

**Електроенергетика**

**Power Engineering**

# Voltage Oriented Control Design for Brushless Doubly-Fed Reluctance Machines

Taufik Taluo, Leposava Ristić, *Member, IEEE* and Milutin Jovanović, *Senior Member, IEEE*

**Abstract**— The paper considers voltage vector oriented control (VOC) of a promising brushless doubly-fed reluctance machine (BDFRM) for large-scale wind turbines or pump drives. The BDFRM has been receiving increasing attention due to its low operation and maintenance costs achieved by using partially-rated power electronics and a highly reliable brushless construction. Furthermore, the BDFRM may provide competitive performance to its traditional slip-ring counterpart, the doubly-fed induction machine (DFIM). The BDFRM has been modeled in MATLAB/Simulink with the VOC being implemented to both the machine and grid side converter bridge to provide a bi-directional power flow. Aspects concerning proportional integral (PI) controllers optimal tuning have been considered and comprehensive simulation results presented to demonstrate the obtained VOC response under the unity power factor and maximum torque per inverter ampere conditions.

**Index Terms**— brushless doubly-fed reluctance machine, Voltage Vector oriented control, dynamic modeling, power electronics, wind generators.

## I. INTRODUCTION

Brushless doubly-fed reluctance machines (BDFRMs) have become increasingly popular as an attractive alternative solution to the compromised reliability and high maintenance requirements associated with the brush gear of conventional doubly fed induction machines (DFIMs) [1]. At the same time, they retain similar cost advantages due to the reduced power electronics rating in centrifugal pump drives (typically 25-30% of the fully rated converters) and wind energy conversion systems with 2:1 speed ranges [2]. The BDFRM shares all the advantages of doubly-fed machines compared to singly-fed counterparts, such as, the operational mode flexibility, the greater control freedom, and the possibility of sub-synchronous and super-synchronous speed mode in either motoring or generating regime. It can operate as an induction machine (which is an important “fail-safe” measure in case of the inverter failure) or as a classical wound rotor synchronous turbo-machine [3-4]. Besides, the BDFRM is inherently medium-speed in nature, and it allows the use of a more compact 2-stage gearbox for wind turbines unlike the failures prone 3-stage counterpart of the high-speed DFIM commonly deployed in these applications. Generally, the BDFRM has a larger leakage reactance than an equivalent DFIM due to the modest coupling between the windings. Owing to this and the consequently lower fault current levels, the low-voltage-fault-ride-through (LVFRT) of the BDFRM may be accomplished safely without a crowbar protection circuitry [5-7].

Taufik Taluo and Leposava Ristić are with the School of Electrical Engineering, University of Belgrade, 73 Bulevar kralja Aleksandra, 11020 Belgrade, Serbia (e-mail: leposava.ristic@etf.bg.ac.rs).

Milutin Jovanović is with the Northumbria University at Newcastle, UK (e-mail: milutin.jovanovic@northumbria.ac.uk).

Various control approaches have been addressed in the BDFRM literature over the years including scalar control [2], [8-10], vector or field-oriented control (VC/FOC) [2], [6], [9], [11], [12], direct torque control [13-16], and direct power control [17]. A comparative analysis of these control methods has been presented in [13]. In [18] a predictive direct power control (PDPC) method has been proposed to overcome the variable switching frequency resulting from the use of hysteresis current controllers.

In this paper, the VOC of the BDFRM has been modeled and simulated in both motoring and generating operating modes for two different control objectives namely, the unity power-factor of the machine primary (grid side converter) and the maximum torque per inverter ampere (MTPIA) strategy. Such a comparative case study for a custom-designed 2 MW BDFRM has been selected to illustrate a potential efficiency improvement, which can be gained by reducing both the secondary winding copper and inverter switching losses.

The paper is organized as follows: after the Introduction, the second section deals with dynamic model of BDFRM. Section III describes control strategy of the machine side converter with emphasis on the design methodology for the applied PI controllers, while Section IV separately describes the design methodology for the speed PI controller. Vector control of the grid side converter is presented in Section V. Results of simulations for both motoring and generating operation are presented in Section VI. The conclusion is given in Section VII.

## II. DYNAMIC MODEL

Unlike conventional machines, the BDFRM has two standard, sinusoidally distributed stator windings of different applied frequencies and pole numbers (Fig. 1), the grid-connected primary (power) winding, and the inverter-fed secondary (control) winding. The indirect magnetic coupling between the windings, a pre-requisite for the machine torque production, is achieved through a suitably designed modern cage-less reluctance rotor structure with half the total number of the stator poles.

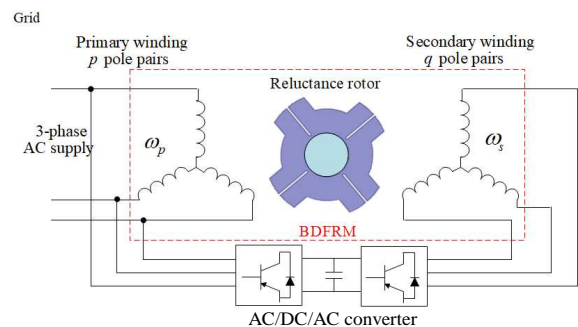


Fig. 1. A conceptual diagram of the BDFRM

The space-vector voltage and flux equations for the BDFRM in a stationary reference frame using standard notation and assuming motoring convention are [19]:

$$\left. \begin{aligned} v_{-p_s} &= R_p i_{-p_s} + \frac{d\lambda_{-p_s}}{dt} = R_p i_{-p_s} + \frac{d\lambda_{-p_s}}{dt} \Big|_{\theta_r \text{ const}} + j\omega_p \lambda_{-p_s} \\ v_{-s_s} &= R_s i_{-s_s} + \frac{d\lambda_{-s_s}}{dt} = R_s i_{-s_s} + \frac{d\lambda_{-s_s}}{dt} \Big|_{\theta_r \text{ const}} + j\omega_s \lambda_{-s_s} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

$$\left. \begin{aligned} \lambda_{-p_s} &= L_p i_{-p_s} + L_{ps} i_{-s_s}^* e^{j\theta_r} \\ \lambda_{-s_s} &= L_p i_{-s_s} + L_{ps} i_{-p_s}^* e^{j\theta_r} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

If we choose for the primary winding a rotating frame aligned with the primary flux linkage vector rotating at  $\omega_p$ , and for the secondary quantities a frame rotating at  $(\omega_r - \omega_p)$ , then (1) and (2) can be rewritten as follows:

$$\left. \begin{aligned} v_p &= R_p i_p + \frac{d\lambda_p}{dt} + j\omega_p \lambda_p \\ v_s &= R_s i_s + \frac{d\lambda_s}{dt} + j(\omega_r - \omega_p) \lambda_s \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

$$\left. \begin{aligned} \lambda_p &= L_p i_p + L_{ps} i_{sm}^* \\ \lambda_s &= L_p i_s + L_{ps} i_{pm}^* = \sigma L_s i_s + \underbrace{\frac{L_{ps}}{L_p} \lambda_p^*}_{\lambda_{ps}} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

where  $\sigma = 1 - L_{ps}^2 / (L_p L_s)$  is the leakage factor, and  $\lambda_{ps}$  is the primary flux linking the secondary winding (i.e. the mutual flux linkage). The fundamental angular velocity and torque relationships for the machine with  $p_r = p + q$  rotor poles and  $\omega_{p,s} = 2\pi f_{p,s}$  applied frequencies to the respective  $2p$ -pole primary and  $2q$ -pole secondary windings are [19]:

$$\omega_{rm} = \frac{\omega_p + \omega_s}{p_r} \Leftrightarrow n_{rm} = 60 \frac{f_p + f_s}{p_r} \quad (5)$$

$$T_e = \frac{3p_r L_{ps}}{2L_p} (\lambda_{pd} i_{sq} + \lambda_{pq} i_{sd}) = \frac{3p_r}{2} (\lambda_{psd} i_{sq} - \lambda_{psq} i_{sd}) \quad (6)$$

It is worth mentioning that while all the  $\omega_p$  rotating vectors in the primary voltage and flux equations are in  $\omega_p$  reference frame, the secondary counterparts, including the  $\lambda_{ps}$  components, are rotating at  $\omega_s$  and are in  $p_r \omega_{rm} - \omega_p = \omega_s$  reference frame (Fig. 2). Note also that the secondary and primary magnetizing currents,  $i_{sm}$  and  $i_{pm}$ , rotate at  $\omega_p$  and  $\omega_s$  respectively, contrary to their source vectors,  $i_s$  and  $i_p$ , having the same magnitudes and relative angular positions in the complementary reference frames (i.e.  $i_{sm} = i_s$  and  $i_{pm} = i_p$ ) and rotating at different velocities,  $\omega_s$  and  $\omega_p$ , as shown in Fig. 2. This peculiar frequency modulation process comes from the reluctance rotor action in the process of electro-mechanical energy conversion [11], [19]. The mechanical power equation showing individual contributions of each winding is:

$$P_m = T_e \omega_{rm} = \underbrace{\frac{T_e \omega_p}{p_r}}_{P_p} + \underbrace{\frac{T_e \omega_s}{p_s}}_{P_s} = P_p \left(1 + \frac{\omega_s}{\omega_p}\right) \quad (7)$$

The machine operating mode is determined by the power flow through the primary side i.e. from the grid for the motor ( $T_e > 0$ ), and to the grid for the generator ( $T_e < 0$ ), while the secondary can consume or deliver real power subject to the winding phase sequence, i.e. the  $\omega_s$  sign: the BDFRM would

absorb (produce) positive secondary power at super (sub)-synchronous speeds as a motor, and at sub (super)-synchronous speeds as a generator. Voltage oriented control (VOC) scheme has been implemented for both the machine side converter (MSC) and the grid side converter (GSC). This allows a bi-directional power flow through the secondary winding for either motoring or generating operation. Both VOC controllers have inner (current control) and external (power control) loops.

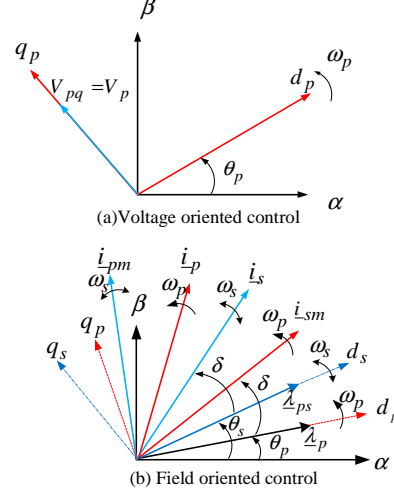


Fig. 2. Reference frames and space vectors.

The VOC of the MSC requires measurements of the primary and secondary  $d$ - $q$  currents, the primary voltage and the rotor position, a suitable Park transformation unit and  $PI$  current controllers to adjust the reference  $d$ - $q$  voltages as the output values from the control unit.

### III. MACHINE SIDE VECTOR CONTROL (MSVC)

The MSVC scheme is shown in Fig. 3. The external loop has two  $PI$  controllers to regulate the primary reactive and active power independently, so does the inner one but to control the  $d$ -axis and  $q$ -axis secondary currents.

#### A. Inner (current) control loops

According to the BDFRM steady-state model, the secondary  $d$ - $q$  voltages can be identified as:

$$\left. \begin{aligned} v_{sd} &= R_s i_{sd} + \omega_s (\sigma L_s i_{sd} + \lambda_{psd}) \\ v_{sq} &= R_s i_{sq} + \omega_s (\sigma L_s i_{sq} + \lambda_{psq}) \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

The above equation is important for the vector control algorithm and has been used to calculate the reference voltage values. Due to the fairly constant flux linkage offset component, the use of  $PI$  current controllers is justified for this purpose and can be formulated by [11]:

$$\left. \begin{aligned} v_{sd}^* &= PI(i_{sd}^* - i_{sd}) \\ v_{sq}^* &= PI(i_{sq}^* - i_{sq}) \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

The current control loop on its own is shown in Fig. 4. The corresponding transfer function can be written as follows:

$$\frac{i_{dq_s}(s)}{i_{dq_s}^*(s)} = \frac{\frac{k_p}{\sigma L_s} s + \frac{k_I}{\sigma L_s}}{s^2 + \frac{R_s + k_p}{\sigma L_s} s + \frac{k_I}{\sigma L_s}} \quad (10)$$

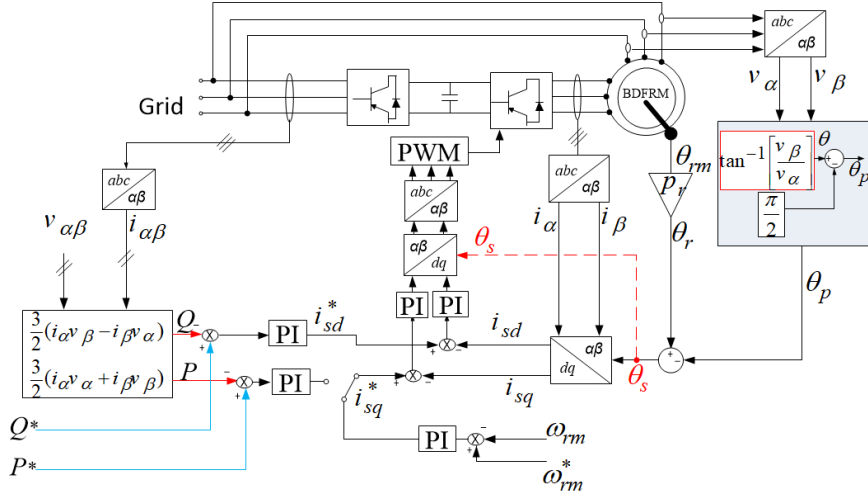


Fig. 3. Block diagram for the machine side converter control.

Assuming  $k_p \ll k_I$  [20], (10) can be approximated as a second-order transfer function of the following form:

$$\frac{i_{dq_s}(s)}{i_{dq_s}^*(s)} = \frac{\frac{k_I}{\sigma L_s}}{s^2 + \frac{R_s + k_p}{\sigma L_s}s + \frac{k_I}{\sigma L_s}} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (11)$$

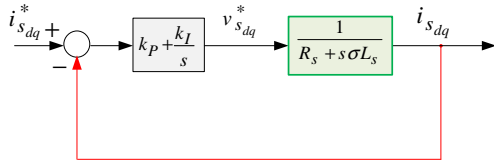


Fig. 4. Current control loop of the secondary-side converter.

Here  $\xi$  (11) is defined as the damping ratio. It influences the maximum overshoot and response speed. In a classical second-order system design, an optimum damping ratio is considered as 0.707, which gives a very small overshoot (less than 5%) with a reasonable settling time. The undamped natural frequency  $\omega_n$  affects the response speed. The PI current controller gains are given as:

$$k_p = (2\xi\omega_n\sigma L_s - R_s), \quad k_I = \omega_n^2\sigma L_s \quad (12)$$

### B. Power Loop Derivation

The power control relationships can be derived from the dynamic model voltage equations (3), where the respective vector components appear as DC in steady state. Substituting  $i_p$  from the  $\lambda_p$  equation in (2) into expression  $S_p = (3/2)v_p i_p^*$ , one can develop the following important VOC relations for the active and reactive power [6], [11]:

$$\left. \begin{aligned} P_{p(\text{VOC})} &= \frac{3\omega_p}{2}(\lambda_{ps_d} i_{sq} - \lambda_{ps_q} i_{sd}) = P_{p(\text{FOC})} - \frac{3\omega_p}{2} \lambda_{ps_q} i_{sd} \\ Q_{p(\text{VOC})} &= \frac{3\omega_p}{2} \left( \frac{\lambda_p^2}{L_p} - \lambda_{ps_d} i_{sd} - \lambda_{ps_q} i_{sq} \right) = Q_{p(\text{FOC})} - \frac{3\omega_p}{2} \lambda_{ps_q} i_{sq} \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

In VOC,  $P_p$  and  $Q_p$  are coupled as both the  $i_{sd}$  and  $i_{sq}$  secondary currents appear in (13). The level of coupling can be reduced by aligning the  $q_p$ -axis of the reference frame to the primary voltage vector as presented in Fig. 2(a). In this case,  $\lambda_p$  would be phase shifted ahead of the corresponding  $d_p$ -axis, depending on the winding resistance, which is generally smaller as the machine is larger. Therefore, for the frame

alignment choice presented in Fig. 2, VOC could be similar to FOC as  $\lambda_{ps_d} \gg \lambda_{ps_q}$ , i.e.  $\lambda_{ps_d} \approx \lambda_{ps}$  and the equation (13) becomes:

$$\left. \begin{aligned} P_{p(\text{VOC})} &\approx P_{p(\text{FOC})} = \frac{3\omega_p}{2} \lambda_{ps_q} i_{sq} \\ Q_{p(\text{VOC})} &\approx Q_{p(\text{FOC})} = \frac{3\omega_p}{2} \left( \frac{\lambda_p^2}{L_p} - \lambda_{ps_d} i_{sd} \right) = \frac{3\omega_p}{2} \lambda_{ps_d} i_{sd} \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

With the  $\lambda_p$  and  $\lambda_{ps}$  magnitudes being fixed by the primary winding grid connection at line frequency ( $\omega_p$ ),  $P_p$  and  $Q_p$  are proportional to  $i_{sq}$  and  $i_{sd}$  currents respectively according to (14), which means that the use of PI controllers is valid [11]:

$$\left. \begin{aligned} i_{sd}^* &= PI(Q_p^* - Q_p) \\ i_{sq}^* &= PI(P_p^* - P_p) \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Since the current control loops are much faster than the power control loops, the converter dynamics and measurement delays can be neglected [20], [21], as shown in Fig. 5.

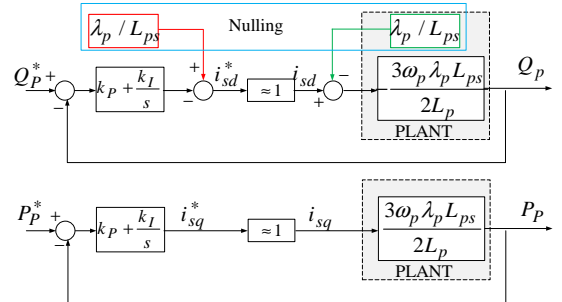


Fig. 5. Power control loops of the secondary-side converter.

Transfer functions for the active and reactive power are the same and can be expressed as:

$$\frac{Q_p^*}{Q_p} = \frac{P_p^*}{P_p} = \frac{As + 1}{\left(\frac{1}{Bk_I} + A\right)s + 1} \quad (16)$$

where  $A = k_p / k_I$ ,  $B = (3/2)V_p (L_{ps} / L_p)$ .

If  $A$  is the dominant term in the denominator (i.e.  $A \approx A + 1 / (Bk_I)$ ), then the transfer function is close to a unity gain with a poor noise rejection property. Thus,  $A$  should be very small in order to use a first order approximation of the transfer function and to determine the PI gains as follows:



$$TF_o = \frac{P_p^*}{P_p} = \frac{Q_p^*}{Q_p} = \frac{As+1}{\left(\frac{1}{Bk_l} + A\right)s+1} \approx \frac{1}{\tau_o s+1} \quad (17)$$

$$k_l = \frac{1}{B(\tau_o - A)}, \quad k_p = Ak_l \quad (18)$$

#### IV. SPEED LOOP IN VECTOR CONTROL

Vector control is appropriate for most drive and generator applications due to the high quality response provided at fixed sampling rates. The inner loop is to control the current components (one for each reference frame axis), while the external one corresponds to the speed control. Through the speed controller action, the appropriate torque is developed as presented in Fig. 6. In this case (i.e. VOC), the torque expression is simplified as:

$$T_e = \frac{3p_r L_{ps}}{2L_p} \lambda_p i_{sq} \quad (19)$$

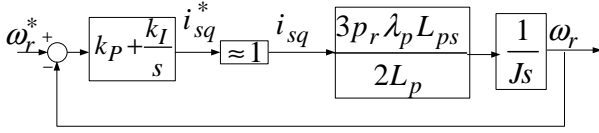


Fig. 6. Speed control loop of the secondary-side converter

The closed-loop transfer function for the speed control loop presented in Fig. 6 is:

$$\frac{\omega_r}{\omega_r^*} = \frac{k_p m s + k_l m}{s^2 + k_p m s + k_l m} \quad (20)$$

where  $m = 3p_r L_{ps} \lambda_p / (2L_p J)$ . Assuming  $k_p \ll k_l$ , (20) can be approximated as a second-order transfer function, and the PI controller gains can be calculated as follows:

$$\frac{\omega_r}{\omega_r^*} = \frac{k_l m}{s^2 + k_p m s + k_l m} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi \omega_n s + \omega_n^2} \quad (21)$$

$$k_p = \frac{2\xi \omega_n}{m}, \quad k_l = \frac{\omega_n^2}{m} \quad (22)$$

#### V. VECTOR CONTROL OF GRID SIDE CONVERTER (GSC)

The GSC is connected to the grid via a filter, as shown in Fig. 7. The major objective is to maintain the DC-link voltage at a given value and to regulate the active and reactive power exchange with the grid. The GSC is usually operated at unity power factor, but it can be used for voltage support during the grid fault by injecting reactive power into the grid [22]. Similar to the machine side power converter, the control part of the GSC includes two inner and one external control loop. This control is performed based on suitable relations that are explained in the following sections.

##### A. Mathematical model of the current loops

The voltage balance across the grid filter in the synchronous  $dq$  reference frame rotating at  $\omega_p$  is given by:

$$\begin{cases} v_{gd} - v_{fd} = (R_f + L_f) i_{gd} - \omega_p L_f i_{gq} \\ v_{gq} - v_{fq} = (R_f + L_f) i_{gq} + \omega_p L_f i_{gd} \end{cases} \quad (23)$$

where  $R_f$  is the grid side filter resistance,  $L_f$  is its inductance,  $v_{gd}$  is the  $d$ -axis grid voltage,  $v_{gq}$  is the  $q$ -axis grid voltage,  $v_{fd}$

is the  $d$ -axis filter voltage,  $v_{fq}$  is the  $q$ -axis filter voltage,  $i_{gd}$  is the  $d$ -axis filter current, and  $i_{gq}$  is the  $q$ -axis filter current.

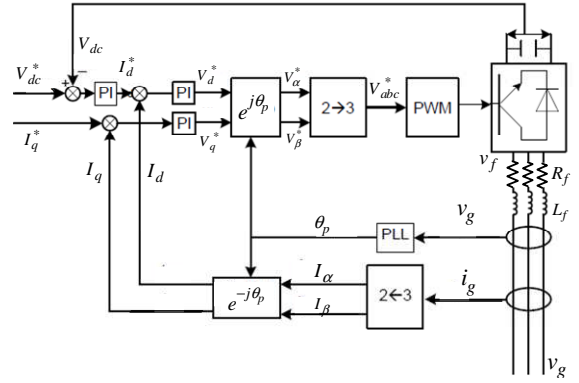


Fig. 7. Conventional vector control Grid Side converter

The grid-side converter current control loop shown in Fig. 8 has the following transfer function [23]:

$$\frac{i_{g,dq}}{i_{g,dq}^*} = \frac{\frac{k_p s + k_l}{L_f s + L_f}}{s^2 + \left(\frac{R_f + k_p}{L_f}\right)s + \frac{k_l}{L_f}} \approx \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi \omega_n s + \omega_n^2} \quad (24)$$

$$k_p = (2\xi \omega_n L_f - R_f), \quad k_l = \omega_n^2 L_f \quad (25)$$

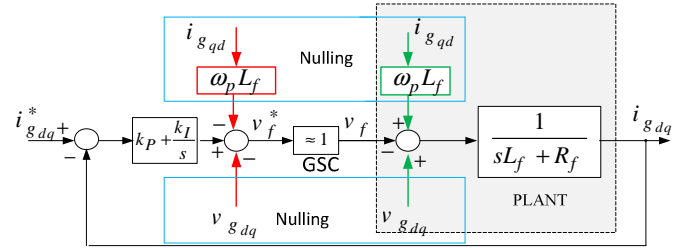


Fig. 8. Current control loops of the grid-side converter

#### VI. SIMULATION RESULTS

##### A. Motoring operation

The results in Figs. 9-12 are obtained by running the VOC algorithm presented in Fig. 3 using *Matlab/Simulink*. The reference speed trajectory is set as a steep ramp signal suited for dynamically not very demanding wind power applications, even under extreme turbulent wind conditions. The MTPA strategy has been implemented in Fig. 3 by setting the  $Q^*$  value for  $i_{sd} = 0$  and  $\lambda_p \approx v_p/\omega_p$ . Fig. 9 shows an excellent speed tracking with no overshoot of the test BDFRG operating at synchronous (750 rev/min), super-synchronous (900 rev/min) and sub-synchronous (600 rev/min) speeds in the secondary frequency range of  $\pm 10$ Hz. The primary reactive power ( $Q$ ) has been directly controlled at  $\approx 1.35$  MVar obtained from (14) to minimize the  $i_{sd}$  magnitude for a given shaft torque and therefore to achieve the desired MTPA performance.

For the case study under consideration, the simulated BDFRM has been assumed to have a shaft torque-speed profile as in [24] (where  $n_{rm}$  is the shaft speed,  $n_r$  is the rated speed of the machine,  $T_r$  is the rated torque of the machine and  $T_L$  is the load/turbine torque):

$$T_L = \pm T_r \left(\frac{n_{rm}}{n_r}\right)^2 \quad (26)$$

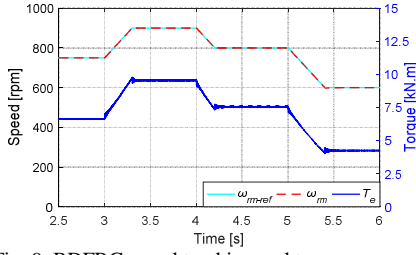


Fig. 9. BDFRG speed tracking and torque response.

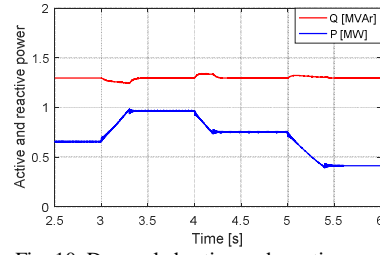


Fig. 10. Decoupled active and reactive power control.

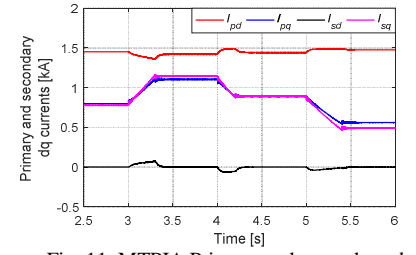


Fig. 11. MTPIA Primary and secondary  $dq$  currents.

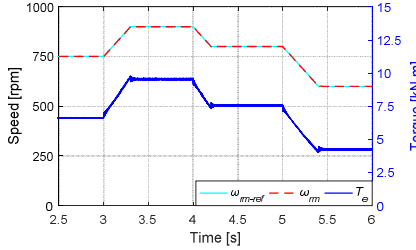


Fig. 12. BDFRM speed and torque for  $Q^*=0$ .

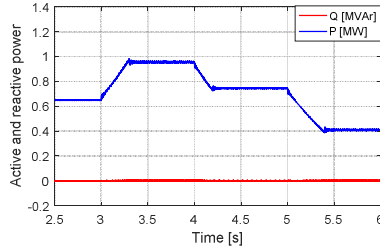


Fig. 13. Decoupled active and reactive power control for  $Q^*=0$ .

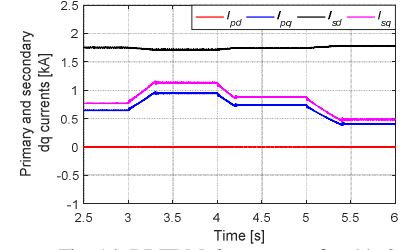


Fig. 14. BDFRM  $d-q$  currents for  $Q^*=0$ .

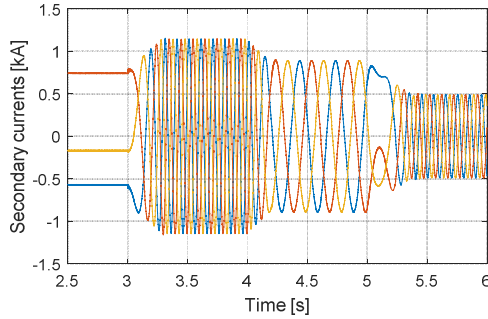


Fig. 15. Three phase secondary current waveform for the MTPIA strategy.

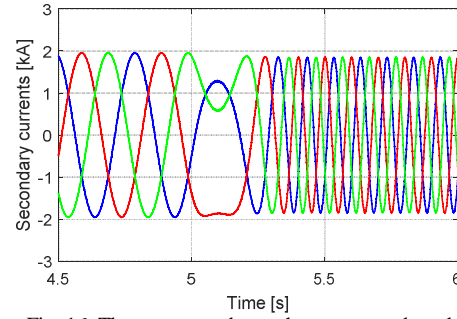


Fig. 16. The super to sub-synchronous speed mode transient at  $Q^*=0$ .

The  $Q$  reference is often set to zero ( $Q^* = 0$ ) for the unity primary power factor. The advantages of the first option (i.e.  $Q$  control disabled, speed control enabled, Fig. 3) are: one less  $PI$  controller to be tuned and completely independent control from the machine parameters. The second choice is model based, and thus less robust. The simulation results for the motoring operation at half-rated load of 9.5 kNm are presented in Figs. 12-14. The current  $i_{sd} \approx 1800$  A in Fig. 14 and  $i_{pd} = 0$ , what is complimentary to the  $Q = 0$  as defined in (14). A three phase secondary current waveform for the MTPIA strategy is presented in Fig. 15, while Fig. 16 illustrates the transient stability of the machine while changing the machine speed from super-synchronous to sub-synchronous for  $Q^*=0$ .

### B. Generating operation

The simulation results for the machine operated as a generator are shown in Figs. 17-19. The remaining sub-plots show an excellent tracking of 750 rev/min, 900 rev/min, 800 rev/min and 600 rev/min set points (e.g. from 2.5s onward, after reaching the synchronous speed). The primary reactive power ( $Q$ ) has been controlled at  $\approx 1.35$  MVAR, obtained from (14) for  $i_{sd} = 0$  and  $\lambda_p \approx v_p/\omega_p$  and the machine parameters are given in the Appendix. The secondary current components ( $i_{s,d,q}$ ) and their primary winding equivalents ( $i_{p,d,q}$ ) under the MTPIA conditions are presented in Fig. 19. The current  $i_{sd} \approx$

0, as expected for the minimum secondary current loading, while the  $i_{pd}$  is required to establish the machine flux and to satisfy the specific  $Q_p$  demand according to (14). The simulation results for  $Q = 0$  are presented in Figs. 20-22.

## VII. CONCLUSIONS

The paper presents a thorough simulation study and performance analysis of the VOC scheme developed for the optimum operation of the BDFRM, a viable DFIM competitor. The whole model is implemented in MATLAB/Simulink, in which the  $PI$  controllers are optimally designed. The simulation studies have evaluated the control algorithms using the parameters of a custom-designed 2 MW BDFRM in both motoring and generating modes, considering two control strategies. The first one has aimed at achieving the MTPIA by setting the command d-axis secondary winding current to zero in order to minimize the converter current loading, whereas the second one has targeted at the unity power-factor operation of the machine primary-winding by adjusting the command reactive power to zero. The simulation results presented have proven that the design methodology for the applied  $PI$  controllers can provide good performance and smooth response of the BDFRM.

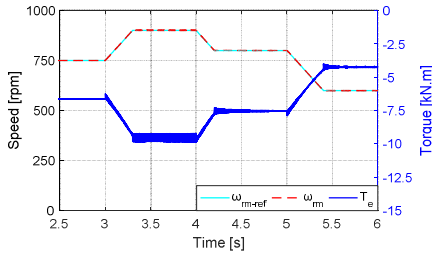


Fig. 17. BDFRM speed and torque for MTPIA ( $i_{sd}=0$ )

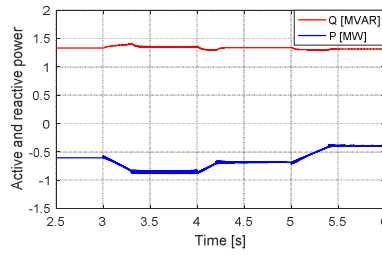


Fig. 18. BDFRG active, reactive power for MTPIA ( $i_{sd}=0$ ).

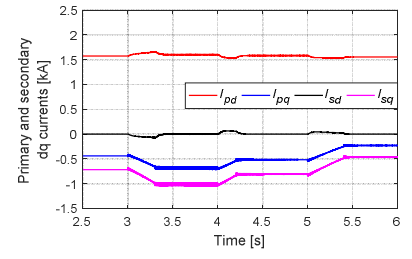


Fig. 19. BDFRG dq currents for MTPIA ( $i_{sd}=0$ ).

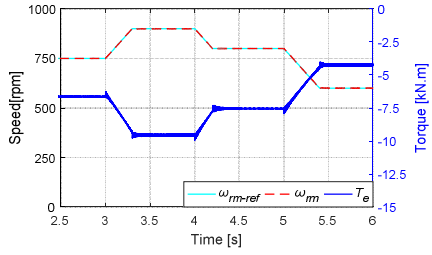


Fig. 20. BDFRM speed and torque for  $Q^*=0$ .

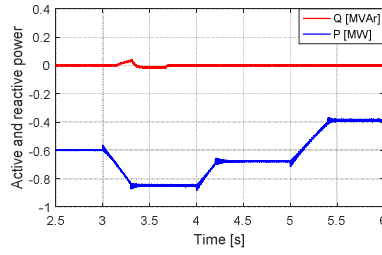


Fig. 21. BDFRG active, reactive power for  $Q^*=0$

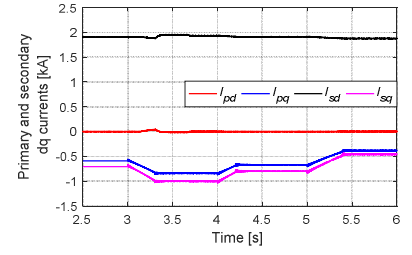


Fig. 22. BDFRG dq currents for  $Q^*=0$  (Fig. 21).

## APPENDIX

TABLE I: THE BDFRM DESIGN SPECIFICATIONS

Rotor inertia [J]	3.8 kgm <sup>2</sup>	Rotor poles [ $p_r$ ]	4
Primary resistance [ $R_p$ ]	0.0375 $\Omega$	Primary power [ $P_r$ ]	2 MW
Secondary resistance [ $R_s$ ]	0.0575 $\Omega$	Rated speed [ $n_r$ ]	900 rpm
Primary inductance [ $L_p$ ]	1.17 mH	Stator currents [ $I_{ps}$ ]	1.5 kA rms
Secondary inductance [ $L_s$ ]	2.89 mH	Primary voltage [ $V_p$ ]	690 V rms
Mutual inductance [ $L_{ps}$ ]	0.98 mH	Supply frequency [ $f_p$ ]	50 Hz

## ACKNOWLEDGMENT

This paper is a result within the project TR33017 which is supported by Ministry of Education, Science and Technological Development of the Republic of Serbia.

## REFERENCES

- [1] J. Carroll, A. McDonald and D. McMillan, "Reliability comparison of wind turbines with DFIG and PMG drive trains," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 30, no. 2, pp. 663-670, 2015.
- [2] M. Jovanovic, R. E. Betz and J. Yu, "The use of doubly fed reluctance machines for large pumps and wind turbines," *IEEE Trans. on Ind. Applications*, vol. 38, no. 6, pp. 1508-1516, 2002.
- [3] E. M. Schulz and R. E. Betz, "Use of Doubly Fed Reluctance Machines in Wind Power Generation," in 12th Int. Power Elec. and Motion Control Conference, Portoroz, Slovenia, 2006.
- [4] F. Zhang, S. Yu, Y. Wang, S. Jin and M. G. Jovanovic, "Design and Performance Comparisons of Brushless Doubly Fed Generators With Different Rotor Structures," *IEEE Trans. on Industrial Electronics* vol. 66, no. 1, pp. 631-640, January 2019.
- [5] S. Ademi and M. Jovanović, "Maximum torque per inverter ampere control of brushless doubly-fed reluctance generators for wind turbines," 2014 Int. Symp. SPEEDAM, IEEE, pp. 883-888, 2014.
- [6] Ademi and M. G. Jovanović, "Vector Control Methods for Brushless Doubly Fed Reluctance Machines," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 1, pp. 96 - 104, Jan. 2015.
- [7] F. Wang, F. Zhang and L. Xu, "Parameter and performance comparison of doubly-fed brushless machine with cage and reluctance rotors," *IEEE Trans. on Ind. App.*, vol. 38, no. 5, p. 1237-1243, Sept./Oct. 2002.
- [8] A. Ibrahim, M. I. Marei and H. S. El-Goharey, "Dynamic Responses Comparison of Control Techniques of BDFRG based WECS," *International Journal of Scientific & Engineering Research*, vol. 9, no. 11, pp. 1,672-1,678, November-2018.
- [9] M. G. Jovanovic, R. E. Betzi, Y. Jian and E. Levi, "Aspects of Vector and Scalar Control of Brushless Doubly Fed Reluctance Machines," in 4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, vol. 2, pp. 461-467, 2001.

- [10] M. Jovanovic, "Control of Brushless Doubly-Fed Reluctance Motors," in ISIE 2005, Dubrovnik, Croatia, 2005.
- [11] S. Ademi and M. Jovanovic, "Vector control strategies for brushless doubly-fed reluctance wind generators," in 2nd Int. Symp. EFEA, Newcastle upon Tyne, UK, 2012.
- [12] L. Xu, L. Zhen and E.-H. Kim, "Field-orientation control of a doubly excited brushless reluctance machine," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 34, no. 1, pp. 148 - 155, Jan/Feb 1998.
- [13] M. Jovanovic, "Sensored and sensorless speed control methods for brushless doubly fed reluctance motors," *IET Electric Power Applications*, vol. 3, no. 6, pp. 503 - 513, November 2009.
- [14] M. Jovanovic, J. Yu and E. Levi, "Encoderless direct torque controller for limited speed range applications of brushless doubly fed reluctance motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 3, pp. 712 - 722, May-June 2006.
- [15] H. Chaal and M. Jovanovic, "Practical Implementation of Sensorless Torque and Reactive Power Control of Doubly Fed Machines," *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, vol. 59, no. 6, pp. 2645 - 2653, June 2012.
- [16] H. Chaal and M. Jovanovic, "Toward a Generic Torque and Reactive Power Controller for Doubly Fed Machines," *IEEE Trans. on Pow. Electronics*, vol. 27, no. 1, pp. 113 - 121, Jan. 2012.
- [17] H. Chaal and M. Jovanovic, "Power control of brushless doubly-fed reluctance drive and generator systems," *Renewable Energy*, vol. 37, no. 1, pp. 419-425, January 2012.
- [18] M. Moazen, R. Kazemzadeh and M.-R. Azizian, "Model-based predictive direct power control of brushless doubly fed reluctance generator for wind power applications," *Alexandria Engineering Journal*, vol. 55, no. 3, pp. 2497-2507, September 2016.
- [19] R. E. Betz and M. G. Jovanovic, "Introduction to the Space Vector Modeling of the Brushless Doubly Fed Reluctance Machine," in *Electric Power Components and Systems*, Taylor & Francis Inc., 2003, pp. 729-755.
- [20] T. Lei, *Doubly-fed induction generator wind turbine modeling, control and reliability*, Manchester, UK: [Thesis]. The University of Manchester, 2014.
- [21] H. Abu-Rub, M. Malinowski and K. Al-Haddad, *Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications*, John Wiley & Sons, 2014.
- [22] L. V. Dai and D. D. Tung, "Modeling for Development of Simulation Tool: A Case Study of Grid Connected Doubly Fed Induction Generator Based on Wind Energy Conversion System," *International Journal of Applied Engineering Research* ISSN 0973-4562, vol. Volume 12, pp. 2981-2996, 2017.
- [23] M. Zarif, M. Monfared, " Step-by-step design and tuning of VOC control loops for grid connected rectifiers," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol.64, pp. 708-713, 2015
- [24] S. Ademi, M. Jovanovic and J. K. Obichere, "Comparative Analysis of Control Strategies for Large Doubly-Fed Reluctance Wind Generators," in *Proc. of the World Congress on Engineering and Computer Science*, San Francisco, USA, October, 2014.

# Educational Laboratory Pump System Setup – pQ Open Loop Control

Mihailo Bjekić, Vojislav Vujičić, Marko Šućurović, Marko Rosić, Miroslav Bjekić

**Abstract**—In this paper, an educational laboratory pump system setup, realized in the Process Engineering Laboratory of the Faculty of Technical Sciences in Čačak, is described. Starting from the acquired pump system characteristics  $p=f(Q)$  and the characteristic of the throttle valve, mathematical equations were derived. The system is controlled in an open loop by calculating the desired frequency of the variable speed drive and the angle position of the throttle valve based on the desired pressure and flow.

**Index Terms**— Educational laboratory setup, pQ open loop control, pump system.

## I. INTRODUCTION

A pump system was designed in the Process Engineering Laboratory of the Faculty of Technical Sciences in Čačak (Fig. 1), previously described in detail in [1]. The system is intended to be used by students of electrical engineering and mechatronics. The system is modular with a possibility of easily changing the system configuration for different laboratory exercises.



Fig. 1. Pump system realized in the Laboratory for Process Engineering of the Faculty of Technical Sciences in Čačak.

Pump system, shown in Fig. 1, consists of 11 important individual components. The water tank with the capacity of 400 l (1) supplies the system with water. The throttle valve (2) is turned by a step motor with a resolution of 3200 steps per rotation. The pump (3) has the power of 4 kW.

Mihailo Bjekić is a PhD student at the School of Electrical Engineering, University of Belgrade, 73 Bulevar kralja Aleksandra, 11020 Belgrade, Serbia (e-mail: mihailobjekic@gmail.com).

Vojislav Vujičić is with the Faculty of technical sciences, University of Kragujevac, 65 Svetog Save, 32000 Čačak, Serbia (e-mail: vojislav.vujicic@ftn.kg.ac.rs).

Marko Šućurović is with the Faculty of technical sciences, University of Kragujevac, 65 Svetog Save, 32000 Čačak, Serbia (e-mail: marko.sucurovic@ftn.kg.ac.rs).

Marko Rosić is with the Faculty of technical sciences, University of Kragujevac, 65 Svetog Save, 32000 Čačak, Serbia (e-mail: marko.rosic@ftn.kg.ac.rs).

Miroslav Bjekić is with the Faculty of technical sciences, University of Kragujevac, 65 Svetog Save, 32000 Čačak, Serbia (e-mail: mbjekic@gmail.com).

Analogous barometer (4) is used for monitoring the pressure in the system. There is also a pressure switch in the system (5). For measuring the flow in the pipeline, electromagnetic flowmeter is used (6). Pressure measurement is done using two pressure sensors (7). For the pump control, frequency converter with scalar control is mounted in the electric cabinet (8). Flow and pressure sensors provide current signals proportional to the measured values to the acquisition card. Pump system control is done using a standard PC which runs a dedicated LabVIEW program (9). The system also has a pump (10) which can be used in a pump as turbine (PAT) mode by closing the valve (11).

The described setup allows for the students to perform following laboratory exercises:

1. Introduction to the pump system components and connecting the components into a functional system [1];
2. Characteristics of the pump system (Fig. 2) [2];
3. Pressure and flow control [1];
4. PAT (Pump as turbine) system analysis and determining the efficiency of each individual element [3];
5. Acquiring the characteristic of the throttle valve with the step motor (Fig. 3) [4].

All the laboratory exercises can be performed on the same system setup because the system is modular.

All the laboratory exercises are integrated into a single LabVIEW application which enables the user to choose the working mode and allows the acquisition of all necessary mechanical and electrical parameters.

In this paper, a control process (open loop control) by calculating the needed frequency of the variable speed drive and the angle position of the throttle valve, based on the desired pressure and flow, is described. Starting point were the characteristics of the pump system  $p=f(Q)$  (Fig. 2) and the characteristic of the throttle valve  $\alpha=f(p)$  (Fig. 3).

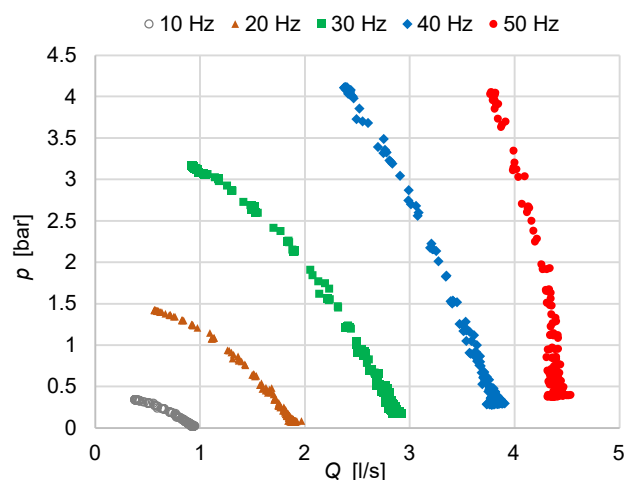


Fig. 2. Acquired characteristics of the pump system for different values of the frequency of the variable speed drive [2].



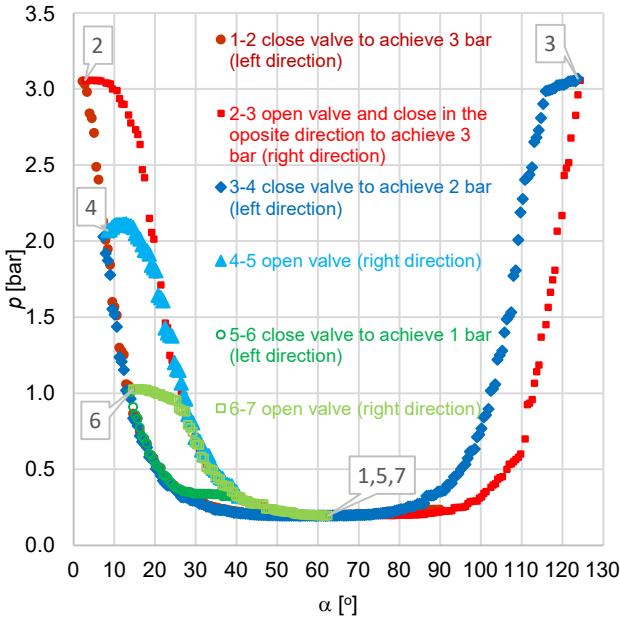


Fig. 3. Acquired characteristic of the throttle valve: pressure and closing angle dependency at the frequency of  $f=30$  Hz. The order of the points is assigned 1-7 [4].

Two sets of analytical equations are derived.

The first set of equations enables calculating the needed frequency of the variable speed drive based on the desired pressure and flow.

Second set of equations calculates the angle position of the throttle valve for the desired pressure.

## II. DERIVATION OF ANALYTICAL EQUATIONS

### A. Determining the needed frequency of the variable speed drive for the desired pressure and flow

Fig. 2 shows a set of measured values of  $p=f(Q)$  acquired by gradually closing the throttle valve, starting from the totally opened valve, at a constant frequency of the variable speed drive.

A new set of value pairs of pressure and flow must be obtained from the large set of measured pairs. The new set has to contain points on each curve for specific values of pressure in the range 0-4 bar, with a step of 0.5 bar. The new set is shown in Fig. 4.

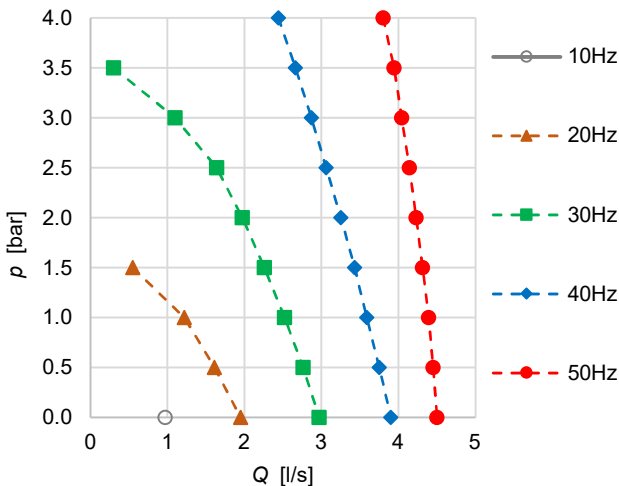


Fig. 4. Pressure and flow dependency for different frequencies of the variable speed drive. Constant pressure value points were chosen.

The new set is obtained to enable constructing a new set of characteristics  $f=f(Q)$ ,  $p=\text{const}$ .

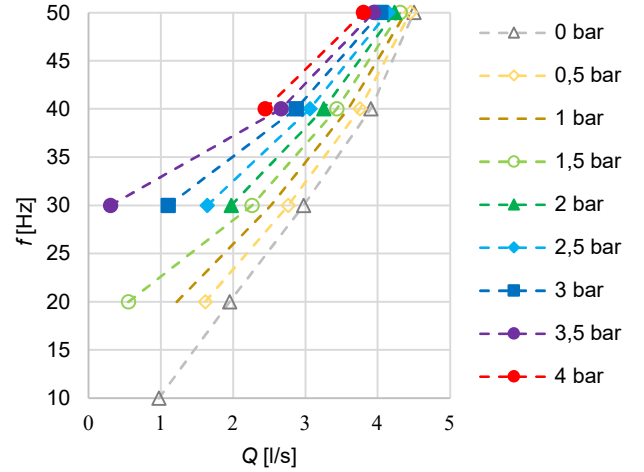


Fig. 5. Characteristics  $f=f(Q)$ ,  $p=\text{const}$ . Chosen measured points.

An interpolation quadratic function is determined for each of the 9 shown curves:

$$f = k_1 Q^2 + k_2 Q + k_3. \quad (1)$$

The calculated coefficients  $k_1$ ,  $k_2$  and  $k_3$  are given in the Table I.

TABLE I  
COEFFICIENTS  $k_1$ ,  $k_2$  AND  $k_3$  FOR THE KNOWN PRESSURE VALUES

$p$ [bar]	$k_1$	$k_2$	$k_3$
0	0.7971	6	5
0.5	1	4	11
1	1.06	3.3	15
1.5	1.074	2.728	18.21
2	1.06	2.289	21.38
2.5	1.03	2	24
3	0.99	1.737	26.9
3.5	0.95	1.6	29.51
4	0.9	1.565	32

In the Fig. 6 dependence  $k_i=f(p)$  is shown.

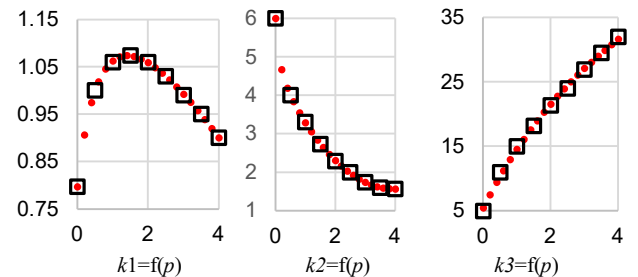


Fig. 6. Calculated coefficients  $k_1$ ,  $k_2$  and  $k_3$  for pressures in the range 0-4 bar with the step of 0.5 bar (black squares) and values obtained using the interpolation functions (red dots).

For the purpose of calculating the coefficients for any pressure in the range 0-4 bar, an interpolation function for discrete values of coefficients must be determined. The interpolation coefficients of the new interpolation function

are used to determine the coefficients  $k_1$ ,  $k_2$  and  $k_3$  for any desired pressure in the defined range.

The used rational functions are in the form:

$$k_1 = \frac{pp_{12}p^2 + pp_{13}p + pp_{14}}{p + qq_{11}}, \quad (2)$$

$$k_2 = \frac{pp_{21}p^3 + pp_{22}p^2 + pp_{23}p + pp_{24}}{p + qq_{21}}, \quad (3)$$

$$k_3 = \frac{pp_{32}p^2 + pp_{33}p + pp_{34}}{p + qq_{31}}. \quad (4)$$

The calculated coefficients are shown in Table II.

TABLE II  
COEFFICIENTS FOR CALCULATING THE RATIONAL FUNCTIONS  
 $k_1, k_2, k_3 = F(p)$

$i$	$pp_{i1}$	$pp_{i2}$	$pp_{i3}$	$pp_{i4}$	$qq_{i1}$
1	0	-0.13	1.434	0.735	0.92
2	0.19	-1.46	4.29	0.593	0.1
3	0	0	75.09	36.68	6.66

For the purpose of testing the calculated coefficients, pressure values, in the determined range, with the step of 0.2 bar, are also shown in Fig. 6.

### B. Dependence of the angle position of the throttle valve and desired pressure

The used throttle valve is factory constructed to have 10 different positions. The pump system makes use of only 4 positions of the throttle valve, because the change of the angle of the valve, from totally closed to totally opened (from the aspect of the change in pressure achieved by changing the position of the valve) is about  $30^\circ$ . Because of the previous limitations, a change in the throttle valve construction was made. Instead of the hand lever, the valve is closed using a step motor with the resolution of 3200 steps per rotation.

By applying the step motor to the throttle valve, a more precise characteristic of the throttle valve, for different frequencies of the variable speed drive, can be acquired.

The results are shown in Fig. 7.

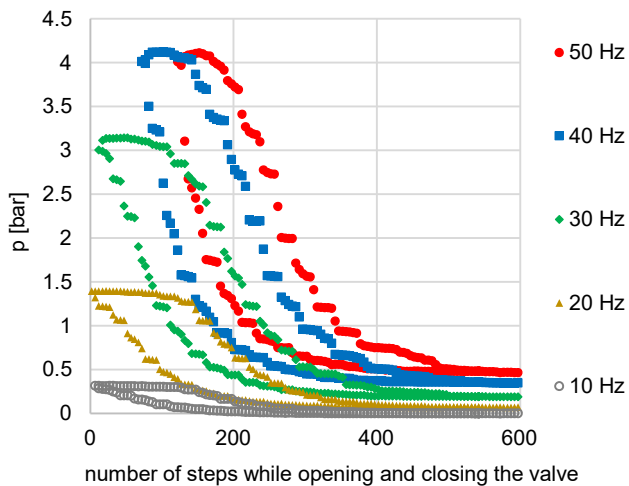


Fig.7. Dependence of pressure and the position of the throttle valve at a constant frequency of the variable speed drive. The valve was firstly closed and then opened.

From the Fig. 7, it can be seen that the characteristics are highly nonlinear with an expressed hysteresis. The existence of hysteresis is the result of the elastic coupling between the step motor and the throttle valve. The elastic coupling creates an idle range of the valve during the change of direction of the turning of the valve.

The problem of hysteresis is overcome by translating the curve of opening of the valve by 104 steps [4]. By translating the curve, both opening and closing curves match.

Opening and closing curves are shown in Fig. 8.

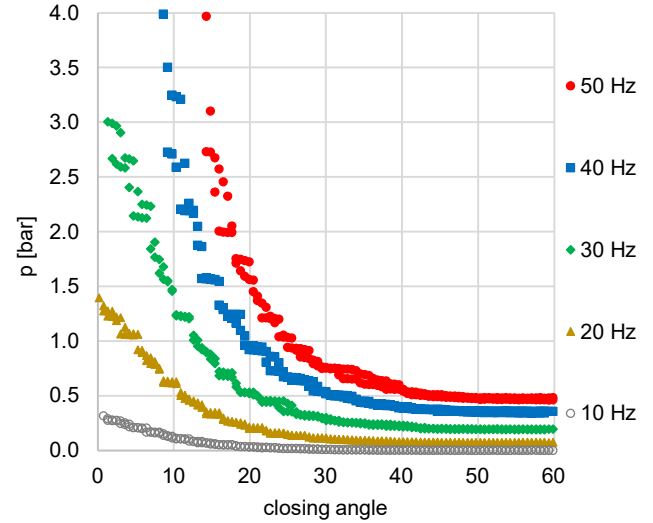


Fig. 8. Dependence of pressure and angle position of the throttle valve at the constant frequency of the variable speed drive, obtained by translating the closing curves by  $11.7^\circ$ .

As in the previous case of deriving the analytical equations from a large set of data, a new set of values was obtained. The new set of values is shown in Fig. 9.

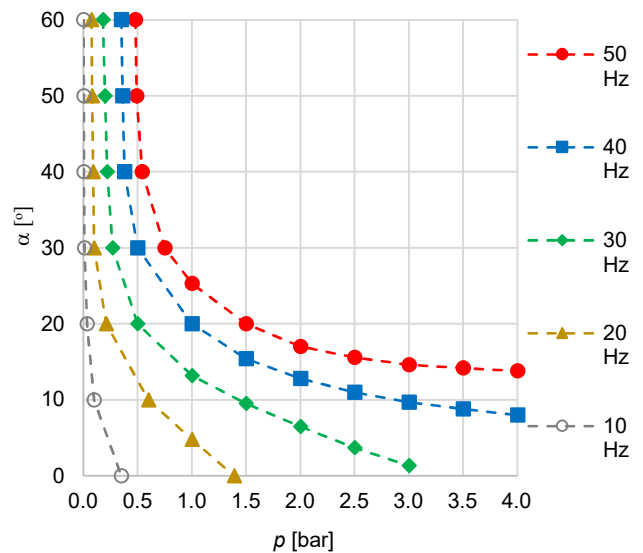


Fig. 9. Dependence of angle position of the throttle valve and pressure, at the constant frequency of the variable speed drive.

A rational interpolation function, with coefficients  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$  and  $j_1$ , is chosen because it provides satisfactory results with minimal number of coefficients.

$$\alpha = (t_1p^2 + t_2p + t_3) / (p + j_1) \quad (5)$$



The calculated coefficients are shown in Table III.

TABLE III  
COEFFICIENTS  $t_1, t_2, t_3$  AND  $j_1$  FOR THE DESIRED FREQUENCY

$f$	$t_1$	$t_2$	$t_3$	$j_1$
10	-38.71	12.62	0.3134	0.004
20	-12.24	17.1	-0.2466	-0.059
30	-6	18	-1	-0.15
40	-2.729	18.46	-2	-0.27
50	-1.568	18.92	-2.715	-0.3738

In the Fig. 10 dependence of coefficients  $t_1, t_2, t_3$  and  $j_1$  is shown.

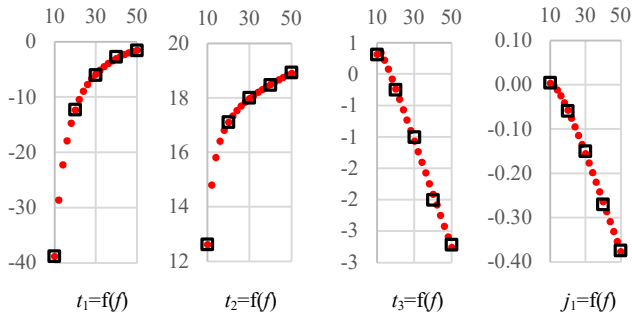


Fig. 10 Coefficients  $t_1, t_2, t_3$  and  $j_1$  for the frequencies 10-50 Hz (black squares) and values obtained by using the interpolation function (red dots).

A rational interpolation function is determined for the calculated values, the coefficients of the interpolation function are  $rr_{i1}, rr_{i2}, rr_{i3}$  and  $ss_i$ , where the index  $i$  represents the index of the coefficient  $t_i$ .

$$t_1 = \frac{rr_{11}^2 f + rr_{12} f + rr_{13}}{f + ss_1} \quad (6)$$

$$t_2 = \frac{rr_{21}^2 f + rr_{22} f + rr_{23}}{f + ss_2} \quad (7)$$

$$t_3 = \frac{rr_{31}^2 f + rr_{32} f + rr_{33}}{f + ss_3} \quad (8)$$

$$j_1 = \frac{rr_{41}^2 f + rr_{42} f + rr_{43}}{f + ss_4} \quad (9)$$

The calculated coefficients are shown in Table IV.

TABLE IV  
COEFFICIENTS FOR CALCULATING THE RATIONAL FUNCTIONS  
 $t_1, t_2, t_3, j_1 = F(f)$

$i$	$rr_{i1}$	$rr_{i2}$	$rr_{i3}$	$ss_i$
1	-0.025	6.313	-322	-3.238
2	0.0287	17.69	-139	-6.777
3	-0.085	2.238	-13.4	-8.521
4	-0.012	0.231	-1.07	1.367

The accuracy of the analytical interpolation functions was tested by calculating the values of the coefficients  $t_i$  and  $j_i$  ( $i=1-3$ ) for 5 times more datapoints (marked by red dots) and comparing them in Fig. 10.

In the end, after deriving the interpolation functions, it is possible to write a program that will, for the two input parameters (desired pressure and flow), give the needed frequency of the variable speed drive and the **opening** angle position of the throttle valve.

$$f, \alpha_{\text{close}} = f(p, Q) \quad (10)$$

$$\alpha_{\text{open}} = \alpha_{\text{close}} + 11.7^\circ \quad (11)$$

The calculated values are shown on the characteristic  $p=f(Q)$ , in Fig. 11.

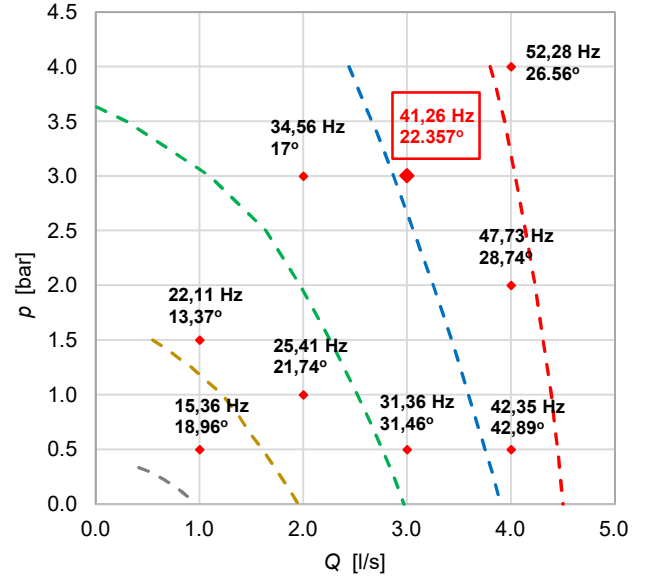


Fig. 11. An example of the calculated values of frequency and the **opening** angle position of the throttle valve, for the desired pressure and flow.

### III. LABORATORY EXERCISE PROCEDURE

The procedure for the laboratory exercise “Open loop pump system control based on the desired pressure and flow”:

1. The throttle valve is led into the totally closed position using the induction sensor as the reference;
2. Desired values of pressure and flow are inputted into the LabVIEW program. The program calculates the needed values of frequency and the **closing** angle position of the throttle valve  $\alpha_{\text{close}}$ ;
3. The throttle valve is opened with an angle position  $\alpha_{\text{open}} = \alpha_{\text{close}} + 11.7^\circ$ , because the analytical equations were derived from the closing curve of the throttle valve;
4. The pump system is started with the calculated frequency of the variable speed drive.

The frequency is controlled using a voltage signal 0-10 V, and the angle position of the throttle valve is rescaled, with a coefficient  $k$ , into the number of steps of the step motor. The step motor has 200 steps per rotation and a resolution of 16 micro steps, so the coefficient is obtained as:

$$k = \frac{16 \cdot 200}{360} = 8.89 \text{ steps}/^\circ. \quad (12)$$

The screenshot of the LabVIEW program, during the laboratory exercise, is given in Fig. 12. Five different value pairs of pressure (in bar) and flow (in l/s) are inputted during the laboratory exercise. The values are:

$$(Q, p) = (1,1), (2,1), (1,4), (2,2), (3,3). \quad (13)$$

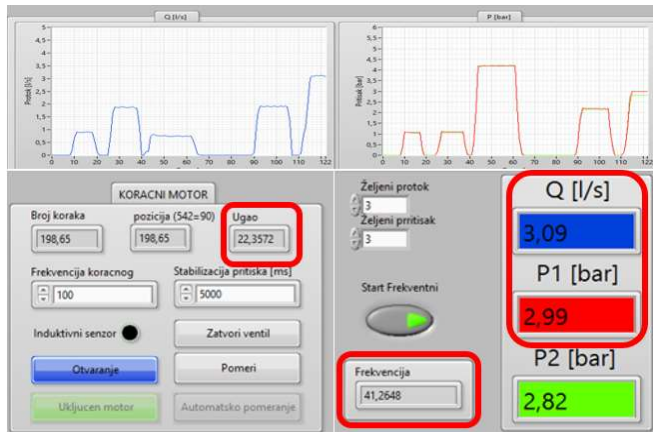


Fig. 12. Screenshot of the LabVIEW program for the input parameters  $Q=3$  l/s and  $p=3$  bar.

For the desired input parameters of  $Q=3$  l/s and  $p=3$  bar, the calculated value of frequency of the variable speed drive is  $f=41.26$  Hz, while the angle position of the throttle valve is  $\alpha_{close}=22.357^\circ$ . With the calculated control signals, the achieved values of flow and pressure are  $Q=3.09$  l/s and  $p=2.99$  bar. The position of this operating point is shown on the characteristic  $p=f(Q)$ , in Fig. 11.

The screenshot is given for the value pair of pressure and flow of 3 l/s and 3 bar. The error of the achieved pressure is 0.3% while the error of the achieved flow is 3%. Considering the accuracy of individual measuring instruments, the accuracy of the interpolation functions, throttle valve characteristic and the characteristics of the entire system, it can be concluded that the achieved accuracy is satisfactory.

#### IV. CONCLUSION

In this paper, a procedure for achieving the desired work regime (pressure and flow) of the pump system, in an open loop, is described. The pressure work range is 0.5-4 bar, while the flow work range is 0-4.5 l/s. For the purpose of achieving different work regimes, a throttle valve is used to simulate different loads on the system. Pump characteristic was changed by changing the frequency of the variable speed drive.

#### ACKNOWLEDGMENT

This study was supported by the Ministry of Education, Science and Technological Development of the Republic of Serbia, and these results are parts of the Grant No. 451-03-68/2020-14/200132 with University of Kragujevac - Faculty of Technical Sciences Čačak.

#### REFERENCES

- [1] V. Vujičić, M. Šučurović, M. Božić, M. Rosić, M. Bječić, "Образовна лабораторијска поставка пумпног система са могућношћу регулације притиска и протока", Зборник радова 63. Конференције за електронику, телекомуникације, рачунарство, аутоматiku и нуклеарну технику - ЕТРАН 2019, стр. 321-325, ISBN 978-86-7466-785-9, Сребрно Језеро, Србија, 3-6 Јун,
- [2] M. Božić, M. Šučurović, M. Rosić, V. Vujičić, M. Bječić, "Laboratory setup for measurements basic pump system characteristic", Proceedings of International scientific conference - UNITECH 2018, Vol. III, pp. 154-158, ISSN: 1313-230X, Gabrovo, Bulgaria, 16-17. Nov. 2018
- [3] M. Šučurović, V. Vujičić, M. Bječić, M. Rosić, M. Bječić "Power and Efficiency Determination of Pat System Using Laboratory Setup", Proceedings of International scientific conference - UNITECH 2019, Vol. III, pp. 193-198, ISSN: 1313-230X, Gabrovo, Bulgaria, 15-16. Nov. 2019.
- [4] V. Vujičić, M. Šučurović, M. Bječić, M. Rosić, M. Bječić, "Experimental Determination of the Stepper Motor controlled Butterfly Valve Characteristics", Proceedings of International scientific conference - UNITECH 2019, Vol. I, pp. 35-39, ISSN: 1313-230X, Gabrovo, Bulgaria, 15-16. Nov. 2019.

# Podrška nastavi Električnih mašina korišćenjem interaktivne mrežne aplikacije GEOGEBRA

Miroslav Bjekić

**Apstrakt**— Na Fakultetu tehničkih nauka u Čačku se više od 25 godina razvijaju i u nastavi koriste obrazovni računarski softveri iz oblasti Električnih mašina [1]. U poslednjih godinu dana razvijeni su novi programi kreirani u programskom paketu GEOGEBRA. U ovom radu biće dat kratak prikaz svih tih, do sada kreiranih, programa sa osnovnim informacijama o nameni, načinu korišćenja i očekivanim nastavnim efektima za studente.

**Ključne reči**— Električne mašine; nastava, GEOGEBRA.

## I. UVOD

Program GEOGEBRA [2] je postao jedan od najkorišćenijih programskih paketa iz oblasti geometrije. Besplatan je i na jednom mestu objedinjuje geometriju, algebru, proračunske tabele, statističke alate, matematičke proračune...

Najviše se koristi u oblasti matematike, ali je vrlo primenljiv i u ostalim naučnim oblastima.

Iz oblasti Električnih mašina postoji više desetina programa kreiranih od više autora. Svi ti programi, njih oko 150, objedinjeni na jednom mestu, mogu se pronaći na linku [3]. Uviđajući velike mogućnosti ovog programskog paketa, na FTN u Čačku se u poslednjih godinu dana osmišljavaju, razvijaju i u nastavi koriste novi programi iz sledećih predmeta: Električne mašine 1, 2, 3 i 4 i Elektromotorni pogoni na OAS ERI modulu Industrijska elektroenergetika. Svi programi su sa tekstom na engleskom jeziku, sa idejom da budu korisni što širem krugu korisnika.

## II. PODOBLASTI IZ ELEKTRIČNIH MAŠINA

Programi opisani u ovom radu pripadaju sledećim podoblastima iz Električnih mašina: 1. Osnovni pojmovi; 2. Transformatori; 3. Mašine jednosmerne struje; 4. Asinhrona mašine; 5. Sinhrona mašine; 6. Specijalne mašine.

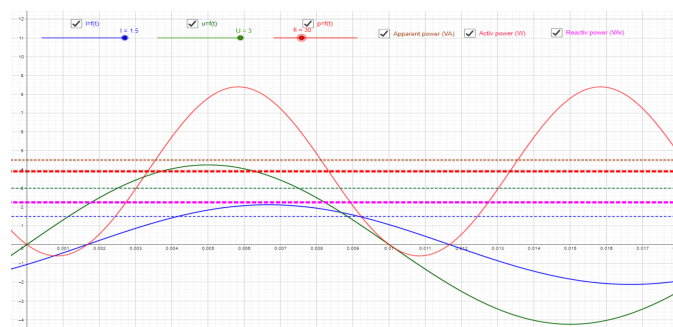
Za svaki program je dat ekranski zapis sa najkraćim opisom načina korišćenja. Nazivi programa su dati u nazivima slika. Svi programi imaju mogućnost menjanja ulaznih parametara i automatskog kreiranja grafika – najčešće konstrukcija karakteristika motora i generatora.

## III. OSNOVNI POJMOVI

U ovoj podoblasti je, za sada, kreiran jedan program sa idejom da se studentima približe pojmovi aktivne, reaktivne i prividne snage (Sl. 1). Uporedo sa prikazanim trenutnim vrednostima prostoperiodičnih veličina napona  $u(t)$  i struje  $i(t)$

Miroslav Bjekić– Fakultet tehničkih nauka, Univerzitet u Kragujevcu, Svetog Save 65, 32000 Čačak, Srbija (e-mail: mbjekic@gmail.com).

grafik na Sl. 1. prikazuje i njihove odgovarajuće efektivne vrednosti. Mogu se menjati relativne vrednosti amplitude prostoperiodičnog napona i ugla između njih  $\varphi$ . U zavisnosti od tih parametara, prikazane su odgovarajuće vrednosti aktivne  $P$ , reaktivne  $Q$  i prividne snage  $S$ . Takođe, moguće je po želji prikazivati i skrivati svaki od 6 grafika.

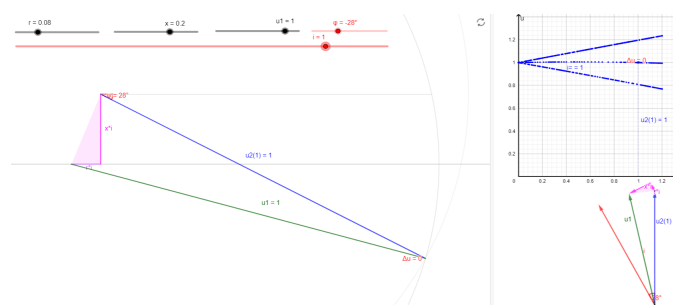


Sl. 1. Trenutne i efektivne vrednosti napona  $u(t)$ ,  $U$ , struje  $i(t)$ ,  $I$ , aktivne, reaktivne i prividne snage  $P$ ,  $Q$  i  $S$  [4].

## IV. TRANSFORMATORI

U programu *Određivanje promene napona primenom Kapoovog trougla* (Sl. 2) je moguće uporedo pratiti: Fazorski dijagram opterećenog transformatora; Modifikovani fazorski dijagram koji je očigledniji za određivanje promene napona transformatora, i Spoljnu karakteristiku transformatora izvedenu za različite vrednosti struje opterećenja.

Moguće je menjati relativnu vrednost priključnog napona, fazni stav, otpornost i reaktansu i pratiti šta se dešava pri različitim tipovima opterećenja. Dobijaju se različite karakteristike na kojima a) dolazi do pada napona pri induktivnom opterećenju, b) može se odrediti vrednost kapacitivnog opterećenja kada nema pada napona i c) kada dolazi do povećanja napona usled velikog kapacitivnog opterećenja. Ta tri karakteristična slučaja su i prikazana na grafiku  $u=f(i)$ . Ovaj program studentima pomaže da lakše razumeju grafički postupak određivanja promene napona na krajevima transformatora.



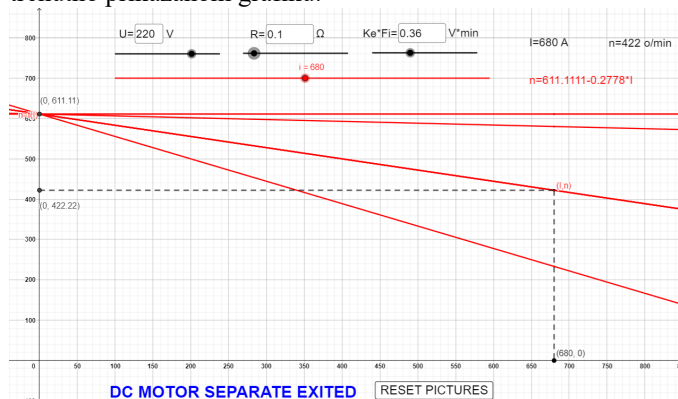
Sl. 2. Određivanje promene napona primenom Kapoovog trougla [5].

## V. MAŠINE JEDNOSMERNE STRUJE

Kreirani su programi za konstrukciju karakteristika i motora i generatora.

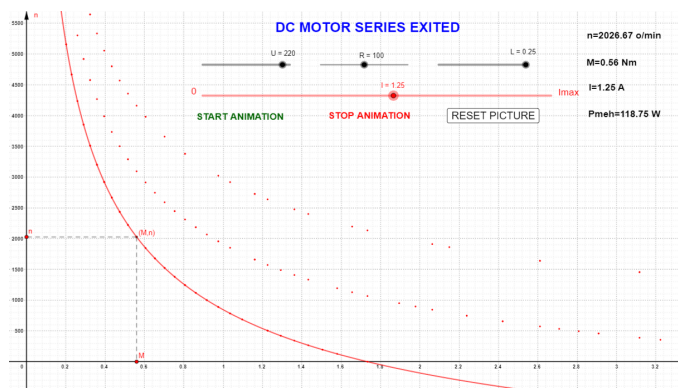
Za motor je najbitnija mehanička karakteristika. Dati su programi za crtanje karakteristika motora sa nezavisnom, tj. paralelnom pobudom (Sl. 3) i karakteristika motora sa rednom pobudom (Sl. 4)

U oba program se mogu generisati različite mehaničke karakteristike dobijene promenom priključnog napona, dodavanjem otpora u kolo indukta i slabljenjem polja. Programi su korisni prilikom analize načina prilagođenja karakteristika motora JS opterećenju na 3 navedena poznata načina. Napisana je i analitička funkcija  $n=f(I)$  koja odgovara trenutno prikazanom grafiku.



Sl. 3. Mehanička karakteristika motora jednosmerne struje sa nezavisnom (paralelnom) pobudom [6].

Na Sl. 3 i Sl. 4 prikazane su 3 karakteristike dobijene dodavanjem različitih vrednosti otpornosti u kolo indukta motora JS sa nezavisnom i rednom pobudom.



Sl. 4. Mehanička karakteristika motora jednosmerne struje sa rednom pobudom [7].

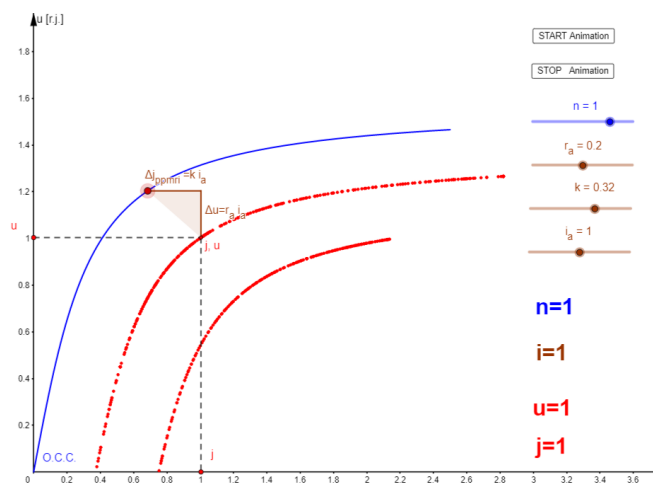
Programi se mogu koristiti za nastavu iz predmeta Elektromotorni pogoni.

Drugi set programa se odnosi na karakteristike generatora jednosmerne stuje i to:

- K-ka generatora sa nezavisnom pobudom: k-ka opterećenja (Sl. 5), spoljna k-ka (Sl. 6), k-ka regulacije (Sl. 7) i k-ka kratkog spoja (Sl. 8),
- spoljna k-ka generatora sa paralelnom pobudom (Sl. 9),
- spoljna k-ka generatora sa rednom pobudom (Sl. 10),
- spoljna k-ka generatora sa složenom pobudom (Sl. 11).

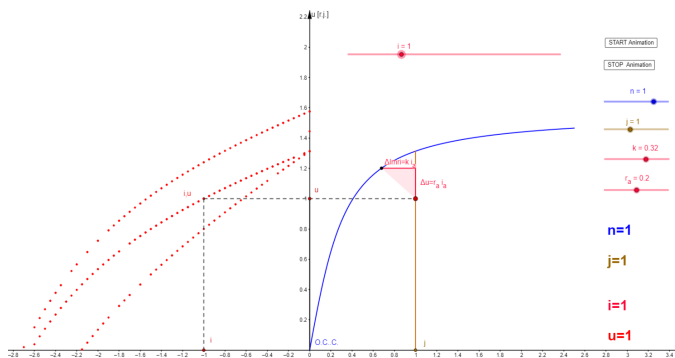
Posebnost ovih karakteristika je u tome što nisu korišćene matematičke relacije koje se predstavljaju grafički već je korišćeno grafičko izvođenje opisanih karakteristika. Inače, ove karakteristike se dobijaju merenjem u laboratoriji, ali je vrlo bitno da studenti unapred znaju kakav oblik treba da očekuju i razloge zbog čega grafici imaju baš takav oblik, tj. od kojih parametara i kako zavise. Pre programa GEOGEBRA u nastavi su korišćene animacije u obliku swf fajlova, kojima je ovaj postupak objašnjavan studentima [8]. Prelazak na program GEOGEBRA predstavlja nov kvalitet prilikom predavanja ove nastavne jedinice. Izvedene karakteristike predstavljaju odličan osnov za razumevanje karakteristika sinhronih generatora, koji se daleko više sreću u praksi elektroinženjera od generatora jednosmerne struje. Svi grafici su dati u relativnim jedinicama.

Na karakteristici opterećenja (Sl. 5) je moguće da se menja neki od 4 parametra: brzina obrtanja generatora  $n$ , otpornost kola indukta  $r_a$ , koeficijent magnetne reakcije indukta  $K$  i struja indukta  $i_a$ . Pomeranjem tačke na karakteristici praznog hoda dobija se „trag“ koji crta karakteristiku opterećenja. Postoji mogućnost uključanja animacije kojom se ova karakteristika automatski generiše. Na Sl. 5. su prikazane dve karakteristike dobijene za nazivne podatke i pri opterećenju koje je duplo veće od nazivnog opterećenja.



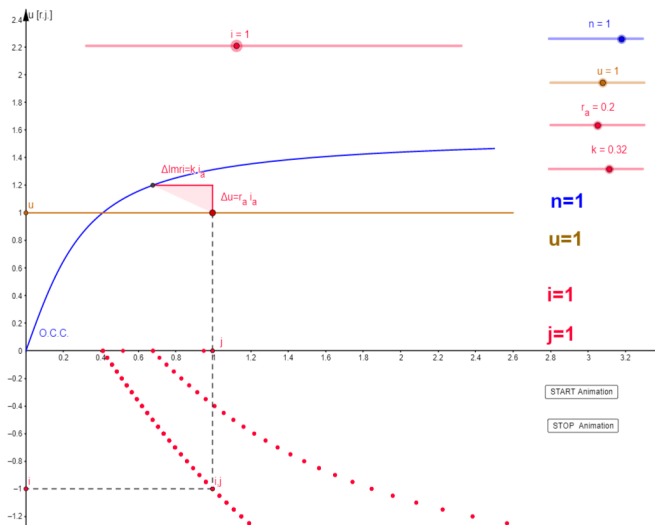
Sl. 5. Karakteristika opterećenja generatora jednosmerne struje sa nezavisnom pobudom [9].

Jedna od bitnih karakteristika generatora JS je spoljna k-ka koja pokazuje kako se menja napon  $u$  na krajevima generatora u zavisnosti od opterećenja  $i$ , pri čemu se brzina obrtanja  $n$  i pobudna struja  $j$  ne menjaju. Na Sl. 6. se može razumeti postupak grafičkog izvođenja pri čemu se karakterističan trougao (čije stranice su srazmerne sa opterećenjem) crta na grafiku tako što jedno teme „klizi“ po karakteristici praznog hoda, a drugo se nalazi na vertikali koju je definisala zadata konstantna vrednost pobudne struje i određuje vrednost napona na krajevima generatora. Moguće je koristiti animaciju ili ručno pomerati klizač i dobijati vrednosti na spoljnoj karakteristici (na grafiku nacrtane crvene tačke). Na grafiku su prikazane 3 karakteristike: za nazivne vrednosti podataka, pri brzini koja je 20% veća od nazivne i karakteristiku kada je u kolo indukta dodata vrednost  $r_{dod}=r_a$ .



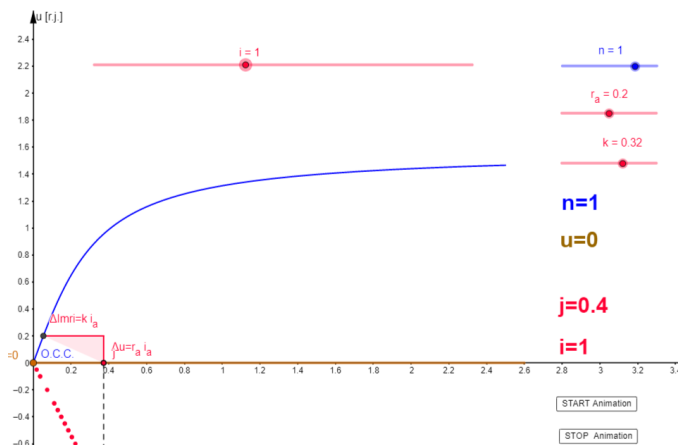
Sl. 6. Spoljna karakteristika generatora jednosmjerne struje sa nezavisnom pobudom [10].

Karakteristika regulacije se lako može grafičkim putem izvesti pomeranjem karakterističnog trougla po horizontalnoj pravoj konstantnog napona (Sl. 7). Treba konstruisati više sličnih karakterističnih trouglova čije se jedno teme kreće po krivoj praznog hoda a drugo teme po pravoj konstantne vrednosti napona. Na osnovu veličite trougla, čije stranice linearno zavise od opterećenja se preračunava nepoznata vrednost studje opterećenja. Na Sl. 7. su prikazane izvedene dve karakteristike: jedna za nazivne vrednosti podataka i druga ako je napon 20 % veći od nazivnog. Može se primetiti da je u drugom slučaju znatno veće povećanje pobudne struje pri povećanju opterećenja, pošto je pri povećanom naponu generator ušao u područje većeg zasićenja.



Sl. 7. Karakteristika regulacije generatora jednosmjerne struje sa nezavisnom pobudom [11].

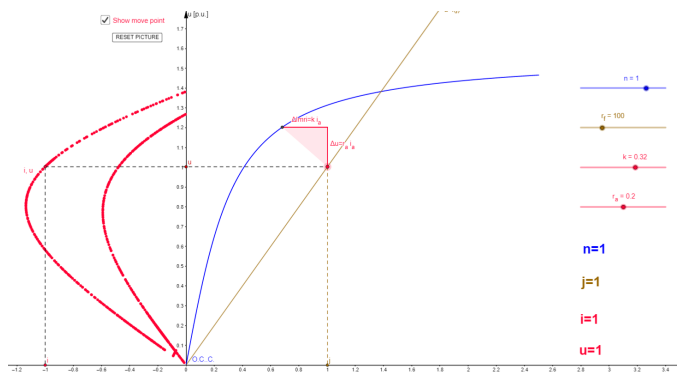
Izvedena karakteristika kratkog spoja je prikazana na Sl. 8. Ova karakteristika je mogla da se dobije korišćenjem prethodnog programa postavljajući vrednost konstantnog napona na nultu vrednost. Ipak, zbog važnosti ove karakteristike, kreiran je poseban program. Korišćenjem programa se može razumeti da se mašina nalazi u nezasićenom stanju i razlog dobijanja pravolinijske karakteristike.



Sl. 8. Karakteristika kratkog spoja generatora jednosmjerne struje sa nezavisnom pobudom [12].

Za ostale tipove mašina (paralelna, redna i složena pobuda) kreirani su samo programi kojima se grafički konstruišu spoljne karakteristike.

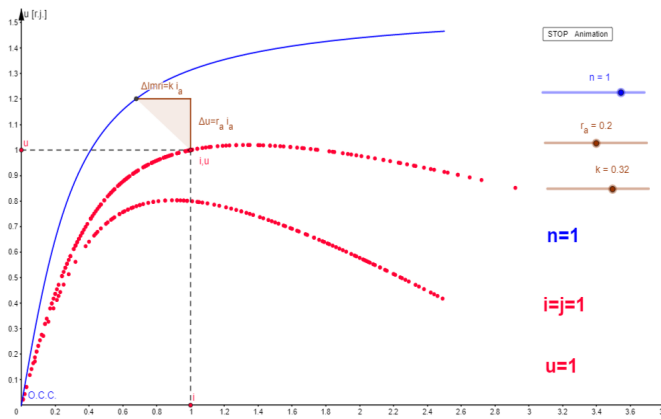
Kod generatora sa paralelnom pobudom je moguće menjati nagib prave  $u=f(j)$  menjanjem vrednosti dodate otpornosti u kolu pobude. Na Sl. 9. su prikazane dve karakteristike: za vrednost ukupne otpornosti u kolu pobude 100 i 150 r.j.. Studentima program može biti od koristi da bi menjanjem otpornosti kola pobude i brzine obrtanja generatora uočile kritične vrednosti (maksimalne vrednosti  $R_f$  i minimalne vrednosti  $n_{min}$ ) pri kojoj se generator može pobuditi.



Sl. 9. Spoljna karakteristika generatora jednosmjerne struje sa paralelnom pobudom [13].

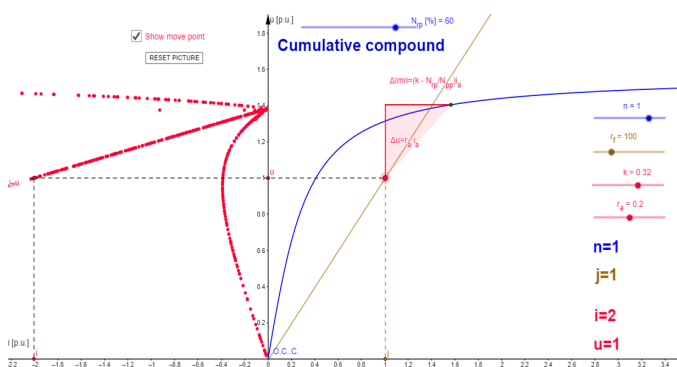
Spoljna karakteristika generatora JS sa rednom pobudom je prikazana na Sl. 10. Pošto je struja opterećenja ujedno i struja pobude, studenti mogu da na osnovu ovog programa zaključe zbog čega je ovaj tip mašine nepovoljan za generatorski rad: pošto se napon na krajevima generatora jako menja u zavisnosti od opterećenja - pri što većim opterećenjima dolazi do većeg pada napona. Na grafiku su prikazane dve izvedene karakteristike: dobijene pri nazivnim vrednostima parametara i sa dodatom otpornosti u kolu indukta  $r_{dod} = r_a$ .





Sl. 10. Spoljna karakteristika generatora jednosmerne struje sa rednom pobudom [14].

Za generator JS sa složenom pobudom su mogući režimi diferencijalne i aditivne pobude (koja može biti podpobuđena, tačno pobuđena i nadpobuđena). Svi ovi režimi su objedinjeni u jedan program prikazan na Sl. 11. Pomeranjem klizača levo i desno od nultog položaja dobijaju se karakteristike diferencijalne (klizač na levo) i aditivne (klizač na desno) pobude. Različitim bojama klizača i oznakama su definisani opisani režimi. Na Sl. 11 su prikazani neki od navedenih slučajeva.

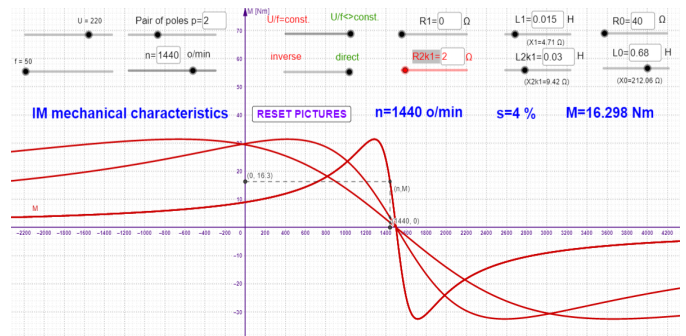


Sl. 11. Spoljna karakteristika generatora jednosmerne struje sa složenom (aditivnom i diferencijalnom) pobudom [15].

## VI. ASINHRONE MAŠINE

Za asinhronu mašinu je u GEOGEBRI kreiran samo jedan program, kojim se za različite vrednosti parametara ekvivalentne šeme, efektivne vrednosti i frekvencije ulaznog napona, broja polova i redosleda pobuđivanja faza dobija odgovarajuća mehanička karakteristika. Moguće je menjati vrednost priključnog napona zadržavajući odnos  $u/f = \text{const}$ .

Studentima ovaj program može pomoći iz predmeta Električne mašine 2 (oblast Asinhronu mašine) i Elektromotorni pogoni analiziranjem familija karakteristika dobijenih prilikom promene nekog od parametara: efektivne vrednosti napona  $U$ , frekvencije mreže  $f$ , promenom vrednosti  $R_{2k1}$ . Ovaj poslednji slučaj je i prikazan na Sl. 12.

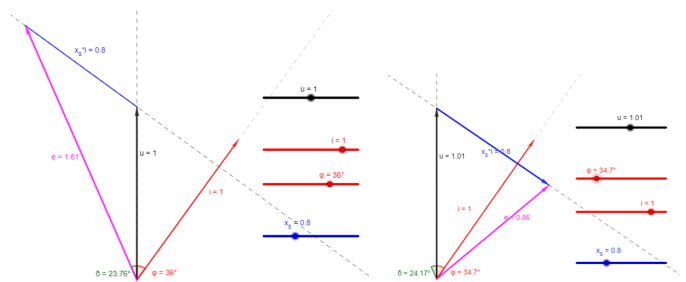


Sl. 12. Mehanička karakteristika asinhronog motora [16].

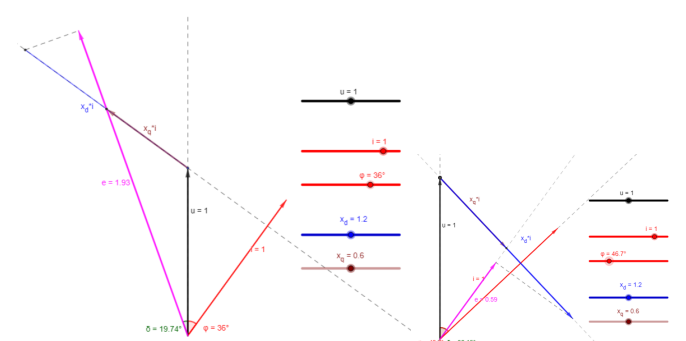
## VII. SINHRONE MAŠINE

U oblasti Synchronih mašina je napisano najviše programa. Mnogi od njih su napisani u periodu mart-jun 2020 kada je izvođena online nastava, sa željom da budu studentima od koristi prilikom vanrednih uslova rada i predavanja koja su u tom periodu izvođena.

Na Sl. 13 i Sl. 14 su prikazani vektorski dijagrami sinhronog generatora i motora za oba oblika rotora. Moguće je menjati relativne vrednosti priključnog napona  $u$ , ugla  $\varphi$ , struje opterećenja  $i$  i relativnih vrednosti sinhronih reaktansi  $x_s$ ,  $x_d$  i  $x_q$ . Studentima je program koristan jer mogu uočiti kako izgledaju i po čemu se razlikuju fazorski dijagrami različitih tipova sinhronih mašina a pri različitim promenama svih navedenih veličina.



Sl. 13. Vektorski dijagrami sinhronog generatora i motora sa cilindričnim rotorom [17], [18].



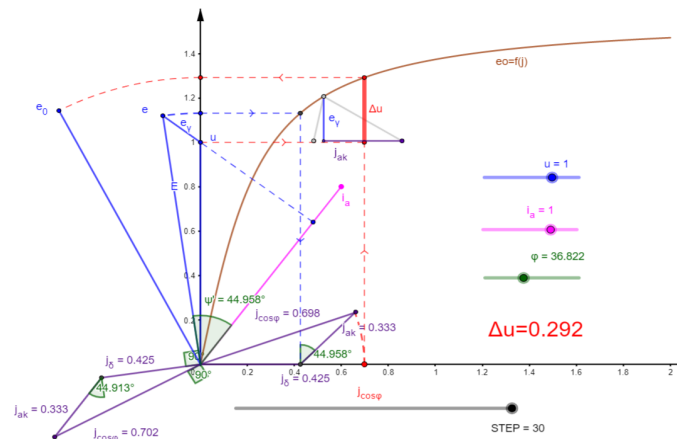
Sl. 14. Vektorski dijagrami sinhronog generatora i motora sa rotomom sa istaknutim polovima [19], [20].

Sledeća 3 programa pripadaju grupi koja se bavi određivanjem promene napona sinhronog generatora korišćenjem 3 metode: konstrukcijom Potjeovog, Švedskog i Američkog dijagrama.

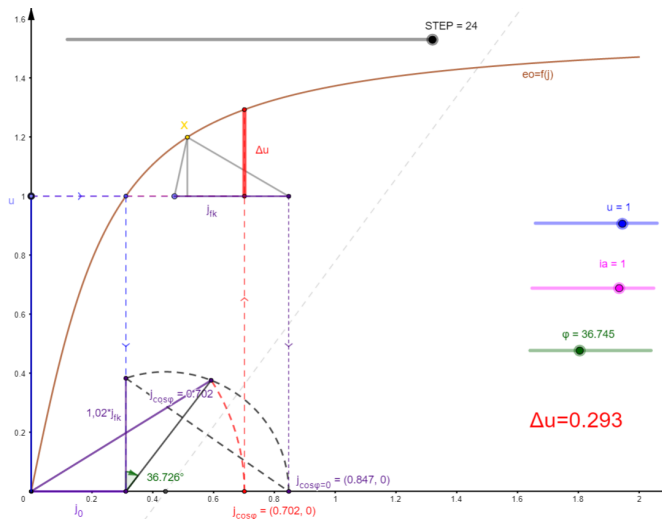
Sva 3 dijagrama su konstruisana po standardnim definisanim pravilima.



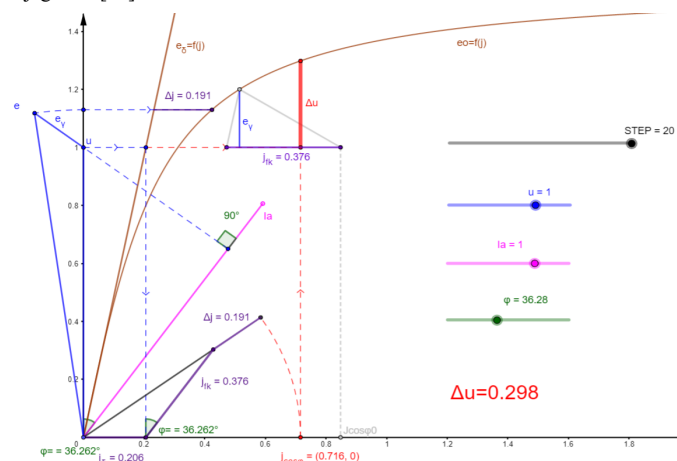
Moguća su međusobna poređenja dobijenih padova napona. Dijagrami su tako konstruisani da je moguće pratiti korak po korak njihovo grafičko izvođenje. Mogu biti korisni prilikom objašnjavanja međusobnih zavisnosti različitih parametara.



Sl. 15. Određivanje pada napona sinhronog generatora korišćenjem Potjevovog dijagrama [21].



Sl. 16. Određivanje pada napona sinhronog generatora korišćenjem Švedskog dijagrama [22].

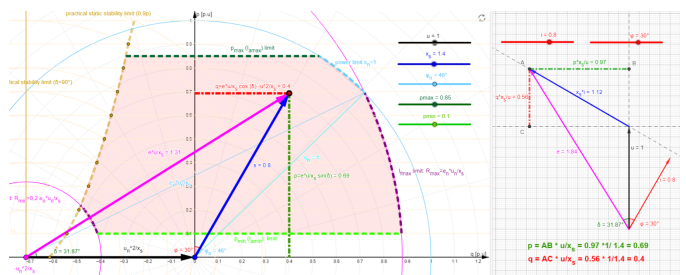


Sl. 17. Određivanje pada napona sinhronog generatora korišćenjem Američkog dijagrama [23].

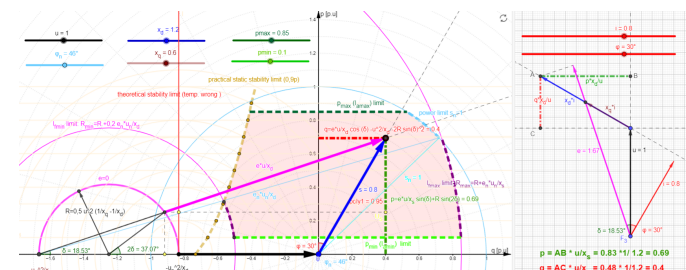
Radi boljeg razumevanja pogonske karte sinhronog generatora napisana su dva programa: za sinhroni turbogenerator (Sl. 18) i sinhroni hidrogenerator (Sl. 19).

U oba programa su zadavanjem sledećih relativnih vrednosti: snaga  $p_{min}$ ,  $p_{mah}$ , napona  $u$ , ugla  $\varphi_n$ , sinhronne reaktanse  $x_s$  (za TG) i  $x_d$  i  $x_q$  (za HG) određuju granice u kojima se generator može naći.

Na osnovu željene struje opterećenja i ugla  $\varphi$  konstruiše se fazorki dijagram napona a pomoću njega i fazorski dijagram snaga (sa izvedenim vrednostima aktivne i reaktivne snage) koji određuje radnu tačku. Ona mora da se nalazi u granicama definisanom području. Na pogonskoj karti su dati i poznati analitički izrazi za računanje aktivne i reaktivne snage koji se lako mogu izvesti grafičkim putem na osnovu same pogonske karte. Ukoliko se radna tačka nađe izvan definisanih granica biće prikazano upozorenje o tom nedozvoljenom radnom režimu. Program je namenjen studentima da bolje razumeju postupak konstruisanja pogonske karte i značenje svih njenih elemenata.

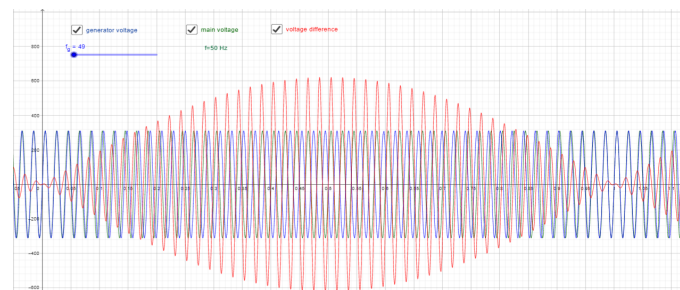


Sl. 18. Pogonska karta sinhronog turbogeneratora [24].



Sy Sl. 19. Pogonska karta sinhronog hidrogeneratora [25].

U laboratoriji za električne mašine, pogone i automatiku [26] se izvodi vežba sinhronizacija sinhronog generatora na mrežu [27]. Da bi studenti razumeli oblik napona koji se javlja na sinhronizacionim sijalicama, kreiran je program (Sl. 20) koji prikazuje vrednost napona na sijalicama koje su sa jedne strane priključene na mrežu konstantne frekvencije 50 Hz a sa druge strane na krajeve sinhronog generatora promenljive frekvencije od 49 - 51 Hz. Dobijeni oblik napona odgovara u laboratoriji izmerenim vrednostima.

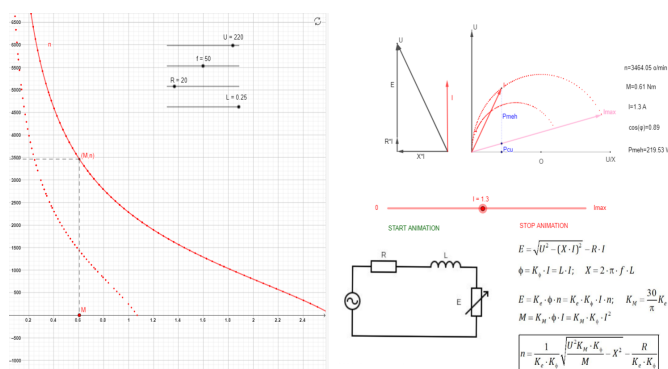


Sl. 20. Napon na sinhronizacionim sijalicama prilikom izvođenja sinhronizacije sinhronog generatora na mrežu [28].

## VIII. SPECIJALNE MAŠINE

Iz oblasti Specijalnih mašina, koje se predaju na predmetu Električne mašine 4 kreiran je program koji određuje mehaničku karakteristiku univerzalnog motora za ulazne zadate vrednosti priključnog napona i frekvencije  $f$ , otpornosti kola indukta  $R$  i ukupne induktivnosti pobudnog navoja  $L$ . Prikazana je ekvivalentna šema i jednačine koje su pri crtanju karakteristike korišćene. Interesantno je analizirati promenu karakteristike kada se menja frekvencija priključnog napona. Ako se frekvencija smanji do nulte vrednosti, dobijaju se karakteristike rednog motora JS: Uporedo su dati i fazorski dijagram i kružni dijagram dobijen prilikom promene stuje opterećenja.

Za svaku konkretnu vrednost ulaznih parametara prikazane su izračunate vrednosti elektromagnetnog momenta i brzine obrtanja motora. Na slici 21. su prikazane dve karakteristike dobijene za napone 120 V i 220 V.



SI. 21. Mehanička karakteristika univerzalnog motora [29].

## IX. ZAKLJUČAK

U radu je opisano 23 programa kreiranih za potrebe izvođenja nastave iz grupe predmeta oblasti Električnih mašina i Elektromotornih pogona na FTN u Čačku.

Pred novu 2020/21 školsku godinu je u toku priprema on-line anketiranja studenata kojim bi se dobile povratne informacije o korisnosti ovih programa – posebno u očekivanim nestandardnim uslovima rada. Njihovi dosadašnji komentari u vezi opisanih programa su vrlo pozitivni.

Takođe, u toku je i aktivnost prilagođenja i integrisanja nekih od opisanih programa u video lekcije koje se pripremaju kao pomoć nastavnicima i đacima u srednjim elektrotehničkim školama iz predmeta Električne mašine za III i IV razred.

Tek po završetku ovih aktivnosti dobiće se objektivna slika da li su ovi programi ispunili želje i očekivanja autora da se njima olakša razumevanje pojedinih nastavnih celina i u kom smeru treba nastaviti započet posao.

## ZAHVALNICA

Istraživanja prezentovana u ovom radu su delimično finansirana sredstvima Ministarstva prsvete, nauke I tehnološkog razvoja RS, ugovor br. 451-03-68/2020-14/200132 čiji je realizator Fakultet tehničkih nauka u Čačku – Univerziteta u Kragujevcu.

## LITERATURA

- [1] <http://www.empa.ftn.kg.ac.rs/reference/obrazovni-softveri.php>
- [2] <https://www.geogebra.org/>
- [3] [www.empa.ftn.kg.ac.rs/razno/GEOGEBRA\\_ELEKTRICNE\\_MASINE.html](http://www.empa.ftn.kg.ac.rs/razno/GEOGEBRA_ELEKTRICNE_MASINE.html)
- [4] Voltage Current Power, <https://www.geogebra.org/m/wkdc6k6vs>
- [5] Transformer Kapp diagram, <https://www.geogebra.org/m/e9ufjbvvs>
- [6] DC motor separate exited, <https://www.geogebra.org/m/m2mwpeja>
- [7] DC motor series exited, <https://www.geogebra.org/m/xyxyypj6>
- [8] <http://www.empa.ftn.kg.ac.rs/dokumenta/lab-vezbe/99/Animacije%20Karakteristike%20generatora%20JS.jpz>
- [9] DC generator separat. exited - Load curve  $u=f(j)$ ,  $i=\text{const.}$ , <https://www.geogebra.org/m/eursnykj>
- [10] DC generator separat. exited - External curve  $u=f(i)$   $j=\text{const.}$ , <https://www.geogebra.org/m/ewbcxkfq>
- [11] DC generator separat. exited - Regul. curve  $j=f(i)$   $u=\text{const.}$ , <https://www.geogebra.org/m/dj5dp6cu>
- [12] DC generator separat. exited - S. C. curve  $i=f(j)$   $u=0$ , <https://www.geogebra.org/m/vrmgmsr7>
- [13] DC generator shunt exited - External curve  $u=f(i)$   $j=\text{const.}$ , <https://www.geogebra.org/m/agdr9vek>
- [14] DC generator series exited - External curve  $u=f(i)$   $j=i$ , <https://www.geogebra.org/m/gf4pdsq8>
- [15] DC generator comp. exited - External curve  $u=f(i)$   $j=\text{const.}$ , <https://www.geogebra.org/m/bdq7tfff>
- [16] IM mechanical characteristic, <https://www.geogebra.org/m/yfhu4ne5>
- [17] Synchronous generator cylindrical rotor - vector diagram <https://www.geogebra.org/m/wkvgda9k>
- [18] Synchronous motor cylindrical rotor - vector diagram <https://www.geogebra.org/m/yrpmvsyvu>
- [19] Synchronous generator salient pole - vector diagram <https://www.geogebra.org/m/qag9azxs>
- [20] Synchronous motor salient pole - vector diagram <https://www.geogebra.org/m/sb2ndpns>
- [21] Synchronous machine - Potier diagram, <https://www.geogebra.org/m/jr6ky3nw>
- [22] Synchronous machine - Swedish diagram, <https://www.geogebra.org/m/fd93jt8w>
- [23] Synchronous machine - American diagram, <https://www.geogebra.org/m/xsmvrgej>
- [24] Synchronous machine - PQ diagram TG, <https://www.geogebra.org/m/x4xcppyf>
- [25] Synchronous machine - PQ diagram HG, <https://www.geogebra.org/m/x9rhmrnf>
- [26] <http://www.empa.ftn.kg.ac.rs>
- [27] Sinhronizacija na mrežu sinhronog generatora, <https://www.youtube.com/watch?v=YIUC8UDVLOA&list=PLsXBNMuIU-4t9C7OOMEDErzBoH1D2Ff4p&index=3>
- [28] Synchronous machine – Synchronization, <https://www.geogebra.org/m/jtyuyyn4>
- [29] Universal motor, <https://www.geogebra.org/m/srue2dsb>.

## ABSTRACT

At the Faculty of Technical Sciences in Čačak, educational computer software in the field of Electrical Machines, has been developed and used in teaching for more than 25 years [1]. In the last year, new programs created in the GEOGEBRA software package have been developed. This paper will present the programs created so far with basic information about the purpose, method of use and expected teaching effects for students.

## Support for teaching Electrical Machines using the interactive network application GEOGEBRA

Miroslav Bjekić

# Primjena haotičnog optimizacionog algoritma u estimacija parametara zamjenske šeme dvokavezne asinhronne mašine

Željko Fuštić, Martin Čalasan, Tatijana Dlačač, Branko Koprivica

**Apstrakt**— U ovom radu je predstavljena upotreba haotičnog optimizacionog algoritma - Chaotic Optimization Algorithm (COA) u estimaciji parametara zamjenske šeme dvokavezne asinhronne mašine. Parametri zamjenske šeme dvokavezne asinhronne mašine su određeni pomoću podataka naznačenih na natpisnoj pločici mašine (polazni moment, nominalni moment, maksimalni moment i nominalna vrijednost faktora snage). Poređenjem rezultata COA sa rezultatima dobijenim primjenom Modified Shuffled Frog - Leaping Algorithm – MSFLA i modifikovanog Njutnovog metoda uključenog u SimPowerSystem Toolbox u MATLAB (Power Asynchronous Machine Params - PAMP) pokazano je da se COA algoritam može veoma efikasno primijeniti u estimaciji parametara zamjenske šeme dvokavezne asinhronne mašine.

**Ključne reči**— asinhronna mašina; dvokavezna zamjenska šema; parametri; haotični optimizacioni algoritam.

## I. UVOD

Asinhronna mašina je najrasprostranjenija obrtna električna mašina naizmjenične struje u električnim pogonima. Pravilno funkcionisanje i poznavanje stanja asinhronne mašine u električnim pogonima bitno je zbog smanjenja gubitaka, odsustva kvarova i monitoringa stanja [1].

Poznato je da se asinhronna mašina može predstaviti preko jednodokavezne zamjenske šeme [2]. Štaviše, jednodokavezna zamjenska šema asinhronna mašina je opisana i u IEEE standardima [3]. Određivanjem parametara zamjenske šeme dobija se slika o ponašanju i radu asinhronne mašine, performansama i njenom opštem stanju [1].

Postupak određivanja parametara asinhronne mašine se može sprovesti primjenom standardnih oglada kratkog spoja i praznog hoda. Međutim, glavni nedostatak primjene ove metode jeste u tome što je potrebno mašinu izvesti iz pogonskog stanja [3].

Osim prethodnih u literaturi su široko prihvaćena i sljedeća dva pristupa. Naime, po prvom pristupu, za estimaciju

parametara asinhronne mašine dovoljno je koristiti podatke sa natpisne pločice ili podatke koje daje proizvođač u svojim kataloškim podacima [4]. Međutim, glavni nedostatak primjene ove metode leži u činjenici da sve mašine nemaju svoje kataloške podatke, što je čest slučaj posebno kod starijih asinhronnih mašina. Prema drugom pristupu, parametri mašine se mogu odrediti korišćenjem izmjerenih podataka iz različitih oglada opterećivanja asinhronne mašine. Ovi metodi su široko prihvaćeni jer se mogu primijeniti na svim asinhronnim mašinama. Takođe, ovi pristupi opisuju stvarno stanje mašine. Međutim, bez obzira da li se za određivanje parametara asinhronne mašine koriste podaci sa natpisne pločice ili kataloški podaci ili se koriste podaci iz različitih oglada na asinhronnoj mašini, potrebno je koristiti i različite analitičke [5-6], numeričke [7-8], ili metaheurističke metode [9-10]. Zbog toga, ovo polje nauke je veoma interesantno za istraživanje, a posebno znajući činjenicu da se ne može tvrditi da postoji neki uneverzalno najbolji, najbrži i najtačniji metod.

U većini radova koji se tiču obe oblasti posmatra se jednodokavezna zamjenska šema asinhronne mašine. Međutim, ova zamjenska šema ne može u potpunosti da opiše čitav opseg klizanja pa se u naučnim publikacijama sve češće koristi dvokavezna zamjenska šema asinhronne mašine [11].

U ovom radu će biti izloženi rezultati estimacije parametara zamjenske šeme dvokavezne asinhronne mašine dobijeni uz pomoć haotičnog optimizacionog algoritma - Chaotic Optimization Algorithm (COA). Ovaj optimizacioni algoritam je našao primjenu u mnogim aplikacijama, kako kao nezavistan algoritam, tako i kao hibridna varijanta [12-13].

Rad je organizovan na sljedeći način. U drugom poglavlju je opisana zamjenska šema dvokavezne asinhronne mašine. Kratak opis haotičnog optimizacionog algoritma je dat u trećem poglavlju. Rezultati estimacije parametara asinhronne mašine su prikazani u četvrtom poglavlju. Na kraju, u petom poglavlju je dat komentar na cjelokupan rad i pravci budućih istraživanja.

## II. ZAMJENSKA ŠEMA DVOKAVEZNE ASINHRONE MAŠINE

Zamjenska šema asinhronne mašine je prikazana na Slici 1. Na ovoj slici  $R_s$  i  $X_{sd}$  predstavljaju parameter statora,  $X_m$  je reaktansa magnećenja, dok su ostali parametri jednog i drugog kaveza mašine (otpornosti  $R_1$  i  $R_2$  i reaktanse  $X_{1d}$  i  $X_{2d}$ ). Klizanje mašine je označeno sa  $s$ .

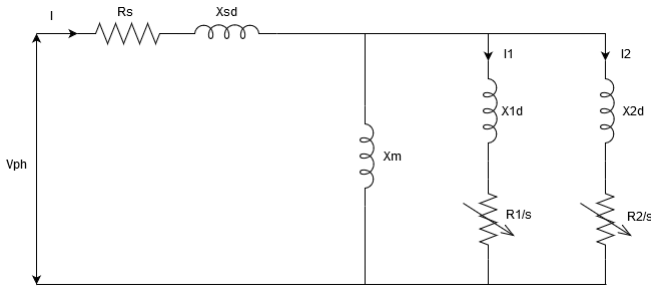
Željko Fuštić, Crnogorski-elektrodistributivni sistem, Podgorica, Crna Gora (e-mail: [zeljkofustic@gmail.com](mailto:zeljkofustic@gmail.com)).

Martin Čalasan – Elektrotehnički fakultet, Univerzitet Crne Gore, Džordža Vašingtona bb, 81000 Podgorica, Crna Gora (e-mail: [martinc@ucg.ac.me](mailto:martinc@ucg.ac.me)).

Tatijana Dlačač – Pomorski fakultet Kotor, Univerzitet Crne Gore, Put I Bokeljske brigade 44, 85330 Kotor, Crna Gora (e-mail: [tanjav@ucg.ac.me](mailto:tanjav@ucg.ac.me)).

Branko Koprivica – Fakultet tehničkih nauka u Čačku, Univerzitet u Kragujevcu, Svetog Save 65, 32102 Čačak, Srbija (e-mail: [branko.koprivica@ftn.kg.ac.rs](mailto:branko.koprivica@ftn.kg.ac.rs)).

U ovom radu, za estimaciju parametara mašine koriste se podaci sa natpisne pločice mašine. Na natpisnoj pločice se nalaze sljedeće informacije: polazni moment, nominalni moment, maksimalni moment i nominalna vrijednost faktora snage.



Sl. 1. Zamjenska šema dvokavezne asinhronne mašine

Kako je cilj našeg rada procjena parametara  $R_s$ ,  $X_{sd}$ ,  $X_m$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $X_{1d}$  i  $X_{2d}$  potrebno je definisati odgovarajuću kriterijumsku funkciju koja minimizuju odstupanja između procijenjenih i fabričkih vrijednosti datih na natpisnoj pločici mašine. U ovom radu koristi se sljedeća kriterijumska funkcija:

$$OF = F_1^2 + F_2^2 + F_3^2 + F_4^2 + F_5^2 + F_6^2, \quad (1)$$

gdje je

$$F_1 = \frac{T_{fl,cal} - T_{fl,m}}{T_{fl,m}}, \quad (2)$$

$$F_2 = \frac{T_{st,cal} - T_{st,m}}{T_{st,m}}, \quad (3)$$

$$F_3 = \frac{T_{max,cal} - T_{max,m}}{T_{max,m}}, \quad (4)$$

$$F_4 = \frac{pf_{fl,cal} - pf_{fl,m}}{pf_{fl,m}}, \quad (5)$$

$$F_5 = \frac{I_{st,cal} - I_{st,m}}{I_{st,m}}, \quad (6)$$

$$F_6 = \frac{I_{fl,cal} - I_{fl,m}}{I_{fl,m}}. \quad (7)$$

U prethodnim jednačinama indeks  $fl$  predstavlja puno opterećenje,  $max$  predstavlja maksimalnu vrijednost,  $st$  predstavlja startnu vrijednost,  $cal$  predstavlja proračunatu tj. estimiranu vrijednost, dok indeks  $m$  predstavlja mjerenu vrijednost. Moment je označen sa velikim slovom  $T$ , faktor snage sa  $pf$ , a struja sa  $I$ .

Za određivanje struje statora i rotora korišćene su sljedeće relacije:

$$\bar{I} = \frac{\bar{V}_{ph}}{R_s + jX_{sd} + \bar{Z}_p}. \quad (8)$$

gdje je  $\bar{V}_{ph}$  fazna vrijednost napona, a

$$\bar{Z}_p = \frac{1}{(1/jX_m) + (1/(R_1/s + jX_{1d})) + (1/(R_2/s + jX_{2d}))}. \quad (9)$$

Polazna vrijednost struje se računa ako se uzme da je  $s=1$ , a pri punom opterećenju  $s=s_n$ .

Moment u zavisnosti od klizanja je dat izrazom:

$$T(s) = \frac{3P}{\omega_s} \left( [I_1(s)]^2 \frac{R_1}{s} + [I_2(s)]^2 \frac{R_2}{s} \right). \quad (10)$$

gdje je

$$I_1(s) = \frac{Z_p I(s)}{\frac{R_1}{s} + jX_{1d}}, \quad (11)$$

i

$$I_2(s) = \frac{Z_p I(s)}{\frac{R_2}{s} + jX_{2d}}. \quad (12)$$

Vrijednost prevalnog klizanja  $s_m$  se dobija rješavanjem jednačine

$$\frac{dT(s)}{ds} = 0. \quad (13)$$

Vrijednost polaznog momenta se dobija tako što se uzme da je  $s=1$ , prevalnog  $s=s_m$ , a pri punom opterećenju  $s=s_n$ . Faktor snage pri punom opterećenju se računa iz aktivne i reaktivne snage mašine, shodno izrazima za prividnu ( $S_n$ ), aktivnu ( $P_n$ ) i reaktivnu snagu ( $Q_n$ ):

$$\begin{aligned} \bar{S}_{fl} &= 3\bar{V}_{ph} \cdot (\bar{I}(s_{fl}))^* \\ P_{fl} &= \text{real}(\bar{S}_{fl}) \\ Q_{fl} &= \text{imag}(\bar{S}_{fl}) \\ pf_{fl} &= \arctan\left(\frac{Q_{fl}}{P_{fl}}\right) \end{aligned} \quad (14)$$

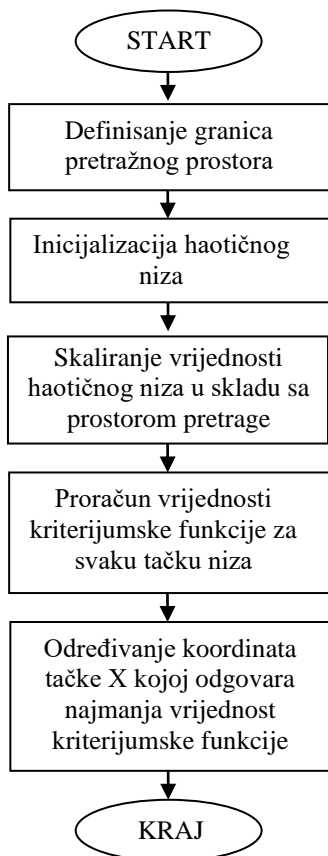
### III. HAOTIČNI OPTIMIZACIONI ALGORITAM

Haotični optimizacioni algoritam se sve češće koristi u rješavanju brojnih optimizacionih problema. Prednosti ovog metoda su jednostavnost, preciznosti i kratko vrijeme izvršenja [12-13]. Algoritam koji se koristi u ovom radu u sebi sadrži Logističku jednačinu preslikavanja [12]:

$$y_{t+1} = r \cdot y_t (1 - y_t). \quad (15)$$

pri čemu je  $r=4$  – vrijednost parametra  $r$  pri kojoj Logističko preslikavanje ispoljava haotično ponašanje.

Kao i drugi optimizacioni algoritmi, COA zahtijeva definisanje granica pretrage (minimalne i maksimalne vrijednosti traženih promjenjivih). Takođe, ovaj algoritam zahtijeva definisanje funkcije cilja, tj. kriterijumske funkcije, koju treba ili minimizovati ili maksimizovati u cilju traženja rješenja. Ovaj proces je prikazan *flow-chart*-om datim na Slici 2.



Sl.2. Flow-chart COA

Sušтина estimacije parametara asinhronne mašine sastoji se u sljedećem. Prvo, definišu se gornje i donje granice svakog od nepoznatih parametara koji se estimiraju (blok - *Definisanje granica pretražnog prostora*). Nakon toga se izvrši inicijalizacija svakog od parametara koristeći haotične nizove (blok - *Inicijalizacija haotičnog niza*). U zavisnosti od granica pretrage izvrši se skaliranje vrijednosti svih haotičnih nizova, koji u sebi nose informaciju o vrijednosti svakog od parametara. Takođe, vodi se računa da svaka vrijednost parametara bude u definisanim granicama (blok - *Skaliranje vrijednosti haotičnog niza u skladu sa prostorom pretrage*). Za sve parametre definisane haotičnim nizovima izvrši se proračun vrijednosti kriterijumske funkcije (blok - *Proračun vrijednosti kriterijumske funkcije za svaku tačku niza*). Nakon što se iskoriste sve kombinacije parametara definisane haotičnim sekvencama i proračunaju vrijednosti kriterijumske funkcije odaberu se oni parametri kojima odgovara minimalna vrijednost kriterijumske funkcije, tj. minimalna vrijednost odstupanja estimiranih vrijednosti od mjerenih vrijednosti određenih varijabli (blok - *Određivanje koordinata tačke X kojoj odgovara najmanja vrijednost kriterijumske funkcije*).

#### IV. ESTIMACIJA PARAMETARA ZAMJENSKE ŠEME DVOKAVEZNE ASINHRONE MAŠINE

COA je primijenjen na tri asinhronne mašine različitih snaga. Podaci o asinhronim mašinama su dati u Tabeli 1 [11].

TABELA I  
PODACI O KORIŠĆENIM ASINHRONIM MAŠINAMA [11]

Podaci proizvođača	Mašina 1	Mašina 2	Mašina 3
Nominalna snaga - $P_n$	5 HP*	40 HP	148 HP
Nominalni napon - $U_n$	400 V	400 V	400 V
Broj pari polova	2	2	1
Frekvencija - $f$	50 Hz	50 Hz	50 Hz
Polazni moment - $T_{st}$	15 Nm	260 Nm	847 Nm
Nominalni moment - $T_n$	25 Nm	190 Nm	353 Nm
Maksimalni moment - $T_{max}$	42 Nm	370 Nm	1094 Nm
Faktor snage pri punom opterećenju - $pf_n$	0.8	0.8	0.9
Klizanje pri punom opterećenju - $s_n$	0.07	0.09	0.0077

\* 1HP=746W

U Tabelama II, III i IV su prikazane vrijednosti parametara dvokavezne asinhronne mašine dobijenim pomoću COA, kao i vrijednosti parametara dobijeni primjenom Power Asynchronous Machine Params – PAMP i Modified Shuffled Frog - Leaping Algorithm – MSFLA prezentovanim u [11].

Korišćenjem dobijenih parametara zamjenske šeme dvokavezne asinhronne mašine, proračunate su vrijednosti početnog, nominalnog i maksimalnog momenta. Odgovarajuće grafičke zavisnosti date su na Slikama 3, 4 i 5. Vrijednosti odstupanja su računane shodno sljedećoj relaciji:

$$\text{odstupanje} = \frac{\text{estimirana\_vrijednost} - \text{kataloška\_vrijednost}}{\text{kataloška\_vrijednost}} \quad (16)$$

Vrijednosti greške za sve tri analizirane mašine su prikazane u Tabelama V-VII.

TABELA II  
PARAMETRI ZAMJENSKE ŠEME DVOKAVEZNE ASINHRONE MAŠINE OD 5 HP

Parametri [ $\Omega$ ]	PAMP [11]	MSFLA [11]	COA
$R_s$	0.6317	0.6189	0.05336
$X_{sd}$	7.0686	7.0746	10.3937
$X_m$	72.0681	72.0694	60.8983
$R_l$	3.8471	3.8594	2.1293
$R_2$	3.8625	3.8594	9.9512
$X_{ld}$	7.0686	7.0746	0.0808
$X_{2d}$	7.0686	7.0746	0.3604

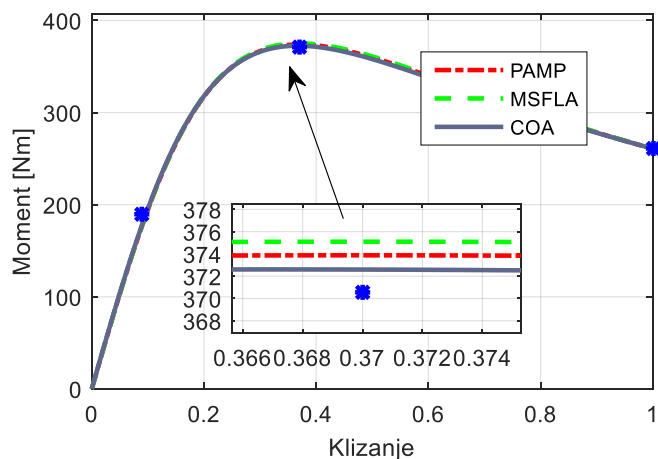
Na osnovu rezultata prikazanih na Slikama 3-5, i vrijednosti greške prikazane u Tabelama V-VII jasno se vidi da se COA može uspješno primijeniti u estimaciji parametara dvokavezne asinhronne mašine. Štaviše, jasno je da je ovaj algoritam daje odlične rezultate u estimaciji parametara mašine. Naime, vrijednosti odstupanja kataloških veličina od korespondentnih veličina proračunatih na osnovu COA parametara su ili jednake ili bolje u odnosu na slučaj kada se koriste parametri proračunati primjenom drugih metoda prezentovanih u literaturi.



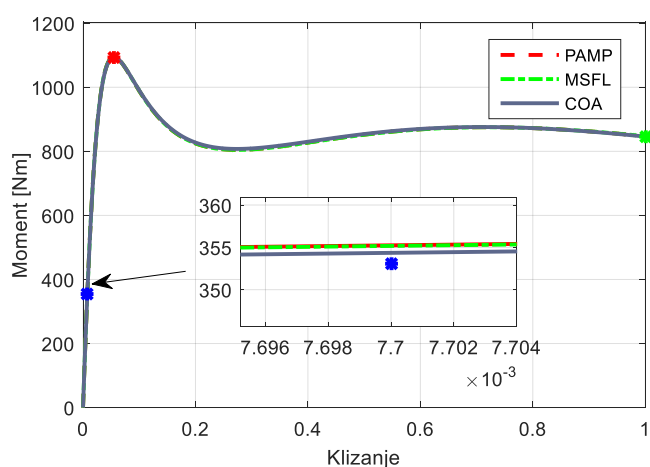
TABELA III

PARAMETRI ZAMIJENSKE ŠEME DVOKAVEZNE ASINHRONE MAŠINE OD 40 HP

Parametri [ $\Omega$ ]	PAMP [11]	MSFLA [11]	COA
$R_s$	0.0003	0.0001	0.0075
$X_{sd}$	0.7226	0.7236	0.6828
$X_m$	14.2314	14.2279	14.6015
$R_l$	0.8748	0.8766	0.7052
$R_2$	0.8744	0.8766	1.1536
$X_{1d}$	1.5080	1.4862	1.2122
$X_{2d}$	0.7226	0.7236	0.9217



SI.4. Moment klizanje karakteristika kod 40 HP asinhrone mašine



SI.5. Moment klizanje karakteristika kod 148 HP asinhrone mašine

TABELA IV

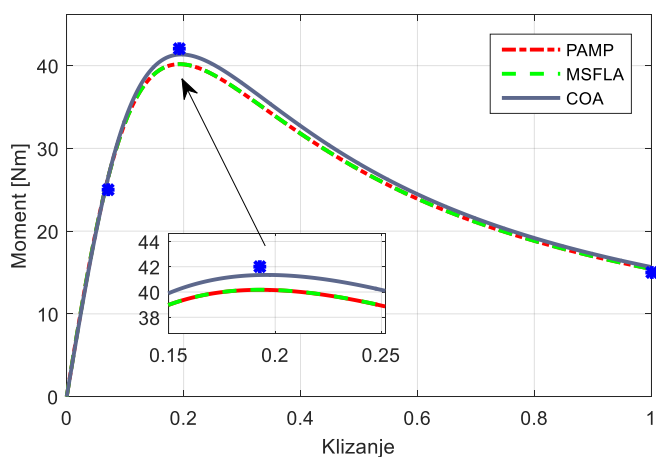
PARAMETRI ZAMIJENSKE ŠEME DVOKAVEZNE ASINHRONE MAŠINE OD 148 HP

Parametri [ $\Omega$ ]	PAMP [11]	MSFLA [11]	COA
$R_s$	0.0375	0.0377	0.0384
$X_{sd}$	0.0692	0.0691	0.0262
$X_m$	3.7385	3.7475	3.9635
$R_l$	0.0109	0.0109	0.0107
$R_2$	0.1031	0.1032	0.1840
$X_{1d}$	0.1424	0.1422	0.1817
$X_{2d}$	0.0692	0.0691	0.1818

TABELA V

VRIJEDNOSTI GREŠKE PRI PRORAČUNU PARAMETARA ZA ASINHRONU MAŠINU OD 5 HP

	$T_{st}$ [Nm]	$T_{fl}$ [Nm]	$T_{max}$ [Nm]	$I_{st}$ [A]	$I_{fl}$ [A]
Podaci proizvođača	15	25	42	22	8
PAMP [11]	15.4139	26.2232	40.1522	21.4744	7.8843
odstupanje	2.76%	4.89%	-4.40%	-2.39%	-1.45%
MSFLA [11]	15.428	26.2142	40.1565	21.4715	7.8793
odstupanje	2.85%	4.85%	-4.38%	-2.40%	-1.50%
COA	15.6577	26.2288	41.3456	21.6500	8.0123
odstupanje	4.38%	4.91%	-2.01%	-1.59%	0.15%



SI.3. Moment klizanje karakteristika kod 5 HP asinhrone mašine

TABELA VI

VRIJEDNOSTI GREŠKE PRI PRORAČUNU PARAMETARA ZA ASINHRONU MAŠINU OD 40 HP

	$T_{st}$ [Nm]	$T_{fl}$ [Nm]	$T_{max}$ [Nm]	$I_{st}$ [A]	$I_{fl}$ [A]
Podaci proizvođača	260.3	190	370.5	180	45
PAMP [11]	260.878	177.691	374.68	176.551	47.786
odstupanje	0.22%	-6.48%	1.13%	-1.92%	6.19%
MSFLA [11]	261.8549	177.1555	373.622	176.874	47.929
odstupanje	0.60%	-6.76%	0.85%	-1.74%	6.51%
COA	260.7806	177.545	375.18	176.575	47.774
odstupanje	0.18%	-6.55%	1.26%	-1.90%	6.17%



TABELA VII  
VRIJEDNOSTI GREŠKE PRI PRORAČUNU PARAMETARA ZA ASINHRONU MAŠINU  
OD 148 HP

	$T_{st}$ [Nm]	$T_{fl}$ [Nm]	$T_{max}$ [Nm]	$I_{st}$ [A]	$I_{fl}$ [A]
Podaci proizvođača	847.2	353	1094.3	1527.2	184
PAMP [11]	847.123	353.021	1094.28	1527.17	183.99
odstupanje	-0.01%	0.01%	0.00%	0.00%	-0.01%
MSFLA [11]	847.366	351.389	1095.46	1524.28	185.2162
odstupanje	0.02%	-0.46%	0.11%	-0.19%	0.66%
COA	843.549	348.807	1087.78	1530.54	191.5974
odstupanje	-0.43%	-6.55%	-0.60%	0.22%	-4.13%

## V. ZAKLJUČAK

U ovom radu je predstavljena primjena haotičnog optimizacionog algoritma za proračun parametara dvokavezne asinhronne mašine. Konkretno, u sprovedenoj nalizi su prikazani rezultati početnog momenta, nominalnog momenta, prevalnog momenta, nominalne i maksimalne struje dobijeni na osnovu estimiranih vrijednosti parametara, a koji su ujedno i upoređeni sa kataloškim podacima. Pokazano je da se predloženi algoritam može efikasno primijeniti u estimaciji parametara dvokavezne asinhronne mašine, kao i da je on ili jednako efikasan ili bolji od MSFLA i PAMP algoritama.

U daljem istraživačkom radu će biti analizirana primijena COA, kao i njegovih varijanti, u estimaciji parametara asinhronne mašine ako se u obzir uzme i promjena otpornosti prilikom grijanja mašine.

## LITERATURA

- [1] R. Krishan, „Electric Motor Drives: Modeling, Analysis and Control“, Ed.; Prentice-Hall: Upper Saddle River, NJ, USA, 2001.
- [2] J. Pedra, L. Sainz, „Parameter estimation of squirrel-cage induction motors without torque measurements,“ *IEEE Proc. Electr. Power Appl.* Vol. 153, pp. 263–270, 2006,
- [3] IEEE Standard 112. Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators; IEEE: New York City, NJ, USA, 2004.
- [4] J.M.C Guimaraes, et. all. “Parameter Determination of Asynchronous Machines from Manufacturer Data Sheet,“ *IEEE Trans. Energy Convers.* Vol. 29, pp. 689–697, 2014.
- [5] S. Yamamoto, H. Hirahara, A. Tanaka, T. Ara, “A simple method to determine double-cage rotor equivalent circuit parameters of induction

- motors from no-load and locked-rotor tests,“ *IEEE Trans. Ind. Appl.* Vol. 55, pp. 273–282, 2019.
- [6] R. Natarajan, V.K. Misra, “Parameter estimation of induction motors using a spreadsheet program on a personal computer,“ *Electr. Power Syst. Res.* Vol. 16, 157–164, 1989.
- [7] M. Akbaba, M. Taleb, A. Rumeli, “Improved estimation of induction machine parameters,“ *Electr. Power Syst. Res.* Vol. 34, pp. 65–73, 1995.
- [8] M.H. Haque, “Determination of NEMA Design Induction Motor Parameters from Manufacturer Data,“ *IEEE Trans. Energy Convers.* Vol. 23, pp. 997–1004, 2008.
- [9] I. Perez, M. Gomez-Gonzalez, F. Jurado, “Estimation of induction motor parameters using shuffled frog-leaping algorithm,“ *Electr. Eng.* Vol. 95, 267–275, 2013.
- [10] P. Nangsue, P. Pillay, S.E. Conry, “Evolutionary algorithms for induction motor parameter determination,“ *IEEE Trans. Energy Convers.* Vol. 14, pp. 447–453, 1999.
- [11] M. Gomez-Gonzalez, F. Jurado, I. Pérez, “Shuffled frog-leaping algorithm for parameter estimation of a double-cage asynchronous machine,“ *IET Electr. Power Appl.* Vol. 6, pp. 484–490, 2012.
- [12] M. Čalasan, et.all. “Estimation of Single-Diode and Two-Diode Solar Cell Parameters by Using a Chaotic Optimization Approach,“ *Energies* Vol. 12, pp. 4209, 2019.
- [13] M. Čalasan, et.all. “Estimation of Equivalent Circuit Parameters of Single-Phase Transformer by Using Chaotic Optimization Approach,“ *Energies*, Vol. 12, pp. 1697, 2019.

## ABSTRACT

In this paper, the use of the Chaotic Optimization Algorithm (COA) in the estimation of the induction machine double cage equivalent circuit is presented. The parameters of the induction machine double cage equivalent circuit are determined using the parameters indicated on the nameplate of the machine (starting torque, nominal torque, maximum torque and nominal value of the power factor). Comparing the results of the COA algorithm with the results obtained using the Modified Shuffled Frog - Leaping Algorithm (MSFLA), and modified Newton method included in Simpowersystem Toolbox of Matlab (Power Asynchronous Machine Params - PAMP) it is shown that the COA algorithm can be very effectively applied in the estimation of the induction machine double cage equivalent circuit parameters.

## Application of chaotic optimization algorithm in estimation of parameters of the induction machine double cage equivalent circuit

Željko Fuštić, Martin Čalasan,  
Tatijana Dlabac, Branko Koprivica

# Analiza uticaja reaktivne snage stanica za EV-a na lokaciju stanica i gubitke energije u distributivnoj mreži

Ana Pavličević i Vladan Durković

**Apstrakt**— U radu je analiziran uticaj reaktivnih snaga javnih stanica za električna vozila (EV-a) na lokaciju i gubitke energije u distributivnoj mreži. Sprovedena analiza za tri karakteristična načina punjenja EV-a pokazuje značaj dispečinga reaktivnih snaga samih stanica za punjenje vozila. Prikazani rezultati obuhvataju uticaj dnevnog dijagrama javnih stanica za punjenje EV-a i dnevnog dijagrama potrošača. Gubici u slučaju iskorišćenja reaktivnih snaga stanica za punjenje EV-a su upoređeni sa dosadašnjim načinom punjenja koji podrazumijeva da stanice za EV-a troše samo aktivnu snagu.

**Ključne riječi**—EV; lokacija; gubici; SST.

## I. UVOD

Klimatske promjene predstavljaju globalni izazov koji zahtijeva kolektivno djelovanje i međunarodnu saradnju. Prihvatanjem svoje odgovornosti za smanjenje emisije CO<sub>2</sub> automobilski sektor ima vodeću ulogu, [1]. Veliki broj zemalja su uspjele da prepoznaju potrebu da putem investicija u infrastrukturu za punjenje električnih vozila promovišu zdraviji transport robe i putnika. Jedna od najvećih prepreka za što uspješniju primjenu električnih vozila jeste ograničen broj dostupnih javnih stanica za punjenje vozila.

Optimizacija rasporeda stanica za punjenje EV-a je u posljednje vrijeme jako aktualna tema u naučnim krugovima, o čemu govori i podatak o rapidnom rastu broja radova objavljenih upravo na ovu temu, [2], [3]. U globalu mogu se izvojiti tri grupe radova, [4]. Prva grupa radova se bazira na saobraćajnom pristupu, i polazi se od već poznatih metoda za planiranje lokacija, prije svega benzinskih pumpi. Jedan od najpopularnijih iz ove grupe je metoda koja se zasniva na što većem obuhvaćenom protoku saobraćaja (flow capturing location model FCLM), [5], [6]. Drugi pristup je “električni pristup” koji se bazira na tome da EV-a kao nova grupa potrošača itekako utiču na energetske sistem, te se stoga pri planiranju stanica za punjenje EV-a mora voditi računa o kapacitetima i ograničenjima mreže, [7], [8]. Treći pristup je kombinacija prethodna dva, gdje se uzimaju u obzir i saobraćajna i električna mreža, [4], [9].

U ovom radu korišćen je “električni pristup”, gdje su izbori javnih stanica za punjenje vozila odabrani sa aspekta

povećanja efikasnosti mreže, tj. smanjenja ukupnih gubitaka, a sama saobraćajna mreža nije uzeta u obzir. Smanjenje gubitaka u elektroenergetskom sistemu u prisustvu stanica za EV-a se postiže na različite načine. Postoji veliki broj radova koji pokazuju da, uopšteno govoreći, optimizacija načina punjenja, lokacija stanica za EV-a, podsticajne mjere (dinamičko tarifiranje, pomjeranje potrošnje) kao i ugradnja dodatnih komponenti u sistem vodi ka smanjenju gubitaka u mreži. U ovome radu, fokus istraživanja je na iskorišćenju potencijala reaktivnih snaga stanica za EV-a. Kako EV-a mogu raditi u sva četiri kvadranta, uz pomoć naprednije infrastrukture punjenja može se omogućiti dispečing reaktivnih snaga, a time i uticati na poboljšanje naponskih prilika u mreži [10]. Zapravo, EV može i generisati i trošiti reaktivnu snagu na svakom nivou napunjenosti bez uticaja na životni vijek baterije, [10]. Dostupna reaktivna snaga potiče od pretvarača unutar samog EV-a ili od elektronskog transformatora preko kojeg je priključena stanica na mrežu. U ovome radu modelovana su tri slučaja punjenja EV-a. U prvom slučaju tokom punjenja EV-a troši se aktivna snaga, dok u drugom slučaju vozila tokom punjenja pored aktivne snage koju troše, predaju i reaktivnu snagu mreži. Važno je naglasiti da je potrebno vrlo malo predimenzionisati punjače u vozilima kako bi se dobila jedna reprezentativna vrijednost reaktivne snage, koja bi imala pozitivan učinak kako na napone tako i na gubitke u mreži, [11]. U trećem slučaju za napajanje stanica predloženi su solid state transformatori (SST-i) bazirani na komponentama energetske elektronike i analiziran je njihov uticaj na gubitke i na položaj stanica za punjenje vozila. Ovdje je od značaja istaći da strukutra SST-a omogućava pozitivne efekte na stabilnost i kvalitet napajanja [13], [14], [15], jednostavniju integraciju obnovljivih izvora [16], uređaja za skladištenje energije [14], EV-a [17] i DC mikromreža [18].

Ostatak rada je organizovan na sledeći način. U drugom poglavlju je opisan algoritam tokova snaga korišćen u modelu, dok su u trećem poglavlju opisani modeli komponenti razmatranog sistema. Diskusija rezultata i zaključak rada dati su u četvrtom i petom poglavlju, redom.

## II. PRORAČUN TOKOVA SNAGA

Za proračun tokova snaga u radu je korišćen metod, “prolaska unaprijed/unazad,” (*Back/forward sweeping-BFS*), koji predstavlja standardni model za proračun tokova snaga radikalnih distributivnih mreža. To je iterativni metod i sprovodi se kroz sledeća četiri koraka, [20]:

1. Korak: Početna vrijednost napona svih čvorova u mreži je 1 r.j.

Ana Pavličević – Elektrotehnički fakultet, Univerzitet Crne Gore, Džordža Vašingtona bb, 81000 Podgorica, Crna Gora (e-mail: anaz@ucg.ac.me).

Vladan Durković –Elektrotehnički fakultet, Univerzitet Crne Gore, Džordža Vašingtona bb, 81000 Podgorica, Crna Gora; Elektrotehnički fakultet, Univerzitet u Beogradu, Bulevar Kralja Aleksandra 73, 11020 Beograd, Srbija (e-mail: vladan.d@ucg.ac.me).

2. Korak: Korak unazad (*Backward substitution*): Izračunavaju se struje koje teku po granama mreže, počev od grana u posljednjem nivou krećući se ka izvornom čvoru. Struja koja ulazi u  $i$ -ti čvor jednaka je zbiru kompleksnih struja potrošača priključenih  $i$ -tom čvoru i kompleksnih struja grana incidentnim  $i$ -tom čvoru. Kompleksne struje potrošača u  $i$ -tom čvoru se računaju na sledeći način:

$$\underline{I}_{Pi} = \frac{P_{Pi} - jQ_{Pi}}{V_i} \quad (1)$$

3. Korak: Korak unaprijed (*Forward substitution*): U ovom koraku se izračunavaju naponi čvorova polazeći od napojnog čvora ka čvorovima koji pripadaju poslednjem nivou. U ovome koraku koriste se vrijednosti struja dobijene u koraku 2.

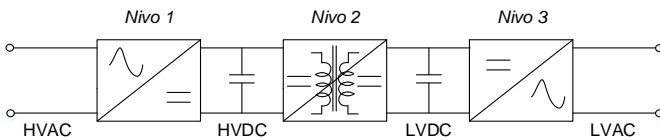
4. Korak: provjera kriterijuma konvergencije: Koraci 2. i 3. se ponavljaju već unaprijed definisan broj iteracija zadatim na početku postupka.

Kao rezultati ovog algoritma dobijaju se struje po granama i naponi čvorova što dalje omogućava i proračun gubitaka energije u mreži.

### III. MODELOVANJE KOMPONENTI SISTEMA

#### A. SST

SST-i su elektronski transformatori koji pretvaranje električne energije vrše koristeći komponente energetske elektronike. Postoje različite topologije SST-a, a najrasprostranjenija od njih je prikazana na slici 1, [21]. SST prenosi snagu uz pomoć ispravljača (*Nivo 1*), zatim DC-DC pretvarača (*Nivo 2*) i invertora (*Nivo 3*), slika 1. Unutar DC-DC pretvarača nalazi se transformator, kome je područje rada na visokoj frekvenciji, što omogućava njegove male dimenzije.



Sl. 1. Topologija solid state transformatora.

U ovom radu ispitane su mogućnosti korišćenja reaktivne snage iz SST-a,  $Q_{SST}$ , sa ciljem povećanja efikasnosti mreže tj. smanjenja gubitaka i poboljšanja naponskih prilika u mreži. Pretpostavljeno je da su SST-i u test mreži postavljeni umjesto konvencionalnih magnetnih transformatora, na mjestima javnih stanica za punjenje elektromobila. Vrijednost reaktivne snage  $Q_{SST}$  zavisi od prividne snage samog ispravljača  $S_1$  (*Nivo 1*) i jednaka je, [22]:

$$Q_{SST} = \sqrt{S_1^2 - P_p^2}, \quad (1)$$

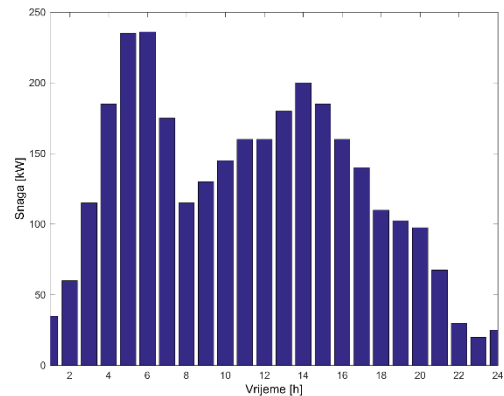
gdje je  $P_p$  aktivna snaga potrošača.

Ostali pretvarači (*Nivo 2* i *Nivo 3*) u SST-u su dimenzionisani tako da prenesu snagu opterećenja koja je potrebna za punjenje EV-a. Uvažavajući činjenicu da vozila troše samo aktivnu snagu opravdano je samo

predimenzionisati pretvarač u *Nivou 1*. U radu je SST modelovan kao potrošački čvor čija je aktivna snaga jednaka snazi stanice za punjenje elektromobila, a reaktivna snaga računata prema jednačini 1.

#### B. Modelovanje mreže i potrošača

U radu su modelovane četiri javne stanice za punjenje EV-a, koje predstavljaju parkinge namijenjene za EV-a. Prosječne aktivne snage stanica za punjenje vozila po satima prikazane su na slici 2, [23]. Istraživanje iz kojeg je preuzet dnevni dijagram potrošnje aktivne snage stanica za punjene vozila, obuhvatalo je podatke mjerene sa velikog broja javno dostupnih stanica u Holandiji, koje su mogle biti u blizini mjesta stanovanja, ali nisu na privatnim posjedima, već javnim. Punjenje EV-a u privatnim kućama nije obuhvaćeno tim istraživanjem kao ni ovim radom.



Sl. 2. Srednji dnevni dijagram javne stanice za punjenje EV-a.

U radu su razmatrana tri slučaja, zavisno od toga koliko reaktivnu snagu daje javna stanica za punjenje EV-a.

Slučaj 1. Stanice za EV-a su modelovane kao potrošači aktivne snage i napajaju se iz konvencionalnog distributivnog transformatora.

Slučaj 2. Instalirana snaga punjača u vozilima je vrlo malo predimenzionisana sa ciljem dobijanja reaktivne snage iz vozila.

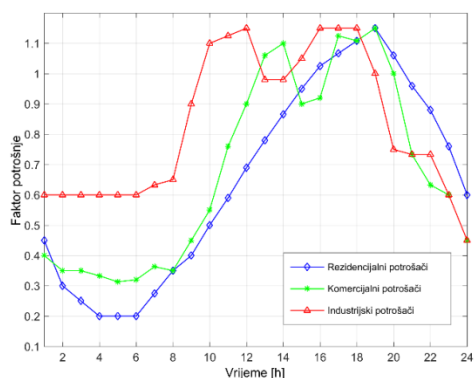
Slučaj 3. Stanice za EV-a su priključene na mrežu preko SST-a umjesto preko konvencionalnih transformatora.

Ostali potrošači u sistemu su modelovani kao PQ čvorovi, čija se opterećenja mijenjaju u toku 24 časa. Na osnovu tipa potrošača priključenih na sabirnice izvojena su tri tipa sabirnice, a to su: rezidencijane, komercijalne i industrijske sabirnice, tabela I, [24].

TABELA I. GRUPISANJE SABIRNICA

Tipovi sabirnice	Broj sabirnice
Rezidencijane sabirnice	2, 3, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 13, 14, 15, 16, 17, 20, 21, 23, 24, 25
Komercijane sabirnice	4, 11, 12, 18, 19
Industrijske sabirnice	22, 26, 27, 28, 29, 30, 31, 32, 33

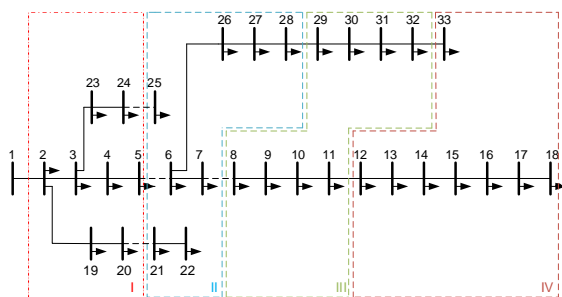
Promjena opterećenja u toku vremena uzeta je u obzir uvođenjem faktora opterećenja koji su različiti zavisno od tipa potrošača, [24], [25], slika 3.



Sl. 3. Tipične krive opterećenja sabirnica.

#### IV. REZULTATI

Za potrebe analize u radu je modelovana IEEE srednjenaponska radijalna distributivna mreža sa 33 sabirnice, slika 4. Bazni napon mreže iznosi 12.66 kV, a bazna snaga 100 MVA. Parametri vodova i nominalne aktivne i reaktivne snage na sabirnicama uzete su iz literature [26]. Za potrebe rada mreža je modelovana u programskom paketu Matlab.



Sl. 4. Jednopolna šema IEEE 33 mreže i njena podjela na četiri zone.

Na osnovu proračuna tokova snaga u slučaju da ne postoje geografska ograničenja za smještaj stanica za punjenje EV-a, najpovoljniji i najmanje povoljan slučaj sa aspekta gubitaka energije su određeni 'brute force' algoritmom. Rezultati su prikazani u tabeli II.

TABELA II. PREDLOŽENE LOKACIJE I GUBICI BEZ UVAŽAVANJA PROSTORNIH OGRANIČENJA.

Čvorovi	Gubici [kWh]
2, 19, 20, 21	3019.65
15, 16, 17, 18	4591.66

Podaci u tabeli II odnose se na dnevne gubitke, i jasno se uočava razlika u gubicima zavisno od lokacija stanica za punjenje vozila. Takođe se uočava da su dobijene lokacije stanica za punjenje EV-a jako blizu, pa se može pretpostaviti da samim tim neće zadovoljiti potrebe za punjenjem vozila koji su udaljeni od stanice. U tu svrhu se predlaže prostorna podjela mreže na četiri zone, tako da svaki izdvojeni dio obuhvata 8 čvorova, slika 4, [27]. Ograničenje je da u svakoj od četiri zone postoji po jedna javna stanica za punjenje EV-a. Rezultati za dnevne gubitke energije kao i optimalne lokacije stanica za punjenje EV-a sa ciljem minimizacije aktivne energije su prikazani za tri

naredna slučaja injektiranja reaktivne snage stanica za punjenje EV-a.

##### A. Slučaj 1

U tabeli III dati su rezultati u slučaju da stanice za EV-a isključivo troše aktivnu snagu, a reaktivna snaga se ne predaje mreži tokom punjenja. Drugim riječima stanice za EV-a rade sa jedničnim faktorom snage. Prikazane su optimalne lokacije stanica koje su dobijene prema kriterijumu minimalnih dnevnih gubitaka energije. Takođe, prikazana je i vrijednost navedenih gubitaka.

TABELA III. PREDLOŽENE LOKACIJE STANICA I GUBICI ZA SLUČAJ 1.

Čvorovi	Gubici [kWh]
2, 21, 8, 12	3470.54

##### B. Slučaj 2

U tabeli IV dati su predlozi lokacija stanica sa ciljem minimizacije gubitaka energije, kada se tokom punjenja vozila predaje reaktivna snaga. Razmatra se relativno malo predimenzionisanje *on-board* punjača, svega 6%, što ne utiče pretjerano na cijenu i dimenzije punjača. U tom slučaju vrijednost reaktivne snage koju predaje stanica tokom punjenja vozila dostiže vrijednost od 35.34% aktivne snage. Uzeto je da je aktivna snaga punjača 6.6 kW, a instalisana snaga 7 kVA.

TABELA IV. PREDLOŽENE LOKACIJE STANICE I GUBICI ZA SLUČAJ 2.

Čvorovi	Gubici [kWh]
2, 21, 8, 12	3363.41

Iz tabele IV se vidi da su gubici očekivano manji u odnosu na prethodni slučaj. Lokacije čvorova u koje treba smjestiti stanice u mreži ostaju iste kao u prvom slučaju.

##### C. Slučaj 3

U ovom slučaju za napajanje stanica korišćena su četiri SST-a, podjednake snage, čija ukupna instalisana snaga iznosi 1MVA. U tabeli V su prikazana dobijena rešenja za lokacije stanica u ovom slučaju, kao i ukupni dnevni gubici u mreži.

TABELA V. PREDLOŽENE LOKACIJE I GUBICI ZA SLUČAJ 3.

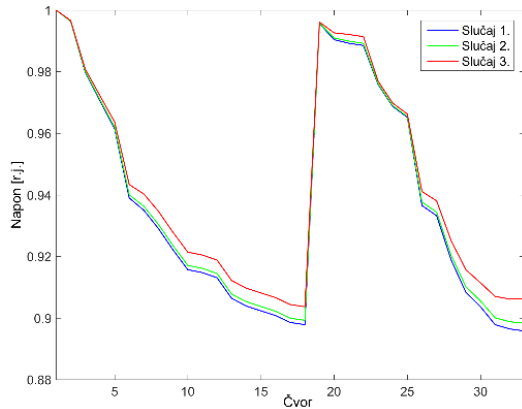
Čvorovi	Gubici [kWh]
2, 21, 8, 33	3007.43

Iz tabele se mogu primijetiti znatno niži gubici nego u oba prethodna slučaja, kao i pomjeranje jedne stanice na čvor 33 umjesto 12, što je dobijeno u prethodnim slučajevima.

Karakteristika testirane IEEE mreže je da su u većem dijelu sistema aktivne otpornosti vodova veće od reaktanse vodova. Imajući u vidu navedeno kao i da su aktivne snage potrošača značajno veće od reaktivnih za očekivati je da čvorovi u kojima su instalisane stanice za punjenje EV-a budu na početnim lokacijama svake od četiri predložene zone mreže. Uvažavajući navedeno, kao i relativno malo povećanje injektiranja reaktivne snage u sistem u slučaju 2 u odnosu na slučaj 1 izlazni rezultati ova dva proračuna su relativno bliski. Slučaj 3 u odnosu na slučaj 1 i slučaj 2 karakteriše značajno veće injektiranje reaktivne snage u

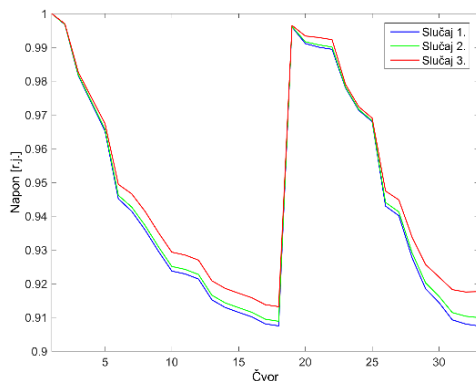
sistem pa je to dominantan razlog pomjeranja lokacije jedne stanice u četvrtoj zoni mreže u odnosu na slučaj 1 i slučaj 2.

Na slici 5. su prikazani naponi u čvorovima mreže za sva tri slučaja, za sve čvorove u najkritičnijem satu (17h). Vidi se da su u prva dva slučaja naponi na 18. čvoru padaju ispod 0.9 r.j. U trećem slučaju dolazi da povećanja napona u dozvoljenim granicama. Stoga se može zaključiti da SST-i pozitivno utiču kako na naponske prilike tako i na gubitke u mreži.



Sl. 5. Naponi na sabirnicama u 17h za sva tri slučaja.

Treba primijetiti, sa slike 3, da su faktori opterećenja preko jedinice u određenim vremenskim intervalima, pa usled preopterećenosti mreže naponi za prva dva slučaja padaju ispod 0.9 r.j. Na slici 6. prikazani su naponi ukoliko maksimalna opterećenja u mreži ne prelaze nominalne vrijednosti, tj. kada su maksimalni faktori opterećenja jednaki jedinici. Tada se može zaključiti da je sa aspekta ograničenja napona mreža sposobna da prihvati četiri stanice za punjenje u sva tri slučaja.



Sl. 6. Naponi na sabirnicama u 17h za sva tri slučaja pri maksimalnom faktoru opterećenja jednakim jedinici.

Poređenje razmatranih slučajeva (slučaj 2 i slučaj 3) sa bazičnim slučajem (slučaj 1) je izvršeno prema gubicima energije. Na osnovu tabela III, IV i V, može se zaključiti da je procentualno smanjenje gubitaka energije u slučaju 2 na prema slučaju 1 iznosi 3.08%. Smanjenje gubitaka energije u slučaju 3 u odnosu na slučaj 1 iznosi 13.34%. Ovdje je važno naglasiti da se u slučaju 2 ne zahtijevaju nikakva dodatna ulaganja koja su neophodna u slučaju 3. Stoga, rezultati dobijeni u slučaju 2 vode ka zaključku da relativno malo predimenzionisanje konvertora u vozilu vodi ka ne malom povećanju efikasnosti sistema. Sa druge strane, za slučaj 3, i pored veoma afirmativnih rezultata u pogledu

smanjenja gubitaka energije, potrebno je sprovesti i ekonomsku analizu isplativosti ugradnje SST-a.

## V. ZAKLJUČAK

Iz perspektive planiranja, raspored javnih stanica za punjenje EV-a trebalo bi biti kompatibilan sa kratkoročnim i dugoročnim planiranjem distributivnog sistema. Kao veoma važan faktor prilikom planiranja izgradnje stanica za punjenje vozila jeste, na koji način njihov položaj utiče na ukupne gubitke u mreži. Predloženim načinima eksploatacije stanica za punjenje u cilju smanjenja gubitaka i poboljšanja naponskih prilika, ne remeti se sami tok punjenja, tj. nije ugrožen komoditet korisnika produžavanjem ili pomjeranjem punjenja EV-a, dok su gubici u mreži manji.

Bitno je da naglasiti da SST-i mogu iskoristi i u većoj mjeri osim same integracije EV-a u distributivi sistem kroz na primjer popravku kvaliteta električne energije i poboljšanje naponske stabilnosti sistema.

Svakako, za izbor mjesta javnih stanica za punjenje vozila trebalo bi uvažiti i ostale faktore, kao što su saobraćajna mreža i njena opterećenost, instalacioni, operativni i troškovi održavanja samih stanica kao i troškovi korisnika do same stanice. Stoga se kao budući rad podrazumijeva uvažavanje nekih od navedenih tehničkih faktora u cilju dobijanja što opštijeg modela za određivanje lokacija i karakteristika stanica za punjenje vozila.

## LITERATURA

- [1] European Automobile Manufacturers Association (ACEA), <https://www.acea.be/>.
- [2] R. Pagany, L. R. Camargo and W. Dorner, "A review of spatial localization methodologies for the electric vehicle charging infrastructure," *International Journal of Sustainable Transportation*, vol. 13, pp. 433-449, May 2018.
- [3] H. Shareef, M. M. Islam and A. Mohamed, "A review of the stage-of-the-art charging technologies, placement methodologies, and impacts of electric vehicles," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 64, Oct. 2016, pp. 403-420.
- [4] H. Zhang, S. J. Moura, Z. Hu and Y. Song, "PEV Fast-Charging Station Siting and Sizing on Coupled Transportation and Power Networks," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 9, no. 4, pp. 2595-2605, July 2018.
- [5] M.J. Hodgson, K.E. Rosing, A. Leontien and G. Storrier, "Applying the flow-capturing location-allocation model to an authentic network: Edmonton, Canada," *Theory and methodology*, pp. 427-443, May 1996.
- [6] S. Chen, Y. Shi, X. Chen and F. Qi, "Optimal location of electric vehicle charging stations using genetic algorithm," *17th Asia-Pacific Network Operations and Management Symposium (APNOMS)*, Busan, pp. 372-375, 2015.
- [7] Z. Liu, F. Wen and G. Ledwich, "Optimal Planning of Electric-Vehicle Charging Stations in Distribution Systems," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 28, no. 1, pp. 102-110, Jan. 2013.
- [8] S. Abapour, M. Abapour, K. Khalkhali, and S. M. Moghaddas-Tafreshi, "Application of data envelopment analysis theorem in plug-in hybrid electric vehicle charging station planning," *IET Gener. Transm. Dis.*, vol. 9, no. 7, pp. 666-676, 2015.
- [9] G. Wang, Z. Xu, F. Wen, and K. P. Wong, "Traffic-constrained multiobjective planning of electric-vehicle charging stations," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 28, no. 4, pp. 2363-2372, 2013.
- [10] J. Wang, G. R. Bharati, S. Paudyal, O. Ceylan, B. P. Bhattarai and K. S. Myers, "Coordinated Electric Vehicle Charging With Reactive Power Support to Distribution Grids," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 15, no. 1, pp. 54-63, Jan. 2019.
- [11] N. Leemput, F. Geth, J. V. Roy, J. Buscher and Johan Driesen, "Reactive power support in residential LV distribution grid through

electric vehicle charging,” *Sustainable Energy, Grids and Networks*, vol. 3, pp. 24-35, 2015.

- [12] W. McMurray, “Power converter circuits having a high-frequency link”. US Patent 3517300. 1970.
- [13] H. A. Gabbar and K. Sayed, “Smart distribution system Volt/VAR control using the intelligence of smart transformer,” *IEEE Smart Energy Grid Engineering (SEGE)*, Oshawa, pp. 52-56, 2016.
- [14] C. Hunziker and N. Schulz, “Potential of solid-state transformers for grid optimization in existing low-voltage grid environments,” *Electric Power Systems Research*, vol. 146, pp 124-131, May 2017.
- [15] G. De Carne, M. Liserre, K. Christakou and M. Paolone, “Integrated voltage control and line congestion management in Active Distribution Networks by means of smart transformers,” *IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Istanbul, pp. 2613-2619, 2014.
- [16] A. Q. Huang, M. L. Crow, G. T. Heydt, J. P. Zheng and S. J. Dale, “The Future Renewable Electric Energy Delivery and Management (FREEDM) System: The Energy Internet,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 99, no. 1, pp. 133-148, Jan. 2011.
- [17] C. Kumar, G. Buticchi and M. Liserre, “Operation and control of smart transformer-based electric vehicles charging system,” *IECON 2017-43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Beijing, pp. 4266-4271, 2017.
- [18] D. Das and C. Kumar, “Operation and control of smart transformer based distribution grid in a microgrid system,” *National Power Electronics Conference (NPEC)*, Pune, pp. 135-140, 2017.
- [19] Q. Chen, N. Liu, C. Hu, L. Wang and J. Zhang, “Autonomous Energy Management Strategy for Solid-State Transformer to Integrate PV-Assisted EV Charging Station Participating in Ancillary Service,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 13, no. 1, pp. 258-269, Feb. 2017.
- [20] S. Ghosh and D. Das, “Method for load-flow solution of radial distribution networks,” *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, vol. 146, no. 6, pp. 641-648, Nov. 1999.
- [21] X. She, A. Q. Huang and R. Burgos, “Review of Solid-State Transformer Technologies and Their Application in Power Distribution Systems,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, no. 3, pp. 186-198, Sept. 2013.
- [22] I. Syed, V. Khadkikar and H. H. Zeineldin, “Loss Reduction in Radial Distribution Networks Using a Solid-State Transformer,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 5, pp. 5474-5482, Sept.-Oct. 2018.
- [23] M. G. Flamminia, G. Pretticoa, A. Juleab, G. Fullia, A. Mazzac, G. Chiccoc, “Statistical characterisation of the real transaction data gathered from electric vehicle charging stations,” *Electric Power Systems Research*, vol. 166, pp. 136-150, 2019.
- [24] S. T. Injeti, V. K. Thunuguntla, “Optimal integration of DGs into radial distribution network in presence of plug-in electric vehicle to minimize daily active power losses and to improve the voltage profile of the system using bio-inspired optimization algorithms,” *Protection and Control Systems*, vol. 5, no. 3, 2020.
- [25] Y. Abdelaziz, Y. G. Hegazy, Y. W. El-Khattam and M. M. Othman, “A Multi-objective Optimization for Sizing and Placement of Voltage-controlled Distributed Generation Using Supervised Big Bang–Big Crunch Method,” *Electric Power Components and Systems*, vol. 43, no. 1, pp. 105-117, Jan. 2015.
- [26] K. Dharageshwari and C. Nayanatara, “Multiobjective optimal placement of multiple distributed generations in IEEE 33 bus radial system using simulated annealing,” *2015 International Conference on Circuits, Power and Computing Technologies [ICCPCT-2015]*, Nagercoil, pp. 1-7, 2015.
- [27] D. I. Karadimos, A. D. Karafoulidis, D. I. Doukas, P. A. Gkaidatzis, D. P. Labridis and A. G. Marinopoulos, “Techno-economic analysis for optimal energy storage systems placement considering stacked grid services,” *2017 14th International Conference on the European Energy Market (EEM)*, Dresden, pp. 1-6, 2017.

## ABSTRACT

In the paper the impact of reactive power of charging stations for electric vehicles (EV) on the locations of charging stations and energy losses in distribution network was analyzed. Analysis done in this paper for three typical ways of charging EVs shows importance of dispatching of reactive power of charging stations for vehicle charging. Presented results encompass impact of daily

diagram of charging stations and consumers daily demand. Energy losses in case of utilization charging stations reactive power for charging EVs are compared to present way of charging which assumes that charging vehicles consume only active power.

## **Analysis the impact of reactive power of charging station for electric vehicles on the location of charging stations and energy losses in distribution network**

Ana Pavličević  
Vladan Durković



# Arhitektura sistema za daljinsko upravljanje stanice za punjenje električnih vozila koja se napaja iz obnovljivih izvora energije

Jovan Vujasinović, Goran Savić i Željko Đurišić

**Apstrakt**—U ovom radu je opisana arhitektura sistema za daljinsko upravljanje stanice za punjenje električnih vozila, koja se napaja iz obnovljivih izvora energije. Sistem omogućava objedinjavanje većeg broja funkcionalnosti koje doprinose efikasnijem korišćenju zasebnih podsistema, kao što su: podsistem za daljinsko upravljanje punjačima električnih vozila, podsistem za daljinsko upravljanje pametnim baterijama, podsistem za daljinsko upravljanje pametnim brojlilima i podsistem za daljinsko upravljanje fiskalnim kasama. Na ovaj način se stanice za punjenje električnih vozila, koje se napajaju iz obnovljivih izvora energije, čine dostupnijim korisnicima električnih vozila. Time se daje i doprinos podsticajima za povećanje obima korišćenja električnih vozila za koje se energija obezbeđuje iz obnovljivih izvora, čime se smanjuje i stepen zagađenja vazduha kao i negativni efekti koje ono sa sobom donosi.

**Ključne reči**—Punjači električnih vozila; obnovljivi izvori energije; sistem za daljinsko upravljanje.

## I. UVOD

Dobijanje energije iz obnovljivih izvora (hidroelektrane, vetroelektrane, fotonaponske elektrane, solarne-termalne elektrane) ima sve veći značaj zbog rastućih problema povezanih sa zagađenjem vazduha. Jedan od najvećih uzročnika zagađenja vazduha je značajno uvećana emisija ugljen dioksida u atmosferu, što je rezultat intenzivnog korišćenja i sagorevanja fosilnih goriva. Jedino rešenje koje može da smanji emisiju štetnih gasova u atmosferu, je korišćenje obnovljivih izvora energije. S tim u vezi, vlade mnogih država su se obavezale da narednih godina i decenija redukuju emisiju ugljen dioksida u atmosferu, smanjenjem korišćenja fosilnih goriva. Paralelno sa tim procesom, kako bi se zadovoljile i dalje rastuće potrebe za energijom, povećavaće se udeo energije dobijene iz obnovljivih izvora. Cene komponenata koje su sastavni deo elektrana za neke od obnovljivih izvora energije opadaju zbog sve većih ulaganja u razvoj tehnologija za njihovu proizvodnju. Time i cena kilovat-časa električne energije proizvedene iz obnovljivih izvora energije postaje sve konkurentnija ceni kilovat-časa

električne energije dobijene iz elektrana koje koriste fosilna goriva.

Zagađenje vazduha, posebno štetnim PM česticama koje su, između ostalog, produkt sagorevanja automobila na benzinski i dizel pogon, predstavlja sve veći izazov i problem usled enormnog povećanja broja proizvedenih i korišćenih automobila na svetu. Procene su da će u nekim od najmnogoljudnijih zemalja na svetu, čije su ekonomije ujedno i među najbrže rastućim, broj prodatih automobila da se do 2030. godine skoro udesetostruči u odnosu na 2016. godinu. Primera radi, 2016. godine je u Indiji prodato oko 21 milion vozila, dok se očekuje da broj prodatih vozila 2030. godine dostigne cifru od oko 200 miliona [1]. Povećano zagađenje vazduha, posebno u zemljama sa velikim stopama rasta ekonomije (npr. u Kini i Indiji), dovodi i do povećanih zdravstvenih problema stanovništva, kao i do povećanja broja smrtnih slučajeva, uzrokovanih zagađenjem.

Rešenje za opisane probleme se prevashodno ogleda u povećanju korišćenja obnovljivih izvora energije, i povećanom obimu upotrebe električnih vozila, za koje bi se električna energija proizvodila iz obnovljivih izvora. Drugim rečima, korišćenje električnih vozila kojima bi električna energija bila obezbeđena iz obnovljivim izvorima napajanih punjača, omogućilo bi značajno smanjenje zagađenja vazduha. Samim tim, javlja se i potreba za upravljanjem obnovljivim izvorima napajanim stanicama za punjenje električnih vozila.

U ovom radu će biti opisana arhitektura sistema za daljinsko upravljanje stanice za punjenje električnih vozila, koja se napaja iz obnovljivih izvora energije. U sekciji II će biti prezentovana arhitektura sistema, u sekciji III će biti opisani podsistemi, a u sekciji IV će biti naveden zaključak na sažetim pregledom glavnih rezultata prezentovanih u radu.

U pogledu postojećih rešenja ovakvog sistema, vredni istaći da se uglavnom mogu naći slični sistemi za upravljanje energijom kod industrijskih i komercijalnih potrošača [2], odnosno pametnih zgrada [3]. Ovakvi sistemi obično sadrže punjače za električna vozila, pametna brojlila i obnovljive izvore energije praćene pametnim baterijama i razradom algoritama za uštedu električne energije [3].

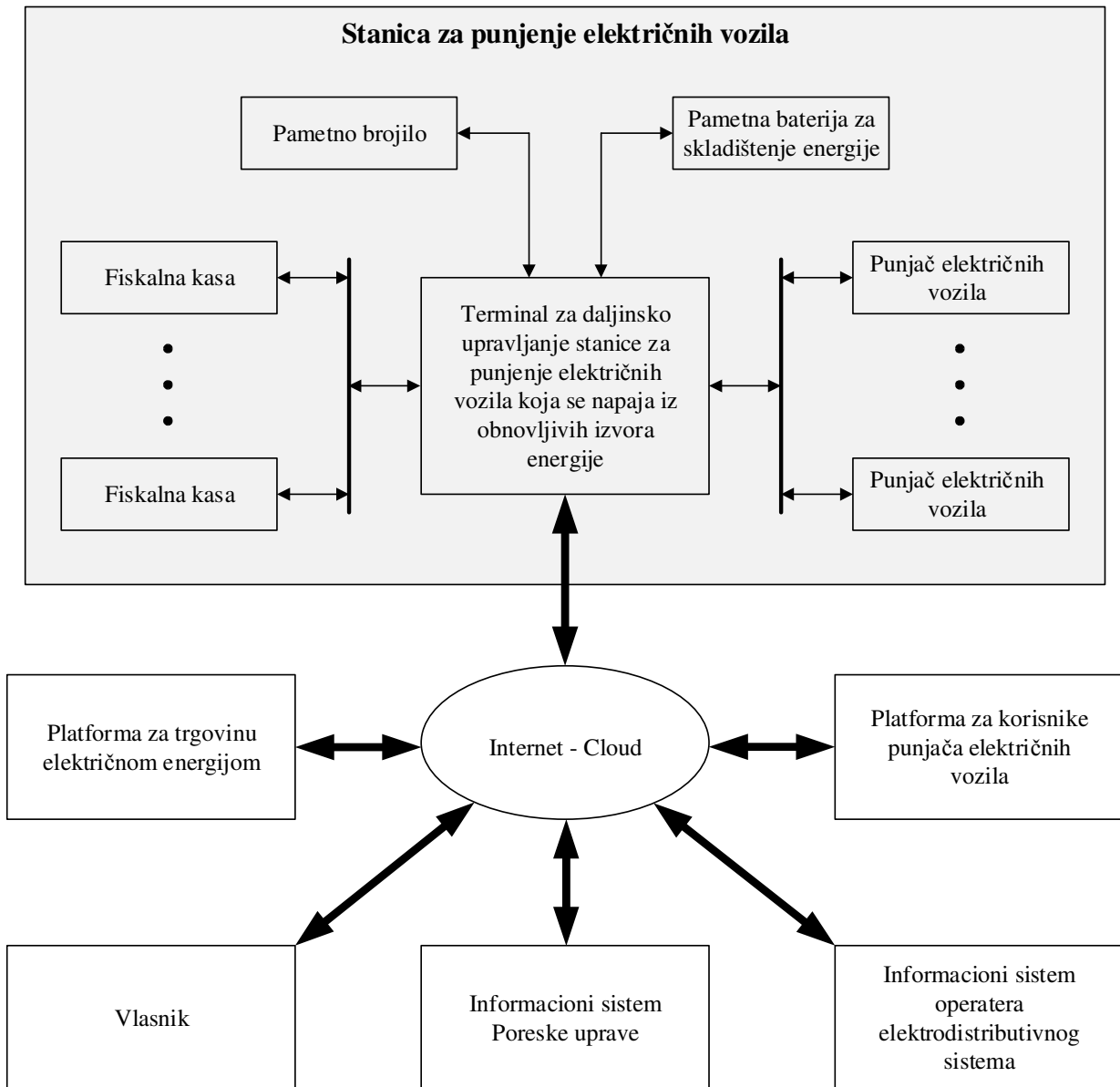
## II. ARHITEKTURA SISTEMA

Na Sl. 1 je prikazana blok šema arhitekture sistema za daljinsko upravljanje stanice za punjenje električnih vozila, koja se napaja iz obnovljivih izvora energije.

Jovan Vujasinović – Elektrotehnički fakultet, Univerzitet u Beogradu, Bulevar Kralja Aleksandra 73, 11120 Beograd, Srbija (e-mail: jovan.vujasinovic@vfholding.rs).

Goran Savić – Elektrotehnički fakultet, Univerzitet u Beogradu, Bulevar Kralja Aleksandra 73, 11120 Beograd, Srbija (e-mail: gsavic@etf.rs).

Željko Đurišić – Elektrotehnički fakultet, Univerzitet u Beogradu, Bulevar Kralja Aleksandra 73, 11120 Beograd, Srbija (e-mail: djurisic@etf.rs).



Sl. 1. Blok šema arhitekture sistema za daljinsko upravljanje stanice za punjenje električnih vozila koja se napaja iz obnovljivih izvora energije.

Terminal za daljinsko upravljanje stanice za punjenje električnih vozila, koja se napaja iz obnovljivih izvora energije, kao ključni deo sistema, ima mogućnost komunikacije sa punjačima električnih vozila, pametnom baterijom za skladištenje energije, pametnim brojiлом i fiskalnim kasama. Svi ovi delovi sistema se fizički nalaze u stanici za punjenje električnih vozila. Na taj način ovakav terminal je u jednom uređaju objedinio sve funkcije inače posebnih terminala (uređaja), odnosno terminala za daljinsko upravljanje punjačima električnih vozila, terminala za daljinsko upravljanje pametnim baterijama, terminala za daljinsko upravljanje pametnim brojiłima i terminala za daljinsko upravljanje fiskalnim kasama. Sa druge strane, pomenuti terminal preko odgovarajuće konekcije ka internetu,

ima mogućnost prenosa uskladištenih podataka dobijenih od navedenih perifernih delova sistema (punjača električnih vozila, pametne baterije za skladištenje energije, pametnog brojila i fiskalnih kasa), kao i njihovih praćenja i podešavanja, što stvara preduslove i za dalju obradu tih informacija.

Tim podacima pristup imaju i platforme kao što su platforma za korisnike punjača električnih vozila (preko koje korisnici punjača električnih vozila, odnosno vlasnici električnih vozila, dobijaju sve relevantne informacije o punjačima električnih vozila) i platforma za trgovinu električnom energijom (koja omogućava trgovinu električnom energijom, raspoloživom u sistemu). Osim toga, pomenuti podaci su dostupni i informacionom sistemu operatera elektrodistributivnog sistema, informacionom sistemu Poreske

uprave, kao i samom vlasniku stanice za punjenje električnih vozila. To omogućava dobavljačima električne energije, komunalnim preduzećima, kontrolnim organima, provajderima usluga i industrijskim i komercijalnim potrošačima (= proizvođači energije + potrošači), odnosno menadžerima kampusa i objekata da nabave ogromne količine podataka i obrade ih koristeći vrhunsku analitiku i tehnologiju veštačke inteligencije. Izvedene informacije i inteligencija mogu se koristiti za omogućavanje inovativnih pametnih energetske usluga, ostvarenje raznih ušteda i efikasnije pokretanje energetskog sistema, kao i efikasniju upotrebu distributivne mreže, uključujući rano otkrivanje nepravilnosti i preventivne popravke kako bi se minimizirali ili sprečili ispadi [2].

Komunikacija između terminala sa jedne strane i pomenutih platformi i informacionih sistema sa druge strane se odvija preko ugrađenog ETHERNET porta (ako u objektu već postoji internet priključak) ili preko ugrađenog GSM/GPRS/3G/4G/5G komunikacionog modema. Protokol na osnovnom nivou je TCP/IP, dok su na višem nivou uglavnom specifični nestandardizovani protokoli, realizovani za svaku platformu, odnosno informacioni sistem zasebno.

Komunikacija između terminala sa jedne strane i svakog od perifernih delova sistema sa druge strane se odvija preko odgovarajućeg komunikacionog porta, koji može biti RS232, RS485 i sl. Eventualno za ovu svrhu može se i koristiti neka od bežičnih tehnologija: Zigbee, Lora itd. Za svaki uređaj, protokol je različit, uglavnom nestandardizovan specifičan protokol, koji je definisao konkretan proizvođač svakog posebnog uređaja. Kod pametnih brojlara uglavnom se koristi standardizovan DLMS/COSEM protokol.

### III. OPIS PODSISTEMA

Sistem za daljinsko upravljanje stanice za punjenje električnih vozila, koja se napaja iz obnovljivih izvora energije se sastoji od četiri podsistema, i to: podsistema za daljinsko upravljanje punjačima električnih vozila, podsistema za daljinsko upravljanje pametnim baterijama, podsistema za daljinsko upravljanje pametnim brojilima i podsistema za daljinsko upravljanje fiskalnim kasama.

#### A. *Podsistem za daljinsko upravljanje punjačima električnih vozila*

Ovaj podsistem [4] sačinjavaju tri osnovne komponente: punjači električnih vozila, terminal za daljinsko upravljanje punjačima električnih vozila i platforma za korisnike punjača električnih vozila. Punjači električnih vozila električnu energiju dobijaju iz pametne baterije u kojoj se skladišti energija dobijena iz obnovljivih izvora, a po potrebi dodatno i iz elektrodistributivne mreže. Terminal za daljinsko upravljanje punjačima električnih vozila od punjača električnih vozila dobija podatke o trenutno raspoloživoj snazi, programima punjenja i cenama koje dalje preko interneta prosleđuje platformi za korisnike punjača električnih vozila, čime oni postaju dostupni i krajnjim potrošačima (tj. korisnicima punjača električnih vozila). Pomoću odgovarajućih softverskih algoritama i uz odgovarajuću

komunikaciju stanica za punjenje električnih vozila i platforme za korisnike punjača električnih vozila, ovaj podsistem obezbeđuje korekciju cena električne energije koja se može kupiti na različitim lokacijama na kojima se nalaze stanice za punjenje električnih vozila. Na primer, na taj način moguće je da se cena električne energije smanji na onim stanicama kod kojih je u datom trenutku raspoloživa veća snaga (kako bi se kupci motivisali da baš na tim stanicama snabdevaju svoja vozila električnom energijom), dok se istovremeno cena električne energije može povećati na onim stanicama kod kojih je u datom trenutku raspoloživa manja snaga (čime se kupci odvrću od snabdevanja svojih vozila električnom energijom na tim stanicama). Na ovaj način se praktično upravlja potrošnjom raspoložive energije na optimalan način. U zasebnom podsistemu za daljinsko upravljanje punjačima električnih vozila, ovakve odluke donosi i sprovodi vlasnik punjača, dok se kod sistema za upravljanje obnovljivim izvorima napajane stanice za punjenje električnih vozila, donošenje i sprovođenje ovakvih odluka, uz korišćenje vrhunske analitike i tehnologija veštačke inteligencije može preneti na objedinjeni terminal koji ima pristup svim uređajima (pametnom brojilu, pametnoj bateriji, fiskalnim kasama, punjačima električnih vozila) i/ili odgovarajućim informacionim sistemima i softverskim platformama.

#### B. *Podsistem za daljinsko upravljanje pametnim baterijama*

Ovaj podsistem [5] se sastoji od tri osnovne komponente: pametnih baterija za skladištenje energije, terminala za daljinsko upravljanje pametnim baterijama i platforme za trgovinu električnom energijom. Pametne baterije za skladištenje energije električnu energiju dobijaju iz obnovljivih izvora (iz hidroelektrana, vetroelektrana, fotonaponskih elektrana, solarnih-termalnih elektrana, itd.). Terminal za daljinsko upravljanje pametnim baterijama u svakom trenutku raspolaže informacijama o dostupnim rezervama električne energije u pametnim baterijama, i te informacije prosleđuje platformi za trgovinu električnom energijom. Na ovaj način, vlasnici stanica za punjenje električnih vozila, koji u datom trenutku imaju manjak raspoložive energije, istu mogu da kupe od proizvođača električne energije (dobijene iz obnovljivih izvora) koji u tom trenutku imaju višak raspoložive energije. Isto tako, vlasnici stanica za punjenje električnih vozila, koji u datom trenutku imaju višak raspoložive energije, isti mogu da prodaju potrošačima električne energije koji u tom trenutku imaju manjak raspoložive energije. Takođe, s obzirom na to da se kupljena energija može uskladištiti u pametnim baterijama za skladištenje energije, vlasnici stanica za punjenje električnih vozila u proizvoljnom trenutku mogu kupiti višak energije od proizvođača električne energije (dobijene iz obnovljivih izvora) koji tim viškom raspolazu (po povoljnim cenama koje su posledica povećane ponude proizvedene električne energije iz obnovljivih izvora u tom trenutku), da bi je u intervalima kada u sistemu postoji manjak energije prodavali po višim cenama (koje su posledica smanjene ponude električne energije u trenucima kada u sistemu postoji manjak

proizvedene energije). Za upravljanje procesom punjenja pametnih baterija nakon kupovine električne energije dobijene iz obnovljivih izvora je zadužen terminal za daljinsko upravljanje pametnim baterijama.

### C. *Podsistem za daljinsko upravljanje pametnim brojlilima*

Ovaj podsistem [6] sačinjavaju tri osnovne komponente: pametna brojila, terminal za daljinsko upravljanje pametnim brojlilima i informacioni sistem operatera elektrodistributivnog sistema. Pametna brojila poseduju mogućnost merenja aktivne i reaktivne energije, registrovanja srednje maksimalne snage sa programabilnim periodom određivanja te snage, merenja kvaliteta električne energije i prikaza odgovarajućih podataka na displeju. Pametna brojila podržavaju fleksibilnu tarifnu politiku, obezbeđuju integritet merenja i imaju mogućnost očitavanja i podešavanja brojila i u bežnaponskom stanju. Brojila beleže profile odgovarajućih mernih veličina i dnevnik događaja. Poseduju i mogućnost limitacije snage, kao i daljinskog uključivanja i isključivanja potrošača. Terminal za daljinsko upravljanje pametnim brojlilima ostvaruje komunikaciju sa pametnim brojlilima sa ciljem prikupljanja podataka od brojila, konfigurisanja brojila, podešavanja parametara brojila i upravljanja potrošnjom. Sa druge strane, terminal ostvaruje i komunikaciju sa informacionim sistemom operatera elektrodistributivnog sistema koji obavlja funkcije administracije komponenata podsistema za daljinsko upravljanje pametnim brojlilima, funkcije prikupljanja i arhiviranja podataka, funkcije podešavanja pametnih brojila i funkcije kreiranja izveštaja (sa analizom statusa, o kvalitetu električne energije, o uspešnosti komunikacije, itd.).

### D. *Podsistem za daljinsko upravljanje fiskalnim kasama*

Ovaj podsistem [7] se sastoji od tri osnovne komponente: fiskalnih kasa, terminala za daljinsko upravljanje fiskalnim kasama i informacionog sistema Poreske uprave. Fiskalne kase imaju mogućnost prijema komandi od kasira preko tastature uz vizuelno praćenje podataka o evidentiranom prometu, kao i mogućnost pamćenja podataka u operativnoj i fiskalnoj memoriji i štampanja podataka na fiskalnom računaru. Fiskalne kase vrše grupisanje, sumiranje i iskazivanje podataka o ostvarenom evidentiranom prometu i ostvarenom reklamiranom prometu po poreskim stopama, po artiklima i po kasirima. Imaju i mogućnost preuzimanja svih relevantnih podataka u elektronskom obliku preko odgovarajućeg ulazno-izlaznog porta. Fiskalne kase zadovoljavaju i odgovarajuće bezbednosne kriterijume (zaštita izmene programske i fiskalne memorije, brisanja brojača, i sl.). Terminal za daljinsko upravljanje fiskalnim kasama omogućava daljinsko očitavanje i upravljanje fiskalnom kasom od strane poreskog obveznika, za korisnike koji žele da na efikasan i ekonomičan način očitavaju željene informacije sa proizvoljnog broja svojih udaljenih fiskalnih kasa, kao i da ažuriraju njihove radne parametre, baze artikala i cene, ne remeteći proces prodaje. Terminal omogućava programiranje fiskalne kase podacima o strukturi artikala i podacima o cenama artikala. Terminal vrši preuzimanje podataka od fiskalne kase i to: podataka o

trenutnom prometu, podataka o dnevnom prometu po artiklima, podataka o dnevnom prometu po kasirima, podataka o dnevnom izveštaju i podataka o sadržaju fiskalne memorije. Na osnovu tako dobijenih podataka terminal formira odgovarajuće izveštaje koje prenosi ka informacionom sistemu Poreske uprave. Informacioni sistem Poreske uprave od terminala za daljinsko upravljanje fiskalnim kasama preuzima sledeće vrste podataka: izveštaje o prometima po poreskim stopama za zadati period, podatke o resetima i specifikacije poreskih stopa. Napredne funkcionalnosti podrazumevaju generisanje raznih korisnih izveštaja, koristeći činjenicu da svi bitni podaci o poreskim obveznicima postoje na jednom mestu u relacionoj bazi podataka. Poreska uprava preko svog informacionog sistema nadgleda i sve transakcije, obezbeđujući pritom blagovremenu naplatu poreza.

## IV. ZAKLJUČAK

U ovom radu je prezentovana arhitektura sistema za daljinsko upravljanje stanice za punjenje električnih vozila, koja se napaja iz obnovljivih izvora energije. Prikazano je i da se taj sistem sastoji od četiri podsistema: podsistem za daljinsko upravljanje punjačima električnih vozila, podsistem za daljinsko upravljanje fiskalnim kasama, podsistem za daljinsko upravljanje pametnim brojlilima električne energije i podsistem za upravljanje pametnim baterijama. Pokazano je da se svaki od ovih podsistema sastoji od tri komponente: informacionog sistema odnosno softverske platforme za daljinsko upravljanje, terminala za daljinsko upravljanje i krajnjeg merno-izvršnog uređaja (pametno brojilo ili fiskalna kasa ili pametna baterija ili punjač električnih vozila). Zbog sve veće upotrebe obnovljivih izvora električne energije i električnih vozila, za očekivati je da se implementacijom stanica za punjenje električnih vozila pojavljuje potreba za konstruisanjem jednog tipa terminala za daljinsko upravljanje takvih stanica, koji će objediniti funkcionalnosti trenutno postojeća četiri tipa različitih terminala: terminala za daljinsko upravljanje punjačima električnih vozila, terminala za daljinsko upravljanje fiskalnim kasama, terminala za daljinsko upravljanje pametnim brojlilima električne energije i terminala za upravljanje pametnim baterijama. Takođe, ima smisla u daljem radu razmotriti proširenje funkcionalnosti ovakvog terminala i na upravljanje kućnim uređajima.

## LITERATURA

- [1] "India | International Council on Clean Transportation." [Online]. [Accessed 2017 Oct 31]. Available from: <http://www.theicct.org/india>
- [2] <http://icentic.com/smart-energy/>
- [3] M.A.Hannan, M. Faisal, Pin Jern Ker, Looe Hui Mun, K. Parvin, T.M.I. Mahlia, F. Blaabjerg, "A Review of Internet of Energy Based Building Energy Management Systems: Issues and Recommendations"; IEEE Access, 1-1. Doi:10.1109/access.2018.2852811
- [4] Saadullah Khan, Aqueel Ahmad, Furkan Ahmad, Mahdi Shafaati Shemami, Mohammad Saad Alam, Siddiq Khateeb; "A Comprehensive Review on Solar Powered Electric Vehicle Charging System"; Smart Science; 2308-0477, 2017.
- [5] <https://sonnengroup.com/sonnenbattery/>
- [6] Slavoljub Marjanović, Jovan Vujasinović, Goran Savić, Saša Manojlović, Branislav Ninković, Petar Mededović; "Sistem za daljinsko

očitavanje i upravljanje potrošnjom električne energije“; VI Savetovanje Bosanskohercegovačkog Komiteta CIGRE, Neum; Bosna i Hercegovina, novembar 2003.

- [7] Jovan Vujašinović; “Terminal za daljinsko očitavanje i upravljanje fiskalnim kasama”; magistarski rad, Elektrotehnički fakultet, Univerzitet u Beogradu, Srbija, 2013.

#### ABSTRACT

In this paper, architecture of system for remote control of renewable energy sources powered station for electric vehicles charging is presented. This system allows integration of many different functionalities which contribute to more efficient utilization of several different subsystems: subsystem for remote control of electric vehicle chargers, subsystem for remote control of smart

storage batteries, subsystem for remote control of smart electricity meters and subsystem for remote control of cash registers. This way, stations for electric vehicles charging, powered by renewable energy sources, become more accessible to users of electric vehicles. This makes a contribution to increasing the usage of electric vehicles powered by energy from renewable sources, which decreases the level of air pollution, as well as, the negative effects related to that.

#### **Architecture of System for Remote Control of Renewable Energy Sources Powered Station for Electric Vehicles Charging**

Jovan Vujašinović, Goran Savić, Željko Đurišić



# Optimal Location and Size of Capacitor Banks in Distribution Network with Harmonic Distortion

Nikola Krstić

**Abstract** – Growing presence of nonlinear loads in distribution networks leads to deterioration in the quality of operation of these networks due to injection of higher harmonics. In this paper, optimal location and size of capacitor banks (CB) in distribution network with the presence of higher harmonics, for different priority factors, are determined, in order to see the efficiency and suitability of this, often used solution for reactive power compensation, in the presence of harmonic distortion. Metaheuristic particle swarm optimization (PSO) method was used to find optimal solution to the optimization problem. IEEE18 distribution network was used as a test network, and computer simulations, for results generation and verification, were done in the Matlab software.

**Key words** – capacitor banks; particle swarm optimization; harmonics; distribution network.

## I. INTRODUCTION

Regardless of the type of nonlinear load that is the source of harmonic distortion, their negative effect is reflected in the reduction of distribution network capacity, increased heating, interference with communication lines and general decrease of quality of electric energy, which badly affects the operation of connected loads. All these phenomena that occur due to harmonic distortion somewhat change the operation of distribution network and require a reevaluation of previous traditional solutions used for network operation improvement. Specifically, in this paper, the influence of CB for reactive power compensation, on distribution network operation with the presence of higher harmonics is observed [1-2]. Connection of CB to the distribution network enables the compensation of consumers reactive power, which results in the reduction of reactive power taken from the network. This leads to a reduction in power losses and voltage drops, which is of great importance especially in distribution networks, where as a rule, they are the largest. In addition to reducing energy losses [3] and voltage deviations from the reference [4], the paper also considers reducing the total harmonic distortion of voltage (THDV) [4] in distribution network with CB connection. Precisely these quantities, in addition to the costs that are proportional to the rated power of connected CB, with certain weight coefficients will make up the multi-parameter criterion function of the optimization problem. Although locations and powers of CB are fixed, they must be optimal taking into account all load conditions that can occur in observed distribution network. For this reason, whole load diagram which represents the load power that usually occur in observed network, is used in simulations, and not some of its part. Also,

N. Krstić is with the Department of Power Engineering, Faculty of Electronic Engineering, University of Niš, Aleksandra Medvedeva 14, 18000 Niš, Serbia, E-mail: nikola.krstic@elfak.ni.ac.rs

one source of higher harmonics will be used, a nonlinear load connected in 5<sup>th</sup> node of the observed network.

In this paper, four different solutions to the optimization problem will be presented, in relation to the chosen priority of sizes in criterion function. To solve the optimization problem of optimal location and power of CB, PSO metaheuristic optimization method [5] will be used. The influence of higher harmonics will be analyzed by decoupled method in the frequency domain [6], where interdependence of different harmonics is not taken into account, but a separate network model is made for each frequency (harmonic). Steady state for fundamental harmonic, will be determined by backward/forward sweep algorithm [7], for the calculation of power flows in radial distribution networks. Z-bus matrix and current injection vector for higher harmonics will be used to determine higher harmonic node voltages [6]. In order to see the influence of load type on the operation of network in these conditions, two different load types will be considered [3]. First is the constant impedance and the second the constant power load type.

## II. OPTIMIZATION PROBLEM DEFINITION

Optimal location and size of CB, is a nonlinear optimization problem with constraints. Control variables in this optimization problem are the locations of CB in the network (network nodes) and their rated powers. Constraints of the control variables are given by (1) and (2).

$$Q_{cn} = k \cdot Q_{cn_{min}}, \quad k \in N \quad (1)$$

Where are:  $Q_{cn}$  – rated reactive power of connected CB,  $Q_{cn_{min}}$  – rated reactive power of the smallest unit used.

$$i \in \{i_1, i_2, \dots, i_n\} \quad (2)$$

Where are:  $i$  - index of network node in which CB is connected,  $\{i_1, i_2, \dots, i_n\}$ - set of network node indexes in which is possible to connect CB.

In this optimization problem, dependent variables are node voltages, currents in network branches and THDV in every node. Constraints of these variables are given by (3), (4) and (5).

$$U_{min} < U < U_{max} \quad (3)$$

$U$  is the network node voltage.

$$I_g < I_{gmax} \quad (4)$$

$I_g$  is the network branch current.

$$THDV < THDV_{max} \quad (5)$$

$THDV$  is the total harmonic distortion of voltage.

As the values of the dependent quantities can't be known in advance, there is a chance that the constraints applied to them will not be met in the initial iterations, so there must be a mechanism in optimization method which will reject this type of solutions. In the paper, penalty function is used for this purpose. Beside the constraints in the form of inequality, there are also constraints in the form of equality, which applied to power balance equations and determine the steady state. These constraints are expressed with (6) and (7):

$$P_G = P_L + P_{loss} \quad (6)$$

Where are:  $P_G$ - generated active power (comes from the network source node),  $P_L$ - active power consumed (used by all loads),  $P_{loss}$  – losses of active power in the network.

$$Q_G = Q_L + Q_{loss} \quad (7)$$

Where are:  $Q_G$ - generated reactive power (comes from the network and CB),  $Q_L$ - reactive power consumed by loads,  $Q_{loss}$ - losses of reactive power in the network.

Unlike the active power flow, which in passive distribution networks always has a direction from the source node (network) to consumers, the direction of reactive power flow, in this case may be different, depending on the compensation level of connected CB.

In addition to the constraints, in defining the optimization problem, it is necessary to determine the criterion function, whose minimization should be performed. In this case, a multi-parameter criterion function will be used, because connecting CB it is desired to achieve a general improvement of the distribution network operation in the presence of harmonic distortion. This is achieved by minimizing multiple variables, including energy losses, cost of CB, deviation of the voltage from the referent value and THDV of all network nodes. Variable load power in observed period of time will in certain extent change the voltage in network nodes and therefore the THDV, during this period. Because of this, criterion function will consider maximum sum of voltage deviation and maximum sum of THDV that appear in network nodes in observed time period. Criterion function is given by (8).

$$F = a_1 \cdot \sum_k (P_{loss,k} \cdot \Delta t) + a_2 \cdot \sum_i Q_{cni} + a_3 \cdot \sum_i (U_i - U_{ref})^2 + a_4 \cdot \sum_i THDV_i \quad (8)$$

Where are:  $F$  – criterion function that needs to be minimized,  $P_{loss,k}$ - power losses in the distribution network in  $k$ -th time interval,  $Q_{cni}$  – rated reactive power of CB connected in  $i$ -th node,  $U_i$  – voltage of  $i$ -th node in time interval with maximum sum of voltage deviation,  $THDV_i$  – THDV of  $i$ -th node in time interval with maximum sum of THDV in network nodes,  $a_1, a_2, a_3, a_4$  – weight coefficients.

Power losses, in some time interval, due to the existence of higher harmonics, are determined from (9).

$$P_{Loss} = 3 \cdot \sum_{i,j} (\sum_h I_{gij}^{(h)2} \cdot real\{Z_{gij}^{(h)}\}) \quad (9)$$

Where are:  $real\{Z_{gij}^{(h)}\}$  - real part of the branch impedance between  $i$ -th i  $j$ -th node for  $h$ -th harmonic,  $I_{gij}^{(h)}$ - current of the  $h$ -th harmonic in the branch between  $i$ -th i  $j$ -th node. THDV for  $i$ -th node is given by (10).

$$THDV_i(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h>1} V_{ih}^2}}{V_{i1}} \cdot 100\% \quad (10)$$

Where are:  $THDV_i$  – THDV of  $i$ -th node,  $V_{i1}$ -fundamental harmonic of voltage in  $i$ -th node,  $V_{ih}$ -  $h$ -th harmonic of voltage in  $i$ -th node.

### III. SOLVING THE OPTIMIZATION PROBLEM

Metaheuristic method of PSO is used to find the optimal solution to above defined optimization problem. Values of the steady state are determined by backward/forward sweep method, for the calculation of power flows in the network, for the fundamental harmonic, and using the Z-bus matrix and vector of injected currents for higher harmonics.

#### A. Particle Swarm Optimization Method

Particle swarm optimization (PSO) is one of the population metaheuristic optimization methods, and is inspired by the process of flock of birds finding food in nature. The population consists of a set of individuals, each represent a potential solution to the optimization problem and a set of control variables that need to be adjusted. Individuals in the population communicate with each other and move towards the individual that is in place with the largest amount of food and thereby minimum value of the criterion function. In order to perform a better search of the solution space, the direction of movement of an individual is affected not only by the location with the largest amount of food found so far ( $g_{best}$ ), but also by the location with the largest amount of food that individual has found so far ( $p_{best}$ ). In this way, each subsequent generation of individuals in the population will be closer to a larger food source and thus closer to the optimal solution. Specified optimization method can be analytically expressed with (11) and (12).

$$v_i(t+1) = w \cdot v_i(t) + C_1 \cdot r_1 \cdot (p_{best_i}(t) - x_i(t)) + C_2 \cdot r_2 \cdot (g_{best}(t) - x_i(t)) \quad (11)$$

$$x_i(t+1) = x_i(t) + v(t+1) \quad (12)$$

Where are:  $t$  – ordinal number of iteration (generation),  $x_i$ – location of  $i$ -th individual,  $v_i$ - speed of  $i$ -th individual,  $w$  – inertia coefficient,  $C_1, C_2$ - acceleration coefficients,  $r_1, r_2$ - random numbers from interval  $[0,1]$ .

## B. Considering Higher Harmonics

Steady state analysis for higher harmonics was done using matrix equation given by (13), taking into account, Z-bus matrix, which is found as inverse Y-bus matrix, and vector of injected currents for higher harmonics.

$$\mathbf{V}_h = [\mathbf{Y}_h]^{-1} \cdot \mathbf{I}_h = [\mathbf{Z}_h] \cdot \mathbf{I}_h \quad (13)$$

Where are:  $\mathbf{V}_h$  –node voltage vector for  $h$ -th harmonic,  $\mathbf{I}_h$ – current injection vector for  $h$ -th harmonic,  $[\mathbf{Y}_h]$  – Y-bus matrix for  $h$ -th harmonic,  $[\mathbf{Z}_h]$  – Z-bus matrix for  $h$ -th harmonic. As there is only one nonlinear load connected in node 5, thus only one coordinate in vector of injected currents of higher harmonics is different from zero, and is given by (14).

$$I_{h5} = \frac{S_5}{\sqrt{3}U_5} \cdot \frac{1}{h} \quad (14)$$

Where are:  $h$  - harmonic order,  $I_{h5}$ - current of  $h$ -th harmonic injected in node 5,  $U_5$ - voltage of 5<sup>th</sup> node,  $S_{p5}$ - apparent power of the nonlinear load.

It is clear that by changing the frequency (order of harmonic), Y-bus matrix also changes, because the reactance, susceptance, and to a certain, small extent, the resistance in the network change. Takin into account the skin effect, resistance of medium voltage network built of overhead lines, changes with the change of order of harmonics according to (15) [8].

$$R^{(h)} = R^{(1)} \cdot \left(0.9996 + \frac{0.07345 \cdot h^2}{192 + 0.05878 \cdot h^2}\right) \quad (15)$$

Where are:  $R^{(h)}$ - branch resistance for  $h$ -th harmonic,  $R^{(1)}$ - branch resistance for fundamental harmonic,  $h$ - order of harmonic.

Dependency of reactance and susceptance in the network from the order of harmonic is given by (16) and (17).

$$X_L^{(h)} = h \cdot X_L^{(1)} \quad (16)$$

$$B_C^{(h)} = h \cdot B_C^{(1)} \quad (17)$$

Where are:  $h$  - order of harmonic,  $X_L^{(h)}$ - reactance for  $h$ -th harmonic,  $X_L^{(1)}$ - reactance for fundamental harmonic,  $B_C^{(h)}$ - susceptance for  $h$ -th harmonic,  $B_C^{(1)}$ - susceptance for fundamental harmonic.

Equations (16) and (17) will, in addition to describing the elements of distribution network, be used to model reactance and susceptance for constant impedance loads, for higher harmonics. Modeling constant power loads for higher harmonics due to their more complex nature requires a slightly different approach. Constant power loads are usually industry loads, with electric machines that have rotating parts in them. Equivalent impedance of this type of load usually depends on the ratio of the speed of rotation of the machine and the circular frequency of the source. As higher harmonics have a significantly higher circular frequency than the fundamental harmonic, which determines the speed of rotation of the machine, it can be stated that the impedance for fundamental

harmonic for constant power load type is approximately the same for all higher harmonics and correspond to the stiff rotor impedance. Reactance of the constant power loads for higher harmonics is also obtained from (16), while the resistance is the same as that for fundamental harmonic. Impedance for fundamental harmonic, for this type of load, is calculated from (18), whose obtaining process is explained in the appendix.

$$Z_1 = 0.1 \cdot \text{Re}\{Z_p\} + j0.3 \cdot \text{Im}\{Z_p\} \quad (18)$$

Where are:  $Z_1$  –fundamental harmonic impedance for constant power load,  $Z_p$  – fictive impedance for constant power load, calculated from (19).

$$Z_p = \frac{U_n^2}{S_p^*} \quad (19)$$

Where are:  $U_n$  –rated network voltage,  $S_p^*$  –conjugated complex power of constant power load.

## IV. SIMULATION PARAMETERS AND RESULTS

In order to check the efficiency and verification of the proposed optimization method in finding the optimal solution for the mentioned optimization problem, computer simulations were performed in the Matlab software package. Standard IEEE18 distribution network with nonlinear load, shown in the Fig. 1, was used as the test network.

### A. Simulation Parameters

Transformation ratio of the transformer is fixed and is set to 35/10 kV/kV for all observed cases. Referent voltage has a value of  $U_{\text{ref}} = U_n = 10$  kV, while the maximum and minimum allowed voltage is 10 % higher and lower than the referent one. For the maximum value of THDV in one of the network nodes, the value of 5% was taken, and the maximum allowed current per network branch on 10kV side is set to 125A (current slightly higher than the maximum current in the network for rated load). Also, rated power of CB is an integer product of rated power of the smallest unit, for which a value of 25 kVAr was used. Apparent power of nonlinear load is 0.45 MVA. In this paper, odd harmonics up to 25<sup>th</sup> are taken into account.

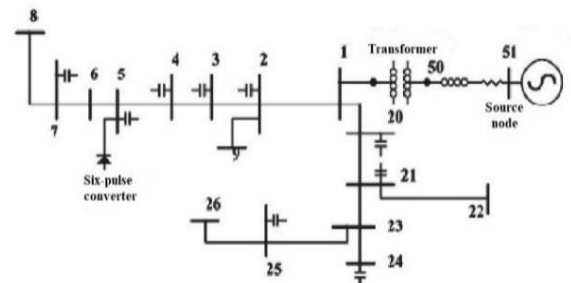


Fig. 1. IEEE18 distribution network with nonlinear load

Paper considers two types of load, both with the same load power for 10 kV voltage which load diagram is shown in Fig.2.

Time dependence of active and reactive load power of each node is the same, and follows the time dependence given by the load diagram, for both types of load, with a value of 1MVAR for reactive power peak.

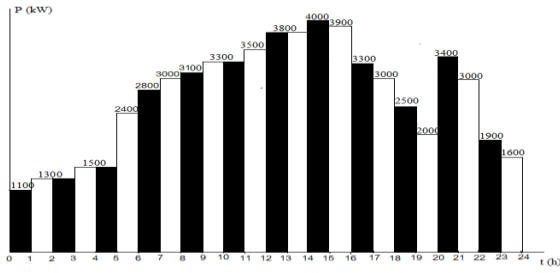


Fig. 2. Load diagram

Values of the acceleration coefficients in the PSO, are  $C_1=0.5$  and  $C_2=0.9$ , while the coefficient of inertia is 1. Optimization method was performed over a population of 70 individuals, and to solve the optimization problem, in every case, 100 iterations were performed.

In solving the optimization problem, each individual in the population is described with 32 characteristics. First 16 refer to the indexes of nodes in which CB are connected, and the other 16 to their rated powers. Optimization method is realized so that it is possible to connect more CB in the same node, while their rated powers can be equal to zero. In this way, the number of nodes in which CB are connected is not predetermined, but is indirectly determined in the process of execution of optimization method, which increases the possibility of finding a global solution to the problem. Taking into account all 10kV network nodes increases processing time, but for this relatively small test network it is the best way to find optimal solution, especially in this case where multi-parameter criterion function is consider.

Values for weight coefficients in criterion function are determined based on the desired priority, using 0.05 \$/kWh for the first one. Thus, equal priority of all sizes is achieved if all members of the criterion function have approximately the same value, and a higher priority of a certain size, in this paper, is taken into account by increasing its member about ten times compared to others. As the goal of this paper is not to consider the economic aspects and exact costs, but to observe the change of the main aspects of network operation after CB connection, in the case of different priorities, the exact values of weight coefficients and criterion function are not important and so are not presented.

### B. Simulation Results and Analysis

Table I sows the representative sizes of criterion function in distribution network before CB connection, with rated transformation ratio of the transformer, for constant impedance and constant power load type, respectively.

TABLE I  
REPRESENTATIVE SIZES OF CRITERION FUNCTION IN DISTRIBUTION NETWORK BEFORE CB CONNECTION

Load	Z load type	S load type
$W_{loss}$ (MWh)	4.271	6.107

$\Sigma(U_i-U_r)^2$ (kV) <sup>2</sup>	14.015	22.614
$\Sigma THDV_i$ (%)	47.689	38.003

From Table I it can be seen that better network performances in terms of voltage profile and energy losses are obtained for constant impedance load. This is due to an increase in load currents in the case of reducing the voltage, for constant power load type and the opposite for constant impedance load. However, constant power load has lower THDV due to the lower values in Z-bus matrix compared to those for constant impedance load.

Obtained results after connecting CB on distribution network are shown in Tables II and III. Table II contains the CB location in the network (node index) and their rated powers. Table III contains values of representative sizes of criterion function, which determined the network operation with CB connected. Four different cases of criterion function depending on the desired priority were considered. In the second case, the highest priority is given to the reduction of energy losses, in third to the minimization of voltage deviations, the fourth greatest importance gives to the reduction of THDV, while in the first one all aspects in criterion function have the same priority.

TABLE II  
OPTIMAL LOCATIONS AND RATED POWERS OF CB

Priority	All equal		$W_{loss}$	
	Z type	S type	Z type	S type
Load				
node	1	1	1	1
Qc(kVAr)	150	200	125	225
node	3	2	4	3
Qc(kVAr)	50	50	100	100
node	4	3	6	5
Qc(kVAr)	25	175	350	250
node	7	7	8	6
Qc(kVAr)	675	300	75	150
node	8	8	20	7
Qc(kVAr)	225	225	125	175
node	9	21	21	8
Qc(kVAr)	50	100	150	75
node	22	22	23	20
Qc(kVAr)	125	125	50	175
node	/	25	24	23
Qc(kVAr)	/	25	125	125
node	/	26	/	25
Qc(kVAr)	/	75	/	75
Priority	$\Sigma(U_i-U_r)^2$		$\Sigma THDV_i$	
Load	Z type	S type	Z type	S type
node	2	2	1	6
Qc(kVAr)	200	175	25	50
node	4	3	7	7
Qc(kVAr)	50	375	925	750
node	5	7	8	8
Qc(kVAr)	125	125	250	500
node	7	8	20	9
Qc(kVAr)	650	675	50	50
node	8	9	21	20
Qc(kVAr)	125	150	50	200

node	9	20	22	21
Qc(kVAr)	200	425	300	100
node	20	22	23	22
Qc(kVAr)	125	125	100	150
node	22	23	/	25
Qc(kVAr)	125	500	/	100
node	23	25	/	/
Qc(kVAr)	200	175	/	/
node	24	/	/	/
Qc(kVAr)	125	/	/	/
node	26	/	/	/
Qc(kVAr)	425	/	/	/

TABLE III  
VALUES OF REPRESENTATIVE SIZES OF CRITERION FUNCTION

Priority	All equal		$W_{\text{loss}}$	
Load	Z type	S type	Z type	S type
$W_{\text{loss}}$ (MWh)	5.228	5.692	4.416	5.667
$\Sigma Q_c$ (kVAr)	1300	1275	1100	1350
$\Sigma(U_i-U_r)^2$ (kV) <sup>2</sup>	7.077	11.974	8.165	11.593
$\Sigma\text{THDV}_i$ (%)	38.826	41.460	59.519	45.728
Priority	$\Sigma(U_i-U_r)^2$		$\Sigma\text{THDV}_i$	
Load	Z type	S type	Z type	S type
$W_{\text{loss}}$ (MWh)	6.808	7.932	6.057	7.313
$\Sigma Q_c$ (kVAr)	2350	2725	1700	1900
$\Sigma(U_i-U_r)^2$ (kV) <sup>2</sup>	3.039	3.528	5.200	7.334
$\Sigma\text{THDV}_i$ (%)	35.059	28.296	30.531	23.995

From the results shown in Tables II and III it can be concluded that connection of CB on distribution 10 kV network can reduce voltage deviations by 78.31% and 84.39%, and THDV by 35.97% and 36.86%, for constant impedance and constant power load type respectively, compared with the case with no CB connection. Great improvement of voltage profile is partly a result of very low voltage in the network in time of highest load before CB connection, and its further improvement is prevented by a current constraint in network branches, which became dominant due to the connection of a large amount of reactive power to the distribution network. Similar situation is in the case of reducing THDV where current constraint does not allow the connection of CB with even greater rated powers in some nodes, which would further reduce the elements in the Z-bus matrix and thus voltage harmonics. Also, energy losses reduction of 7.2% for constant power load is significant, considering the fact that reactive power of consumption is four times smaller than the active power. Connection of CB inject reactive power in the network which increases node voltages, therefore energy losses in the case of constant impedance load increase because of dominant active power dependency. This fact resulted in the optimization method not being able to reduce energy losses for this type of load, while meeting all the set constraints, (mainly voltage constraints).

Largest rated power of CB connected in a single node, mostly that is the node close to the source of harmonics and the end of the network (node 7), is in the case where THDV reduction had the highest priority. Locations and rated powers of connected

CB, in the case of energy losses reduction, are such that compensate the reactive power of the load but also set the voltage in define limits, which is the reason for somewhat higher total rated power of connected CB than total reactive power of load (1MVA). Improvement of the network voltage profile is achieved by connecting CB of medium size in a large number of nodes, for fine voltage adjustment. In this case total rated power of connected CB is the largest, due to poor voltage profile before CB connection in time of peak load. When all aspects of criterion function have the same priority, optimization method managed to achieve an improvement of two of the three sizes in the criterion function, with total rated power of CB similar to those in the case of energy losses reduction.

Fig. 3 shows the voltage (base voltage is 10kV) and Fig. 4 shows the THDV in all network nodes before and after CB connection, for both types of load, in the time of highest power consumption (14-15h) as the most critical period.

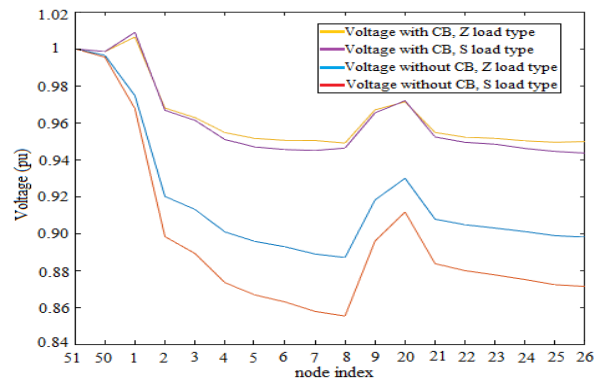


Fig. 3. Network node voltages with and without CB, for both load types

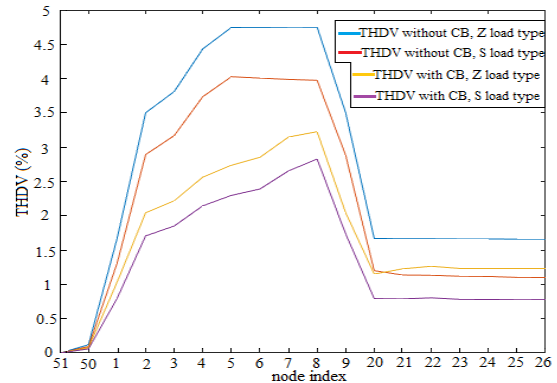


Fig. 4. Network node THDV with and without CB, for both load types

Like Table III, Figs. 3 and 4 also show that with adequate connection of CB, voltage profile and THDV in distribution network with harmonic distortion can be greatly improved.

## V. CONCLUSION

In this paper, the optimization problem of optimal location and size of CB, in standard IEEE18 distribution network with a nonlinear load, using metaheuristic optimization method of PSO is successfully solved. Results of the optimization problem showed that connection of CB in distribution network with the presence of harmonic distortion, can improve



operation of this network especially in terms of improving voltage profile and reducing THDV. Also, reduction of energy losses is much greater if distribution network has a higher share of constant power load type and lower power factor. However, it must be noted that improvement of all three observed network aspects in the same time is very hard to achieve using only CB.

## APPENDIX

Equation (18) which determines the impedance of constant power load for the fundamental harmonic, is obtained respecting the ratio of impedance in nominal operation mode and impedance of the stiff rotor mode. Here, the assumption is made, that the constant power load consists of industrial drives composed mostly of induction motors. Equivalent impedances of the induction motor for the nominal and the stiff rotor operating mode were calculated based on the simplified equivalent scheme for steady state of induction motor, shown on Fig. 5.

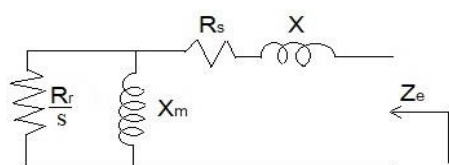


Fig. 5. Simplified equivalent scheme of induction motor

Based on the equivalent scheme, after rationalization, equivalent impedance is:

$$Z_e = R_s + \frac{R_r}{s} \cdot \frac{X_m^2}{X_m^2 + (R_r/s)^2} + j(X + X_m \cdot \frac{(R_r/s)^2}{X_m^2 + (R_r/s)^2}) \quad (20)$$

In order to obtain a concrete value for the ratio of these two impedances, appropriate and realistic assumptions related to the motor parameters and its operation were adopted. In particular, it is accepted that in the nominal operating mode, equivalent resistance is three times higher than the equivalent reactance, taking into account the ratio between active and reactive power used in the constant power loads. It is also accepted that rotor and stator resistances are equal ( $R_r = R_s$ ) and twice less than the sum of rotor and stator reactance ( $X = 2R_r$ ), while slip coefficient  $s$  in nominal operating mode is  $s_n = 0.05$ . Considering the proposed assumptions and using (20), equivalent impedance of the motor in nominal and stiff rotor operating mode is obtained from (21) and (22), respectively.

$$Z_{e,N} = (19.867 + j6.623) \cdot R_r \quad (21)$$

$$Z_{e,K} = (1.999 + j2.012) \cdot R_r \quad (22)$$

Ratio between impedance in stiff rotor (21) and nominal operating mode (22) is the same as the ratio between the impedance for fundamental harmonic and the fictive impedance, given in (18).

## REFERENCES

- [1] L. Du, L. He, R. G. Harley, "A survey of methods for placing shunt capacitors banks in power network with harmonic distortion", IECON 2012 – 38<sup>th</sup> Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, pp. 1198-1203, October 2012.
- [2] A. Mujezinović, N. Turković, N. Dautbašić, M. Muftić Dedović, I. Turković, "Use of Integer Genetic Algorithm for Optimal Allocation and Sizing of the Shunt Capacitor Banks in the Radial Distribution Networks", 18<sup>th</sup> International Symposium INFOTEH-JAHORINA, pp. 58-64, 20-22 March 2019.
- [3] J. Vuletić, M. Todorovski, "Reduction of Losses and Harmonic Distortion in Distribution Networks with Different Load Models by Placing Shunt Capacitors using Integer Genetic Algorithm", Przeglad Elektrotechniczny, vol. 1, no. 6, pp. 86-89, June 2015.
- [4] M. Milovanović, J. Radosavljević, B. Perović, "Određivanje optimalnih lokacija i snaga kondenzatorskih baterija u distributivnim mrežama u cilju smanjenja harmonika i poboljšanja naponskog profila primenom genetskog algoritma", Tehnika, vol. 72, no. 6, pp. 867-875, January 2017.
- [5] J. Radosavljević, *Metaheuristic Optimization in Power Engineering*, London, United Kingdom, Institution of Engineering and Technology, 2018, pp. 75-113.
- [6] M. Milovanović, J. Radosavljević, B. Perović, M. Dragičević, "Proračun tokova snaga u distributivnim mrežama u prisustvu viših harmonika", 17<sup>th</sup> International Symposium INFOTEH-JAHORINA, pp. 127-131, 21-23 March 2018.
- [7] J. A. Michline, S. Ganesh, "Power Flow Analysis for Radial Distribution System Using Backward/Forward Sweep Method", World Academy of Science, Engineering and Technology; International Journal of Electrical and Computer Engineering vol. 8, no.10, pp. 1628-1632, 2014.
- [8] D. Tasić, *Osnovi elektroenergetske kablovske tehnike*, Niš, Serbia, Electronic Faculty of Niš, 2001, pp. 59-67.

# Novi algoritam za estimaciju parametara signala u EES-u baziran na Pronijevoj metodi

Dimitrije Rozgić, Predrag Petrović

**Apstrakt**—U radu je prikazan novi algoritam za estimaciju parametara osnovnog harmonika napona ili struje (amplitude, kružne frekvencije i faze) u elektroenergetskom sistemu, baziran na Pronijevoj metodi. Poboljšanje performansi predloženog algoritma ostvareno je primenom posebno dizajniranog DFT filtra i ZC metode. DFT filtrom se izdvajaju odbirci osnovnog harmonika procesiranog ulaznog signala, dok se ZC metodom poboljšava selektivnost DFT filtra.

**Ključne reči**— Estimacija parametara signala, Pronijeva metoda, DFT-Diskretna Furijeova transformacija, ZC-Metoda prolaska kroz nulu.

## I. UVOD

U poslednjim decenijama sistemi za relejnu zaštitu, upravljanje i nadzor u EES-u pretrpeli su krupne tehnološke i konceptijske promene. Klasični i kroz praksu potvrđeni sistemi, bazirani su na primeni elektromehaničkih i statičkih releja, analognih mernih instrumenata, tastera i niskonaponskih prekidača [1, 2]. Savremeni sistemi za zaštitu su, nasuprot njima, zasnovani na primeni mikroprocesora i digitalnoj obradi signala. Za upravljanje i nadzor se najčešće koristi SCADA sistem (*Supervisory Control and data Acquisition*) [1, 2]. Procena stanja (*State estimation*) EES-a je jedna od najvažnijih *on-line* aktivnosti koje treba sprovesti u procesu rada SCADA sistema. Zadatak estimatora stanja jeste određivanje nepoznatih vrednosti promenljivih stanja (određivanje vrednosti fazora napona) na osnovu modela mreže, uz upotrebu nekog od poznatih algoritama za procenu, npr. WLS (*Weighted Least-Squares*), Kalman-ovih filtara, proširenih Kalman-ovih filtara zasnovanih na redundantnom merenju u samom EES-u [3]. Intenzivan razvoj telekomunikacionih tehnika, informacionih tehnologija i uređaja za sinhrono merenje fazora-PMU (*Phasor Measurement Unit*), doveli su do daljeg razvoja i usavršavanja sistema za zaštitu, upravljanje i nadzor EES-a. PMU uređaji su u stanju da izvrše estimaciju parametra unapred definisanog modela signala u vremenskom domenu. Ugradnjom PMU uređaja u određene čvorove EES-a realizuju se direktna merenja fazora napona i struja grana koje su povezane sa tim čvorom. Koristeći fazorska merenja zajedno sa klasičnim SCADA merenjima, algoritmi za estimaciju stanja postaju precizniji i brži. Primenom PMU uređaja moguće je ostvariti adaptivnu relejnu zaštitu, što je svakako još jedan benefit takvog koncepta merenja. [4].

Dimitrije Rozgić – Fakultet tehničkih nauka u Čačku, Univerzitet u Kragujevcu, Svetog Save 65, 32000 Čačak, Srbija (e-mail: dimitrije.rozagic@ftn.kg.ac.rs).

Predrag Petrović – Fakultet tehničkih nauka u Čačku, Univerzitet u Kragujevcu, Svetog Save 65, 32000 Čačak, Srbija (e-mail: predrag.petrovic@ftn.kg.ac.rs).

PMU uređaji estimiraju parametre usvojenog modela sinhrofazora i njegovu frekvenciju na osnovu nekog od algoritama. Estimacioni algoritam treba da, sa jedne strane, ponudi dovoljnu tačnost u procesu procene nepoznatih parametara, a sa druge strane mora biti i dovoljno brz. Upravo ova dva, često oprečna zahteva, nameću potrebu za razvojem novih algoritama i usavršavanjem postojećih. DFT (*Diskretna Furijeova Transformacija*) metoda se najčešće koristi u PMU uređajima i digitalnoj relejnoj zaštiti.

Sve veća integracija obnovljivih izvora energije u EES, čija je snaga često nekontrolabilna (vetroelektrane, protočne hidroelektrane, fotonaponska postrojenja), otežava održavanje ravnoteže između proizvodnje i potrošnje. Ovaj disbalans direktno se odražava na frekvenciju na kojoj sistem radi. Zbog odstupanja frekvencije od nazivne vrednosti, dolazi do pojave greške u obračunu efektivne vrednosti DFT metodom. Naime, DFT zahteva da količnik periode merenog signala i periode odabiranja bude ceo broj, kako bi obračun bio tačan, što je nemoguće obezbediti u uslovima kada noseća frekvencija procesiranog signala varira. Ova pojava je poznata kao efekat spektralnog curenja (*leakage*). Iz ovog razloga potrebno je ostvariti što tačnije merenje frekvencije procesiranog signala i po mogućstvu prilagođavanje periode odabiranja stvarnoj frekvenciji procesiranog signala-metoda merenja mora biti adaptivna.

U uslovima kratkog spoja u EES-u, struja kvara pored osnovog harmonika sadrži i više harmonike, kao i opadajuću jednosmernu komponentu. Pored toga, dolazi i do promene frekvencije, što sve zajedno dovodi do akumulacije značajne greške u uslovima primene DFT metode.

Pored napred navedenog, sve veće prisustvo nelinearnih potrošača u sistemu dovodi do dodatnog izbličenja talasnog oblika napona u EES-u, generišući više harmonijske komponente procesiranog signala. Na taj način, povećava se red modela signala kojim se opisuje estimirani signal. Ukoliko i frekvencija takvog signala nije poznata, problem koji u procesu estimacije treba rešiti postaje nelinearan, vrlo zahtevan za rešavanje i vremenski dugotrajan.

U radu [5] je prikazan algoritam za merenje frekvencije baziran na digitalnom DFT filtru i Pronijevoj (*Prony*) metodi. Zbog odstupanja frekvencije od pretpostavljene vrednosti, DFT filtar daje izobličen signal, što dovodi do neslaganja sa pretpostavljenim modelom (koji je zasnovan na samo jednoj sinusnoj komponenti), a time i značajne greške Pronijeve metode. Da bi se umanjio *leakage* efekat, autori su koristili dodatne prozorske funkcije (*window functions*).

U [6] je predložen algoritam merenja frekvencije koji pored digitalnog DFT filtra, za merenje noseće frekvencije koristi tehniku ZC (*zero-crossing*) uz linearizaciju signala u okolini prolaska kroz nulu. ZC tehnika se pri tome primenjuje na filtrirane odbirke.

U [7, 8] je predstavljen algoritam za merenje frekvencije zasnovan na digitalnom DFT filtru, Njutn-Rapsonovoj metodi

i estimaciji frekvencije na osnovu određivanja trenutka u kome procesirani signal prolazi kroz nulu. ZC se primenjuje na odbirke signala, kako bi se što tačnije odredila početna procena za Njutn-Rapsonovu metodu i umanjio *leakage* efekat kod primene DFT filtra. Njutn- Rapsonova metoda se primenjuje na inicijalno filtrirane odbirke.

U ovom radu prikazan je algoritam za estimaciju frekvencije, amplitude i početne faze osnovnog harmonika signala napona (struje). Polazeći od pretpostavke da je noseća frekvencija unapred nepoznata, posmatran esimacioni problem je nelinearan, a upravo je Pronijeva metoda efikasna u takvim radnim uslovima. Za filtriranje odmeraka procesiranih signala korišćen je digitalni DFT filtar, a inicijalna estimacija frekvencije je izvršena ZC tehnikom. Zbog boljeg razumevanja predloženog koncepta, u radu je na koncizan način prikazana i sama Pronijeva metoda. Rezultati su upoređeni sa rezultatima u radovima [7, 8].

## II. PRONIJEVA METODA

Pretpostavićemo da je naponski signala, koji je predmet obrade, oblika:

$$v(t) = \sum_{i=1}^M V_i \cos(i\omega t + \varphi_i) \quad (1)$$

Pri čemu je:

$v(t)$  - trenutna vrednost napona

$M$  - najviši red harmonika u signalu napona (red modela signala)

$\omega$  - kružna učestanost osnovnog harmonika

$V_i$  - amplituda  $i$ -tog harmonika

$\varphi_i$  - početna faza  $i$ -tog harmonika

Koristeći Ojlerovu formulu

$$\cos x = \frac{e^{jx} + e^{-jx}}{2} \quad (2)$$

model signala (1) se može zapisati u sledeće obliku:

$$v(t) = \sum_{i=1}^{2M} \underline{B}_i e^{j\omega_i t} \quad (3)$$

Označimo ulazni-stvarni signal sa  $y(t)$ , i izvršimo njegovo odmeravanje-semplovanje u ekvidistantnim vremenskim trenucima  $T, 2T, \dots, NT$ , pri čemu je  $T$  perioda odabiranja. Na taj način dolazi se do vektora odbiraka  $Y = (y[1], y[2], \dots, y[N])$  gde je  $y[k]$ -odbirak signala u trenutku  $k \cdot T$ , tj.  $y[k] = y(kT)$ .

Analogno gore uvedenom načinu zapisivanja, vrednosti modela signala u ekvidistantnim vremenskim trenucima su definisane kao:

$$v(kT) = \sum_{i=1}^{2M} \underline{B}_i e^{j\omega_i kT} = \sum_{i=1}^{2M} \underline{B}_i \underline{z}_i^k \quad k = 1, 2, \dots, N \quad (4)$$

Cilj estimacije je određivanje vrednosti nepoznatih parametara  $\underline{B}_i, \underline{z}_i$ , kako bi greška između stvarnog signala i modela signala bila što je moguće manja, tj. minimizacija sledeće funkcije:

$$E = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \sqrt{(y(kT) - v(kT))^2} \quad (5)$$

Sušтина Pronijeve metode je u transformaciji ovog nelinearnog problema u linearan. Pronijeva metoda može biti optimizaciona i neoptimizaciona. Kod neoptimizacione

metode broj odbiraka je tačno jednak broju nepoznatih u predpostavljenom modelu signala.

U ovom radu se predlaže primena optimizacione metode, kojom se dobija optimalnana procena nepoznatih parametara procesiranog signala. Da bi se mogao izvršiti proračun, potrebno je da broj odbiraka signala bude veći od broja nepoznatih u predpostavljenom modelu signala. Na taj način, optimalna procena se dobija iz preodređenog sistema jednačina:

$$\begin{aligned} \underline{B}_1 \underline{z}_1 + \underline{B}_2 \underline{z}_2 + \dots + \underline{B}_{2M} \underline{z}_{2M} &= y[1] \\ \underline{B}_1 \underline{z}_1^2 + \underline{B}_2 \underline{z}_2^2 + \dots + \underline{B}_{2M} \underline{z}_{2M}^2 &= y[2] \\ &\vdots \end{aligned} \quad (6)$$

$$\underline{B}_1 \underline{z}_1^N + \underline{B}_2 \underline{z}_2^N + \dots + \underline{B}_{2M} \underline{z}_{2M}^N = y[N]$$

U ovako preodređenom sistemu poznat je samo vektor odbiraka ulaznog signala  $Y$ , a nepoznate su  $\underline{B}_i, \underline{z}_i, i=1, 2, \dots, 2M$ .

Sistem (6) se može zapisati u matricnom obliku kao:

$$\underline{B} \cdot \underline{Z} = Y \quad (7)$$

Osnovna ideja Pronijeve metode je formiranje polinoma reda  $2M$  čiji su koreni  $\underline{z}_1, \underline{z}_2, \dots, \underline{z}_{2M}$

$$P(\underline{z}) = (\underline{z} - \underline{z}_1) \cdot (\underline{z} - \underline{z}_2) + \dots + (\underline{z} - \underline{z}_{2M}) \quad (8)$$

Koristeći osnovni stav algebre polinom  $P(\underline{z})$  se može zapisati na sledeći način:

$$P(\underline{z}) = \underline{z}^{2M} + a_{2M} \underline{z}^{2M-1} + a_{2M-1} \underline{z}^{2M-2} + \dots + a_1 \quad (9)$$

Sledeći korak u ovde predloženom algoritmu je formiranje vektora  $H_k$  oblika:

$$\begin{aligned} H_1 &= (a_1, a_2, \dots, a_{2M-1}, a_{2M}, 1, 0, 0, \dots, 0)_{1 \times N} \\ H_2 &= (0, a_1, a_2, \dots, a_{2M-1}, a_{2M}, 1, 0, \dots, 0)_{1 \times N} \\ &\vdots \end{aligned} \quad (10)$$

$$H_{N-2M} = (0, 0, \dots, a_1, a_2, \dots, a_{2M-1}, a_{2M}, 1)_{1 \times N}$$

Množeći sistem (7) sa vektorima  $H_k$  dolazimo do sistema jednačina, koji se može zapisati na sledeći način:

$$H_k \cdot \underline{B} \cdot \underline{Z} = H_k \cdot Y \quad (11)$$

pri čemu je  $k=1, 2, \dots, N-2M$ . Kako je pri tome  $P(\underline{z}_i) = 0$  za  $i=1, 2, \dots, 2M$ , dobija se preodređen sistem linearnih jednačina po nepoznatim  $a_{2M}, a_{2M-1}, \dots, a_1$ :

$$\begin{aligned} -y[2M+1] &= a_1 \cdot y[1] + a_2 \cdot y[2] + \dots + a_{2M} \cdot y[2M] \\ -y[2M+2] &= a_1 \cdot y[2] + a_2 \cdot y[3] + \dots + a_{2M} \cdot y[2M+1] \\ &\vdots \end{aligned} \quad (12)$$

$$-y[N] = a_1 \cdot y[N-2M] + a_2 \cdot y[N-2M+1] + \dots + a_{2M} \cdot y[N-1]$$

Sistem (12) se može rešiti metodom najmanjih kvadrata. Na osnovu svega izloženog u ovoj sekciji rada, algoritam u predloženoj Pronijevoj metodi se može svesti na sledeće korake:

- Rešavanje sistema jednačina (12) metodom najmanjih kvadrata, čime se dolazi do koeficijenata polinoma (9)  $a_{2M}, a_{2M-1}, \dots, a_1$ ;
- Određivanje korena polinoma (9)  $\underline{z}_1, \underline{z}_2, \dots, \underline{z}_{2M}$ , kako bi se izračunale frekvencije osnovnog i viših harmonika  $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_M$  ulaznog, procesiranog signala
- Rešavanje sistema jednačina (7) metodom najmanjih kvadrata, na osnovu čega se određuju

amplituda i početna faza osnovnog i viših harmonika  $A_1, \varphi_1; A_2, \varphi_2; \dots A_M, \varphi_M$ .

### III. DIGITALNO FILTRIRANJE

Preciznost i brzina algoritma baziranog na Pronijevoj metodi zavisi od reda modela signala, učestanosti odabiranja i dužine prozora podataka. Ukoliko red modela nije dobro odabran metoda neće dati tačne rezultate. Povećanjem reda modela, učestanosti odabiranja i dužine prozora podataka, produžava se potrebno procesorsko vreme za izvršenje algoritma.

Filtriranjem ulaznog signala eliminišu se neželjeni harmonici i umanjuje uticaj slučajnog šuma, iz kog razloga se u predloženoj metodi obrade koristi DFT filtar. U prvom koraku, koeficijenti filtra su izračunati predpostavljajući nazivnu frekvenciju ulaznog signala. Ukoliko bi predpostavka bila tačna, filtrirani odbirci bi pripadali samo prostoperiodičnom signalu. Zbog odstupanja frekvencije od nazivne, filtrirani odbirci pripadaju složenoperiodičnom signalu (izobličen signal), gde stepen izobličenja direktno zavisi od odstupanja frekvencije. Važna osobina DFT filtra je da zadržava frekvenciju ulaznog, procesiranog signala, što praktično znači da ako frekvencija ulaznog signala  $f$  odstupa od nazivne, filtriranjem se dobija složenoperiodični signal frekvencije  $f$ . Da bi se povećala preciznost opisanog algoritma koristi se i ZC metoda. Njenom primenom prati se znak filtriranih odbiraka da bi se odredio broj odbiraka koji pripadaju periodi filtriranog signala. Sa tako određenim brojem filtriranih odbiraka, ulazni signal se još jednom filtrira. Matematički model primenjenog DFT filtra je:

$$y_{fil}[l] = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} y[k+l] \cos\left(k \frac{2\pi}{N}\right) \quad l=1, 2, \dots, N \quad (13)$$

gde je:

$y_{fil}[l]$  -  $l$ -ti filtrirani odbirak signala napona ili struje

$y[k+l]$  - odbirak ulaznog signala u vremenskom

trenutku  $(k+l)T$

$T$  -perioda odabiranja

$N$  - broj odbiraka signala u (predpostavljenoj) periodi signala

### IV. PREDLOŽENI ALGORITAM

Filtrirani odbirci ulaznog signala se mogu prikazati kao:

$$v(t) = V \cos(\omega t + \varphi) \quad (14)$$

Koristeći model definisan sa (3) na filtrirane odbirke ulaznog signala, dovodi nas do zapisa oblika:

$$v(t) = \sum_{i=1}^2 \underline{B}_i e^{j\omega_i t} \quad (15)$$

Sistem (6) u ovom slučaju postaje oblika:

$$\begin{aligned} \underline{B}_1 \underline{z}_1 + \underline{B}_2 \underline{z}_2 &= y_{fil}[1] \\ \underline{B}_1 \underline{z}_1^2 + \underline{B}_2 \underline{z}_2^2 &= y_{fil}[2] \\ &\vdots \\ \underline{B}_1 \underline{z}_1^N + \underline{B}_2 \underline{z}_2^N &= y_{fil}[N] \end{aligned} \quad (16)$$

dok je odgovarajući polinom  $P(z)$  (8) drugog reda:

$$P(z) = (z - \underline{z}_1) \cdot (z - \underline{z}_2) = z^2 + a_2 z + a_1 \quad (17)$$

Na osnovu Vijetovih pravila, zaključujemo da je:

$$\begin{aligned} a_1 &= \underline{z}_1 \underline{z}_2 = e^{j\omega T} e^{-j\omega T} = 1 \\ a_2 &= a = -(\underline{z}_1 + \underline{z}_2) = -(e^{j\omega T} + e^{-j\omega T}) \\ a &= -2 \cos \omega T \end{aligned} \quad (18)$$

Iz (18) je jasno da za estimaciju frekvencije treba odrediti samo jedan koeficijent polinoma (17).

Vektori  $H_k$  (10) su u ovoj situaciji oblika:

$$\begin{aligned} H_1 &= (1, a, 1, 0, 0, \dots, 0)_{1 \times N} \\ H_2 &= (0, 1, a, 1, 0, \dots, 0)_{1 \times N} \\ &\vdots \\ H_{N-2} &= (0, 0, \dots, 1, a, 1)_{1 \times N} \end{aligned} \quad (19)$$

pri čemu je  $k=1, 2, \dots, N-2$ . Kako je  $P(\underline{z}_i) = 0, i=1, 2$ , dobija se preodređen sistem linearnih jednačina sa nepoznatom  $a$ .

$$\begin{aligned} y_{fil}[1] + y_{fil}[3] &= -a \cdot y_{fil}[2] \\ y_{fil}[2] + y_{fil}[4] &= -a \cdot y_{fil}[3] \\ &\vdots \\ y_{fil}[N-2] + y_{fil}[N] &= -a \cdot y_{fil}[N-1] \end{aligned} \quad (20)$$

Rešenje sistema (20) je oblika:

$$-a = \frac{\sum_{i=2}^{N-1} (y_{fil}[i-1] + y_{fil}[i+1])^2}{\sum_{i=2}^{N-1} y_{fil}[i] \cdot (y_{fil}[i-1] + y_{fil}[i+1])} \quad (21)$$

ili

$$-a = \frac{\sum_{i=2}^{N-1} y_{fil}[i] \cdot (y_{fil}[i-1] + y_{fil}[i+1])}{\sum_{i=2}^{N-1} y_{fil}[i]^2} \quad (22)$$

Na osnovu (21) ili (22) i (18) dobija se kružna frekvencija osnovnog harmonika:

$$\omega = \frac{1}{T} \arccos \frac{\sum_{i=2}^{N-1} (y_{fil}[i-1] + y_{fil}[i+1])^2}{2 \cdot \sum_{i=2}^{N-1} y_{fil}[i] \cdot (y_{fil}[i-1] + y_{fil}[i+1])} \quad (23)$$

Kako bi se izvršila estimacija nepoznate amplitude i početne faze u [9] se za rešavanje sistema opisanog sa (16), predlaže metoda najmanjih kvadrata. Kako je sistem kompleksan, njegovo rešavanje je samo po sebi procesorski zahtevno. Sistem (16) je formiran na osnovu (15), a kako su izrazi (14) i (15) međusobno ekvivalentni, pogodnije je i računski jednostavnije, rešavati sledeći sistem jednačina:

$$\begin{aligned} V_C \cos \omega T + V_S \sin \omega T &= y_{fil}[T] \\ V_C \cos 2\omega T + V_S \sin 2\omega T &= y_{fil}[2T] \\ &\vdots \\ V_C \cos N\omega T + V_S \sin N\omega T &= y_{fil}[NT] \end{aligned} \quad (24)$$

Ovako definisan preodređen sistem jednačina (24), rešava se metodom najmanjih kvadrata.

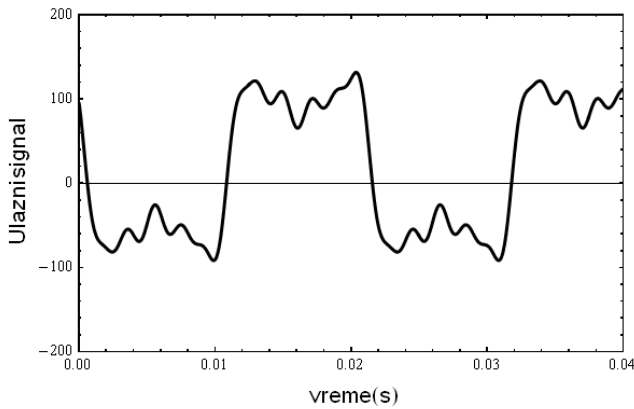
Ovde predložen algoritam za estimaciju je testiran na ulaznom signalu oblika, Slika 1:

$$y(t) = 100 \cos(300t + \frac{4\pi}{9}) + 50 \cos(900t + \frac{\pi}{3}) + 20 \cos(1500t + \frac{\pi}{4}) + 15 \cos(2100t + \frac{\pi}{5}) + 10 \cos(3300t + \frac{\pi}{6}) + 20 + e(t) \quad (25)$$

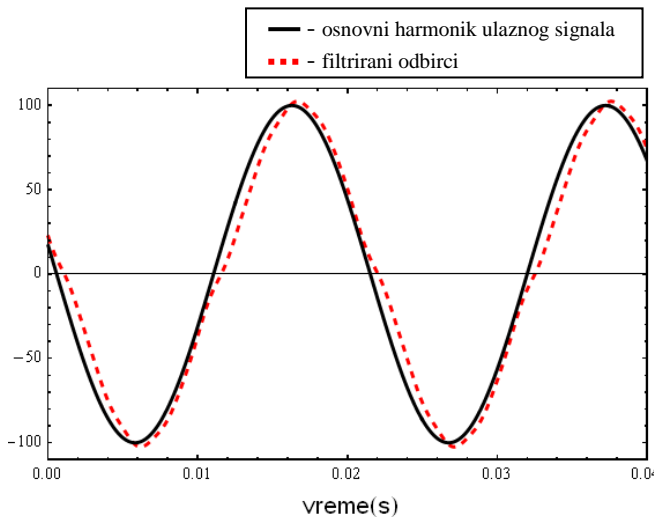
gde je  $e(t)$  aditivni signal šuma (beli šum). Nivo šuma u odnosu na korisni signal određen je kao odnos signal-šum (*signal to noise ratio*), i meri se u dB (decibelima):

$$SNR = 20 \log \frac{A}{\sqrt{2}\sigma} \quad (26)$$

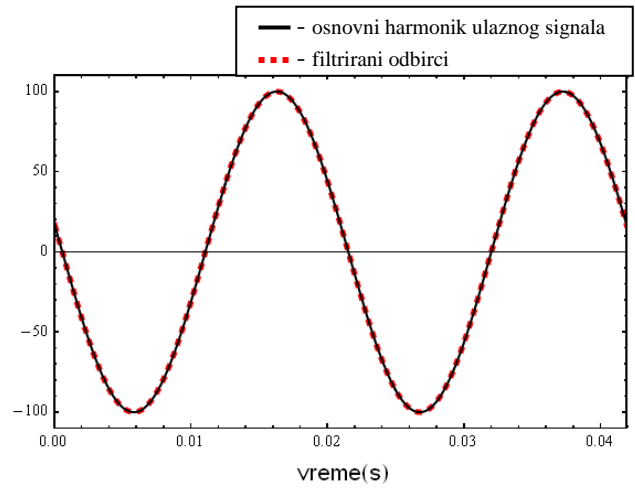
gde je: SNR - odnos signal-šum,  $A$  - amplituda osnovnog harmonika procesiranog signala,  $\sigma$  - standardno odstupanje šuma [10]. Frekvencija odabiranja posmatranog signala je setovana na vrednost od  $f_s = 40 \text{ kHz}$ .



Sl. 1. Vremenski oblik ulaznog signala definisanog sa (25)



Sl. 2 Vremenski oblici osnovnog harmonika ulaznog signala (25) i signala čiji je oblik rekonstruisan na osnovu odbiraka ulaznog signala nakon filtriranja. Koeficijenti DFT filtra su izračunati pretpostavljajući nazivnu frekvenciju 50Hz



Sl. 3. Vremenski oblici osnovnog harmonika ulaznog signala (25) i signala čiji je oblik rekonstruisan na osnovu odbiraka ulaznog signala nakon drugog filtriranja. Koeficijenti DFT filtra su korigovani pomoću ZC metode.

Predloženi algoritam je testiran na uzorku od dvadeset generisanih signala. Rezultati su upoređeni sa rezultatima algoritama baziranih na primeni Njutn-Rapsonove metode [7, 8]. Računate su srednje vrednosti i standardno odstupanje: kružne frekvencije  $\bar{\omega}_1$ ,  $\sigma_{\omega_1}$ , amplitude  $\bar{A}_1$ ,  $\sigma_{A_1}$  i početne faze  $\bar{\varphi}_1$ ,  $\sigma_{\varphi_1}$  osnovnog harmonika na datom uzorku od 20 signala. Rezultati komparacije su prikazani u Tabelama I - III.

TABELA I  
SREDNJA VREDNOST I STANDARDNO ODSTUPANJE MERENJA KRUŽNE FREKVENCIJE NA UZORKU OD 20 MERENJA. TAČNA VREDNOST JE  $\omega_1 = 300 \text{ rad / s}$

SNR	Predloženi algoritam		Algoritam baziran na Njutn-Rapsonovoj metodi [7, 8]	
	$\bar{\omega}_1$	$\sigma_{\omega_1}$	$\bar{\omega}_1$	$\sigma_{\omega_1}$
60	299,999	0,00554	299,978	0,00281
50	299,996	0,01266	299,975	0,00668
40	300,006	0,03920	299,979	0,00710
30	300,032	0,12380	299,958	0,06940

TABELA II  
SREDNJA VREDNOST I STANDARDNO ODSTUPANJE MERENJA AMPLITUDE NA UZORKU OD 20 MERENJA. TAČNA VREDNOST JE  $A_1 = 100$

SNR	Predloženi algoritam		Algoritam baziran na Njutn-Rapsonovoj metodi [7, 8]	
	$\bar{A}_1$	$\sigma_{A_1}$	$\bar{A}_1$	$\sigma_{A_1}$
60	100,011	0,00216	100,01012	0,00337
50	100,010	0,01069	100,00821	0,00733
40	100,000	0,02513	100,01242	0,00928
30	100,017	0,07090	99,98293	0,09503

TABELA III  
SREDNJA VREDNOST I STANDARDNO ODSTUPANJE MERENJA KRUŽNE  
FREKVENCije NA UZORKU OD 20 MERENJA. TAČNA VREDNOST JE  
 $\varphi_1 = 1,39626 \text{ rad}$

SNR	Predloženi algoritam		Algoritam baziran na Njtn-Rapsonovoj metodi [7,8]	
	$\overline{\varphi_1}$	$\sigma_{\varphi_1}$	$\overline{\varphi_1}$	$\sigma_{\varphi_1}$
60	1,39715	0,00006	1,39739	0,00004
50	1,39718	0,00018	1,39743	0,00011
40	1,39702	0,00052	1,39736	0,00009
30	1,39682	0,00174	1,39740	0,00110

Iz tabela I–III može se uočiti da je standardno odstupanje dobijeno predloženim algoritmom, za sva četiri nivoa šuma, u najvećem broju slučajeva, veće od odgovarajućeg standardnog odstupanja dobijenog referentnim Njtn-Rapsonovim algoritmom. Ovo ukazuje da je predloženi algoritam osetljiviji na slučajni šum od NR algoritma, ali je sa druge strane značajno manje procesorski zahtevan (iziskuje manje flopsa za realizaciju) i jednostavniji za implementaciju, odnosno može se postaviti praktično na svaku hardversku platformu.

## V. ZAKLJUČAK

Dobro je poznata činjenica da su algoritmi za određivanje parametara signala u uslovima nenominalne frekvencije (*off-nominal frequency*) dosta kompleksni i spori, vremenski zahtevni. Ovde predložena Pronijeva metoda nudi mogućnost ubrzanja i poboljšanja performansi postojećih algoritama za estimaciju, uz modifikaciju koja je bazirana na adaptivnom filtriranju procesiranog signala napona ili struje. Potvrđena je visoka preciznost predložene estimacione procedure, čime ona postaje dobar kandidat za primenu u savremenim digitalnim mernim i zaštitnim uređajima u EES-u.

## LITERATURA

- [1] Jovan Nahman, Vladica Mijailović, Razvodna postrojenja, Akademski misao, Beograd 2015
- [2] Milenko Đurić, Visokonaponska Postrojenja, Beopres, Beograd 2009
- [3] S. Sarri, M. Paolone, R. Cherkaoui, A. Borghetti, F. Napolitano and C. A. Nucci, "State estimation of Active Distribution Networks: Comparison between WLS and iterated kalman-filter algorithm integrating PMUs," 2012 3rd IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Europe (ISGT Europe), Berlin, 2012, pp. 1-8, doi: 10.1109/ISGTEurope.2012.6465871.
- [4] V. Terzija et al., "Wide-Area Monitoring, Protection, and Control of Future Electric Power Networks," in Proceedings of the IEEE, vol. 99, no. 1, pp. 80-93, Jan. 2011, doi: 10.1109/JPROC.2010.2060450.
- [5] T. Lobos and J. Rezmer, "Real-time determination of power system frequency," in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 46, no. 4, pp. 877-881, Aug. 1997, doi: 10.1109/19.650792
- [6] Milenko B. Djurić, Zeljko Djuric, "Frequency measurement of distorted signals using Fourier and zero crossing techniques", August 2008, Electric Power Systems Research 78(8):1407-1415, DOI: 10.1016/j.epr.2008.01.008
- [7] P. B. Petrović and D. Rozgić, "Computational effective modified Newton-Raphson algorithm for power harmonics parameters estimation," in *IET Signal Processing*, vol. 12, no. 5, pp. 590-598, 7 2018, doi: 10.1049/iet-spr.2017.0573.
- [8] P. B. Petrović and D. Rozgić, "Power Harmonics Measurements Based on Modified Newton-Raphson Procedure," IEEE EUROCON 2019 -

- 18th International Conference on Smart Technologies, Novi Sad, Serbia, 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/EUROCON.2019.8861625.
- [9] Claudius Orbandt, Cezary Dzienis, Robert Matussek and Horst Schulte, Parameter Estimation in Electrical Power Systems Using Prony's Method, November 2015, Journal of Physics Conference Series 659:012013, DOI: 10.1088/1742-6596/659/1/012013
- [10] Milenko Đurić i ostali: Algoritmi za digitalne relejne zaštite, ETA, Beograd 2012
- [11] J. F. Hauer, C. J. Demeure and L. L. Scharf, "Initial results in Prony analysis of power system response signals," in *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 5, no. 1, pp. 80-89, Feb. 1990, doi: 10.1109/59.49090.

## ABSTRACT

The paper presents a new algorithm for estimating the parameters of the fundamental harmonic of voltage or current (amplitude, angular frequency and phase) in the power system, based on the Prony's method. Improving the performance of the proposed algorithm was achieved by applying a specially designed DFT filter and ZC method. The DFT filter extracts the fundamental harmonic samples of the processed input signal, while the ZC improves the selectivity of the DFT filter.

## New algorithm for signal parameters estimation in electric utilities based on Prony's method

Dimitrije Rozgić, Predrag Petrović



# Gubici snage u torusnom jezgru od feromagnetskog lima za slučaj magnetske indukcije oblika segmentisane sinusoide

Srđan Divac, Branko Koprivica, Alenka Milovanović, Milan Plazinić

**Apstrakt**— Cilj ovog rada je prikaz vremenskog oblika snage magnećenja uzorka od feromagnetskog lima pri kontrolisanom obliku magnetske indukcije oblika segmentisane sinusoide, sačinjene od linearnih delova. U radu su prikazana poređenja vremenskih oblika magnetskog polja, magnetske indukcije i snage magnećenja. Analizirana je promena snage u vremenu sa brzinom promene magnetske indukcije. Takođe, analizirana je promena vrednosti snage gubitaka sa promenom broja segmenata razmatrane sinusoide. U radu je data odgovarajuća diskusija rezultata.

**Ključne reči**—Specifični gubici snage; Magnetski histerezis; Segmentisana sinusoida; Torusno jezgro; LabVIEW.

## I. UVOD

Savremena pretvaračka elektronika postiže visoke snage kada se primenjuju višestepene konfiguracije [1]. Višestepeni invertori su našli veliku primenu u industriji u pogonima električnih mašina i kod DC/DC pretvarača [1-3]. Poznavanje njihovih karakteristika i principa rada je ključno za postizanje visokih performansi i pouzdane kontrole. U tom smislu, gubici snage u jezgru mašine ili transformatora su od velikog značaja i oni su detaljno analizirani u literaturi [4, 5].

Kao što je pokazano u literaturi, naponi koji se javljaju u radu višestepenih invertora imaju približno stepenast oblik, sa ili bez dodatne PWM modulacije [4, 5]. Pri tome, magnetska indukcija u jezgru ima periodičan oblik sačinjen od linearnih segmenata. Broj linearnih segmenata zavisi od stepena invertora. Takođe, trenutna vrednost snage magnećenja sadrži skokovite promene, što nije detaljno analizirano u literaturi.

U cilju boljeg razumevanja vremenskog oblika magnetskog polja i indukcije, kao i specifične snage magnećenja, izvršena su merenja sa torusnim uzorkom od feromagnetskog lima u slučajevima kada pobudni napon ima oblik napona invertora drugog, trećeg i petog stepena. Kako bi se bolje uočile

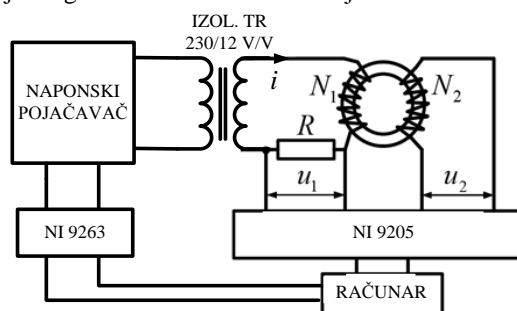
promene koje pojedini stepeni izazivaju, razmatran je slučaj kada su sastavni delovi pobudnog napona različite visine, što nije slučaj kod postojećih invertora. Za razliku od sličnih ispitivanja sprovedenih u [5], u ovome radu nije razmatran slučaj invertora sa dodatnom PWM modulacijom, odnosno razmatran je slučaj ravnog izlaznog napona invertora.

Merenja su izvršena primenom metode bazirane na personalnom računaru i akviziciji signala [6]. Ista su sprovedena pri kontrolisanom obliku magnetske indukcije za slučajeve kada je ona sačinjena od linearnih segmenata, sa  $n=1$  (trougao),  $n=2$ ,  $n=3$  i  $n=250$  (sinusoida) delova. Podaci prikupljeni pomoću akvizicije obrađeni su pomoću aplikacije napisane u LabVIEW programskom paketu.

Analiza rezultata merenja, navedena u trećem delu ovoga rada, obuhvata analizu i poređenje vremenskog oblika magnetskog polja, magnetske indukcije i specifične snage magnećenja torusnog jezgra za različite oblike magnetske indukcije. Detaljna analiza je sprovedena sa stanovišta zavisnosti dinamičkog procesa magnećenja od nagiba posmatranog segmenta magnetske indukcije, odnosno od brzine promene magnetske indukcije u vremenu, što je analizirano u literaturi za slučaj dva linearna segmenta [7]. Dodatno, analizirana je promena vrednosti snage gubitaka sa brojem segmenata i izvršeno je fitovanje te promene pomoću eksponencijalne funkcije. Na kraju rada su dati odgovarajući zaključci.

## II. MERNI METODA I APARATURA

Za dobijanje rezultata prikazanih u ovom radu primenjena je metoda merenja magnetskog polja i indukcije bazirane na personalnom računaru i akviziciji [6]. Merenja su sprovedena sa torusnim uzorkom od feromagnetskog lima. Na Sl. 1 prikazana je blok šema merno-akvizicionog sistema za merenje magnetskih veličina od značaja.



Sl. 1. Blok šema merno-akvizicionog sistema za merenje magnetskih karakteristika.

Srđan Divac – Fakultet tehničkih nauka u Čačku, Univerzitet u Kragujevcu, Svetog Save 65, 32000 Čačak, Srbija, (e-mail: [divacsrdjan@gmail.com](mailto:divacsrdjan@gmail.com)) – Stipendista Ministarstva.

Branko Koprivica – Fakultet tehničkih nauka u Čačku, Univerzitet u Kragujevcu, Svetog Save 65, 32000 Čačak, Srbija, (e-mail: [branko.koprivica@ftn.kg.ac.rs](mailto:branko.koprivica@ftn.kg.ac.rs)).

Alenka Milovanović – Fakultet tehničkih nauka u Čačku, Univerzitet u Kragujevcu, Svetog Save 65, 32000 Čačak, Srbija, (e-mail: [alenka.milovanovic@ftn.kg.ac.rs](mailto:alenka.milovanovic@ftn.kg.ac.rs)).

Milan Plazinić – Fakultet tehničkih nauka u Čačku, Univerzitet u Kragujevcu, Svetog Save 65, 32000 Čačak, Srbija, (e-mail: [milan.plazinic@ftn.kg.ac.rs](mailto:milan.plazinic@ftn.kg.ac.rs)).

Aparatura se sastoji od: izvora naizmeničnog napona, šant otpornika od  $R=0.5 \Omega$ , torusnog uzorka od feromagnetskog lima, akvizicionih kartica za generisanje i prikupljanje podataka i računara. Takođe, sastavni deo ove aparature čini i LabVIEW aplikacija za magnetska merenja pomoću koje se prikupljeni podaci obrađuju i čuvaju u memoriji računara.

Izvor pobudnog napona čine: akviziciona kartica NI 9263 koja stvara naponski signal, pojačavač napona GWINSTEK APS-1102 i izolacioni transformator 230/12 V/V. Za potrebe akvizicije podataka korišćena je akviziciona kartica NI 9205. Kartice su postavljene u kućište NI cDAQ-9172, koje obezbeđuje napajanje akvizicionih kartica i komunikaciju sa računarom preko USB porta. Napon sa pojačavača se dovodi na primarne namotaje izolacionog transformatora čiji je sekundarni kraj vezan na red sa pobudnim namotajem torusnog uzorka i šant otpornikom. Indukcioni namotaj uzorka je direktno doveden na akvizicionu karticu.

Struja  $i(t)$  kroz pobudni namotaj meri se indirektno, kao količnik izmerenog napona šant otpornika i njegove otpornosti, a potom se koristi za proračun jačine magnetskog polja prema Amperovom zakonu:

$$H(t) = \frac{N_1 i(t)}{l} \left[ \frac{\text{A}}{\text{m}} \right], \quad (1)$$

gde je  $N_1$  broj navojaka pobudnog namotaja torusa, a  $l$  dužina srednje linije jezgra [6].

Izmereni indukovani napon na indukcionom namotaju proporcionalan je brzini promene ukupnog fluksa u torusnom jezgru, a vrednost magnetske indukcije se može proračunati pomoću izraza:

$$B(t) = \frac{1}{N_2 A} \int_0^t u_2(\tau) d\tau \quad [\text{T}], \quad (2)$$

gde su  $N_2$  broj navojaka indukcionog namotaja torusa i  $A$  površina poprečnog preseka uzorka, a  $u_2(t)$  izmerena vrednost indukovano napona.

Specifična snaga magnećenja  $p(t)$  (svedena na jedinicu zapremine) izračunava se pomoću izraza [7]:

$$p(t) = H(t) \frac{dB(t)}{dt} \left[ \frac{\text{W}}{\text{m}^3} \right]. \quad (3)$$

Merenja su sprovedena sa torusnim uzorkom koji je dobijen namotavanjem orijentisanog feromagnetskog lima debljine 0.27 mm, oznake 27PH100, proizvođača POSCO. Ovaj lim je namenjen za proizvodnju energetskih i mernih transformatora.

Podaci o broju navojaka, dužini srednje linije i površini poprečnog preseka torusnog uzorka dati su u Tabeli I.

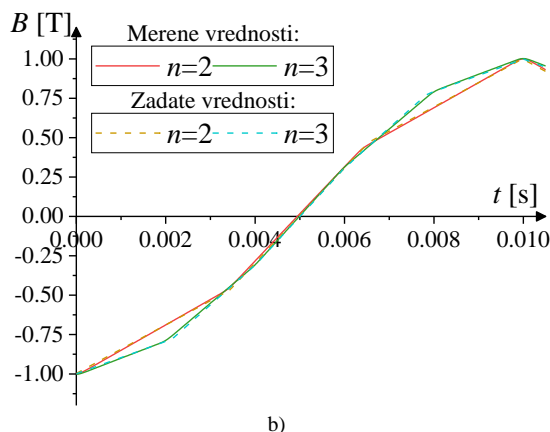
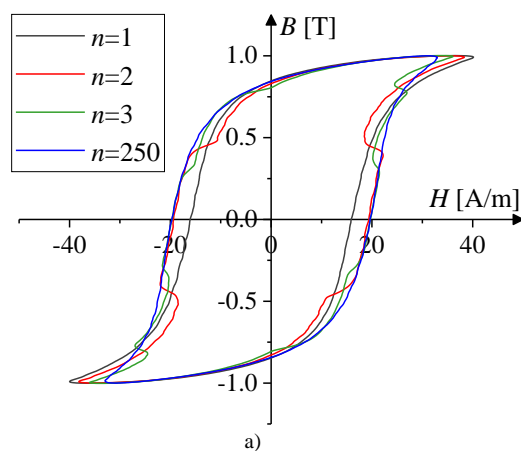
TABELA I  
PODACI O TOROIDNOM UZORKU

Veličina	Vrednost
$N_1$	175
$N_2$	40
$l$ [m]	0.306
$S$ [mm <sup>2</sup> ]	102.80

### III. ANALIZA REZULTATA MERENJA

Na Sl. 2a je prikazano poređenje eksperimentalno dobijenih histerezisnih petlji za sve razmatrane slučajeve segmentisane magnetske indukcije, kada je maksimalna vrednost magnetske indukcije iznosila 1 T. Mogu se uočiti skokovite promene na petljama, čija veličina i položaj zavise od broja segmenata.

Na Sl. 2b je prikazano poređenje oblika zadatih i izmerenih magnetskih indukcija (polovina periode) za slučaj signala sa dva i tri segmenta, koji su i najsloženiji za merenje. U ova dva slučaja se mogu uočiti delimična odstupanja merene indukcije od zadate. Ona su izražena na mestima prelamanja segmenata, gde se javlja blago zaobljenje. Ovakva odstupanja nisu zabeležena u druga dva slučaja, koji su jednostavniji za merenje. Odstupanja na prelazu između dva segmenta su posledica prelaznog procesa u feromagnetskom jezgru i upotrebljene merne opreme. Nakon više ponovljenih merenja zaključeno da su ista prihvatljiva i da neće uticati značajno na sprovedenu analizu.



Sl. 2. Poređenje: a) izmerenih histerezisnih petlji za sve oblike magnetske indukcije i b) zadatih i merenih oblika magnetske indukcije za slučaj signala sa dva i tri segmenta.

Za pravilno razumevanje promena na petljama sa Sl. 2a potrebno je istovremeno analizirati promene vremenskih oblika magnetskog polja i indukcije, brzine promene magnetske indukcije i specifične snage magnećenja.

Na Sl. 3 su prikazane eksperimentalno dobijene vrednosti magnetskog polja, magnetske indukcije, brzine promene magnetske indukcije i specifične snage magnećenja za slučajeve magnetske indukcije oblika segmentisane sinusoide sa  $n=1$  (trougao),  $n=2$ ,  $n=3$  i  $n=250$  (sinusoide) linearnih segmenata.

Segmenti menjaju nagib na približno 0.5 T, za slučaj sa dva, odnosno 0.3 T i 0.8 T, za slučaj sa tri segmenta. U cilju lakšeg opažanja dinamičke povezanosti magnetskog polja, brzine promene magnetske indukcije i specifične snage, izdvojeno je na Sl. 4 prikazan samo slučaj sa tri segmenta (jedna poluperioda).

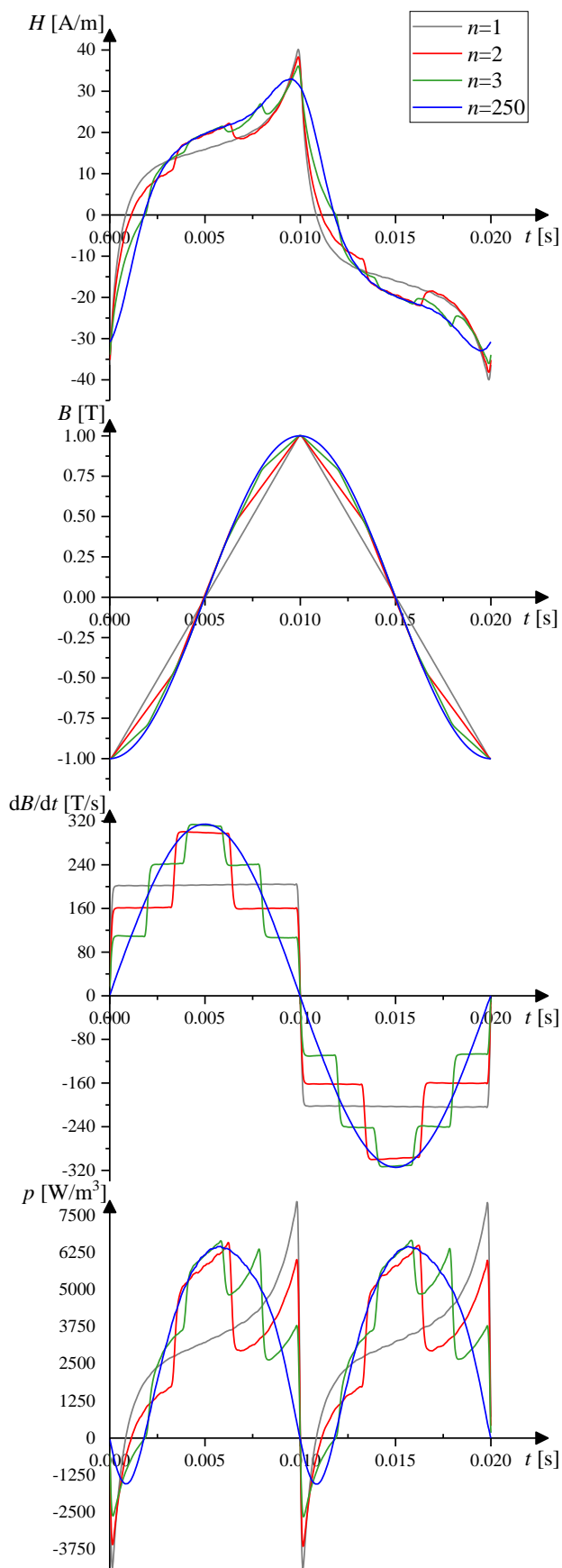
Posmatrajući grafike na Sl. 3 i 4 moguće je primetiti da isti u velikoj meri zavise od broja segmenata magnetske indukcije. Za slučaj sa jednim segmenata magnetska indukcija se menja kontinualno (bez naglih promena) između minimalne i maksimalne vrednosti. Posledica toga je da i magnetsko polje nema naglih promena, kao ni specifična snaga. Kada je magnetska indukcija sastavljena od dva ili tri pravolinijska segmenta, pri čemu se naglo menja brzina promene magnetske indukcije, i kod magnetskog polja i kod snage se javljaju nagle promene, koje odgovaraju sastavnim tačkama segmenata indukcije. Pri tome, uočava se da je nivo tih naglih promena srazmeran nivou nagle promene brzine promene magnetske indukcije za posmatrane segmente, što se može uočiti i na Sl. 4.

Ukoliko se broj segmenata povećava (u posmatranom slučaju na 250), kontrolisana magnetska indukcija poprima oblik sinusoide sa dinamikom promene magnetskog polja koja se razlikuje od prethodno pomenutih slučajeva i koja je kontinualnog oblika, bez naglih promena. Promene u dinamici pobudnog magnetskog polja su znatno sporije i glatke, a razlog za to jeste što povećanje broja segmenata umanjuje nagle promene magnetske indukcije.

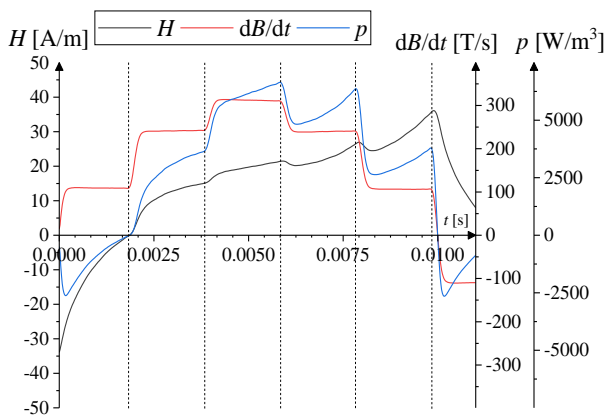
Vremenska zavisnost snage magnećenja, prikazana na Sl. 3, sastoji se iz dva dela i to: pozitivnog, kojim se objašnjava utrošak aktivne i reaktivne snage usled magnećenja uzorka, i negativnog, koji se javlja u trenucima kada pobudno polje počne da opada od svog maksimuma do nulte vrednosti, a koji predstavlja reaktivnu snagu koja se vraća ka izvoru [7].

Posmatrajući na Sl. 3 promenu snage magnećenja u vremenu, za tri merenja je u trenutku  $t=0.01$  s registrovana nagla promena snage sa pozitivne na negativnu vrednost. Na taj način nastaju pozitivan i negativan pik u snazi koji se javlja kada magnetska indukcija počne da opada od maksimalne vrednosti. Visina pika je srazmerna nagibu segmenta, odnosno brzini promene magnetske indukcije, u tom trenutku. Najveći pik se javlja za trougaoni oblik indukcije (jedan segment) i pik se dalje smanjuje sa povećanjem broja segmenata (dva i tri segmenta). Sa daljim povećanjem broja segmenata pik će se još više smanjivati, tako da će potpuno nestati kada se postigne približno kontinualna promena magnetske indukcije, kao što je slučaj za 250 segmenata (sinusoidalni oblik indukcije). Dodatno, nagle promene u snazi su uočljive i u drugim trenucima kada se menja brzina promene magnetske indukcije, odnosno nagib segmenta. Nivo promene snage srazmeran je nivou promene brzine promene indukcije, tako da veća promena njene brzine uzrokuje veću promenu snage.

Može se zaključiti da brzina promene specifične snage magnećenja u toku jedne periode direktno zavisi od oblika kontrolisane veličine. Ukoliko kontrolisana veličina ima pravolinijske segmente snaga sadrži skokovite promene koje se javljaju u sastavnim tačkama segmenata.



Sl. 3. Magnetsko polje, magnetska indukcija, brzina promene magnetske indukcije i specifične snage magnećenja u funkciji vremena za slučajeve magnetske indukcije sa jednim, dva, tri i dvesta pedeset linearnih segmenata.



Sl. 4. Poređenje vremenskih oblika magnetskog polja, brzine promene magnetske indukcije i specifične snage za slučaj magnetske indukcije sa tri linearna segmenta.

Vrednosti specifičnih gubitaka snage za različite oblike kontrolisane magnetske indukcije date su u Tabeli II. U Tabeli II je takođe prikazan i relativni odnos gubitaka za sve razmatrane slučajeve i gubitaka pri magnetskoj indukciji sinusnog oblika. Najveću vrednost imaju gubici pri sinusnom obliku indukcije. U literaturi je čest slučaj da su pri sinusnom obliku indukcije dobijeni manji gubici nego pri nesinusoidalnom obliku [7]. To zavisi od brzine promene magnetske indukcije između njene nulte i maksimalne vrednosti. Kada indukcija brže dostiže maksimum, a sporije prolazi kroz nulu, dobijaju se uže histerezisne petlje (Sl. 2a) i gubici su manji, što je slučaj za rezultate prikazane u ovom radu. U tom smislu, primena višestepenih invertora bi se mogla opravdati smanjenjem gubitaka u jezgru upotrebljenih transformatora ili električne mašine.

Fitovanje promene specifičnih gubitaka snage sa brojem segmenata magnetske indukcije je prikazano na Sl. 5. Isto je izvršeno na osnovu rezultata iz Tabele II i pri tome je dobijena sledeća funkcija promene srednje snage gubitaka sa brojem segmenata:

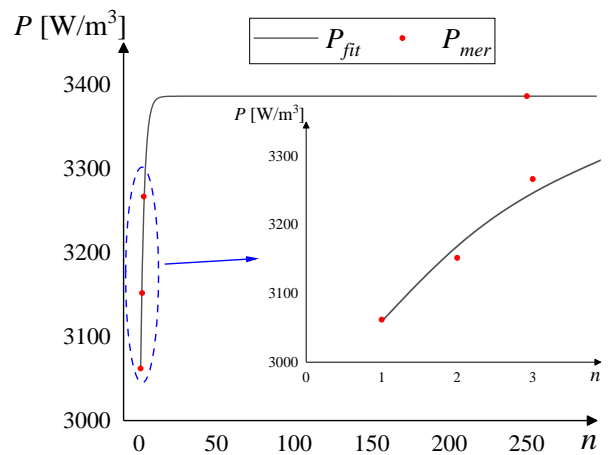
$$P_{fit} = 3386.7(1 - 0.15e^{-0.44n}), \quad (4)$$

gde je  $n$  broj upotrebljenih segmenata.

Na ovaj način je matematički pokazano da se povećanje gubitaka sa brojem segmenata odvija brzo, dostižući skoro maksimalnu vrednost već sa 10 do 20 segmenata, što se moglo i očekivati jer segmentisana kriva sa tolikim brojem segmenata gotovo da poprima oblik sinusoide. Za potvrdu ove pretpostavke potrebna su dodatna merenja sa većim brojem segmenata.

TABELA II  
SPECIFIČNI GUBICI SNAGE U JEZGRU U ZAVISNOSTI OD BROJA SEGMENTA  
MAGNETSKE INDUKCIJE

$n$	Gubici snage u jezgru [W/m <sup>3</sup> ]	Udeo gubitaka [%]
1	3062.08	90.41
2	3152.09	93.07
3	3267.06	96.47
250	3386.70	100.00



Sl. 5. Zavisnost specifičnih gubitaka snage u jezgru od broja segmenata.

U Tabeli III data su apsolutna i relativna odstupanja fitovanih od izmerenih vrednosti gubitaka.

TABELA III  
APSOLUTNA I RELATIVNA ODPUSTANJA FITOVANIH OD IZMERENIH  
VREDNOSTI SREDNJIH SPECIFIČNIH GUBITAKA SNAGE

$n$	Apsolutno odstupanje [W/m <sup>3</sup> ]	Relativno odstupanje [%]
1	-2.556	-0.083
2	23.897	0.758
3	-16.067	-0.492
250	0.000	0.000

#### IV. ZAKLJUČAK

U ovom radu su prikazana eksperimentalna ispitivanja specifične snage magnećenja i snage gubitaka, magnetskog polja i indukcije torusnog uzorka od feromagnetskog lima. Ispitivanja su izvršena pri kontrolisanom obliku magnetske indukcije koja je predstavljena u obliku segmentisane sinusoide sa  $n=1$ ,  $n=2$ ,  $n=3$  i  $n=250$  linearnih segmenata.

Poređenjem rezultata ispitivanja može se uočiti zavisnost dinamike promene veličina od značaja od nagiba segmenta magnetske indukcije, odnosno zavisnost od brzine promene magnetske indukcije. Utvrđeno je da delovi razmatranih veličina kojima odgovaraju segmenti magnetske indukcije sa većim nagibom, odnosno većom brzinom promene iste, poseduju bržu dinamiku promene od onih sa manjom brzinom promene magnetske indukcije. Dodatno, utvrđena je povezanost naglih promena magnetske indukcije (izlaznog napona) i naglih promena u vremenskim oblicima magnetskog polja i specifične snage magnećenja uzorka.

Dodatno, analizirana je relativna promena snage gubitaka sa promenom broja segmenata magnetske indukcije i utvrđena je funkcija koja vrlo tačno opisuje ovu zavisnost.

Praktičan značaj ovoga rada ogleda se u doprinosu boljem razumevanju dinamičkih procesa magnećenja feromagnetskih limova kao i u analizi uticaja brzine promene magnetske indukcije na oblik magnetskog polja i specifične snage magnećenja u jezgru, sa osvrtom na rad višestepenih invertora.

## ZAHVALNICA

Istraživanja prezentovana u ovom radu su delimično finansirana sredstvima Ministarstva prosvete, nauke i tehnološkog razvoja RS, Ugovor br. 451-03-68/2020-14/200132, čiji je realizator Fakultet tehničkih nauka u Čačku - Univerziteta u Kragujevcu.

## LITERATURA

- [1] S.A. Gonzalez, S. A. Verne, M.I. Valla, “*Multilevel Converters for Industrial Applications*”, CRC Press, London, UK, 2013.
- [2] J. Rodríguez, J. Lai, F. Peng, “Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 49, No. 4, pp. 724–738, Aug. 2002.
- [3] T. Kauder, T. Belgrand, R. Lemaitre, A. Thul, K. Hameyer, “Medium-frequency power transformer using GOES for a three-phase dual active bridge”, *J. Magn. Magn. Mater.*, Vol. 504, Art. No. 166672, June 2020.
- [4] P. Rasilo, A. Salem, A. Abdallah, F. De Belie, L. Dupre, J.A. Melkebeek, “Effect of Multilevel Inverter Supply on Core Losses in Magnetic Materials and Electrical Machines”, *IEEE Trans. Energy Convers.*, Vol. 30, No. 2, pp. 736-744, June 2015.
- [5] H. Joshi, N. Tekwani, A. Hinduja, “Multi-level Inverter for Induction Motor Drives: Implementation using Reversing Voltage Topology”, International Power Engineering Conference (IPEC), Singapore, Singapore, pp. 181-186, 27-29 Oct. 2010.
- [6] B. Koprivica, A. Milovanović, M. Đekić, “Determination of Characteristics of Ferromagnetic Material using Modern Data Acquisition System”, *Serb. J. Electr. Eng.*, Vol. 6, No. 3, pp. 451-459, Dec. 2009.
- [7] M. S. Lancarotte, A.A. Penteado, Jr., “Estimation of Core Losses Under Sinusoidal or Non-Sinusoidal Induction by Analysis of Magnetization Rate”, *IEEE Trans. Energy Convers.*, Vol. 16, No. 2, June 2001.

## ABSTRACT

The aim of this paper is to present time waveform of magnetisation power in a sample made of ferromagnetic sheet under controlled shape of magnetic induction in a form of segmented sine wave, composed of linear parts. The paper presents comparisons of time waveforms of magnetic field, magnetic induction and power. The change in power over time with the rate of change of magnetic induction was analysed. Also, the change of the power losses with the change of the number of segments of the considered sinusoid was analysed. The paper presents an appropriate discussion of the results.

### **Power losses in the toroidal core of ferromagnetic sheet in the case of magnetic induction in the form of a segmented sinusoid**

Srdan Divac, Branko Koprivica, Alenka Milovanović,  
Milan Plazinić