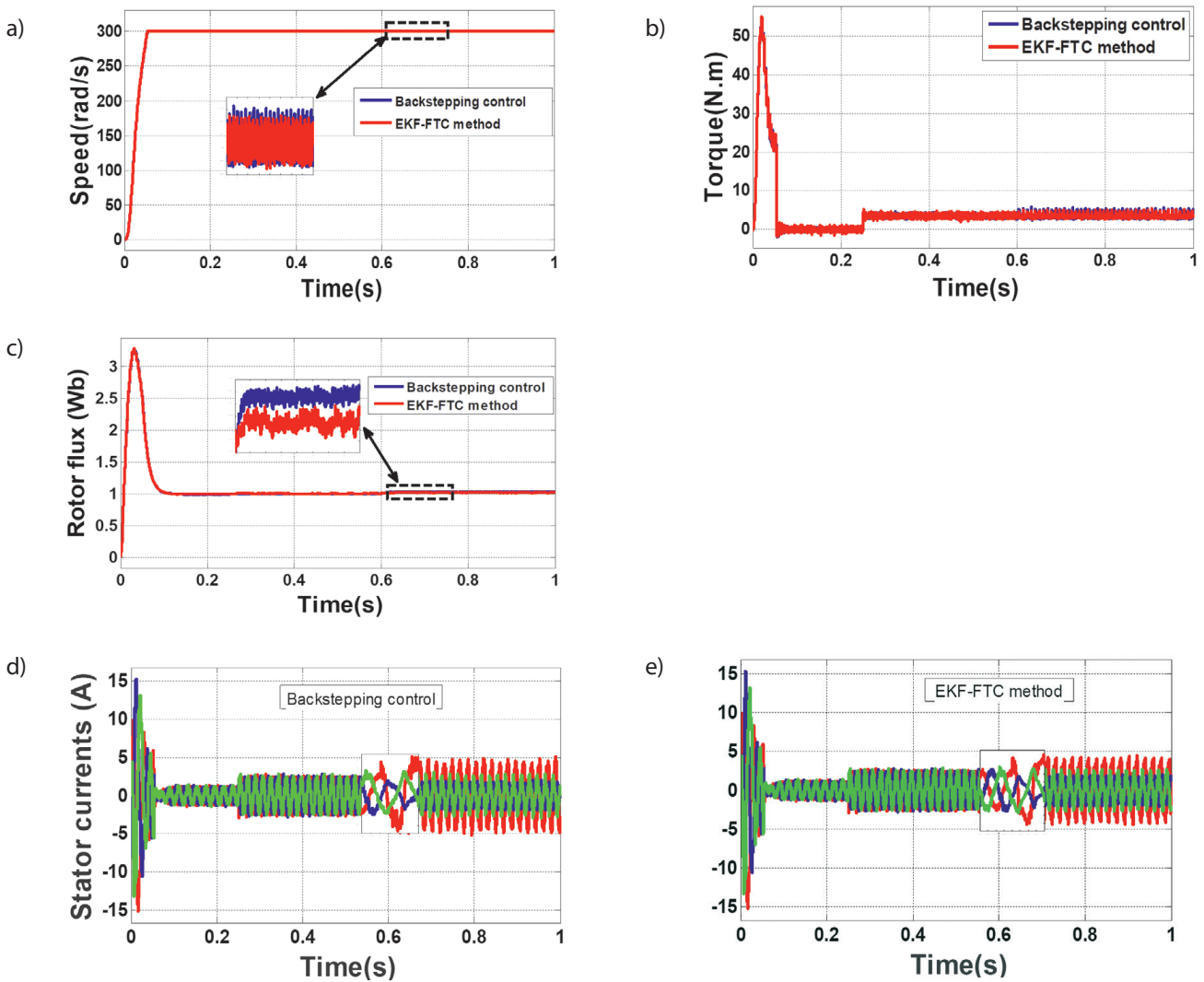


Fig. 3. Simulation result of the Backstepping and EKF-FTC methods for stator faults

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

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

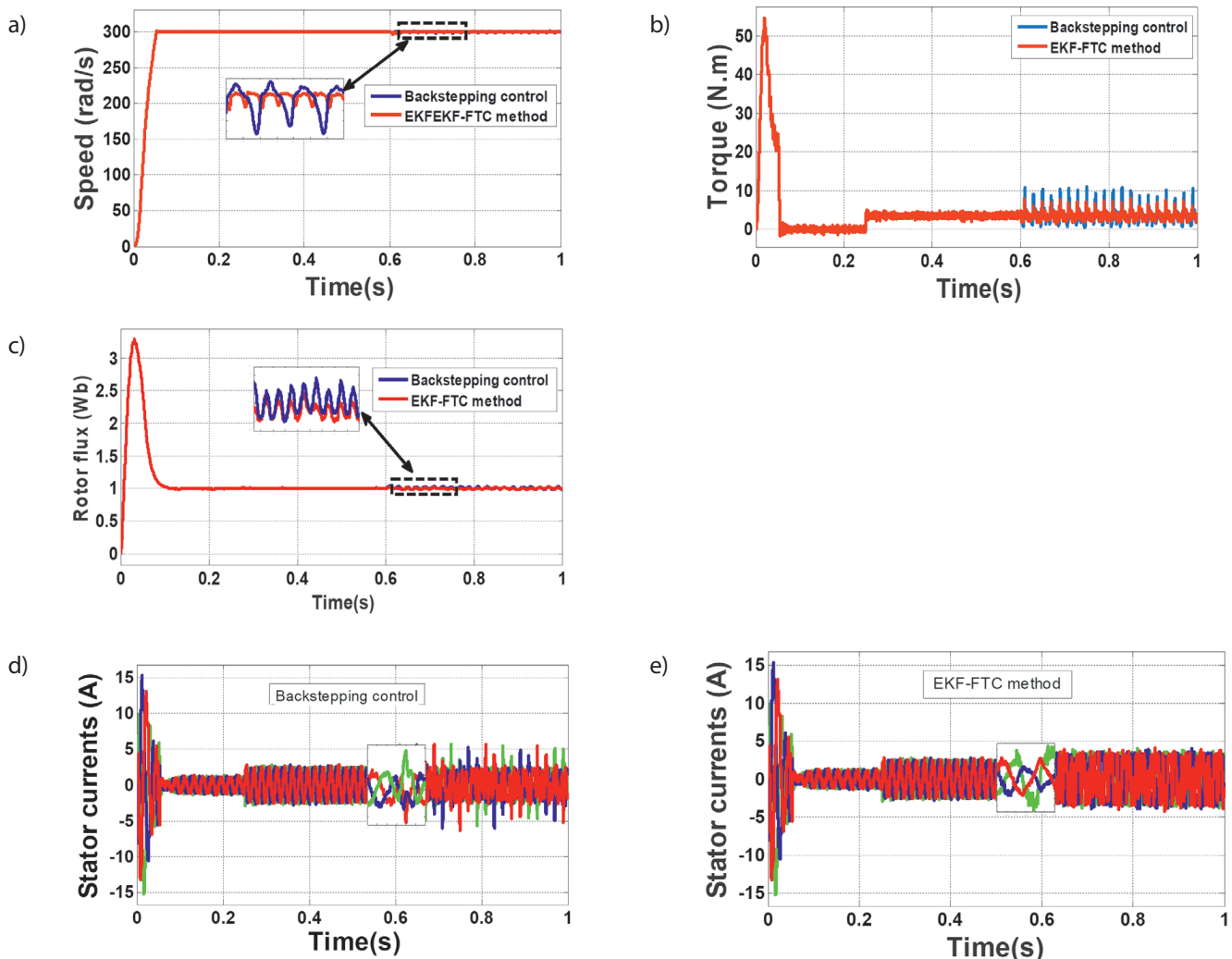


Fig. 4. Simulation result of the Backstepping and EKF-FTC methods for speed sensor fault

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:

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

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

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

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

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

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, 2nd 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 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 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 utrzymać 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 się 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. Pętla 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. Dodatkowo sterowanie definiuje następujące równanie:

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

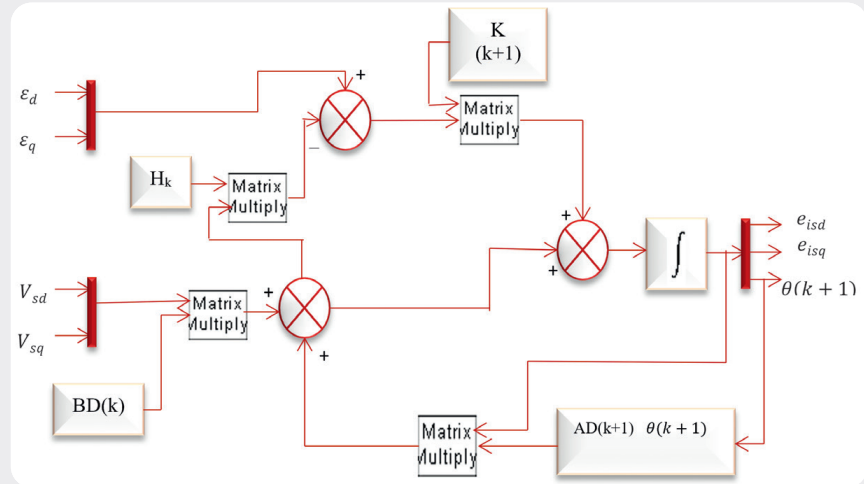
$$U_{qad} = e_{isq} (i_{sq} - I_{add}) \quad (32b)$$

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

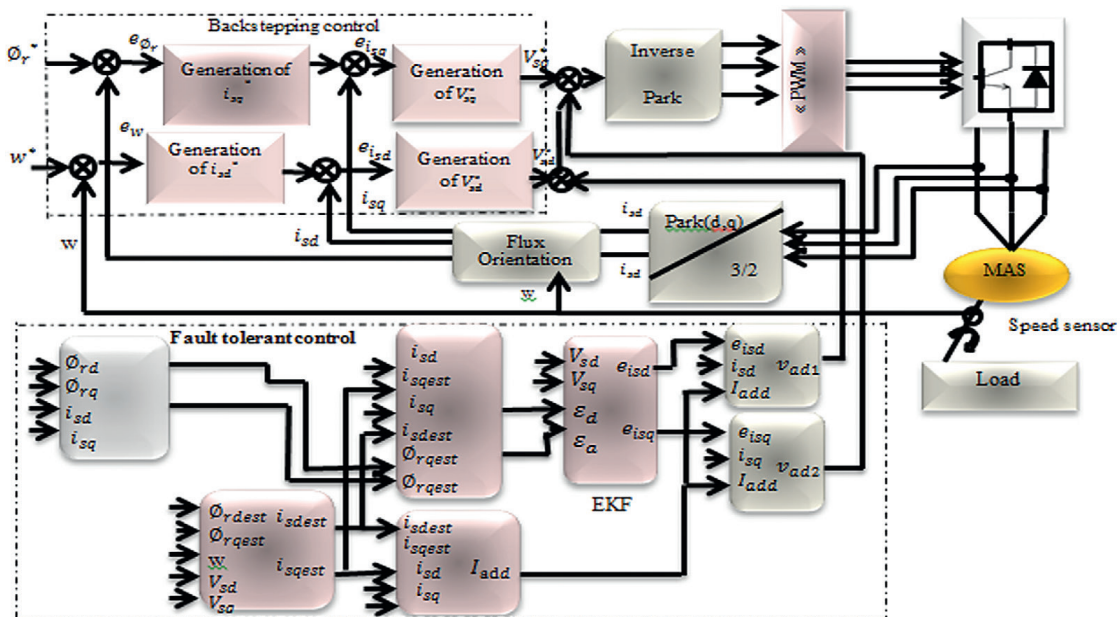


Rys. 1. Schemat blokowy rozszerzonego filtra Kalmana [matrix multiply – mnożenie macierzy]

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.

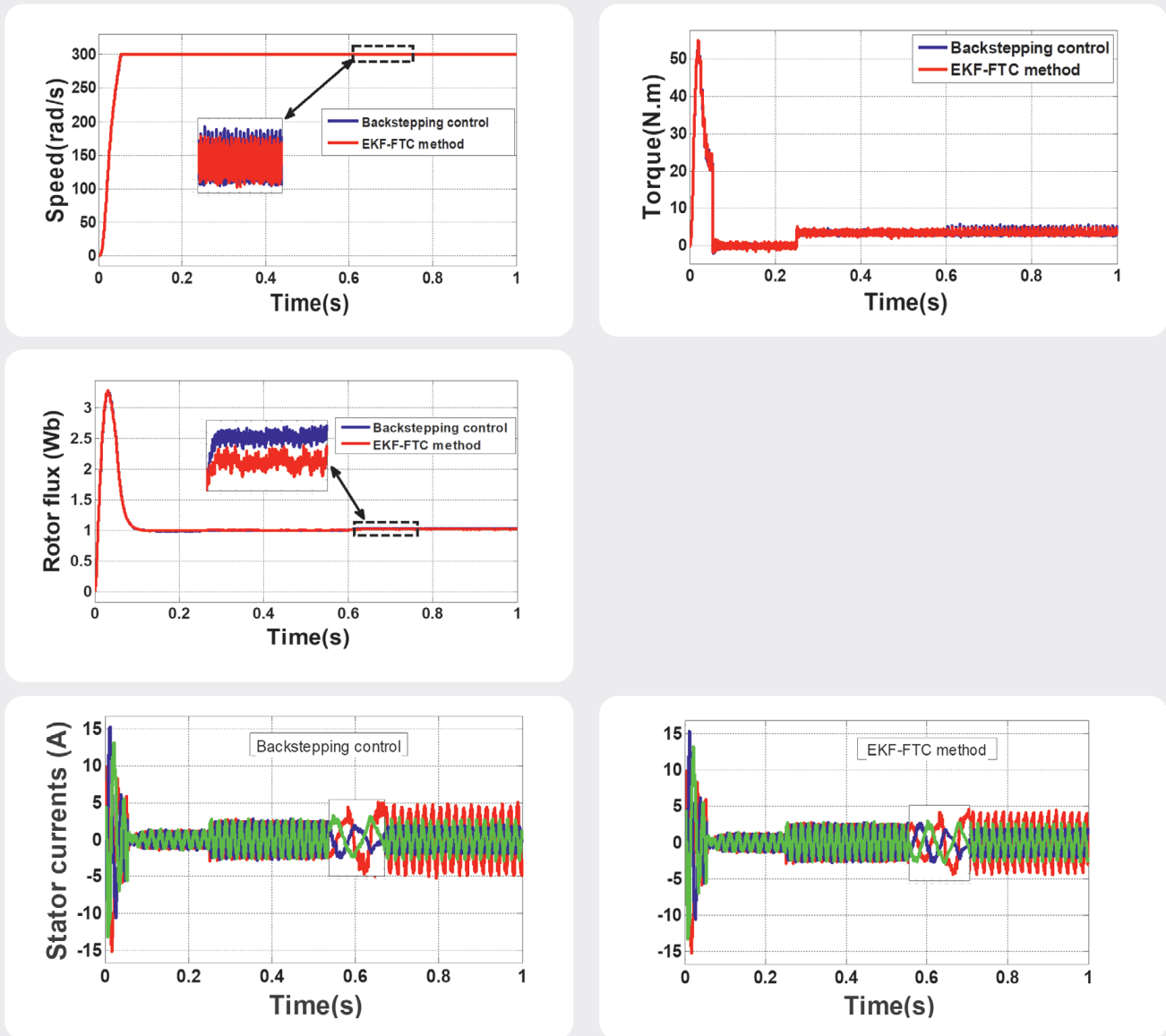
Ostatecznie metodę EKF-FTC stosuje się do rozwiązania problemów z częstotliwością i obniżenia jego kosztów. Tak więc problem polega nie na tym, jaką technikę sterowania maszyną wybrać, ale przede wszystkim na tym, jak zapewnić minimalny poziom wydajności nieprawidłowo działającego układu napędowego, 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:

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

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

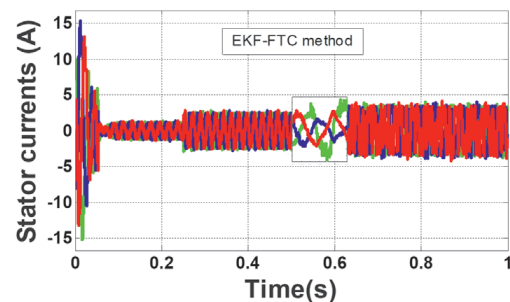
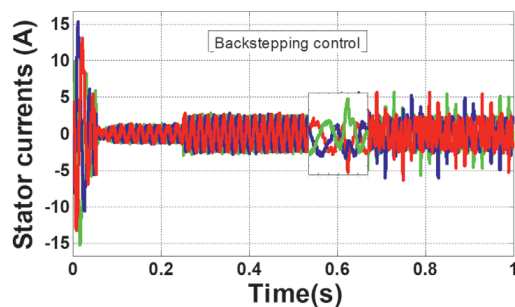
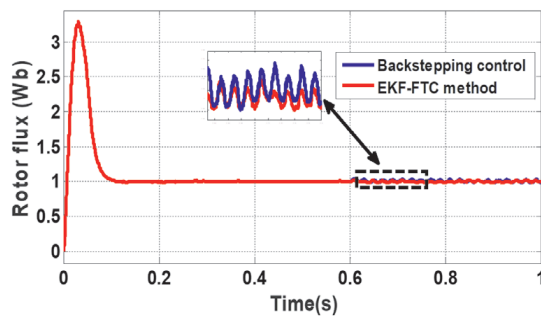
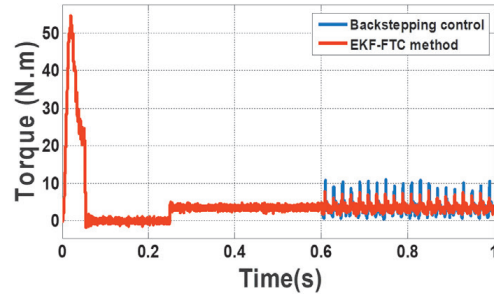
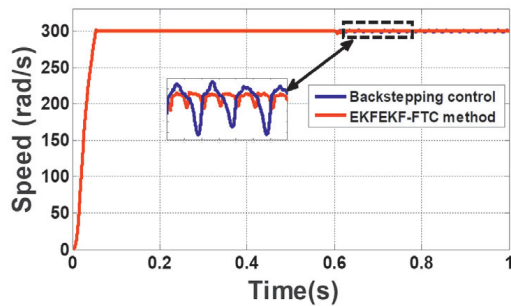
$$\delta = \frac{M_{sr}R_r(A-B)}{c}, \quad T = \frac{M_{sr}^2R_r(A-B)^2}{c^2}, \quad H = \lambda^2 - \frac{z\lambda}{2} - \frac{z^2}{4},$$

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

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

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 wstępczne, 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 wstępcze 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 wzmacnieniu 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. Zaafour 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 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.

An Optimal Power Point Tracking Algorithm in a Solar PV Generation System

Authors

Reyaz Hussan
Manita Kumari
Adil Sarwar
Atif Iqbal
Mohd Tariq
Jarosław Guziński

Keywords

Solar PV System, Maximum Power Point Tracking, Boost Converter

Abstract

The non-linearity in I-V characteristics of a PV panel requires to be operated at knee point to extract maximum power. In order to operate the panel at optimal point, maximum power point tracking (MPPT) algorithm is employed in the control structure. The main objective of MPP tracking is to keep the operation at knee point of I-V characteristics under varying condition of temperature and solar insolation. Under non uniform solar PV insolation falling on PV panels connected in series, a partial shading condition (PSC) occurs under cloud or shadow effects causes multiple power peak formation. The conventional MPPT methods fail to converge at global maximum power point (GMPP) under the PSC condition. Occurrence of these multiple peaks on characteristics of P-V makes tracking very difficult and requires integration of an efficient algorithm that differentiates between global and local maximum power point. This paper proposes a variable structure constant voltage method to overcome the problem faced by conventional MPPT methods. Moreover, quadratic boost converter has been taken for MPPT operation for increasing the effective gain of the converter. The effective operation of control algorithm has been validated in simulation results.

DOI: 10.12736/issn.2330-3022.2019402

Received: 01.10.2019

Revised: 15.12.2019

Accepted: 22.01.2020

Published online: 15.05.2020

1. Introduction

The tremendous increase in the demand for energy at global level and growing consciousness and concern among the citizens of the world about environment pollution and its ill effect has forced all the world governments in general and scientific community in particular to look for ways to meet the energy demand from Renewable Sources. Solar and wind energy are being looked upon as the potential alternative sources for the growing energy demand. With almost negligible pollution, low maintenance and one time investment, they are the most promising source for future energy generation. Solar energy could be harnessed either through solar thermal (where heat of sunlight is utilized to warm-up a suitable liquid for producing steam which runs turbine subsequently and produce electricity) or through solar PV (where sunlight is directly

converted into electricity). The later has got excellent potential as distributed generation source which could be located near the load centre thereby reducing the cost and losses associated with transmission of bulk power. The viable concept of smart micro grid utilizes these solar PV systems as power generating units. With ever increasing efficiency (approximately 40% in laboratory conditions already achieved) and lowering down of cost of these solar PV panels has triggered a massive investment in this sector. But to effectively use solar PV panels for electricity generation and subsequent utilization in off-grid and grid-connected application, proper understanding of their characteristic along with performance evaluation under various influencing factors need to be thoroughly studied and examined. Fig. 1 shows the complete block diagram of a solar PV fed ac system.

The present paper pertains to the examination and possible solution for the adverse effect (known as partial shading effect) of shadowing in Solar PV panels has been taken up. The effect of variation of solar insolation and ambient temperature on solar PV panel is well known, understood and researched. The high non-linear I - V (current-voltage output) characteristics gets further complicated when subjected to non-uniform solar insolation during partial shading.

2. Partial shading in a solar PV generation system

Partial shading is caused because of obstruction due to an object covering a section of PV module (e.g. shade from neighbouring buildings, trees etc.) or deposition of loose debris, dirt on PV module or covering of sun behind the cloud for a few minutes (Fig. 2). Under the condition of partial shading the shaded cell gets reverse biased, acting as a load and quenching power from

the illuminated cells. This may result in the formation of hotspots causing an irreversible damage to the PV module. Moreover to increase the dc voltage level of the PV panel they are connected in series. Partial shading occurring on one panel will aggravate problem further. To overcome this problem each module is equipped with a bypass diode. The increase in negative voltage across the module when subjected to uneven insolation activates the bypass diode. The function of this bypass diode is to bypass the module which receives different irradiance level while keeping the other modules in series receiving full insolation to operate normally [1, 2]. To cope with the partial shading condition of PV system the no. – of research on this area has been increasing day by day as it is clear from data of Fig. 3.

The phenomenon of partial shading causes considerable loss of power in a solar PV system. Under these conditions the non-linear power voltage characteristic gets complicated due to occurrence of multiple maxima with one of them corresponding to global

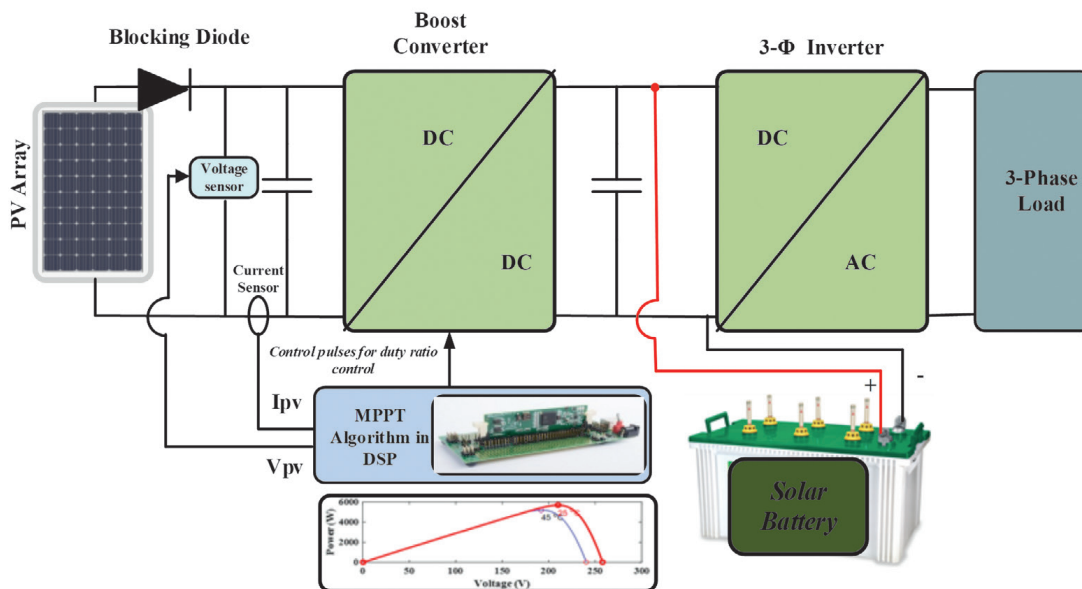


Fig. 1. Block diagram showing the components of an example solar PV system (Investigated under the present study)

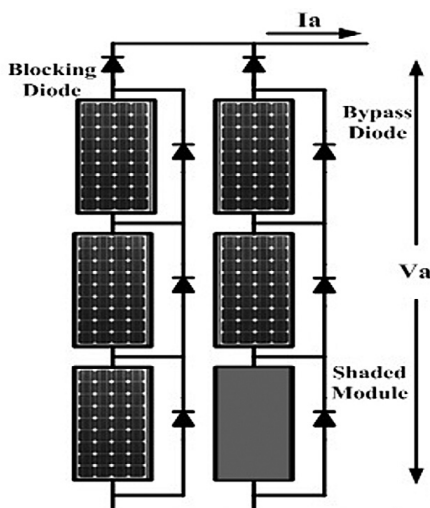


Fig. 2. Block diagram of solar PV system with partial shading condition

Year-wise no. of papers on Partial Shading

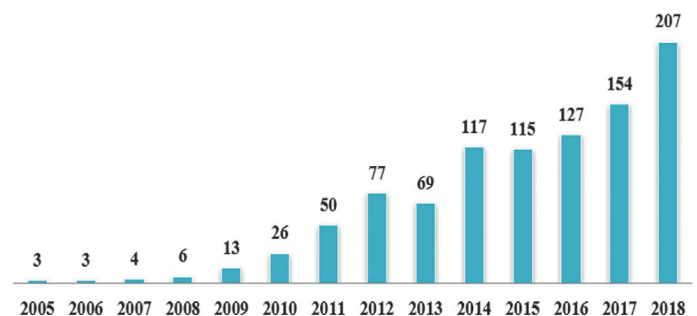


Fig. 3. Research papers in PSC area

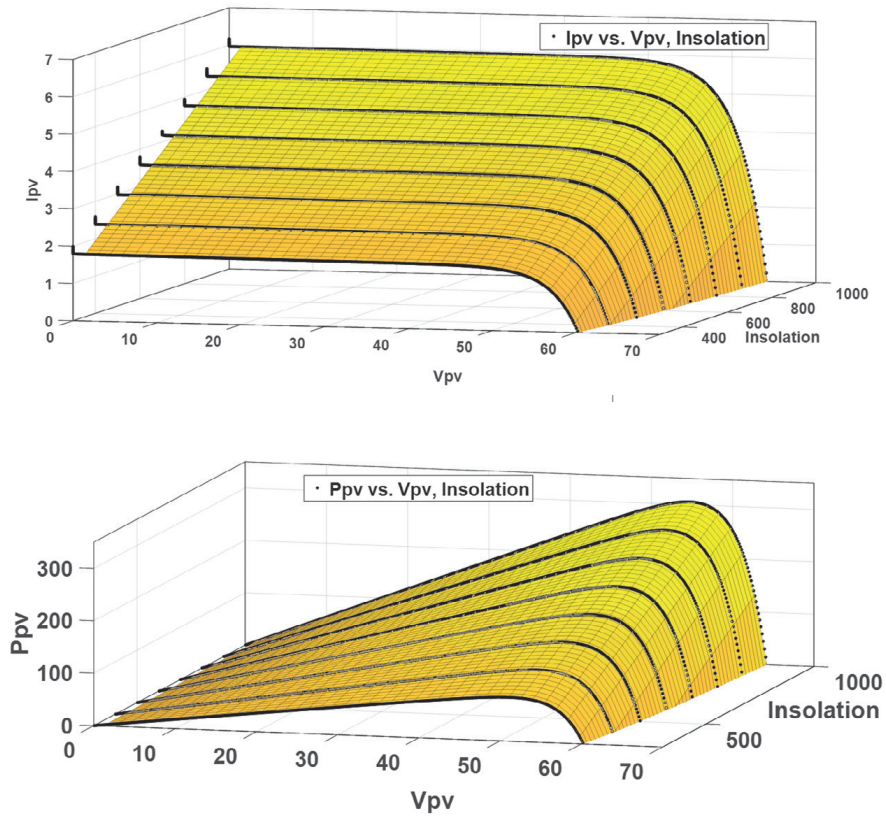


Fig. 4. Three dimensional visualization of *I-V* and *P-V* characteristics with different insolation levels

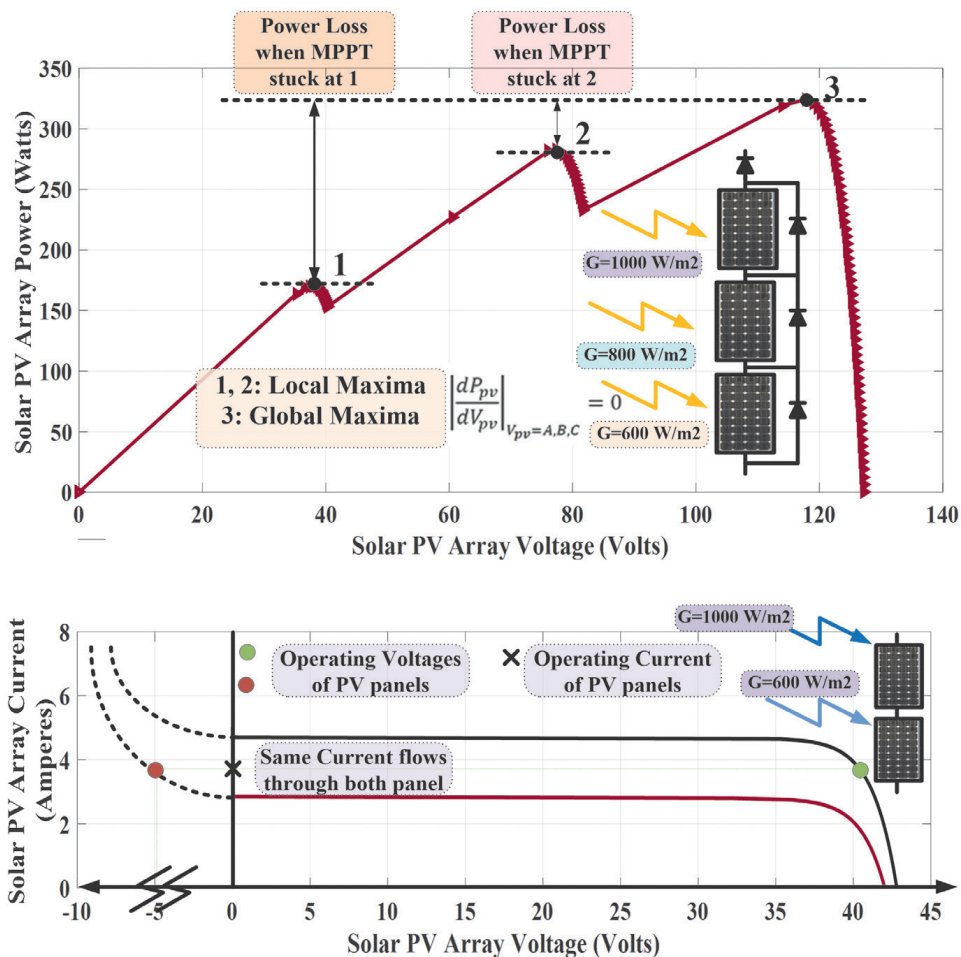


Fig. 5. *P-V* and *I-V* Characteristics of PV module under partial shaded condition with various peak Points

maxima [3]. The I - V and P - V characteristics of PV module under varying insolation condition is shown in Fig. 4, the power-voltage characteristic illustrates different points of MPP, as the position and magnitude of MPP depends on irradiation and ambient temperature. Therefore Fig. 4 gives the visualization of different current-voltage (I - V) and power-voltage (P - V) curves respectively for different solar insolation values. The conventional algorithms developed to track and maintain the operating point at global maximum point under uniform solar insolation condition fails because of the occurrence of multiple peaks in PV characteristic curve as shown in Fig. 5. These algorithms may get stuck in local maxima points of power-voltage characteristic like in points '1' or '2' instead of global maxima point '3', in such cases power losses cannot be minimized. In the I - V characteristics shown in Fig. 5, two panels connected in series are receiving different insolation. Same current will be flowing through the panels. The operating point on panel receiving lesser insolation will be at negative

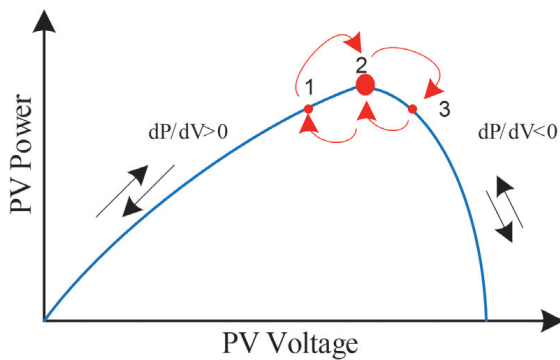


Fig. 6. P and O realization in a Solar PV array

voltage. Hence the power transferred is negative pointing to a power dissipation in the panel itself. This leads to hotspot formation and degradation leading to failure of the panel. Therefore, bypass diode is added across the panel to bypass it during partial shading condition. In literature some algorithms have been proposed to overcome this problem of conventional algorithms [4–8]. Simulation studies have also been carried out by some authors to study the problem [9, 11]. Methods appearing in literature for partial shading are discussed in section III.

3. Algorithms to track maximum power point in a solar pv generation (SPVG) system

The algorithms to track maximum power point in a solar PV generation system can be categorized into three types.

- 1) Exploiting relation between V_{oc} and V_{mpp}
- 2) Conventional hill climbing based which include perturb and observe, incremental conductance and their combination or hybridization with type 1 algorithms
- 3) More recent metaheuristic or nature inspired based algorithms.

Perturb and Observe (P&O) method is very simple technique to extract the maximum power point of a solar PV system and due to its ease of implementation this algorithm is most commonly used to get the maximum power [12]. The main purpose of the maximum power point tracker is to obtain the maximum power from solar PV module and conversion to load. A dc-dc converter (boost) acts as interface between solar PV and the load, therefore by varying the value of duty cycle with MPPT controller the converter can be operated at MPP. The P and O algorithm basically works on the principle of maximum power transfer theorem i.e. when the derivative of output power w.r.t.

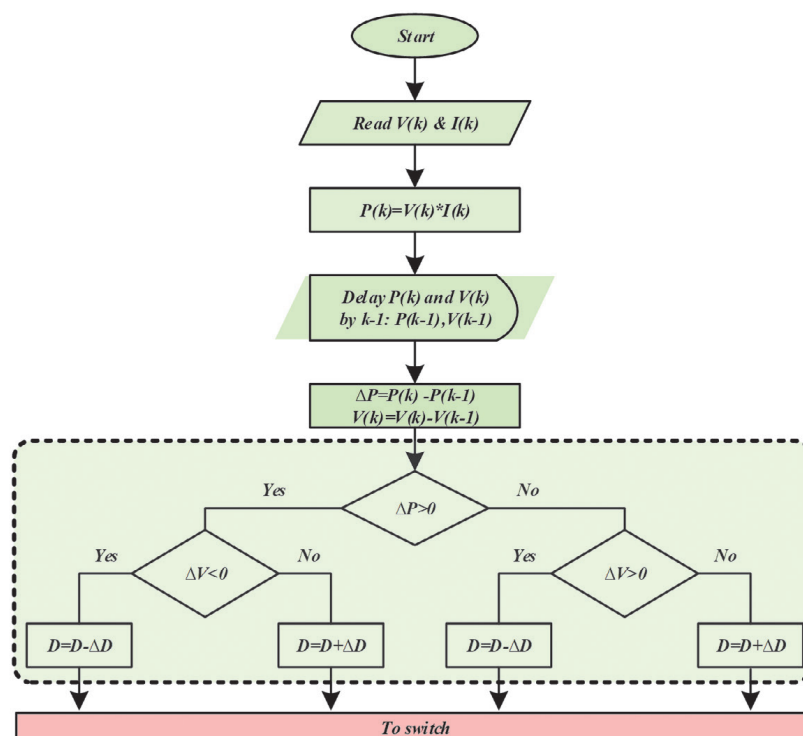


Fig. 7. Algorithm to implement P and O algorithm

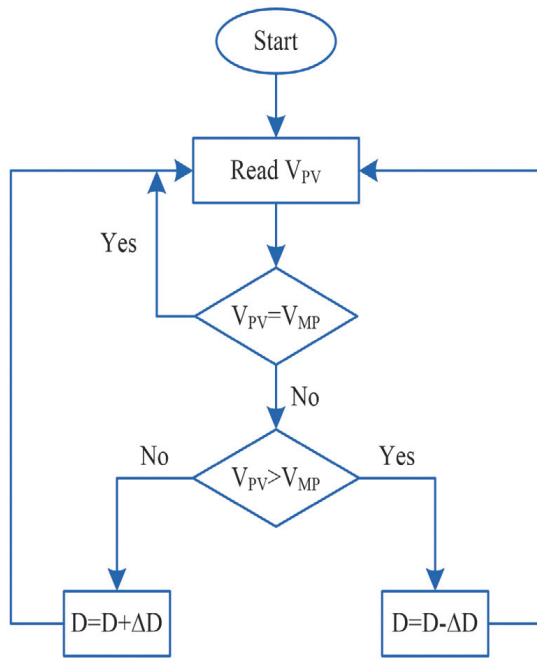


Fig. 8. Flowchart of Constant Voltage control MPPT algorithm

PV panel voltage is zero then power transferred to the load is maximum. P&O technique can be implemented in two ways either by varying voltage or by duty ratio, when perturbation is provided with duty ratio Perturb and Observe method is called hill climbing. At an operating point on the PV curve shown in Fig. 6, if the operating voltage is perturbed and $dP > 0$, then operating point will move toward the maximum power point(MPP) and if $dP < 0$, then P and O algorithm reverses the direction of perturbation. Figure 7 shows the flowchart to implement P and O algorithm.

Algorithm starts with the measurement of voltage and current from the solar PV array and instantaneous power is calculated. Power is changed by both voltage and current, the tracker is operated periodically by incrementing or decrementing the voltage with the help of duty ratio, if the given perturbation gives the increased power of PV then the subsequent perturbation is made in the same direction or vice versa, this process continues until the maximum power point is reached [13–15]. P and O method has two main limitations, firstly, when tracking reaches the vicinity of maximum power point it oscillates back and forth as a result output power get reduced, hence a reduction in efficiency is witnessed. Secondly, P and O method is liable to lose its tracking direction, may lead to the divergence of operating point from MPP locus with varying irradiance which results in reduction of energy output. A reduction in the step size can

minimize the oscillation, however, this will make the algorithm slow and require more time to get the maximum power point.

Constant Voltage MPPT technique for harvesting the maximum power from solar PV gives quick response and is one of the simplest MPPT techniques as it does not require additional devices except only one sensor which is needed to measure the solar panel output voltage. In order to measure the panel voltage a PI controller is required to adjust the duty cycle of dc-dc converter to maintain the output voltage near the VMP, which is taken as reference voltage corresponding to the MPP as specified in datasheet by the manufacturer of PV module under standard test conditions or can be set to a fixed calculated value [16–19]. However, this method suffers from a drawback of low accuracy as it assumes constant environmental condition, the variation in insolation and temperature is insignificant for this method and therefore, true MPP is not always measured [19]. The flowchart for constant voltage MPPT technique is shown in Fig. 8.

In order to overcome the shortcomings of the conventional methods, there has been a large spurt in research papers appearing in the area of partial shading condition in solar PV after 2010. Researchers have devoted considerable effort to address the issue of partial shading by providing variety of solutions. The various categories in which the research work could be classified are

1. Nature inspired algorithms
 - a. Particle Swarm Optimization (PSO)
 - b. Differential Evolution (DE)
 - c. Artificial Bee Colony
2. Numerical Solution
 - a. Analytical modeling of solar PV
 - b. Kalman filter based MPPT
3. Modified conventional methods
4. Other popular methods
 - a. Two stage method
 - b. Direct method.

The simulation and experimental results obtained by [11] by applying differential Evolution (DE) in partial shading condition to track global maxima shows fast tracking speed and efficient power conversion along with reduced practical complexity. DIRECT method [20] divide the search space into various sections and the exploration range converges to the section with high probability of global maxima. But the success of the method depends on the proper division of sections. PSO method proposed in [21–25] depends on the proper selection of three parameters namely inertia weight and acceleration coefficients within the PSO algorithm for quick and successful convergence. The method boasts of better results compared to other heuristic algorithms. A modified incremental conductance (IC) method proposed in [26]

Module specifications and model parameters	V_{OC} (V)	I_{SC} (A)	V_{mp} (volts)	I_{mp} (A)	R_s (Ω)	R_p (Ω)	I_{sat} (A)	I_{ph} (A)
PV array ¹ and PV array ³	30.602	8.510	24.3003	7.829	0.1751	755.51	1.0647e-06	8.5158
PV array ² and PV array ⁴	64.2	5.96	54.7	5.58	0.0379	993.51	1.1753e-08	5.9602

Tab. 1. Module specification and model parameters

shows higher percentage of power conversion. The tracking time compared to conventional perturb and observe and fuzzy logic based hill climbing method is less. Two stage method proposed in [27] analyse the I - V and P - V curve pattern for developing a two-stage tracking of global maxima. This method is simple and successful under rapidly changing insolation condition. In another paper [28] a new MPPT design using wolf optimization technique

for partially shading condition has been used. In [29-30] proposed methods are capable of tracking GMPP under non-uniform shading condition with high degree of accuracy.

4. Proposed method

Variable structure control (VSC) utilizes discontinuous nonlinear control algorithm altering the dynamics of a nonlinear system.

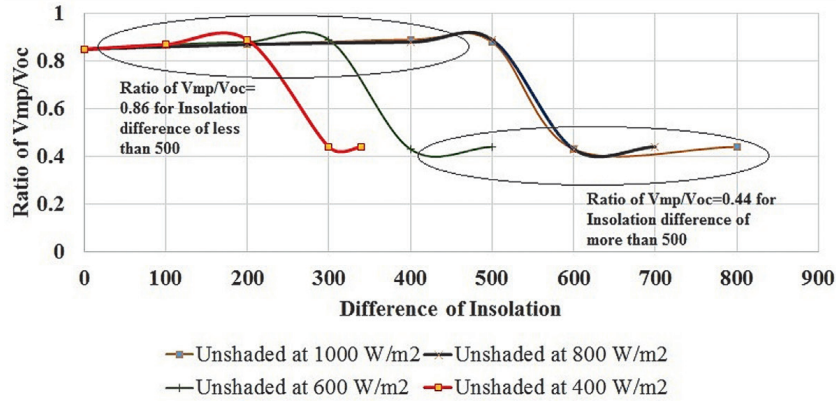


Fig. 9. Shifting of GMPP with different insolation

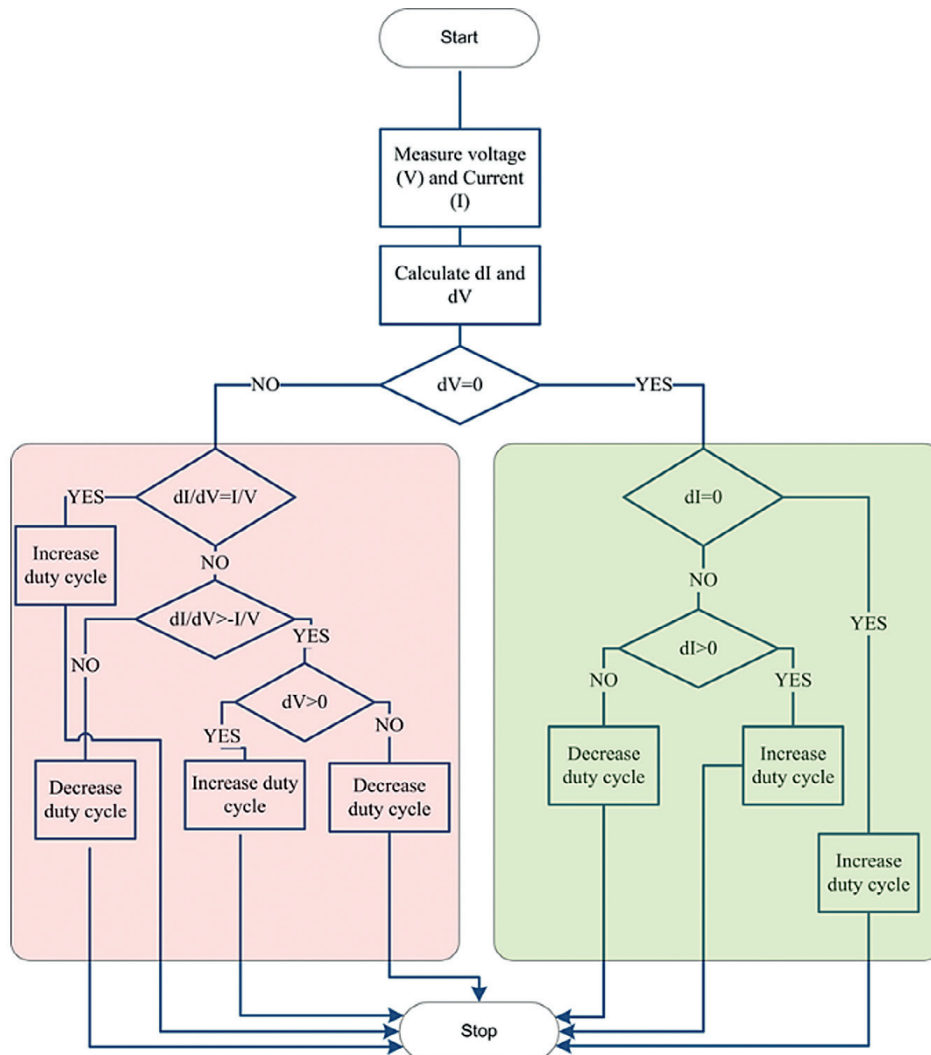


Fig. 10. Flowchart of proposed algorithm

The state-feedback control law is a discontinuous function of time which switches from one smooth condition to another. So the structure of the control law changes depending on the value of control variables. The method switches from one smooth control law to another at a very fast speed. The VSC was initially developed in early 1950s in the Soviet Union by Emelyanov and several co-researchers [31, 32]. The control algorithm proposed in the paper utilizes the variable structure of controller during operation. It is discussed here in this section. Practically, the number of shading pattern for small solar PV system seldom increases by two. So, the proposed method utilizes the results obtained by studying the variation of GMPP for two shading patterns. The variation of MPP under partial shading condition is verified practically. BP Solar BX3190 has been used for developing the control algorithm. It is seen that GMPP occurs nearly at K_{low} (0.44 for present case) times the open circuit voltage when there exist a large insolation difference (more than 500 W/m²) between the un-shaded panel and shaded panel. While, when the shading difference between two panels reduces below 500 W/m² then the global maximum power point (GMPP) voltage becomes K_{high} (0.86 for present case) times open circuit voltage. Pilot panels of low rating and similar PV material is used to measure open circuit voltage. This ensures that main panel is connected during operation. This is deduced from Fig. 9. This observation is used to develop the algorithm which is shown in flowchart in Fig. 10 and implemented by adopting the scheme of Fig. 11.

5. Simulation results of the proposed algorithm

The proposed algorithm has been simulated in SIMULINK environment. Fig. 11 shows block diagram of the PV system feeding a resistive load. While the controller of duty cycle for the simulation model is shown in Fig. 12.

The Simulink model consists of the following blocks:

a. PV BLOCKS

PV array¹ and PV array³ are main panels having module type as BP Solar SX 3190. Number of cells per module is 50. PV array² and PV array⁴ are the pilot panels made up of same material and having similar characteristics as that of main panels. These are

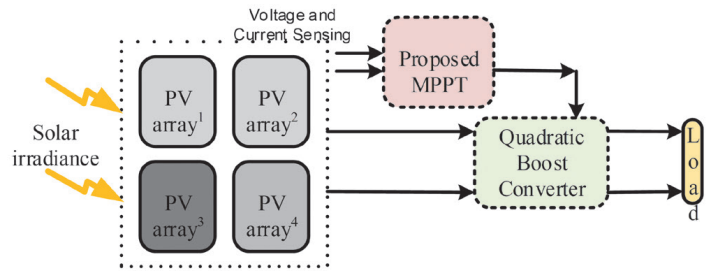


Fig. 11. Implementation of proposed scheme

used to get the open circuit voltage. Its module type is SunPower SPR-305-WHT and has 96 cells in each module. Module specifications and model parameters are given in the Tab. 1. Figure 14 shows the PV curves for the panel taken under various partial shading pattern.

The insolation values taken in Fig. 14 legends, points to two values of insolation on two panels. (400 W/m², 400 W/m²) means both panel receive same insolation of 400 W/m² and (400 W/m², 300 W/m²) means one panel is receiving 400W/m² insolation while second is receiving 300 W/m².

b. QUADRATIC BOOST CONVERTER

A quadratic boost converter steps up the input voltage (V_i), it gives out high output voltage as compared to conventional boost converter for same duty ratio. The relation between input voltage and output voltage (V_o) is given by

$$V_o = \frac{V_i}{(1-D)^2} \tag{1}$$

From this equation, it can be seen that the output voltage of the converter varies exponentially with the duty cycle (D) for a given input voltage. And as the duty cycle is less than 1, $V_o > V_i$. The increased gain of the converter makes it more suitable for applications like integrated PV system and in microgrid systems. Moreover, this converter injects less ripple current to the source.

The output voltage versus duty ratio curve for a quadratic boost and boost converter has been shown in Fig. 14. But in an actual system the voltage gain is normally 4–5 times in case of boost converter which can be enhanced to 10 times using quadratic

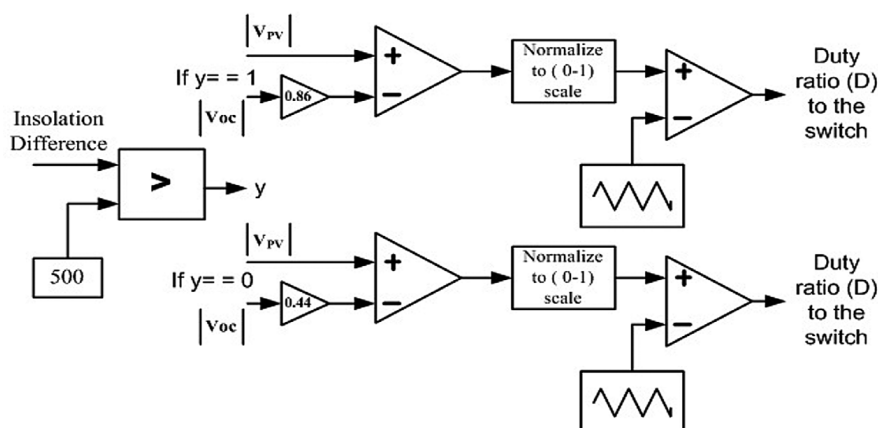


Fig. 12. Controller of Simulink model

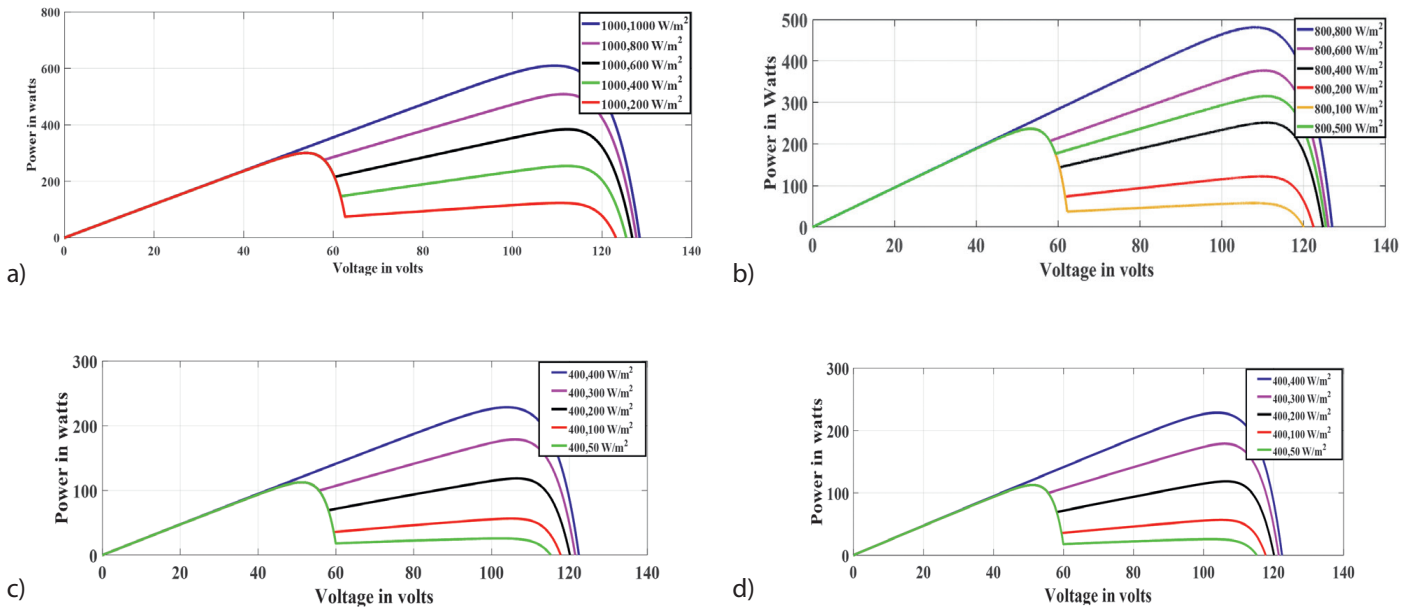


Fig. 13. (a), (b), (c) and (d) shows PV characteristic curves with one panel kept at 1000W/m², 800W/m², 600W/m² and 400W/m² respectively and the other panel kept at variable insolation levels

S.No.	Element	Value
1	Inductor used in Quadratic Boost Converter (Both)	0.001 H
2	Capacitor used in Quadratic Boost Converter	0.01 F
3	Load Resistance	10 ohm

Tab. 2. Value of capacitor, inductor and resistor in a quadratic boost converter

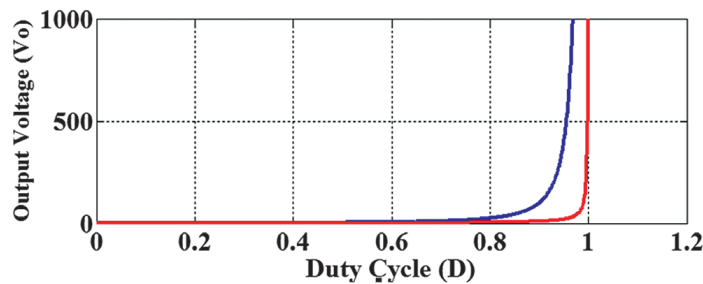


Fig. 14. Variation of output voltage with duty ratio (blue line – double converter, red line – classic converter)

boost converter making the tracking process more efficient. The blue line and red line in Fig. 14 shows the output voltage at a particular duty cycle for quadratic boost converter and boost converter respectively. For the simulation studies the value of capacitor, inductor and resistor in a quadratic boost converter have been kept as shown is Tab. 2.

c. VARIABLE STRUCTURE BASED MAXIMUM POWER POINT TRACKING

Fig. 15 shows the Simulink block implementation of the proposed control algorithm. If the difference in insolation level is less than 500 W/m² then the required V_{mp} is 0.44 times the open

circuit voltage otherwise it is 0.86 times the open circuit voltage. The normalized difference of $|V_{PV}|$ and $|V_{mp}|$ is compared with a triangular wave to generate the duty ratio for the switch of the quadratic boost converter. The current, voltage and power versus time plot is shown in Fig. 16. The simulation results validate the implementation of proposed algorithm.

The variable structure algorithm proposed in this paper utilizes the property of a PV panel wherein the voltage at which the maximum power is available in a solar PV system switches between $K_i V_{OC}(i = \text{low, high})$, where K_{low} and K_{high} are equal to 0.44 and 0.86 respectively (For BP Solar SX3190). The constant factor of multiplication has been obtained for solar PV panel after rigorous simulation studies.

Fig. 16 shows the dynamic performance of the proposed algorithm under varying insolation condition. One of the panel is kept at 1000 W/m². The other panel which is connected in series is subjected to varying insolation condition. The insolation is varied from 200 W/m² to 600 W/m², then insolation is further increased to 1000 W/m². To check the performance in fast reducing insolation condition, the second panels insolation is reduced to 200 W/m² from 1000 W/m² in linearly decreasing step of 400 W/m² from 600 W/m². Under dynamic variation of insolation the proposed variable structure maximum power point tracking algorithm is working well with smooth and fast tracking of the maximum power point. The output of PV panel has been compared with conventional P and O algorithm and open loop PV system (without any MPPT). The power output variation is shown under different test conditions in Fig. 17. The result shows better output at higher insolation difference.

6. Conclusion

The efficiency of a solar PV system greatly depends on the atmospheric conditions. The power output from a PV station is a function of temperature and irradiance that the modules receive. The

output power is affected when there is the case of partial shading condition wherein the solar PV panels connected in series receive different insolation at the same time. A PV partial shading model for a solar PV generation system has been developed in this paper to study the effect of partial shading. The maximum power

point tracking algorithm which can be called variable structure model has been proposed and tested with the developed simulation model under various simulation parameters pertaining to different environmental conditions. The results obtained for the MPPT are satisfactory. Maximum output power obtained

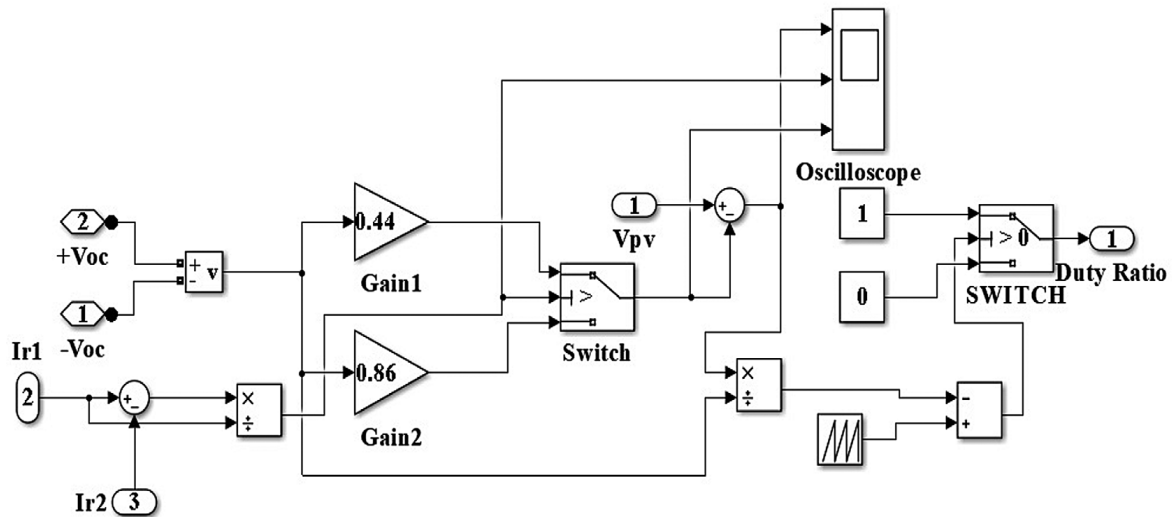


Fig. 15. Simulink model of proposed control algorithm

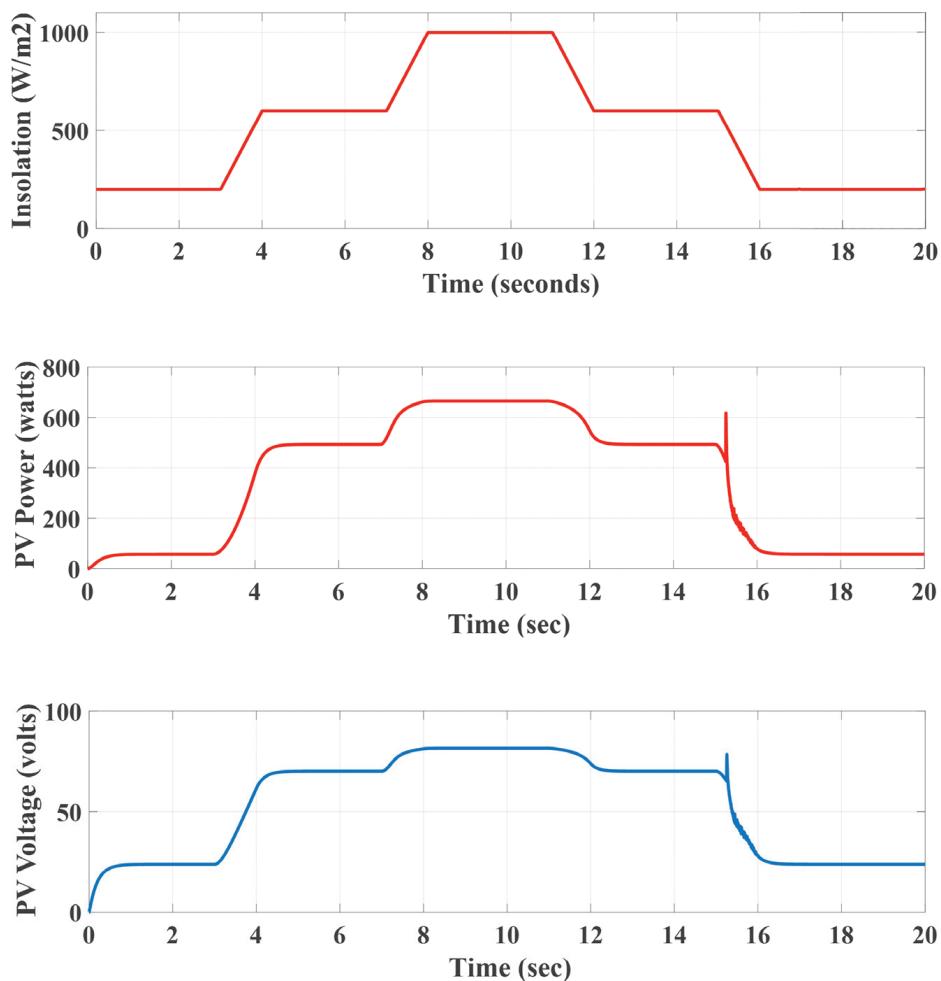


Fig. 16. Output current, voltage and power

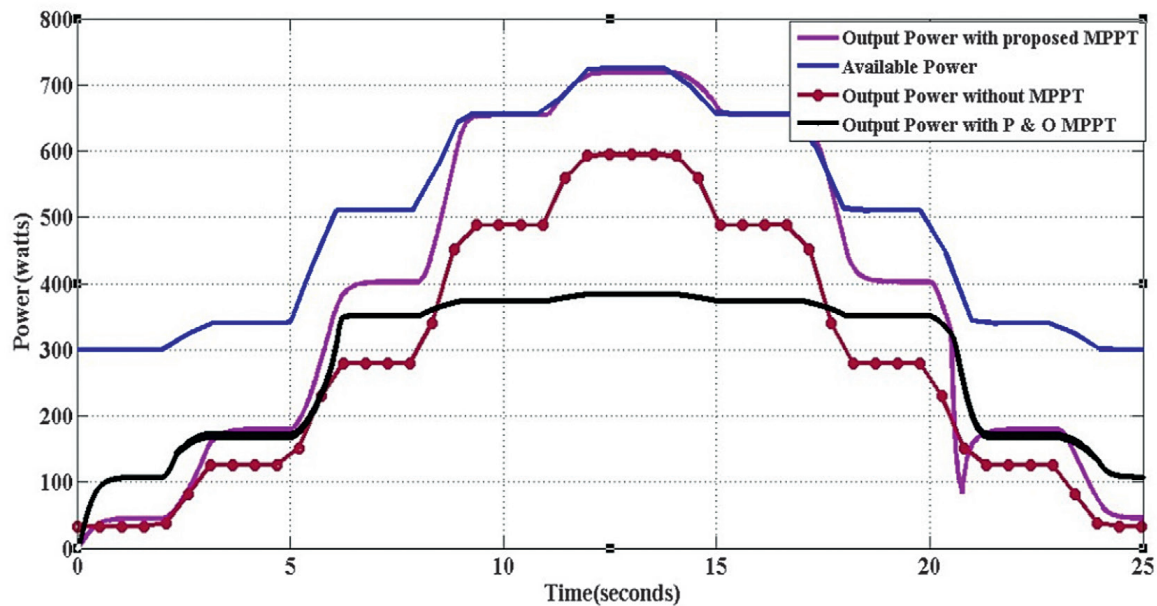


Fig. 17. Output power variation under different test conditions

using the proposed MPPT is quite close to the maximum power obtained from the PV characteristic curve of the panel used. This algorithm is valid only for two shading patterns but more than two shading patterns are rarely seen in practice.

Acknowledgement

This publication was made possible by Qatar University-Marubeni Concept to Prototype Development Research grant # [228] from the Qatar University. The statements made herein are solely the responsibility of the authors.

REFERENCES

- Silvestre S., Boronat A., Chouder A., Study of bypass diodes configuration on PV modules, *Applied Energy*, Vol. 86(9), 2009, pp. 1632–1640, doi: 10.1016/j.apenergy.2009.01.020.
- Zheng H. et al., Shading and bypass diode impacts to energy extraction of PV arrays under different converter configurations, *Renewable Energy*, Vol. 68, 2014, pp. 58–66, doi: 10.1016/j.renene.2014.01.025.
- Seyedmahmoudian M. et al., State of the art artificial intelligence-based MPPT techniques for mitigating partial shading effects on PV systems – A review, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Vol. 64, 2016, pp. 435–55. doi: 10.1016/j.rser.2016.06.053.
- Fan X., Deng F., Chen J., Voltage band analysis for maximum power point tracking of stand-alone PV systems, *Solar Energy*, Vol. 144, 2017, pp. 221–31, doi: 10.1016/j.solener.2017.01.032.
- Gokmen N. et al., Voltage band based global MPPT controller for photovoltaic systems, *Solar Energy*, Vol. 98, 2013, pp. 322–34, doi: 10.1016/j.solener.2013.09.025.
- Ahmed J., Salam Z., A critical evaluation on maximum power point tracking methods for partial shading in PV systems, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Vol. 47(0), 2015, pp. 933–53. doi: 10.1016/j.rser.2015.03.080.
- Koutroulis E., Blaabjerg F., A new technique for tracking the global maximum powerpoint of PV arrays operating under partial-shading conditions, *IEEE Journal of Photovoltaics*, Vol. 2(2), 2012, pp. 184–90, doi: 10.1109/JPHOTOV.2012.2183578.
- Bidram A., Davoudi A., Balog R.S., Control and circuit techniques to mitigate partial shading effects in photovoltaic arrays, *IEEE Journal of Photovoltaics*, Vol. 2(4), 2012, pp. 532–46, doi: 10.1109/JPHOTOV.2012.2202879.
- Tabish S., Ashraf I., Simulation of Partial Shading on Solar Photovoltaic Modules with Experimental Verification, *International Journal of Ambient Energy*, Vol. 38, 2015, pp. 1–21, doi: 10.1080/01430750.2015.1074614.
- Bhattacharya T., Chakraborty A., Pal K., Computer Simulation of the Influence of Shading on Solar Photovoltaic Array, *International Journal of Ambient Energy*, Vol. 38, 2016, pp. 1–19, doi: 10.1080/01430750.2016.1155484.
- Taheri H., Salam Z., Ishaque K., A Novel Maximum Power Point Tracking Control of Photovoltaic System Under Partial and Rapidly Fluctuating Shadow Conditions Using Differential Evolution, *ISIEA 2010 IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications*, 2011, doi: 10.1109/ISIEA.2010.5679492.
- Killi M., Samanta S., Modified Perturb and Observe MPPT Algorithm for Drift Avoidance in Photovoltaic Systems, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 62, No. 9, 2015, doi: 10.1109/TIE.2015.2407854.
- Srivastava M., Agarwal S., Sharma E., Design and Simulation of Perturb and Observe MPPT Algorithm for 72 Cell Solar PV System, *International Journal of Soft Computing and Engineering*, Vol. 4, Issue 6, 2015, ISSN: 2231-2307.
- Patel U., Sahu D., Tirkey D., Maximum Power Point Tracking Using Perturb & Observe Algorithm and Compare with another Algorithm, *International Journal of Digital Application & Contemporary research*, Vol. 2, 2013, ISSN: 2319-4863.

15. Atallah A.M., Abdelaziz A.Y., Jumaah R.S., Implementation of Perturb and Observe MPPT of PV System with Direct Control Method Using Buck and Buckboost Converters, *Emerging Trends in Electrical, Electronics & Instrumentation Engineering: An international Journal*, Vol. 1, No. 1, 2014.
16. Srivastava M., Agarwal S., Sharma E., Design and Simulation of Perturb and Observe MPPT Algorithm for 72 Cell Solar PV System, *International Journal of Soft Computing and Engineering*, Vol.-4, Issue 6, 2015, ISSN: 2231-2307.
17. Esram T., Chapman P.L., Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques, *Energy Conversion, IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 22/2, 2007, pp. 439–449, doi: 10.1109/TEC.2006.874230.
18. Yu T., Chien T., Analysis and simulation of characteristics and maximum power point tracking for photovoltaic systems, in *Power Electronics and Drive Systems, 2009. PEDS 2009, International Conference on*, 2009, pp. 1339–1344, doi: 10.1109/PEDS.2009.5385670.
19. Babaa S.E., Armstrong M., Pickert V., Overview of Maximum Power Point Tracking Control Methods for PV Systems, *Journal of Power and Energy Engineering*, Vol. 2, 2014, pp. 59–72, doi: 10.4236/jpee.2014.28006.
20. Nguyen T.L., Low K-S., A global maximum power point tracking scheme employing DIRECT search algorithm for photovoltaic systems, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57(10), 2010, 3456–3467, doi: 10.1109/TIE.2009.2039450.
21. Yau H-T. et al., Sliding mode extremum seeking control scheme based on PSO for maximum power point tracking in photovoltaic systems, *International Journal of Photoenergy*, Vol. 2, 2013. doi: 10.1155/2013/527948.
22. Ishaque K. et al., An improved particle swarm optimization (PSO)-based MPPT for PV with reduced steady-state oscillation, *IEEE Transactions on Power Electronics*, No. 27(8), 2012, pp. 3627–3638. doi: 10.1109/TPEL.2012.2185713.
23. Ishaque K., Salam Z., A deterministic particle swarm optimization (PSO) maximum power point tracker for photovoltaic system under partial shading condition, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 60(8), 2012, doi: 10.1109/TIE.2012.2200223.
24. Killi M., Samanta S., Modified Perturb and Observe MPPT Algorithm for Drift Avoidance in Photovoltaic Systems, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 62, No. 9, 2015, doi: 10.1109/TIE.2015.2407854.
25. Patel U., Sahu D., Tirkey D., Maximum Power Point Tracking Using Perturb & Observe Algorithm and Compare With another Algorithm, *International Journal of Digital Application & Contemporary research*, Vol. 2, 2013, ISSN: 2319-4863.
26. Tey K.S., Mekhilef S., Modified Incremental Conductance MPPT Algorithm to Mitigate Inaccurate Responses Under Fast-Changing Solar Irradiation Level, *Solar Energy*, Vol. 101, 2014, pp. 333–342, doi: 10.1016/j.solener.2014.01.003.
27. Kobayashi K., Takano I., Sawada Y., A Study on a Two Stage Maximum Power Point Tracking Control of a Photovoltaic System under Partially Shaded Insolation Conditions, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 153(4), 2006, doi: 10.1109/PES.2003.1271058.
28. Mohanty S., Subudhi B., Ray P.K., A new MPPT design using grey wolf optimization technique for photovoltaic system under partial shading conditions, *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, Vol. 7(1), 2016, pp. 181–188, doi: 10.1109/TSSTE.2015.2482120.
29. Kot R., Stynski S., Malinowski M., Hardware methods for detecting global maximum power point in a PV power plant, 2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), doi: 10.1109/ICIT.2015.7125527.
30. Basiński, K., Ufnalski, B., Grzesiak, L.M., Hybrid MPPT Algorithm for PV Systems Under Partially Shaded Conditions Using a Stochastic Evolutionary Search and a Deterministic Hill Climbing, *Power Electronics and Drives*, Vol. 2(2), 2017, pp. 49–59, doi: <https://doi.org/10.5277/ped170212>.
31. Hung J.Y., Gao W.B., Hung J.C., Variable Structure Control: A Survey, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 40/2–22, 1993, doi: 10.1109/41.184817.
32. Gao W., Hung J.C., Variable Structure Control of Nonlinear Systems: A New Approach, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 40(1), 1993, pp. 45–55, doi: 10.1109/41.184820.

Reyaz Hussan

Aligarh Muslim University, Aligarh, India

e-mail: mreyazamu@gmail.com

He received his B.Tech degree in electrical engineering and M.Tech degree in Instrumentation and control from Aligarh Muslim University, Aligarh, India, in 2014 and 2016. He is currently a research scholar in electrical engineering, AMU, Aligarh, India. His areas of interests include renewable energy and power converters

Manita Kumari

Aligarh Muslim University, Aligarh, India

e-mail: manitakumari202@gmail.com

She has completed her Bachelor of Engineering (Electrical) and M.Tech in High Voltage and Insulation from Aligarh Muslim University, Aligarh, India in 2016 and 2018, respectively. Currently, she is a Research Scholar at Department of Electrical Engineering at Aligarh Muslim University. Her research interests include renewable energy, PWM techniques for power converters and new topologies for switched capacitor multilevel inverter.

Adil Sarwar

Aligarh Muslim University, Aligarh, India

e-mail: adil.sarwar@zhcet.ac.in

Dr Adil Sarwar is working as Assistant Professor in the Department of Electrical Engineering, AMU, Aligarh. He has teaching and research experience of over 8 years. He is a member of IEEE, USA and life member of systems society of India. He has published more than 40 research papers in reputed journals and conferences including IEEE transactions. He has contributed as coauthor a chapter on multiphase converters in handbook of Power Electronics 4th Ed edited by M. H. Rashid. He is a co-principle investigator in an in going research project awarded by NPIU, India on hybrid converters worth INR 13.5 lakhs. His research interest include Power Converters, Solar PV system and microcontrollers.

Atif Iqbal

Qatar University

e-mail: atif.iqbal@qu.edu.qa

Atif Iqbal, Fellow IET (UK), Fellow IE (India) and Senior Member IEEE, PhD (UK)- Associate Editor IEEE Tran. On Industry Application, IEEE ACCESS, Editor-in-Chief, I'manager journal of Electrical Engineering, Associate Professor at Electrical Engineering, Qatar University and Former Full Professor at Electrical Engineering, Aligarh Muslim University (AMU), Aligarh, India. Recipient of Outstanding Faculty Merit Award AY 2014-2015 and Research excellence award at Qatar University, Doha, Qatar. He received his B.Sc. (Gold Medal) and M.Sc. Engineering (Power System & Drives) degrees in 1991 and 1996, respectively, from the Aligarh Muslim University (AMU), Aligarh, India and PhD in 2006 from Liverpool John Moores University, Liverpool, UK. He has been employed as a Lecturer in the Department of Electrical Engineering, AMU, Aligarh since 1991 where he served as Full Professor until Aug. 2016. He is recipient of Maulana Tufail Ahmad Gold Medal for standing first at B.Sc. Engg. Exams in 1991 from AMU. He has received best research papers awards at IEEE ICIT-2013, IET-SEISCON-2013, and SIGMA 2018. He has published widely in International Journals and Conferences his research findings related to Power Electronics and Renewable Energy Sources. Dr. Iqbal has authored/co-authored more than 350 research papers and one book and three chapters in two other books. He has supervised several large R&D projects. His principal area of research interest is Modeling and Simulation of Power Electronic Converters, Control of multi-phase motor drives and Renewable Energy sources.

Mohd Tariq

Aligarh Muslim University, Aligarh, India

e-mail: tariq.iitkgp@gmail.com

M.Tariq (S'10, M'18) obtained a Bachelor degree in electrical engineering from Aligarh Muslim University, Aligarh and Master degree in machine drives and power electronics from the Indian Institute of Technology (IIT-K)-Kharagpur. Presently he is pursuing his PhD from Nanyang Technological University, Singapore. Before joining his PhD, he has worked as a scientist in an autonomous institute (NIOT, Chennai) under ministry of earth sciences, govt. of India and also worked as an Assistant Professor at National Institute of Technology (NIT) – Bhopal, India. He is a recipient of the best paper award from the IEEE Industrial Applications Society's (IAS) and Industrial Electronic Society, Malaysia Section – Annual Symposium (ISCAIE-2016) held in Penang, Malaysia. His research interest includes power converters, energy storage devices and its optimal control for the electrified transportation and renewable energy application.

Jarosław Guziński

Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki

e-mail: jaroslaw.guzinski@pg.edu.pl

He got Ph.D. and D.Sc. degrees from the Electrical Engineering Department at Technical University of Gdańsk. Currently he is the head of the Department of Electric Drives and Energy Conversion. In 2012 he was awarded by Polish Academy of Sciences – Division IV: Engineering Sciences for his monograph “Electric drives with induction motors and inverters output filters - selected problems”. He has authored and co-authored more than 160 journal and conference papers. His interests include sensorless control of electrical machines, multiphase drives (5-phase), inverter output filters, renewable energy, and electrical vehicles. Dr. Guzinski is a Senior Member of IEEE.

This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 21–32. When referring to the article please refer to the original text.

PL

Algorytm śledzenia optymalnego punktu mocy maksymalnej w systemach fotowoltaicznych

Autorzy

Reyaz Hussan
Manita Kumari
Adil Sarwar
Atif Iqbal
Mohd Tariq
Jarosław Guziński

Słowa kluczowe

system fotowoltaiczny, śledzenie punktu mocy maksymalnej, przekształtnik podwyższający napięcie

Streszczenie

Na skutek nieliniowości charakterystyk $I-U$ panelu fotowoltaicznego jego maksymalną moc uzyskuje się, gdy pracuje on w punkcie przegięcia. Aby panel pracował w optymalnym punkcie, w strukturze sterowania należy zastosować algorytm śledzenia punktu mocy maksymalnej (ang. *maximum power point tracking* – MPPT). Głównym celem śledzenia MPP jest utrzymanie działania panelu PV w punkcie przegięcia charakterystyki $I(U)$ (w tzw. kolanie) niezależnie od zmian temperatury i nasłonecznienia. Pod wpływem częściowego zacielenia paneli fotowoltaicznych połączonych szeregowo (ang. *partial shading condition* – PSC), np. z powodu zachmurzenia, na charakterystyce $I(U)$ powstaje kilka punktów przegięcia. Konwencjonalne metody MPPT nie prowadzą do zbieżności w globalnym punkcie mocy maksymalnej (ang. *global maximum power point* – GMPP) w warunkach PSC. Występowanie kilku szczytów na charakterystyce $P(U)$ bardzo utrudnia śledzenie optymalnego punktu pracy i wymaga użycia takiego algorytmu sterowania, który rozróżnia globalne i lokalne punkty mocy maksymalnej. W celu rozwiązania tego zagadnienia zaproponowano w artykule układ regulacji o stałym napięciu i zmiennej strukturze sterowania. Aby zwiększyć wzmocnienie napięciowe układu energoelektronicznego, zastosowano podwójny przekształtnik podwyższający napięcie. Skuteczne działanie algorytmu sterowania zostało potwierdzone wynikami symulacji.

Data wpływu do redakcji: 01.10.2019

Data wpływu do redakcji po recenzjach: 15.12.2019

Data akceptacji artykułu: 22.01.2020

Data publikacji online: 15.05.2020

1. Wprowadzenie

Ogromny wzrost zapotrzebowania na energię na świecie oraz rosnąca świadomość niebezpieczeństwa zanieczyszczenia środowiska sprawiają, że rządy niemal wszystkich państw dążą do powiększenia udziału energii pochodzącej ze źródeł odnawialnych. Stąd też ogromne zaangażowanie środowisk naukowych w tym zakresie. Energia słoneczna i wiatrowa są postrzegane jako potencjalne alternatywne źródła pokrycia rosnącego zapotrzebowania na energię. Te bardzo obiecujące źródła energii wymagają stosunkowo dużych jednorazowych kosztów inwestycyjnych, ale za to koszty utrzymania urządzeń przetwarzających te energie są niskie. Energia słoneczna może być wykorzystana w postaci energii cieplnej (gdy ciepło światła słonecznego podgrzewa odpowiednią ciecz, aby wytworzyć parę, która następnie uruchomi turbinę i wytworzy energię elektryczną) lub energii elektrycznej (gdy światło słoneczne jest bezpośrednio przekształcane w energię elektryczną). Ten drugi sposób można znakomicie wykorzystać w źródłach generacji rozproszonej, które można lokalizować w pobliżu obiektów będących dużym obciążeniem dla systemu, zmniejszając w ten sposób koszty i straty związane z przesyłaniem energii na duże odległości. Systemy fotowoltaiczne jako jednostki generacyjne wykorzystuje się w inteligentnych mikro-sieciach (ang. *smart micro grid*). Wraz ze stale rosnącą sprawnością paneli fotowoltaicznych (w warunkach laboratoryjnych

osiągnięto już prawie 40-proc. sprawność) i coraz niższymi kosztami wytwarzania bardzo wzrosły inwestycje w tym sektorze. Aby jednak efektywnie wykorzystywać panele fotowoltaiczne do wytwarzania energii elektrycznej i późniejszego spożycia jej w sieci elektrycznej i poza nią, należy dokładnie przeanalizować i zbadać ich charakterystyczne właściwości oraz ocenić ich wydajność, uwzględniając różne czynniki oddziałujące na panele. Na rys. 1 przedstawiono kompletny schemat blokowy systemu fotowoltaicznego pracującego na sieć prądu przemiennego AC. Niniejszy artykuł dotyczy badania i możliwego rozwiązania negatywnego efektu przesłonięcia paneli fotowoltaicznych. Wpływ zmiany nasłonecznienia i temperatury otoczenia na panele fotowoltaiczne jest dobrze znany, zrozumiany i zbadany. Znaczne nieliniowości charakterystyk $I(U)$ (prąd-napięcie na wyjściu PV) zwiększają się dodatkowo przy częściowym zacieleniu panelu.

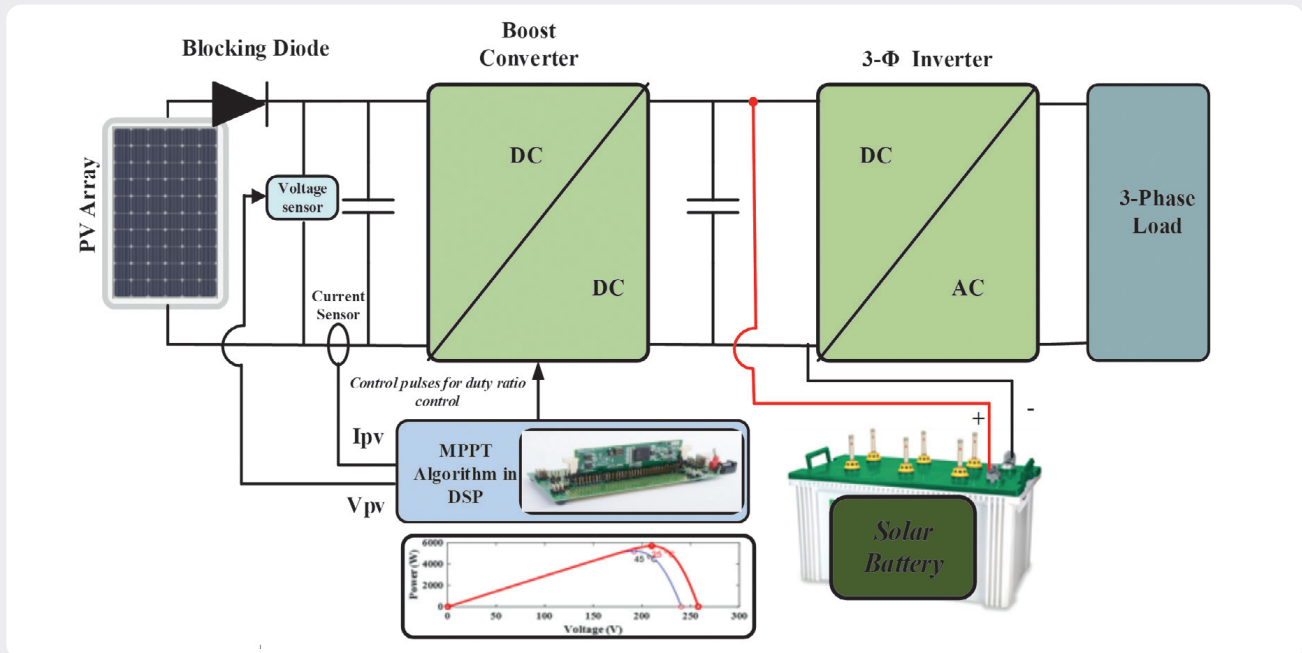
2. Generacja energii podczas częściowego przesłonięcia panelu fotowoltaicznego

Częściowe przesłonięcie panelu fotowoltaicznego jest spowodowane zasłonięciem fragmentu modułu przez jakiś obiekt (np. cień sąsiednich budynków, drzew itp.), osadzeniem się pyłu i brudu albo krótkotrwałym zasłonięciem słońca przez chmury (rys. 2). W takich warunkach przesłonięte ogniwo panelu zostaje spolaryzowane zaporowo i działa jak obciążenie,

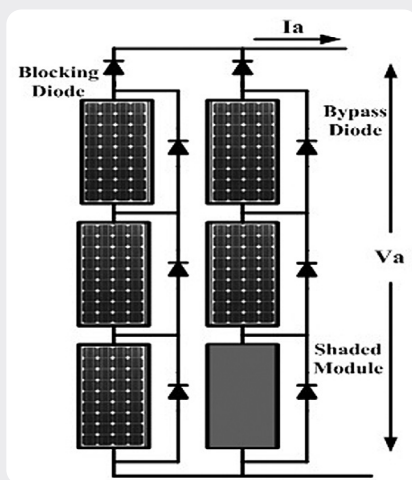
pobierając energię z ogniw oświetlonych. Może to prowadzić do punktowego nagrzewania panelu, powodując nieodwracalne uszkodzenie modułu fotowoltaicznego. Zwykle, w celu podniesienia napięcia stałego zestawów paneli fotowoltaicznych łączy się je szeregowo. Częściowe zacielenie jednego panelu jeszcze bardziej uwydatnia problem. Aby to rozwiązać, każdy moduł jest wyposażony w diodę obejściową. Wzrost ujemnego napięcia w module poddanym nierównomiernemu nasłonecznieniu aktywuje tę diodę. Przez nią prąd omija mniej intensywnie nasłoneczniony moduł, a jednocześnie zachowane jest połączenie szeregowo innych w pełni nasłonecznionych modułów, tak aby cały system działał prawidłowo [1, 2]. Jak zaprezentowano na rys. 3, nieustannie zwiększa się liczba prac naukowych dotyczących eliminacji problemu częściowego przesłonięcia panelu fotowoltaicznego. Zjawisko częściowego zacielenia powoduje znaczne straty mocy w układzie PV. W tych warunkach nieliniowa charakterystyka napięciowa odkształca się ze względu na występowanie wielu maksimum, z których jedno odpowiada maksimum globalnemu [3]. Charakterystyki $I(U)$ oraz $P(U)$ modułów PV w warunkach zmieniającego się nasłonecznienia przedstawiono na rys. 4. Charakterystyka $P(U)$ ilustruje różne punkty mocy maksymalnej (MPP), ponieważ położenie i wielkość MPP zależy od nasłonecznienia oraz temperatury otoczenia. Dlatego na rys. 4 przedstawiono różne krzywe $I(U)$ oraz $P(U)$ przy

This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 21–32. When referring to the article please refer to the original text.

PL



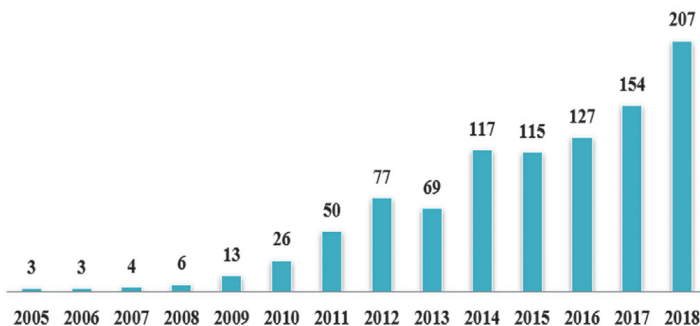
Rys. 1. Schemat blokowy układu fotowoltaicznego będącego przedmiotem niniejszej pracy [tłum. Blocking Diode – dioda blokująca, Boost Converter – przekształtnik podwyższający, PV Array – panel fotowoltaiczny PV, Voltage sensor – czujnik napięcia, Current sensor – czujnik prądu, Control pulses for duty ratio control – sygnały sterujące do zmiany współczynnika wypełnienia, MPPT Algorithm in DSP – algorytm MPPT w DSP, Power (W) – Moc [W], Voltage (V) – Napięcie [V], Solar Battery – bateria słoneczna, 3-Φ Inverter – falownik 3-fazowy, 3-Phase Load – obciążenie 3-fazowe]



Rys. 2. Schemat blokowy systemu fotowoltaicznego w warunkach częściowego zacielenia [tłum. Blocking Diode – dioda blokująca, Bypass Diode – dioda obejściowa, $V_a - U_a$, Shaded Module – zacieleny moduł]

zmianach nasłonecznienia. W warunkach częściowego przesłonięcia, z powodu występowania kilku szczytów charakterystyki $P(U)$, nie sprawdzają się konwencjonalne algorytmy śledzenia i utrzymywania punktu roboczego w maksimum globalnym (rys. 5). Algorytmy te mogą zatrzymać się w lokalnych maksimach charakterystyki $P(U)$, np. w punktach 1 lub 2, zamiast globalnego maksimum 3. W takich sytuacjach nie można zminimalizować strat mocy. Charakterystyki $I(U)$ z rys. 5 odpowiadają różnym poziomom nasłonecznienia dwóch szeregowo połączonych

Year-wise no. of papers on Partial Shading



Rys. 3. Artykuły naukowe na temat częściowego przesłonięcia panelu PV [tłum. Year-wise no. of papers on Partial Shading – Roczna liczba artykułów naukowych dotycząca problemu częściowego zacielenia PV]

paneli. Ten sam prąd płynie przez oba panele. W punkcie pracy przesłoniętego panelu napięcie będzie ujemne, a przekazywana moc także ujemna – dochodzi do rozpraszania mocy w samym panelu. Prowadzi to do powstawania lokalnych gorących punktów i degradacji panelu, co może spowodować jego szybką awarię. Dlatego w tym systemie dodano diodę obejściową, aby prąd mógł ominąć panel podczas jego częściowego zacielenia. Do rozwiązania problemu, z którym nie radzą sobie algorytmy konwencjonalne [4–8], w literaturze zastosowano kilka innych algorytmów. Aby zbadać to zagadnienie, niektórzy autorzy przeprowadzili badania

symulacyjne [9, 11]. Pojawiające się w literaturze metody przeciwdziałania skutkom częściowego zacielenia omówiono w kolejnym rozdziale niniejszego artykułu.

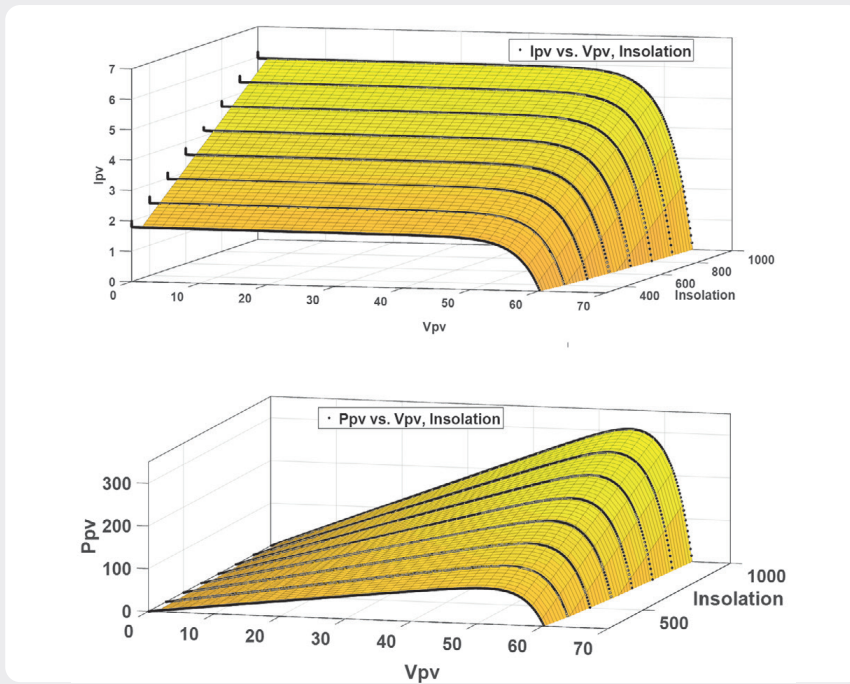
3. Algorytmy śledzenia punktu mocy maksymalnej w fotowoltaicznym systemie wytwarzania energii (SPVG)

Algorytmy śledzenia punktu mocy maksymalnej w słonecznych systemach generacji energii elektrycznej można podzielić na trzy typy:

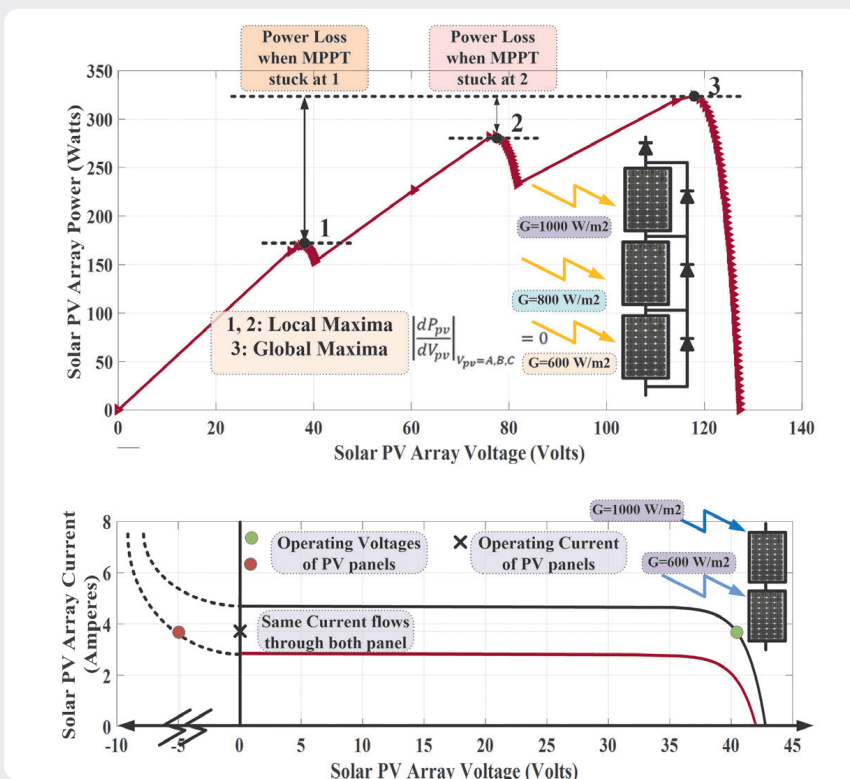
- 1) wykorzystanie zależności pomiędzy U_{oc} i U_{mpp}
- 2) konwencjonalne algorytmy poszukiwania maksimum, takie jak Perturb and Observe

This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 21–32. When referring to the article please refer to the original text.

PL



Rys. 4. Przykładowe charakterystyki $I(U)$ i $P(U)$ przy różnych poziomach nasłonecznienia [tłum. I_{pv} vs. V_{pv} , Insolation – $I_{pv}(U_{pv})$ dla zmiennego nasłonecznienia, P_{pv} vs. V_{pv} , Insolation – $P_{pv}(U_{pv})$ dla zmiennego nasłonecznienia, Insolation – nasłonecznienie]



Rys. 5. Charakterystyki $P(U)$ oraz $I(U)$ systemu PV w warunkach częściowego zacienienia i kilku maksimów mocy [tłum. Power Loss when MPPT stuck at 1 – Straty mocy, gdy MPPT zatrzyma się w punkcie pracy 1, Power Loss when MPPT stuck at 2 – Straty mocy, gdy MPPT zatrzyma się w punkcie pracy 2, Solar PV Array Power (Watts) – Moc systemu fotowoltaicznego PV [W], 1, 2: Local Maxima – 1, 2: maksimum lokalne, 3: Global Maxima – 3: maksimum globalne, Solar PV Array Voltage (Volts) – Napięcie systemu fotowoltaicznego PV [V], Operating Voltages of PV panels – napięcia robocze paneli PV, Operating Current of PV panels – prąd roboczy paneli PV, Same Current flows through both panel – Przez oba panele przepływa ten sam prąd, Solar PV Array Current (Amperes) – Prąd systemu fotowoltaicznego PV [A], Solar PV Array Voltage (Volts) – Napięcie systemu fotowoltaicznego PV (V)]

(P&O), Incremental Conductivity (IC) oraz ich kombinacje z algorytmami typu 1 3) późniejsze algorytmy metaheurystyczne lub inspirowane naturą.

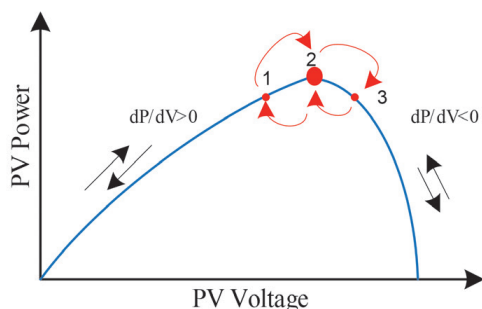
Metoda P&O jest prostą techniką poszukiwania punktu mocy maksymalnej układu PV. Ze względu na łatwość implementacji algorytm ten jest najczęściej stosowany w praktyce [12]. Głównym celem śledzenia punktu mocy maksymalnej jest uzyskanie mocy maksymalnej słonecznego modułu PV i przekazanie jej do odbiorcy. Przekształtnik dc-dc (podwyższający) działa jako interfejs między PV a obciążeniem, więc zmieniając wartość współczynnika wypełnienia przekształtnik może pracować w warunkach MPPT. Algorytm P&O opiera się na tym, że maksimum generowanej mocy osiąga się, gdy pochodna mocy wyjściowej po napięciu panelu PV wynosi zero. Technika P&O można stosować na dwa sposoby, tj. zmieniając napięcie albo współczynnik wypełnienia. Gdy zmianie podlega współczynnik wypełnienia, to metodę P&O nazywa się *hill climbing*. Jeśli w punkcie roboczym na krzywej PV, uwidocznionej na rys. 6, zakłócone jest napięcie robocze oraz $dP > 0$, wtedy punkt pracy przesunie się w kierunku punktu mocy maksymalnej (MPP), a jeśli $dP < 0$, wówczas algorytm P&O odwraca kierunek zmian. Na rys. 7 przedstawiono schemat blokowy algorytmu P&O.

Algorytm rozpoczyna się od pomiaru napięcia i prądu systemu PV i obliczenia mocy chwilowej. Układ sterowania wymusza okresowo zwiększenie lub zmniejszenie napięcia PV (wprowadza zakłócenie pracy) przez zmianę współczynnika wypełnienia tranzystorów przekształtnika. Jeśli przy danym zakłóceniu zwiększa się moc PV, wówczas kolejne zakłócenie następuje w tym samym kierunku, a jeśli moc PV się zmniejsza, to wprowadza się zakłócenie w przeciwnym kierunku. Proces ten trwa do osiągnięcia punktu mocy maksymalnej [13–15].

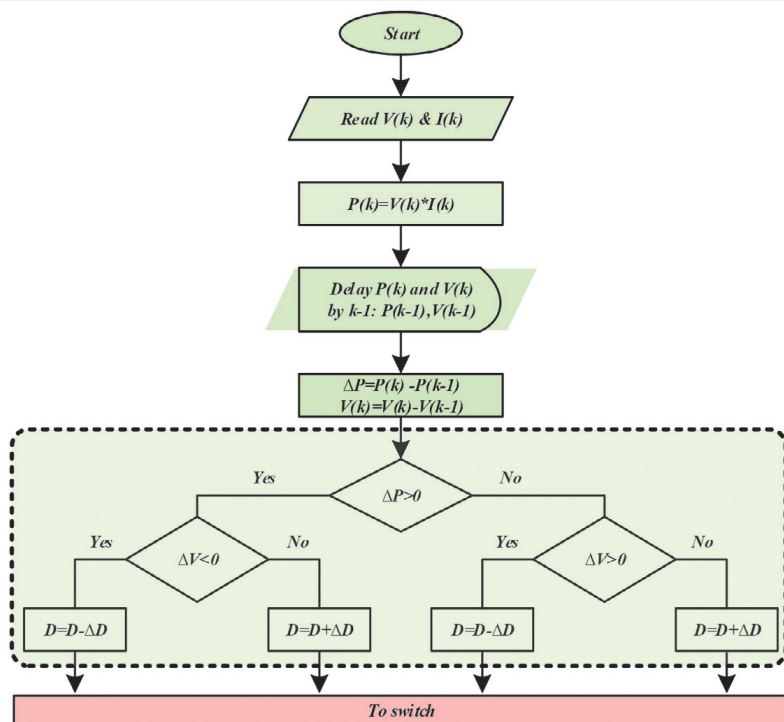
Metoda P&O ma dwa główne ograniczenia. Po pierwsze – gdy śledzenie zbliża się do punktu mocy maksymalnej, występują ciągłe wahania mocy, powodując zmniejszenie wyprodukowanej energii, a tym samym zmniejszenie sprawności. Po drugie – metoda P&O jest podatna na utratę kierunku śledzenia, co może prowadzić do odchylenia punktu roboczego od położenia MPP przy różnym nasłonecznieniu, co skutkuje zmniejszeniem mocy wyjściowej. Wahania te można zminimalizować, zmniejszając zmianę napięcia, ale spowalnia to algorytm i potrzeba wtedy więcej czasu, aby osiągnąć punkt mocy maksymalnej. Inną prostą metodą MPPT jest metoda o stałym napięciu, która zapewnia szybką reakcję układu PV i jest jedną z najprostszych metod MPPT. Metoda ta wymaga jedynie jednego czujnika niezbędnego do pomiaru napięcia wyjściowego panelu. Regulator PI zmienia współczynnik wypełnienia impulsów tranzystorów przekształtnika dc-dc, aby utrzymać napięcie wyjściowe w pobliżu V_{MPP} , które przyjmuje się za napięcie odniesienia odpowiadające MPP. Napięcie to podawane jest w dokumentacji technicznej producenta

This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 21–32. When referring to the article please refer to the original text.

PL



Rys. 6. Realizacja algorytmu P&O dla systemu PV [tłum. PV Power – Moc PV, PV Voltage – Napięcie PV]



Rys. 7. Realizacja algorytmu P&O [tłum. Start – start, Read V(k) & I(k) – odczyt V(k) oraz I(k), Delay P(k) and V(k) by k-1: P(k-1), V(k-1) – opóźnienie P(k) i V(k) o k-1: P(k-1), V(k-1), Yes – tak, No – nie, To switch – do tranzystorów przekształtnika

modułu PV dla standardowych warunków testowych. Napięcie to można też obliczyć [16–19]. Jednakże ta metoda MPPT ma małą dokładność, ponieważ zakłada stałe warunki środowiskowe, czyli pomija zmienność nasłonecznienia i temperatury, a zatem nie zawsze znajduje rzeczywisty MPP [19]. Schemat blokowy stało-napięciowej metody MPPT zaprezentowano na rys. 8.

Z powodu niedoskonałości metod konwencjonalnych naukowcy zintensyfikowali badania naukowe nad działaniem PV przy częściowym zacięnięciu. Od 2010 roku pojawiło się bardzo dużo prac naukowych na ten temat, zaprezentowano w nich różnorodne nowe rozwiązania. Wśród tych metod można wyróżnić:

- algorytmy genetyczne
- optymalizację roju cząstek (ang. Particle Swarm Optimization – PSO)

- algorytmy ewolucyjne (ang. Differential Evolution – DE)
- metodę roju cząstek (ang. Artificial Bee Colony)
- rozwiązanie numeryczne
- analityczne modelowanie słonecznych systemów PV
- MPPT oparte na filtrze Kalmana
- zmodyfikowane metody konwencjonalne
- metodę dwustopniową
- metodę bezpośrednią.

W symulacjach i wynikach eksperymentalnych, przedstawionych w [11], gdzie zastosowano metodę ewolucyjną (DE) w warunkach częściowego zacięnięcia do śledzenia maksimum globalnych, zanotowano znaczną szybkość śledzenia i skuteczność przetwarzania mocy, bez nadmiernej złożoności układu sterowania. Metoda bezpośrednia [20] dzieli przestrzeń poszukiwań

na różne sekcje, a zakres badań sprowadza się do sekcji o wysokim prawdopodobieństwie maksimum globalnych. Jednak sukces tej metody zależy od prawidłowego podziału na sekcje. Metoda PSO, zaproponowana w [21–25], zależy od właściwego wyboru trzech parametrów, a mianowicie ciężaru, bezwładności i współczynników przyspieszenia w ramach algorytmu PSO dla szybkiej i udanej konwergencji. W metodzie tej uzyskano lepsze wyniki w porównaniu z innymi algorytmami heurystycznymi. Zmodyfikowana metoda przyrostów przewodności (IC), zaproponowana w [26], wykazuje wzrost generowanej energii. Czas śledzenia jest krótszy w porównaniu z konwencjonalną metodą P&O, metodą z obserwatorem oraz metodą hill climbing opartą na logice rozmytej. Metoda dwuetapowa, zaproponowana w [27], analizuje przebiegi krzywych I(U) oraz P(U) do dwuetapowego śledzenia maksimum globalnych. Metoda ta jest prosta i skuteczna w warunkach szybkich zmian nasłonecznienia. W innej pracy [28] zastosowano nowy model MPPT, wykorzystujący technikę optymalizacji Grey Wolf Optimizer (GWO) w stanie częściowego zacięnięcia. W pracach [29–30] zaproponowano metody umożliwiające śledzenie GMPP z dużą dokładnością, w warunkach niejednolitego zacięnięcia.

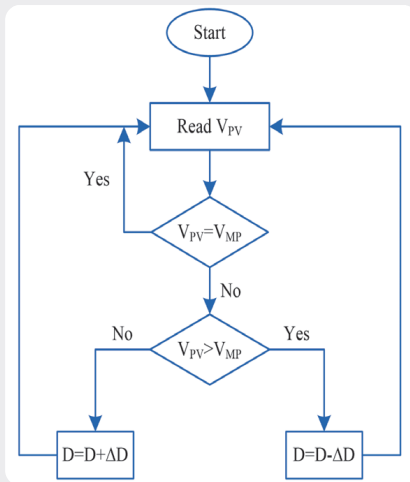
4. Proponowana metoda

Proponowany w niniejszym artykule algorytm sterowania wykorzystuje metodę sterowania o zmiennej strukturze regulatora (ang. Variable Structure Control – VSC). W sterowaniu VSC wykorzystuje się nieciągły, nieliniowy algorytm sterowania, który zmienia dynamikę systemu nieliniowego. Sterowanie bazujące na sprzężeniu od wektora zmiennych (state-feedback control) jest nieciągłą funkcją czasu, która przechodzi płynnie od jednego stanu do drugiego. Tak więc struktura sterowania zmienia się w zależności od wartości zmiennych sterujących. Przejście między kolejnymi stanami następuje z bardzo dużą dynamiką. Metoda VSC została opracowana we wczesnych latach 50. ubiegłego wieku w ZSRR przez prof. Emelianowa z zespołem [31, 32] i została przedstawiona w niniejszym rozdziale.

W praktyce liczba schematów zacięnięcia dla małych systemów PV rzadko przekracza dwa. Proponowana metoda wykorzystuje zatem wyniki uzyskane z badania zmienności GMPP w dwóch schematach zacięnięcia. Zmienność MPP w warunkach zacięnięcia częściowego jest weryfikowana praktycznie. Do opracowania algorytmu sterowania wykorzystano panel PV typu BP Solar BX3190. W tym panelu GMPP występuje blisko wartości równej $K_{low} \cdot U_{OC}$ (gdzie: $K_{high} = 0,44$, a U_{OC} to napięcie obwodu otwartego panelu PV) w warunkach, gdy istnieje duża różnica w nasłonecznieniu (ponad 500 W/m^2) między panelem niezacięniętym a zacięniętym. Gdy różnica zacięnięcia między dwoma panelami zmniejsza się poniżej 500 W/m^2 , wówczas napięcie punktu globalnego maksimum mocy (GMPP) staje się równe $K_{high} \cdot U_{OC}$ (gdzie: $K_{high} = 0,86$). Do pomiaru U_{OC}

This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 21–32. When referring to the article please refer to the original text.

PL



Rys. 8. Schemat blokowy algorytmu sterowania MPPT przy stałym napięciu [tłum. Start – start, Read V_{PV} – odczyt V_{PV} , Yes – tak, No – nie]

stosuje się dodatkowe (pomocnicze) panele PV o małej mocy, ale wykonane z podobnego materiału jak panele główne PV. W zaproponowanej metodzie wykorzystano analizę charakterystyk przedstawionych na rys. 9. Schemat blokowy nowego algorytmu zaprezentowano na rys. 10.

5. Badania symulacyjne

Proponowany algorytm został zasymulowany w środowisku Matlab Simulink. Na rys. 11 przedstawiono schemat blokowy systemu PV z obciążeniem rezystancyjnym, a strukturę regulatora na rys. 12. Model Simulink składa się z następujących bloków:

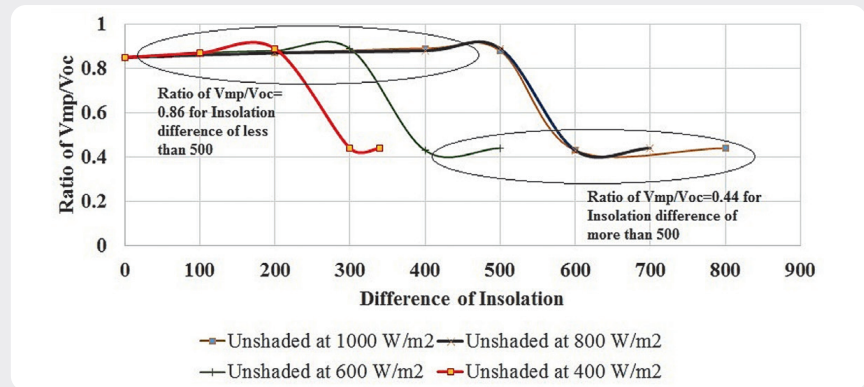
a. BLOKI PV

Kolektory słoneczne PV_1 i PV_3 to główne kolektory składające się z modułów fotowoltaicznych typu BP Solar SX 3190. Liczba ogniw w module wynosi 50. Kolektor PV_2 i PV_4 są kolektorami pomocniczymi, wykonanymi z tego samego materiału i o tych samych właściwościach co kolektory główne. Kolektory pomocnicze służą jedynie do pomiaru napięcia obwodu otwartego. W kolektorach pomocniczych wykorzystano moduły typu SunPower SPR-305-WHT z 96 ogniwami na moduł. Dane techniczne modułów i parametry modelu podano w tab. 1. Na rys. 13 przedstawiono charakterystyki $P(U)$ przy różnym częściowym przesłonięciu.

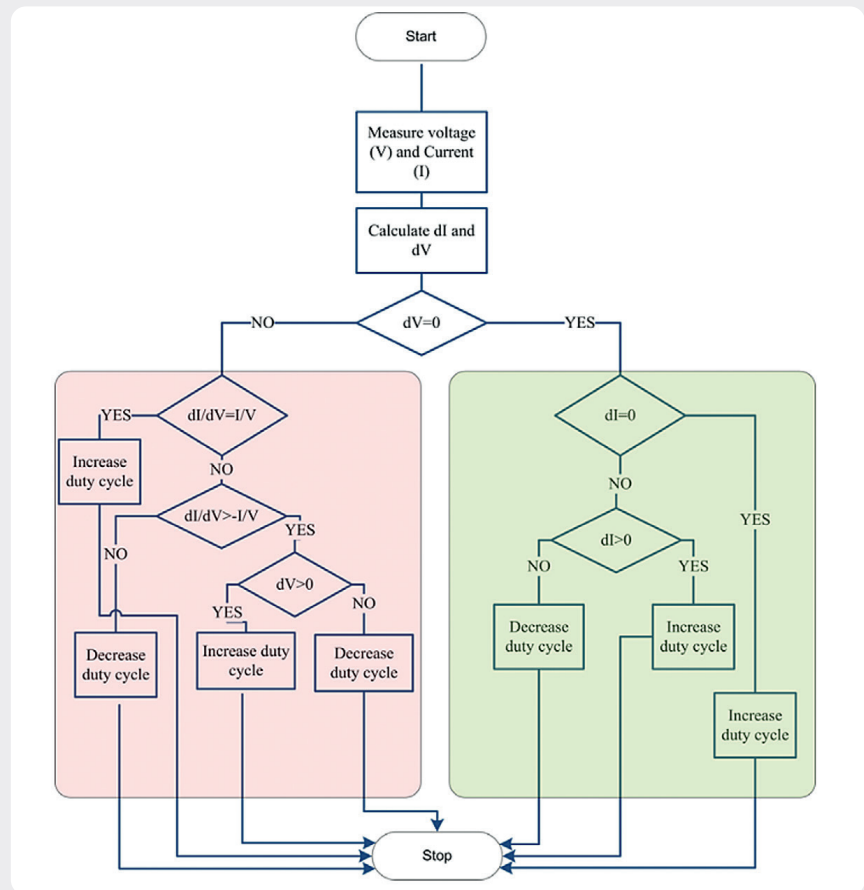
W opisach na rys. 13 podano wartości nasłonecznienia obu kolektorów. Para wartości 400 W/m^2 i 400 W/m^2 oznacza, że oba panele są tak samo nasłonecznione z natężeniem 400 W/m^2 , zaś para 400 W/m^2 i 300 W/m^2 oznacza, że nasłonecznienie jednego panelu wyniosło 400 W/m^2 , a drugiego 300 W/m^2 .

b. PODWÓJNY PRZEKSZTAŁNIK PODWYŻSZAJĄCY

Kwadrantowy przekształtnik podwyższający zwiększa napięcie wejściowe U_i . Przekształtnik ten wytwarza wyższe napięcie wyjściowe w porównaniu z konwencjonalnym przekształtnikiem podwyższającym



Rys. 9. Przesunięcie GMPP przy różnym nasłonecznieniu [tłum. Ratio of V_{mp}/V_{oc} – Stosunek V_{mp}/V_{oc} , Ratio of $V_{mp}/V_{oc} = 0.86$ for Insolation difference of less than 500, Ratio of $V_{mp}/V_{oc} = 0.44$ for Insolation difference of more than 500 – stosunek $V_{mp}/V_{oc} = 0,44$ przy różnicy nasłonecznienia większej niż 500, Difference of Insolation – Różnica nasłonecznienia, Unshaded at 1000 W/m^2 – niezacieniony przy 1000 W/m^2 , Unshaded at 600 W/m^2 – niezacieniony przy 600 W/m^2 , Unshaded at 800 W/m^2 – niezacieniony przy 800 W/m^2 , Unshaded at 400 W/m^2 – niezacieniony przy 400 W/m^2]



Rys. 10. Schemat blokowy zaproponowanego algorytmu MPPT [tłum. Start – start, Measure voltage (V) and Current (I) – pomiar napięcia (U) i prądu (I), Calculate dI and dV – obliczenie dI i dV , No – nie, Yes – tak, Increase duty cycle – Zwiększ wypełnienie impulsu, Decrease duty cycle – Zmniejsz wypełnienie impulsu, Increase duty cycle – Zwiększ wypełnienie impulsu, Decrease duty cycle – Zmniejsz wypełnienie impulsu]

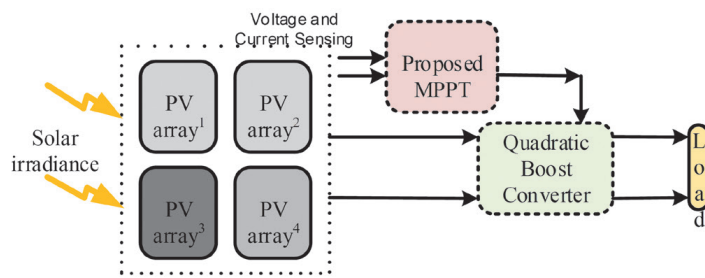
przy tym samym współczynniku wypełnienia impulsu D . Zależność między napięciem wejściowym i wyjściowym U_o jest określona wzorem

$$U_o = \frac{U_i}{(1-D)^2} \tag{1}$$

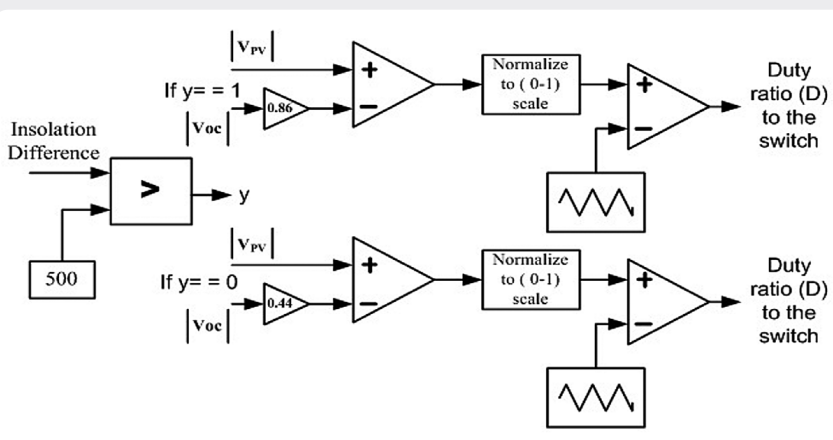
Z (1) wynika, że napięcie wyjściowe przekształtnika zmienia się wykładniczo wraz z wypełnieniem impulsu dla danego napięcia wejściowego. Ponieważ wypełnienie impulsu jest mniejsze niż 1, to $U_o > U_i$. Zwiększone wzmocnienie przekształtnika

This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 21–32. When referring to the article please refer to the original text.

PL



Rys. 11. Realizacja proponowanego schematu [tłum. Voltage and Current Sensing – pomiar napięcia i prądu, Solar irradiance – promieniowanie słoneczne, PV array – kolektor PV, Proposed MPPT – proponowana metoda MPPT, Quadratic Boost Converter – podwójny przekształtnik podwyższający napięcie, Load – obciążenie]



Rys. 12. Struktura regulatora zrealizowana w środowisku Matlab Simulink [tłum. Insolation Difference – różnica nasłonecznienia, Normalize to (0–1) scale – normalizacja (0–1), Duty ratio (D) to the switch – stosunek wypełnienia impulsów (D) sterujących tranzystora przekształtnika, If y = 0 – jeśli y = 0]

Dane techniczne modułów i parametry modelu	V_{OC} [V]	I_{SC} [A]	V_{mp} [V]	I_{mp} [A]	R_s [Ω]	R_p [Ω]	I_{sat} [A]	I_{ph} [A]
Kolektor PV ₁ i kolektor PV ₃	30,602	8,510	24,3003	7,829	0,1751	755,51	1.0647e-06	8,5158
Kolektor PV ₂ i kolektor PV ₄	64,2	5,96	54,7	5,58	0,0379	993,51	1.1753e-08	5,9602

Tab. 1. Dane techniczne kolektorów słonecznych głównych i pomocniczych

sprawa, że lepiej nadaje się do takich zastosowań jak zintegrowany system PV i mikro sieci. Ponadto przekształtnik ten zapewnia mniejsze tętnienia prądu wyjściowego panelu PV. Krzywe zależności napięcia wyjściowego od wypełnienia impulsu $U_i(D)$ dla podwójnego przekształtnika podwyższającego i klasycznego przekształtnika podwyższającego przedstawiono na rys. 14. W klasycznym przekształtniku podwyższającym wzmocnienie napięcia wynosi zwykle 4–5, natomiast w podwójnym przekształtniku można je zwiększyć do 10, co zapewnia działanie układu MPPT w szerszym zakresie pracy układu. Linie niebieska i czerwona na rys. 14 oznaczają napięcie wyjściowe przy określonym wypełnieniu cyklu, odpowiednio dla podwójnego i klasycznego przekształtnika podwyższającego. Wartości dławika i kondensatora przekształtnika podwójnego oraz rezystancji obciążenia,

które użyto w badaniach symulacyjnych, podano w tab. 2.

c. ŚLEDZENIE PUNKTU MOCY MAKSYMALNEJ PRZY ZMIENNEJ STRUKTURZE UKŁADU

Na rys. 15 przedstawiono schemat blokowy realizacji proponowanego algorytmu sterowania w środowisku Matlab Simulink. Jeśli różnica w nasłonecznieniu jest mniejsza niż 500 W/m², wymagane $U_{mp} = 0,44$ napięcia U_{OC} , w przeciwnym razie $U_{mp} = 0,86$ napięcia U_{OC} . Znormalizowany przebieg różnicy napięć U_{pv} i U_{mp} porównuje się z falą trójkątną w celu określenia sygnału współczynnika wypełnienia impulsów podwójnego przekształtnika podwyższającego. Przykładowe przebiegi prądu, napięcia i mocy zaprezentowano na rys. 16. Wyniki symulacji potwierdzają poprawność działania zaproponowanego algorytmu MPPT.

Nr	Element	Wartość
1	Dławik	0,001 H
2	Kondensator	0,01 F
3	Rezystancja obciążenia	10 Ω

Tab. 2. Wartości kondensatora i dławika przekształtnika podwójnego oraz rezystancja obciążenia

Zaproponowany algorytm o zmiennej strukturze wykorzystuje właściwość panelu PV, w którym napięcie, udostępniające w systemie PV moc maksymalną, przełącza się pomiędzy $K_i \cdot U_{OC}$ (gdzie $K_i = K_{low} = 0,44$, lub $K_i = K_{high} = 0,86$). Stały mnożnik uzyskano dla panelu PV typu BP Solar SX3190 po przeprowadzonych badaniach symulacyjnych.

Na rys. 16 przedstawiono właściwości dynamiczne zaproponowanego algorytmu MPPT w warunkach zmieniającego się nasłonecznienia. Nasłonecznienie jednego z paneli utrzymywane jest na poziomie 1000 W/m². Drugi, połączony szeregowo panel podlega zmiennym warunkom nasłonecznienia. Nasłonecznienie zmienia się od 200 W/m² do 600 W/m², a potem zwiększa się do 1000 W/m². Aby sprawdzić działanie nowego algorytmu MPPT przy szybkim zmniejszeniu nasłonecznienia, nasłonecznienie drugiego panelu zmniejsza się z 1000 W/m² do 200 W/m² oraz z 600 W/m² od 400 W/m². Przy dynamicznej zmianie nasłonecznienia proponowany algorytm o zmiennej strukturze działał dobrze, płynnie i dynamicznie, śledząc punkt mocy maksymalnej. Działanie systemu PV z nowym algorytmem MPPT porównano z konwencjonalnym algorytmem P&O oraz systemem PV działającym w układzie otwartym (bez MPPT). Zmienność mocy wyjściowej w różnych warunkach testowych zaprezentowano na rys. 17. Wynik ten wskazuje lepszą wydajność przy wyższej różnicy w nasłonecznieniu.

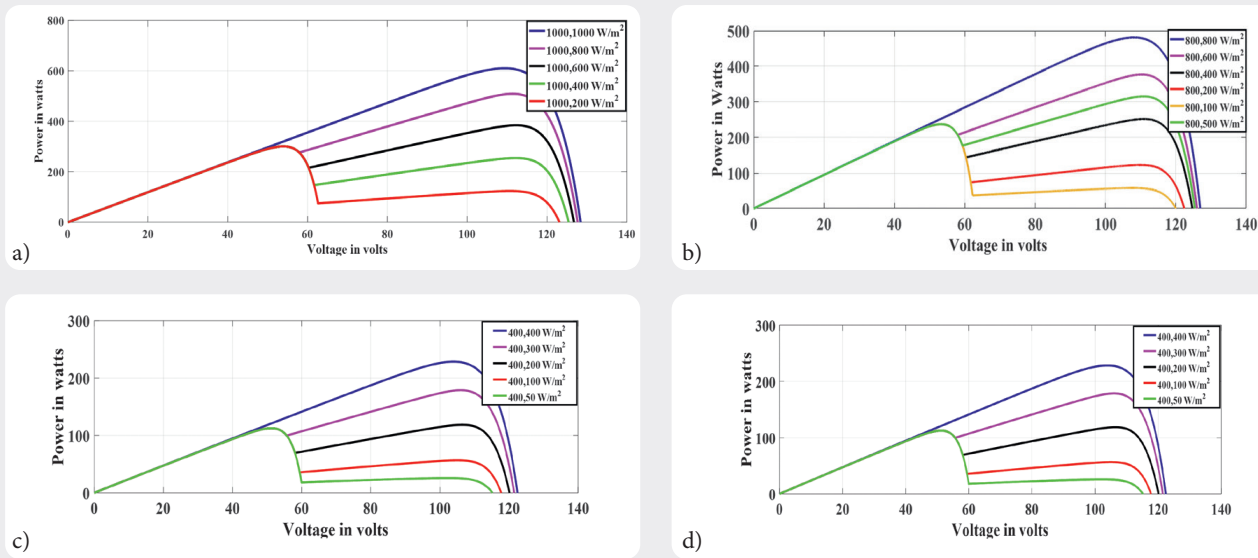
6. Wnioski

Sprawność systemu PV w dużej mierze zależy od warunków atmosferycznych. Moc wyjściowa systemu PV zależy od temperatury i nasłonecznienia, którym podlegają poszczególne moduły. Moc wyjściowa zmienia się, gdy występuje częściowe przesłonięcie łańcucha paneli, w którym połączone szeregowo panele PV równocześnie podlegają różnemu nasłonecznieniu.

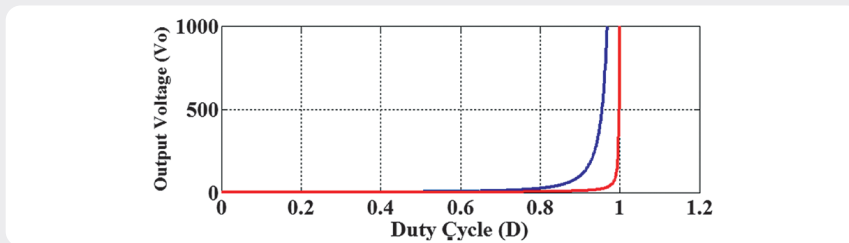
W niniejszej pracy zamodelowano zjawisko częściowego przesłonięcia panelu PV i zaproponowano nowy algorytm śledzenia punktu mocy maksymalnej, który jest układem o zmiennej strukturze sterowania. Algorytm przetestowano na opracowanym modelu symulacyjnym w Matlab Simulink przy różnych warunkach pracy układu PV. Wyniki uzyskane dla nowego MPPT spełniają oczekiwania. Maksymalna moc wyjściowa uzyskana z systemu PV, przy zastosowaniu proponowanego MPPT, jest bliska maksymalnej mocy odczytanej z charakterystyki katalogowej modelowanego panelu PV. Algorytm ten ma zastosowanie tylko do dwóch modeli zacinienia, co jest najczęściej spotykane w praktyce.

This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 21–32. When referring to the article please refer to the original text.

PL



Rys. 13 (a), (b), (c), (d). Krzywe charakterystyki PV z jednym panelem nasłonecznionym ze stałym nasłonecznieniem (a) 1000 W/m², (b) 800 W/m², (c) 600 W/m² i (d) 400 W/m² oraz drugim panelem przesłoniętym w różnym stopniu [tłum. Power in watts – Moc [W], Voltage in volts – Napięcie [V]]



Rys. 14. Charakterystyki napięcia wyjściowego w funkcji współczynnika wypełnienia (linia niebieska – przekształtnik podwójny, linia czerwona – przekształtnik klasyczny) [tłum. Output Voltage (Vo) – napięcie wyjściowe U_o, Duty Cycle (D) – współczynnik wypełnienia impulsów D]

Energy 2009, Vol. 86(9), s. 1632–1640, doi: 10.1016/j.apenergy.2009.01.020.

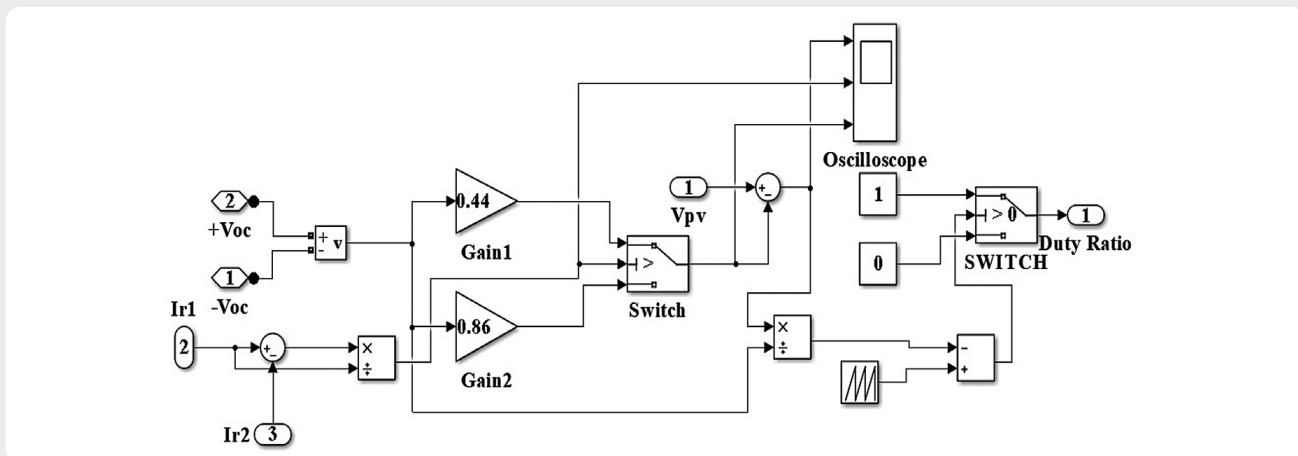
- Zheng H. i in., Shading and bypass diode impacts to energy extraction of PV arrays under different converter configurations [Oddziaływanie zacielenia i diody obejściowej na moc wyjściową kolektorów PV przy różnych konfiguracjach przekształtnika], *Renewable Energy* 2014, Vol. 68, s. 58–66, doi: 10.1016/j.renene.2014.01.025.
- Seyedmahmoudian M. i in., State of the art artificial intelligence-based MPPT techniques for mitigating partial shading effects on PV systems – A review [Najnowocześniejsze techniki MPPT oparte na sztucznej inteligencji w celu złagodzenia efektów zacielenia częściowego w systemach PV – Przegląd], *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 2016, Vol. 64, s. 435–455, doi: 10.1016/j.rser.2016.06.053.

Podziękowania

Publikacja ta była możliwa dzięki Qatar University w Katarze i finansowana ze środków grantu Marubeni Concept to Prototype Development Research nr [228]. Odpowiedzialność za zawartość artykułu ponoszą wyłącznie autorzy.

Bibliografia

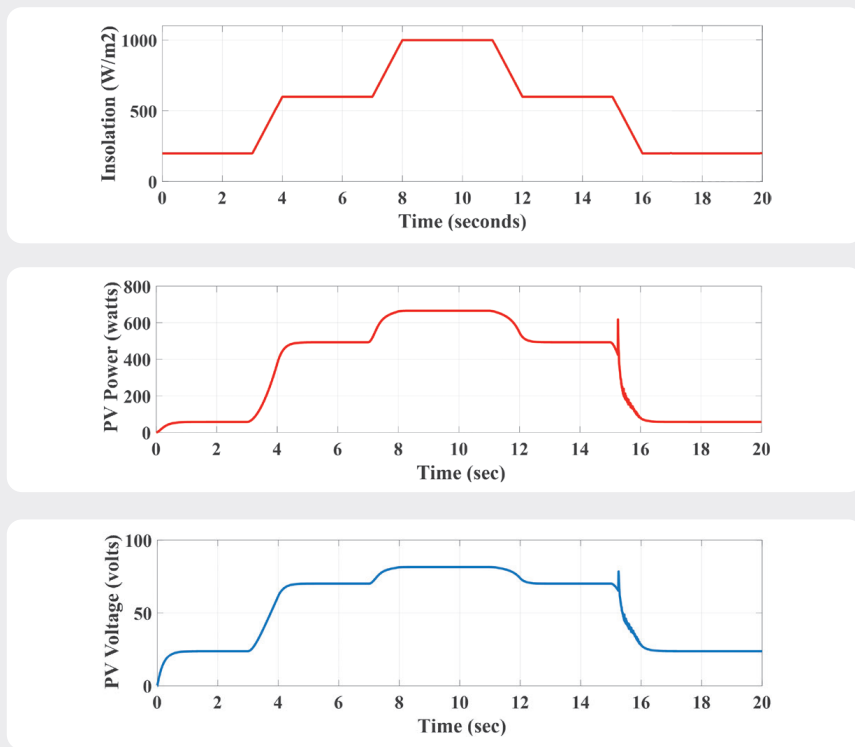
- Silvestre S., Boronat A., Chouder A., Study of bypass diodes configuration on PV modules [Badania konfiguracji diód obejściowych w modułach PV], *Applied*



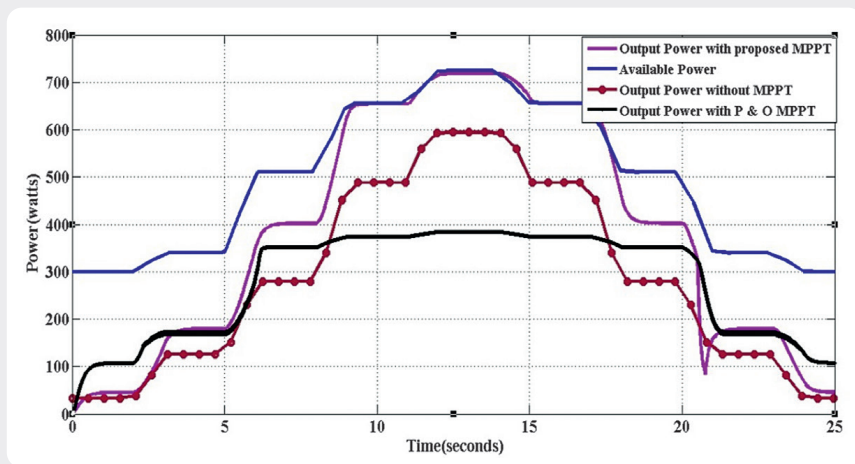
Rys. 15. Model zaproponowanego algorytmu sterowania MPPT w środowisku Matlab Simulink [tłum. +Voc – +U_{oc}, Gain – wzmacnienie, Switch – przełącznik sygnałów, Oscilloscope – oscyloskop, SWITCH – przełącznik sygnałów, Duty Ratio – współczynnik wypełnienia impulsów]

This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 21–32. When referring to the article please refer to the original text.

PL



Rys. 16. Przebiegi prądu, napięcia i mocy wyjściowej [tłum. Insolation (W/m²) – Nasłonecznienie [W/m²], PV Power (watts) – Moc PV [W], Time (sec) – Czas [s], PV Voltage (volts) – Napięcie PV (V)]



Rys. 17. Zmienność mocy wyjściowej w różnych warunkach testowych [tłum. Power (watts) – Moc [W], Output Power with proposed MPPT – moc wyjściowa z proponowanym MPPT, Available Power – moc dysponowana, Output Power without MPPT – moc wyjściowa bez MPPT, Output Power with P & O MPPT – moc wyjściowa z MPPT przy algorytmie P&O, Time (seconds) – Czas [s]]

4. Fan X., Deng F., Chen J., Voltage band analysis for maximum power point tracking of stand-alone PV systems [Analiza pasma napięcia do śledzenia punktu mocy maksymalnej autonomicznych systemów fotowoltaicznych], *Solar Energy* 2017, Vol. 144, s. 221–231, doi: 10.1016/j.solener.2017.01.032.

5. Gokmen N. i in., Voltage band based global MPPT controller for photovoltaic systems [Globalny sterownik MPPT w oparciu o pasmo napięciowe do systemów fotowoltaicznych], *Solar*

Energy 2013, Vol. 98, s. 322–334, doi: 10.1016/j.solener.2013.09.025.

6. Ahmed J., Salam Z., A critical evaluation on maximum power point tracking methods for partial shading in PV systems [Krytyczna ocena metod śledzenia punktu mocy maksymalnej przy zaciemnieniu częściowym w systemach PV], *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 2015, Vol. 47, s. 933–953, doi: 10.1016/j.rser.2015.03.080.

7. Koutroulis E., Blaabjerg F., A new technique for tracking the global maximum

powerpoint of PV arrays operating under partial-shading conditions [Nowa technika śledzenia globalnego punktu mocy maksymalnej kolektora PV w warunkach zaciemnienia częściowego], *IEEE Journal of Photovoltaics* 2012, Vol. 2(2), s. 184–190, doi: 10.1109/JPHOTOV.2012.2183578.

8. Bidram A., Davoudi A., Balog R.S., Control and circuit techniques to mitigate partial shading effects in photovoltaic arrays [Techniki sterowania i obwodów w celu złagodzenia efektów zaciemnienia częściowego w kolektorach fotowoltaicznych], *IEEE Journal of Photovoltaics* 2012, Vol. 2(4), s. 532–546, doi: 10.1109/JPHOTOV.2012.2202879.

9. Tabish S., Ashraf I., Simulation of Partial Shading on Solar Photovoltaic Modules with Experimental Verification [Symulacja zaciemnienia częściowego słonecznych modułów fotowoltaicznych wraz z weryfikacją eksperymentalną], *International Journal of Ambient Energy* 2015, Vol. 38, s. 1–21, doi: 10.1080/01430750.2015.1074614.

10. Bhattacharya T., Chakraborty A., Pal K., Computer Simulation of the Influence of Shading on Solar Photovoltaic Array [Symulacja komputerowa wpływu zaciemnienia na słoneczny kolektor fotowoltaiczny], *International Journal of Ambient Energy* 2016, Vol. 38, s. 1–19, doi: 10.1080/01430750.2016.1155484.

11. Taheri H., Salam Z., Ishaque K., A Novel Maximum Power Point Tracking Control of Photovoltaic System Under Partial and Rapidly Fluctuating Shadow Conditions Using Differential Evolution [Nowatorska metoda kontroli śledzenia punktu mocy maksymalnej w systemie fotowoltaicznym w warunkach częściowo i szybko zmieniającego się zaciemnienia z wykorzystaniem ewolucji różniczkowej], *ISIEA 2010 IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications* 2011, doi: 10.1109/ISIEA.2010.5679492.

12. Killi M., Samanta S., Modified Perturb and Observe MPPT Algorithm for Drift Avoidance in Photovoltaic Systems [Zmodyfikowany algorytm MPPT Perturb and Observe dla unikania znoszenia w układach fotowoltaicznych], *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 2015, Vol. 62, No. 9, doi: 10.1109/TIE.2015.2407854.

13. Srivastava M., Agarwal S., Sharma E., Design and Simulation of Perturb and Observe MPPT Algorithm for 72 Cell Solar PV System [Projektowanie i symulacja algorytmu MPPT Perturb and Observe dla słonecznego układu PV o 72 ogniwach], *International Journal of Soft Computing and Engineering* 2015, Vol. 4, Issue 6, ISSN: 2231–2307.

14. Patel U., Sahu D., Tirkey D., Maximum Power Point Tracking Using Perturb & Observe Algorithm and Compare with another Algorithm [Śledzenie punktu mocy maksymalnej za pomocą algorytmu Perturb and Observe i porównanie z innym algorytmem], *International Journal of Digital Application & Contemporary research* 2013, Vol. 2, ISSN: 2319–4863.

This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 21–32. When referring to the article please refer to the original text.

PL

15. Atallah A.M., Abdelaziz A.Y., Jumaah R.S., Implementation of Perturb and Observe MPPT of PV System with Direct Control Method Using Buck and Buckboost Converters [Wdrożenie MPPT Perturb and Observe w systemie PV metodą bezpośredniego sterowania z wykorzystaniem przekształtników Buck oraz Buckboost], *Emerging Trends in Electrical, Electronics & Instrumentation Engineering: An international Journal* 2014, Vol. 1, No. 1.
16. Srivastava M., Agarwal S., Sharma E., Design and Simulation of Perturb and Observe MPPT Algorithm for 72 Cell Solar PV System [Projektowanie i symulacja algorytmu MPPT Perturb and Observe dla słonecznego układu PV o 72 ogniwach], *International Journal of Soft Computing and Engineering* 2015, Vol. 4, Issue 6, ISSN: 2231–2307.
17. Esram T., Chapman P.L., Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques, Energy Conversion [Porównanie technik śledzenia punktu mocy maksymalnej kolektora fotowoltaicznego, przekształcenie energii], *IEEE Transactions on Energy Conversion* 2007, Vol. 22/2, s. 439–449, doi: 10.1109/TEC.2006.874230.
18. Yu T., Chien T., Analysis and simulation of characteristics and maximum power point tracking for photovoltaic systems, in Power Electronics and Drive Systems [Analiza i symulacja charakterystyk i śledzenia punktu mocy maksymalnej systemów fotowoltaicznych w energoelektronice i układach napędowych], 8th International Conference on Power Electronic and Drive Systems, PEDS 2009, s. 1339–1344, doi: 10.1109/PEDS.2009.5385670.
19. Babaa S.E., Armstrong M., Pickert V., Overview of Maximum Power Point Tracking Control Methods for PV Systems [Przegląd metod kontroli śledzenia punktu mocy maksymalnej dla systemów PV], *Journal of Power and Energy Engineering* 2014, Vol. 2, s. 59–72, doi: 10.4236/jpee.2014.28006.
20. Nguyen T.L., Low K.-S., A global maximum power point tracking scheme employing DIRECT search algorithm for photovoltaic systems [Schemat śledzenia globalnego punktu mocy maksymalnej wykorzystujący algorytm wyszukiwania DIRECT dla systemów fotowoltaicznych], *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 2010, Vol. 57(10), 3456–3467, doi: 10.1109/TIE.2009.2039450.
21. Yau H.-T. in., Sliding mode extremum seeking control scheme based on PSO for maximum power point tracking in photovoltaic systems [Oparty na PSO schemat wyszukiwania ekstremum w trybie sterowania ślizgowego do celów śledzenia punktu mocy maksymalnej w systemach fotowoltaicznych], *International Journal of Photoenergy* 2013, Vol. 2, doi: 10.1155/2013/527948.
22. Ishaque K. in., An improved particle swarm optimization (PSO)-based MPPT for PV with reduced steady-state oscillation [Ulepszony MPPT oparty na optymalizacji roju cząstek (PSO) dla PV ze zmniejszoną oscylacją w stanie ustalonym], *IEEE Transactions on Power Electronics* 2012, No. 27(8), s. 3627–3638, doi: 10.1109/TPEL.2012.2185713.
23. Ishaque K., Salam Z., A deterministic particle swarm optimization (PSO) maximum power point tracker for photovoltaic system under partial shading condition [Deterministyczna optymalizacja roju cząstek (PSO) do śledzenia punktu mocy maksymalnej układu fotowoltaicznego w warunkach zacielenia częściowego], *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 2012, Vol. 60(8), doi: 10.1109/TIE.2012.2200223.
24. Killi M., Samanta S., Modified Perturb and Observe MPPT Algorithm for Drift Avoidance in Photovoltaic Systems [Zmodyfikowany algorytm MPPT Perturb and Observe dla unikania znoszenia w układach fotowoltaicznych], *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 2015, Vol. 62, No. 9, doi: 10.1109/TIE.2015.2407854.
25. Patel U., Sahu D., Tirkey D., Maximum Power Point Tracking Using Perturb & Observe Algorithm and Compare with another Algorithm [Śledzenie punktu mocy maksymalnej za pomocą algorytmu Perturb and Observe i porównanie z innym algorytmem], *International Journal of Digital Application & Contemporary research* 2013, Vol. 2, ISSN: 2319-4863.
26. Tey K.S., Mekhilef S., Modified Incremental Conductance MPPT Algorithm to Mitigate Inaccurate Responses Under Fast-Changing Solar Irradiation Level [Zmodyfikowany algorytm MPPT przyrostów konduktancji w celu złagodzenia niedokładnych odpowiedzi w warunkach szybko zmieniającego się poziomu promieniowania słonecznego], *Solar Energy* 2014, Vol. 101, s. 333–342, doi: 10.1016/j.solener.2014.01.003.
27. Kobayashi K., Takano I., Sawada Y., A Study on a Two Stage Maximum Power Point Tracking Control of a Photovoltaic System under Partially Shaded Insolation Conditions [Badanie dwustopniowego sterowania śledzeniem punktu mocy maksymalnej układu fotowoltaicznego w warunkach częściowego zacielenia nastłonecznienia], *IEEE Transactions on Industry Applications* 2006, Vol. 153(4), doi: 10.1109/PES.2003.1271058.
28. Mohanty S., Subudhi B., Ray P.K., A new MPPT design using grey wolf optimization technique for photovoltaic system under partial shading conditions [Nowy projekt MPPT z wykorzystaniem techniki optymalizacji szarego wilka dla systemu fotowoltaicznego w warunkach częściowego zacielenia], *IEEE Transactions on Sustainable Energy* 2016, Vol. 7(1), s. 181–188, doi: 10.1109/TSTE.2015.2482120.
29. Kot R., Stynski S., Malinowski M., Hardware methods for detecting global maximum power point in a PV power plant [Metody sprzętowe do wykrywania globalnego punktu mocy maksymalnej w elektrowni fotowoltaicznej], 2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), doi: 10.1109/ICIT.2015.7125527.
30. Basiński K., Ufnalski B., Grzesiak L.M., Hybrid MPPT Algorithm for PV Systems Under Partially Shaded Conditions Using a Stochastic Evolutionary Search and a Deterministic Hill Climbing [Hybrydowy algorytm MPPT dla systemów PV w warunkach zacielenia częściowego z wykorzystaniem stochastycznego poszukiwania ewolucyjnego i deterministycznej metody hill climbing], *Power Electronics and Drives* 2017, Vol. 2(2), s. 49–59, doi: <https://doi.org/10.5277/ped170212>.
31. Hung J.Y., Gao W.B., Hung J.C., Variable Structure Control: A Survey [Sterowanie o zmiennej strukturze: Przewodnik], *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 1993, Vol. 40/2–22, doi: 10.1109/41.184817.
32. Gao W., Hung J.C., Variable Structure Control of Nonlinear Systems: A New Approach [Sterowanie o zmiennej strukturze układami nieliniowymi: Nowe podejście], *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 1993, Vol. 40(1), s. 45–55, doi: 10.1109/41.184820.

Reyaz Hussan

doktorant

Aligarh Muslim University, Aligarh, India

e-mail: mreyazamu@gmail.com

Licencjat w dziedzinie inżynierii elektrycznej (2014) oraz magisterium (2016) w dziedzinie aparatury kontrolno-pomiarowej uzyskał na Aligarh Muslim University w Aligarh, w Indiach. Obecnie jest pracownikiem naukowym na tej uczelni, zajmuje się elektrotechniką. Zakres jego zainteresowań to odnawialne źródła energii i przekształtniki energii.

Manita Kumari

doktorantka

Aligarh Muslim University, Aligarh, India

e-mail: manitakumari202@gmail.com

Ukończyła studia licencjackie z inżynierii elektrycznej (2016) i magisterskie (2018) w dziedzinie wysokiego napięcia i izolacji na Aligarh Muslim University w Aligarh, w Indiach. Obecnie jest pracownikiem naukowym na Wydziale Elektrycznym Aligarh Muslim University. Jej zainteresowania naukowe obejmują odnawialne źródła energii, techniki PWM dla przekształtników energii i nowe topologie dla wielopozomowych falowników z przełączalnym kondensatorem.

This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 21–32. When referring to the article please refer to the original text.

PL

Adil Sarwar

dr

Aligarh Muslim University, Aligarh, India

e-mail: adil.sarwar@zhcet.ac.in

Pracuje jako adiunkt na Wydziale Elektrycznym Aligarh Muslim University w Aligarh. Od ponad 8 lat zajmuje się dydaktyką i badaniami. Jest członkiem IEEE i dożywotnim członkiem Society of Systems of India. Opublikował ponad 40 prac naukowych w renomowanych czasopiśmie i na konferencjach, w tym IEEE Transactions. Współautor rozdziału nt. przekształtników wielofazowych w podręczniku „Power Electronics”, wyd. 4., pod red. M.H. Rashida. Jest jednym z głównych badaczy w bieżącym projekcie badawczym nt. przekształtników hybrydowych, przyznany przez Krajową Instytucję Realizacji Projektów NPIU w Indiach, o wartości 1,35 mln rupii indyjskich (INR). Jego zainteresowania naukowe obejmują przekształtniki energii, systemy fotowoltaiczne i mikrosterowniki.

Atif Iqbal

prof.

Qatar University

e-mail: atif.iqbal@qu.edu.qa

Stypendysta IEEET (Wielka Brytania), stypendysta IE (Indie) i członek IEEE (Senior Member), dr (Wielka Brytania), dr hab. (Polska) – redaktor współpracownik IEEE Transactions on Industry Application, IEEE ACCESS, redaktor naczelny i menedżer *Journal of Electrical Engineering*, adiunkt Katedry Elektrotechniki Uniwersytetu w Katarze i były profesor zwyczajny Katedry Elektrotechniki Aligarh Muslim University (AMU) w Aligarh, w Indiach. Laureat nagrody za wybitne zasługi dla nauczycieli w roku akademickim 2014–2015 oraz nagrody za wybitne badania naukowe na Qatar University w Doha, w Katarze. Uzyskał licencjat (Złoty Medal) i magisterium nauk technicznych (systemy i napędy elektroenergetyczne) w latach 1991 i 1996 na Aligarh Muslim University (AMU), a doktorat w 2006 roku na Liverpool John Moores University w Liverpoolu, w Wielkiej Brytanii. Od 1991 roku pracuje jako wykładowca Katedry Elektrotechniki AMU w Aligarh, gdzie od sierpnia 2016 roku pełni funkcję profesora zwyczajnego. Jest laureatem złotego medalu Maulana Tufail Ahmad za najlepsze wyniki na inżynierskich egzaminach licencjackich na AMU w 1991 roku. Otrzymał nagrody za najlepsze prace naukowe w IEEE ICIT-2013, IET-SEISCON-2013 oraz SIGMA 2018. Wyniki swoich badań, związanych z elektroniką energetyczną i odnawialnymi źródłami energii, często publikuje w międzynarodowych czasopiśmie i na konferencjach. Autor lub współautor m.in. ponad 350 prac naukowych oraz jednej książki. Prowadził kilka dużych projektów badawczych. Jego głównym obszarem zainteresowań naukowych jest modelowanie i symulacja przekształtników energoelektronicznych, sterowanie wielofazowych napędów elektrycznych i odnawialnych źródeł energii.

Mohd Tariq

dr

Aligarh Muslim University, Aligarh, India

e-mail: tariq.iitkgp@gmail.com

Uzyskał tytuł licencjata w dziedzinie elektrotechniki na Aligarh Muslim University w Indiach, a także magisterium w dziedzinie napędów mechanicznych i energoelektroniki na Indian Institute of Technology (IITK) w Kharagpur. Obecnie pracuje nad doktoratem na Nanyang Technological University w Singapurze. Przed otwarciem przewodu doktorskiego pracował jako naukowiec w autonomicznym Instytucie (NIOT, Chennai) przy indyjskim Ministerstwie Nauk o Ziemi, a także jako adiunkt w National Institute of Technology (NIT, Bhopal) w Indiach. Jest laureatem nagrody za najlepszą pracę z IEEE Industrial Applications Society (IAS) i Industrial Electronic Society, Malaysia Section – na dorocznym sympozjum (ISCAIE-2016) odbywającym się w Penang w Malezji. Jego zainteresowania naukowe obejmują przekształtniki energii, magazynowanie energii i jej optymalne sterowanie w zelektryfikowanym transporcie i zastosowaniach energii odnawialnej.

Jarosław Guziński

dr hab.

Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki

e-mail: jaroslaw.guzinski@pg.edu.pl

Doktorat nauk technicznych obronił na Wydziale Elektrycznym Politechniki Gdańskiej. Obecnie jest kierownikiem Katedry Automatyki Napędów Elektrycznych i Konwersji Energii. W 2012 roku został nagrodzony przez Polską Akademię Nauk – Wydział IV: Nauki Techniczne za monografię „Układy napędowe z silnikami indukcyjnymi i filtrami wyjściowymi falowników – zagadnienia wybrane”. Autor i współautor ponad 160 artykułów w czasopiśmie i na konferencjach. Jego zainteresowania obejmują bezczujnikowe sterowanie maszynami elektrycznymi, napędy wielofazowe (5-fazowe), filtry wyjściowe falowników, odnawialne źródła energii i pojazdy elektryczne. Jest członkiem IEEE (Senior Member).

Simulation Tests of the Power System Defence Process at a Decrease in Frequency – Implementation of the NC ER/2017 Code Recommendations

Authors

Ireneusz Andrzej Grządzielski
 Mikołaj Zakrzewski
 Volodymyr Konoval

Keywords

catastrophic failure, AFLS automation, simulation tests of the power system defence process

Abstract

The basic measure of the power system defence against sudden imbalance due to generation deficit is the Automatic Frequency Load Shedding (AFLS). Every transmission system operator (TSO), to whom the NC ER/2017 code applies, shall be obliged to use in their defence plan the AFLS automation that meets the guidelines set out there. In the simulation tests carried out using the DAKAR program, the AFLS was modelled in accordance with the guidelines of NC ER/2017 and the current requirements of the *Transmission Network Code* (IRIESP). The selected area concerned the northwestern part of the National Power System with a large imbalance and a sudden decrease in frequency. Advantages of NC ER/2017 entries have been pointed out.

DOI:10.12736/issn.2330-3022.2019403

Received by the editor: 14.11.2019

Received in revised form: 17.11.2019

Accepted: 17.11.2019

Published online: 15.05.2020

1. Introduction

Active power imbalance, i.e. the occurrence of a difference between the active power generation and the sum of active power received and the power transmission losses in a power system causes a deviation of the system frequency from the nominal. The grid frequency has been adopted as the primary and leading parameter of the power system's condition. Another parameter is the voltage fluctuation.

In power system defence procedures preventive automatic controls are activated by system frequency changes. In accordance with the Network Code of Electricity Emergency and Restoration [1] (NC ER) a system defence plan shall include at least the following technical measures (protection automatics) based on frequency change criteria (Section II, Art. 15 and 16):

- Automatic under-frequency control scheme
- Automatic over-frequency control scheme

These automatic control schemes are implemented by way of:

- fast primary regulation of generation units for their output increase/decrease (LFSM-U and LFSM-O)

- changes in the operating modes of generation unit turbine regulator and the central regulator (Low Frequency Control – LFC), supporting the control of large frequency changes
- fast power reserve sources, in particular reversible hydro sets of pumped storage power plants
- AFLS automatic frequency load shedding (also Under Frequency Load Shedding – UFSL, or Low Frequency Demand Disconnection – LFDD), which at a frequency drop may disconnect sections of the distribution network representing at least 50% of its demand
- gradual linear disconnection of generation in the LFC area of the TSO.

An important automatic grid control scheme is AFLS, i.e. a coordinated system using sub-frequency relays responding to frequency drops in the event of a decrease in the generation output to the grid, in order to regulate the demand power by disconnecting a predetermined portion of loads.

The paper presents selected results of simulation tests of the AFLS in a selected area of the National Power System. An area was selected, the separation of which would cause a large active

power deficit. Many computer simulations were carried out using the DAKAR program [2, 3].

2. AFLS settings standardization

The currently used AFLS algorithms can be divided into three groups: conventional, semi-adaptive and adaptive [4]. Conventional algorithms are based on frequency measurement and respond to its large enough drops. No advanced protection automation is required in this solution, however the AFLS response time may not be sufficient for frequency drops of high dynamics. For this reason, semi-adaptation algorithms were developed, whereby the main power system imbalance depth evaluation criterion is the first time derivative of the frequency. The df/dt criterion allows to determine the disturbance depth in advance and select the appropriate AFLS scheme degree. In turn, in adaptive models, besides df/dt , also the system's frequency response is considered.

Currently, in the National Power System the conventional AFSL prevails, which, according to the *transmission grid code* (IRiESP) provisions, covers 50% of the demand (the shedded load is distributed proportionally across all TSOs). This scheme is properly planned, configured and parameterized by the system operator (TSO). It assumes disconnecting loads with specific active power in subsequent AFSL stages. From the perspective of the entire power system, this is a sound approach, but it does not solve the problem of local failures.

In interconnected power systems, such as ENTSO-E, which includes also the Polish system, the loss of frequency balance is unlikely, as it would entail a sudden active power deficit of over 30 GW [5]. However, there is a risk of this phenomenon

occurring in unbalanced isolated subsystems or islands. Such a condition may result from the avalanche activation of individual system components' protections, caused e.g. by adverse weather conditions.

Present IRiESP distribution grid code provisions for AFSL settings

According to the IRiESP provisions [6], the nominal frequency in the Polish power system is 50 Hz, while its average from 10-second measurements over 99.5% of the week should be in the range of $50 \text{ Hz} \pm 1\%$ (49.5–50.5 Hz) and for 100% of the week: $50 \text{ Hz} +4\% / -6\%$ (47–52 Hz).

The IRiESP requires conventional generating units to operate at a reduced frequency in accordance with the following provisions:

- in the range of 48.5–49.0 Hz continuously for 30 minutes, total of 3 hours per year
- in the range of 48.0–48.5 Hz continuously for 20 minutes, total of 2 hours per year
- in the range of 47.5–48.0 Hz continuously for 10 minutes, total of 1 hour per year.

Moreover, when the frequency drops to 48.5 Hz, the generating unit outputs must be at least 95% of the respective rated powers. With a further decrease in frequency, the minimum output power was described by the linear characteristic shown in Fig. 1. Because of AFLS it is an important characteristic, since it indicates a decrease in the generation output with a decrease in the frequency, which further aggravates the imbalance of the system or its isolated fragment.

According to the IRiESP [6], power system automatic protection and AFSL systems should meet the following requirements:

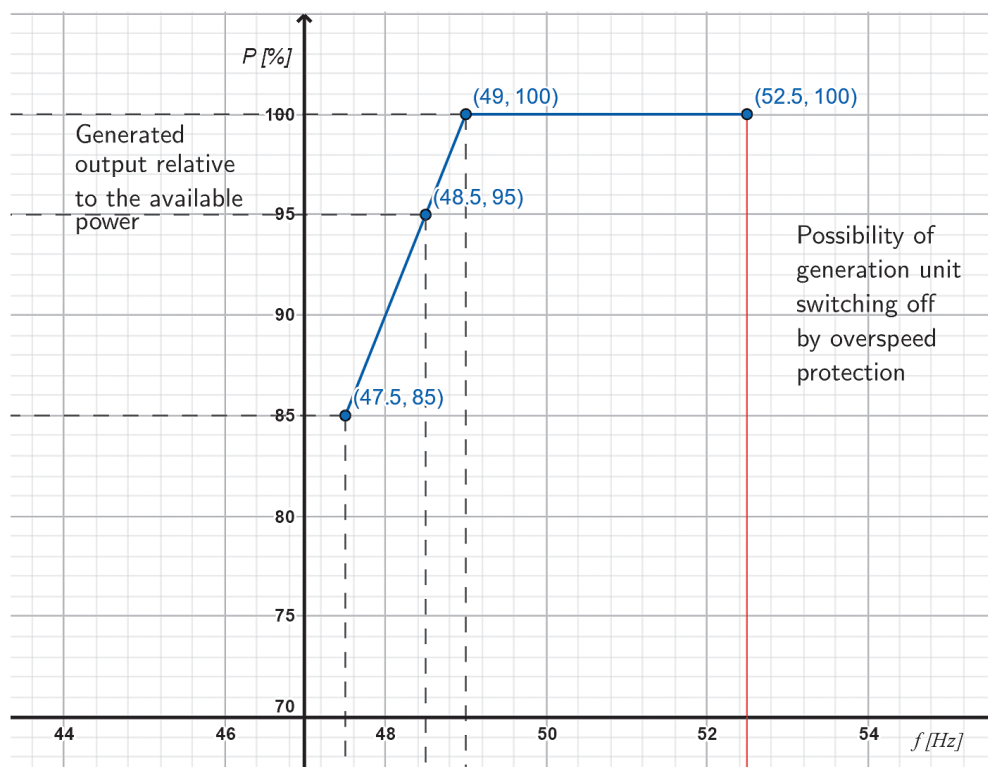


Fig. 1. Required characteristics of the generating unit's ability to generate active power as a function of frequency

- ability to set frequencies in the range from 47 to 50 Hz in increments of 0.05 Hz
- ability to set time delay in the range from 0.05 to 1 s, in increments of 0.05 s
- relays' inherent delays cannot exceed 100 ms
- correct operation in the range of 0.5 to 1.1 x U_n (rated voltage multiplicity)
- frequency measurement accuracy at least 10 MHz
- availability of low voltage lockout upon TSO approval

The current AFLS settings are presented in Tab. 1.

NC ER requirements for AFLS control schemes

On 24 November 2017, the European Commission (EC) approved the draft network code on electricity emergency and restoration – NC ER, which entered into force on 18 December 2017 (with the exception of Art. 15, para. 5–8 and art. 41, para. 1, 2 and 5, which will be applied since December 18, 2022). The code applies to all EU countries, as well as Switzerland and Norway as countries within the European economic area. NC ER complements the guidelines for the Guideline on Electricity Transmission System Operation – SO GL. The SO GL entered into force on September 14, 2017.

According to the second NC ER article, it applies to:

- transmission system operators (TSOs)
- distribution system operators (DSOs)
- significant grid users – SGUs
- defence service providers – DSPs
- restoration service providers – RSPs
- balance responsible parties – BRPs
- balancing service providers – BSPs
- nominated electricity market operators – NEMOs
- and other entities designated to perform market functions, pursuant to *Commission Regulation (EU) 2015/1222* and *Commission Regulation (EU) 2016/1719* [1].

Section 2 of the *Commission Regulation (EC)* of 24 November 2017 deals with the measures of the system defence plan, and its Article 15 with the automatic under-frequency control scheme. This article applies to such automatic control schemes as automatic low-frequency demand disconnection AFLS and setting of the limited frequency sensitive mode-underfrequency in the TSO load frequency control (LFC) area. Also, Para. 2 provides that where the change of frequency is slow enough, the TSO shall first increase the generation, and only then activate the AFLS. Prior to the activation of the scheme for the automatic low frequency demand disconnection, the TSOs and DOs are

AFLS degree	Load shedding threshold [Hz]	Load shedding power* [%]	Time delay** [s]
1	49.0	15	0.2
2	48.7	15	0.2
3	48.5	10	0.2
4	48.3	5	0.5
5	48.1	5	0.5

* – load shedding power related to the peak system load

** – inherent relay delay plus time element setting

Tab. 1. Current AFLS settings in the National Power System [4]

required to automatically switch energy storage units to the production mode, while maintaining the switching time specified in the system defence plan, or when it is not possible to switch to the generation mode – to automatically disconnect the energy storage unit acting as a system load. Article 15, Para. 4 requires every TSO to determine in the system defence plan the threshold frequencies for automatic switching or disabling of energy storage units. This should occur at a frequency lower or equal to the limit frequency of the emergency state (deviation 200 mHz – 49.8 Hz) and a frequency higher than the frequency limit for the first AFLS stage specified in Tab. 2, with the National Power System column marked.

Every TSO, to whom the NC ER applies, is required to include in their system defence plan an AFLS scheme compliant with the guidelines set out in the Tab. 2. The implementation range determines the maximum allowable deviation of the disconnected net load from the target net load disconnected at a given frequency, calculated by linear interpolation between the initial mandatory level and the final mandatory level. However, the implementation range must not allow the disconnection of a net load less than the net load disconnect at the initial mandatory level. Moreover, pursuant to Para. 10, TSO may include in their plan some additional AFLS stages for shedding a load below the mandatory level thereof specified in Tab. 2. Fig. 2 shows the NC ER requirements for AFLS together with its current settings in the Polish power system superimposed, in accordance with Tab. 1.

Para. 7 requires each TSO or DSO to:

- avoid setting an intentional time delay in addition to the operating time of the relays and circuit breakers.
- minimise the disconnection of power generating modules, especially those providing inertia
- limit the risk that the AFLS scheme leads to power flow deviations and voltage deviations outside operational security limits.

Pursuant to Para. 8, the scheme for the automatic low frequency demand disconnection of the system defence plan may provide for netted demand disconnection based on frequency gradient provided that:

- it is activated only:
 - when the frequency deviation is higher than the maximum steady state frequency deviation and the frequency gradient is higher than the one produced by the reference incident
 - until the frequency reaches the frequency of the demand disconnection starting mandatory level
- the AFLS setting comply with Tab. 2
- it is necessary and justified in order to maintain efficiently the operational security.

When comparing the current AFLS settings in the Polish power system listed in Tab. 1, with the new NC ER requirements, attention must be paid to several issues. The first of these is not enough scheme stages, as currently there are 5 of them in the National Power System, while NC ER requires at least 6 in the continental Europe synchronous area. Moreover, 48 Hz frequency is required for the last stage. Therefore, an additional stage is needed for the 48 Hz, and perhaps shifting the other stages' thresholds to maintain a constant interval between adjacent stages. Another

issue raised in the NC ER is the request to avoid intentional AFLS delays. Although now in Poland for the 4th and 5th stages a time delay of 0.5 s is introduced. As regards load shedding levels, it is worth noting that, according to IRIESP, the AFLS settings have

been so far referred to the gross power, while NC ER refers to the net power. However, the document does not include an explicit definition of the net power, therefore it cannot be clearly determined what impact it has on the differences between the

Parameter	Values for the continental Europe synchronous area	Value for the Nordic synchronous area	Value for the UK synchronous area	Value for the Ireland synchronous area	Unit of measure
Initial mandatory level of demand disconnection: frequency	49	from 48.7 to 48.8	48.8	48.85	Hz
Initial mandatory level of demand disconnection: disconnected load	5	5	5	6	% of total demand
Final mandatory level of demand disconnection: frequency	48	48	48	48.5	Hz
Final mandatory level of demand disconnection: disconnected load	45	30	50	60	% of total demand
Implementation range	± 7	± 10	± 10	± 7	% of total demand
Minimum number of stages to reach the final mandatory level	6	2	4	6	No. of stages
Maximum demand disconnection for each stage	10	15	10	12	% of total demand

Tab. 2. AFLS characteristics according to NC ER [1]

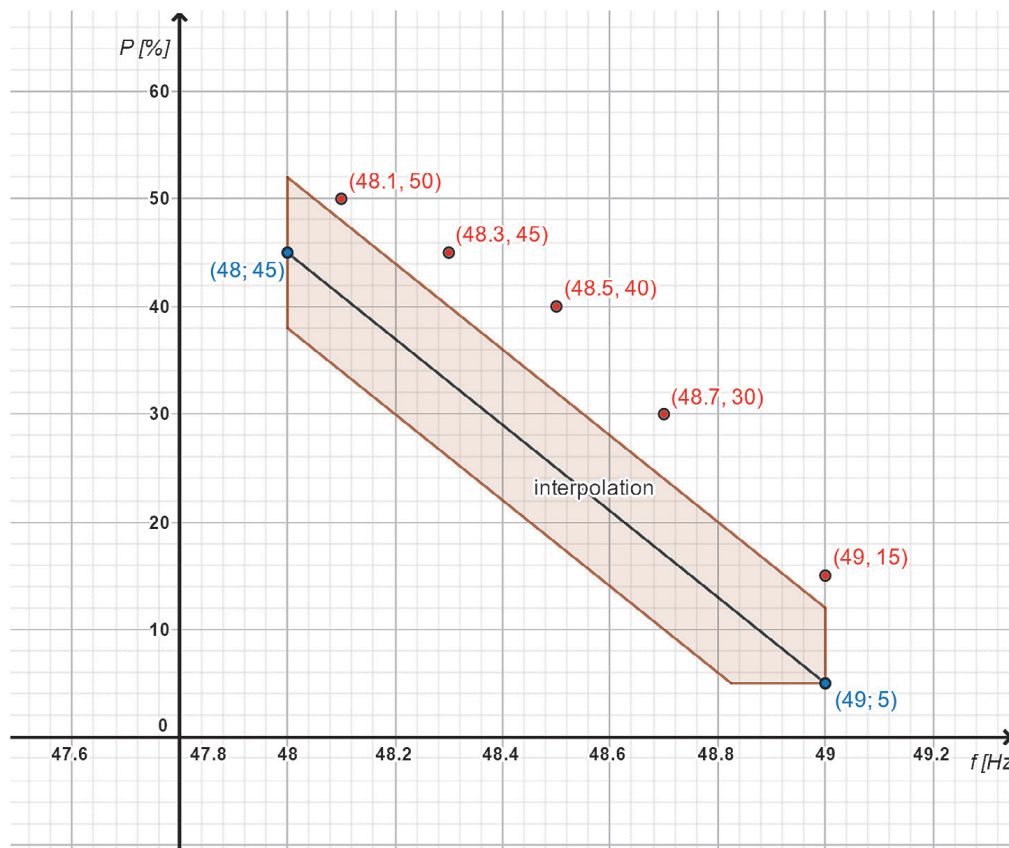


Fig. 2. Implementation range for the continental Europe synchronous area with the current AFLS settings in the National Power System superimposed (red dots)

current settings in the Polish National Power System and the NC ER requirements shown in Fig. 2.

3. DAKAR program usability in simulation studies of long-term operating conditions of large power systems

Scope of system analysis performed using the DAKAR program

The DAKAR program [2, 3] is intended for power system operation research and analysis, in particular, power flow calculation and analysis, short circuit calculation by the symmetric component method, local stability research by the eigenvalue method, and electromechanical transient simulation, short, medium, and long-term alike. The last of these transient types is closely related

to the analysis of the power system operation with a frequency other than nominal, and to studies of the automatic protection scheme performance.

In the Dakar program [2], data is presented as interrelated tables. Data can be added directly to individual tables, saving the necessary relationships, or using the power system diagram's graphic editor, which automatically saves the necessary relationships and fills in the related tables. The main structure of the project created in this program is shown in Fig. 3. The main data is contained in the "Grid model" section, in the "Tables" subsection, divided into details of nodes, branches (lines and transformers), loads, generations, shunts, and calculation results (divided into subsystems, areas, and their interconnections). Automatic protection schemes, including AFLS, can be modelled in the program.

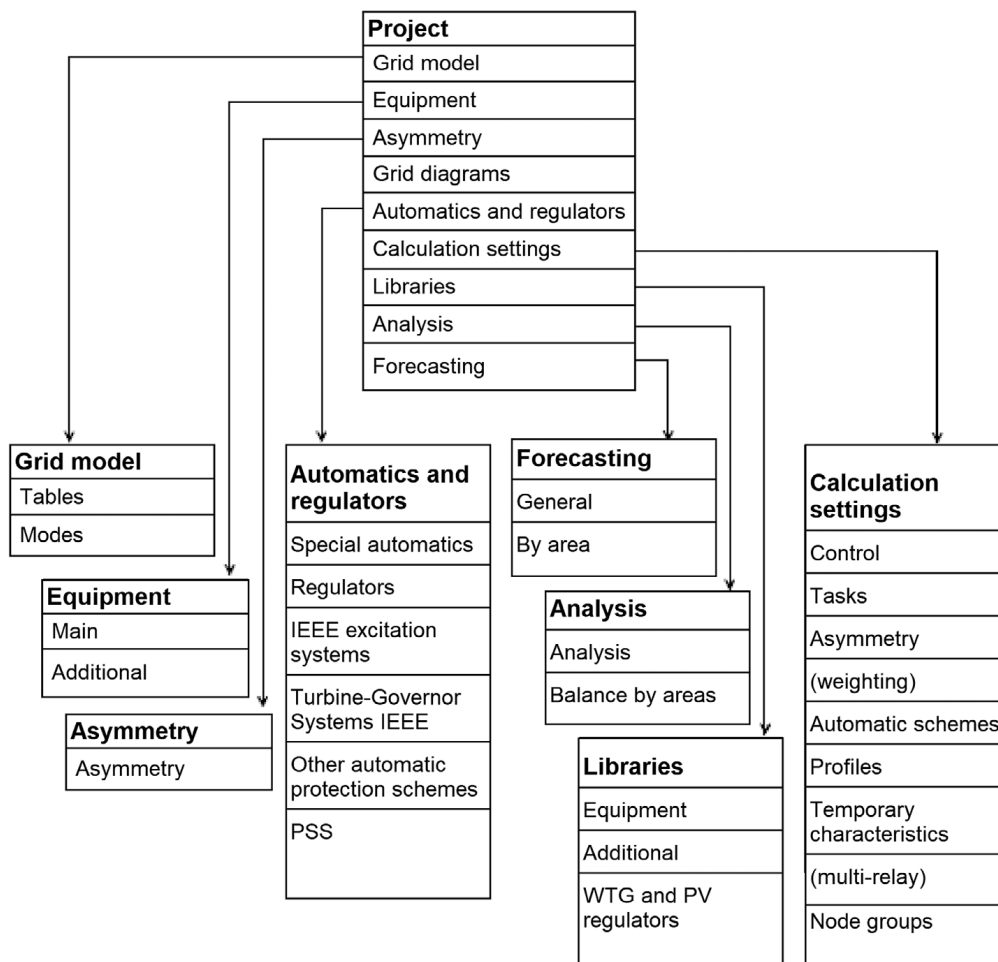


Fig. 3. Database structure in DAKAR

Automatics and regulators												
Special automatics	Regulator	Excitation Systems IEEE	Turbine-Governor Systems IEEE	Other AEC	PSS							
UFLS	Current PSP	Basic PSP	Standby PSP	Resistance Relay	Elec. Braking	UPAR	Mutual Control	AEAO-C	AEAO-MCEA	AEAO MicroP		
Name	Load	UFLS 1 Setpoint	Frequency Change Rate	UFLS1 Time Delay	AFLS 2 Setpoint	UFLS1 Time Delay	FAAR Setpoint	Time Delay FAAR	Power at 1:00	Power at 8:00	Power at 10:00	Power at 20:00
st1_ATA213	ATA213	49	0	0,2	0	0	0	0	1,4782	0	0	0
st1_DOB225	DOB225	49	0	0,2	0	0	0	0	30,75	0	0	0

Fig. 4. Fragment of the AFLS scheme describing table

To model it, the AFLS table in the "Automatics and regulators" section in the "Special automatics" should be completed. The header of the table with AFLS data is shown in Fig. 4.

To model a AFLS scheme in the power system, a basic set of data for each AFLS stage must be entered, which shall consist of details of the name, the load to which the setting refers, activation thresholds in Hz and/or Hz/s, time delay and the disconnected demand in MW.

AFLS performance simulation

For the studies of a power system's dynamics and assessment of its stability, additional details of the system components' dynamics are needed. First of all, accurate models of generation nodes (types of generators with regulators and excitation systems) and static characteristics of loads. Moreover, for the AFLS performance studies, the scheme's settings for each load must be mapped. Then one may proceed to the calculations. To do this, first the power flow has to be analysed under the general conditions:

- AFLS utilization rate greater than 0
- calculations with a variable frequency
- inclusion of the static characteristics
- and under the power flow specific conditions:
- number of iterations ca. 10,000 to achieve satisfactory accuracy

- saving results
- consideration of active power constraints
- consideration of reactive power constraints.

The next step is to proceed to the calculations of the dynamic states under slightly modified general conditions. Also "tasks" and AFLS performance must be considered. The scale of a failure that will trigger the AFLS can be estimated based on the concerned subsystem's vulnerability obtained from the power flow calculations. Then such a failure can be simulated using "tasks".

The National Power System model developed for the simulation tests in the DAKAR program

The National Power System was modelled in DAKAR together with external grids' equivalents at the level of transmission-distribution and transmission grid voltages from 110 kV to 750 kV along with generators, loads and other elements necessary for the proper operation of the system. The basis for the model development were KDM files. The model was designed to reflect static and dynamic phenomena in the National Power System and is used for simulation studies. Additional missing data were obtained from catalogues, studies [7–9], as well as from our own experience. With the collected data, all large generation units centrally controlled in the National Power System were modelled, along with the necessary automatic controls for testing transition processes.

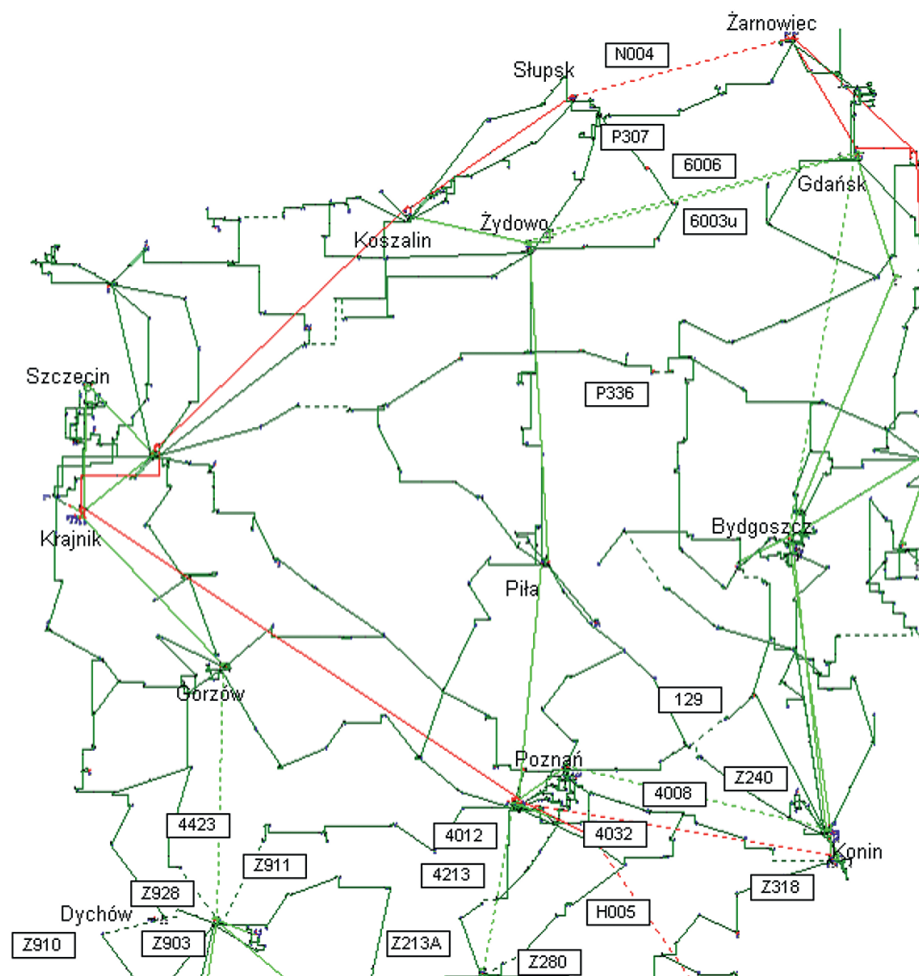


Fig. 5. The LV grid diagram after the failure resulting in the National Power System division; NW area separation

Results calculation		
The total generation	2456.461	1233.213
The total load	2311.104	406.662
Power of synchronous motor	0.000	0.000
Loss longitudinal	140.773	1451.869
Loss transverse	4.585	-628.237
Corona losses	0.000	
Quantity iterations	9999	
Functional	0.000	
Functional-2	0.000	
Unbalanced. BN	609.378	306.599
The imbalance by P	0.0 MW	

Fig. 6. Results after the National Power System division at a constant frequency – selected NW area

An AFLS model was also added to the modelled system. Settings were selected according to Tab. 1. For each load five automatic load shedding stages were modelled. The shedding degree was determined based on the AFLS settings and the substation load at the moment, but it should be borne in mind that this moment was defined in the KDM database as the peak load, so this approach is not an error.

4. AFLS performance simulation tests with the DAKAR program

The National Power System division, the North-West region separation

For the purpose of the AFLS performance simulation tests, a failure was modelled, which had led to the National Power System's division. The northwestern region was separated, designated as the NW (North-West) – Fig. 5. Some grid connections to the analysed area are permanently disabled, mostly 110 kV connections between different DSOs. The accepted scenario of the system failure that caused the NW area separation assumed the disconnection of nine 110 kV lines, five 220 kV lines, and two 400 kV lines. The disconnections were included as repair conditions, line overloads and emergency conditions. The only line that had remained connecting the NW area under study to the rest of the National Power System was the 400 kV line between the substations in Żarnowiec and Słupsk. Its disconnection separated the NW area.

As a result of the separation, there was the generation output - load demand power imbalance in both systems. In the NW area there was a significant excess of power demand over the generation output. The simulation results are shown in Fig. 6. The study shows that the power deficit reaches 600 MW, which is about 1/3 of the generation output in this area at the moment of separation. In the rest of the National Power System, there was an output surplus of ca. 300 MW, which was less than 1% of the total demand.

The static studies provide a basis for calculating long-term transient states. In the dynamic studies, at $t = 0.4$ s, the system division was modelled by disconnecting the last line connecting the two subsystems (emergency disconnection of N004 line).

Selected results of studies of long-term transient states

In the first simulation, the AFLS performance was tested at the modelled failure. The AFLS utilization rate was 1, the

Turned off line:		N004
On 1.12sec	AFLS 0.5 MW	
On 1.13sec	AFLS 25.1 MW	
On 1.14sec	AFLS 360.3 MW	
On 1.30sec	AFLS 0.5 MW	
On 1.31sec	AFLS 25.5 MW	
On 1.32sec	AFLS 360.0 MW	
On 1.45sec	AFLS 257.3 MW	
On 1.91sec	AFLS 25.4 MW	
On 1.92sec	AFLS 101.3 MW	
Operation	AFLS1 F Hz	P MW
49.0	385.9	
48.7	385.9	
48.5	257.3	
48.3	126.7	
Total	1155.8	

Fig. 7. Excerpt from the simulation test report

temperature was set at $+5^{\circ}\text{C}$, and the wind speed at 10 m/s. Calculations were performed at a variable frequency, taking into account the sequence of events, static characteristics, and the AFLS scheme. As a result of the study, a calculation report (Fig. 7) and the waveforms of system parameters in time (Fig. 8) were obtained.

It can be concluded from the waveforms shown in Fig. 8 that the frequency reached the set value at $t = 1.95$ s, when it had reached the level of ca. 48.15 Hz, which is a frequency close to 47.5 Hz, that is, the limit frequency. The frequency reduction process occurred at 1.5 s after the area separation, and the transient state lasted for ca. 7.5 s. After the transient states had ended, the frequency reached 50.69 Hz, which means an excessive load shedding in the area. It can be concluded from the analysis of the graph of the voltage on buses of a node in the NW area, that the voltage increased by leaps and bounds with each subsequent jump of load shedding by the AFLS scheme. Disabling the first load shedding stage, that is, reducing the power demand to $0.85 P_n$, had led to a surge in the voltage by over $0.05 U_n$. Thus, in the transient state, the instantaneous voltage increased as much as to $1.25 U_n$. Because of the modelled static load characteristics, a sudden voltage surge had led to an increase in the load's active power consumption. As a result of the first AFLS stage activation, the load's relative power decreased from 94.3% to the set 85%, but because of the

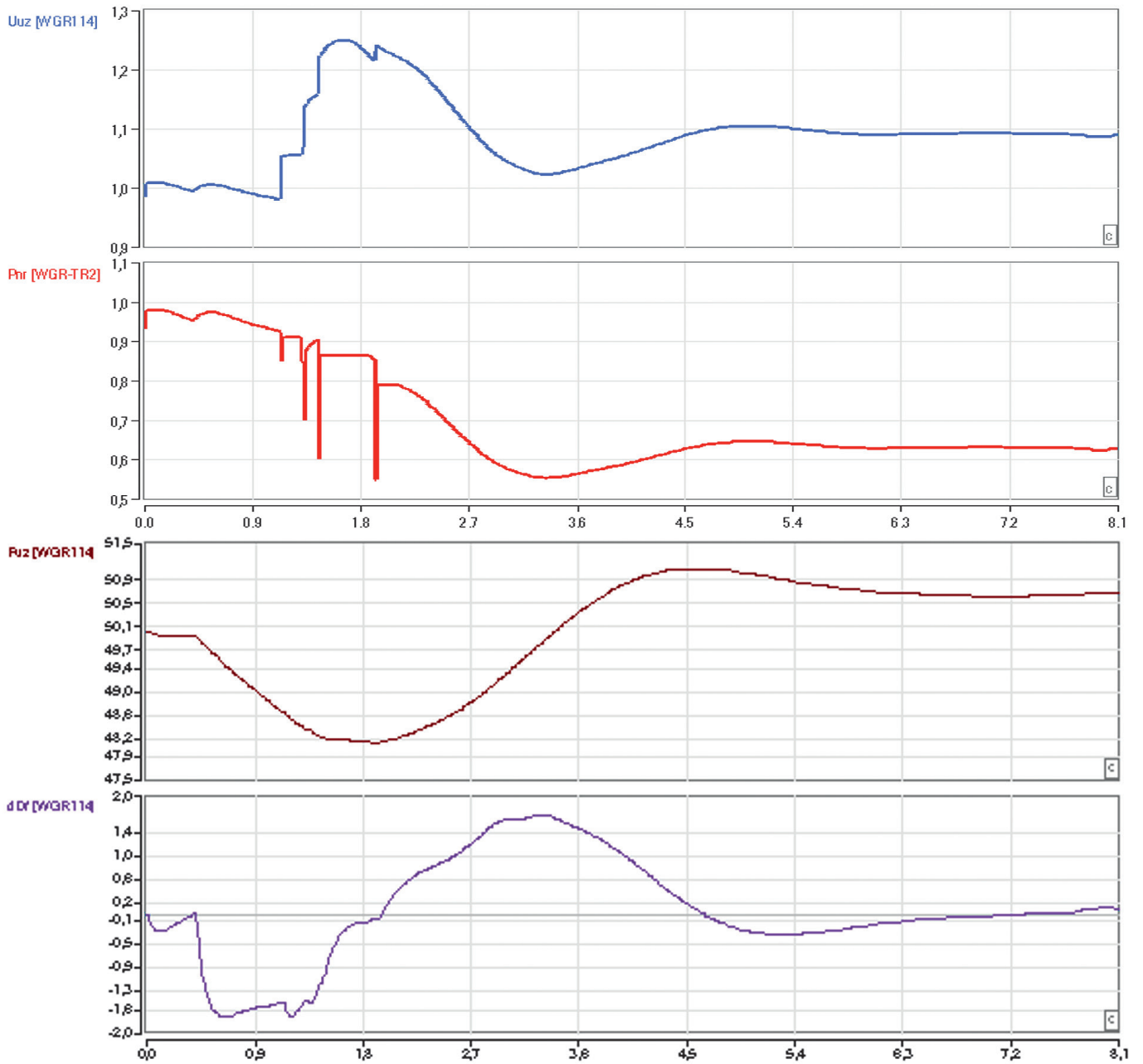


Fig. 8. Test results at 100% AFLS utilisation.

The Polish Nat. Sys.				NC ER code				NC ER 2 code			
Stage	Threshold f [Hz]	Load shedding [%]	Time delay t [s]	Stage	Threshold f [Hz]	Load shedding [%]	Time delay t [s]	Stage	Threshold f [Hz]	Load shedding [%]	Time delay t [s]
1	49.0	15	0.2	1	49.0	8	0.2	1	49.0	6	0.2
2	48.7	15	0.2	2	48.8	8	0.2	2	48.8	6	0.2
3	48.5	10	0.2	3	48.6	8	0.2	3	48.6	6	0.2
4	48.3	5	0.5	4	48.4	8	0.2	4	48.4	10	0.2
5	48.1	5	0.5	5	48.2	8	0.2	5	48.2	10	0.2
				6	48.0	8	0.2	6	48.0	10	0.2

Tab. 3. Settings of AFLS models in the simulation tests

voltage surge, the power also increased and had stabilized at 92.7% before the next stage was triggered. This means that the effect of the first AFLS stage load shedding was insignificant. However, it was possible to slow down the frequency drop. After enabling its last stage, the AFLS managed to reduce the load to 79% of its initial value. It remained at a constant level until the

frequency derivative reached 0.5 Hz/s, and then the recovering frequency made P decrease and tend to reach 55% of the AFLS set point, but because of the static characteristics, it reached 63%. This was due to the fact that the stabilized voltage was 110% of the nominal voltage, and the frequency was 50.69 Hz, which was also beyond the rated one.

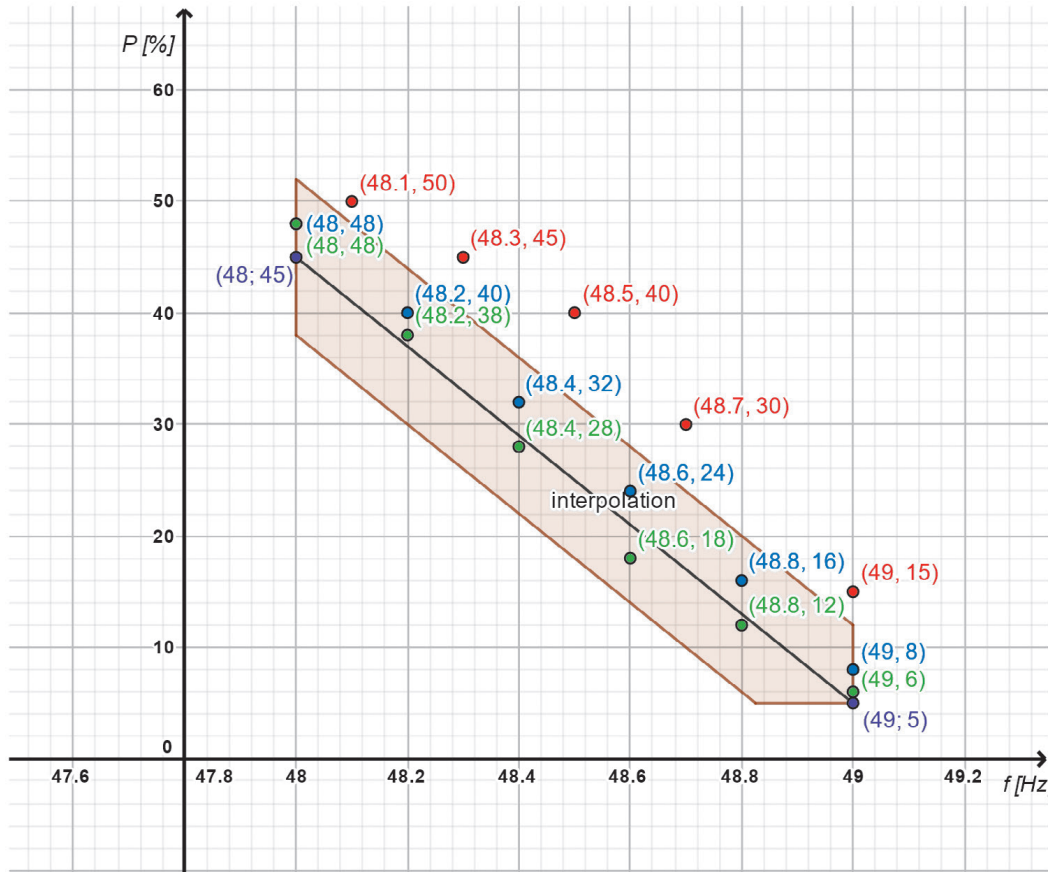


Fig. 9. Range of AFLS settings recommended by the NC ER network code for the continental Europe synchronous area, with the modelled setting sets superimposed.

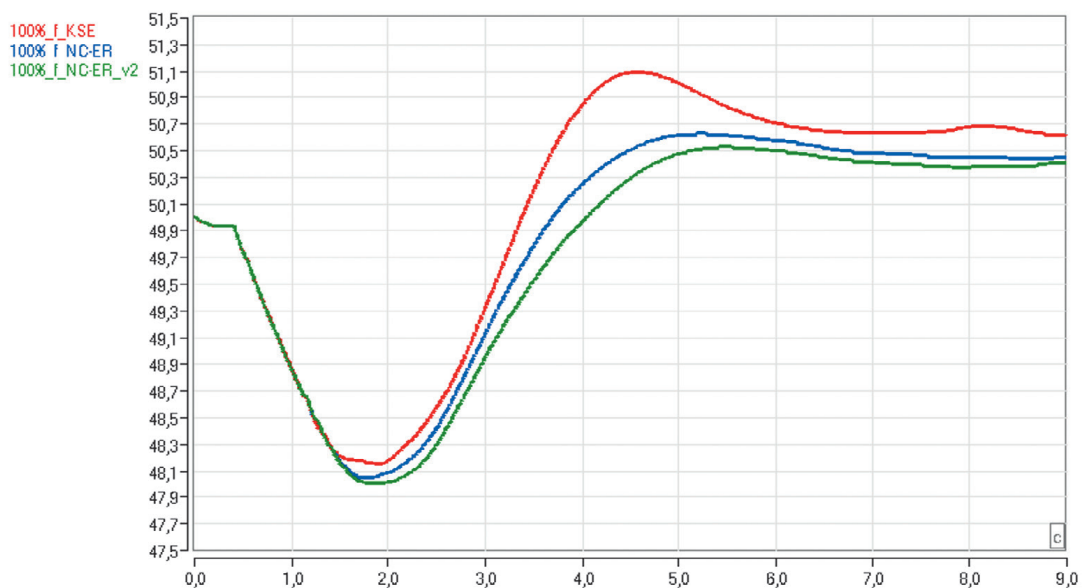


Fig. 10. Waveforms $f(t)$ [WGR114] – at various AFLS settings

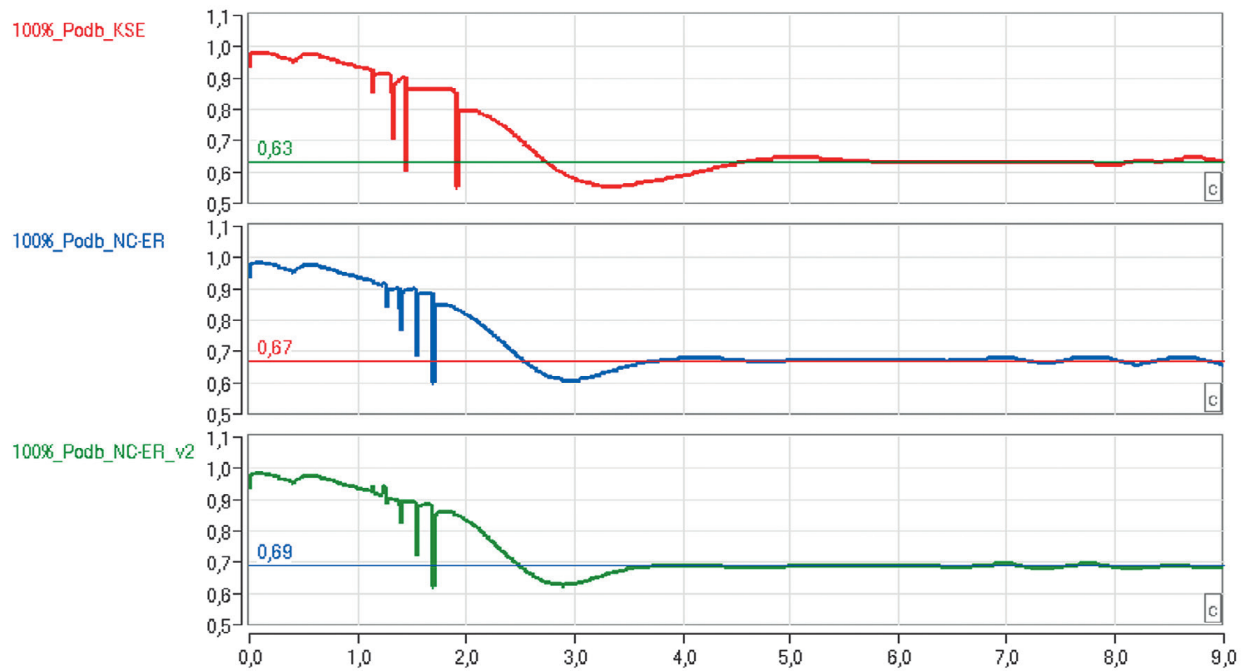


Fig. 11. Waveforms $P_{wzg}(t)$ [WGR-TR2] – at various AFSL settings

To study the AFSL performance with different settings, the scheme was modelled according to the current settings (Tab. 1) and with two other settings that meet the NC ER requirements (Tab. 2). All three sets of the settings are shown in Tab. 3 and Fig. 9. The test results are presented as the waveforms of frequency (Fig. 10) and load (Fig. 11). The frequency graph shows that the NC ER compliant settings caused deeper drops of 48.01 Hz (green waveform) and 48.05 Hz (blue waveform) frequencies at the tested failure, but smaller oscillations, although the transient process duration was longer. The frequency had stabilized at 50.40 Hz (green) and 50.45 Hz (blue), which indicates a certain excess of the generation output over the demand, so part of the loads could have been re-connected to the grid. The AFSL settings currently applied in the Polish power system resulted in significant oscillations in the analysed situation (the maximum instantaneous frequency value reached 51.1 Hz). The frequency drop was stopped at 48.16 Hz, and the steady-state value after the failure amounted to 50.64 Hz.

In the AFSL scheme with settings currently applied in the Polish National Power System, four load shedding stages were activated, which accounts for 45% of the disconnected demand, while with the European settings the shedding amounted to 40% (blue) and 38% (green), and in both cases was triggered by the scheme's five stages. In each option, the actual demand reduction was less than that resulting from the scheme settings. In the option with the AFSL settings adequate to those present in the Polish National Power System, the final load was 63% of that before the failure, and in the options with the settings compliant with European standards it amounted to 67% (blue) and 69% (green). All automatic schemes had fulfilled their task of saving the separate area from a catastrophic failure, however, the AFSL scheme with NC ER compliant settings made it a lower system

load shedding cost. In the comparison of the sets of European NC ER network code-compliant settings, the AFSL scheme with less shedding at the first stages was better than with a uniform load shedding distribution between stages. This lesser shedding at the first stages is also justified by economic reasons. Small frequency drops are more often, so to balance the imbalance, it is enough to initially disconnect a small part of the load.

5. Conclusions

- AFSL scheme is the last line of the power system defence, so it is difficult to assess its performance and the validity of its settings. For this reason, computer simulations may be beneficial, since they allow to carry out any scenario of events without the risk of damaging power machinery and equipment.
- No occurrence of a significant (above 1 Hz) frequency dip in a large power system (e.g. The Polish NPS) is practically possible. However, the AFSL scheme can save a power system's fragment isolated from the rest of it by a failure.
- In connection with the entry into force of new legal regulations (NC ER Code), the AFSL settings in the Polish power system should be changed. In accordance with the NC ER network code provisions - at least one load shedding stage should be added to the present settings, and the time delays of end stages' settings should be eliminated.
- For the simulated system failure, the settings that conform to the NC ER code were more effective than those currently applied in the Polish power system.

REFERENCES

1. Commission Regulation (EU) 2017/2196 of 24 November 2017 establishing a network code on electricity emergency and restoration, *Official Journal of the European Union (EN)* L 312/53 of 28.11.2017.
 2. DAKAR program guide, ELEKS software Company, Lviv, 2014.
 3. <https://dakar.eleks.com>
 4. Handke J., Olejnik B., Schott A., Algorytmy samoczynnego częstotliwościowego odciążania w świetle obowiązujących rozporządzeń Komisji Europejskiej [AFLS algorithms in the light of current European Commission regulations], *Przegląd Elektrotechniczny*, No. 2, 2019, pp. 7–10.
 5. Awaria systemowa w dniu 4 listopada 2006. Raport końcowy [System failure of Nov. 4, 2006. Final report], UCTE 2007.
 6. Instrukcja Ruchu i Eksploatacji Sieci Przesyłowej Warunki korzystania, prowadzenia ruchu, eksploatacji i planowania rozwoju sieci zatwierdzona decyzją Prezesa URE nr DPK-4320-1(4)/2011/LK z dnia 15 grudnia 2011 r., [IRIESP Transmission Grid Code. Terms of grid use, management, operation and development planning approved by the decision of the President of the ERO DPK-4320-1 (4) / 2011 / LK of December 15, 2011.]. Text effective from December 1, 2017
 7. Gajewski B., Stawowy A., Śmiech Z., Przygotowanie bazy danych w formacie programów obliczeniowych PPS/E i PSLF dla obliczeń równowagi dynamicznej dla krajów grupy Centrel [Preparation of a database in the PPS E and PSLF format for dynamic balance calculations for Centrel Group countries], Warsaw 1996.
 8. Institute of Electrical and Electronics Engineers, IEEE Recommended Practice for Excitation System Models for Power System Stability Studies, New York 2005.
 9. Pourbeik P., Model User Guide for Generic Renewable Energy System Models, Palo Alto 2015.
-

Ireneusz Andrzej Grządzielski

Pracownia Badań i Analiz Technicznych general partnership

e-mail: ireneusz.grzadzieski@pbiat.pl

Graduate of the Faculty of Electrical Engineering of Poznań University of Technology (1973). Until 2017, i.e. before retiring, he worked at the Institute of Electric Power Engineering of the Faculty of Electrical engineering of the Poznań University of Technology. The scope of his academic interest includes problems of transient operations of a power system, defence and reconstruction of a power system after catastrophic failures, connection of distributed generation sources – especially wind and photovoltaic – to a power system. For several years, the founder of and partner in Pracownia Badań i Analiz Technicznych general partnership.

Mikołaj Zakrzewski

Pracownia Badań i Analiz Technicznych general partnership

e-mail: mikolaj-zakrzewski@o2.pl

Graduate of the Faculty of Electrical Engineering of Poznań University of Technology (1973). Cooperates with PBIAT in the area of computer research and analysis of electrodynamic phenomena in power system. His research interests include modelling of dynamic phenomena in a power system, and the process of power system recovery.

Volodymyr Konoval

Lviv Polytechnic University, Eleks Dakar

e-mail: volodymyr.konoval@eleks.com

Graduate of The Electric Power Faculty of Lviv Polytechnic University (1986). Works at the Institute of Electric Power and Control Systems of Lviv Polytechnic University. His research interests include issues related to mathematical modelling of a modern power system with system automation devices and distributed sources, and analysis of the stability of such systems.

This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 43–53. When referring to the article please refer to the original text.

PL

Badania symulacyjne procesu obrony systemu elektroenergetycznego przy spadku częstotliwości – realizacja zaleceń kodeksu NC ER/2017

Autorzy

Ireneusz Andrzej Grządzielski
Mikołaj Zakrzewski
Volodymyr Konoval

Słowa kluczowe

awaria katastrofalna, automatyka SCO, badania symulacyjne procesu obrony systemu elektroenergetycznego

Streszczenie

W planie obrony systemu elektroenergetycznego przed nagłym niezbilansowaniem, związanym z deficytem mocy generacyjnej, jako podstawowy środek obrony stosuje się automatykę samoczynnego częstotliwościowego odciążania (SCO). Każdy z operatorów systemów przesyłowych (OSP), którego dotyczy NC ER/2017, jest zobowiązany do stosowania w swoim planie obrony automatyki SCO spełniającej podane w kodeksie wytyczne. W badaniach symulacyjnych, przeprowadzonych za pomocą programu DAKAR, zamodelowano automatykę SCO zgodnie z wytycznymi NC ER/2017 oraz dotychczasowymi wymogami *Instrukcji Ruchu i Eksploatacji Sieci Przesyłowej (IRiESP)*. Wydzielony obszar dotyczył północno-zachodniej części KSE z dużym niezbilansowaniem i nagłym spadkiem częstotliwości. Wskazano zalety zapisów NC ER/2017.

Data wpływu do redakcji: 14.11.2019

Data wpływu do redakcji po recenzjach: 17.11.2019

Data akceptacji artykułu: 17.11.2019

Data publikacji online: 15.05.2020

1. Wprowadzenie

Niezbilansowanie mocy czynnej, tj. pojawienie się różnicy pomiędzy mocą czynną generowaną a sumą mocy czynnej odbieranej oraz mocy strat przesyłowych w systemie elektroenergetycznym (SE), powoduje odchylenie częstotliwości systemowej od znamionowej. Częstotliwość sieciowa została przyjęta jako podstawowy, wiodący parametr określający stan systemu elektroenergetycznego (SE). Drugim parametrem są zmiany napięć.

W procedurach postępowania podczas obrony SE zmiany częstotliwości systemowej odpowiadają za określenie zadziałania automatyk prewencyjnych. Plan obrony systemu zgodnie z Network Code of Electricity Emergency and Restoration [1] (NC ER) zawiera co najmniej następujące środki techniczne (automatyki zabezpieczeniowe) oparte na kryteriach zmian częstotliwości (rozdz. II, art. 15 i 16):

- automatykę w razie spadku częstotliwości
 - automatykę w razie wzrostu częstotliwości.
- Do realizacji tych automatyk wykorzystuje się:
- szybką regulację pierwotną na blokach energetycznych, pozwalającą na wzrost lub obniżenie mocy generacyjnej (tryb LFSM-U i LFSM-O)
 - zmiany trybów pracy regulatorów turbin jednostek wytwórczych oraz regulatora centralnego (ang. *Low Frequency Control* – LFC), wspomagające opanowanie dużych zmian częstotliwości
 - źródła szybkich rezerw mocy, w szczególności hydrozespoły odzwalające elektrowni szczytowo-pompowych
 - automatykę samoczynnego częstotliwościowego odciążania – SCO (ang. *Under Frequency Load Shedding* – UFLS lub

Low Frequency Demand Disconnection – LFDD), pozwalającą przy spadku częstotliwości na wyłączenie zasilania fragmentów sieci dystrybucyjnej obejmujących minimum 50% zapotrzebowania

- stopniowe liniowe odłączanie wytwarzania w obszarze LFC OSP.

Z działań automatycznych w sieci bardzo ważną rolę odgrywa automatyka SCO, która jest skoordynowanym systemem wykorzystującym przełączniki podczęstotliwościowe reagujące na spadki częstotliwości w razie spadku mocy generowanej w sieci, w celu regulacji mocy zapotrzebowania poprzez odłączanie z góry ustalonej części obciążeń.

W artykule przedstawiono wybrane wyniki badań symulacyjnych pracy automatyki SCO w wybranym obszarze Krajowego Systemu Elektroenergetycznego (KSE). Wybrano obszar, którego wydzielenie powoduje duży deficyt mocy czynnej. Przeprowadzono wiele symulacji komputerowych, wykorzystując program DAKAR [2, 3].

2. Standaryzacja nastaw automatyki SCO

Obecnie stosowane algorytmy działania automatyki SCO można podzielić na trzy grupy: konwencjonalne, póładaptacyjne oraz adaptacyjne [4]. Algorytmy z grupy konwencjonalnej opierają się na pomiarze częstotliwości oraz zadziałaniu, gdy nastąpi odpowiednio duży jej spadek. W tym rozwiązaniu nie jest wymagana zaawansowana automatyka zabezpieczeniowa, jednakże czas reakcji automatyki SCO może okazać się niewystarczający, gdy dynamika spadku częstotliwości będzie duża. Z tego względu opracowano algorytmy póładaptacyjne, w których podstawowym kryterium oceny głębokości niezbilansowania SE jest pierwsza pochodna częstotliwości po czasie.

Wykorzystanie kryterium df/dt pozwala na wcześniejsze określenie głębokości zaburzenia oraz dobranie odpowiedniego stopnia automatyki SCO. Z kolei w modelach adaptacyjnych oprócz uwzględnienia df/dt dodatkowo bierze się pod uwagę odpowiedź częstotliwościową układu (SE).

Współcześnie w KSE w znaczącej większości występuje konwencjonalna automatyka SCO, której zasięgiem, zgodnie z zapisami w *Instrukcji Ruchu i Eksploatacji Sieci Przesyłowej (IRiESP)*, objęte jest 50% zapotrzebowania (wielkość mocy wyłączanej jest rozdzielona proporcjonalnie na wszystkich OSD). Działanie to jest odpowiednio zaplanowane, skonfigurowane i sparаметryzowane przez operatora SE (OSP). Zakłada się wyłączenie odbiorów o określonej mocy czynnej w kolejnych stopniach SCO. Z perspektywy całego SE jest to zasadne postępowanie, jednakże nie rozwiązuje ono problemu awarii lokalnych.

W połączonych SE, jak np. ENTSO-E, do którego należy m.in. polski SE, utrata równowagi częstotliwościowej jest mało prawdopodobna, gdyż wiązałaby się z nagłym deficytem przekraczającym 30 GW mocy czynnej [5]. Jednakże istnieje ryzyko wystąpienia tego zjawiska w niezbilansowanych wydzielonych podsystemach lub wyspach. Takie sytuacje mogą wystąpić na skutek lawinowego zadziałania zabezpieczeń poszczególnych elementów systemu, spowodowanych np. niekorzystnymi warunkami atmosferycznymi.

Dotychczasowe zapisy IRiESP w zakresie nastaw automatyki SCO

Zgodnie z zapisami w IRiESP [6] częstotliwość znamionowa w polskim SE wynosi 50 Hz, natomiast jej wartość średnia

This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 43–53. When referring to the article please refer to the original text.

PL

z pomiaru 10-sekundowego przez 99,5% tygodnia powinna się mieścić w zakresie 50 Hz \pm 1% (49,5–50,5 Hz) oraz przez 100% tygodnia: 50 Hz +4%/–6% (47–52 Hz).

Wobec konwencjonalnych jednostek wytwórczych IRIESP stawia wymagania pracy przy obniżonej częstotliwości zgodnie z zapisami:

- w zakresie 48,5–49,0 Hz w sposób ciągły przez 30 min, łącznie 3 h w roku
- w zakresie 48,0–48,5 Hz w sposób ciągły przez 20 min, łącznie 2 h w roku
- w zakresie 47,5–48,0 Hz w sposób ciągły przez 10 min, łącznie 1 h w roku.

Przy czym, przy spadku częstotliwości do 48,5 Hz, moce jednostek wytwórczych powinny wynosić co najmniej 95% mocy znamionowych. Wraz z dalszym spadkiem częstotliwości minimalna moc wytwarzana została opisana liniową charakterystyką przedstawioną na rys. 1. Jest to istotna charakterystyka ze względu na automatykę SCO, gdyż świadczy ona o spadku generacji wraz ze spadkiem częstotliwości, co dodatkowo pogłębia niezbilansowanie systemu lub wydzielonego jego fragmentu.

Układy elektroenergetycznej automatyki zabezpieczeniowej, automatyki SCO zgodnie z IRIESP [6], powinny spełniać następujące wymagania:

- możliwość nastawienia wartości częstotliwości z zakresu od 47 do 50 Hz, ze skokiem co 0,05 Hz
- możliwość nastawienia zwłoki czasowej z zakresu od 0,05 do 1 s, ze skokiem co 0,05 s
- czas własny przekaźników nie może być większy niż 100 ms
- poprawna praca w zakresie od 0,5 do 1,1 U_n (krotność napięcia znamionowego)
- dokładność pomiaru częstotliwości na poziomie co najmniej 10 mHz
- zapewnienie możliwości zastosowania blokady napięciowej w uzgodnionych z OSP sytuacjach.

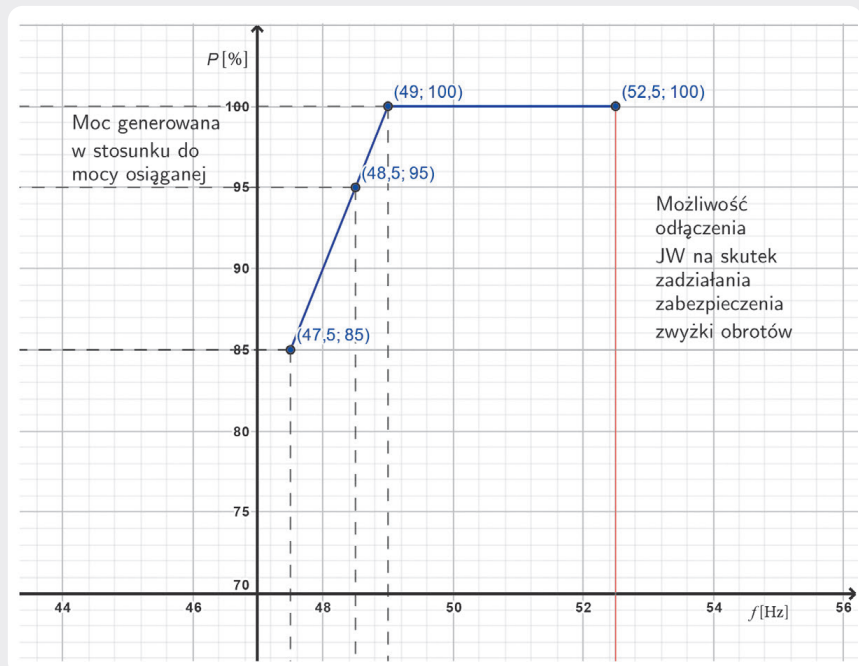
Obecnie stosowane nastawy automatyki SCO zestawiono w tab. 1.

Wymagania stawiane automacie SCO przez NC ER

24 listopada 2017 roku Komisja Europejska (KE) zatwierdziła projekt kodeksu sieci, dotyczącego stanu zagrożenia i stanu odbudowy SE – NC ER, który wszedł w życie 18 grudnia 2017 roku (za wyjątkiem art. 15, ust. 5–8 oraz art. 41, ust. 1, 2 i 5, których stosowanie rozpocznie się 18 grudnia 2022 roku). Kodeks obowiązuje we wszystkich krajach UE, a także Szwajcarię i Norwegię jako kraje należące do Europejskiego Obszaru Gospodarczego. NC ER stanowi dopełnienie wytycznych dotyczących pracy systemu przesyłowego energii elektrycznej (ang. *Guideline on Electricity Transmission System Operation – SO GL*). SO GL wszedł w życie 14 września 2017 roku.

Zgodnie z drugim artykułem NC ER ma on zastosowanie wobec:

- operatorów systemów przesyłowych (OSP)
- operatorów systemów dystrybucyjnych (OSD)
- znaczących użytkowników sieci (ang. *significant grid users – SGU*)



Rys. 1. Wymagana charakterystyka zdolności jednostki wytwórczej do generacji mocy czynnej w funkcji częstotliwości

Stopień SCO	Próg odciążenia [Hz]	Moc odciążenia* [%]	Zwłoka czasowa** [s]
1	49,0	15	0,2
2	48,7	15	0,2
3	48,5	10	0,2
4	48,3	5	0,5
5	48,1	5	0,5

* – moc odciążenia odniesiona do szczytowego obciążenia KSE

** – suma czasu własnego przekaźnika i nastawy członu zwłocznego

Tab. 1. Aktualne nastawy dla automatyki SCO w KSE [4]

- dostawców usług w zakresie obrony (ang. *defence service providers – DSP*)
- dostawców usług w zakresie odbudowy (ang. *restoration service providers – RSP*)
- podmiotów odpowiedzialnych za bilansowanie (ang. *balance responsible parties – BRP*)
- dostawców usług bilansujących (ang. *balancing service providers – BSP*)
- wyznaczonych operatorów rynku energii elektrycznej (ang. *nominated electricity market operators – NEMO*)
- oraz innych jednostek wyznaczonych do pełnienia funkcji rynkowych, zgodnie z *Rozporządzeniem Komisji (UE) 2015/1222 i Rozporządzeniem Komisji (UE) 2016/1719* [1].

Sekcja 2 *Rozporządzenia Komisji (UE)* z 24 listopada 2017 roku dotyczy środków planu obrony systemu, a w niej artykule 15 traktuje o automacie w razie spadku częstotliwości. Artykuł ten dotyczy takich działań automatycznych, jak: automatyczne odłączenie odbioru przy niskiej częstotliwości – automatyki SCO oraz ustawienia trybu automatycznego wzrostu wytwarzania przy spadku częstotliwości w obszarze regulacji mocy i częstotliwości (LFC) przez OSP. Przy

czym w ustępie 2 określono, iż w razie dostatecznie powolnego spadku częstotliwości OSP w pierwszej kolejności zobowiązuje się do zwiększania wytwarzania, dopiero później sięga po automatykę SCO. Przed przystąpieniem do odłączania odbiorów OSP i OSD zobowiązani są do automatycznego przełączenia jednostek magazynowania energii w tryb wytwarzania, zachowując czas przełączenia określony w planie obrony systemu, lub gdy nie ma możliwości przejścia w tryb generacyjny – do automatycznego odłączenia jednostki magazynowania energii pracującej jako obciążenie systemu. Ustęp 4 artykułu 15 zobowiązuje każdego z OSP do określenia w planie obrony SE progów częstotliwości automatycznego przełączania lub odłączania jednostek magazynowania energii. Powinno to nastąpić przy częstotliwości niższej lub równej granicznej częstotliwości stanu zagrożenia (odchyłka 200 mHz – 49,8 Hz) oraz częstotliwości wyższej niż limit częstotliwości dla pierwszego stopnia automatyki SCO określonego w tab. 2, z wyróżnieniem kolumny dotyczącej KSE.

Każdy z OSP, którego dotyczy NC ER, jest zobowiązany do opracowania w swoim

This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 43–53. When referring to the article please refer to the original text.

PL

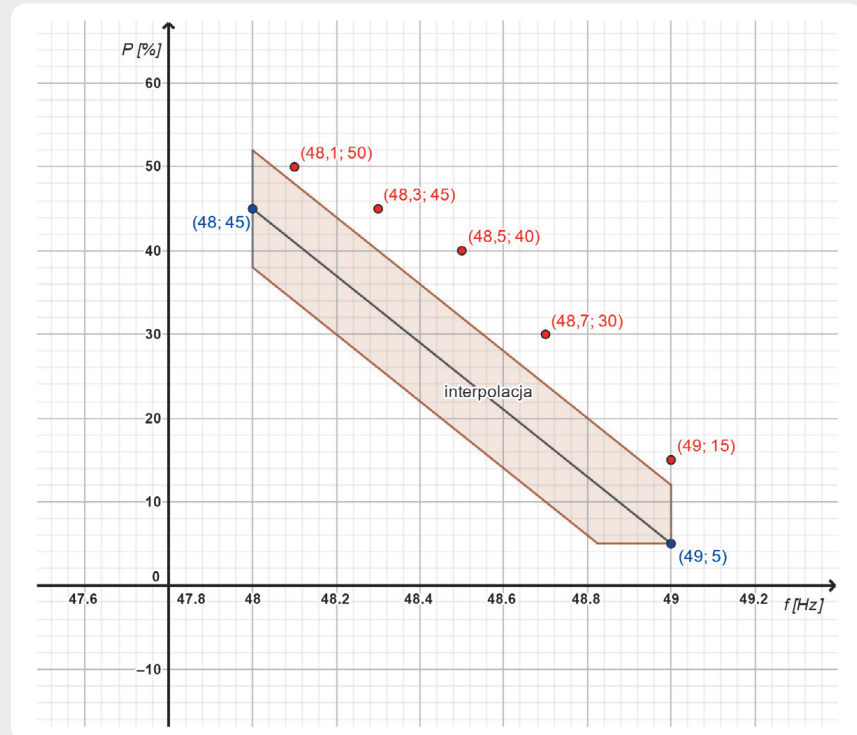
planie obrony SE automatyki SCO spełniającej wytyczne zestawione w tab. 2. Zakres wdrożenia określa maksymalne dopuszczalne odchylenie odłączanego obciążenia netto od docelowego odbioru odłączanego netto przy danej częstotliwości, obliczone poprzez interpolację liniową między początkowym poziomem obowiązkowym a końcowym poziomem obowiązkowym. Jednakże zakres wdrożenia nie może pozwalać na odłączenie obciążenia netto mniejszego niż wielkość odbioru odłączanego netto przy początkowym poziomie obowiązkowym. Ponadto, zgodnie z ustępem 10, OSP może ująć w automatyce SCO dodatkowe stopnie dotyczące odłączenia obciążenia poniżej określonego w tab. 2 końcowego poziomu obowiązkowego odłączenia odbioru. Na rys. 2 przedstawiono wymogi stawiane przed automatyką SCO wg NC ER wraz z naniesionymi aktualnymi nastawami układu w polskim SE, zgodnie z tab. 1.

W ustępie 7 zobowiązano każdego OSP lub OSD do:

- unikania ustawiania celowego opóźnienia czasowego, oprócz czasu pracy przełączników i wyłączników
- minimalizacji odłączania modułów wytwarzania energii, zwłaszcza tych zapewniających inercję
- ograniczenia ryzyka zmian rozpięwość mocy i zmian napięcia przekraczających poziomy pracy bezpiecznej, na skutek zadziałania automatyki SCO.

Zgodnie z ustępem 8 automatyka SCO, określona w planie obrony, może przewidywać odłączenie odbioru netto na podstawie gradientu częstotliwości, jeżeli spełnione zostaną następujące warunki:

- zadziałanie tylko gdy:
 - odchyłka częstotliwości jest wyższa niż maksymalna odchyłka częstotliwości w stanie ustalonym, a gradient zmiany częstotliwości jest wyższy niż



Rys. 2. Zakres wdrażania dla obszaru synchronicznego Europy kontynentalnej wraz z naniesionymi aktualnymi nastawami automatyki SCO w KSE (czerwone punkty)

- gradient określony przez incydent referencyjny
- częstotliwość jest wyższa niż wielkość początkowego poziomu obowiązkowego odłączenia odbioru
- zgodność nastaw automatyki SCO z tab. 2
- odłączenie odbioru jest konieczne i uzasadnione ze względu na skuteczne utrzymanie bezpieczeństwa pracy systemu.

Porównując aktualne nastawy automatyki SCO w polskim SE, przedstawione w tab. 1, z nowymi wymogami stawianymi przez NC ER, należy zwrócić uwagę na kilka kwestii. Pierwszą z nich jest obecnie zbyt mała liczba stopni automatyki, gdyż aktualnie w KSE występuje ich 5, podczas gdy NC ER dla obszaru synchronicznego Europy kontynentalnej wymaga co najmniej 6. Ponadto

Parametr	Wartość dla obszaru synchronicznego Europy kontynentalnej	Wartość dla nordyckiego obszaru synchronicznego	Wartość dla obszaru synchronicznego Wielkiej Brytanii	Wartość dla obszaru synchronicznego Irlandii	Jednostka miary
Pocz. obowiązkowy poziom odłączenia odb.: częstotliwość	49	od 48,7 do 48,8	48,8	48,85	Hz
Pocz. obowiązkowy poziom odłączenia odb.: odłączany odbiór	5	5	5	6	% całk. obc.
Końcowy obowiązkowy poziom odłączenia odb.: częstotliwość	48	48	48	48,5	Hz
Końcowy obowiązkowy poziom odłączenia odb.: odłączany odbiór	45	30	50	60	% całk. obc.
Zakres wdrożenia	± 7	± 10	± 10	± 7	% całk. obc.
Minimalna liczba etapów do osiągnięcia końcowego obowiązkowego poziomu	6	2	4	6	liczba etapów
Maksymalne odłączenie odbioru dla każdego etapu	10	15	10	12	% całk. obc.

Tab. 2. Charakterystyka automatyki SCO wg NC ER [1]

This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 43–53. When referring to the article please refer to the original text.

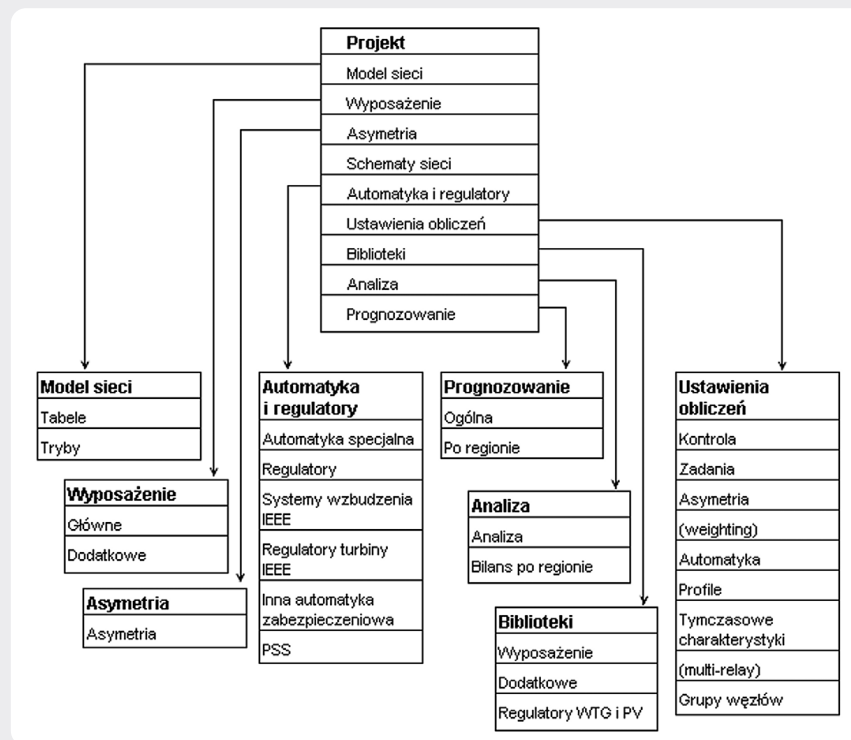
PL

wymagana jest częstotliwość 48 Hz dla ostatniego stopnia. Oba te fakty oznaczają konieczność wprowadzenia dodatkowego stopnia dla częstotliwości 48 Hz, a także prawdopodobnie przesunięcie progów pozostałych, aby zachować stały odstęp między sąsiednimi stopniami. Kolejną kwestią poruszoną w NC ER jest zapis o unikaniu celowego opóźniania zadziałania automatyki (wprowadzaniu zwłok czasowych). Tymczasem aktualnie w Polsce dla stopnia 4. i 5. wprowadza się zwłokę czasową na poziomie 0,5 s. Przechodząc do poziomów odciążenia, warto zwrócić uwagę, iż do tej pory w nastawach automatyki SCO, zgodnie z IRIESP, odnieszono się do mocy brutto, natomiast NC ER odnosi się do mocy netto. Jednakże w dokumencie nie pojawiła się jednoznaczna definicja określenia mocy netto, z tego względu nie można jednoznacznie określić, jaki to ma wpływ na różnicę między aktualnymi nastawami w polskim KSE a wymogami NC ER przedstawionymi na rys. 2.

3. Możliwości zastosowania programu DAKAR w badaniach symulacyjnych długookresowych stanów pracy dużych SE Zakres analiz systemowych realizowanych za pomocą programu DAKAR

Program DAKAR [2, 3] jest przeznaczony do przeprowadzania badań i analiz związanych z pracą SE, w szczególności obliczeń i analiz rozplywów mocy, obliczeń zwarcio- wych metodą składowych symetrycznych, badań stabilności lokalnej metodą wartości własnych, symulacji elektromechanicznych stanów nieustalonych, zarówno krótko-, jak i średnio- i długookresowych. Ostatni z wymienionych rodzajów stanów nieustalonych jest ściśle związany z analizą pracy SE z częstotliwością różną od znamionowej oraz z badaniami działania automatyki zabezpieczeniowej.

W programie DAKAR [2] dane przedstawione są w postaci tabel powiązanych ze sobą relacjami. Dane można dodawać bezpośrednio w poszczególnych tabelach przy zachowaniu niezbędnych relacji lub poprzez graficzny edytor schematu SE, który automatycznie zachowuje niezbędne relacje oraz wypełnia powiązane tabele. Główną strukturę projektu tworzonego w omawianym programie przedstawiono na rys. 3. Podstawowe dane zawarte są w sekcji „Model sieci”, w podsekcji „Tabele” z podziałem na dane dotyczące: węzłów, gałęzi (linie i transformatory), odbiorów, generacji, boczników oraz wyników obliczeń (podział na podsystemy, obszary i ich połączenia). Program umożliwia modelowanie automatyki zabezpieczeniowej, w tym także automatyki SCO. W celu jej zamodelowania



Rys. 3. Struktura bazy danych w programie DAKAR

należy uzupełnić tabelę SCO (ang. UFLS), znajdującą się w sekcji „Automatyka i regulatory” w podsekcji „Automatyka specjalna”. Na rys. 4 przedstawiono nagłówek tabeli zawierającej dane o SCO.

W celu zamodelowania automatyki SCO dla SE należy podać podstawowy zestaw danych dla każdego z jej stopni, na który składają się informacje o: nazwie, odbiorze, którego dotyczy dana nastawa, progach zadziałania w Hz i/lub Hz/s, zwłocze czasowej, wielkości odciążenia w MW.

Symulacja działania automatyki SCO

Do przeprowadzenia badań dynamiki i oceny stabilności SE niezbędne są dodatkowe dane dotyczące dynamiki elementów systemu. Przede wszystkim dokładne modele węzłów generacyjnych (typy generatorów wraz z regulatorami i układami wzbudzenia) oraz charakterystyki statyczne odbiorów. Ponadto w badaniu działania automatyki SCO konieczne należy odwzorować jej nastawy dla każdego z odbiorów. Następnie można przejść do obliczeń. W tym celu należy przeprowadzić najpierw badanie rozplywu mocy z warunkami ogólnymi:

- współczynnik wykorzystania automatyki SCO większy od 0
- obliczenia ze zmienną częstotliwością
- uwzględnienie charakterystyk statycznych oraz warunkami szczególnymi do rozplywów mocy:
- liczba iteracji ok. 10 000, aby uzyskać zadowalającą dokładność
- zapisanie wyników
- uwzględnienie ograniczeń mocy czynnej
- uwzględnienie ograniczeń mocy biernej.

W kolejnym etapie należy przejść do przeprowadzenia obliczeń stanów dynamicznych w nieznacznie zmienionych warunkach ogólnych. Należy dodatkowo uwzględnić „zadania” oraz działanie automatyki SCO. Wielkość awarii, która pobudzi członny automatyki SCO do działania, można oszacować na podstawie podatności systemowej danego podsystemu, uzyskanej w obliczeniach rozplywu mocy. Następnie można zasymulować taką awarię za pomocą „zadań”.

Model KSE opracowany do badań symulacyjnych w programie DAKAR

W programie DAKAR zamodelowano KSE wraz z ekwiwalentami sieci zewnętrznych

Automatics and regulators												
Special automatics	Regulator	Excitation Systems IEEE	Turbine-Governor Systems IEEE	Other AEC	PSS							
UFLS	Current PSP	Basic PSP	Standby PSP	Resistance Relay	Elec. Braking	UPAR	Mutual Control	AEO-C	AEO-MCEA	AEO-MicroP		
Name	Load	UFLS 1 Setpoint	Frequency Change Rate	UFLS 1 Time Delay	AFLS 2 Setpoint	UFLS 1 Time Delay	FAAR Setpoint	Time Delay FAAR	Power at 1:00	Power at 8:00	Power at 10:00	Power at 20:00
st1_ATA213	ATA213	49	0	0,2	0	0	0	0	1,4782	0	0	0
st1_DOB225	DOB225	49	0	0,2	0	0	0	0	30,75	0	0	0

Rys. 4. Fragment tabeli opisującej automatykę SCO

This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 43–53. When referring to the article please refer to the original text.

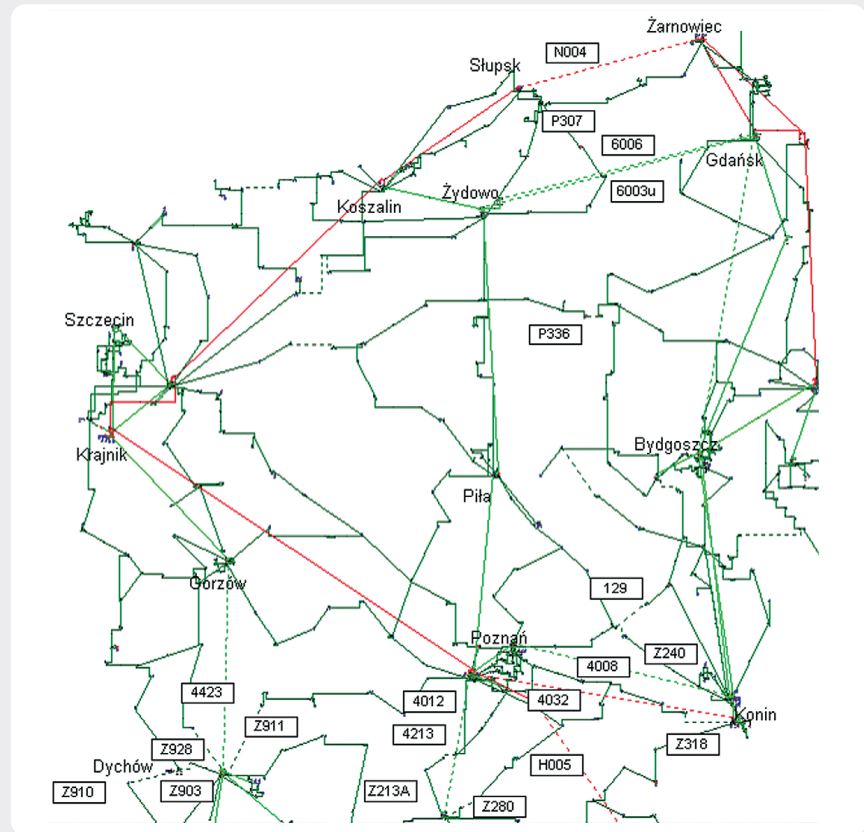
PL

na poziomie napięć sieci przesyłowo-rozdzielczych i przesyłowych od 110 kV do 750 kV wraz z generacją, odbiorami oraz innymi niezbędnymi do prawidłowej pracy systemu elementami. Podstawą do opracowania modelu były pliki w standardzie KDM. Model ma za zadanie odzwierciedlać zjawiska statyczne oraz dynamiczne zachodzące w KSE i służy do przeprowadzenia badań symulacyjnych. Dodatkowo brakujące dane pozyskiwano z katalogów, opracowań [7–9], a także na podstawie własnych doświadczeń. Wykorzystując zebrane dane, zamodelowano wszystkie duże jednostki generacyjne centralnie sterowane w KSE, wraz z niezbędną automatyką do przeprowadzenia badań procesów przejściowych. W zamodelowanym systemie dodano również model automatyki SCO. Dobrano nastawy zgodnie z tab. 1. Dla każdego z odbiorów zamodelowano 5 stopni samoczynnego automatycznego odciążenia. Stopień odciążenia określono na podstawie nastaw automatyki SCO i obciążenia stacji w danej chwili, jednakże należy mieć na uwadze, iż chwila ta była określona w bazie KDM jako obciążenie szczytowe, zatem takie rozwiązanie nie stanowi błędu.

4. Badania symulacyjne działania automatyki SCO za pomocą programu DAKAR

Podział KSE, wydzielenie obszaru północno-zachodniego

Na potrzeby wykonanych badań symulacyjnych działania automatyki SCO zamodelowano awarię, która doprowadziła do podziału KSE. Wydzielony został obszar północno-zachodni, oznaczony jako obszar NW (ang. *North-West*) – rys. 5. Część połączeń sieciowych z analizowanym obszarem jest wyłączona na stałe, są to głównie połączenia na napięciu 110 kV pomiędzy różnymi OSD. W przyjętym scenariuszu awarii systemowej, powodującej wydzielenie obszaru NW, założono wyłączenie 9 linii 110 kV, 5 linii 220 kV i 2 linii 400 kV. Wyłączenia następowały wskutek przyjęcia stanów remontowych, przeciążenia linii i stanów awaryjnych. Jedyną linią KSE pozostającą badany obszar NW z resztą KSE pozostała linia 400 kV, łącząca stacje elektroenergetyczne w Żarnowcu i Słupsku. W wyniku jej wyłączenia nastąpiło wydzielenie obszaru NW. Na skutek podziału w obu systemach wystąpiło niezbilansowanie mocy generowanej z pobieraną. Na obszarze NW wystąpiła znacząca nadwyżka mocy odbieranej nad mocą generowaną. Wyniki symulacji przedstawiono na rys. 6. Z badań wynika, że wartość deficytu mocy sięga 600 MW, co stanowi blisko 1/3 część mocy generowanej na tym obszarze w chwili wystąpienia podziału. W pozostałej części KSE pojawiła się nadwyżka generacji o ok. 300 MW, co stanowiło mniej niż 1% łącznej mocy zapotrzebowanej. Przeprowadzone badania statyczne stanowią podstawę do obliczeń długookresowych stanów przejściowych. W badaniach dynamicznych, w chwili czasowej $t = 0,4$ s, zamodelowano podział systemu poprzez odłączenie ostatniej linii łączącej oba podsystemy (awaryjne odłączenie linii N004).



Rys. 5. Schemat sieci NN po awarii skutkującej podziałem KSE; wydzielenie obszaru NW

Results calculation		
The total generation	2456.461	1233.213
The total load	2311.104	406.662
Power of synchronous motor	0.000	0.000
Loss longitudinal	140.773	1451.869
Loss transverse	4.585	-628.237
Corona losses	0.000	
Quantity iterations	9999	
Functional	0.000	
Functional-2	0.000	
Unbalanced. BN	609.378	306.599
The imbalance by P	0.0 MW	

Rys. 6. Wyniki po podziale KSE przy stałej częstotliwości – wydzielony obszar północno-zachodni NW

Wybrane wyniki badań długookresowych stanów przejściowych

W pierwszej symulacji sprawdzono zadziałanie automatyki SCO w zamodelowanej awarii. Współczynnik wykorzystania SCO wynosił 1, temperaturę ustalono na $+5^{\circ}\text{C}$, a prędkość wiatru na 10 m/s. Obliczenia przeprowadzono przy zmiennej częstotliwości, z uwzględnieniem sekwencji zdarzeń, charakterystyk statycznych oraz automatyki SCO. W wyniku badań uzyskano protokół z obliczeń (rys. 7) oraz przebiegi parametrów systemu w funkcji czasu (rys. 8). Z przebiegów przedstawionych na rys. 8 wynika, że częstotliwość osiąga wartość ustaloną w chwili $t = 1,95$ s, w której osiągnęła poziom ok. 48,15 Hz, co jest częstotliwością zbliżoną do 47,5 Hz, czyli częstotliwości granicznej. Proces spadku częstotliwości nastąpił po upływie 1,5 s od wystąpienia wydzielenia obszaru, natomiast sam stan

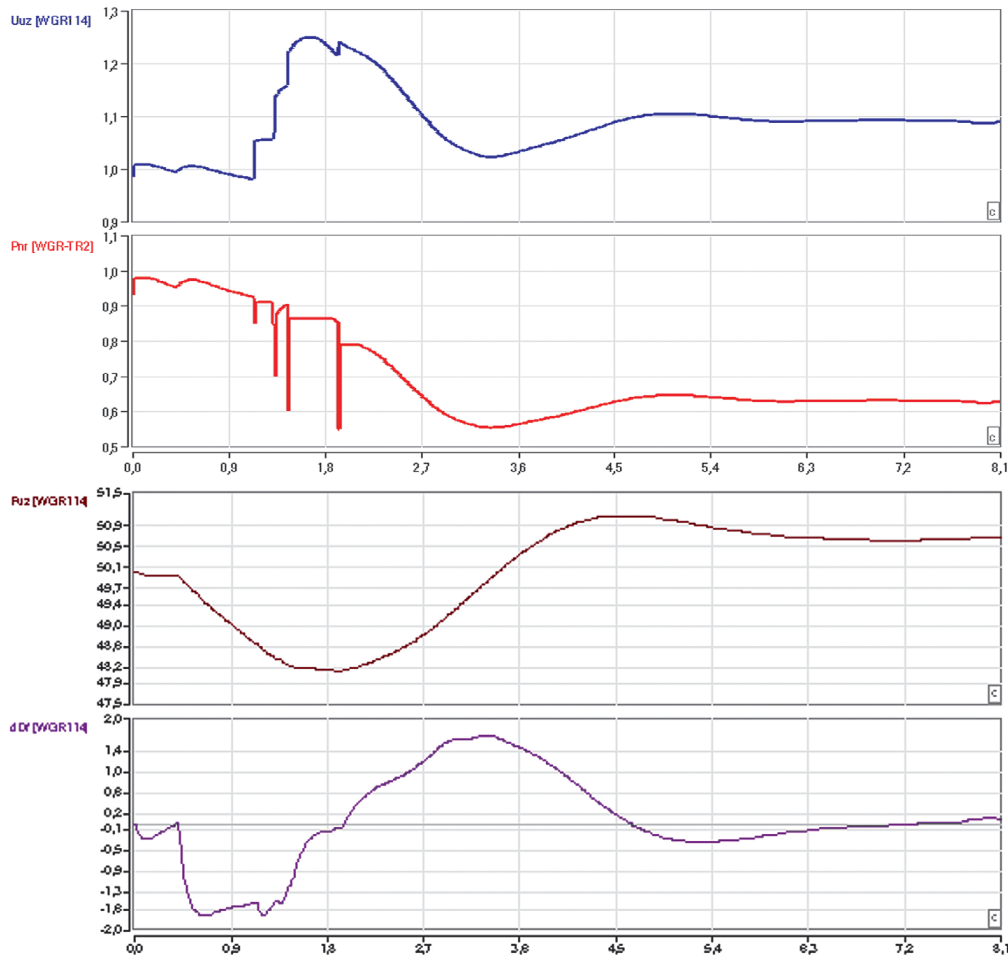
nieustalony trwał ok. 7,5 s. Po ustaniu stanów przejściowych częstotliwość osiągnęła poziom 50,69 Hz, co oznacza zbyt głębokie odciążenie obszaru. Z analizy

Turned off line: N004			
On 1.12sec	AFLS	0.5 MW	
On 1.13sec	AFLS	25.1 MW	
On 1.14sec	AFLS	360.3 MW	
On 1.30sec	AFLS	0.5 MW	
On 1.31sec	AFLS	25.5 MW	
On 1.32sec	AFLS	360.0 MW	
On 1.45sec	AFLS	257.3 MW	
On 1.91sec	AFLS	25.4 MW	
On 1.92sec	AFLS	101.3 MW	
Operation	AFLS1	F Hz	P MW
49.0		385.9	
48.7		385.9	
48.5		257.3	
48.3		126.7	
Total		1155.8	

Rys. 7. Fragment protokołu z badań symulacyjnych

This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 43–53. When referring to the article please refer to the original text.

PL



Rys. 8. Wyniki badań z wykorzystaniem 100% możliwości automatyki SCO

wykresu napięcia na sznycach jednego z węzłów w obszarze północno-zachodnim wynika, że wartość napięcia rośnie skokowo wraz z każdym kolejnym skokowym odciążeniem przez automatykę SCO.

Wyłączenie pierwszego stopnia obciążenia, czyli zmniejszenie poboru mocy przez odbiór do 0,85 P_n , spowodowało skokowy wzrost napięcia o ponad 0,05 U_n . W ten sposób w stanie nieustalonym wartość chwilowa napięcia wzrastała aż do wartości 1,25 U_n . Ze względu na zamodelowane charakterystyki statyczne odbiorów gwałtowny skok napięcia powoduje wzrost mocy czynnej pobieranej przez odbiór. Na skutek zadziałania pierwszego stopnia automatyki wartość mocy względnej odbioru spadła z 94,3% do nastawionych 85%, jednakże w związku ze skokowym wzrostem napięcia wartość mocy także wzrosła i przed zadziałaniem kolejnego stopnia ustabilizowała się na poziomie 92,7%. Oznacza to, iż rezultat odciążenia przy pierwszym stopniu SCO jest nieznaczny. Jednakże udaje się spowolnić spadek częstotliwości. Po załączeniu ostatniego stopnia automatyki SCO udało się zmniejszyć obciążenie względem początkowego do 79%. Wartość ta utrzymała się na stałym poziomie aż do momentu, gdy pochodna częstotliwości osiągnęła wartość 0,5 Hz/s,

wówczas odbudowująca się częstotliwość spowodowała, że wartość P maleje i dąży do wartości 55% zadanej przez nastawy automatyki SCO, jednakże ze względu na charakterystyki statyczne osiąga 63%. Wynika to z faktu, że ustabilizowane napięcie wynosi 110% napięcia nominalnego, a częstotliwość 50,69 Hz, co również jest wartością wyższą od znamionowej.

W celu zbadania działania automatyki SCO o różnych nastawach zamodelowano automatykę SCO zgodną z nastawami aktualnie występującymi (tab. 1) oraz dwie inne spełniające wymogi NC ER (tab. 2). Zestaw nastaw dla wszystkich trzech przedstawiono w tab. 3 oraz na rys. 9.

Wyniki badań przedstawiono w formie przebiegów częstotliwości (rys. 10) oraz

Stopień	Polski KSE				Kodeks NC ER				Kodeks NC ER_2			
	Próg f [Hz]	Odciążenie [%]	Opóźnienie czasowe t [s]		Stopień	Próg f [Hz]	Odciążenie [%]	Opóźnienie czasowe t [s]	Stopień	Próg f [Hz]	Odciążenie [%]	Opóźnienie czasowe t [s]
1	49,0	15	0,2		1	49,0	8	0,2	1	49,0	6	0,2
2	48,7	15	0,2		2	48,8	8	0,2	2	48,8	6	0,2
3	48,5	10	0,2		3	48,6	8	0,2	3	48,6	6	0,2
4	48,3	5	0,5		4	48,4	8	0,2	4	48,4	10	0,2
5	48,1	5	0,5		5	48,2	8	0,2	5	48,2	10	0,2
					6	48,0	8	0,2	6	48,0	10	0,2

Tab. 3. Zestawienie nastaw modeli automatyki SCO zastosowanych w badaniach symulacyjnych

This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 43–53. When referring to the article please refer to the original text.

PL

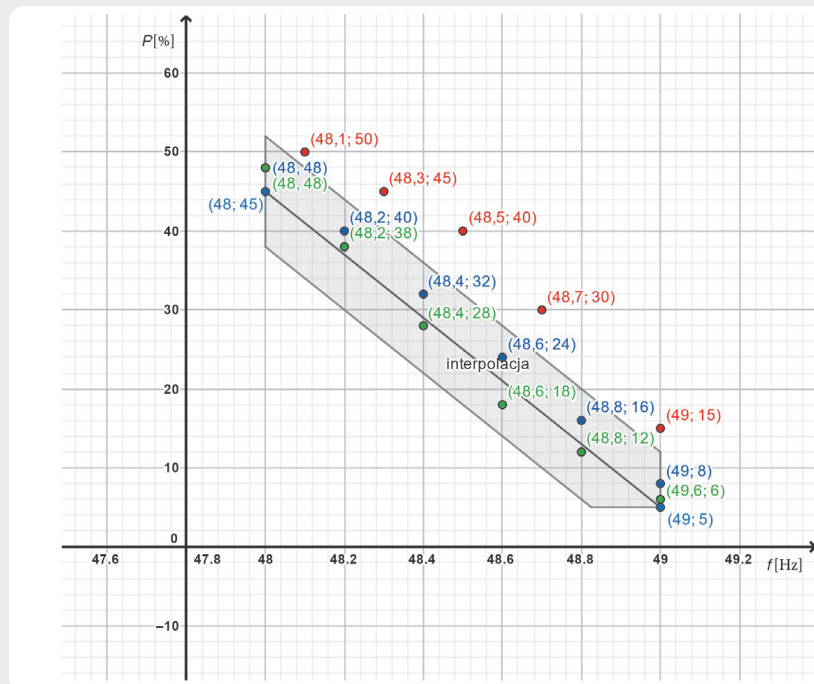
obciążenia (rys. 11). Z wykresu częstotliwości widać, że nastawy zgodne z NC ER spowodowały w badanej awarii głębsze zapady częstotliwości 48,01 Hz (przebieg zielony) i 48,05 Hz (przebieg niebieski), jednakże mniejsze oscylacje, choć czas trwania stanu nieustalonego jest dłuższy. Częstotliwość ustabilizowała się na poziomach 50,40 Hz (przebieg zielony) oraz 50,45 Hz (przebieg niebieski), co świadczy o pewnej nadwyżce generacji nad obciążeniem, zatem część odbiorów można z powrotem podłączyć do sieci. Nastawy dla SCO aktualnie stosowane w polskim KSE spowodowały w analizowanej sytuacji znaczące oscylacje (maksymalna wartość chwilowa częstotliwości osiąga poziom 51,1 Hz). Zapad częstotliwości został powstrzymany na poziomie 48,16 Hz, a wartość w stanie ustalonym po awarii wyniosła 50,64 Hz.

W nastawach automatyki SCO aktualnie występujących w polskim KSE zadziałały 4 stopnie odciążenia, co daje 45% odłączonej mocy, natomiast przy europejskich nastawach odciążenie wyniosło 40% (niebieski) i 38% (zielony), w obu przypadkach złożyło się na nie 5 stopni automatyki SCO. W każdym z wariantów uzyskane rzeczywiste odciążenie było mniejsze niż wynikające z nastaw automatyki. W wariancie z nastawami SCO, adekwatnymi do obecnych w polskim KSE, finalne obciążenie wyniosło 63% stanu sprzed awarii, a w wariantach z nastawami zgodnymi z europejskimi normami 67% (niebieski) i 69% (zielony). Wszystkie automatyki spełniły swoje zadanie uratowania wydzielonego obszaru od awarii katastrofalnej, jednakże automatyka SCO z nastawami zgodnymi z NC ER uczyniła to mniejszym kosztem odciążania systemu. Porównując zestawy nastaw zgodnych z europejskim kodeksem sieci NC ER, korzystniej wypada automatyka SCO z mniejszym odciążeniem na pierwszych stopniach niż przy równomiernym rozłożeniu odciążenia pomiędzy stopnie. Zastosowanie mniejszej wartości odciążenia na pierwszych stopniach ma też uzasadnienie ze względów ekonomicznych. Częściej występują niewielkie zapady częstotliwości, zatem aby zrównoważyć niezbilansowanie, wystarczy początkowo odłączyć niedużą część obciążenia.

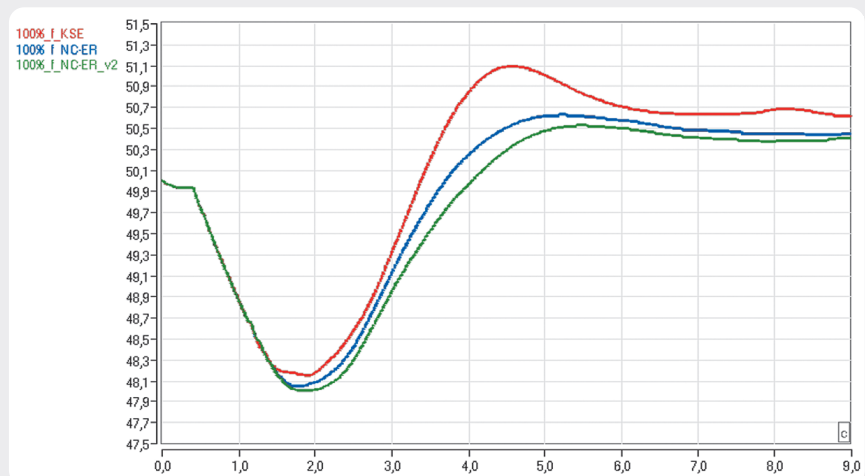
5. Wnioski

Automatyka SCO stanowi ostatnią linię obrony SE, zatem trudno zweryfikować poprawność jej działania i zasadność jej nastaw. Z tego względu korzystne mogą okazać się symulacje komputerowe, pozwalające na przeprowadzenie dowolnego scenariusza zdarzeń, bez ryzyka uszkodzenia maszyn i urządzeń elektroenergetycznych. Wystąpienie znaczącego (powyżej 1 Hz) zapadu częstotliwości w dużym SE (np. polski KSE) jest praktycznie niemożliwe. Jednakże automatyka SCO może uratować fragment SE odizolowany od reszty na skutek awarii.

W związku z wejściem w życie nowych regulacji prawnych (kodeks NC ER) należy zmienić nastawy automatyki SCO w polskim SE. Zgodnie z zapisami kodeksu sieci NC ER



Rys. 9. Zakres nastaw automatyki SCO dla obszaru synchronicznego Europy kontynentalnej, zalecanych przez kodeks sieci NC ER wraz z naniesionymi zamodelowanymi zestawami nastaw



Rys. 10. Przebiegi $f(t)$ [WGR114] – dla różnych nastaw SCO

– względem obecnych nastaw należy dodać przynajmniej jeden stopień odciążenia oraz zniwelować zwłoki czasowe z nastaw końcowych stopni. Dla zasymulowanej awarii systemowej nastawy zgodne z kodeksem NC ER okazały się skuteczniejsze niż obecnie przyjęte w polskim SE.

Bibliografia

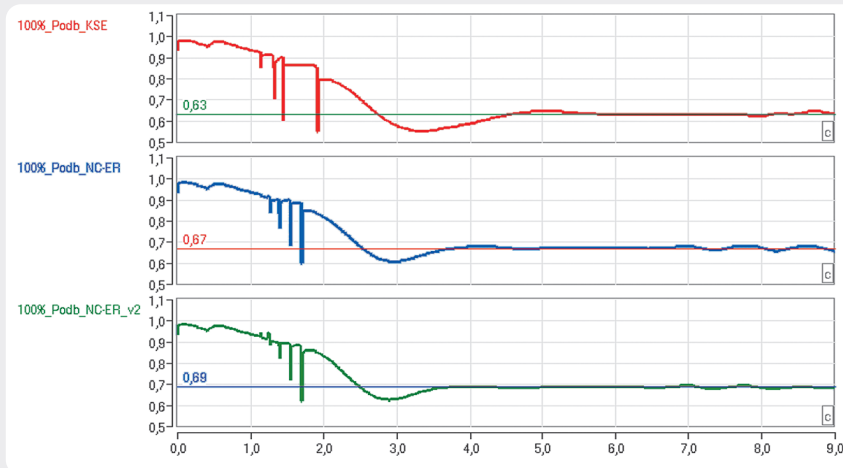
1. Rozporządzenie Komisji (UE) 2017/2196 z dnia 24 listopada 2017 r. ustanawiające kodeks sieci dotyczący stanu zagrożenia

i stanu odbudowy systemów elektroenergetycznych, *Dziennik Urzędowy Unii Europejskiej (PL)* L 312/53 z 28.11.2017.

2. Manual programu DAKAR, ELEKS Software Company, Lwów 2014.
3. <https://dakar.eleks.com>
4. Handke J., Olejnik B., Schott A., Algorytmy samoczynnego częstotliwościowego odciążania w świetle obowiązujących rozporządzeń Komisji Europejskiej, *Przegląd Elektrotechniczny* 2019, nr 2, s. 7–10.
5. Awaria systemowa w dniu 4 listopada 2006. Raport końcowy, UCTE 2007.

This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 43–53. When referring to the article please refer to the original text.

PL



Rys. 11. Przebiegi $P_{wzg}(t)$ [WGR-TR2] – dla różnych nastaw SCO

6. Instrukcja Ruchu i Eksploatacji Sieci Przesyłowej. Warunki korzystania, prowadzenia ruchu, eksploatacji i planowania rozwoju sieci zatwierdzona decyzją Prezesa URE nr DPK-4320-1(4)/2011/LK z dnia 15 grudnia 2011 r., Tekst obowiązujący od 1 grudnia 2017.
7. Gajewski B., Stawowy A., Śmiech Z., Przygotowanie bazy danych w formacie programów obliczeniowych PPS/E i PSLF dla obliczeń równowagi dynamicznej dla krajów grupy Centrel, Warszawa 1996.
8. Institute of Electrical and Electronics Engineers, IEEE Recommended Practice for Excitation System Models for Power System Stability Studies, New York 2005.
9. Pourbeik P., Model User Guide for Generic Renewable Energy System Models, Palo Alto 2015.

Ireneusz Andrzej Grządzielski

dr inż.

Pracownia Badań i Analiz Technicznych sp.j.

e-mail: ireneusz.grzadzieski@pbiat.pl

Wychowanek Wydziału Elektrycznego Politechniki Poznańskiej (1973). Do 2017 roku, tj. do momentu przejścia na emeryturę, pracował w Instytucie Elektroenergetyki Wydziału Elektrycznego Politechniki Poznańskiej. Zakres jego zainteresowań naukowych obejmuje zagadnienia związane z pracą systemu elektroenergetycznego w stanach niustalonych, problematyką obrony i odbudowy systemu elektroenergetycznego w stanach awarii katastrofalnych, a także przyłączaniem źródeł rozproszonych, w szczególności wiatrowych i fotowoltaicznych do systemu elektroenergetycznego. Od kilku lat założyciel i współnik firmy Pracownia Badań i Analiz Technicznych sp.j.

Mikołaj Zakrzewski

mgr inż.

Pracownia Badań i Analiz Technicznych sp.j.

e-mail: mikolaj-zakrzewski@o2.pl

Wychowanek Wydziału Elektrycznego Politechniki Poznańskiej (2018). Współpracuje z firmą PBIAT w zakresie badań i analiz komputerowych zjawisk elektrodynamicznych, występujących w systemie elektroenergetycznym. Jego zainteresowania naukowe to modelowanie zjawisk dynamicznych w systemie elektroenergetycznym oraz procesu odbudowy systemu elektroenergetycznego.

Volodymyr Konoval

dr

Politechnika Lwowska, Eleks Dakar

e-mail: volodymyr.konoval@eleks.com

Wychowanek Wydziału Elektroenergetycznego Politechniki Lwowskiej (1986). Pracuje w Instytucie Elektroenergetyki i Systemów Sterowania Politechniki Lwowskiej. Zakres jego zainteresowań naukowych obejmuje zagadnienia związane z modelowaniem matematycznym współczesnego systemu elektroenergetycznego z urządzeniami automatyki systemowej, ze źródłami rozproszonymi, jak również analizę stabilności takich systemów.

The Efficiency of Earth-Fault Protection with the Criterion of Reactive Power of Signals' Third Harmonic

Authors

Lubomir Marciniak
Mateusz Piątek

Keywords

earth-fault protection, third harmonics, reactive power criterion, high-resistance short-circuit detection

Abstract

Medium voltage grid earth fault protection effectiveness in the detection of arc faults with a large transition resistance can be significantly improved by using the criterion of reactive power of the third harmonic of current and voltage zero symmetrical components. The paper presents a model of such a criterion-based protection, with analytical equations to calculate the protection settings, and results of tests of the protection effectiveness in an MV network with natural asymmetry and harmonic distortions. It has been shown that with the criterion of reactive power of the third harmonic of voltage and current zero components, the arc, stationary, and non-stationary line-to-earth short circuits with a very high transition resistance – above 50 kΩ can be detected in cable lines, and above 100 kΩ in overhead lines.

DOI: 10.12736/issn.2330-3022.2019404

Received by editor: 19.02.2020

Received in revised form: 20.03.2020

Accepted: 31.03.2020

Published online: 15.05.2020

Introduction

Single-phase line-to-earth short circuits are the most common faults in medium voltage (MV) grids. A significant part of these faults are high-resistance short circuits with a high or very high resistance at the fault location R_F , amounting to from a few to several dozen kΩ [1–3]. The characteristic features of such short circuits are often:

- nonlinearity
- non-stationarity
- occurrence of a wide frequency spectrum.

High-resistance short circuits are not detected by classic (directional and admittance) earth fault protections based on the use of basic harmonics of current and voltage zero symmetrical components I_0 i U_0 , for the following reasons:

- too small measurement values (currents are often less than error currents, and voltage U_0 – less than starting voltage)
- fault non-stationarity.

Therefore, new ways of detecting this type of short circuit are sought, based on the use of higher harmonics, wavelet transform, statistical functions, and artificial neural networks [1–10]. A promising way to improve the high-resistance short-circuit detection efficiency is the use of higher harmonics in voltage

and current zero component waveforms [1–3, 9–11]. The presence of higher harmonics is a characteristic feature of high-resistance short-circuits [1, 10, 11]. Their main source is non-linear short-circuit resistance R_F . There are mainly odd harmonics with numbers 3, 5, 7 and 9. Their content is particularly high in short circuits with a short circuit arc. Most suitable for effective line-to-earth short circuit detection are the third harmonics of earth fault currents and residual voltage [10, 11], especially the reactive power of these harmonics. It reaches the highest values in relation to the power of other harmonics. This power has directional properties and is positive in the earth fault line and negative in healthy lines, which is a short circuit identification prerequisite. It occurs both in stationary (cyclical) and non-stationary (intermittent) earth faults. It can be used as the protection criterion in grids with any neutral point operation.

The use of reactive power of the third harmonics as the earth-fault protection criterion was underestimated due to difficulties in the protection's technical implementation and its power setting estimation. Today, thanks to the spread of microprocessor technology and digital signal processing, the implementation of such protection is simple. Also, its settings can be relatively easily

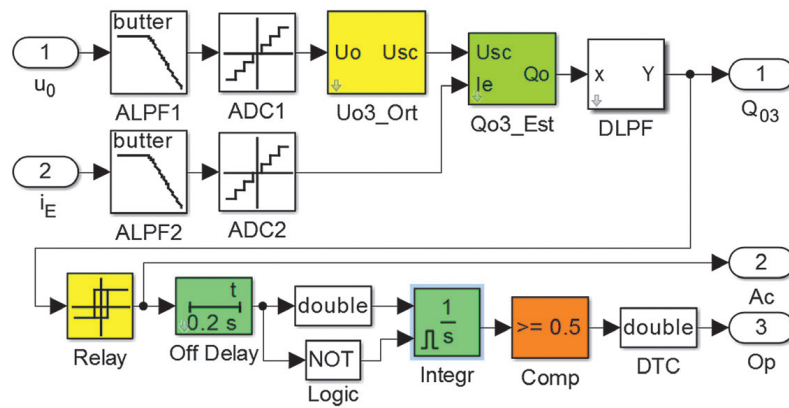


Fig. 1. The earth fault protection model developed in Matlab Simulink

estimated, and the high-resistance short-circuit detection effectiveness evaluated.

Protection model

Fig. 1 shows a model of the digital earth-fault protection with the criterion of reactive power of the third harmonic of zero sequence current and voltage component developed in the Matlab Simulink program to test the high-resistance short circuit detection effectiveness. It is a model with a hierarchical structure, consisting of masked function blocks. Its essential elements are: orthogonalization block $Uo3_Ort$, estimation block $Qo3_Est$, and the set of blocks implementing decision functions. These include: comparator with *Relay* type hysteresis, logical inertia *Off Delay*, time delay system (integrator *Integr*, comparator *Comp* and logical element *NOT*).

Signals of zero sequence components of voltage u_0 and earth fault current $i_E = 3i_0$ (i_0 – line current's zero sequence component) are pre-filtered in analogue low-pass filters *ALPF1* and *ALPF2*, and then digitized (sampling and quantizing) in converters *ADC1* and *ADC2*. In the $Uo3_Ort$ block, the orthogonal components of the residual voltage third harmonic are calculated. For this purpose, the Fourier algorithm of digital correlation of a signal with sine and cosine functions in the one fundamental harmonic period-long processing window was used. In the $Qo3_Est$ block, the orthogonal components of the third harmonic of earth fault current I_E , and reactive power Q_{03} are calculated. This power is additionally low-pass filtrated in digital filter *DLPF*. In the protection model the commonly used sampling frequency $f_p = 1000$ Hz was adopted. To limit the spectral characteristics of the signals to the Nyquist frequency, 4th order Butterworth filters with the cut-off frequency of 350 Hz were used.

The orthogonal components of the voltage third harmonic are calculated using economic recursive algorithms [12]:

$$U_{03c}(n) = U_{03c}(n-1) + \frac{\sqrt{2}}{N} \left[u_0(n) \cos\left(\frac{6n\pi}{N}\right) - u_0(n-N) \cos\left(6\pi\frac{n-N}{N}\right) \right] \quad (1)$$

$$U_{03s}(n) = U_{03s}(n-1) + \frac{\sqrt{2}}{N} \left[u_0(n) \sin\left(\frac{6n\pi}{N}\right) - u_0(n-N) \sin\left(6\pi\frac{n-N}{N}\right) \right] \quad (2)$$

where: U_{03c} , U_{03s} – orthogonal components of the third harmonic of the zero voltage component, u_0 – voltage input, $N = f_p/f_1 = 20$ – number of samples in the single-fundamental harmonic period-long window, n – current sample number.

Similarly, the orthogonal components of the third earth fault current harmonic are determined. Reactive power is estimated based on the well-known algorithm:

$$Q_{03} = U_{03c} I_{E3s} - U_{03s} I_{E3c} \quad (3)$$

where: I_{E3c} , I_{E3s} – orthogonal components of the third earth fault current harmonic.

The reactive power is additionally smoothed to reduce oscillations during intermittent short circuits. A low-pass filter with a Hanning window with the number of coefficients $N_{LP} = 2N = 40$ was used.

Signal Q_{03} is compared in the *Relay* block with threshold value Q_{nast} :

$$Ac = (Q_{03} > Q_{nast}) \quad (4)$$

High $Ac = 1$ signal from the comparator output means activation of the protection. To ensure unambiguous fault detection, logical inertia and time delay were also used. Logical inertia (*Off Delay* block) allows detecting intermittent short circuits. It consists in extending the duration of the Ac signal from the comparator by T_{OD} . The signal at the output of the *Off Delay* block becomes continuous if the time interval between successive pulses from the *Relay* comparator does not exceed the T_{OD} interval. To detect an occasional intermittent short circuit, $T_{OD} \geq 0.2$ s should be assumed. Short circuits with arc igniting in large time intervals, even 0.2 s, may appear in a compensated grid with slight compensation mismatch $s \leq 0.05$ in high voltage arc ignitions $U_z \approx U_{fmax}$ (U_{fmax} – phase voltage amplitude), due to the slow, almost exponential increase of the return voltage envelope at the arcing gap [7]. To exclude erroneous protection activations due to switching interference, time delay T_{del} (elements *Integr* and *Comp* in Fig. 1) was used. This delay should be at least 2.5 times longer than T_{OD} . In practice, this means that $T_{del} \geq 0.5$ s.

Protection setting evaluation

The effectiveness of the protection's high-resistance short-circuit detection depends mainly on power setting Q_{nast} . It is obvious that power Q_{nast} must be greater than the asymmetry power of the third harmonics with an adequate safety margin:

$$Q_{nast} \geq k_b Q_{03as} = k_b \text{Im}(\underline{U}_{03as} \underline{I}_{E3as}^*) \quad (5)$$

where: \underline{U}_{03as} – phasor of the third harmonic asymmetry voltage, \underline{I}_{E3as}^* – coupled phasor of the third harmonic of the earth fault current in the line, k_b – security factor.

Asymmetry power Q_{03as} depends on the content of the third harmonic in the supply voltages k_3 and on the asymmetry of line-to-earth capacities of individual lines and the entire grid [13]. In the general case, analytical evaluation of the asymmetry power leads to very complex relationships. This power can be approximated by a simple relationship, using the simplified compensated MV grid diagram shown in Fig. 2. The diagram includes: a symmetrical third harmonic source with voltage $E_3 = k_3 \cdot E$, where E means the phase voltage of the power source, system inductance L_s , Petersen coil inductance and resistance L_{cp} i R_{cp} , residual admittances of the separated line Y_{01Li} and admittances of the rest of the grid Y_{02Li} ($i = 1, 2, 3$). It was assumed that only asymmetry of the shunt parameters – capacity C_{0Li} and conductance G_{0Li} occurs in the grid. The often encountered type of asymmetry of the residual capacitance and conductance of L1-L3 phases, corresponding to the triangular arrangement of overhead line conductors, was considered:

$$\begin{aligned} C_{0L1} &= C_0 + \Delta C_0 / 2; & C_{0L2} &= C_0 - \Delta C_0; & C_{0L3} &= C_0 + \Delta C_0 / 2; \\ G_{0Li} &= d_0 \omega_0 C_{0Li}; & (i &= 1, 2, 3) \end{aligned} \quad (6)$$

where: $C_0 = C_0 - C_{0L2}$ – maximum deviation of L2 phase capacity from the average capacity C_0 , G_{0Li} – line-to-earth conductances of individual grid phases; ω_0 – angular frequency of the fundamental harmonic, $d_0 = G_0 / \omega_0 C_0$ – grid attenuation factor for the fundamental harmonic.

Asymmetry of the separated line was similarly defined, assuming the share of line capacity C_{01} in total grid capacity C_0

is $\alpha = C_{01} / C_0$, and the maximum deviation of the line capacity is ΔC_{01} .

Analysis of this grid using the theory of symmetrical components, carried out as in [14] for another type of asymmetry, allowed obtaining parametric relationships for the estimation of asymmetry voltage \underline{U}_{0as} , earth-fault current \underline{I}_{Eas} and reactive power of line asymmetry Q_{03as} for the third harmonics of zero sequence symmetrical components in the normal grid operation condition:

$$\underline{U}_{0as} = \frac{E e^{j\varphi_3} k_3 k_s \Delta C_0 (d_{03} + j)(1 + j\sqrt{3})}{4 C_0 (d_{03} - j s_3)} \quad (7)$$

$$\underline{I}_{Eas} = \frac{3 E e^{j\varphi_3} k_3 k_s \omega_0 n_h (d_{03} + j)(1 + j\sqrt{3})}{4} \left[\frac{\alpha (d_{03} + j) \Delta C_0}{d_{03} - j s_3} - \Delta C_{01} \right] \quad (8)$$

$$Q_{03as} = \frac{3 E^2 k_3^2 k_s^2 n_h \omega_0 \Delta C_0 (d_{03}^2 + 1)(\alpha \Delta C_0 + s_3 \Delta C_{01})}{4 C_0 (d_{03}^2 + s_3^2)} \quad (9)$$

where: $E = U_n / \sqrt{3}$ – rated phase voltage of the power source, U_n – rated grid voltage, φ_3 – initial angle of L1 phase voltage of the third harmonic source, k_3 – third harmonic share in supply voltages in pu, k_s – factor accounting for the system inductance effect, s_3 – third harmonic compensation mismatch factor, d_{03} – damping factor for the third harmonic, $n_h = 3$ – harmonic number.

Factors k_s , s_3 and d_{03} are determined by:

$$k_s = 1 / (1 - n_h^2 \omega_0^2 L_s C_0) \quad (10)$$

$$s_3 = (s + 1) / (k_s n_h^2) - 1 \quad (11)$$

$$d_{03} \cong d_0 / n_h = d_0 / 3 \quad (12)$$

where: $s = [1 / (\omega_0 L_{cp}) - 3 \omega_0 C_0] / (3 \omega_0 C_0)$ – fundamental harmonic compensation mismatch.

Formulas (9–12) allow to assess the asymmetry power for any line in the switching substation, and with consideration of (5) also the settings of individual lines' protections.

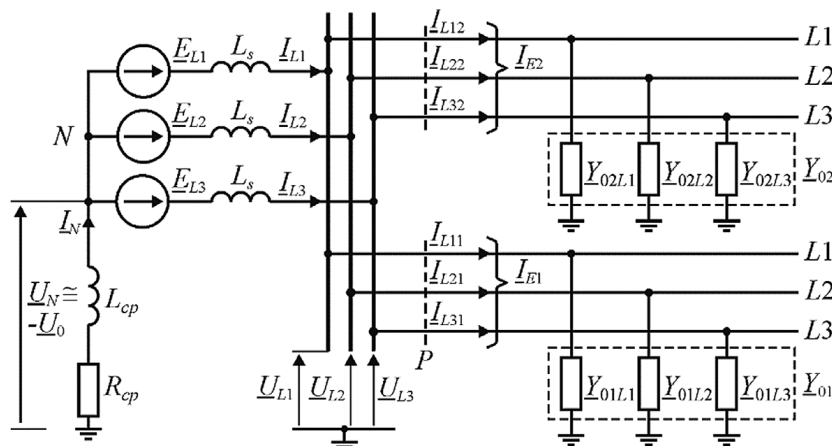


Fig. 2. Simplified grid diagram for asymmetry analysis

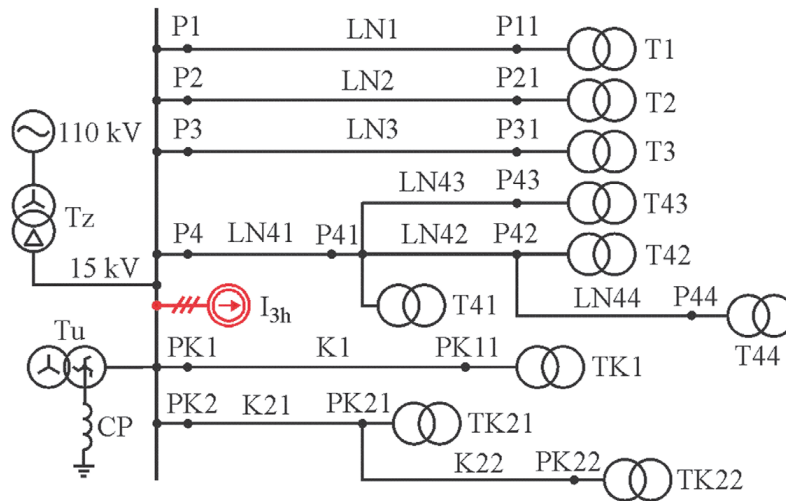


Fig. 3. General diagram of the modelled MV grid

Protection tests

The protection model was subjected to extensive tests to analyse its effectiveness. The model of a compensated 15 kV grid of four overhead lines and two cable lines (Fig. 3) was used for the tests. Capacity for the grid's zero sequence component is $C_0 = 5.73 \mu\text{F}$, which corresponds to total capacitive current $I_{C5} = 46.8 \text{ A}$. Listed in Tab. 1 are the lengths of individual lines l and the shares α in the capacitive current of these lines. The grid model takes includes the natural asymmetry of overhead line capacity $\Delta C_{0i\%} = 5.045\%$ ($i = 1-4$), which makes the entire grid's capacity asymmetrical $\Delta C_{0\%} = 0.78\%$. Also, the supply voltages' distortion with higher harmonics, mainly the third harmonic, was included to explain its impact on the protection performance. The maximum allowable content of the third harmonic was assumed at 5% [15]. The required third harmonic content in phase voltages was obtained by forcing the current flow through the system impedance from the 3-phase current source I_{3h} emulating a nonlinear receiver. Nonlinear short-circuit resistance R_F was modelled as a serial circuit consisting of arc resistance R_{arc} [16–19] and transition resistance R_p . The arc model [17, 18] was used with the following parameters: ignition voltage $U_z = 10 \text{ kV}$, voltage in the arc column in the conduction state $U_k = 1000 \text{ V}$, resistance in the conduction state $R_1 = 0.1 \Omega$, time constant $\tau = 0.1 \text{ ms}$. The protection performance was tested during short circuits at various points of the grid, marked in Fig. 3, and after changes in transition resistance R_p in a wide range – from low-resistive to high-resistive short-circuits.

Initially, using formula (9), reactive powers of line asymmetry Q_{03as} were determined. They were estimated from the least favorable, due to protection settings, grid operating conditions with no short-circuit: maximum percentage of the third harmonic in supply voltages $k_{3\%} = 5\%$, exact compensation $s = 0$. The calculated powers Q_{03as} are listed in Tab. 1, they coincide with the simulation tests results of with the accuracy of 5%. This is evidenced by the power waveforms in the pre-short-circuit condition shown in Fig. 4.

Simulation studies have shown that during arc faults, with the simultaneous occurrence of a very high transition resistance

Line	LN1	LN2	LN3	LN4	K1	K2
l [km]	30	50	70	53	15	17
α	0.023	0.038	0.054	0.041	0.396	0.449
Q_{03as} [mvar]	6.786	11.3	15.8	11.99	-25.1	-28.5
Q_{nast} [mvar]	13.6	22.6	31.7	24	20	20

Tab. 1. Line lengths l , shares in the grid capacity α , asymmetry powers Q_{03as} and protection settings Q_{nast}

of 50 k Ω , there may be a significant increase, even by 73%, in the positive asymmetry power in healthy LN1–LN4 overhead lines. Taking into account the above observation, safety factor $k_b = 1.73$ should be adopted to determine the overhead line protection settings from (5). In the simulation tests $k_b = 2$ was adopted. On cable lines, however, there is a further increase in negative powers, which is confirmed by the reactive power waveforms in lines K1 and K2 in Fig. 4. The protection setting for cable lines could be arbitrarily small, because in the normal operation condition there is a negative asymmetry power. In practice, however, positive power should be expected due to the error (unbalance) of the zero sequence current component filter. After using Ferranti transformers, the current unbalance error caused by unequal coupling of phase conductors does not exceed 0.5% and therefore the protections can be set at $Q_{nast} = 20 \text{ mvar}$. The protection settings for all lines are listed in Tab. 1.

Detailed simulation tests have shown that the protection selectively detects short-circuits, low-resistance and high-resistance alike, in any overhead or cable line, regardless of the short circuit location in the line (distance from the substation). Fig. 5 shows an example of the detection course of a low-resistance and high-resistance short-circuits at point P41 ($l = 10 \text{ km}$ from the substation) in LN4 overhead line, and Fig. 6 – at point PK1 ($l = 0 \text{ km}$) in cable line K1. The short-circuit detection examples in Fig. 5 and Fig. 6 were obtained in the grid overcompensated to $s = 0.1$ and with the high percentage of the third harmonic in phase voltages $k_{3\%} = 5\%$. At the short circuit at point P41, the LN4 line protection was activated (signal $Ac_4 = 1$) and tripped (signal $Op_4 = 1$ at time

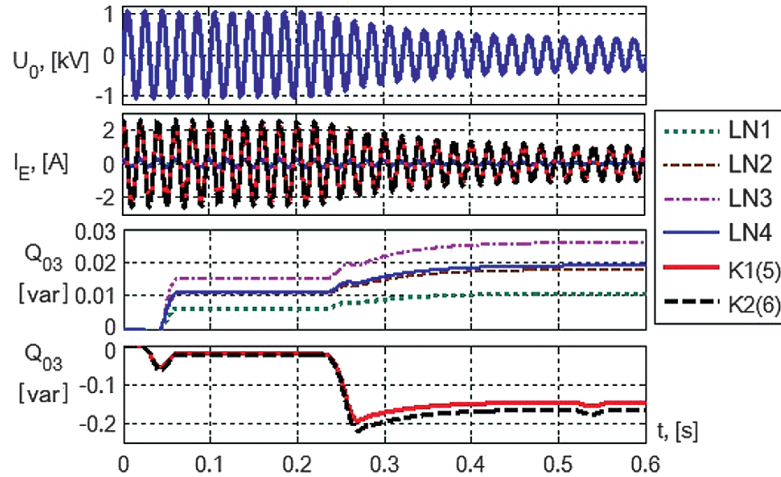


Fig. 4. Waveforms of voltage U_0 , currents I_E and reactive powers Q_{03} in a grid with natural asymmetry before short circuit ($t < 0.22$ s) and at an arc fault ($t > 0.22$ s) of phase L1 on the substation buses: $R_p = 50$ k Ω , $k_{3\%} = 5\%$, $s = 0$

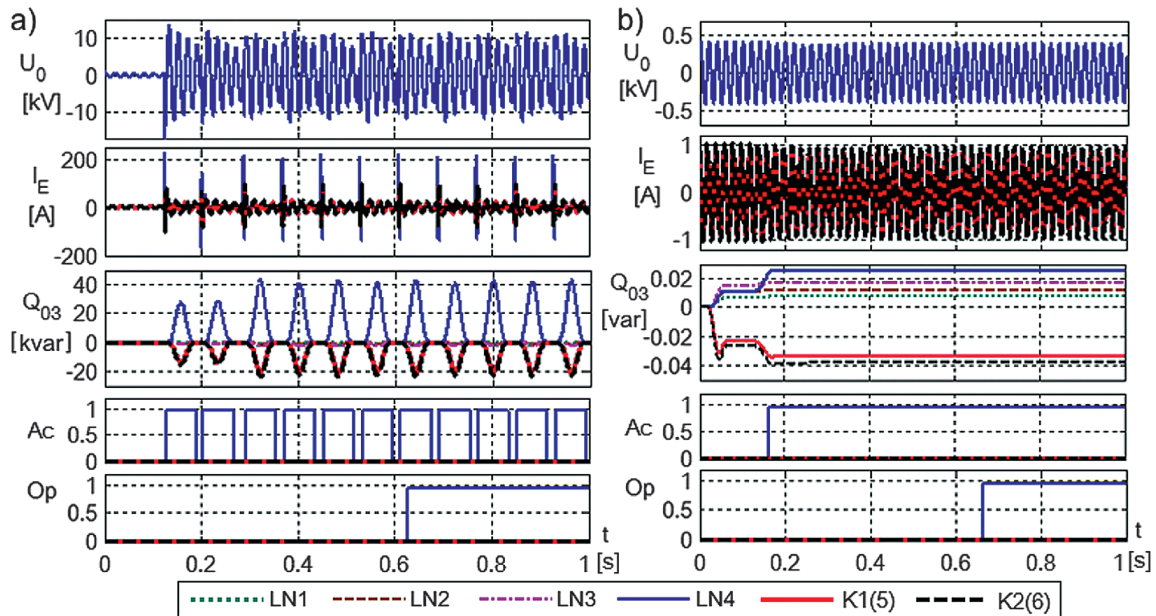


Fig. 5. Signal waveforms in protections at a short circuit at point P41 of line LN4: a) $R_p = 1$ Ω , b) $R_p = 400$ k Ω

$t > 0.6$ s), and at point PK1 (Fig. 6) only the K1 line protection is activated (signal $Ac_5 = 1$) and thus a short circuit is detected in the K1 cable line (signal $Op_5 = 1$).

At a low-resistance short circuit the arc ignition occurs sporadically. Reactive power signals Q_{03} are discontinuous and, as a consequence, the protection activation signals are also discontinuous. However, with the logical inertia, the protections operate properly. Reactive power of the earth-fault line is positive and reaches huge values up to several dozen kvar. Reactive powers of healthy lines are always negative and the asymmetry of grid parameters does not affect the protection performance. It is completely different at a high resistance short-circuit. Reactive power is very small and positive in overhead lines and negative in cable lines. Their values clearly depend on the grid parameters asymmetry.

It follows from comparison of Fig. 5 and Fig. 6 that the protection effectiveness in overhead and cable lines is fundamentally different. In an overhead line with a large margin in relation to the protection power setting a short circuit with resistance $R_p = 400$ k Ω is detected, whereas in a cable line – a short circuit with resistance $R_p = 60$ k Ω .

Listed in Tab. 2 are the maximum transition resistances R_p , at which the line protections perform properly at short-circuits at specified grid points. They were determined from simulation for a grid with isolated neutral point ($s = -1$), an undercompensated grid ($s = -0.1$), an exactly compensated grid ($s = 0$) and an overcompensated grid ($s = 0.1$) with a large third harmonic share $k_{3\%} = 5\%$ in supply voltages. Also, maximum R_p values were determined in an overcompensated grid without harmonic distortion ($k_{3\%} = 0\%$). The R_p values in Tab. 2 refer to short-circuits in phase L1.

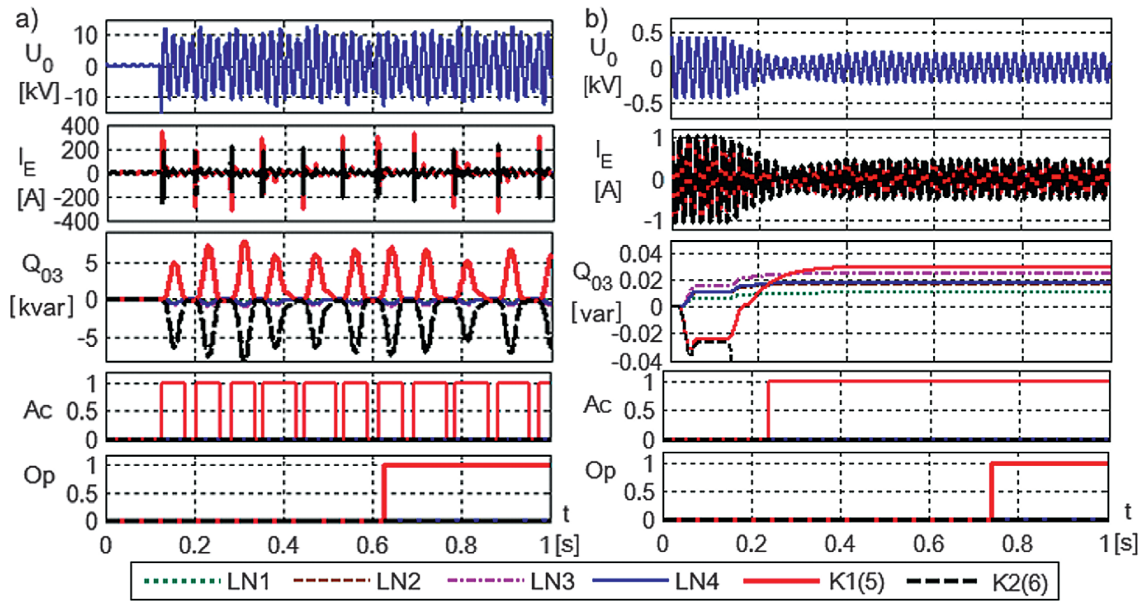


Fig. 6. Signal waveforms in protections at a short circuit at point PK1 of line K1: a) $R_p = 1 \Omega$, b) $R_p = 60 \text{ k}\Omega$

These results testify to the very high efficiency of high-resistance short-circuit detection by the proposed protection. In overhead lines, short circuits with transition resistance from 177 kΩ to 717 kΩ can be detected. In cable lines with a large proportion of line capacity ($\alpha > 0.4$), short-circuits with significantly lower resistance R_p , however not lower than 55 kΩ can be detected. Short circuits with such high transition resistances can be detected, provided that resistance at the short circuit location R_F before each arc ignition (in the pre-arc condition) is many times greater than R_p . Compensation mismatch and short circuit location have a relatively small impact on the short circuit detection effectiveness.

It can be concluded from the data in Tab. 2 that the protection performance is significantly affected by harmonics in the supply voltages. In a distortion-free grid ($k_{3\%} = 0\%$) the maximum transition resistance in overhead lines is generally several times lower, and in cable lines much higher than in a grid with distortions ($k_{3\%} = 5\%$). This is conditioned by the protection's initial polarization with the asymmetry power. In an overhead line it is positive, and in cable line – negative. Therefore, for the protection activation at a short circuit in an overhead line, less arc-generated power is needed than for a short circuit in a cable line. When supply voltages are not distorted with harmonics, there is no polarizing power of asymmetry. Therefore, the effectiveness of protection on overhead lines is lower and is higher on cable lines. Protection efficiency is significantly affected by the number of the earth-faulted phase, as evidenced by the data in Tab. 3. The differences result from angular shifts between the asymmetry power and the power generated by the fault arc.

The protection shows high efficiency of the short-circuit detection also after changing the grid configuration, for example by a line outage. In a grid with isolated neutral, it can detect short circuits in any line in a system with two lines operating. This is proved by the results of the maximum transition resistance, detected at several points of the grid consisting of lines LN4 and

	k_3 [%]	5					0
		s	-1	-0.1	0	0.1	0.1
Point	l [km]	R_p [kΩ]					
P1	0	549	589	690	717	168	
P12	30	386	379	619	578	170	
P2	0	371	410	442	458	128	
P21	50	374	417	452	465	132	
P3	0	296	331	347	360	107	
P31	70	192*	190*	267	177	110	
P4	0	354	391	420	436	124	
P41	10	344	370	420	434	125	
P42	25	335	355	419	431	126	
P43	30	330	347	418	429	126	
P44	33	332	350	418	430	126	
PK1	0	76	70	67	66	103	
PK11	15	78	71	68	67	104	
PK2	0	66	59	56	55	97	
PK21	10	67	60	57	56	98	
PK22	17	68	61	58	57	98	

* – arc ignition voltage $U_z = 9.5 \text{ kV}$

Tab. 2. Maximum resistance R_p that limits the protection operating range

	s	R_p [kΩ]					
		-1			0.1		
Earth-faulted phase		L1	L2	L3	L1	L2	L3
P41		344	397	404	434	466	462
PK11		78	84	95	67	72	83

Tab. 3. Maximum transition resistance depending on the earthed phase number during short circuits at points P41 and PK11

K2 only, listed in Tab. 4. The protection can also operate effectively in a compensated grid consisting of two lines, provided that the share of the faulted line in the grid capacity does not exceed a certain maximum value α_{\max} , above which the earth-fault current for the third harmonic will be inductive. This share can be estimated from:

$$\alpha_{\max} = 1 - (1 + s) / 9 \quad (13)$$

Assuming the maximum overcompensation $s = 0.1$, the result is $\alpha_{\max} = 0.88$. For example, in the grid with lines LN4 and K2 operating, the lines' share ratios will be, respectively, $\alpha_4 = 0.083$ and $\alpha_{K2} = 0,917$. Therefore, in the LN4 overhead line high-resistance short-circuits can be detected, while in the K2 line no short-circuits can be detected by this method.

The protection is sensitive to switching operations in the grid. Only the line, on which the switching operations are performed, is so sensitive. Fig. 7 shows an example of the protection response to an off-and-on sequence of a line LN43 section with T43 transformer. After switching off at time $t_w = 0.2$ s and after switching on at time $t_z = 0.5$ s the comparator $Relay_4$ of the LN4 line protection is activated. However, the protection does not trip, because it is prevented by logical delay and time delay. The protection will be activated twice with back-up in time T_{OD} , however it will not trip because the interval between pulses is longer than logical delay $t_z - t_w > T_{OD}$. However, the time delay prevents the protection tripping under the impact of single disturbing pulses.

At high-resistance short-circuits, the zero components of currents and voltages are very small. Their third harmonics are even smaller – below 1 V of the voltage and several milliamperes of the current. High resolution converters are needed to measure them. Simulation studies have shown that 20-bit converters are recommended. Using lower resolution converters, such as 12-bit, may cause erroneous protection tripping due to the accumulation of quantization errors. Such converters can be used, however, provided that only the third harmonics of the zero-sequence current and voltage

Point	P4	P41	P42	P43	P44	PK2	PK21	PK22
R_p [kΩ]	$s = -1$	296	297	297	293	294	21	22
	$s = 0.1$	333	335	335	334	335	no detection	

Tab. 4. Maximum transition resistance R_p , limiting the protection operation in the grid with two lines LN4 and K2

components are to be digitized, which should be pre-separated by analogue bandpass filters.

Conclusions

High-resistance line-to-earth short circuit in a medium voltage grid can be detected by a directional protection with the criterion of reactive power of the third harmonics of symmetrical zero sequence voltage and current components.

To determine the actual capabilities of such protection, its model was built in the Matlab Simulink program and subjected to simulation tests on a compensated 15 kV grid model. In the protection model the third harmonics of zero-sequence voltage and current components were used, separated by the single-period Fourier algorithm. The grid model included the natural asymmetry of overhead line capacities and the third harmonic in supply voltages. Complex arc short circuits with dynamic arc resistance and transition resistance were modelled.

Detailed simulation tests have shown that the protection selectively detects short circuits in a grid with harmonic distortions and is effective at low-resistance and high-resistance short-circuits alike. Short circuits with transition resistance from 55 kΩ to 717 kΩ are detected, depending on the short circuit location and compensation mismatch. Short-circuits in overhead lines are definitely more effectively detected, because of the protection's initial positive polarization by asymmetry power. In a grid with supply voltages undistorted and with the same protection settings, short-circuits with several times less resistance are detected in overhead lines, and in cable lines with a much higher resistance than in a grid with distortions.

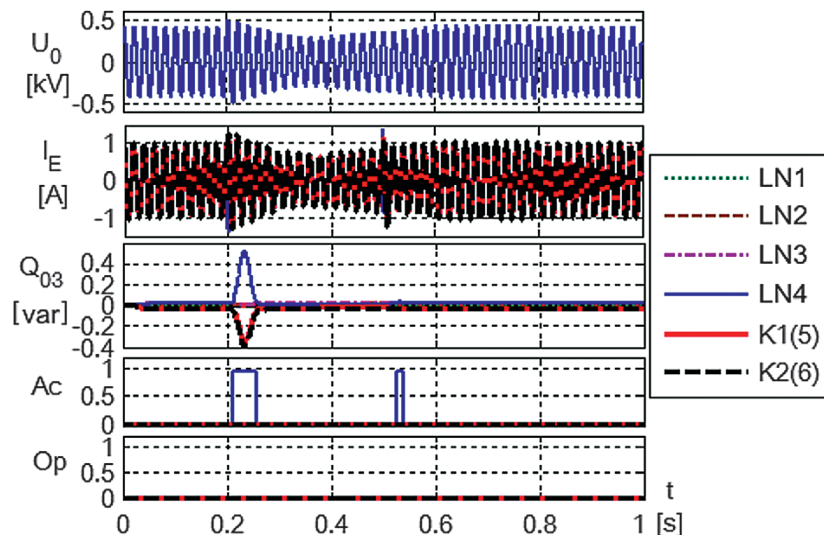


Fig. 7. Protection responses to switching off ($t_w = 0.2$ s) and switching on ($t_z = 0.5$ s) a line LN43 section

The protection can operate effectively in a grid with isolated neutral point, as well as in a compensated grid. It is resistant to grid configuration changes, provided that its settings are selected for the least-favourable asymmetry case. It can operate properly even when two lines are live. However, in a compensated grid this is possible, provided that the protected line share in the grid capacity is much smaller than $\alpha_{\max} = 0.88$. For short circuit detection in a compensated grid, it is not necessary to force the active current component and to use the active current forcing system. For intermittent arc fault detection, logic inertia with delay $T_{OD} \geq 0.2$ s should be applied to the protection. The protection should operate with a delay not less than $T_{del} \geq 2.5 T_{OD} = 0.5$ s, to prevent erroneous tripping due to switching interference. Due to the very small measurement values at a high-resistance short-circuit, it is necessary to use high-resolution ADC converters. It is advisable to use 20-bit converters.

REFERENCES

- Hänninen S., Single phase earth faults in high impedance grounded networks. Characteristics, indication, and location. Technical Research Centre of Finland, Espoo 2001.
- Sedighzadeh M., Rezazadeh A., Elkalashy N.I., Approaches in high impedance fault detection. A chronological review, *Advances in Electrical and Computer Engineering*, Vol. 10/3, 2010, pp. 114–128.
- Benner C.L., Russell B.D., Practical high-impedance fault detection on distribution feeders, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 33/3, 1997, pp. 635–640.
- Elkalashy N.I., Lehtonen M., Tarhuni N.G., DWT and Bayesian technique for enhancing earth fault protection in MV network, IEEE/PES Power Systems Conference and Exposition, pp. 15–18 March, 2009.
- Elkalashy N.I. et al., Bayesian selectivity technique for earth fault protection in medium-voltage networks, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 25/4, 2010, pp. 2234–2245.
- Elkalashy N.I., Lehtonen M., Advancing DWT-Bayesian technique for earth fault protection in MV networks, *The Online Journal on Electronics and Electrical Engineering (OJEEE)*, Vol. 1/2, 2009, pp. 89–93.
- Marciniak L., Impulsowo-prądowe i falkowe kryteria identyfikacji zwarć doziemnych rezystancyjnych oraz łukowych w sieciach średnich napięć [Impulse-current and wavelet criteria of resistive and arc earth fault identification in the medium voltage networks], Wydawnictwo Politechniki Częstochowskiej, *Monografie*, No. 273, 2013.
- Marciniak L., Wavelet criteria for identification of arc intermittent faults in medium voltage networks, Proceedings of the International Symposium „Modern Electric Power Systems MEPS’10”, paper 09.1, Wrocław, 20–22 September, 2010.
- Marciniak L., Piątek M., Detection of high resistance earth faults in medium voltage networks using higher harmonics, Electric Power Engineering (EPE), 18th International Scientific Conference, 17–19 May 2017.
- Marciniak L., Piątek M., Identification of high-resistance earth faults in medium voltage networks using higher harmonics, *Acta Energetica*, No. 1/30, 2017, pp. 50–57.
- Kim C.J., Russell B.D., Harmonic behavior during arcing faults on power distribution feeders, *Electric Power Systems Research*, Vol. 14/3, 1988, pp. 219–225.
- Rebizant W., Szafran J., Wiszniewski A., Digital signal processing in power system protection and control, Springer, London, 2011.
- Marciniak L., Piątek M., The influence of the network asymmetry on the settings and sensitivity of an earth fault protection using higher harmonics. E3S Web Conferences, Vol. 84, Paper 02008, 2019.
- Marciniak L., Ocena parametrów asymetrii dla składowej zerowej w sieci średniego napięcia [Assessment of asymmetry parameters for zero sequence component in the medium voltage network], *Zeszyty Naukowe Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej*, No. 67, 2019, pp. 39–42.
- PN-EN 50160:2010P. Parametry napięcia zasilającego w publicznych sieciach rozdzielczych [Supply voltage parameters in public distribution grids], Warsaw, PKN, 2010.
- Kizilcay M., Pniok T., Digital simulation of fault arc in power system, *ETEP*, Vol. 1/1, 1991, pp. 55–60.
- Marciniak L., Model of the arc earth-fault for medium voltage networks, *Central European Journal of Engineering*, Vol. 1/2, 2011, pp. 168–173.
- Marciniak L., Implementacje modeli łuku ziemnozwarciowego w programach PSCAD i Matlab/Simulink [Implementations of the arc earth faults model in programs PSCAD and Matlab/Simulink], *Przegląd Elektrotechniczny*, Vol. 88, No. 9a, 2012, pp. 126–129.
- Sawicki A., Racjonalizacja modeli hybrydowych łuku elektrycznego [Rationalization of hybrid electric arc models] *Przegląd Elektrotechniczny*, Vol. 93, No. 11, 2017, pp. 198–203.

Lubomir Marciniak

Częstochowa University of Technology

e-mail: lubmar@el.pcz.czest.pl

A graduate of the Electronics Department of the Moscow Power Engineering Institute (1980), he obtained his doctoral degree at his home university (1986), and then the post-doctoral (habilitation) degree at the Faculty of Electrical Engineering of Częstochowa University of Technology (2014). Since 1980 he has worked at the Institute of Electrical Engineering of Częstochowa University of Technology, currently as a professor. His research interests include automatic protections in power systems, short circuit localization, grid and protection modelling, and research of their performance in transition states. Author or co-author of more than 100 publications and some patents.

Mateusz Piątek

Częstochowa University of Technology

e-mail: mateusz.piatek2015@gmail.com

A graduate with a master's degree in Electrical Engineering at the Faculty of Electrical Engineering of the Silesian University of Technology in Gliwice (2015). In the same year, he commenced 3rd degree studies at the Institute of Power Engineering at Warsaw University of Technology. His research interest focuses on automatic protections in power systems.

This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 62–70. When referring to the article please refer to the original text.

PL

Skuteczność zabezpieczenia ziemnozwarciowego wykorzystującego kryterium mocy biernej trzeciej harmonicznej sygnałów

Autorzy
Lubomir Marciniak
Mateusz Piątek

Słowa kluczowe
zabezpieczenie ziemnozwarciowe, trzecie harmoniczne, kryterium mocy biernej, detekcja zwarcь wysokorezystancyjnych

Streszczenie

Znaczną poprawę skuteczności działania zabezpieczeń ziemnozwarciowych w sieciach średnich napięć, w zakresie wykrywania zwarcь łukowych z udziałem dużej rezystancji przejścia, można uzyskać za pomocą kryterium mocy biernej trzeciej harmonicznej składowych symetrycznych zerowych prądu i napięcia. W pracy przedstawiono model zabezpieczenia wykorzystującego takie kryterium, załączono równania analityczne do obliczania nastaw tego zabezpieczenia oraz wyniki badań skuteczności jego działania w sieci SN z naturalną asymetrią i zniekształceniami harmonicznymi. Wykazano, że zastosowanie mocy biernej trzeciej harmonicznej składowych zerowych napięcia i prądu pozwala wykrywać zwarcia doziemne łukowe, stacjonarne i niestacjonarne, o bardzo dużej rezystancji przejścia – powyżej 50 kΩ na liniach kablowych i powyżej 100 kΩ na liniach napowietrznych.

Data wpływu do redakcji: 19.02.2020

Data wpływu do redakcji po recenzjach: 20.03.2020

Data akceptacji artykułu: 31.03.2020

Data publikacji online: 15.05.2020

Wstęp

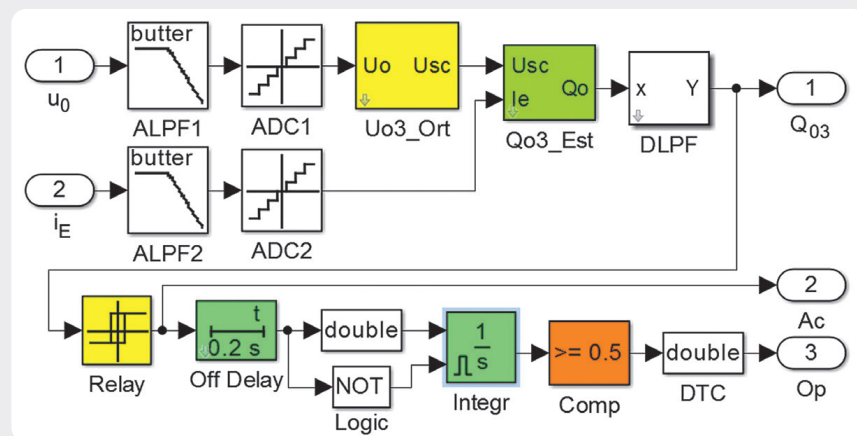
Zwarcia 1-fazowe doziemne są najczęstszymi zwarciami w sieciach średnich napięć (SN). Znaczna część tych zwarcь to tzw. zwarcia wysokorezystancyjne o dużej lub bardzo dużej rezystancji w miejscu zwarcia R_F , przyjmującej wartości od kilku do kilkudziesięciu kΩ [1–3]. Charakterystycznymi cechami takich zwarcь są często:

- nieliniowość
- niestacjonarność
- występowanie szerokiego spektrum częstotliwości.

Zwarcia wysokorezystancyjne nie są wykrywane przez klasyczne zabezpieczenia ziemnozwarciowe (kierunkowe i admitancyjne), bazujące na wykorzystaniu podstawowych harmonicznych składowych symetrycznych zerowych prądu i napięcia I_0 i U_0 , z powodów:

- zbyt małych wartości wielkości pomiarowych (prądy są często mniejsze od prądów uchybowych, a napięcie U_0 – mniejsze od napięcia rozruchowego)
- niestacjonarności zwarcia.

W związku z tym poszukiwane są nowe sposoby wykrywania tego typu zwarcь, oparte na wykorzystaniu wyższych harmonicznych, transformaty falkowej, funkcji statystycznych i sztucznych sieci neuronowych [1–10]. Obiecującym sposobem poprawy skuteczności wykrywania zwarcь wysokorezystancyjnych jest zastosowanie wyższych harmonicznych w przebiegach składowych zerowych napięcia i prądów [1–3, 9–11]. Obecność wyższych harmonicznych jest cechą charakterystyczną zwarcь wysokorezystancyjnych [1, 10, 11]. Ich głównym źródłem jest nieliniowa rezystancja zwarcia R_F . Występują przede wszystkim nieparzyste harmoniczne o numerach 3, 5, 7 i 9. Ich wartość jest szczególnie duża podczas zwarcь z udziałem łuku zwarciowego. Do skutecznego wykrywania zwarcь doziemnych najbardziej nadają się trzecie harmoniczne



Rys. 1. Model zabezpieczenia ziemnozwarciowego opracowany w programie Matlab Simulink

prądów doziemnych i napięcia zerowego [10, 11], zwłaszcza moc bierna tych harmonicznych. Osiąga ona największe wartości w stosunku do mocy innych harmonicznych. Moc ta ma własności kierunkowe i jest dodatnia na linii doziemionej oraz ujemna na liniach zdrowych, co stanowi wstępny warunek rozpoznawania zwarcia. Występuje ona zarówno podczas zwarcь doziemnych stacjonarnych (cyklicznych), jak i niestacjonarnych (przerywanych). Może być ona stosowana jako wielkość kryterialna zabezpieczenia w sieciach o dowolnym sposobie pracy punktu neutralnego.

Wykorzystanie mocy biernej trzecich harmonicznych w charakterze wielkości kryterialnej w zabezpieczeniach ziemnozwarciowych było niedoceniane z powodu trudności w realizacji technicznej zabezpieczenia oraz szacowania nastawy mocy rozruchowej. Obecnie, dzięki upowszechnieniu się techniki mikroprocesorowej i cyfrowego przetwarzania sygnałów, realizacja takiego

zabezpieczenia jest prosta. Można także stosunkowo prosto oszacować jego nastawy oraz ocenić skuteczność wykrywania zwarcь wysokorezystancyjnych.

Model zabezpieczenia

Na rys. 1 przedstawiono model cyfrowego zabezpieczenia ziemnozwarciowego, wykorzystującego kryterium mocy biernej trzeciej harmonicznej składowych zerowych prądu i napięcia, opracowany w programie Matlab Simulink do badań skuteczności wykrywania zwarcь wysokorezystancyjnych. Jest to model o strukturze hierarchicznej, składający się z zamaskowanych bloków funkcyjnych. Jego zasadniczymi elementami są: blok ortogonalizacji $Uo3_Ort$, blok estymacji $Qo3_Est$ oraz zespół bloków realizujących funkcje decyzyjne. Należą do nich: komparator z histerezą typu *Relay*, inercja logiczna *Off Delay*, układ opóźnienia czasowego (integrator *Integr*, komparator *Comp* i element logiczny *NOT*).

This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 62–70. When referring to the article please refer to the original text.

PL

Sygnały składowej zerowej napięcia u_0 i prądu doziemnego $i_E = 3i_0$ (i_0 – składowa zerowa prądu linii) są wstępnie filtrowane w analogowych filtrach dolnoprzepustowych ALPF1 i ALPF2, a następnie digitalizowane (próbkiwanie i kwantowanie) w przetwornikach ADC1 i ADC2. W bloku $Uo3_Ort$ obliczane są składowe ortogonalne trzeciej harmonicznej napięcia zerowego. W tym celu zastosowano algorytm Fouriera korelacji cyfrowej sygnału z funkcjami sinus i cosinus w oknie przetwarzania o długości jednego okresu podstawowej harmonicznej. W bloku $Qo3_Est$ obliczane są składowe ortogonalne trzeciej harmonicznej prądu doziemnego I_E oraz moc bierna Q_{o3} . Moc ta jest dodatkowo poddana filtracji dolnoprzepustowej w filtrze cyfrowym DLPF. W modelu zabezpieczenia przyjęto powszechnie stosowaną częstotliwość próbkowania $f_p = 1000$ Hz. Do ograniczenia charakterystyk widmowych sygnałów do częstotliwości Nyquista zastosowano filtry 4 rzędu Butterwortha o częstotliwości odcięcia 350 Hz. Składowe ortogonalne trzeciej harmonicznej napięcia są obliczane z zastosowaniem oszczędnych algorytmów rekursywnych [12]:

$$U_{o3c}(n) = U_{o3c}(n-1) + \frac{\sqrt{2}}{N} \left[u_0(n) \cos\left(\frac{6n\pi}{N}\right) - u_0(n-N) \cos\left(6\pi \frac{n-N}{N}\right) \right] \quad (1)$$

$$U_{o3s}(n) = U_{o3s}(n-1) + \frac{\sqrt{2}}{N} \left[u_0(n) \sin\left(\frac{6n\pi}{N}\right) - u_0(n-N) \sin\left(6\pi \frac{n-N}{N}\right) \right] \quad (2)$$

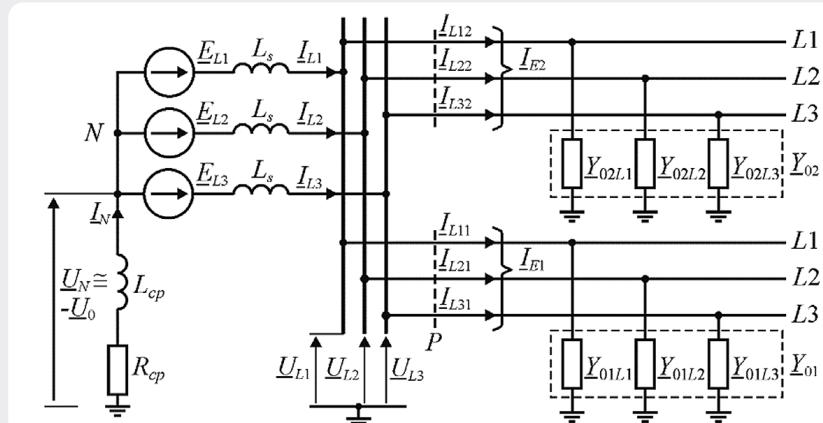
gdzie: U_{o3c} , U_{o3s} – składowe ortogonalne trzeciej harmonicznej składowej zerowej napięcia, u_0 – sygnał wejściowy napięcia, $N = f_p/f_1 = 20$ – liczba próbek w oknie jedno-okresowym podstawowej harmonicznej, n – numer bieżącej próbki. Podobnie określa się składowe ortogonalne trzeciej harmonicznej prądu doziemnego. Moc bierna jest szacowana na podstawie powszechnie znanego algorytmu:

$$Q_{o3} = U_{o3c} I_{E3s} - U_{o3s} I_{E3c} \quad (3)$$

gdzie: I_{E3c} , I_{E3s} – składowe ortogonalne trzeciej harmonicznej prądu doziemnego. Moc bierna jest dodatkowo wygładzana w celu ograniczenia oscylacji podczas zwarc przerywanych. Zastosowano filtr dolnoprzepustowy z oknem Hanninga, o liczbie współczynników $N_{LP} = 2N = 40$. Sygnał Q_{o3} jest porównywany w bloku $Relay$ z wielkością progową Q_{nast} :

$$Ac = (Q_{o3} > Q_{nast}) \quad (4)$$

Stan wysoki sygnału $Ac = 1$ z wyjścia komparatora oznacza aktywację (pobudzenie) zabezpieczenia. Aby zapewnić jednoznaczność detekcję zwarc, zastosowano dodatkowo inercję logiczną i opóźnienie czasowe. Inercja logiczna (blok $Off\ Delay$) pozwala



Rys. 2. Uproszczony schemat sieci do analizy asymetrii

wykrywać zwarcia przerywane. Polega ona na wydłużeniu czasu trwania sygnału Ac z komparatora o T_{OD} . Sygnał na wyjściu bloku $Off\ Delay$ staje się ciągły, jeżeli odstęp czasowy między kolejnymi impulsami z komparatora $Relay$ nie przekracza interwału T_{OD} . Żeby wykryć zwarcia przerywane występujące sporadycznie, należy przyjąć $T_{OD} \geq 0,2$ s. Zwarcia z łukiem zapalającym się w dużych odstępach czasowych, nawet 0,2 s, mogą się pojawić w sieci kompensowanej z niewielkim rozstrójem kompensacji $s \leq 0,05$ w przypadku wysokonapięciowych zapłonów łuku $U_z \approx U_{fmax}$ (U_{fmax} – wartość amplitudowa napięcia fazowego), z powodu powolnego, prawie eksponencjalnego narastania obwiedni napięcia powrotnego na przerwie połukowej [7]. W celu wyłączenia błędnych działań zabezpieczenia pod wpływem zakłóceń łączeniowych zastosowano zwłokę czasową T_{del} (elementy $Integer$ i $Comp$ na rys. 1). Zwłoka ta powinna być co najmniej 2,5 razy większa od T_{OD} . W praktyce oznacza to, że $T_{del} \geq 0,5$ s.

Ocena nastawy zabezpieczenia

Skuteczność zabezpieczenia w zakresie wykrywania zwarc wysokorezystancyjnych zależy głównie od wartości nastawy mocy rozruchowej Q_{nast} . Jest oczywiste, że moc Q_{nast} musi być większa od mocy asymetrii dla trzecich harmonicznych z odpowiednim zapasem bezpieczeństwa:

$$Q_{nast} \geq k_b Q_{o3as} = k_b \text{Im}(U_{o3as} I_{E3as}^*) \quad (5)$$

gdzie: U_{o3as} – fazy trzeciej harmonicznej napięcia asymetrii, I_{E3as}^* – fazy sprzężony trzeciej harmonicznej prądu doziemnego linii, k_b – współczynnik bezpieczeństwa. Moc asymetrii Q_{o3as} zależy od zawartości trzeciej harmonicznej w napięciach zasilających k_3 oraz od asymetrii pojemności doziemnych poszczególnych linii i całej sieci [13]. W ogólnym przypadku analityczna ocena mocy asymetrii prowadzi do bardzo złożonych zależności. Moc tę można aproksymować prostą zależnością, korzystając z uproszczonego schematu skompensowanej sieci SN, przedstawionego na rys. 2. Schemat uwzględnia: symetryczne źródło trzeciej harmonicznej o napięciu $E_3 = k_3 \cdot E$, gdzie E oznacza napięcie fazowe

źródła zasilania, indukcyjność systemu L_s , indukcyjność i rezystancję cewki Petersena L_{cp} i R_{cp} , admittance zerowej wydzielonej linii Y_{01Li} oraz admittance pozostałej części sieci Y_{02Li} ($i = 1, 2, 3$). Założono, że w sieci występuje wyłącznie asymetria parametrów poprzecznych – pojemności C_{0Li} i konduktancji G_{0Li} . Rozpatrzono często spotykany typ asymetrii pojemności i konduktancji zerowych faz L1–L3, odpowiadający trójkątnemu rozmieszczeniu przewodów linii napowietrznych:

$$C_{0L1} = C_0 + \Delta C_0 / 2; \quad C_{0L2} = C_0 - \Delta C_0; \quad C_{0L3} = C_0 + \Delta C_0 / 2; \quad G_{0Li} = d_0 \omega_0 C_{0Li}; \quad (i = 1, 2, 3) \quad (6)$$

gdzie: $\Delta C_0 = C_0 - C_{0L2}$ – maksymalne odchylenie pojemności fazy L2 względem pojemności średniej C_0 , G_{0Li} – konduktancje poszczególnych faz sieci względem ziemi; ω_0 – częstotliwość kąta podstawowej harmonicznej, $d_0 = G_0 / \omega_0 C_0$ – współczynnik tłumienia sieci dla podstawowej harmonicznej.

Podobnie zdefiniowano asymetrię wydzielonej linii, zakładając, że udział pojemności linii C_{01} w całkowitej pojemności sieci C_0 wynosi $\alpha = C_{01} / C_0$, a maksymalne odchylenie pojemności linii wynosi ΔC_{01} .

Analiza tej sieci z wykorzystaniem teorii składowych symetrycznych, przeprowadzona podobnie jak w [14] dla innego rodzaju asymetrii, pozwoliła uzyskać parametryczne zależności do szacowania napięcia asymetrii U_{oas} , prądu doziemnego I_{Eas} i mocy biernej asymetrii linii Q_{o3as} dla trzecich harmonicznych składowych symetrycznych zerowych w stanie normalnej pracy sieci:

$$U_{oas} = \frac{E e^{j\varphi_3} k_3 k_s \Delta C_0 (d_{03} + j)(1 + j\sqrt{3})}{4 C_0 (d_{03} - j s_3)} \quad (7)$$

$$I_{Eas} = \frac{3 E e^{j\varphi_3} k_3 k_s \omega_0 n_h (d_{03} + j)(1 + j\sqrt{3})}{4 \left[\frac{\alpha (d_{03} + j) \Delta C_0}{d_{03} - j s_3} - \Delta C_{01} \right]} \quad (8)$$

This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 62–70. When referring to the article please refer to the original text.

PL

$$Q_{03as} = \frac{3E^2 k_s^2 n_h \omega_0 \Delta C_0 (d_{03}^2 + 1) (\alpha \Delta C_0 + s_3 \Delta C_{01})}{4C_0 (d_{03}^2 + s_3^2)} \quad (9)$$

gdzie: $E = U_n / \sqrt{3}$ – znamionowe napięcie fazowe źródła zasilania, U_n – napięcie znamionowe sieci, φ_3 – kąt początkowy napięcia fazy L1 źródła trzeciej harmonicznej, k_3 – udział trzeciej harmonicznej w napięciach zasilania w pu, k_s – współczynnik uwzględniający wpływ indukcyjności systemu, s_3 – współczynnik rozstrojenia kompensacji dla trzeciej harmonicznej, d_{03} – współczynnik tłumienia dla trzeciej harmonicznej, $n_h = 3$ – numer harmonicznej. Współczynniki k_s , s_3 i d_{03} określają wyrażenia:

$$k_s = 1 / (1 - n_h^2 \omega_0^2 L_s C_0) \quad (10)$$

$$s_3 = (s + 1) / (k_s n_h^2) - 1 \quad (11)$$

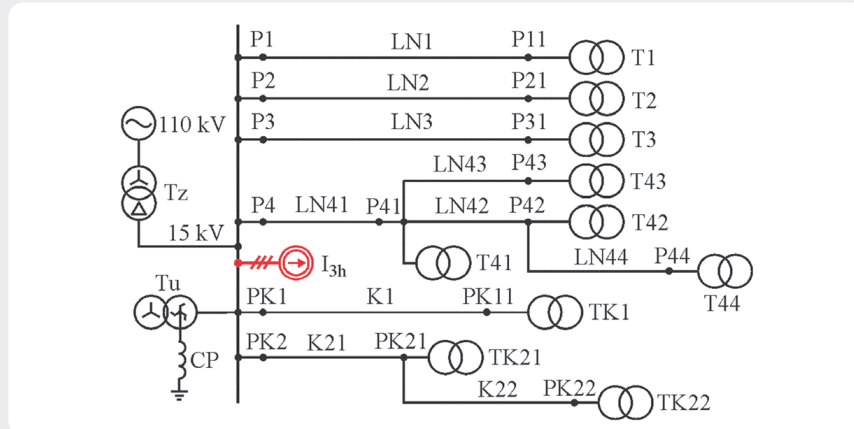
$$d_{03} \cong d_0 / n_h = d_0 / 3 \quad (12)$$

gdzie: $s = [1 / (\omega_0 L_{cp}) - 3\omega_0 C_0] / (3\omega_0 C_0)$ – rozstrojenie kompensacji dla podstawowej harmonicznej.

Wzory (9–12) pozwalają ocenić moc asymetrii dla dowolnej linii w rozdzielni, a z uwzględnieniem (5) również nastawy zabezpieczeń poszczególnych linii.

Badania zabezpieczenia

Przedstawiony model zabezpieczenia poddano intensywnym badaniom w celu wyjaśnienia skuteczności jego działania. Do badań wykorzystano model kompensowanej sieci 15 kV, zbudowanej z czterech linii napowietrznych i dwóch linii kablowych (rys. 3). Pojemność dla składowej zerowej tej sieci wynosi $C_0 = 5,73 \mu\text{F}$, której odpowiada łączny prąd pojemnościowy $I_{CS} = 46,8 \text{ A}$. W tab. 1 zamieszczono długości poszczególnych linii l i udziały α w prądzie pojemnościowym tych linii. W modelu sieci uwzględniono naturalną asymetrię pojemności linii napowietrznych $\Delta C_{01\%} = 5,045\%$ ($i = 1-4$), która powoduje asymetrię pojemności całej sieci $\Delta C_{0\%} = 0,78\%$. Uwzględniono także zniekształcenie napięć zasilania wyższymi harmonicznymi, głównie trzecią harmoniczną, w celu wyjaśnienia jej wpływu na działanie zabezpieczenia. Przy tym założono maksymalną dopuszczalną zawartość trzeciej harmonicznej równą 5% [15]. Wymaganą zawartość trzeciej harmonicznej w napięciach fazowych uzyskano w wyniku wymuszenia przepływu prądu przez impedancję systemu z 3-fazowego źródła prądowego I_{3h} , imitującego nieliniowy odbiornik. Nieliniową rezystancję zwarcia R_F zamodelowano w postaci szeregowego obwodu złożonego z rezystancji łuku R_{arc} [16–19] i rezystancji przejścia R_p . Zastosowano model łuku [17, 18] o następujących parametrach: napięcie zapłonu $U_z = 10 \text{ kV}$, napięcie w kolumnie łukowej w stanie przewodzenia $U_k = 1000 \text{ V}$, rezystancja w stanie przewodzenia $R_1 = 0,1 \Omega$, stała czasowa $= 0,1 \text{ ms}$. Działanie zabezpieczenia badano podczas zwarcia w różnych punktach sieci, oznaczonych na rys. 3, oraz po wystąpieniu zmian w rezystancji



Rys. 3. Schemat ogólny zamodelowanej sieci SN

Linia	LN1	LN2	LN3	LN4	K1	K2
l [km]	30	50	70	53	15	17
α	0,023	0,038	0,054	0,041	0,396	0,449
Q_{03as} [mvar]	6,786	11,3	15,8	11,99	-25,1	-28,5
Q_{nast} [mvar]	13,6	22,6	31,7	24	20	20

Tab. 1. Długości linii l , współczynniki udziału w pojemności sieci α , moce asymetrii Q_{03as} i nastawy zabezpieczeń Q_{nast}

przejścia R_p w szerokim zakresie – począwszy od zwarcia niskorezystancyjnych i na zwiarcia wysokorezystancyjnych kończąc.

Wstępnie, posługując się wzorem (9), określono moce bierne asymetrii linii Q_{03as} . Oszacowano je z najmniej korzystnych, ze względu na nastawy zabezpieczeń, warunków pracy sieci w stanie bez zwarcia: maksymalna procentowa zawartość trzeciej harmonicznej w napięciach zasilających $k_{3\%} = 5\%$, dokładna kompensacja $s = 0$. Obliczone wartości mocy Q_{03as} zamieszczono w tab. 1, są one zbieżne z wynikami badań symulacyjnych z dokładnością 5%. Dowodzą tego przebiegi mocy w stanie przedzwarciovym przedstawione na rys. 4. Badania symulacyjne wykazały, że podczas zwarcia łukowych, z jednoczesnym występowaniem bardzo wysokiej rezystancji przejścia rzędu 50 k Ω , może dojść do znacznego wzrostu, nawet o 73%, dodatknych mocy asymetrii na zdrowych liniach napowietrznych LN1–LN4. Z uwzględnieniem powyższego spostrzeżenia, do określania nastaw zabezpieczeń linii napowietrznych w zależności (5) należy przyjmować współczynnik bezpieczeństwa $k_b \geq 1,73$. Podczas badań symulacyjnych przyjęto $k_b = 2$. Na liniach kablowych natomiast następuje dalszy wzrost ujemnych wartości mocy, co potwierdzają przebiegi mocy biernych linii K1 i K2 na rys. 4. Nastawa zabezpieczeń dla linii kablowych mogłaby być dowolnie mała, gdyż w stanie normalnej pracy występuje ujemna moc asymetrii. W praktyce jednak należy się liczyć z dodatnią mocą spowodowaną uchybem (niezrównoważeniem) filtra składowej zerowej prądu. Po zastosowaniu przekładników Ferrantiego błąd niezrównoważenia prądowego, spowodowany

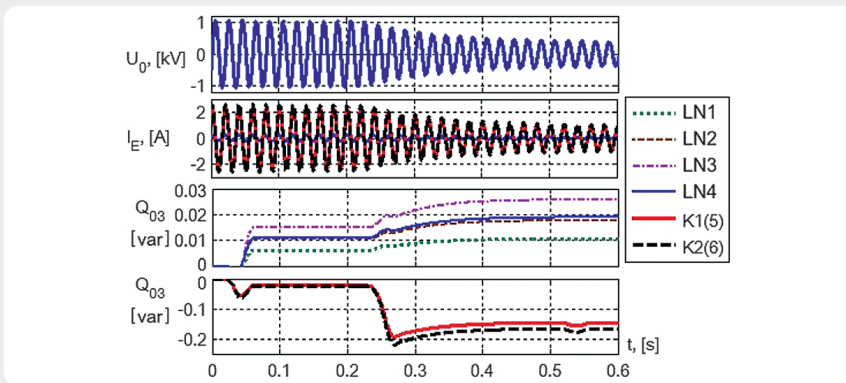
niejednakowym sprzężeniem przewodów fazowych, nie przekracza 0,5% i w związku z tym w zabezpieczeniach można zastosować nastawę $Q_{nast} = 20 \text{ mvar}$. Nastawy zabezpieczeń wszystkich linii zamieszczono w tab. 1.

Szczegółowe badania symulacyjne wykazały, że zabezpieczenie wykrywa selektywnie zwarcia, zarówno niskorezystancyjne, jak wysokorezystancyjne, na dowolnej linii napowietrznej lub kablowej, niezależnie od położenia zwarcia na linii (odległości od stacji). Na rys. 5 przedstawiono przykład przebiegu detekcji zwarcia niskorezystancyjnego i wysokorezystancyjnego w punkcie P41 ($l = 10 \text{ km}$ od stacji) linii napowietrznej LN4, a na rys. 6 – w punkcie PK1 ($l = 0 \text{ km}$) linii kablowej K1. Przedstawione na rys. 5 i 6 przykłady detekcji zwarcia uzyskano w sieci przekompensowanej w stopniu $s = 0,1$ i z dużym udziałem procentowym trzeciej harmonicznej w napięciach fazowych $k_{3\%} = 5\%$. Podczas zwarcia w punkcie P41 dochodzi do aktywacji (sygnał $Ac_4 = 1$) i zadziałania zabezpieczenia linii LN4 (sygnał $Op_4 = 1$ w chwili $t > 0,6 \text{ s}$), a w przypadku zwarcia w punkcie PK1 (rys. 6) aktywuje się tylko zabezpieczenie linii K1 (sygnał $Ac_5 = 1$) i tym samym zostaje wykryte zwarcie na linii kablowej K1 (sygnał $Op_5 = 1$).

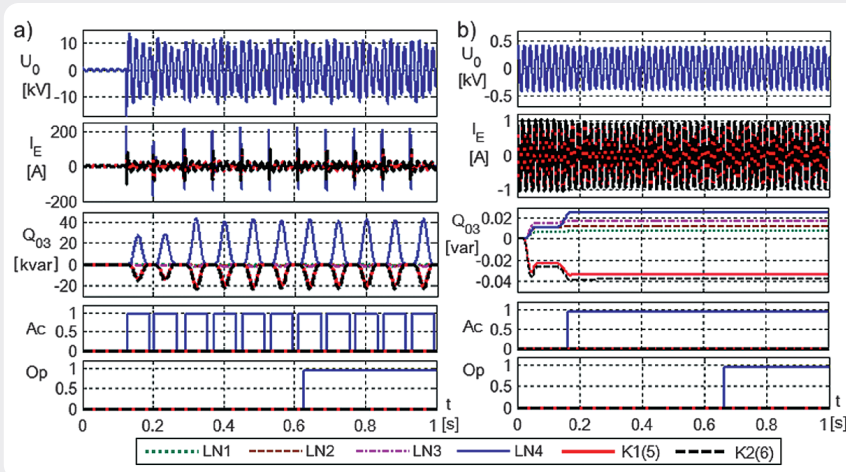
Podczas zwarcia niskorezystancyjnych występują sporadyczne zapłony łuku. Sygnały mocy biernej Q_{03} są nieciągłe i w konsekwencji nieciągłe są także sygnały aktywacji zabezpieczeń. Jednak dzięki zastosowaniu inercji logicznej dochodzi do prawidłowego zadziałania zabezpieczeń. Moc bierna linii doziemionej jest dodatnia i osiąga w impulsie ogromne wartości, dochodzące do kilkudziesięciu

This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 62–70. When referring to the article please refer to the original text.

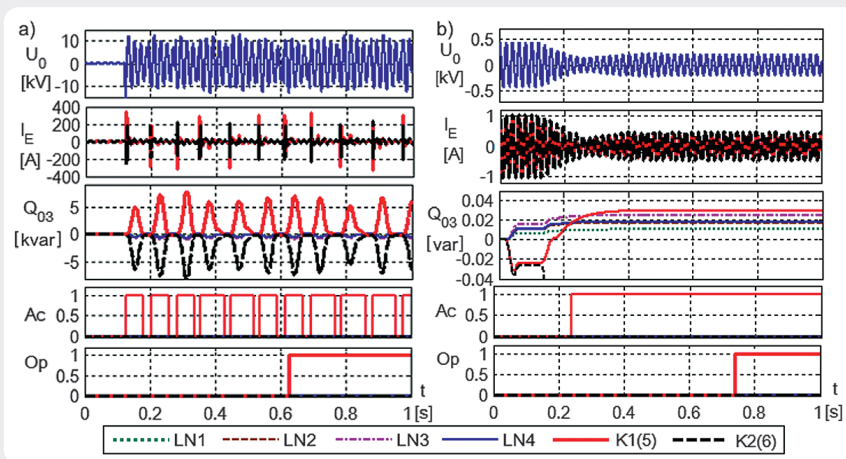
PL



Rys. 4. Przebiegi napięcia U_0 , prądów I_E oraz mocy biernych Q_{03} w sieci z naturalną asymetrią przed zwarciem ($t < 0,22$ s) i podczas zwarcia łukowego ($t > 0,22$ s) fazy L1 na szynach stacji: $R_p = 50$ k Ω , $k_{3\%} = 5\%$, $s = 0$



Rys. 5. Przebiegi sygnałów w zabezpieczeniach podczas zwarcia w punkcie P41 linii LN4: a) $R_p = 1$ Ω , b) $R_p = 400$ k Ω



Rys. 6. Przebiegi sygnałów w zabezpieczeniach podczas zwarcia w punkcie PK1 linii K1: a) $R_p = 1$ Ω , b) $R_p = 60$ k Ω

rozruchowej wykrywane jest zwarcie o rezystancji $R_p = 400$ k Ω , natomiast na linii kablowej zwarcie o rezystancji $R_p = 60$ k Ω .

W tab. 2 zamieszczono maksymalne wartości rezystancji przejścia R_p , przy których występuje prawidłowe działanie zabezpieczeń linii podczas zwarcie w wyszczególnionych punktach sieci. Określono je symulacyjnie dla sieci z izolowanym punktem neutralnym ($s = -1$), sieci niedokompensowanej ($s = -0,1$), skompensowanej dokładnie ($s = 0$) oraz przekompensowanej ($s = 0,1$) z uwzględnieniem dużego udziału trzeciej harmonicznej $k_{3\%} = 5\%$ w napięciach zasilania. Określono też maksymalne wartości R_p w sieci przekompensowanej bez zniekształceń harmonicznymi ($k_{3\%} = 0\%$). Zamieszczone w tab. 2 wartości R_p odpowiadają zwarciom w fazie L1.

Przedstawione wyniki świadczą o bardzo wysokiej skuteczności wykrywania zwarcie wysokorezystancyjnych przez proponowane zabezpieczenie. W liniach napowietrznych możliwe jest wykrywanie zwarcie o rezystancji przejścia od 177 k Ω do 717 k Ω . W liniach kablowych z dużym udziałem pojemności linii ($\alpha > 0,4$) możliwe jest wykrywanie zwarcie o znacznie mniejszej rezystancji R_p , jednak nie mniejszej niż 55 k Ω . Detekcja zwarcie o tak dużych wartościach rezystancji przejścia jest możliwa, pod warunkiem że rezystancja w miejscu zwarcia R_F przed każdym zapłonem łuku (w stanie przedłukowym) jest wielokrotnie większa od R_p . Na skuteczność wykrywania zwarcie stosunkowo niewielki wpływ ma rozstrojenie kompensacji i położenie zwarcia.

Z przytoczonych w tab. 2 danych wynika, że na działanie zabezpieczenia istotny wpływ mają harmoniczne w napięciach zasilających. W sieci bez zniekształceń ($k_{3\%} = 0\%$) maksymalna rezystancja przejścia na liniach napowietrznych jest na ogół kilkakrotnie mniejsza, a na liniach kablowych znacznie większa niż w sieci ze zniekształceniami ($k_{3\%} = 5\%$). Jest to uwarunkowane wstępną polaryzacją zabezpieczenia mocą asymetrii. W liniach napowietrznych jest ona dodatnia, a w liniach kablowych ujemna. W związku z tym do zadziałania zabezpieczenia podczas zwarcia na linii napowietrznej potrzebna jest mniejsza moc generowana przez łuk niż w zwarcie na linii kablowej. Gdy napięcia zasilające nie są zniekształcone harmonicznymi, polaryzująca moc asymetrii nie występuje. Dlatego skuteczność zabezpieczenia na liniach napowietrznych jest mniejsza, a na liniach kablowych większa.

Na skuteczność działania zabezpieczenia w istotny sposób wpływa numer fazy zwarcie, o czym świadczą dane w tab. 3. Różnice wynikają z przesunięć kątowych między mocą asymetrii i mocą generowaną przez łuk zwarcie.

Zabezpieczenie wykazuje wysoką skuteczność wykrywania zwarcie również po zmianie konfiguracji sieci, na przykład po odstawieniu jednej z linii. W sieci z izolowanym punktem neutralnym może ono wykrywać zwarcie na dowolnej linii w układzie z dwoma pracującymi liniami. Dowodem tego wyniki maksymalnej rezystancji przejścia, wykrywanej w kilku punktach sieci złożonej tylko z linii LN4 i K2, przedstawione w tab. 4. Zabezpieczenie może także działać

kvar. Moce biernie linii zdrowych są przy tym zawsze ujemne i niesymetria parametrów sieci nie wpływa na działanie zabezpieczeń. Podczas zwarcie wysokorezystancyjnych sytuacja jest zupełnie inna. Moce biernie są bardzo małe i dodatnie na liniach napowietrznych oraz ujemne na liniach

kablowych. Ich wartości wyraźnie zależą od niesymetrii parametrów sieci. Z porównania rys. 5 i 6 wynika, że skuteczność działania zabezpieczenia na liniach napowietrznych i kablowych jest zasadniczo różna. Na linii napowietrznej z dużym zapasem w odniesieniu do wartości mocy

This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 62–70. When referring to the article please refer to the original text.

PL

Punkt	k_3 [%]	5					0
		s	-1	-0,1	0	0,1	0,1
	l [km]	R_p [k Ω]					
P1	0	549	589	690	717	168	
P12	30	386	379	619	578	170	
P2	0	371	410	442	458	128	
P21	50	374	417	452	465	132	
P3	0	296	331	347	360	107	
P31	70	192*	190*	267	177	110	
P4	0	354	391	420	436	124	
P41	10	344	370	420	434	125	
P42	25	335	355	419	431	126	
P43	30	330	347	418	429	126	
P44	33	332	350	418	430	126	
PK1	0	76	70	67	66	103	
PK11	15	78	71	68	67	104	
PK2	0	66	59	56	55	97	
PK21	10	67	60	57	56	98	
PK22	17	68	61	58	57	98	

* – napięcie zapłonu łuku $U_z = 9,5$ kV

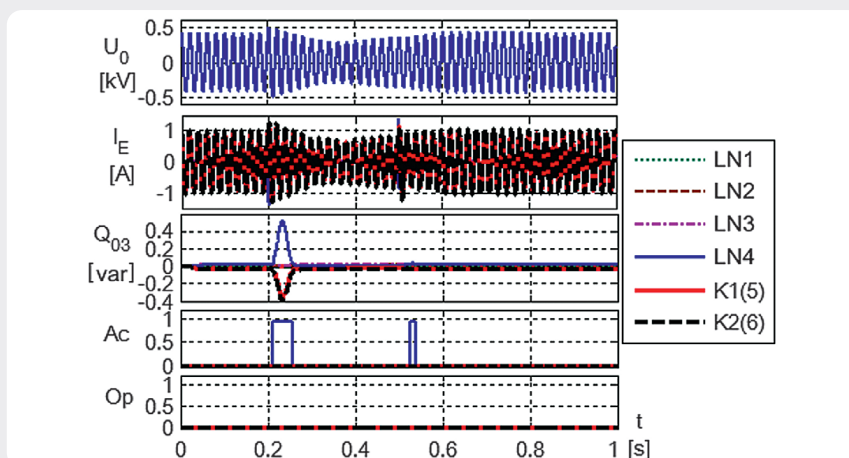
Tab. 2. Maksymalna rezystancja R_p określająca granicę działania zabezpieczenia

s	R_p [k Ω]					
	-1			0,1		
Faza doziemiona	L1	L2	L3	L1	L2	L3
P41	344	397	404	434	466	462
PK11	78	84	95	67	72	83

Tab. 3. Maksymalna rezystancja przejścia w zależności od numeru fazy doziemionej podczas zwarcia w punktach P41 i PK11

Punkt	R_p [k Ω]	P4	P41	P42	P43	P44	PK2	PK21	PK22
		$s = -1$	296	297	297	293	294	21	22
	$s = 0,1$	333	335	335	334	335	brak detekcji		

Tab. 4. Maksymalna rezystancja przejścia R_p , ograniczająca działanie zabezpieczenia w sieci z dwoma liniami LN4 i K2



Rys. 7. Odpowiedzi zabezpieczeń na operacje wyłączenia ($t_w = 0,2$ s) oraz załączenia ($t_z = 0,5$ s) odcinka linii LN43

skutecznie w sieci kompensowanej złożonej z dwóch linii, pod warunkiem że udział linii uszkodzonej w pojemności sieci nie przekracza pewnej maksymalnej wartości α_{\max} , powyżej której prąd doziemny dla trzeciej harmonicznej będzie miał charakter indukcyjny. Udział ten można oszacować z zależności:

$$\alpha_{\max} = 1 - (1 + s) / 9 \quad (13)$$

Przyjmując maksymalne przekompensowanie $s = 0,1$ uzyskamy $\alpha_{\max} = 0,88$. Przykładowo w sieci z czynnymi liniami LN4 i K2 współczynniki udziałów linii wyniosą odpowiednio $\alpha_4 = 0,083$ i $\alpha_{K2} = 0,917$. W związku z tym na linii napowietrznej LN4 jest możliwe wykrywanie zwarcia wysokorezystancyjnych, natomiast na linii K2 nie jest możliwe wykrywanie żadnych zwarcia tą metodą.

Opisane zabezpieczenie jest wrażliwe na operacje łączeniowe w sieci. Wrażliwość dotyczy wyłącznie tej linii, na której dokonywane są operacje łączeniowe. Na rys. 7 przedstawiono przykład reakcji zabezpieczenia na sekwencję wyłącz-załącz fragmentu linii LN43 razem z transformatorem T43. Po wyłączeniu w chwili $t_w = 0,2$ s oraz po załączeniu w chwili $t_z = 0,5$ s pobudza się komparator $Relay_4$ zabezpieczenia linii LN4. Zabezpieczenie jednak nie działa, gdyż zapobiega temu opóźnienie logiczne i zwłoka czasowa. Zabezpieczenie pobudzi się dwukrotnie z podtrzymaniem na czas T_{OD} , jednak do zadziałania nie dojdzie, gdyż odstęp między impulsami jest większy od opóźnienia logicznego $t_z - t_w > T_{OD}$. Natomiast zwłoka czasowa przeciwdziała zadziałaniu zabezpieczenia pod wpływem pojedynczych impulsów zakłócających.

Podczas zwarcia wysokorezystancyjnych składowe zerowe prądów i napięć są bardzo małe. Jeszcze mniejsze są trzecie harmoniczne tych wielkości – napięcia poniżej 1 V i prądy rzędu kilku miliamperów. Do ich pomiaru potrzebne są przetworniki o wysokiej rozdzielczości. Badania symulacyjne wykazały, że wskazane są przetworniki 20-bitowe. Stosowanie przetworników o mniejszej rozdzielczości, na przykład 12-bitowych, może powodować błędne działanie zabezpieczenia na skutek kumulacji błędów kwantyzacji. Zastosowanie takich przetworników jest jednak możliwe, pod warunkiem że digitalizowane będą wyłącznie trzecie harmoniczne składowych zerowych prądu i napięcia, które należy wstępnie wydzielić za pomocą analogowych filtrów pasmowoprzestupowych.

Wnioski

Zwarcia doziemne wysokorezystancyjne w sieciach średnich napięć mogą być wykrywane za pomocą zabezpieczeń kierunkowych, wykorzystujących kryterium mocy biernej trzecich harmonicznych składowych symetrycznych zerowych napięcia i prądu linii.

W celu określenia realnych możliwości takiego zabezpieczenia zbudowano jego model w programie Matlab Simulink i poddano go badaniom symulacyjnym z wykorzystaniem modelu kompensowanej sieci 15 kV. W modelu zabezpieczenia

This is a supporting translation of the original text published in this issue of "Acta Energetica" on pages 62–70. When referring to the article please refer to the original text.

PL

wykorzystano trzecie harmoniczne składowych zerowych napięcia i prądów wydzielane za pomocą jednookresowego algorytmu Fouriera. W modelu sieci uwzględniono naturalną asymetrię pojemności linii napowietrznych oraz trzecią harmoniczną w napięciach zasilania. Modelowano złożone zwarcia łukowe z udziałem rezystancji dynamicznej łuku i rezystancji przejścia. Szczegółowe badania symulacyjne wykazały, że zabezpieczenie selektywnie wykrywa zwarcia w sieci ze zniekształceniami harmonicznymi i jest skuteczne zarówno podczas zwarć niskorezystancyjnych, jak i wysokorezystancyjnych. Wykrywane są zwarcia o rezystancji przejścia od 55 kΩ do 717 kΩ, zależnie od położenia zwarcia i rozstrojenia kompensacji. Zdecydowanie większa skuteczność wykrywania zwarć występuje na liniach napowietrznych, co wynika ze wstępnej dodatniej polaryzacji zabezpieczenia mocą asymetrii. W sieci bez zniekształceń napięć zasilających i przy tych samych nastawach zabezpieczeń na liniach napowietrznych wykrywane są zwarcia o kilkakrotnie mniejszej rezystancji, a na liniach kablowych o znacznie większej rezystancji niż w sieci ze zniekształceniami. Zabezpieczenie może działać skutecznie w sieci z izolowanym punktem neutralnym, jak i w sieci kompensowanej. Jest odporne na zmiany konfiguracji sieci, pod warunkiem że jego nastawy dobrano dla najmniej korzystnego przypadku asymetrii. Może działać prawidłowo nawet podczas pracy dwóch linii. Jednak w sieci kompensowanej jest to możliwe, pod warunkiem że udział zabezpieczanej linii w pojemności sieci jest znacznie mniejszy od $\alpha_{\max} = 0,88$. Do wykrywania zwarć w sieci kompensowanej nie jest potrzebne wymuszanie składowej czynnej prądu i stosowanie układu AWSC. Do wykrywania zwarć łukowych przerywanych należy stosować w zabezpieczeniu inercję logiczną z czasem opóźnienia $T_{OD} \geq 0,2$ s. Zabezpieczenie powinno działać z opóźnieniem nie mniejszym niż $T_{del} \geq 2,5 T_{OD} = 0,5$ s, aby zapobiec błędnym zadziałaniom pod wpływem zakłóceń łączeniowych. Ze względu na bardzo małe wielkości pomiarowe, występujące podczas zwarć wysokorezystancyjnych, niezbędne jest

stosowanie przetworników ADC o wysokiej rozdzielczości. Wskazane jest stosowanie przetworników 20-bitowych.

Bibliografia

- Hänninen S., Single phase earth faults in high impedance grounded networks. Characteristics, indication and location. Technical Research Centre of Finland, Espoo 2001.
- Sedighzadeh M., Rezazadeh A., Elkalashy N.I., Approaches in high impedance fault detection. A chronological review, *Advances in Electrical and Computer Engineering* 2010, Vol. 10/3, s. 114–128.
- Benner C.L., Russell B.D., Practical high-impedance fault detection on distribution feeders, *IEEE Transactions on Industry Applications* 1997, Vol. 33/3, s. 635–640.
- Elkalashy N.I., Lehtonen M., Tarhuni N.G., DWT and Bayesian technique for enhancing earth fault protection in MV network, IEEE/PES Power Systems Conference and Exposition, s. 15–18 March, 2009.
- Elkalashy N.I. i in., Bayesian selectivity technique for earth fault protection in medium-voltage networks, *IEEE Transactions on Power Delivery* 2010, Vol. 25/4, s. 2234–2245.
- Elkalashy N.I., Lehtonen M., Advancing DWT-Bayesian technique for earth fault protection in MV networks, *The Online Journal on Electronics and Electrical Engineering (OJEEE)* 2009, Vol. 1/2, s. 89–93.
- Marciniak L., Impulsowo-prądowe i falkowe kryteria identyfikacji zwarć doziemnych rezystancyjnych oraz łukowych w sieciach średnich napięć, Wydawnictwo Politechniki Częstochowskiej, *Monografie* 2013, nr 273.
- Marciniak L., Wavelet criteria for identification of arc intermittent faults in medium voltage networks, Proceedings of the International Symposium „Modern Electric Power Systems MEPS'10”, paper 09.1, Wrocław, 20–22 September, 2010.
- Marciniak L., Piątek M., Detection of high resistance earth faults in medium voltage networks using higher harmonics, *Electric Power Engineering (EPE)*, 18th International Scientific Conference, 17–19 May 2017.
- Marciniak L., Piątek M., Identification of high-resistance earth faults in medium voltage networks using higher harmonics, *Acta Energetica* 2017, No. 1/30, s. 50–57.
- Kim C.J., Russell B.D., Harmonic behavior during arcing faults on power distribution feeders, *Electric Power Systems Research* 1988, Vol. 14/3, s. 219–225.
- Rebizant W., Szafran J., Wiszniewski A., Digital signal processing in power system protection and control, Springer, London, 2011.
- Marciniak L., Piątek M., The influence of the network asymmetry on the settings and sensitivity of an earth fault protection using higher harmonics. E3S Web Conferences, Vol. 84, Article 02008, 2019.
- Marciniak L., Ocena parametrów asymetrii dla składowej zerowej w sieci średniego napięcia, *Zeszyty Naukowe Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej* 2019, nr 67, s. 39–42.
- PN-EN 50160:2010P. Parametry napięcia zasilającego w publicznych sieciach rozdzielczych, Warszawa, PKN, 2010.
- Kizilcay M., Pniok T., Digital simulation of fault arc in power system, *ETEP* 1991, Vol. 1/1, s. 55–60.
- Marciniak L., Model of the arc earth-fault for medium voltage networks, *Central European Journal of Engineering* 2011, Vol. 1/2, s. 168–173.
- Marciniak L., Implementacje modeli łuku ziemnozwarciowego w programach PSCAD i Matlab/Simulink, *Przegląd Elektrotechniczny* 2012, R. 88, nr 9a, s. 126–129.
- Sawicki A., Racjonalizacja modeli hybrydowych łuku elektrycznego, *Przegląd Elektrotechniczny* 2017, R. 93, nr 11, s. 198–203.

Lubomir Marciniak

dr hab. inż., prof. uczelni
Politechnika Częstochowska
e-mail: lubmar@el.pcz.czest.pl

Absolwent Wydziału Elektroniki Moskiewskiego Instytutu Energetycznego (1980), uzyskał tytuł doktora na swojej macierzystej uczelni (1986), a następnie doktora habilitowanego na Wydziale Elektrycznym Politechniki Częstochowskiej (2014). Od 1980 roku pracuje w Instytucie Elektroenergetyki Politechniki Częstochowskiej, obecnie na stanowisku profesora. Zajmuje się elektroenergetyczną automatyką zabezpieczeniową, lokalizacją zwarć, modelowaniem sieci i zabezpieczeń oraz badaniami ich działania w stanach przejściowych. Jest autorem i współautorem ponad 100 publikacji i kilku patentów.

Mateusz Piątek

mgr inż.
Politechnika Częstochowska
e-mail: mateusz.piatek2015@gmail.com

Ukończył studia magisterskie ze specjalizacją elektroenergetyka na Wydziale Elektrycznym Politechniki Śląskiej w Gliwicach (2015). Tego samego roku rozpoczął studia III stopnia w Instytucie Elektroenergetyki na Politechnice Częstochowskiej. Obszar jego zainteresowań wypełnia elektroenergetyczna automatyka zabezpieczeniowa.

We invest in the future

Inwestujemy w przyszłość



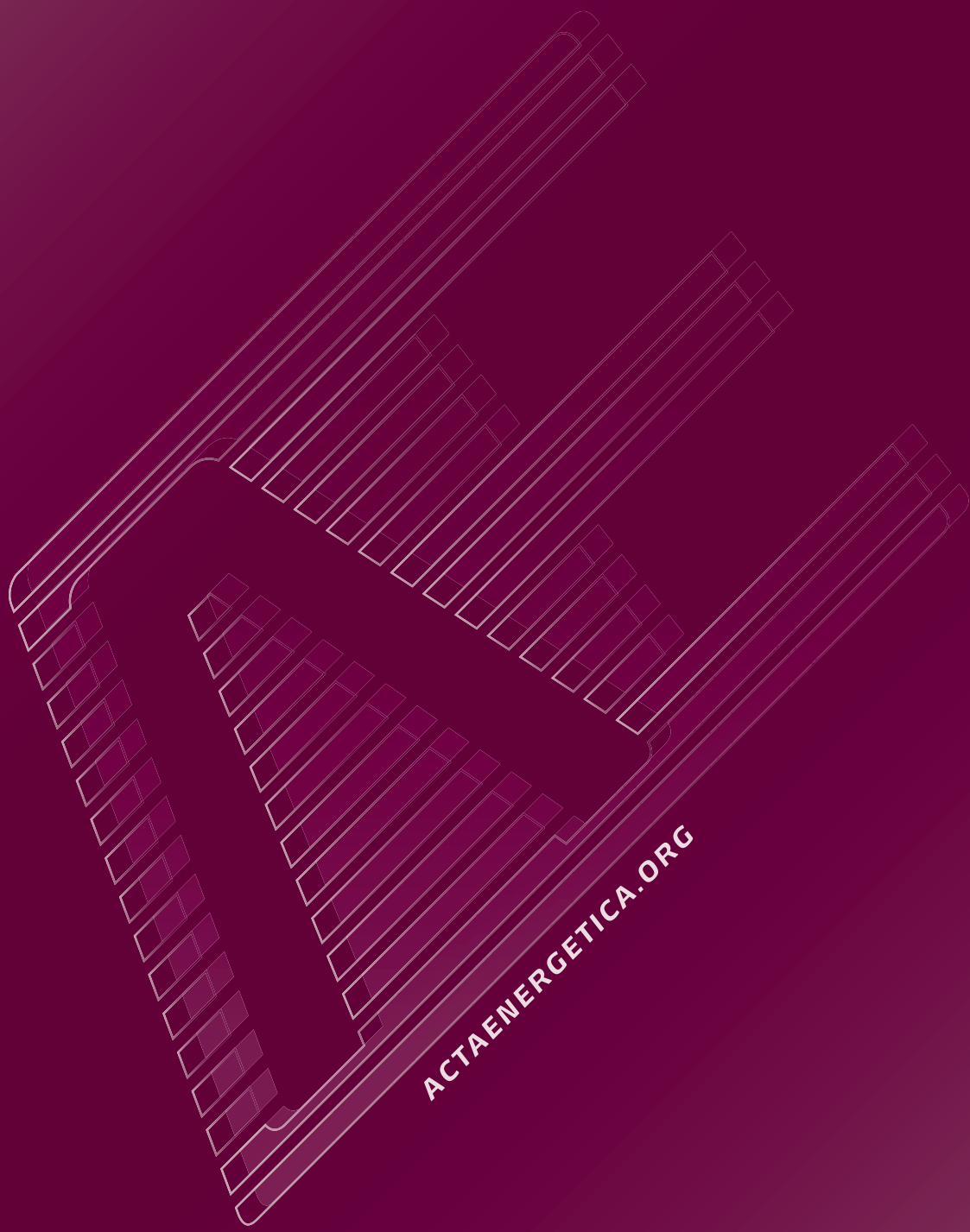
ENERGA supplies electricity to nearly 1/4 of the area of Poland. We want our business to contribute to the economic growth of the communities we operate in. This is why we keep investing in cutting edge technologies and build transformer/switching stations in former dockyards to help fully redevelop these post-industrial areas. Our contribution allows other local companies and institutions to focus on stable development of their business, create new job positions and attract promising business partners.

ENERGA dostarcza energię elektryczną na obszarze niemal 1/4 powierzchni Polski. Staramy się, aby podejmowane przez nas działania biznesowe wpisywały się jednocześnie w rozwój gospodarczy obszaru, na którym funkcjonujemy. Dlatego inwestujemy w najnowocześniejsze technologie, m.in. budując Główne Punkty Zasilania na terenach postoczniowych umożliwiając tym samym ich pełną rewitalizację. Dzięki temu zlokalizowane tam firmy i instytucje mogą swobodnie myśleć o stabilnym rozwoju, tworzeniu nowych miejsc pracy, czy przyciąganiu ciekawych biznesowych partnerów.

www.energa.pl



Energa



ACTAENERGETICA.ORG

*Power Engineering
Quarterly*