ภาคผนวก ก

บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่ในระหว่างศึกษา

บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่ในระหว่างศึกษา

S. Daengdon, A. Suyapan, K-P. Areerak, J. Pakdeeto, “Stability Investigation of AC-DC Power System feeding a Buck Converter Controlled by Sliding Mode Controller,” in *IEEE Access*, vol. xx, no. xx, pp. xx-xx, 2025, doi:10.1109/ACCESS.2025.3585767.

อภิชัย สุยะพันธ์, สุรบดินทร์ แดงด่อน, กองพัน อารีรักษ์. (2567). การออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนสำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคที่มีแหล่งจ่ายเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์. *การประชุมวิชาการงานวิจัยและพัฒนาเชิงประยุกต์ ครั้งที่ 16 (ECTI-CARD).* สุรินทร์: หน้า 166-170

สุรบดินทร์ แดงด่อน, อภิชัย สุยะพันธ์, กองพัน อารีรักษ์. (2568). การออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนสำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคของระบบไฟฟ้ากำลังเอซีเป็นดีซี. *วารสารวิศวกรรมศาสตร์และนวัตกรรม*, ปีที่ 18 ฉบับที่ 2, หน้า 132-143.

IEEE Access
Multidisciplinary | Rapid Review | Open Access Journal

Date of publication xxxx 00, 0000, date of current version xxxx 00, 0000.

Digital Object Identifier 10.1109/ACCESS.2024.Doi Number

Stability Investigation of an AC-DC Power System feeding a Buck Converter Controlled by Sliding Mode Controller

SURABADIN DAENGDON[1], APICHAI SUYAPAN[2], KONGPAN AREERAK[1], (Member, IEEE), AND JAKKRIT PAKDEETO[3]

[1]School of Electrical Engineering, Institute of Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima 30000, Thailand
[2]Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's University of Technology Thonburi, Bangkok 10140, Thailand
[3]Department of Teacher Training in Electrical Engineering, Faculty of Technical Education, King Mongkut's University of Technology North Bangkok, Bangkok 10800, Thailand

Corresponding author: Apichai Suyapan (apichai.suya@kmutt.ac.th)

This work is funded by the National Research Council of Thailand (NRCT) under Grant N42A670152, and was supported in part by the King Mongkut's University of Technology Thonburi (KMUTT), Thailand, and in part by the Suranaree University of Technology (SUT), Thailand.

ABSTRACT Power converters are a highly important technology for power systems in electric vehicles (EVs), as well as in the generation and utilization of renewable energy. However, controlled power converters behave as constant power loads which directly affect the stability of the system. Therefore, this article presents stability investigation of an AC-DC power system feeding a buck converter controlled by a sliding mode controller. The stability analysis is conducted using the eigenvalue theorem and based on a system mathematical model derived through a combination of the DQ and the generalized state-space averaging methods. The theoretical analysis is verified through simulation on MATLAB/SIMULINK, hardware-in-the-loop (HIL), and experimental testing. The results demonstrate that the considered system exhibits instability due to the constant power load effect, which aligns with the theoretical predictions. In addition, the variation of DC-link filter parameters directly impacts the system stability. The resulting results provide useful insights for avoiding system operation at the unstable point and for designing the filter when the system stability is considered. Furthermore, this study serves as a foundation for future research.

INDEX TERMS Small-Signal Stability Analysis, AC-DC Power System, Buck Converter, Sliding Mode Controller, Mathematical Model

I. INTRODUCTION

In the present and future, environmental concerns regarding carbon dioxide emissions have significantly increased the demand for clean energy sources. As a result, electrical energy, which is considered a clean form of energy, has gained much attention. Consequently, power electronics, especially power converters, have become essential technologies. The power converters are widely used to convert and control electrical energy to suitable the requirements of various systems. One major application is in electric vehicle power systems, including electric cars, electric trains, submarines, and aircraft. The power converters play a key role in converting power from energy sources such as batteries or other sources into suitable for system loads. They also control the speed of electric motors for acceleration, braking, and speed regulation in driving systems [1], [2], [3], [4], [5], [6], [7], [8], [9]. Moreover, the power converters are crucial in the production and utilization of renewable energy such as solar, wind, and hydropower [10], [11], [12], [13], [14], [15], [16], [17]. These converters require controllers to ensure the output signal meets the desired specifications. However, when the power converters are controlled, they behave as constant power loads (CPLs) that exhibit negative impedance characteristics for the overall system. When the CPLs are connected to the power system through a filter circuit, their negative impedance reduces the damping ratio of the filter. This can cause the instability of the electrical system. The instability can damage the overall of the power system or degrade the control performance [18], [19], [20], [21], [22], [23], [24], [25]. Therefore, it is necessary to analyze the stability of systems that include the controlled

power converters. This can help to predict and avoid the operating of the system at unstable points. Therefore, this article presents the stability investigation of an AC-DC power system feeding a buck converter controlled by sliding mode controller (SMC). The AC-DC power system using a three-phase bridge rectifier is considered because it is commonly used in renewable energy applications at this moment, such as wind and hydro turbines to generate the electricity [26], [27], [28], [29], [30], [31]. It is also found in electric vehicle architectures, including the electrical power systems of electric cars, electric trains, submarines, aircraft, and battery charging systems for electric vehicles [32], [33], [34], [35]. For this study, the buck converter controlled by the SMC behaves as a CPL, which directly affects system stability. Therefore, the stability investigation aims to predict the unstable points and investigate the effects of DC-link filter parameter changes on the system stability. The stability analysis is based on the eigenvalue theorem using a mathematical model derived through a combination of the DQ and generalized state-space averaging methods. The stability results are verified through the simulation on MATLAB/SIMULINK, HIL, and experiment in the laboratory. All results are consistent and confirm that the system instability is caused by the constant power load effect. Moreover, the variation of the DC-link filter parameters also directly impacts the system stability. The study results are useful for avoiding the operation at the unstable points and can use for designing the filter in terms of the system stability.

The key contributions of the article are the stability analysis based on a resulting mathematical model of a three-phase bridge rectifier feeding a buck converter controlled by SMC and including the design of the SMC for the considered system has not yet been published in existing literature. Moreover, this study also fills a research gap related to system stability in EVs and renewable energy systems.

This article is structed as follow. In Section II, a considered AC-DC power system is explained.Section III presents the derivation of mathematical model and the SMC design. The stability analysis and the effects of the DC-link variation are investigated in Section IV. The validation results and discusses are addressed in Section V. Finally, Section VI gives conclusions and suggestions for future research.

II. A CONSIDERED AC-DC POWER SYSTEM

The AC-DC power system considered in this article is illustrated in Figure 1. The system consists of five main parts. Part 1 is a balanced three-phase AC power source, which generates balanced three-phase AC electricity. Part 2 is a power transmission line that delivers the AC power to the Part 3 which is a three-phase bridge rectifier, that converts the AC signals into DC signals. Part 4 is a DC-link filter, which smooths and stabilizes the DC output from the rectifier. Part 5 is a buck converter that regulates the output voltage using the SMC. In general, buck converters are commonly regulated using PI controllers due to their simplicity in design and effectiveness in reducing steady-state error. However, PI controllers exhibit certain limitations, particularly in scenarios requiring fast dynamic response, where their performance may be inadequate [36], [37]. For this reason, the SMC is chosen in this study because it can provide fast dynamic response, allowing the system to reach steady-state quickly without steady-state error. The system exhibits robustness, ensuring continuous control performance even in the presence of external disturbances or system parameter variations [38], [39], [40], [41], [42], [43], [44], [45]. The buck converter, whether controlled by the SMC or other controllers, behaves as a CPL.

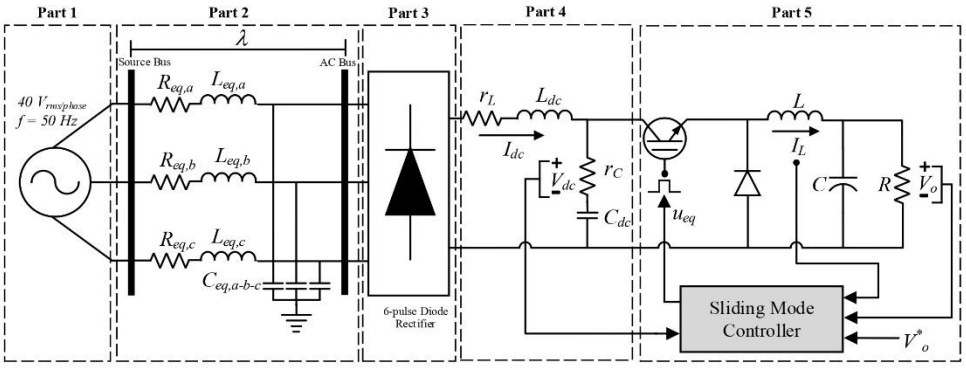


FIGURE 1. Considered AC-DC power system feeding a controlled buck converter.

The characteristics of the CPL are illustrated in Figure 2, where an increase in load current leads to a decrease in load voltage, and vice versa, in order to maintain constant power. This inverse behavior results in negative impedance, which reduces the positive damping of the filter circuit. As a result, his CPL behavior can cause the system instability. Therefore, the stability analysis of the considered power system is very important.

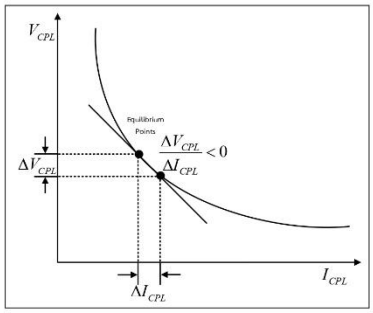


FIGURE 2. Characteristic of CPLs

III. DERIVATION OF MATHEMATICAL MODEL

For stability analysis of the considered power system, it is necessary to derive a system mathematical model. In this article, the model is derived using a combination of the DQ and the generalized state-space averaging (GSSA) methods. These methods can provide a time-invariant model which is suitable for the stability study. The DQ method is applied to eliminate the effects of the diode switching behavior of the three-phase bridge rectifier [46]. Meanwhile, the GSSA method is used to eliminate the switching effects of the buck converter [47]-[48]. The model derivation begins by considering the system without the controller. In this case, the SMC as shown in the gray area in Figure 1 is not taken into account at this stage. The derivation is based on the following assumptions: the power converter operates in continuous conduction mode (CCM). The overlap angle is less than 60 degrees and harmonics in the system are neglected.

For the mathematical model derivation, the considered power system can be divided into five parts. Each part is briefly described as follows:

A. A balanced three-phase AC source

The balanced three-phase AC source in the DQ rotating frame is represented by (1) [49], [50], [51].

$$\begin{cases} V_{sd} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \cos\left(\lambda + \phi - \phi_1\right) \\ V_{sq} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \sin\left(\lambda + \phi - \phi_1\right) \end{cases} \tag{1}$$

where V_m is the peak value of the phase voltage, λ is the phase shift angle between the source bus and the AC voltage bus, ϕ is the phase angle at the AC voltage bus, and ϕ_1 is the angular position of the DQ rotating frame.

B. Transmission line

The voltage drop across the power transmission line and the current flowing through the transmission line in the DQ rotating frame, are expressed by (2) and (3), respectively [49], [50], [51].

$$\begin{cases} \Delta V_{bus,d} = R_{eq} I_d + L_{eq} \frac{d}{dt} I_d - \omega L_{eq} I_q \\ \Delta V_{bus,q} = R_{eq} I_q + L_{eq} \frac{d}{dt} I_q + \omega L_{eq} I_d \end{cases} \tag{2}$$

$$\begin{cases} I_d = -\omega C_{eq} V_q + C_{eq} \frac{d}{dt} V_d \\ I_q = \omega C_{eq} V_d + C_{eq} \frac{d}{dt} V_q \end{cases} \tag{3}$$

where R_{eq}, L_{eq}, and C_{eq} represent the resistance, inductance, and capacitance of the transmission line, respectively. While, ω is the angular frequency of the power source.

C. A three phase bridge rectifier

The three-phase bridge rectifier consists of six diodes. After applying the DQ method, the three-phase diode bridge rectifier can be represented as a transformer in the DQ rotating frame. The transformer ratios, here are S_d and S_q can be given in (4). In addition, the relationships between the input and output voltages and currents of the rectifier are expressed in (5) and (6), respectively [49], [50], [51].

$$\begin{cases} S_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\phi - \phi_1\right) \\ S_q = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cos\left(\phi - \phi_1\right) \end{cases} \tag{4}$$

$$E_{dc,1} = S_d V_{bus,d} + S_q V_{bus,q} \tag{5}$$

where $E_{dc,1}$ is the output voltage of the rectifier excluding the effect of the overlap angle.

$$\begin{cases} I_{in,d} = S_d I_{dc} \\ I_{in,q} = S_q I_{dc} \end{cases} \tag{6}$$

where I_{dc} is the output current of the three-phase bridge rectifier

D. Open loop control of buck converter

In this section, the buck converter without the controller is considered. This means that, the sliding mode controller as shown in the gray area of Figure 1 is not yet included in the analysis. After applying the GSSA method to eliminate the switching effects, a time-invariant model of the buck converter can be obtained in (7) [49], [50], [51], where d is the duty cycle of the converter.

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_L \\ \dot{V}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{L} \\ 0 \end{bmatrix} d \tag{7}$$

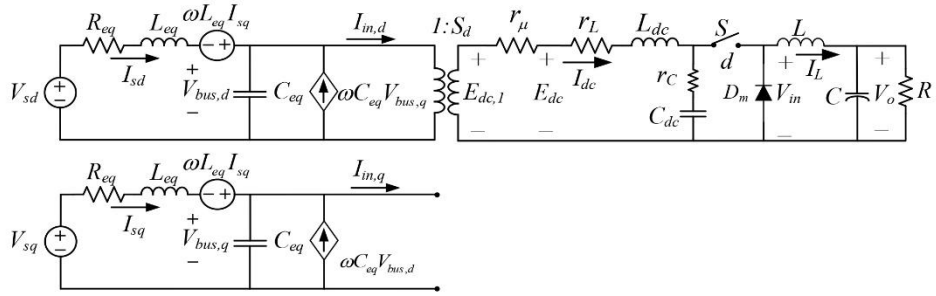


FIGURE 3. Equivalent circuit in the DQ rotating frame of the considered power system without the controller.

To simplify the model, the angular position of the DQ rotating frame is set equal to the phase angle at the AC voltage bus ($\phi_1 - \phi$) resulting in $S_q = 0$ and $I_{in,q} = 0$. This condition eliminates the q-axis components of the three-phase bridge rectifier. Therefore, the considered power system without the controller can be simplified into an equivalent circuit on the DQ rotating frame as shown in Figure 3 . By applying the Kirchhoff's laws to analyze the equivalent circuit, a mathematical model of the system is expressed by (8).

$$\begin{cases} \dot{I}_d = -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_d + \omega I_q - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,d} + \frac{1}{L_{eq}} \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \cos(\lambda) \\ \dot{I}_q = -\omega I_d - \frac{R_{eq}}{L_{eq}} I_q - \frac{1}{L_{eq}} V_{bus,d} + \frac{1}{L_{eq}} \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \sin(\lambda) \\ \dot{V}_{bus,d} = \frac{1}{C_{eq}} I_d - \omega V_{bus,q} - \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}} I_{dc} \\ \dot{V}_{bus,q} = \frac{1}{C_{eq}} I_q - \omega V_{bus,d} \\ \dot{I}_{dc} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{2\sqrt{3}}{\pi L_{dc}} V_{bus,d} - \frac{(r_\mu + r_L + r_C)}{L_{dc}} I_{dc} - \frac{1}{L_{dc}} V_{dc} + \frac{r_c d}{L_{dc}} I_L \\ \dot{V}_{dc} = \frac{1}{C_{dc}} I_{dc} - \frac{d}{C_{dc}} I_L \\ \dot{I}_L = \frac{d}{L} V_{dc} - \frac{1}{L} V_o \\ \dot{V}_o = \frac{1}{C} I_L - \frac{1}{RC} V_o \end{cases} \tag{8}$$

E. SMC

For the considered system, the buck converter is used to regulates the output voltage by using a SMC as shown in the gray area in Figure 1. In this article, the sliding surface equation of the controller is defined as a linear combination of the system's state variables as presented in (9) [52], [53].

$$S = ae_1 + be_2 + ce_3 \tag{9}$$

where e_1 is the current error, e_2 is the voltage error, and e_3 is the integral of the sum of e_1 and e_2 which contributes to improving the system performance by ensuring zero steady-state error. The e_1, e_2, and e_3 can be defined in (10), (11), and (12), respectively.

$$e_1 = I_L^* - I_L \tag{10}$$

$$e_2 = V_o^* - V_o \tag{11}$$

$$e_3 = \int (e_1 + e_2) dt \tag{12}$$

where I_L^* is the reference inductor current which is calculated from $K(V_o^* - V_o)$, I_L is the inductor current of the buck converter, V_o^* is the reference output voltage and V_o is the output voltage of the buck converter.

Considering the sliding surface equation from (9) to (12), together with the mathematical model of the buck converter

in (7), and assuming the system is under control and has reached the steady state, the output voltage of the buck converter will achieve the reference voltage. This means that the system operates along the sliding surface defined by the sliding equation. As a result, the value of the sliding surface becomes zero ($S = 0$) as shown in (13). Based on this relationship, the derivative of the sliding surface equation also becomes zero ($\dot{S} = 0$) as shown in (14) [52], [53].

$$S = \begin{bmatrix} -a & -b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_o \end{bmatrix} - aK\left(V_o\right) + m\int\left[\left(K+1\right)\left(V_o^* - V_o\right) - I_L\right]dt = 0 \quad (13)$$

$$\dot{S} = \begin{bmatrix} -a & -b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_L \\ \dot{V}_o \end{bmatrix} - aK\left(\dot{V}_o\right) + m\left[\left(K+1\right)\left(V_o^* - V_o\right) - I_L\right] = 0 \quad (14)$$

Referring to (7) and (14), after setting $u_{eq} = d$, the control equation of the SMC for the considered power system can be obtained. This equation can be shown in (15), where a, b, m, and K are the parameters of the SMC.

$$u_{eq} = \frac{V_o}{V_{dc}}\alpha - \frac{I_L}{V_{dc}}\beta + \frac{V_o^*}{V_{dc}}\gamma \quad (15)$$

where $\alpha = \dfrac{aRC + bL + aLK + mRLC\left(-K-1\right)}{aRC}$,

$\beta = \dfrac{bLR + aLKR + mRLC}{aRC}$,

$\gamma = \dfrac{mRLC\left(K+1\right)}{aRC}$

Therefore, after substituting d in the uncontrolled system model in (8) with u_{eq} from (15), a time-invariant mathematical model of the considered AC-DC power system shown in Figure 1 can be expressed in (16) and it is suitable for stability investigation.

IV. STABILITY INVESTIGATION

This section presents the stability analysis to predict the unstable point of the system. It also includes the analysis of the DC-link parameter variations affect the system stability. The analysis is based on the linear system theory using the eigenvalue theorem. It is noticed that the mathematical model of the considered system given in (16) is nonlinear. After applying the linearization technique using the first-order Taylor's series, a resulting of linear or small-signal model for the considered system is obtained in (17). For this model, $\mathbf{A(x_0,u_0)}$, $\mathbf{B(x_0,u_0)}$, $\mathbf{C(x_0,u_0)}$, and $\mathbf{D(x_0,u_0)}$ are the Jacobian matrices of the system as detailed in the appendix. Their values depend on the state variables $\mathbf{x_0}$ and the input variables $\mathbf{u_0}$.

$$\begin{cases}
\dot{I}_{sd} = -\dfrac{R_{eq}}{L_{eq}}I_{sd} + \omega I_{sq} - \dfrac{1}{L_{eq}}V_{bus,d} + \dfrac{1}{L_{eq}}\sqrt{\dfrac{3}{2}}V_m\cos(\lambda) \\
\dot{I}_{sq} = -\omega I_{sd} - \dfrac{R_{eq}}{L_{eq}}I_{sq} - \dfrac{1}{L_{eq}}V_{bus,q} + \dfrac{1}{L_{eq}}\sqrt{\dfrac{3}{2}}V_m\sin(\lambda) \\
\dot{V}_{bus,d} = \dfrac{1}{C_{eq}}I_{sd} + \omega V_{bus,q} - \sqrt{\dfrac{3}{2}}\dfrac{2\sqrt{3}}{\pi C_{eq}}I_{dc} \\
\dot{V}_{bus,q} = \dfrac{1}{C_{eq}}I_{sq} - \omega V_{bus,d} \\
\dot{I}_{dc} = \sqrt{\dfrac{3}{2}}\dfrac{2\sqrt{3}}{\pi L_{eq}}V_{bus,d} - \dfrac{(r_\mu + r_L + r_C)}{L_{dc}}I_{dc} - \dfrac{1}{L_{dc}}V_{dc} \\
\quad + \dfrac{r_C I_L V_o^*}{V_{dc}}\left(\dfrac{mRLC\left(K+1\right)}{aRCL_{dc}}\right) - \dfrac{r_C I_L^2}{V_{dc}}\left(\dfrac{bLR + aLKR + mRLC}{aRCL_{dc}}\right) \\
\quad + \dfrac{r_C V_o I_L}{V_{dc}}\left(\dfrac{aRC + bL + aLK + mRLC\left(-K-1\right)}{aRCL_{dc}}\right) \\
\dot{V}_{dc} = \dfrac{1}{C_{dc}}I_{dc} - \dfrac{V_o I_L}{V_{dc}}\left(\dfrac{aRC + bL + aLK + mRLC\left(-K-1\right)}{aRCC_{dc}}\right) \\
\quad + \dfrac{I_L^2}{V_{dc}}\left(\dfrac{bLR + aLKR + mRLC}{aRCC_{dc}}\right) - \dfrac{I_L V_o^*}{V_{dc}}\left(\dfrac{mRLC\left(K+1\right)}{aRCC_{dc}}\right) \\
\dot{I}_L = V_o\left(\dfrac{aRC + bL + aLK + mRLC\left(-K-1\right)}{aRCL}\right) \\
\quad - I_L\left(\dfrac{bLR + aLKR + mRLC}{aRCL}\right) + V_o^*\left(\dfrac{mRLC\left(K+1\right)}{aRCC_{dc}}\right) - \dfrac{1}{L}V_o \\
\dot{V}_o = \dfrac{1}{C}I_L - \dfrac{1}{RC}V_o
\end{cases} \quad (16)$$

$$\begin{cases} \delta\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A(x_0,u_0)}\delta\mathbf{x} + \mathbf{B(x_0,u_0)}\delta\mathbf{u} \\ \delta\mathbf{y} = \mathbf{C(x_0,u_0)}\delta\mathbf{x} + \mathbf{D(x_0,u_0)}\delta\mathbf{u} \end{cases} \quad (17)$$

The stability analysis of the linearized system using the eigenvalue theorem can be investigated from the eigenvalues of the Jacobian matric $\mathbf{A(x_0,u_0)}$. The eigenvalues can be calculated from (18).

$$\det\ (\lambda \mathrm{I} - \mathrm{A}) = 0 \quad (18)$$

where λ is the eigenvalues of the system

Therefore, the system is stable if the real parts of all eigenvalues are less than zero. This condition is expressed in (19).

$$\mathrm{Re}(\lambda_i) < 0 \quad (19)$$

where i =1,2, 3,…,n (n is the number of the system state variables).

Based on the Jacobian matrix $\mathbf{A(x_0,u_0)}$ and the system parameters specified in the appendix, the trajectory of the dominant eigenvalues of the considered system when the command output voltage of the buck converter increases from 33 V to 45 V can be obtained as shown in Figure 4. It can be observed that when the output voltage of the buck converter reaches 42 V, the power level of the constant power load (P_{CPL}) is equal to 176.4 W. The real part of the dominant eigenvalue becomes greater than zero at this point, which means it lies in the right half of the s-plane. Therefore, the considered power system becomes unstable when the P_{CPL} exceeds 176.4 W

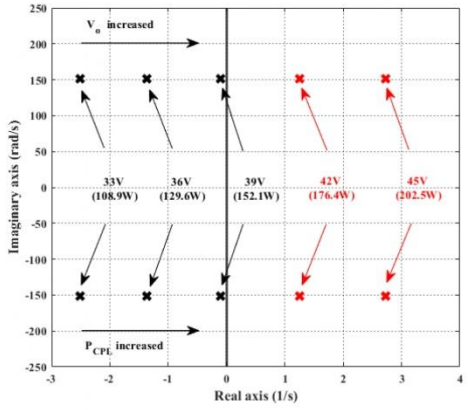


FIGURE 4. Dominant eigenvalues of the system for the stability analysis.

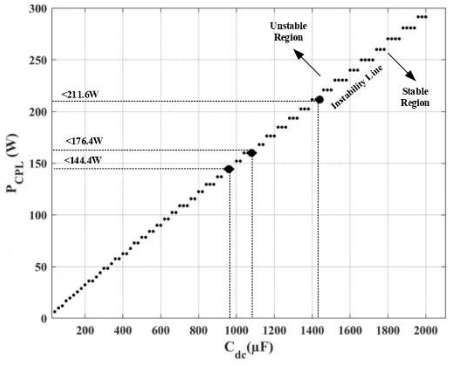


FIGURE 5. Effect on the system stability when the C_{dc} is varied.

As mentioned in the introduction section, the power systems are typically connected to CPLs through filter circuits. These filters can be designed or selected by engineers. Therefore, studying the effect of filter parameter variation on the system stability is important. It provides useful information for designing and selecting filters that take stability into account. The results of the stability analysis when the capacitance value of the DC-link filter (C_{dc}) is varied are shown with the instability line of Figure 5. It can be observed that when the C_{dc} are 940 μF, 1051.55 μF, and 1440 μF, the system becomes unstable at the P_{CPL} equal to 129.6 W, 176.4 W, and 211.6 W, respectively. Therefore, it can be concluded that increasing of the C_{dc} improves the system stability.

The results of the stability analysis when the inductance of the DC-link filter (L_{dc}) is varied are shown as instability line in Figure 6. It can be seen that when the L_{dc} are 57 μH, 40.78 μH, and 21 μH, the system becomes unstable when the CPL values are 115.6 W, 176.4 W, and 313.6 W, respectively. Therefore, it can be concluded that decreasing of the L_{dc} allows the system to operate with more stable. Engineers should be aware that increasing the L_{dc} filter to decrease ripple current may reduce the system's stability in terms of CPL effects. The validation of these analytical results will be presented in the next section.

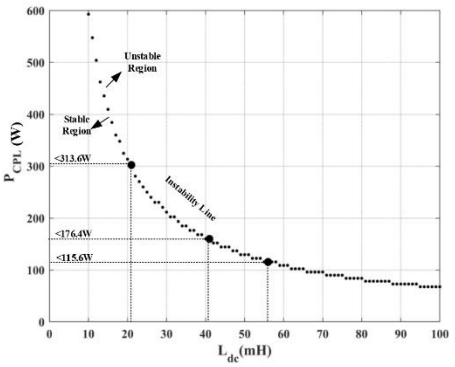


FIGURE 6. Effect on the system stability when the L_{dc} is varied.

V. VALIDATION OF RESULTS

The validation of the stability analysis results and the confirmation of the system stability in this study are carried out using three methods, here are the simulation using MATLAB/SIMULINK, hardware-in-the-loop (HIL) using MATLAB with a DSP eZdsp-TMF28335 board as shown in Figure 7, and the experimental testing of the considered power system using a test rig built in the laboratory as shown in Figure 8. In these tests, the SMC is programmed into the eZdsp-TMF28335 DSP board with the sampling frequency equal to 10 kHz

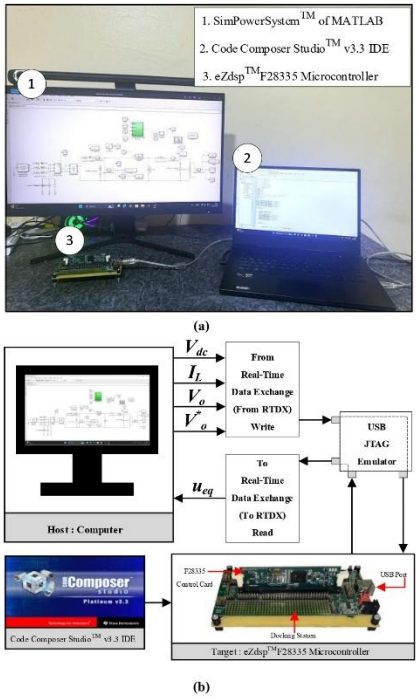


FIGURE 7. Hardware-in-the-Loop (HIL) simulation for the considered system. (a) Overview of the simulation setup. (b) Process diagram of simulation

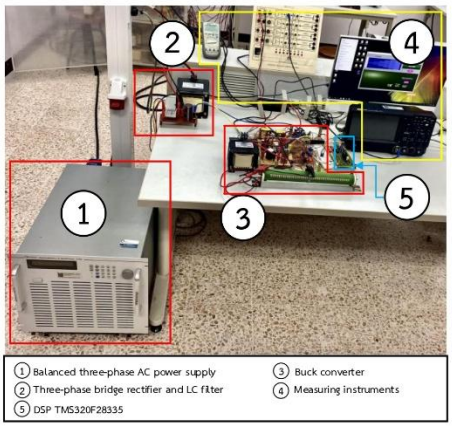


FIGURE 8. Experimental rig of the considered system in the laboratory.

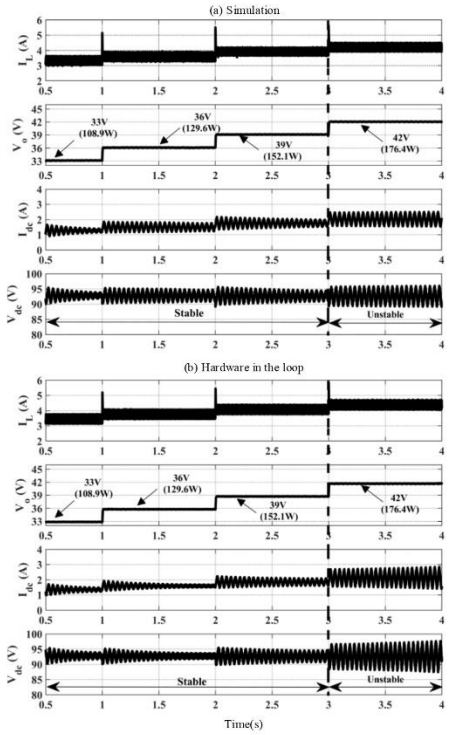


FIGURE 9. Instability results of the considered system via the simulation and HI

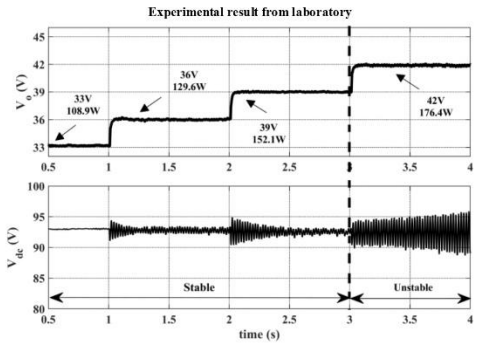


FIGURE 10 . Instability results of the considered system via the experiment

The results from the simulation and the HIL confirming the system instability are shown in Figure 9, while the results from the experimental test are shown in Figure 10. From both figures, it can be observed that when the output voltage of the buck converter is increased to 42 V (corresponding to P_{CPL} = 176.4 W) at t = 3 s., the considered system becomes unstable. This instability is indicated by the increasing oscillations of the voltage across the DC-link filter (V_{dc}), which fails to settle to a steady-state value. The results are consistent with the theoretical analysis as presented in Figure 4, confirming that the instability of the considered system is caused by the CPL effect. The system becomes unstable when the P_{CPL} exceeds 176.4 W.

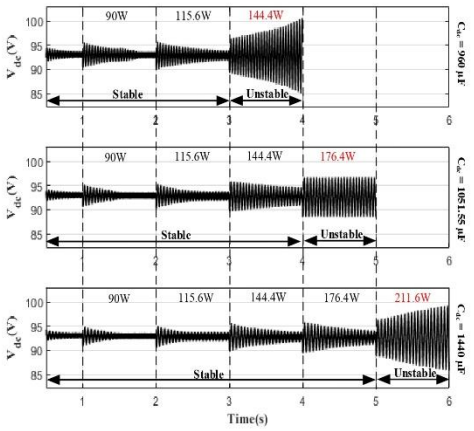


FIGURE 11. Simulation results when C_{dc} is varied

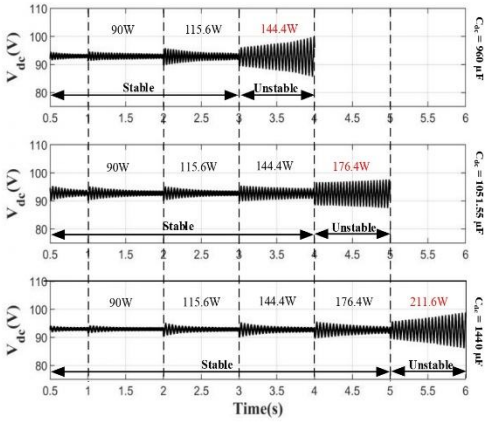


FIGURE 12. HIL results when C_{dc} is varied

The validation of the stability investigation when the parameter C_{dc} is varied through the simulation and the HIL can be shown in Figure 11 and Figure 12, respectively. It can be observed from both figures that in when C_{dc} is equal to 940 µF, 1051.55 µF, and 1440 µF, the system becomes unstable at the P_{CPL} values of 129.6 W, 176.4 W, and 211.6 W, respectively. These results match the theoretical analysis previously presented in Figure 5. Therefore, it can be confirmed that increasing of the C_{dc} improves the stability of the system.

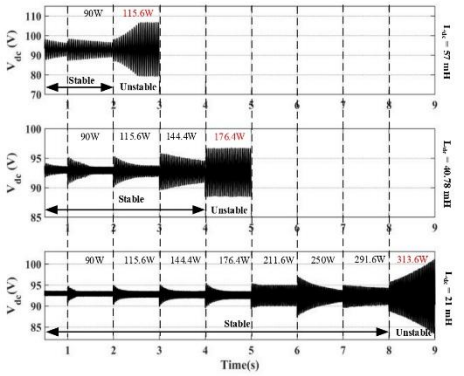


FIGURE 13. Simulation results when L_{dc} is varied

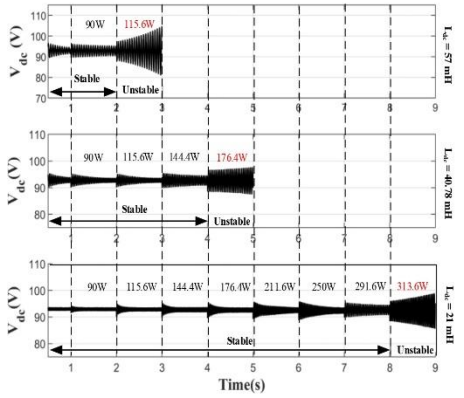


FIGURE 14. HIL results when L_{dc} is varied

Figure 13 and Figure 14 present the validation results of the stability investigation when the parameter L_{dc} is varied through the simulation and the HIL, respectively. It can be observed from both figures that when L_{dc} is set to 57 µH, 40.78 µH, and 21 µH, the system becomes unstable at P_{CPL} values of 115.6 W, 176.4 W, and 313.6 W, respectively.

These results are consistent with the theoretical analysis as shown in Figure 6 . Therefore, it can be confirmed that reducing of the L_{dc} increases the stability of the system.

According to the entire of the study results, it can be concluded that the proposed stability analysis and the investigation of the effects of DC-link filter parameter variations on the system stability can accurately predict the unstable point of the considered AC-DC power system. In addition, the results provide the useful information for engineers, especially in designing and selecting the filter circuits with proper consideration of system stability.

VI. CONCLUSION

This article presents a stability investigation of an AC-DC power system feeding a buck converter controlled by a SMC. The stability analysis using the eigenvalue theorem is based on the mathematical model derived from a combination of the DQ and GSSA methods. The analysis results are validated through three approaches, the simulation using MATLAB/SIMULINK, the HIL, and the experimentation in the laboratory. The proposed model accurately predicts the instability of the considered system caused by the CPLs effect. Additionally, the investigation for the variation of the filter parameters effect on the system stability indicates that increasing the capacitance of the filter or decreasing the inductance of the filter enhances the system stability. These findings provide valuable insights that can help avoid system operation at the unstable points and guide the design and selection of filter circuits when the system stability due to CPLs is taken into account. However, the stability analysis alone cannot restore stability once the system becomes unstable. In most cases, the instability occurs before reaching the rated power of the system. Therefore, the future research should focus on instability mitigation or stabilization methods that not only prevent instability but also allow the system to operate up to its full power level.

APPENDIX A

$$\mathbf{A}(\mathbf{x}_0,\mathbf{u}_0)=\begin{bmatrix} -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} & \omega & \frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega & -\frac{R_{eq}}{L_{eq}} & 0 & -\frac{1}{L_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{eq}} & 0 & 0 & \omega & -\frac{-3\sqrt{2}}{\pi C_{eq}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{eq}} & -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{3\sqrt{2}}{\pi L_{dc}} & 0 & -\frac{(r_C+r_L+r_C)}{L_{dc}} & a(5,6) & a(5,7) & a(5,8) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{dc}} & a(6,6) & a(6,7) & a(6,8) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a(7,7) & a(7,8) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C} & \frac{1}{RC} \end{bmatrix}_{8\times 8}$$

$$a(5,6)=-\frac{1}{L_{dc}}-\frac{r_C V_{s,0} I_{L,0}}{L_{dc} V_{dc,0}^2}\left(\frac{aRC+bL+aLK+mRLC(-K-1)}{aRC}\right)+\frac{r_C I_{L,0}^2}{L_{dc} V_{dc,0}^2}\left(\frac{bLR+aLKR+mRLC}{aRC}\right)-\frac{r_C V_s^* I_{L,0}}{L_{dc} V_{dc,0}^2}\left(\frac{mRLC(K+1)}{aRC}\right)$$

$$a(5,7)=\frac{r_C V_{s,0}}{L_{dc} V_{dc,0}}\left(\frac{aRC+bL+aLK+mRLC(-K-1)}{aRC}\right)-\frac{2 r_C I_{L,0}}{L_{dc} V_{dc,0}}\left(\frac{bLR+aLKR+mRLC}{aRC}\right)-\frac{r_C V_s^*}{L_{dc} V_{dc,0}}\left(\frac{mRLC(K+1)}{aRC}\right)$$

$$a(5,8)=\frac{r_C I_{L,0}}{L_{dc} V_{dc,0}}\left(\frac{aRC+bL+aLK+mRLC(-K-1)}{aRC}\right)$$

$$a(6,6)=\frac{V_{s,0} I_{L,0}}{C_{dc} V_{dc,0}^2}\left(\frac{aRC+bL+aLK+mRLC(-K-1)}{aRC}\right)-\frac{I_{L,0}^2}{L_{dc} V_{dc,0}^2}\left(\frac{bLR+aLKR+mRLC}{aRC}\right)+\frac{V_s^* I_{L,0}}{L_{dc} V_{dc,0}^2}\left(\frac{mRLC(K+1)}{aRC}\right)$$

$$a(6,7)=-\frac{V_{s,0}}{C_{dc} V_{dc,0}}\left(\frac{aRC+bL+aLK+mRLC(-K-1)}{aRC}\right)+\frac{2 I_{L,0}}{C_{dc} V_{dc,0}}\left(\frac{bLR+aLKR+mRLC}{aRC}\right)+\frac{V_s^*}{C_{dc} V_{dc,0}}\left(\frac{mRLC(K+1)}{aRC}\right)$$

$$a(6,8)=-\frac{I_{L,0}}{C_{dc} V_{dc,0}}\left(\frac{aRC+bL+aLK+mRLC(-K-1)}{aRC}\right)$$

$$a(7,7)=-\frac{1}{L}\left(\frac{bLR+aLKR+mRLC}{aRC}\right)$$

$$a(7,8)=-\frac{1}{L}+\frac{1}{L}\left(\frac{aRC+bL+aLK+mRLC(-K-1)}{aRC}\right)$$

$$\mathbf{B}(\mathbf{x}_0,\mathbf{u}_0)=\begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2}\frac{\cos(\lambda_0)}{L_{eq}} & 0 \\ \frac{\sqrt{2}}{2}\frac{\sin(\lambda_0)}{L_{eq}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{r_C I_{L,0}}{L_{dc} V_{dc,0}}\left(\frac{mRLC(K-1)}{aRC}\right) \\ 0 & -\frac{I_{L,0}}{C_{dc} V_{dc,0}}\left(\frac{mRLC(K+1)}{aRC}\right) \\ 0 & \frac{1}{L}\left(\frac{mRLC(K+1)}{aRC}\right) \\ 0 & 0 \end{bmatrix}_{8\times 2}$$

$$\mathbf{C}(\mathbf{x}_0,\mathbf{u}_0)=\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}_{4\times 8}$$

$$\mathbf{D}(\mathbf{x},\mathbf{u})=\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}_{4\times 2}$$

APPENDIX B

CONSIDERED SYSTEM PARAMETERS

SYMBOL	VALUES	DESCRIPTIONS
V_s	40 $V_{rms/phase}$	Three-phase AC voltage source
ω	2π×50 rad/s	Frequency of three-phase AC voltage source
R_{eq}	0.0956 Ω	Resistance of transmission line
L_{eq}	142.45 µH	Inductance of transmission line
C_{eq}	2 nF	Capacitance of transmission line
r_L	0.2 Ω	Inner resistance of DC-link filter inductor
L_{dc}	40.78 mH	Inductance of DC-link filter
r_C	0.28 Ω	Inner resistance of DC-link filter capacitor
C_{dc}	1051.55 µF	Capacitance of DC-link filter
L	15 mH	Inductance of buck converter
C	1000 µF	Capacitance of buck converter
R	10 Ω	Resistive load of buck converter
f_s	10 kHz	Switching frequency of buck converter
a	8.2575	
b	79.5011	
m	4918	Parameters of sliding mode controller
K	49596	

REFERENCES

[1] A. Chub, G. Buticchi, V. Sidorov and D. Vinnikov, "Zero-Redundancy Fault-Tolerant Resonant Dual Active Bridge Converter for More Electric Aircrafts," *2022 IEEE 13th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, Kiel, Germany, 2022, pp. 1-6.

[2] F. A. Khera, C. Gerada, S. Bozhko and P. W. Wheeler, "AC/DC Converter Topologies Comparison for More Electric Aircraft Applications," 2022 IEEE 7th Southern Power Electronics Conference (SPEC), Nadi, Fiji, 2022, pp. 1-6.

[3] R. Carmona, A. Stowhas-Villa, C. A. Rojas, H. Renaudineau and J. Marin, "High Power Density Electric Vehicle Powertrain Based on a T-Type DAB Partial Power DC-DC Converter," *2023 IEEE 8th Southern Power Electronics Conference and 17th Brazilian Power Electronics Conference (SPEC/COBEP)*, Florianopolis, Brazil, 2023, pp. 1-6.

[4] Y. Zhu, X. Yan, Z. Wang, T. Yang, S. Bozhko and P. Wheeler, "Half-Bridge-Active-Clamp Converter with High Step-down Capabilities for More Electric Aircraft Applications," *IECON 2022 – 48th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Brussels, Belgium, 2022, pp. 1-6.

[5] S. Sahoo, K. Selvam, H. Dhiman and K. Shah, "Comparing On-Board Chargers and Quasi-Z-Source Converters for Integrated Charge Controller Applications in Electric Vehicles: An In-Depth Analysis," *2023 First International Conference on Advances in Electrical, Electronics and Computational Intelligence (ICAEECI)*, Tiruchengode, India, 2023, pp. 1-8.

[6] B. Luckett and J. He, "Genetic Algorithm Enabled Multi-Objective Design Optimization of Power Converters for Electric Aircraft Propulsion," *2023 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Nashville, TN, USA, 2023, pp. 1836-1842.

[7] F. R. Ismagilov, V. E. Vavilov, R. A. Hakimov, I. I. Yamalov and R. R. Urazbakhtin, "Issues of Future Aircraft DC/DC Converters Design and Construction," *2023 9th International Conference on Electrical Engineering, Control and Robotics (EECR)*, Wuhan, China, 2023, pp. 1-5.

[8] S. Deng, T. Lei, R. Li, H. Yu, X. Zhang and X. Zhang, "Research on Control Methods for Multi-Port Converters in Electric Aircraft," *2024 8th International Conference on Power Energy Systems and Applications (ICoPESA)*, Hong Kong, Hong Kong, 2024, pp. 185-193.

[9] K. P and S. Prakash, "A Review of High Efficiency Power Converters for Electric Vehicles Applications," *2024 5th International Conference on Electronics and Sustainable Communication Systems (ICESC)*, Coimbatore, India, 2024, pp. 26 29.

[10] K. Mohammad, M. Amir, M. F. Rashid, A. Rahman and M. Ahmad, "Analysis of various DC-DC Converter Control Schemes Fed with Solar PV for PMDC Motor Drive," *2022 IEEE International Power and Renewable Energy Conference (IPRECON)*, Kollam, India, 2022, pp. 1-6.

[11] A. Guercio and D. Curto, "Estimation of the energy producibility of an offshore wave energy converter," *OCEANS 2022 - Chennai*, Chennai, India, 2022, pp. 1-5.

[12] K. L. Lijin, S. Sheik Mohammed, P. P. Muhammed Shanir and L. K. Haw, "A Non-Isolated Two Input Single Output (TISO) DC-DC converter for Energy Storage Applications," *2022 International Conference on Green Energy, Computing and Sustainable Technology (GECOST)*, Miri Sarawak, Malaysia, 2022, pp. 238-242.

[13] S. R. Korada, R. Brinda and I. D. Soubache, "Analysis of Power Electronics Contribution to Electric Vehicles using Renewable Energy," *2023 International Conference on Data Science and Network Security (ICDSNS)*, Tiptur, India, 2023, pp. 1-6.

[14] L. K. P. Alquiza, K. H. A. Recto, P. J. M. Loresco and J. Villalobos, "Comparative Assessment of Off-shore Wind Converters and Wave Energy Converters in the Philippines," *2023 IEEE 15th International Conference on Humanoid, Nanotechnology, Information Technology, Communication and Control, Environment, and Management (HNICEM)*, Coron, Palawan, Philippines, 2023, pp. 1-6.

[15] N. Ahmed, M. T. Imran, Q. R. Hasnaine and S. Mahmud, "Comparative Performance Analysis Between DC-DC Multi-Input ZETA and Multi-Input SEPIC Converter for Hybrid Renewable Energy System," *2023 First International Conference on Cyber Physical Systems, Power Electronics and Electric Vehicles (ICPEEV)*, Hyderabad, India, 2023, pp. 1-6.

[16] F. Alsokhiry, "Grid-Connected Hybrid Renewable Energy System Under Various Operating Conditions," *2024 IEEE 8th Energy Conference (ENERGYCON)*, Doha, Qatar, 2024, pp. 1-6.

[17] Anita, J. Meher and K. Roy, "Comparative Analysis of High Gain DC-DC Boost Converter with Different Controllers," *2024 IEEE International Conference on Smart Power Control and Renewable Energy (ICSPCRE)*, Rourkela, India, 2024, pp. 1-6.

[18] L. Liu, D. Wang, Y. Ni, K. Song, Y. Li and G. Sun, "Stability Control of Boot Converter with Constant Power Load by ABSMC," *2023 5th International Conference on Smart Power & Internet Energy Systems (SPIES)*, Shenyang, China, 2023, pp. 18-23.

[19] K. E. L. Marcillo *et al.*, "Interval Robust Controller to Minimize Oscillations Effects Caused by Constant Power Load in a DC Multi-Converter Buck-Buck System," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 26324-26342, 2019O.

[20] Lorzadeh, I. Lorzadeh, M. N. Soltani and A. Hajizadeh, "A Novel Active Stabilizer Method for DC/DC Power Converter Systems Feeding Constant Power Loads," *2019 IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Vancouver, BC, Canada, 2019.

[21] B. Babaiahgari, Y. Jeong and J. -D. Park, "Stability Enhancement Method for DC Microgrids with Constant Power Loads using Variable Inductor," *2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, New Orleans, LA, USA, 2020, pp. 2236-2240.

[22] B. Babaiahgari, Y. Jeong and J. -D. Park, "Dynamic Control of Region of Attraction Using Variable Inductor for Stabilizing DC Microgrids With Constant Power Loads," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 10, pp. 10218-10228, Oct. 2021.

[23] H. Zhang et al., "Robust Cooperative Predictive Control of DC Microgrids with Constant Power Loads," 2023 IEEE International Conference on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE), Wuhan, China, 2023, pp. 1-6.

[24] R. Zhang, J. Lei, X. Xiang, W. Li, X. He and R. Zhao, "A Negative Parallel Virtual RLC Damper for LC-filtered Constant Power Load in DC Microgrid," *2021 International Conference on Power System Technology (POWERCON)*, Haikou, China, 2021, pp. 1689-1694.

[25] L. Liu, D. Wang, Y. Ni, K. Song, Y. Li and G. Sun, "Stability Control of Boost Converter with Constant Power Load by ABSMC," *2023 5th International Conference on Smart Power & Internet Energy Systems (SPIES)*, Shenyang, China, 2023, pp. 18-23.

[26] Y. E. Majeed, I. Ahmad and D. Habibi, "A Multiple-Input Cascaded DC–DC Converter for Very Small Wind Turbines," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 6, pp. 4414-4423, June 2019.

[27] N. Kumari, M. A. Kalam and V. Modi, "Analysis Of ANN Control With Buck Converter For Output Voltage Control Of Wind turbine For Battery Charging," *2022 IEEE 2nd International Symposium on Sustainable Energy, Signal Processing and Cyber Security (iSSSC)*, Gunupur, Odisha, India, 2022, pp. 1-5.

[28] A. Zentani, A. Almaktoof, M. T. E. Kahn and M. K. Elmezughi, "An Effectual Control Technique for Islanded Operation of a Step-Up Power Converter Fed by Small Wind Turbine System," *2022 International Conference on Electrical Engineering and Sustainable Technologies (ICEEST)*, Lahore, Pakistan, 2022, pp. 1-6.

[29] X. Yuan, Y. Zhang and X. Peng, "Power Converter Technologies for 20MW Wind Turbines," *2022 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Detroit, MI, USA, 2022, pp. 1-8.

[30] Y. Wang, Z. Fang, B. Zhang, Aisikaer, H. Lv and L. Song, "LFAC-DRU-HVDC Based Offshore Wind Power Delivery Solution," *2023 3rd International Conference on Energy Engineering and Power Systems (EEPS)*, Dali, China, 2023, pp. 999-1003.

[31] H. Han *et al.*, "Design of a Parallel All-DC Wind Power System With Turbine-Side Boost Based on a New DC Conversion," in *IEEE Access*, vol. 12, pp. 3054-3069, 2024.

[32] U. Nayak, J. Chakraborty and A. K. Pati, "A Critical Review on Different DC-DC Converter and Charging Methods for EV Application," *2024 10th International Conference on Electrical Energy Systems (ICEES)*, Chennai, India, 2024, pp. 1-6.P.

[33] Sacco, P. Ladoux, S. Sanchez, B. Sonier and M. Hassan, "The Static Phase Converter. A Solution to Reinforce the Power Supply of 25 kV/ 50Hz Railway Lines," *2024 IEEE International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*, Naples, Italy, 2024, pp. 1-6.

[34] J. Fabre *et al.*, "Characterization and Implementation of Resonant Isolated DC/DC Converters for Future MVdc Railway Electrification Systems," in *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 7, no. 2, pp. 854-869.

[35] R. Phosung, K. Areerak and K. Areerak, "Improvement in the Stability of DC Electrical Power Distribution Systems in More Electric Aircraft," in *IEEE Access*, vol. 12, pp. 100908-100920, 2024.
[36] L. Lin et al., "Dual Natural Switching Surface Control for Multilevel Noninverting Buck-Boost Converter With Pulsed Power Loads," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 71, no. 9, pp. 10444-0454, Sept. 2024.
[37] G. Kim and Y. Bak, "Improved Sliding Mode Control for Performance Enhancement of PMD Battery Charger Using Fuzzy Logic Control," in IEEE Access, vol. 13, pp. 2080-2088, 2025.
[38] Z. Wang, S. Li and Q. Li, "Discrete-Time Fast Terminal Sliding Mode Control Design for DC–DC Buck Converters With Mismatched Disturbances," in *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 16, no. 2, pp. 1204-1213, Feb. 2020.
[39] Y. Wang, W. Zhang and C. Xue, "Adaptive Continuous Sliding Mode Control of Buck Converters With Multidisturbances Based on Zero-Crossing Detection," in *IEEE Access*, vol. 10, pp. 72643-72657, 2022A. Harrison, private communication, May 1995.
[40] W. Ning, L. Li and Y. Cao, "Research on Buck Converter with Improved Approach Rate Compound Sliding Mode Control Based on PSO," *2024 9th Asia Conference on Power and Electrical Engineering (ACPEE)*, Shanghai, China, 2024, pp. 1064-1069.
[41] N. Setthawong, K-N. Areerak, P. Santiprapan, C. Panpean and K-P. Areerak, "Gain Tuning Technique Based on Sliding Mode Control for Shunt Active Power Filter," *2022 International Electrical Engineering Congress (iEECON)*, Khon Kaen, Thailand, 2022, pp. 1-4.
[42] T. Boudra, A. Benheniche, F. Zebiri and Z. Bouchama, "Adaptive Control of a Buck Converter in Continuous Conduction Mode Using Sliding Mode Techniques," 2024 12th International Conference on Systems and Control (ICSC), Batna, Algeria, 2024, pp. 137-142.
[43] Q. Wul, S. Shen, K. Cheng and G. Tang, "Superspiral Sliding Mode Composite Control Strategy for Interleaved Parallel Buck Converter," 2024 4th International Conference on Energy Engineering and Power Systems (EEPS), Hangzhou, China, 2024, pp. 1103-1107.
[44] X. Shen et al., "Finite-Time Sliding Mode Control for NPC Converters With Enhanced Disturbance Compensation," in IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 72, no. 4, pp. 1822-1831, April 2025.
[45] X. Shen et al., "Fixed-Time Sliding Mode Control for NPC Converters With Improved Disturbance Rejection Performance," in IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2025, early acess, doi:10.1109/TII.2025.3540481.
[46] J. Pakdeeto, A. Thanommuang, K-N. Areerak and K-P. Areerak, "Pole Placement Technique Optimized Gains by Adaptive Tabu Search for Instability Mitigation of AC–DC Power System Feeding a Controlled Buck Converter," in *IEEE Access*, vol. 12, pp. 107704-107718.
[47] A. Sarwar, A. Shahid, A. Hudaif, U. Gupta and M. Wahab, "Generalized state-space model for an n-phase interleaved buck-boost converter," *2017 4th IEEE Uttar Pradesh Section International Conference on Electrical, Computer and Electronics (UPCON)*, Mathura, India, 2017, pp. 62-67.
[48] P. Azer and A. Emadi, "Generalized State Space Average Model for Multi-Phase Interleaved Buck, Boost and Buck-Boost DC-DC Converters: Transient, Steady-State and Switching Dynamics" in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 77735-77745, 2020.
[49] K-N. Areerak, S. V. Bozhko, G. M. Asher and D. W. P. Thomas, "Stability analysis and modelling of AC-DC system with mixed load using DQ-transformation method," *2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Cambridge, UK, 2008, pp. 19-24.
[50] K-N. Areerak, T. Sopapirm, S. Bozhko, C. I. Hill, A. Suyapan and K-L. Areerak, "Adaptive Stabilization of Uncontrolled Rectifier Based AC–DC Power Systems Feeding Constant Power Loads," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 10, pp. 8927-8935, Oct. 2018.
[51] R. Phosung, K-P. Areerak, T. Sopapirm and K. Areerak, "Design and Optimization of Instability Mitigation for AC–DC Feeder Systems With Constant Power Loads Using Artificial Intelligence Techniques," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 5, pp. 5385-5397.
[52] H. Komurcugil, S. Biricik and N. Guler, "Indirect Sliding Mode Control for DC–DC SEPIC Converters," in *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 16, no. 6, pp. 4099-4108, June 2020.
[53] C. A. Torres-Pinzón, F. Flores-Bahamonde, J. A. Garriga-Castillo, H. Valderrama-Blavi, R. Haroun and L. Martínez-Salamero, "Sliding-Mode Control of a Quadratic Buck Converter With Constant Power Load," in *IEEE Access*, vol. 10, pp. 71837-71852, 2022.

SURABADIN DAENGDON received the B.Eng (Hons) degree in electrical engineering from the Suranaree University of Technology (SUT), Nakhon Ratchasima, in 2022. Currently, he is pursuing the M.Eng. degree in electrical engineering. His main research interests include modeling, control, stability analysis, and stabilization of power electronic-based system.

APICHAI SUYAPAN received the B.Eng. (first-class honors), M.Eng., and Ph.D. degrees in electrical engineering from the Suranaree University of Technology (SUT), Nakhon Ratchasima, Thailand, in 2013, 2016, and 2021, respectively. From March 2019 to March 2020, he was a Visiting Student for conducting short-term research at the Institute for Aerospace Technology (IAT), University of Nottingham, Nottingham, U.K. In 2022, he was a Lecturer for the Department of Electrical Engineering Technology, College of Industrial Technology, King Mongkut's University of Technology North Bangkok (KMUTNB), Bangkok, Thailand. Since, December 2023, he has been a Lecturer for the Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's University of Technology Thonburi (KMUTT), Bangkok, Thailand. His main research interests include stability studies of power systems with constant power loads, modeling and control of power electronic-based systems, control theory, and artificial intelligence applications.

KONGPAN AREERAK (Member, IEEE) obtained his B.Eng. and M.Eng. degrees in electrical engineering from the Suranaree University of Technology (SUT), Nakhon Ratchasima, Thailand, in 2000 and 2001, respectively. He subsequently received his Ph.D. degree in electrical engineering from the University of Nottingham, Nottingham, U.K., in 2009. In 2002, he served as a Lecturer in the Electrical and Electronic Department at Rangsit University, Thailand. Since 2003, he has been a Lecturer in the School of Electrical Engineering at SUT, where he is currently a Professor of Electrical Engineering. His research interests encompass system identifications, artificial intelligence applications, stability analysis of power systems with constant power loads, modeling and control of power electronic-based systems, and control theory.

Jakkrit Pakdeeto received B.Eng. (first-class honors), M.Eng., and Ph.D. degrees in electrical engineering from Suranaree University of Technology (SUT), Nakhon Ratchasima, Thailand, in 2013, 2015 and 2019, respectively. In 2019, he was a researcher in Institute of research and development at SUT. Since 2020, he has been a lecturer in the department of Teacher Training in Electrical Engineering, Faculty of Technical Education, King Mongkut's University of Technology (KMUTNB), Thailand. He has received the Assistant Professor in Electrical Engineering in 2021. His main research interests include stability analysis, power electronics, AI applications, control theory and DC micro-grid systems.

วารสารวิศวกรรมศาสตร์และนวัตกรรม ปีที่ 18 ฉบับที่ 2 ประจำเดือน เมษายน – มิถุนายน 2568 132

วารสารวิศวกรรมศาสตร์และนวัตกรรม
Journal of Engineering and Innovation

บทความวิจัย

การออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนสำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคของระบบไฟฟ้ากำลังเอซีเป็นดีซี

The sliding mode controller design for buck converter fed by AC-DC power systems

สุรบดินทร์ แดงด่อน[1] กองพัน อารีรักษ์[1]* อภิชัย สุยะพันธ์[2]

[1] สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อำเภอเมืองนครราชสีมา จังหวัดนครราชสีมา 30000

[2] ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี จังหวัดกรุงเทพมหานคร 10140

Surabadin Daengdon[1] Kongpan Areerak[1]* Apichai Suyapan[2]

[1] School of Electrical Engineering, Institute of Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima 30000

[2] Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's University of Technology Thonburi, Bangkok 10140

* Corresponding author

E-mail: kongpan@sut.ac.th; Telephone: 0 4422 4520

วันที่รับบทความ 6 ธันวาคม 2567; วันที่แก้ไขบทความ ครั้งที่ 1 2 กุมภาพันธ์ 2568; วันที่ตอบรับบทความ 5 กุมภาพันธ์ 2568

บทคัดย่อ

ตัวควบคุมพีไอเป็นตัวควบคุมที่ได้รับความนิยมใช้งานอย่างแพร่หลาย แต่บางครั้งอาจจะให้สมรรถนะของระบบไม่เป็นไปตามที่ต้องการ เนื่องจากตัวควบคุมพีไออาจให้ผลตอบสนองเชิงพลวัตของระบบที่ช้า เกิดการกวัดแกว่งของสัญญาณได้ง่าย อีกทั้งยังไม่มีความคงทนต่อการรบกวนอีกด้วย ดังนั้นบทความนี้จึงนำเสนอการออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนสำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคของระบบไฟฟ้ากำลังเอซีเป็นดีซี ซึ่งตัวควบคุมโหมดการเลื่อนเป็นตัวควบคุมที่มีความคงทน อีกทั้งยังให้ผลตอบสนองเชิงพลวัตของระบบที่รวดเร็ว โดยการออกแบบจะอาศัยวิธีการสุ่มค่าและจะเปรียบเทียบสมรรถนะของตัวควบคุมโหมดการเลื่อนกับตัวควบคุมพีไอด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ผ่าน SimPowerSystem™ บนโปรแกรม MATLAB และผลจากชุดทดสอบที่ได้สร้างขึ้นในห้องปฏิบัติการ ซึ่งผลที่ได้แสดงให้เห็นว่า ตัวควบคุมโหมดการเลื่อนให้สมรรถนะการตอบสนองของระบบที่ดีกว่าตัวควบคุมพีไอ โดยมีช่วงเวลาขึ้นและช่วงเวลาเข้าที่ที่รวดเร็วกว่า รวมถึงยังไม่ปรากฏการพุ่งต่ำและการพุ่งเกินอีกด้วย

คำสำคัญ

ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน ตัวควบคุมพีไอ วงจรแปลงผันแบบบัค ระบบไฟฟ้ากำลังเอซีเป็นดีซี

Abstract

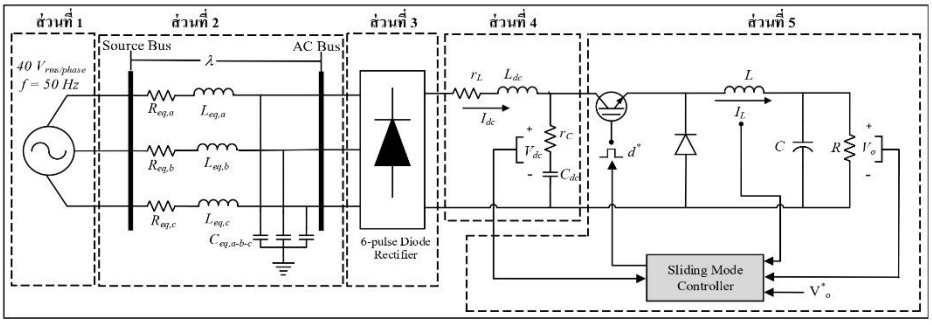
The proportional-integral (PI) controllers are widely used in many applications. However, the system performance is occasionally undesired. The slowly dynamic response, the signal oscillation, and the vulnerability to disturbances can occur when the PI controller is applied. Therefore, this article presents the sliding mode controller (SMC) design for buck converter fed by AC-DC power systems. The SMC is considered because of its merit including the rapid dynamic response and robustness. The design process is based on a trial and error method. The intensive time-domain simulation using SimPowerSystem™ on MATLAB and the experimental rig built in the laboratory are used for the controller performance comparison between the SMC and PI controllers. The results show that the SMC can provide the system responses better than the PI controller in terms of rise time, settling time, undershoot, and overshoot.

Keywords

sliding mode controller, PI controller, Buck converter, AC DC power system

1. บทนำ

ปัจจุบันวงจรแปลงผันกำลังที่มีการควบคุม (controlled power converter) ทั้งวงจรแปลงผันกำลังดีซีเป็นดีซี ดีซีเป็นเอซี เอซีเป็นดีซี และเอซีเป็นเอซี ได้ถูกนำมาใช้งานร่วมกับระบบต่าง ๆ อย่างแพร่หลาย เช่น ระบบควบคุมความเร็วของยานยนต์ไฟฟ้า (electric vehicles : EVs) ระบบขับเคลื่อนของรถไฟฟ้า (electric railway) ระบบไฟฟ้ากำลังบนเครื่องบินที่ใช้ไฟฟ้ามากขึ้น (more electric aircraft : MEA) และระบบแปลงผันกำลังสำหรับพลังงานทดแทน (renewable energy) เป็นต้น ซึ่งโดยทั่วไปวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่มีการควบคุมนิยมใช้ตัวควบคุมพื้นฐาน เช่น ตัวควบคุมพีไอ (PI controller) [1-5] ที่มีข้อดีคือสามารถออกแบบได้ง่ายแม้ระบบจะมีความซับซ้อน อีกทั้งยังสามารถลดความผิดพลาดในสถานะอยู่ตัวได้อีกด้วย [5-6] อย่างไรก็ตามผลตอบสนองเชิงพลวัต (dynamic response) ของตัวควบคุมพีไอในบางครั้งยังปรากฏการพุ่งเกิน (overshoot) ที่สูง อีกทั้งยังมีช่วงเวลาขาขึ้น (rise time) และเวลาเข้าที่ (settling time) ที่นานอีกด้วย [7-8] ตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบันได้มีการศึกษาและพัฒนาตัวควบคุมต่าง ๆ อย่างต่อเนื่อง โดยตัวควบคุมที่น่าสนใจคือ ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน ซึ่งเป็นตัวควบคุมที่มีความคงทน (robustness) ต่อการเปลี่ยนแปลงของระบบและสิ่งรบกวนภายนอก (disturbance) อีกทั้งยังมีผลตอบสนองเชิงพลวัตที่รวดเร็ว และปรากฏการพุ่งเกินที่ต่ำ ถึงแม้ว่าในบางครั้งอาจปรากฏการสั่น (chattering) ของสัญญาณ แต่สามารถออกแบบเพื่อหลีกเลี่ยงเหตุการณ์นี้ได้ [9-19] ดังนั้นบทความนี้จึงนำเสนอการออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนสำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคของระบบไฟฟ้ากำลังเอซีเป็นดีซี ซึ่งมีแหล่งจ่ายเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ โดยจากงานวิจัยในอดีต พบว่าวงจรแปลงผันแบบบัคส่วนใหญ่จะมีแหล่งจ่ายเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่มีค่าคงที่ ในขณะที่แหล่งจ่ายที่พิจารณาในบทความนี้เป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ ซึ่งเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่ไม่คงที่ โดยจะมีค่าขึ้นอยู่กับโหลดของระบบ ทำให้ต้องมีการนำเอาแรงดันไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายดังกล่าวมาพิจารณาร่วมในการออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อน ซึ่งถือเป็นจุดเด่นของงานวิจัยในบทความนี้ การออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนจำเป็นที่จะต้องกำหนดสมการพื้นผิวการเลื่อน (sliding surface equation) สำหรับใช้ในการควบคุม ซึ่งบทความนี้ได้กำหนดให้สมการพื้นผิวการเลื่อนเป็นแบบการรวมกันแบบเชิงเส้นของตัวแปรสถานะ (linear combinations of the states) เนื่องจากสามารถพิจารณา



รูปที่ 1 ระบบไฟฟ้าที่พิจารณา

ร่วมกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันแบบบัคได้ ทำให้ง่ายต่อการออกแบบพารามิเตอร์ของตัวควบคุม [20-23] อย่างไรก็ตามตัวควบคุมโหมดการเลื่อนยังไม่มีวิธีการทั่วไปสำหรับการออกแบบค่าพารามิเตอร์ ดังนั้นบทความนี้จึงออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อนด้วยวิธีการสุ่มค่า (trial and error) และเพื่อเป็นการยืนยันว่าระบบไฟฟ้าที่พิจารณาเมื่อใช้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อนมีสมรรถนะการควบคุมที่ดีกว่าเมื่อใช้ตัวควบคุมพีไอจึงได้ดำเนินการเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมระหว่างตัวควบคุมดังกล่าวทั้งสองด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์และผลจากชุดทดสอบที่สร้างขึ้นในห้องปฏิบัติการ ซึ่งผลที่ได้แสดงให้เห็นว่าเมื่อระบบไฟฟ้าที่พิจารณามีตัวควบคุมโหมดการเลื่อนจะมีผลการตอบสนองเชิงพลวัตของระบบที่ดีและรวดเร็ว โดยไม่พบการพุ่งเกินและพุ่งต่ำ (undershoot) อีกทั้งยังมีเวลาขาขึ้นและเวลาเข้าที่ที่น้อยกว่าเมื่อระบบไฟฟ้าที่พิจารณาใช้ตัวควบคุมพีไอ ดังนั้นจึงยืนยันได้ว่าตัวควบคุมโหมดการเลื่อนมีสมรรถนะการควบคุมที่ดีกว่าตัวควบคุมพีไอ

บทความนี้ประกอบไปด้วย 5 ส่วน ได้แก่ ส่วนที่ 1 บทนำ ส่วนที่ 2 เป็นการนำเสนอระบบไฟฟ้าที่พิจารณา ส่วนที่ 3 จะกล่าวถึงการออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนโดยอาศัยวิธีการสุ่มค่าและการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ ส่วนที่ 4 เป็นการเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมของระบบเมื่อมีการใช้ตัวควบคุมพีไอและตัวควบคุมโหมดการเลื่อนด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์และผลการทดสอบจากชุดทดสอบที่สร้างขึ้นในห้องปฏิบัติการ และส่วนที่ 5 เป็นสรุปเพื่อใช้เป็นแนวทางสำหรับงานวิจัยต่อไปในอนาคต

2. ระบบไฟฟ้าที่พิจารณา

ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในบทความนี้เป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่มีโหลดเป็นวงจรแปลงผันแบบบัคที่มีการควบคุมแรงดันไฟฟ้าขาออกแสดงได้ดังรูปที่ 1 ซึ่งประกอบด้วย 5 ส่วน ได้แก่ ส่วนที่ 1 ระบบส่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสแบบสมดุล ส่วนที่ 2 สายส่งกำลังไฟฟ้า ทำหน้าที่ส่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสไปยังวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ ส่วนที่ 3 วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ ทำหน้าที่ในการแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง ส่วนที่ 4 วงจรกรองสัญญาณดีซี (DC-Link filter) ทำหน้าที่กรองสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จากส่วนที่ 3 ให้เรียบและคงที่มากขึ้น และส่วนที่ 5 วงจรแปลงผันแบบบัคที่มีการควบคุมแรงดันขาออกด้วยตัวควบคุมโหมดการเลื่อน โดยค่าพารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในรูปที่ 1 สำหรับการออกแบบตัวควบคุมแสดงดังตารางที่ 1 ดังนี้

ตารางที่ 1 พารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าที่พิจารณา

พารามิเตอร์	ค่า	รายละเอียด
V_s	40 V_{rms}	แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ
f	50 Hz	ความถี่ของแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ
L_{eq}	142.45 μH	ความเหนี่ยวนำของสายส่งกำลังไฟฟ้า
R_{eq}	0.0956 Ω	ความต้านทานของสายส่งกำลังไฟฟ้า
C_{eq}	2 nF	ความจุไฟฟ้าของสายส่งกำลังไฟฟ้า
L_{dc}	40.78 mH	ความเหนี่ยวนำของวงจรกรอง
r_L	0.2 Ω	ความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง
C_{dc}	1,051.55 μF	ความจุไฟฟ้าของวงจรกรอง
r_C	0.28 Ω	ความต้านทานภายในตัวเก็บประจุของวงจรกรอง
L	15 mH	ความเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันแบบบัค
C	1,000 μF	ความจุไฟฟ้าของวงจรแปลงผันแบบบัค
R	10 Ω	โหลดความต้านทานของวงจรแปลงผันแบบบัค
f_s	10 kHz	ความถี่ในการสวิตช์ของวงจรแปลงผันแบบบัค

3. การออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อน

ในหัวข้อนี้จะเป็นการอธิบายการออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนดังบล็อกสีเทาของรูปที่ 1 โดยการออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนนั้นจำเป็นจะต้องกำหนดสมการพื้นผิวการเลื่อน ซึ่งในบทความนี้ได้กำหนดสมการพื้นผิวการเลื่อนเป็นแบบการรวมกันแบบเชิงเส้น

ของตัวแปรสถานะดังแสดงในสมการที่ (1) เนื่องจากสามารถนำมาพิจารณาร่วมกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันแบบบัคได้ [20-23]

$$S = ae_1 + be_2 + me_3 \quad (1)$$

เมื่อ e_1 เป็นค่าความผิดพลาดของกระแสไฟฟ้า e_2 เป็นค่าความผิดพลาดของแรงดันไฟฟ้า และ e_3 เป็นค่าปริพันธ์ของผลรวม e_1 และ e_2 ดังแสดงในสมการที่ (2) สมการที่ (3) และสมการที่ (4) ตามลำดับ

$$e_1 = I_L^* - I_L \quad (2)$$

เมื่อ I_L^* คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำอ้างอิงคำนวณได้จาก $K\left(V_o^* - V_o\right)$ และ I_L คือกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันแบบบัค

$$e_2 = V_o^* - V_o \quad (3)$$

เมื่อ V_o^* คือ แรงดันไฟฟ้าขาออกอ้างอิง และ V_o คือ แรงดันไฟฟ้าขาออกของวงจรแปลงผันแบบบัค

$$e_3 = \int \left(e_1 + e_2\right) dt \quad (4)$$

ดำเนินการแทนสมการที่ (2) ถึงสมการที่ (4) ลงในสมการที่ (1) จะได้สมการพื้นผิวการเลื่อนแบบการรวมกันแบบเชิงเส้นของตัวแปรสถานะสำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคที่พิจารณา แสดงได้ดังสมการที่ (5) ดังนี้

$$S = \left[-a - b\right]\begin{bmatrix} I_L \\ V_o \end{bmatrix} - aK\left(V_o\right) + m\int\left[\left(K+1\right)\left(V_o^* - V_o\right) - I_L\right]dt \quad (5)$$

เมื่อระบบมีการควบคุมและเข้าสู่สภาวะอยู่ตัว (steady state) ค่าแรงดันไฟฟ้าขาออกของวงจรแปลงผันแบบบัคจะเท่ากับค่าแรงดันไฟฟ้าอ้างอิง นั่นคือ ระบบจะเคลื่อนที่บนระนาบของพื้นผิวการเลื่อนตามสมการพื้นผิวการเลื่อนซึ่งทำให้ความสัมพันธ์ของสมการพื้นผิวการเลื่อนเท่ากับศูนย์ ($S = 0$) และอนุพันธ์ของสมการพื้นผิวการเลื่อนเท่ากับศูนย์ ($\dot{S} = 0$) [20-23] ดังนั้นเมื่อหาอนุพันธ์ของสมการที่ (5) จะได้สมการอนุพันธ์ของสมการพื้นผิวการเลื่อนแสดงได้ดังสมการที่ (6) ดังนี้

$$\left[-a - b\right]\begin{bmatrix} \dot{I}_L \\ \dot{V}_o \end{bmatrix} - aK\left(\dot{V}_o\right) + m\left[\left(K+1\right)\left(V_o^* - V_o\right) - I_L\right] = 0 \quad (6)$$

จากสมการที่ (6) จะพบว่า มีตัวแปร $\dot{I}_L$ และ $\dot{V}_o$ ปรากฏอยู่ในสมการ ซึ่งตัวแปรดังกล่าวคือ ตัวแปรสถานะในแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันแบบบัค ซึ่งแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ดังกล่าวแสดงได้ดังสมการที่ (7) [20-23] โดยที่ V_{dc} คือ แรงดันไฟฟ้าขาเข้า (input) ของวงจรแปลงผันแบบบัคที่ได้มาจากแหล่งจ่ายที่เป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ผ่านวงจรกรองสัญญาณดีซี ซึ่งจะมีค่าไม่คงที่และขึ้นอยู่กับกำลังไฟฟ้าของโหลดของวงจรแปลงผันแบบบัค และ $u(t)$ คือ สัญญาณการสวิตช์แบบพีดับเบิลยูเอ็ม (pulse width modulation : PWM) ที่จะได้มาจากตัวควบคุม

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_L \\ \dot{V}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} I_L \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u(t) \quad (7)$$

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันแบบบัคในสมการที่ (7) เป็นแบบจำลองที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (time-varying model) เนื่องจากผลของอุปกรณ์สวิตช์ภายในวงจร หากนำไปใช้ในการออกแบบตัวควบคุมจะทำให้เกิดความยุ่งยากและซับซ้อน ดังนั้นเพื่อลดความยุ่งยากซับซ้อนดังกล่าว บทความนี้จึงใช้วิธีค่าเฉลี่ยปริภูมิสถานะทั่วไป (generalized state-space averaging method GSSA method) และอาศัยการประมาณค่าอันดับศูนย์เพื่อกำจัดผลของอุปกรณ์สวิตช์ดังกล่าว ดังนั้นจะได้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันแบบบัคที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (time invariant model) [24-28] ซึ่งเป็นแบบจำลองที่เหมาะสมต่อการนำไปใช้สำหรับการออกแบบตัวควบคุมดังแสดงในสมการที่ (8)

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_L \\ \dot{V}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{L} \\ 0 \end{bmatrix} d \qquad (8)$$

โดยที่ d คือ ค่าวัฏจักรหน้าที่ (duty cycle)

ดังนั้นเมื่อพิจารณาสมการที่ (6) ร่วมกับสมการที่ (8) และกำหนดให้ $u_{eq} = d$ จะได้สมการของตัวควบคุมโหมดการเลื่อนสำหรับการควบคุมระบบไฟฟ้าที่พิจารณาแสดงได้ดังสมการที่ (9) ดังนี้

$$u_{eq} = \frac{V_o}{V_{dc}}\alpha - \frac{I_L}{V_{dc}}\beta + \frac{V_o^*}{V_{dc}}\gamma \qquad (9)$$

โดยที่ $\alpha = \dfrac{aRC + bL + aLK + mRLC(-K-1)}{aRC}$

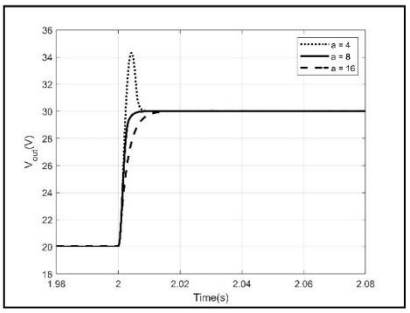
$$\beta = \frac{bLR + aLKR + mRLC}{aRC}$$

$$\gamma = \frac{mRLC(K+1)}{aRC}$$

จากสมการที่ (9) จะพบว่า R, L และ C เป็นค่าพารามิเตอร์ของระบบ V_{dc}, I_L และ V_o เป็นสัญญาณที่ต้องมีการวัด ในขณะที่พารามิเตอร์ a, b, m และ K เป็นพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่จำเป็นจะต้องได้รับการออกแบบ แต่เนื่องจากยังไม่มีวิธีการทั่วไปในการออกแบบพารามิเตอร์ดังกล่าว ดังนั้นในบทความนี้จะออกแบบด้วยวิธีการสุ่มค่าดังรายละเอียดต่อไปนี้

3.1 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ a

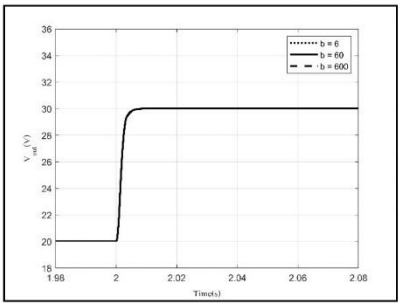
เมื่อทำการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ a เป็น 4, 8 และ 16 โดยคงค่าพารามิเตอร์ b= 60, m = 6000 และ K = 4000 ผลการตรวจสอบสมรรถนะของการควบคุมด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ด้วยโปรแกรม SIMULINK/MATLAB แสดงได้ดังรูปที่ 2 ซึ่งจากรูปจะเห็นได้ว่า หากพารามิเตอร์ a มีค่าน้อยจนเกินไปจะส่งผลให้ผลตอบสนองของระบบเกิดการพุ่งเกิน ในขณะที่ค่า a ที่มากเกินไปจะส่งผลให้ผลตอบสนองของระบบเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวได้ช้า



รูปที่ 2 ผลการออกแบบค่าพารามิเตอร์ a

3.2 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ b

เมื่อปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ b เป็น 6, 60 และ 600 โดยคงค่าพารามิเตอร์ a = 8, m = 6000 และ K = 4000 ผลการตรวจสอบสมรรถนะของการควบคุมด้วยการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังรูปที่ 3 ซึ่งจากรูปจะเห็นได้ว่า ค่าพารามิเตอร์ b ไม่ส่งผลต่อสมรรถนะการตอบสนองของระบบไฟฟ้าที่พิจารณา

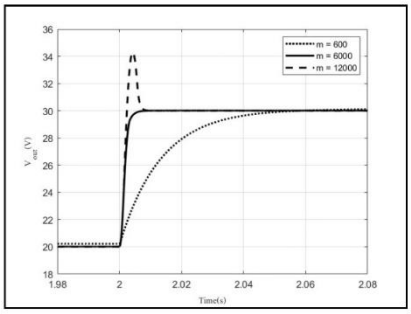


รูปที่ 3 ผลการออกแบบค่าพารามิเตอร์ b

3.3 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ m

เมื่อปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ m เป็น 600, 6000 และ 12000 โดยคงค่าพารามิเตอร์ a = 8, b= 60 และ K = 4000 ผลการตรวจสอบสมรรถนะของการควบคุมด้วยการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังรูปที่ 4 จากรูปจะพบว่าถ้าพารามิเตอร์ m มีค่าน้อยจนเกินไปจะส่งผลให้ผลตอบสนอง

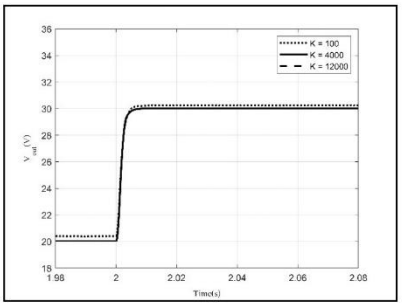
ของระบบเกิดความผิดพลาดในสถานะอยู่ตัว อีกทั้งยังส่งผลให้เวลาขาขึ้นและเวลาเข้าที่ของระบบเพิ่มมากขึ้นอีกด้วย ในขณะที่ค่า m ที่มากเกินไปจะส่งผลให้เกิดการพุ่งเกินของระบบ



รูปที่ 4 ผลการออกแบบค่าพารามิเตอร์ m

3.4 การออกแบบค่าพารามิเตอร์ K

เมื่อทำการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ K เป็น 100, 4000 และ 12000 โดยคงค่าพารามิเตอร์ a = 8, b= 60 และ m = 6000 ผลการตรวจสอบสมรรถนะของการควบคุมด้วยการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังรูปที่ 5 ซึ่งจากรูปจะเห็นได้ว่า หากพารามิเตอร์ K มีค่าน้อยจนเกินไปจะส่งผลให้ผลตอบสนองของระบบเกิดความผิดพลาดในสถานะอยู่ตัว

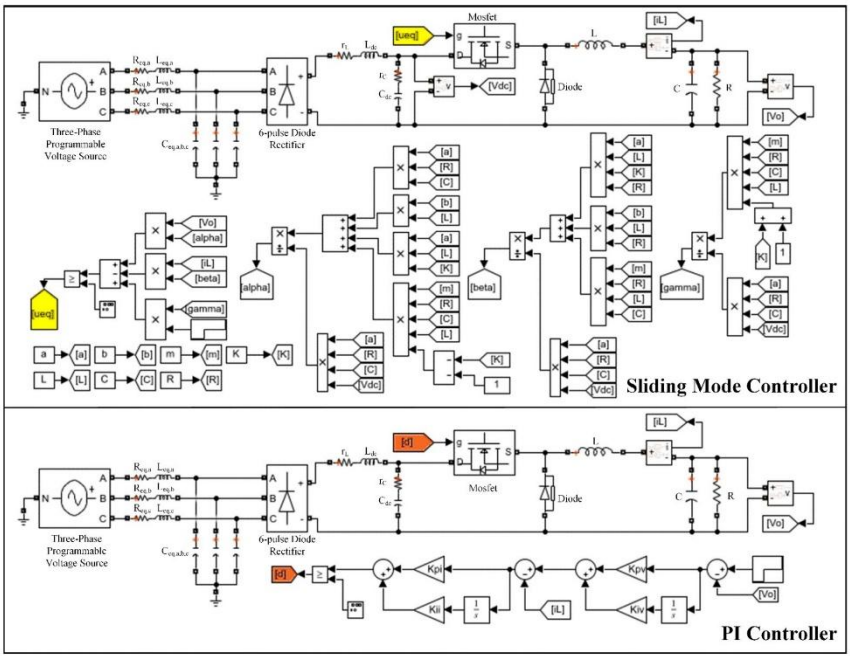


รูปที่ 5 ผลการออกแบบค่าพารามิเตอร์ K

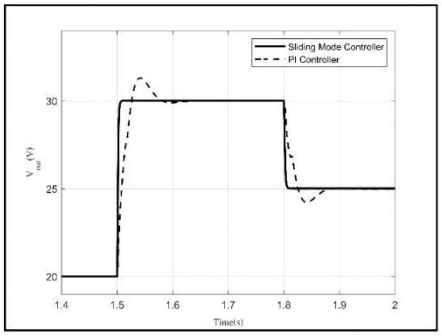
ดังนั้นจากการออกแบบและตรวจสอบสมรรถนะของการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อนดังรายละเอียดที่ได้นำเสนอไปข้างต้นจะพบว่า หากค่าของพารามิเตอร์ a, m และ K มากเกินไปหรือน้อยเกินไปอาจส่งผลให้สมรรถนะการควบคุมของระบบไม่ดี ในขณะที่พารามิเตอร์ b จะไม่ส่งผลต่อระบบ ดังนั้นจากผลการจำลองสถานการณ์ที่ได้ บทความนี้จึงเลือกค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อนสำหรับระบบไฟฟ้าที่พิจารณาคือ a = 8, b = 60, m = 6000 และ K = 4000 ซึ่งค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวจะถูกใช้สำหรับการเปรียบเทียบกับตัวควบคุมพีไอดังที่จะได้นำเสนอในหัวข้อต่อไป

4. การเปรียบเทียบสมรรถนะของตัวควบคุม

ในหัวข้อนี้เป็นการนำเสนอการเปรียบเทียบสมรรถนะของการควบคุมระหว่างตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่นำเสนอและตัวควบคุมพื้นฐานและเป็นที่นิยมอย่างตัวควบคุมพีไอ โดยค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอสามารถออกแบบได้ด้วยวิธีการหาฟังก์ชันถ่ายโอนแบบวงปิด (closed-loop transfer function) และเทียบสัมประสิทธิ์กับฟังก์ชันถ่ายโอนแบบมาตรฐานของระบบอันดับสองดังรายละเอียดที่นำเสนอไว้พอสังเขปในภาคผนวก ซึ่งจะได้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ คือ K_{pv} = 0.1513, K_{iv} = 15.7914, K_{pi} = 1.4102, และ K_{ii} = 632.9130 โดยลำดับแรกจะเป็นการเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ที่อาศัย SimPowerSystem™ บนโปรแกรม MATLAB ซึ่งชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังของระบบที่พิจารณาแสดงได้ดังรูปที่ 6 และผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมผ่านการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังรูปที่ 7 ซึ่งจากรูปจะเห็นได้ว่า ผลตอบสนองของระบบที่พิจารณาเมื่อใช้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อนจะมีช่วงเวลาขาขึ้น และเวลาเข้าที่ที่น้อยกว่าเมื่อระบบไฟฟ้าที่พิจารณาใช้ตัวควบคุมพีไอ อีกทั้งตัวควบคุมโหมดการเลื่อนยังไม่ปรากฏการพุ่งเกินอีกด้วย ซึ่งเป็นการแสดงให้เห็นว่า ตัวควบคุมโหมดการเลื่อนมีสมรรถนะการควบคุมดีกว่าตัวควบคุมพีไอ โดยเมื่อคำนวณเป็นเปอร์เซ็นต์สมรรถนะที่ดีกว่าในแง่ของเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน ช่วงเวลาขาขึ้น ช่วงเวลาเข้าที่ เปอร์เซ็นต์การพุ่งต่ำและช่วงเวลาขาลง ได้เท่ากับ 100%, 92.3%, 99.3%, 100% และ 80% ตามลำดับ ดังรายละเอียดที่แสดงไว้ในตารางที่ 2



รูปที่ 6 ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังของระบบที่พิจารณาบนโปรแกรม SIMULINK/MATLAB

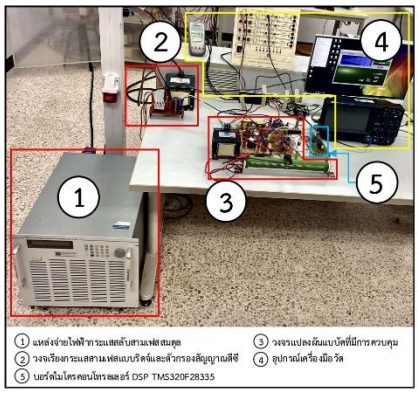


รูปที่ 7 การเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมผ่านการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์

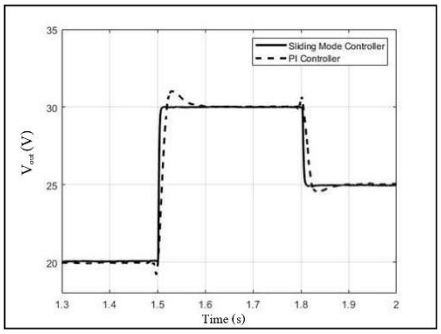
ตารางที่ 2 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะของตัวควบคุมด้วยการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์

	ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน	ตัวควบคุมพีไอ	เปอร์เซ็นต์สมรรถนะที่ดีกว่า
เปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน	0%	4.3%	100%
ช่วงเวลาขาขึ้น	0.001 วินาที	0.013 วินาที	92.3%
ช่วงเวลาเข้าที่	0.008 วินาที	1.23 วินาที	99.3%
เปอร์เซ็นต์การพุ่งต่ำ	0%	2.68%	100%
ช่วงเวลาขาลง	0.001 วินาที	0.005 วินาที	80%

นอกจากการเปรียบเทียบและยืนยันผลผ่านการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์แล้ว บทความนี้ยังได้นำเสนอผลจากชุดทดสอบที่ได้สร้างขึ้นในห้องปฏิบัติการอีกด้วย โดยชุดทดสอบของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในรูปที่ 1 แสดงได้ดังรูปที่ 8 ซึ่งตัวควบคุมโหมดการเลื่อนและตัวควบคุมพีไอจะถูกโปรแกรมลงบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ DSP TMS320F28335 โดยผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมระหว่างตัวควบคุมโหมดการเลื่อนและตัวควบคุมพีไอของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาผ่านชุดทดสอบที่ได้สร้างขึ้นแสดงได้ดังรูปที่ 9



รูปที่ 8 ชุดทดสอบของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในห้องปฏิบัติการ



รูปที่ 9 การเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมผ่านชุดทดสอบที่สร้างขึ้นในห้องปฏิบัติการ

จากรูปที่ 9 จะพบว่าเมื่อระบบไฟฟ้าที่พิจารณามีการควบคุมด้วยตัวควบคุมโหมดการเลื่อน จะใช้เวลาขาขึ้นและเวลาเข้าที่น้อยกว่าเมื่อระบบมีการควบคุมด้วยตัวควบคุมพีไอ อีกทั้งตัวควบคุมโหมดการเลื่อนยังไม่ปรากฏการพุ่งเกินอีกด้วย ในขณะที่ผลตอบสนองของระบบเมื่อใช้ตัวควบคุมพีไอจะปรากฏทั้งการพุ่งต่ำและการพุ่งเกิน โดยเมื่อคิดเป็นเปอร์เซ็นต์สมรรถนะที่ดีกว่าในแง่ของเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน ช่วงเวลาขาขึ้น ช่วงเวลาเข้าที่ เปอร์เซ็นต์การพุ่งต่ำ และช่วงเวลาขาลงจะเท่ากับ 100%, 83.3%, 99.4%, 100% และ 75% ตามลำดับ ดังรายละเอียดที่แสดงไว้ในตารางที่ 3 ดังนั้นจึงสรุปได้ว่า ตัวควบคุมโหมดการเลื่อนมีสมรรถนะการควบคุมที่ดีกว่าตัวควบคุมพีไอทั้งในแง่ของเวลาขาขึ้น เวลาเข้าที่ การพุ่งต่ำและการพุ่งเกิน และผลที่ได้จากชุดทดสอบเป็นการยืนยันได้อีกว่า ตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่นำเสนอสามารถใช้งานได้จริงในทางปฏิบัติ

ตารางที่ 3 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะของตัวควบคุมจากชุดทดสอบ

	ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน	ตัวควบคุมพีไอ	เปอร์เซ็นต์สมรรถนะที่ดีกว่า
เปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน	0%	3.87%	100%
ช่วงเวลาขาขึ้น	0.001 วินาที	0.006 วินาที	83.3%
ช่วงเวลาเข้าที่	0.007 วินาที	1.13 วินาที	99.4%
เปอร์เซ็นต์การพุ่งต่ำ	0%	1.36%	100%
ช่วงเวลาขาลง	0.001 วินาที	0.004 วินาที	75%

5. สรุป

บทความนี้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนสำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคของระบบไฟฟ้ากำลังเอซีเป็นดีซี โดยวงจรแปลงผันแบบบัคมีแหล่งจ่ายเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ที่ค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงมีค่าที่ไม่คงที่ ทำให้ต้องพิจารณาแรงดันไฟฟ้า

ดังกล่าวในการออกออกแบบและสร้างตัวควบคุมด้วย ซึ่งเป็นจุดเด่นของบทความนี้ เนื่องจากในอดีตวงจรแปลงผันแบบบัคจะมีแหล่งจ่ายที่เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่มีค่าคงที่ สำหรับการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อนบทความนี้ได้อาศัยวิธีการสุ่มค่า พร้อมทั้งนำเสนอการเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมระหว่างการใช้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อนกับตัวควบคุมพีไอผ่านการจำลองสถานการณ์ และผลจากชุดทดสอบที่สร้างขึ้นในห้องปฏิบัติการ ซึ่งผลที่ได้จากการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ และผลที่ได้จากชุดทดสอบมีความสอดคล้องกัน โดยแสดงให้เห็นว่า เมื่อระบบไฟฟ้าที่พิจารณามีการใช้ตัวควบคุมโหมดการเลื่อนจะมีผลตอบสนองเชิงพลวัตที่ดีและรวดเร็วกว่าตัวควบคุมพีไอ ทั้งในแง่ของช่วงเวลาขึ้นช่วงเวลาเข้าที่ การพุ่งต่ำ และการพุ่งเกิน แต่อย่างไรก็ตามการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่นำเสนอยังใช้วิธีการสุ่มค่าประกอบกับยังไม่มีวิธีการทั่วไปในการออกแบบ ดังนั้นงานวิจัยในอนาคตจะเป็นการนำวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ (artificial intelligence : AI) มาประยุกต์ใช้สำหรับการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อน เพื่อให้มีสมรรถนะการควบคุมที่ดีที่สุดและสามารถให้ผลการตอบสนองเชิงพลวัตที่ดีที่สุด

กิตติกรรมประกาศ

คณะผู้วิจัยขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่ให้ทุนสนับสนุนการทำวิจัย รวมทั้งอำนวยความสะดวกด้านสถานที่และเครื่องมือต่าง ๆ อันเป็นประโยชน์ยิ่งต่อการทำวิจัย

ภาคผนวก

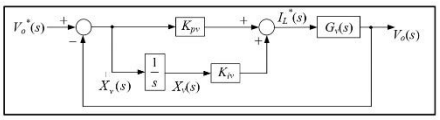
ตัวควบคุมพีไอที่ใช้ในบทความนี้เป็นตัวควบคุมพีไอแบบต่อเรียง (cascade PI controller) โดยมีลูปการควบคุมกระแสไฟฟ้าเป็นลูปภายในและลูปการควบคุมแรงดันไฟฟ้าเป็นลูปภายนอก ซึ่งการออกแบบค่าพารามิเตอร์ได้อาศัยวิธีการแบบดั้งเดิม โดยเป็นวิธีการหาฟังก์ชันถ่ายโอนแบบวงปิดและเทียบสัมประสิทธิ์กับฟังก์ชันถ่ายโอนแบบมาตรฐานของระบบอันดับสองดังสมการที่ (10) เนื่องจากมีขั้นตอนการออกแบบที่ง่าย และไม่ซับซ้อน [28]

$$T(s)=\frac{\omega_n^2}{s^2+2\zeta\omega_n s+\omega_n^2} \tag{10}$$

โดยมีรายละเอียดของการออกแบบตัวควบคุมทั้ง 2 ส่วน ซึ่งอธิบายพอสังเขปได้ดังนี้

1) ส่วนการควบคุมแรงดันไฟฟ้าขาออก

แผนภาพฟังก์ชันถ่ายโอนแบบปิดของส่วนควบคุมแรงดันไฟฟ้าขาออกของวงจรแปลงผันแบบบัคแสดงได้ดังรูปที่ 10 ซึ่งจากรูปจะสามารถหาฟังก์ชั่นถ่ายโอน $G_v(s)$ ได้ดังสมการที่ (11)



รูปที่ 10 แผนภาพฟังก์ชันถ่ายโอนแบบปิดของส่วนควบคุมแรงดันไฟฟ้าขาออก

$$G_v(s)=\frac{V_o(s)}{I_L(s)}=\frac{R}{sRC+1} \tag{11}$$

ดังนั้นจะสามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดของลูปการควบคุมแรงดันไฟฟ้าขาออกได้ดังสมการที่ (12) ดังนี้

$$T_v(s)=\frac{\left(\frac{K_{pv}s+K_{pi}}{C}\right)}{s^2+\left(\frac{K_{pv}R+1}{RC}\right)s+\left(\frac{K_{iv}}{C}\right)} \tag{12}$$

เมื่อเทียบสัมประสิทธิ์ของตัวหารของ $T_v(s)$ ในสมการที่ (12) กับฟังก์ชันถ่ายโอนแบบมาตรฐานของระบบอันดับสองในสมการที่ (10) ดังนั้น จะได้พารามิเตอร์สำหรับการควบคุมแรงดันไฟฟ้าขาออกดังแสดงในสมการที่ (13) และสมการที่ (14)

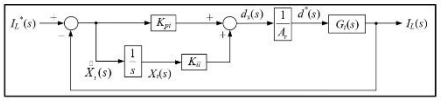
$$K_{pv} = \frac{2\zeta_v \omega_{nv} RC - 1}{R} \quad (13)$$

$$K_{iv} = \omega_{nv}^2 C \quad (14)$$

โดยที่ ω_{nv} คือ ความถี่ธรรมชาติ (natural frequency) ของลูปแรงดันไฟฟ้า, ζ_v คือ อัตราส่วนการหน่วง (damping ratio) ของลูปแรงดันไฟฟ้า

2) ส่วนการควบคุมกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำ

แผนภาพฟังก์ชันถ่ายโอนแบบปิดของส่วนควบคุมกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันแบบบัคแสดงได้ดังรูปที่ 11 ซึ่งจากรูปจะสามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอน $G_i(s)$ ได้ดังสมการที่ (15)



รูปที่ 11 แผนภาพฟังก์ชันถ่ายโอนแบบปิดของส่วนควบคุมกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำ

$$G_i(s) = \frac{I_L(s)}{d(s)} = \frac{V_{dc}}{sL} \quad (15)$$

ดังนั้นจะสามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนแบบวงปิดของลูปการควบคุมกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำได้ดังสมการที่ (16)

$$T_i(s) = \frac{\left(\frac{K_{pi}s + K_{ii}}{A_r L}\right)V_{dc}}{s^2 + \left(\frac{K_{pi}V_{dc}}{A_r L}\right)s + \left(\frac{K_{ii}V_{dc}}{A_r L}\right)} \quad (16)$$

เมื่อเทียบสัมประสิทธิ์ของตัวหารของ $T_i(s)$ ในสมการที่ (16) กับฟังก์ชันถ่ายโอนแบบมาตรฐานของระบบอันดับสองในสมการที่ (10) ดังนั้นจะได้พารามิเตอร์สำหรับการควบคุมกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำดังสมการที่ (17) และสมการที่ (18) ดังนี้

$$K_{pi} = \frac{2\zeta_i \omega_{ni} A_r L}{V_{dc}} \quad (17)$$

$$K_{ii} = \frac{\omega_{ni}^2 A_r L}{V_{dc}} \quad (18)$$

โดยที่ ω_{ni} คือ ความถี่ธรรมชาติของลูปกระแสไฟฟ้า, ζ_i คือ อัตราส่วนการหน่วงของลูปกระแสไฟฟ้า และ A_r คือ ค่ายอดของสัญญาณสามเหลี่ยม

ดังนั้นสำหรับการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอของระบบไฟฟ้าที่พิจารณา ในส่วนของลูปการควบคุมแรงดันไฟฟ้าจะดำเนินการออกแบบผ่านสมการที่ (13) และสมการที่ (14) ในขณะที่ลูปการควบคุมกระแสไฟฟ้าจะดำเนินการออกแบบผ่านสมการที่ (17) และสมการที่ (18) เมื่อกำหนดให้ $\zeta_v = 1$, $\zeta_i = 0.7$, $\omega_{nv} = 40\pi$ rad/s และ $\omega_{nv} = 200\pi$ rad/s และ $A_r = 10$ ซึ่งค่าดังกล่าวจะสามารถออกแบบได้จากค่าเวลาขาขึ้น (T_r) เท่ากับ 0.032 วินาที และค่าเวลาเข้าที่ (T_s) เท่ากับ 0.016 วินาที และกำหนดให้ ω_{ni} มีค่าเท่ากับ 5 เท่าของค่า ω_{nv} ดังนั้นจะได้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอดังที่นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 4

เอกสารอ้างอิง

[1] Sridhar HS, Devaiah KS. Modelling and analysis of Voltage Mode control (VMC) of Buck Converter using P, PI, PID Controller. In: *2024 International Conference on Smart Systems for applications in Electrical Sciences (ICSSES)*. Tumakuru, India; 2024. p. 1-5.

[2] Gaurav K, Upadhyaya S, Ashutosh, Joshi D. Enhanced gain double - output boost/buck DC-DC converter. In: *2024 15th International Conference on Computing Communication and*

Networking Technologies (ICCCNT). Kamand, India; 2024. p. 1-6.

[3] Yegon P, Singh M. Comparison of control strategies PI, FOPID, and ANFIS controllers in EV system for microgrid interactive system. In: *2024 IEEE Third International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES)*. Delhi, India; 2024. p. 274-279.

[4] Wang S, Juan L, Zhang L, Li S. Cascade sliding mode control based on extended state observer method for a DC-DC buck converter. In: *2021 40th Chinese Control Conference (CCC)*. Shanghai, China; 2021. p. 2366-2371.

[5] Vishnu K, Nema RK, Ojha A. Boost converter with fuzzy logic, PI controller and sliding mode control for a variable source input. In: *2020 International Conference on Computational Intelligence for Smart Power System and Sustainable Energy (CISPSSE)*. Keonjhar, India; 2020. p. 1-5.

[6] Tarik MN, Biswas SP, Mondal S, Nahin NI, Paul AK, Haque SS. A robust PI-Lag compensator for DC-DC buck converter fed DC motor drives. In: *2023 6th International Conference on Electrical Information and Communication Technology (EICT)*. Khulna, Bangladesh; 2023. p. 1-6.

[7] Lin L, Zhu Z, Liu Y, Li Z, Wang L, Ma F, et al. Dual natural switching surface control for multilevel noninverting Buck-Boost converter with pulsed power loads. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2024;71(9): 10444-10454.

[8] Zehra S, Kansara AP. A combination of the SMC controller with the PI controller for brushless DC motor speed control. In: *2024 International Conference on Electrical Electronics and Computing Technologies (ICEECT)*. Greater Noida, India; 2024. p. 1-5.

[9] Singh AP, Ahmad AU, Sahay K. Sliding mode control for dc microgrid powered by solar PV, fuel cell and energy storage system with pulsating loads. In: *2024 IEEE Third International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES)*. Delhi, India; 2024. p. 583-588.

[10] Gao H, Chen X, Ge L, Ma X. Regenerative braking energy recovery based on modified sliding mode control for DC/DC converter of high-speed railways system. In: *2024 5th International Conference on Electronic Communication and Artificial Intelligence (ICECAI)*. Shenzhen, China; 2024. p. 231-235.

[11] Hosseini A, Hosseinnataj S, Adabi J. Bidirectional diso DC-DC converter based on fixed-frequency sliding mode control strategy. In: *2024 32nd International Conference on Electrical Engineering (ICEE)*. Tehran, Iran, Islamic Republic of; 2024. p. 1-5.

[12] Azimi M, Asadi M, Zakipour A. Second-order sliding mode control for DC-DC buck converter with input voltage ripple elimination. In: *2024 32nd International Conference on Electrical Engineering (ICEE)*. Tehran, Iran, Islamic Republic of; 2024. p. 1-5.

[13] Mhamdi I, Abbes M. Sliding mode control of a buck-boost converter connecting photovoltaic systems to microgrids. In: *2024 IEEE International Conference on Advanced Systems and Emergent Technologies (IC_ASET)*. Hammamet, Tunisia; 2024. p. 1-5.

[14] Liu X, Hou S, Fang M. A Simple seamless switching strategy for four-switch buck-boost converter. In: *2024 IEEE 10th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2024-ECCE Asia)*. Chengdu, China; 2024. p. 2711-2715.

[15] Prakash AC, Bajpai SS, Mohan V, SK K. A modular multilevel derived converter with a robust and dynamic sliding mode control for electric vehicles. In: *2024 IEEE 4th International Conference on VLSI Systems, Architecture,*

Technology and Applications (VLSI SATA). Bangalore, India; 2024. p. 1-6.

[16] Ning W, Li L, Cao Y. Research on buck converter with improved approach rate compound sliding mode control based on PSO. In: *2024 9th Asia Conference on Power and Electrical Engineering (ACPEE)*. Shanghai, China; 2024. p.1064-1069.

[17] Azimi M, Asadi M, Zakipour A. Second-order sliding mode control for DC-DC buck converter with input voltage ripple elimination. In: *2024 32nd International Conference on Electrical Engineering (ICEE)*. Tehran, Iran, Islamic of Republic; 2024: p.1-5.

[18] Lesniewski P, Jaskuła M. Sliding mode control for perturbed nonlinear systems with state and control signal constraints. *Energies*. 2023;16(14): p.1-12.

[19] Setthawong N, Areerak K, Santiprapan P, Panpean C, Areerak K. gain tuning technique based on sliding mode control for shunt active power filter. In: *2022 International Electrical Engineering Congress (iEECON)*. Khon Kaen, Thailand; 2022. p. 1-4.

[20] Mao T, Li L, Cao Y. Sliding mode control of synchronous Buck converter based on variable speed reaching law. In: *2024 9th Asia Conference on Power and Electrical Engineering (ACPEE)*. Shanghai, China; 2024. p. 1058-1063.

[21] Ning W, Li L, Cao Y. Research on buck converter with improved approach rate compound sliding mode control based on PSO. In: *2024 9th Asia Conference on Power and Electrical Engineering (ACPEE)*. Shanghai, China; 2024. p. 1064-1069.

[22] อภิชัย สุยะพันธ์, สุรบดินทร์ แดงด่อน, กองพัน อารีรักษ์. การออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนสำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคที่มีแหล่งจ่ายเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์. ใน: *การประชุมวิชาการงานวิจัยและพัฒนาเชิงประยุกต์ ครั้งที่ 16 (ECTI-CARD)*. สุรินทร์, ประเทศไทย; 2567, หน้า 166-170

[23] Mouslim S, Jenkal S, Imodane B, Ajaamoum M, Oubella M. Simulation and analyses of Buck converter using SMC with two control techniques. In: *2022 International Conference on Microelectronics (ICM)*. Casablanca, Morocco; 2022. p. 185-188.

[24] Pakdeeto J, Thanommuang A, Areerak K, Areerak K. Pole placement technique optimized gains by adaptive Tabu search for instability mitigation of AC–DC power system feeding a controlled buck converter. *IEEE Access*. 2024;12: 107704-107718.

[25] Phosung R, Areerak K, Sopapirm T, Areerak K. Design and optimization of instability mitigation for ac–dc feeder systems with constant power loads using artificial intelligence techniques. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2022;37(5): 5385-5397.

[26] Gowda MC, Savitha PB. Average current control of buck-boost converter. In: *2022 IEEE 9th Uttar Pradesh Section International Conference on Electrical, Electronics and Computer Engineering (UPCON)*. Prayagraj, India; 2022. p. 1-5.

[27] Azer P, Emadi A. Generalized state space average model for multi-phase interleaved buck, boost and Buck-Boost DC-DC converters: transient, steady-state and switching dynamics. *IEEE Access*. 2020;8: 77735-77745.

[28] Pakdeeto J, Thanommuang A, Chaicharoenudomrung K, Areerak K, Areerak K. The effect of parameter variations of system stability for AC-DC power system feeding controlled buck converter. In*: 2021 International Conference on Power, Energy and Innovations (ICPEI)*. Nakhon Ratchasima, Thailand; 2021. p. 61-64.

บทความวิจัย
การประชุมวิชาการ งานวิจัยและพัฒนาเชิงประยุกต์ครั้งที่ 16
16th ECTI-CARD 2024, Surin, Thailand

การออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนสำหรับวงจรแปลงผันแบบบัค ที่มีแหล่งจ่ายเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์

The Design of Sliding Mode Control for Buck Converter Connected to Three-Phase Bridge Rectifier

อภิชัย สุยะพันธ์[1] สุรบดินทร์ แดงด่อน[2] กองพัน อารีรักษ์[2*]

[1]ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
[2]สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี *Corresponding author : kongpan@sut.ac.th

บทคัดย่อ

ปัจจุบันวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่มีการควบคุม (Regulated Power Converter) ได้ถูกนำมาใช้งานร่วมกับระบบต่าง ๆ อย่างแพร่หลาย โดยตัวควบคุมที่นิยมใช้จะเป็นตัวควบคุมพีไอ (PI Controller) ซึ่งในบางครั้งอาจจะให้สมรรถนะผลตอบสนองของระบบไม่เป็นไปตามที่ต้องการ รวมถึงไม่มีความคงทนต่อสิ่งรบกวน ดังนั้นบทความนี้ได้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อน (Sliding Mode Control) สำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคที่มีแหล่งจ่ายเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ โดยการออกแบบจะใช้วิธีการสุ่มค่า (Trial and Error) ในการหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อน และการตรวจสอบสมรรถนะของการควบคุมจะอาศัยการจำลองสถานการณ์ใน SimPowerSystem™ บน SIMULINK ของโปรแกรม MATLAB พร้อมทั้งนำเสนอการเปรียบเทียบสมรรถนะของการควบคุมเมื่อระบบไฟฟ้าที่พิจารณามีการควบคุมด้วยตัวควบคุมโหมดการเลื่อนกับตัวควบคุมพีไอ ซึ่งจากผลการตรวจสอบสมรรถนะการควบคุมแสดงให้เห็นว่า ตัวควบคุมโหมดการเลื่อนมีสมรรถนะการควบคุมที่ดีกว่าตัวควบคุมพีไอทั้งในแง่ของช่วงเวลาขึ้น (Rise Time) ช่วงเวลาเข้าที่ (Settling Time) และเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน (Percent Overshoot)

คำสำคัญ: ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน ตัวควบคุมพีไอ วงจรแปลงผันแบบบัค

Abstract

Currently, power converters controlled by PI controller are widely used in various systems. However, the PI controller cannot provide the desired system responses sometimes and it also lacks of the disturbance robustness. Therefore, this paper presents the design of sliding mode control for buck converter connected to three-phase bridge rectifier. The controller design is based on trial and error method. The simulation via SimPowerSystem™ on SIMULINK/MATLAB is used for the controller performance investigation. Additionally, the controller performance comparison when the considered systems having the sliding mode control and the PI controller is also presented. The simulation results show that the proposed sliding mode control can provide the best output performance compared with the PI controller in terms of rise time, settling time, and percent overshoot.

Keywords: Sliding Mode Control, PI Controller, Buck Converter

1. บทนำ

ปัจจุบันวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าถูกนำมาใช้งานร่วมกับระบบต่าง ๆ อย่างแพร่หลาย เช่น ระบบของเครื่องจักรกลไฟฟ้าภายในโรงงานอุตสาหกรรมที่ใช้ในการควบคุมกระแสไฟฟ้าหรือความเร็วรอบของเครื่องจักรกลไฟฟ้า หรือระบบควบคุมความเร็วของยานพาหนะไฟฟ้า (Electric Vehicles) ต่าง ๆ เป็นต้น ซึ่งจากระบบที่ได้ยกตัวอย่างมานั้นมักจะใช้วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่มีการควบคุมด้วยตัวควบคุมพีไอเพื่อให้ได้สัญญาณขาออก (output) ตามที่ต้องการ ซึ่งตัวควบคุมพีไอเป็นที่นิยมใช้เนื่องจากเป็นตัวควบคุมพื้นฐานที่ออกแบบได้ง่าย และสามารถลดความผิดพลาดในสถานะอยู่ตัว (steady state error) ได้ แต่มีข้อเสียคือบางครั้งให้ผลการตอบสนองเชิงพลวัตร (dynamic response) ที่ช้าและไม่มีความคงทนต่อสิ่งรบกวน [1-2] จากงานวิจัยตั้งแต่ในอดีตจนถึงปัจจุบันได้มีการศึกษาและพัฒนาระบบควบคุมมาอย่างต่อเนื่อง โดยตัวควบคุมที่ได้รับความสนใจคือ ตัวควบคุมโหมดการเลื่อน เนื่องจากเป็นตัวควบคุมที่สามารถใช้ได้กับทั้งระบบที่เป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งให้ผลการตอบสนองเชิงพลวัตรที่รวดเร็ว ส่งผลทำให้ระบบเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวได้ไว นอกจากนี้ยังมีความคงทน (robustness) ที่ทำให้ยังคงสมรรถนะการควบคุมได้แม้จะมีสัญญาณภายนอกมารบกวนหรือพารามิเตอร์ของระบบมีการเปลี่ยนแปลง [2-4] ดังนั้นบทความนี้จึงนำเสนอการออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนสำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคที่มีแหล่งจ่ายเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ ซึ่งงานวิจัยในอดีตมีการนำเสนอเฉพาะตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่ใช้กับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่มีค่าคงที่เท่านั้น [3-5] ในทางกลับกันวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์จะมีค่าแรงดันบัสไฟตรงที่ไม่คงที่และขึ้นอยู่กับโหลด

บทความวิจัย
การประชุมวิชาการ งานวิจัยและพัฒนาเชิงประยุกต์ครั้งที่ 16
16th ECTI-CARD 2024, Surin, Thailand

โดยการออกแบบจะกำหนดสมการพื้นผิวการเลื่อน (sliding surface equation) สำหรับการควบคุมเป็นแบบการรวมกันแบบเชิงเส้นของตัวแปรสถานะ (linear combinations of the states) เนื่องจากง่ายต่อการออกแบบและการนำไปใช้งาน [5] ซึ่งค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมดังกล่าวจะออกแบบโดยอาศัยวิธีการสุ่มค่า จากนั้นจะทำการตรวจสอบสมรรถนะของตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่นำเสนอ พร้อมทั้งเปรียบเทียบสมรรถนะของการควบคุมเมื่อระบบไฟฟ้าที่พิจารณามีการควบคุมด้วยตัวควบคุมโหมดการเลื่อนกับตัวควบคุมพีไอโดยอาศัยการจำลอง-สถานการณ์ใน SIMULINK ของโปรแกรม MATLAB ซึ่งผลการตรวจสอบสมรรถนะการควบคุมแสดงให้เห็นว่า ตัวควบคุมโหมดการเลื่อนให้ผลการตอบสนองเชิงพลวัตรของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาที่ดีและรวดเร็ว คือ มีช่วงเวลาขึ้น ช่วงเวลาเข้าที่ และเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน ที่น้อยกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับระบบที่มีการควบคุมด้วยตัวควบคุมพีไอ จึงเป็นการยืนยันได้ว่า ตัวควบคุมโหมดการเลื่อนมีสมรรถนะการควบคุมที่ดีกว่าตัวควบคุมพีไอ

บทความนี้ประกอบด้วย 5 ส่วน ได้แก่ ส่วนที่ 1 เป็นบทนำ ส่วนที่ 2 เป็นการอธิบายระบบไฟฟ้าที่พิจารณา ส่วนที่ 3 กล่าวถึงการออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อน ส่วนที่ 4 แสดงผลการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์สำหรับการตรวจสอบสมรรถนะของตัวควบคุม และส่วนที่ 5 เป็นสรุปผลเพื่อใช้เป็นแนวทางสำหรับงานวิจัยในอนาคต

2. ระบบไฟฟ้าที่พิจารณา

ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาในบทความนี้แสดงได้ดังรูปที่ 1 ซึ่งประกอบไปด้วย 4 ส่วนคือ ส่วนที่ 1 ระบบส่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสแบบสมดุลและสายส่งกำลังไฟฟ้า ทำหน้าที่ส่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสไปยังวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ ส่วนที่ 2 ไดโอดเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ มีหน้าที่แปลงสัญญาณ-ไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง ส่วนที่ 3 วงจรกรองสัญญาณดีซี ทำหน้าที่กรองสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จากส่วนที่ 2 ให้เรียบและคงที่มากขึ้น และส่วนที่ 4 วงจรแปลงผันแบบบัคที่มีการควบคุมแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานด้วยตัวควบคุมโหมดการเลื่อน ซึ่งเป็นโหลดของระบบไฟฟ้าที่พิจารณา โดยพารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าในรูปที่ 1 สำหรับการออกแบบตัวควบคุมในบทความนี้จะแสดงดังตารางที่ 1

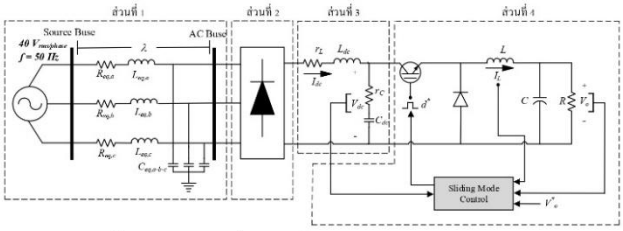
ตารางที่ 1 พารามิเตอร์ของระบบไฟฟ้าที่พิจารณา

พารามิเตอร์	ค่า	รายละเอียด
V_S	40 $V_{rms/phase}$	แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ
f	50 Hz	ความถี่ของแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ
R_{eq}	0.0956 Ω	ความต้านทานของวงจรสมมูลสายส่ง
L_{eq}	142.45 µH	ความเหนี่ยวนำของวงจรสมมูลสายส่ง
C_{eq}	2 nF	ความจุไฟฟ้าของวงจรสมมูลสายส่ง
r_L	0.2756 Ω	ความต้านทานภายในตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรอง
L_{dc}	39.002 mH	ความเหนี่ยวนำของวงจรกรอง
r_C	0.8327 Ω	ความต้านทานภายในตัวเก็บประจุของวงจรกรอง
C_{dc}	1052 µH	ความจุไฟฟ้าของวงจรกรอง
L	15 mH	ความเหนี่ยวนำวงจรแปลงผันแบบบัค
C	1000 µF	ความจุไฟฟ้าของวงจรแปลงผันแบบบัค
R	10 Ω	ความต้านทานของวงจรแปลงผันแบบบัค
f_s	10 kHz	ความถี่ในการสวิตช์ของวงจรแปลงผันแบบบัค

3. การออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อน

เมื่อพิจารณาวงจรแปลงผันแบบบัคที่มีการควบคุมซึ่งแสดงในส่วนที่ 4 ของรูปที่ 1 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันแบบบัคแสดงได้ดังสมการที่ (1) เมื่อ i_L คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำของวงจรแปลงผันแบบบัค, v_o คือ แรงดันไฟฟ้าขาออกของวงจรแปลงผันแบบบัค, V_{dc} คือ แรงดันไฟฟ้าขาเข้า (input) ของวงจรแปลงผันแบบบัค, และ $u(t)$ คือ สัญญาณการสวิตช์แบบพีดับเบิลยูเอ็ม (Pulse Width Modulation : PWM) ที่ได้มาจากตัวควบคุม [3-6]

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u(t) \qquad (1)$$



รูปที่ 1 วงจรแปลงผันแบบบัคที่มีแหล่งจ่ายเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์

บทความวิจัย
การประชุมวิชาการ งานวิจัยและพัฒนาเชิงประยุกต์ครั้งที่ 16
16th ECTI-CARD 2024, Surin, Thailand

การออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนสำหรับการควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัค จำเป็นต้องกำหนดสมการพื้นผิวการเลื่อน (S) โดยในบทความนี้ได้เลือกใช้สมการพื้นผิวการเลื่อนเป็นแบบการรวมกันแบบเชิงเส้นของตัวแปรสถานะที่อาศัยความผิดพลาดของกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้า เนื่องจากง่ายต่อการออกแบบและการนำไปใช้งาน [5] ซึ่งสมการพื้นผิวการเลื่อนดังกล่าวสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2) ดังนี้

$$S = ae_1 + be_2 + me_3 \tag{2}$$

โดยที่ a, b และ m เป็นค่าสัมประสิทธิ์ของตัวควบคุม ในขณะที่การกำหนดพื้นผิวของการเลื่อนนั้นจะกำหนดให้ e_1 เป็นค่าความผิดพลาดของกระแสไฟฟ้า e_2 เป็นค่าความผิดพลาดของแรงดันไฟฟ้า และ e_3 เป็นค่าอินทิกรัลของความผิดพลาดของกระแสไฟฟ้ากับค่าความผิดพลาดของแรงดันไฟฟ้า เพื่อช่วยในการปรับปรุงค่าความผิดพลาดในสภาวะอยู่ตัวของระบบให้เท่ากับศูนย์ [3] ซึ่งแสดงได้ดังสมการที่ (3)

$$\begin{cases} e_1 = i_{ref} - i_L \\ e_2 = V_o^* - v_o \\ e_3 = \int [e_1 + e_2] dt \end{cases} \tag{3}$$

โดยที่ $i_{ref} = K[V_o^* - v_o]$ ซึ่งพารามิเตอร์ K คือค่าอัตราการขยายความผิดพลาดของแรงดันไฟฟ้า

ในสภาวะอยู่ตัวระบบจะเคลื่อนที่บนระนาบของพื้นผิวการเลื่อนตามสมการพื้นผิวการเลื่อน ซึ่งในอุดมคติเมื่อระบบเคลื่อนที่บนระนาบพื้นผิวการเลื่อนจะได้ความสัมพันธ์ของสมการพื้นผิวการเลื่อนเท่ากับศูนย์ ($S = 0$) และอนุพันธ์ของสมการพื้นผิวการเลื่อนเท่ากับศูนย์ ($\dot{S} = 0$) ดังนั้นจึงทำให้ระบบเข้าสู่สภาวะควบคุมซึ่งทำให้ค่าความผิดพลาดในสภาวะอยู่ตัวเป็นศูนย์ ส่งผลให้ค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัคเท่ากับค่าแรงดันไฟฟ้าอ้างอิง เมื่อพิจารณาการหาอนุพันธ์สมการพื้นผิวการเลื่อนดังสมการที่ (2) ร่วมกับสมการที่ (1) และสมการที่ (3) จะได้สมการอนุพันธ์ของสมการพื้นผิวการเลื่อนดังสมการที่ (4) ดังนี้

$$\dot{S} = -\frac{aKi_L}{C} + \frac{aKv_o}{RC} + \frac{av_o}{L} - \frac{aV_{dc}u(t)}{L} - \frac{bI_L}{C} + \frac{bV_o}{RC} + m\int\left[(K+1)\left(V_o^* - v_o\right) - I_L\right]dt \tag{4}$$

การคำนวณหาค่าสัญญาณควบคุม (u_{eq}) จะพิจารณาจากเงื่อนไขการเข้าสู่สภาวะควบคุมจากสมการพื้นผิวการเลื่อน คือ $\dot{S} = 0$ และ $u(t) = u_{eq}$ ซึ่งจะได้สมการสำหรับการสร้างสัญญาณ PWM ในการควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงรแปลงผันแบบบัคด้วยตัวควบคุมโหมดการเลื่อนดังสมการที่ (5) ซึ่งจากสมการจะพบว่าพารามิเตอร์ a, b, m และ K เป็นค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่ต้องมีการออกแบบ โดยในการออกแบบค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวจะได้รับการนำเสนอในหัวข้อถัดไป นอกจากนี้การนำตัวควบคุมโหมดการเลื่อนมาใช้กับระบบเอชีเป็นดีซีจำเป็นต้องมีการวัดค่าแรงดันบัสไฟตรง (V_{dc}) เพื่อนำมาใช้ในการคำนวณ u_{eq} ตามสมการที่ (5) ซึ่งถ้าเป็นระบบดีซีเป็นดีซีค่า V_{dc} สามารถกำหนดให้เป็นค่าคงที่ได้

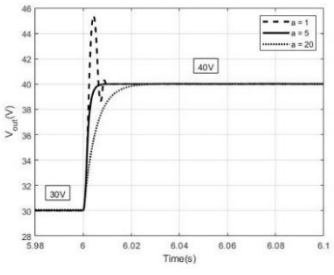
$$u_{eq} = \frac{aRCv_o - bL(Ri_L - v_o) - aLK(Ri_L - v_o) + mRLC\left[(K+1)\left(V_o^* - v_o\right) - i_L\right]}{aRCV_{dc}} \tag{5}$$

4. การตรวจสอบสมรรถนะของตัวควบคุม

จากสมการที่ (5) จะสังเกตได้ว่า ตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่นำเสนอประกอบด้วยพารามิเตอร์ a, b, m และ K ซึ่งในบทความนี้ได้ออกแบบค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวโดยใช้วิธีการสุ่มค่าและทำการตรวจสอบสมรรถนะของการควบคุมด้วยการจำลองสถานการณ์บน SIMULINK ของโปรแกรม MATLAB ซึ่งแสดงรายละเอียดได้ดังต่อไปนี้

- การออกแบบค่าพารามิเตอร์ a

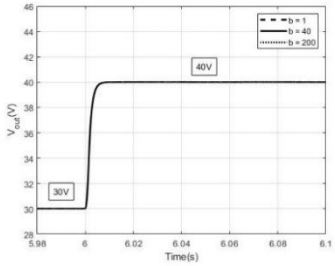
เมื่อทำการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ a เป็น 1, 5 และ 20 โดยคงค่าพารามิเตอร์ b = 40, m = 4000 และ K = 2000 ผลการตรวจสอบสมรรถนะของการควบคุมด้วยการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังรูปที่ 2 ซึ่งจากรูปจะเห็นได้ว่า หากพารามิเตอร์ a มีค่ามากจะทำให้ผลการตอบสนองเชิงพลวัตรของระบบมีแนวโน้มทำให้การพุ่งเกินลดลง ในขณะที่ช่วงเวลาขาขึ้นและช่วงเวลาเข้าที่มีแนวโน้มเพิ่มขึ้น



รูปที่ 2 ผลการออกแบบค่าพารามิเตอร์ a

- การออกแบบค่าพารามิเตอร์ b

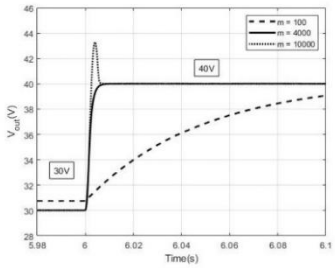
เมื่อทำการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ b เป็น 1, 40 และ 200 โดยคงค่าพารามิเตอร์ a = 5, m = 4000 และ K = 2000 ผลการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังรูปที่ 3 ซึ่งจากรูปจะเห็นได้ว่า ค่าพารามิเตอร์ b ไม่มีผลต่อการตอบสนองเชิงผลวัตรของระบบไฟฟ้าที่พิจารณา



รูปที่ 3 ผลการออกแบบค่าพารามิเตอร์ b

- การออกแบบค่าพารามิเตอร์ m

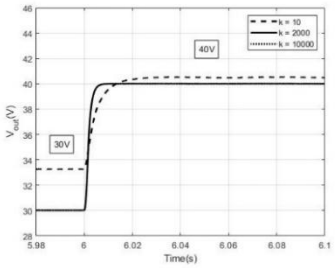
เมื่อปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ m เป็น 100, 4000 และ 10000 โดยคงค่าพารามิเตอร์ a = 5, b = 40 และ K = 2000 ผลการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังรูปที่ 4 ซึ่งจากรูปจะเห็นว่า ค่าพารามิเตอร์ m ที่มากจะทำให้การพุ่งเกินมีค่าลดลง ในขณะที่ช่วงเวลาขาขึ้นและช่วงเวลาเข้าที่จะมีแนวโน้มเพิ่มขึ้น แต่ค่าพารามิเตอร์ m ที่น้อยเกินไปจะส่งผลทำให้เกิดความผิดพลาดในสภาวะอยู่ตัว



รูปที่ 3 ผลการออกแบบค่าพารามิเตอร์ m

- การออกแบบค่าพารามิเตอร์ K

เมื่อทำการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ K เป็น 10, 2000 และ 10000 โดยคงค่าพารามิเตอร์ a = 5, b = 40 และ m = 4000 ผลการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังรูปที่ 4 ซึ่งจากรูปจะเห็นว่า พารามิเตอร์ K ที่มีค่าน้อยจะส่งผลให้เกิดค่าความผิดพลาดในสภาวะอยู่ตัวเพิ่มมากขึ้น

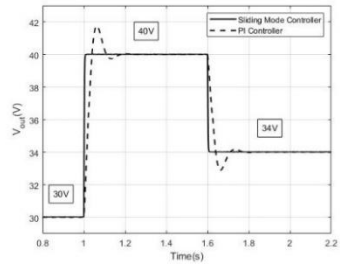


รูปที่ 4 ผลการออกแบบค่าพารามิเตอร์ K

จากการออกแบบและตรวจสอบสมรรถนะของการควบคุมดังรายละเอียดที่ได้นำเสนอไปข้างต้น ดังนั้นจะได้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อนสำหรับระบบไฟฟ้าที่พิจารณา คือ a = 5, b = 40, m = 4000 และ K = 2000

- การเปรียบเทียบสมรรถนะของตัวควบคุม

ในบทความนี้ยังได้นำเสนอการเปรียบเทียบสมรรถนะของการควบคุมเมื่อระบบไฟฟ้าที่พิจารณามีการควบคุมด้วยตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่นำเสนอกับตัวควบคุมพีไอ โดยกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอ คือ K_{pv} = 0.0257, K_{iv} = 3.9478, K_{pi} = 4.0824, และ K_{ii} = 2565 ซึ่งสามารถออกแบบได้ดังรายละเอียดที่นำเสนอไว้ในภาคผนวก ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมแสดงได้ดังรูปที่ 5 ดังนี้



รูปที่ 5 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะของตัวควบคุม

จากรูปที่ 5 เป็นการเปรียบเทียบสมรรถนะการควบคุมโดยได้ดำเนินการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงจาก 30 V ไปเป็น 40 V และจาก 40 V มาเป็น 34 V ที่เวลา 1 วินาทีและ 1.6 วินาที ตามลำดับ ซึ่งจากรูปแสดงให้เห็นว่า ผลการตอบสนองของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาเมื่อมี

ตัวควบคุมโหมดการเลื่อนจะมีเวลาขึ้นเท่ากับ 0.00222 วินาที เวลาเข้าที่ 0.01788 วินาที และเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน 0% ในขณะที่ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาเมื่อมีตัวควบคุมพีไอ จะมีเวลาขึ้น 0.0204 วินาที เวลาเข้าที่ 0.2 วินาที และเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน 4.57% จึงเป็นการแสดงให้เห็นว่าตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่ได้นำเสนอให้ผลการตอบสนองของระบบที่ดีกว่าตัวควบคุมพีไอทั้งในแง่ของเวลาขึ้น เวลาเข้าที่ และเปอร์เซ็นต์-การพุ่งเกิน

5. สรุป

บทความนี้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนสำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคที่มีแหล่งจ่ายเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบทริดจ์ โดยการออกแบบได้อาศัยวิธีการสุ่มค่า พร้อมทั้งนำเสนอการตรวจสอบสมรรถนะของการควบคุมและได้เปรียบเทียบกับตัวควบคุมพีไอผ่านการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ ซึ่งผลที่ได้แสดงให้เห็นว่า เมื่อระบบไฟฟ้าที่พิจารณามีตัวควบคุมโหมดการเลื่อนจะมีผลตอบสนองเชิงพลวัตรที่ดีและรวดเร็วกว่าตัวควบคุมพีไอ ทั้งในแง่ของช่วงเวลาขึ้น ช่วงเวลาเข้าที่ และเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน แต่อย่างไรก็ตามการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่นำเสนอยังใช้วิธีการสุ่มค่า รวมถึงไม่มีวิธีการทั่วไปสำหรับการออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อน ดังนั้นงานวิจัยในอนาคตจะเป็นการนำวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ (Artificial Intelligence : AI) มาประยุกต์ใช้สำหรับการออกแบบตัวควบคุมดังกล่าว เพื่อให้ได้ผลตอบสนองของระบบที่ดีที่สุด

ภาคผนวก

การออกแบบตัวควบคุมพีไอในบทความนี้อาศัยวิธีการแบบดั้งเดิม เนื่องจากมีขั้นตอนการออกแบบที่ง่าย โดยการออกแบบตัวควบคุมพีไอของวงจรแปลงผันแบบบัค ซึ่งมีการควบคุม 2 ลูป คือ ลูปควบคุมกระแสไฟฟ้าเป็นลูปควบคุมภายใน และลูปควบคุมแรงดันไฟฟ้าเป็นลูปควบคุมภายนอก ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (6) และสมการที่ (7) [6-7] ซึ่งเมื่อกำหนดให้อัตราส่วนการหน่วงของลูปแรงดันไฟฟ้า (ζ_v) มีค่าเท่ากับ 1 อัตราส่วนการหน่วงของลูปกระแสไฟฟ้า (ζ_i) มีค่าเท่ากับ 0.7 ความถี่ธรรมชาติของลูปแรงดันไฟฟ้า (ω_{nv}) มีค่าเท่ากับ 20π rad/s และความถี่ธรรมชาติของลูปกระแสไฟฟ้า (ω_{ni}) มีค่าเท่ากับ 400π rad/s จะได้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอดังที่นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 4

$$K_{pv} = \frac{2\zeta_v\omega_{nv}RC-1}{R}, \quad K_{iv} = \omega_{nv}^2 C \tag{6}$$

$$K_{pi} = \frac{2\zeta_i\omega_{ni}A_rL}{V_{dc}}, \quad K_{ii} = \frac{\omega_{ni}^2A_rL}{V_{dc}} \tag{7}$$

เอกสารอ้างอิง

[1] S. Mohanty, A. Choudhury, S. Pati, S. K. Kar and S. Khatua, "A comparative analysis between a single loop PI, double loop PI and Sliding Mode Control structure for a buck converter", 2021 1st Odisha International Conference on Electrical Power Engineering, Communication and Computing Technology (ODICON), Bhubaneswar, India, pp. 1-6., 2021.

[2] P. Joshi and S. Seshagiri, "Comparative Analysis of Sliding Mode Designs for DC-DC Converters," 2020 IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC), Chicago, IL, USA, pp. 538-543., 2020.

[3] Aseem, K & Selva, Kumar, "Sliding Mode Controller for DC to DC converters and Performance Comparison with Conventional PID and FOPID Controllers", Journal of Engineering Science and Technology Review. vol. 13, no. 4, pp. 162-172, 2022.

[4] Y. Wang, W. Xiong, W. Zhang and J. Ning, "Sliding Mode Control of Parallel DC/DC Converters",IECON 2023- 49th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Singapore, Singapore, pp. 1-6., 2023

[5] สาธิต ชลสถิตจำเริญ (2556), แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันแบบบัคก์ที่รวมพารามิเตอร์ของตัวควบคุม, วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตร์ดุษฎีบัณฑิต มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

[6] อลิสา ฉนอมเมือง (2565), การบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบไฟฟ้ากำลังเอซีเป็นดีซี ที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวโดยใช้วิธีการวางโพล, วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตร์ดุษฎีบัณฑิต มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

[7] K. Areerak, T. Sopapirm, S. Bozhko, C. I. Hill, A. Suyapan and K. Areerak, "Adaptive Stabilization of Uncontrolled Rectifier Based AC–DC Power Systems Feeding Constant Power Loads", in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 10, pp. 8927-8935, Oct. 2018.

ตัวควบคุมโหมดการเลื่อนจะมีเวลาขึ้นเท่ากับ 0.00222 วินาที เวลาเข้าที่ 0.01788 วินาที และเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน 0% ในขณะที่ระบบไฟฟ้าที่พิจารณาเมื่อมีตัวควบคุมพีไอ จะมีเวลาขึ้น 0.0204 วินาที เวลาเข้าที่ 0.2 วินาที และเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน 4.57% จึงเป็นการแสดงให้เห็นว่าตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่ได้นำเสนอให้ผลการตอบสนองของระบบที่ดีกว่าตัวควบคุมพีไอทั้งในแง่ของเวลาขึ้น เวลาเข้าที่ และเปอร์เซ็นต์-การพุ่งเกิน

5. สรุป

บทความนี้นำเสนอการออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อนสำหรับวงจรแปลงผันแบบบัคที่มีแหล่งจ่ายเป็นวงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบทริดจ์ โดยการออกแบบได้อาศัยวิธีการสุ่มค่า พร้อมทั้งนำเสนอการตรวจสอบสมรรถนะของการควบคุมและได้เปรียบเทียบกับตัวควบคุมพีไอผ่านการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์ ซึ่งผลที่ได้แสดงให้เห็นว่า เมื่อระบบไฟฟ้าที่พิจารณามีตัวควบคุมโหมดการเลื่อนจะมีผลตอบสนองเชิงพลวัตรที่ดีและรวดเร็วกว่าตัวควบคุมพีไอ ทั้งในแง่ของช่วงเวลาขึ้น ช่วงเวลาเข้าที่ และเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน แต่อย่างไรก็ตามการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่นำเสนอยังใช้วิธีการสุ่มค่า รวมถึงไม่มีวิธีการทั่วไปสำหรับการออกแบบตัวควบคุมโหมดการเลื่อน ดังนั้นงานวิจัยในอนาคตจะเป็นการนำวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ (Artificial Intelligence : AI) มาประยุกต์ใช้สำหรับการออกแบบตัวควบคุมดังกล่าว เพื่อให้ได้ผลตอบสนองของระบบที่ดีที่สุด

ภาคผนวก

การออกแบบตัวควบคุมพีไอในบทความนี้อาศัยวิธีการแบบดั้งเดิม เนื่องจากมีขั้นตอนการออกแบบที่ง่าย โดยการออกแบบตัวควบคุมพีไอของวงจรแปลงผันแบบบัค ซึ่งมีการควบคุม 2 ลูป คือ ลูปควบคุมกระแสไฟฟ้าเป็นลูปควบคุมภายใน และลูปควบคุมแรงดันไฟฟ้าเป็นลูปควบคุมภายนอก ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (6) และสมการที่ (7) [6-7] ซึ่งเมื่อกำหนดให้อัตราส่วนการหน่วงของลูปแรงดันไฟฟ้า (ζ_v) มีค่าเท่ากับ 1 อัตราส่วนการหน่วงของลูปกระแสไฟฟ้า (ζ_i) มีค่าเท่ากับ 0.7 ความถี่ธรรมชาติของลูปแรงดันไฟฟ้า (ω_{nv}) มีค่าเท่ากับ 20π rad/s และความถี่ธรรมชาติของลูปกระแสไฟฟ้า (ω_{ni}) มีค่าเท่ากับ 400π rad/s จะได้ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอดังที่นำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 4

$$K_{pv} = \frac{2\zeta_v\omega_{nv}RC-1}{R}, \quad K_{iv} = \omega_{nv}^2 C \tag{6}$$

$$K_{pi} = \frac{2\zeta_i\omega_{ni}A_rL}{V_{dc}}, \quad K_{ii} = \frac{\omega_{ni}^2A_rL}{V_{dc}} \tag{7}$$

เอกสารอ้างอิง

[1] S. Mohanty, A. Choudhury, S. Pati, S. K. Kar and S. Khatua, "A comparative analysis between a single loop PI, double loop PI and Sliding Mode Control structure for a buck converter", 2021 1st Odisha International Conference on Electrical Power Engineering, Communication and Computing Technology (ODICON), Bhubaneswar, India, pp. 1-6., 2021.

[2] P. Joshi and S. Seshagiri, "Comparative Analysis of Sliding Mode Designs for DC-DC Converters," 2020 IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC), Chicago, IL, USA, pp. 538-543., 2020.

[3] Aseem, K & Selva, Kumar, "Sliding Mode Controller for DC to DC converters and Performance Comparison with Conventional PID and FOPID Controllers", Journal of Engineering Science and Technology Review. vol. 13, no. 4, pp. 162-172, 2022.

[4] Y. Wang, W. Xiong, W. Zhang and J. Ning, "Sliding Mode Control of Parallel DC/DC Converters",IECON 2023- 49th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Singapore, Singapore, pp. 1-6., 2023

[5] สาธิต ชลสถิตจำเริญ (2556), แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรแปลงผันแบบบัคก์ที่รวมพารามิเตอร์ของตัวควบคุม, วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตร์ดุษฎีบัณฑิต มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

[6] อลิสา ฉนอมเมือง (2565), การบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบไฟฟ้ากำลังเอซีเป็นดีซี ที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวโดยใช้วิธีการวางโพล, วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตร์ดุษฎีบัณฑิต มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

[7] K. Areerak, T. Sopapirm, S. Bozhko, C. I. Hill, A. Suyapan and K. Areerak, "Adaptive Stabilization of Uncontrolled Rectifier Based AC–DC Power Systems Feeding Constant Power Loads", in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 10, pp. 8927-8935, Oct. 2018.

ภาคผนวก ข

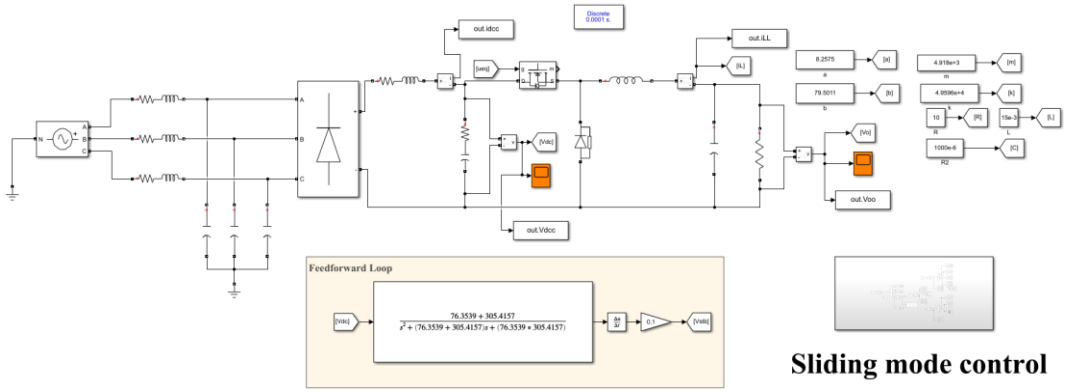
โปรแกรมการคำนวณการไหลของกำลังไฟฟ้าและการคำนวณมุมการเลื่อนเฟสระหว่างบัสแหล่งจ่ายและบัสแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ

```
**********************************************************************************************************
                    โปรแกรมการคำนวณการไหลของกำลังไฟฟ้าและ
                การคำนวณมุมการเลื่อนเฟสระหว่างบัสแหล่งจ่ายและบัสแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ
**********************************************************************************************************
 %กำหนดค่าพารามิเตอร์ของระบบ
Vs=40;
f=50;
Req=0.0956;
Leq=142.45e-6;
rL=0.2;
ru=(3*Leq*2*pi*f)/pi;
R=10;
Pload=(Vo^2)/R;
Ptotal=Pload;
Z=sqrt(Req^2+(2*pi*f*Leq)^2);
Gamma=atand((2*pi*f*Leq)/Req);
Vbus(1)=40;
Lambda(1)=0;
es=1e-10;
k=1;
vo = (3*sqrt(3)*Vs*sqrt(2)/pi)*d
P_Total = (vo^2)/R;
Q_Total = 0;
eaVbus = 1000;
ealambda = 1000;
es = 1e-10;
k=0;
 eaVbus = 100;ealambda = 100;
es = 1e-10;
k=0;
 while eaVbus>=es & ealambda>=es
 if k~=0
 du = Vs*cosd(r-lambda(k))/Z - 2*Vbus(k)*cosd(r)/Z;
DU = Vbus(k)*Vs*sind(r-lambda(k))/Z;
 dv = Vs*sind(r-lambda(k))/Z - 2*Vbus(k)*sind(r)/Z;
DV = -Vbus(k)*Vs*cosd(r-lambda(k))/Z;
```

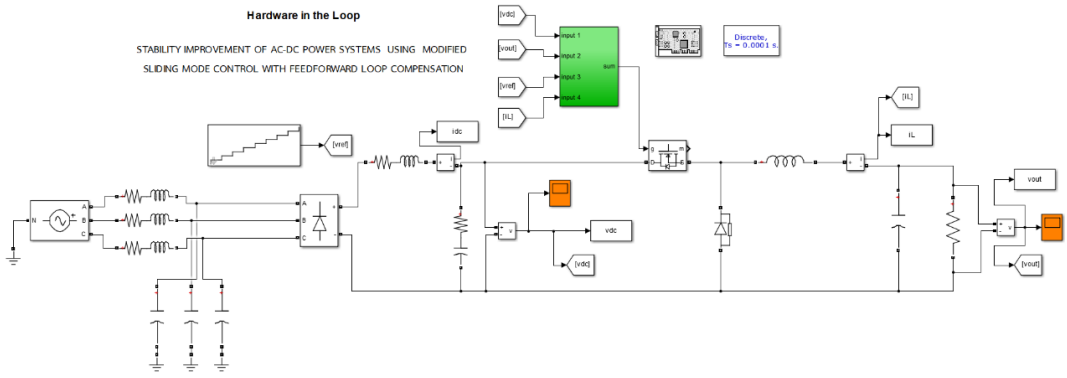
```
Vbus(k+1) = Vbus(k)-(U*DV-V*DU)/(du*DV-DU*dv);
 lambda(k+1) = lambda(k)-(V*du-U*dv)/(du*DV-DU*dv);
eaVbus = abs((Vbus(k+1)-Vbus(k))/Vbus(k+1))*100;
 ealambda = abs((lambda(k+1)-lambda(k))/lambda(k+1))*100;
V_bus = Vbus(k+1);
 L_degree = lambda(k+1);
A = Vs-V_bus*(cosd(L_degree)-i*sind(L_degree));
B = Z*(cosd(r)+i*sind(r));

%ค่าในสภาวะคงตัวที่ได้จากการค้นหาด้วยวิธีของนิวตัน-ราฟสัน
Idc = (pi/(sqrt(6)))*abs(A/B);
Vdc = (3*sqrt(6)*V_bus/pi) - 3*Leq*w*Idc/pi - rL*Idc;
Vout = vo;
else
Vbus(k+1) = Vs*pi/(3*sqrt(3));
lambda(k+1) = 0.0001;
end
 k=k+1;
 end

%ค่า λ ที่ได้จากการค้นหาด้วยวิธีของนิวตัน-ราฟสัน
 lambda = L_degree;
```

ภาคผนวก ค

ชุดบล็อกไฟฟ้ากำลังร่วมกับ SIMULINK บนโปรแกรม MATLAB



รูปที่ ข.1 ชุดบล็อกไฟฟ้าร่วมกับโปรแกรม MATLAB สำหรับการจำลองสถานการณ์บนคอมพิวเตอร์



รูปที่ ข.2 ชุดบล็อกไฟฟ้าร่วมกับโปรแกรม MATLAB สำหรับการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป

ภาคผนวก ง

โปรแกรมสำหรับการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป

```
**********************************************************************************************************
                    โปรแกรมสำหรับการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป
                    ของระบบกรณีพิจารณาการสร้างเสถียรภาพ
**********************************************************************************************************
%เรียกใช้ไลบรารี่ของโปรแกรม
#include <stdio.h>
#include "SumDiff.h"
#include <rtdx.h>
#include "target.h"
#include <math.h>
%กำหนดตัวแปร และค่าเริ่มต้นของตัวแปรต่าง ๆ
double Vdc,  Vo, Vref, iL, ueq, VL_Present, VL_Old, VH_Present, VH_Old, VBP, X1, X2, X3;
float a =8.2575,b=79.5011,m=4918,K=49596; %ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อน
float R=10,L=0.015,C=0.001; %ค่าพารามิเตอร์ของวงจรแปลงผันแบบบัค
float wH=305.416, wL=76.354; %ค่าความถี่ตัดสูงและค่าความถี่ตัดต่ำ
float Kf = 0.2; %ค่าอัตราขยายจองตัวชดเชยลูปป้อนไปหน้า
float Ts = 0.0001; //ค่า Sampling time สำหรับใช้คำนวณร่วมกับตัวชดเชยลูปป้อนไปหน้า
%กำหนดช่องรับสัญญาณขาเข้าจากโปรแกรม MATLAB
RTDX_CreateInputChannel (input1);
RTDX_CreateInputChannel (input2);
RTDX_CreateInputChannel (input3);
RTDX_CreateInputChannel (input4);
%กำหนดช่องส่งสัญญาณขาออกไปยังโปรแกรม MATLAB
RTDX_CreateOutputChannel(output1);
 void main(){
%เปิดการใช้งานช่องรับสัญญาณขาเข้า
 TARGET_INITIALIZE();
 RTDX_enableInput (&input1);
 RTDX_enableInput (&input 2);
 RTDX_enableInput (&input 3);
 RTDX_enableInput (&input 4);

%เปิดการใช้งานช่องส่งสัญญาณขาออก
 RTDX_enableOutput (&output1);
```

```
%เปิดใช้ลูปการคำนวณสัญญาณการควบคุมของตัวควบคุมโหมดการเลื่อน
while (1) {
%กำหนดตัวแปรสำหรับจัดเก็บข้อมูลที่ได้จากช่องสัญญาณขาเข้าจากโปรแกรม MATLAB
        RTDX_read( &input1, &Vdc, 1 * sizeof(long) );
        RTDX_read( &input2, &Vo, 1 * sizeof(long) );
        RTDX_read( &input3, &Vref, 1 * sizeof(long) );
        RTDX_read( &input4, &iL, 1 * sizeof(long) );

%คำนวณตัวชดเยชลูปป้อนไปหน้า
        VL_Present = (Vdc*wH*Ts+VL_Old)/(1+wH*Ts)
        VH_Present = (VH_Old+VL_Present-VL_Old)/(1+wL*Ts);
        VBP = ((wH+wL)/wH)*VH_Present;
        VL_Present = VL_Old;
        VH_Present = VH_Old;

%คำนวณสัญญาณการควบคุมของตัวควบคุมโหมดการเลื่อน
        X1=(a*R*C+b*L+a*L*K+m*R*L*C*(-K-1))/(a*R*C);
        X2=(b*L*R+a*L*K*R+m*R*L*C)/(a*R*C);
        X3=(m*R*L*C*(K+1))/(a*R*C);
        ueq =(Vo/Vdc)*X1 – (iL/Vdc)*X2 + (Vref + (Kf*VBP)/Vdc)*X3;

%เงื่อนไขของลูปการคำนวณสัญญาณการควบคุมของตัวควบคุมโหมดการเลื่อน
      while ( RTDX_writing != NULL )
        { #if RTDX_POLLING_IMPLEMENTATION
            RTDX_Poll();
          #endif}

%กำหนดตัวแปรสำหรับจัดเก็บข้อมูลไว้ในช่องส่งสัญญาณขาออกไปยังโปรแกรม MATLAB
RTDX_write( &output1, &ueq, 1 * sizeof(long) );}}
```

ภาคผนวก จ

โปรแกรมสร้างเสถียรภาพด้วยตัวชดเชยลูปป้อนไปหน้าสำหรับระบบไฟฟ้า-กำลังเอซีเป็นดีซีที่มีตัวควบคุมโหมดการเลื่อนในบอร์ด DSP รุ่น TMS320F335

```
*****************************************************************************************************
โปรแกรมสร้างเสถียรภาพของระบบไฟฟ้าที่พิจารณาด้วยตัวควบคุมโหมดการเลื่อนที่มีการดัดแปลง
ร่วมกับตัวชดเชยลูปป้อนไปหน้าในบอร์ด DSP รุ่น TMS320F335
*****************************************************************************************************
//เรียกใช้ไลบรารี่ของโปรแกรม
#include "DSP28x_Project.h"
#include "DSP2833x_Examples.h"
#include "DSP2833x_Device.h" //"DSP2802x_Device.h"
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include "IQmathLib.h"
#include "math.h"
#if (CPU_FRQ_150MHZ) // Default - 150 MHz SYSCLKOUT
#define ADC_MODCLK 0x3 // HSPCLK = SYSCLKOUT/2*ADC_MODCLK2 = 150/(2*3) = 25.0 MHz
#endif
#define ADC_CKPS 0x0 // ADC module clock = HSPCLK/1 = 25.5MHz/(1) = 25.0 MHz
#define ADC_SHCLK 0x1 // S/H width in ADC module periods = 2 ADC cycle
#define AVG 1000 // Average sample limit*/
#define ZOFFSET 0x00 // Average Zero offset
#define BUF_SIZE 1024 // Sample buffer size

//กำหนดฟังก์ชั่นสำหรับการเรียกใช้โปรแกรม
void InitePWM(void);
interrupt void cpu_timer0_isr(void);
void Gpio_select(void);
Uint32 EPwm1TimerIntCount;
Uint16 EPwm1_DB_Direction;

//กำหนดตัวแปรสำหรับเก็บค่าที่ได้รับจากเซนเซอร์วัดสัญญาณไฟฟ้า
float Voltage_VR3,IL;
float Voltage_VR4,Vo;
float Voltage_VR5,Vdc;

//กำหนดตัวแปร และค่าเริ่มต้นของตัวแปรพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของระบบ
float set[]={10,20,30,33,36,39,42,45,48,51,54,57,60}; //แรงดันไฟฟ้าอ้างอิง
```

```
float X1, X2, X3, ueq=0, VL_Present, VL_Old, VH_Present, VH_Old, VBP;
float a =8.2575,b=79.5011,m=4918,K=49596; //ค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมโหมดการเลื่อน
float R=10,L=0.015,C=0.001; //ค่าพารามิเตอร์ของวงจรแปลงผันแบบบัค
float wH=305.416, wL=76.354; //ค่าความถี่ตัดสูงและค่าความถี่ตัดต่ำ
float Kf = 0.2; //ค่าอัตราขยายของตัวชดเชยลูปป้อนไปหน้า
int i=0;
float Ts = 0.0001; //ค่า Sampling time สำหรับใช้คำนวณร่วมกับตัวชดเชยลูปป้อนไปหน้า

void main(void)
{//เรียกใช้ฟังก์ชั่น GPIO
    Gpio_select();
    IER = 0x0000;
    IFR = 0x0000;

    //เปิดใช้พิน ADC
    EALLOW;
    SysCtrlRegs.HISPCP.all = ADC_MODCLK;
    EDIS;
    InitAdc();
    AdcRegs.ADCTRL1.bit.ACQ_PS = ADC_SHCLK;
    AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_CASC = 1; // 1 Cascaded mode
    AdcRegs.ADCTRL1.bit.CONT_RUN = 1; // Setup continuous run
    AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_OVRD = 1; // Enable Sequencer override feature
    AdcRegs.ADCTRL2.all = 0x2000;
    AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCCLKPS = ADC_CKPS;
    AdcRegs.ADCMAXCONV.bit.MAX_CONV1=0xf;
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0x0; //A0
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 0x1; //A1
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV02 = 0x2; //A2
    AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1;

    //เรียกใช้ฟังก์ชั่นสำหรับสร้าง ePWM
    InitePWM();
    DINT;
```

```
//ปรับแต่งความถี่ของบอร์ดไมโครคอนโทลเลอร์
#if (CPU_FRQ_150MHZ)
ConfigCpuTimer(&CpuTimer0, 10, 150);
#endif
CpuTimer0Regs.TCR.all = 0x4001;
EINT;
ERTM;

//กำหนดรอบการคำนวณสำหรับแรงดันอ้างอิงใด ๆ
for(i=0;i<=12;i++){

//ส่งสัญญาณไฟฟ้าที่ได้รับจากเซนเซอร์ตรวจวัดไปยังพิน ADC
 GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO12 = !GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO12;
 Voltage_VR3 = (AdcRegs.ADCRESULT2>>4);
 Voltage_VR4 = (AdcRegs.ADCRESULT3>>4);
 Voltage_VR5 = (AdcRegs.ADCRESULT4>>4);

 //แปลงสัญญาณไฟฟ้าที่พิน ADC อ่านได้ ให้เป็นค่าสัญญาณไฟฟ้าจริง
 IL=((Voltage_VR3*3/4095)*(9.902))+0.0118;
 Vo=((Voltage_VR4*3/4095)*(135.32))+0.0739;
 Vdc=(((Voltage_VR5*3/4095)*(136.06))+1.1729);

  //คำนวณตัวชดเชยลูปป้อนไปหน้า
  VL_Present = (Vdc*wH*Ts+VL_Old)/(1+wH*Ts)
  VH_Present = (VH_Old+VL_Present-VL_Old)/(1+wL*Ts);
  VBP = ((wH+wL)/wH)*VH_Present;
  VL_Present = VL_Old;
  VH_Present = VH_Old;

  //คำนวณสัญญาณการควบคุมของตัวควบคุมโหมดการเลื่อน
  Vref = set[i];
  X1=(a*R*C+b*L+a*L*K+m*R*L*C*(-K-1))/(a*R*C);
  X2=(b*L*R+a*L*K*R+m*R*L*C)/(a*R*C);
  X3=(m*R*L*C*(K+1))/(a*R*C);
  ueq =(Vo/Vdc)*X1 – (iL/Vdc)*X2 + (Vref + (Kf*VBP)/Vdc)*X3;
  if(Ueq>=0.95){Ueq = 0.95;}
```

```
      if(Ueq<=0){Ueq = 0;}
      EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = 3750-3750*Ueq;
  }}}

//ฟังก์ชั่นสำหรับกำหนดคุณลักษณะของ ePWM
void InitePWM()
{
    EPwm1Regs.TBPRD = 3750;
    EPwm1Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0; // Set Phase register to zero
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Symmetrical mode
    EPwm1Regs.TBCTR = 0x0000;
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Master module
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = TB_CTR_ZERO; // Sync down-stream module
    EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR=Zero
    EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR=Zero
    EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET; // set actions for EPWM1A
    EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR;
    EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET; // set actions for EPWM1A
    EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR;
    EPwm1Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE; // enable Dead-band module
    EPwm1Regs.DBCTL.bit.IN_MODE = DBA_ALL;
    EPwm1Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC; // Active Hi complementary
    EPwm1Regs.DBFED = 20; // 10 = 1usec
}

//ฟังก์ชั่นสำหรับการขัดจังหวะ
interrupt void cpu_timer0_isr(void)
 {
    CpuTimer0.InterruptCount++;
    GpioDataRegs.GPBTOGGLE.bit.GPIO32 = 1;
    EALLOW;
    SysCtrlRegs.WDKEY = 0xAA;
    EDIS;
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
 }
```

```
//ฟังก์ชั่นสำหรับกำหนดคุณลักษณะของ GPIO
void Gpio_select(void)
{
    EALLOW;
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.all = 0x0000;
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO0 = 1; // ePWM1A active
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO1 = 0; // ePWM1B active
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO2 = 0; // ePWM2A active
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO3 = 0; // ePWM2B active
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO4 = 0; // ePWM2A active
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO5 = 0; // ePWM2B active
    GpioCtrlRegs.GPBMUX1.all = 0x0000; // GPIO functionality GPIO32-GPIO47
    GpioCtrlRegs.GPCMUX1.all = 0x0000; // GPIO functionality GPIO64-GPIO79
    GpioCtrlRegs.GPADIR.all = 0xFFFF;
    GpioCtrlRegs.GPBDIR.all = 0xFFFF; // GPIO32-GPIO47 are output
    GpioCtrlRegs.GPCDIR.all = 0xFFFF; // GPIO64-GPIO79 are output
    EDIS;
}
```