

ภาคผนวก ก.

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่ในระหว่างศึกษา

## รายชื่อบทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่ในระหว่างศึกษา

- Phosung, R., Areerak, K-N., and Areerak, K-L. (2023). Modeling and stability assessment of permanent magnet machine-based DC electrical power system in more electric aircraft. *Electrical Engineering*, 105, 3175–3190. doi:10.1007/s00202-023-01863-x (Q2, IF = 1.630)
- Phosung, R., Areerak, K., and Areerak, K. (2024). Design and optimization of control system for more electric aircraft power systems using adaptive tabu search algorithm based on state-variables-averaging model. *IEEE Access*, 12, 76579-76588. doi:10.1109/ACCESS.2024.3406855 (Q1, IF = 3.9)
- Phosung, R., Areerak, K., and Areerak, K. (2024). Improvement in the stability of DC electrical power distribution systems in more electric aircraft. *IEEE Access*, 12, 100908-100920. doi:10.1109/ACCESS.2024.3430948 (Q1, IF = 3.4)
- Phosung, R., Areerak, K., and Areerak, K. (2025). Enhancement of adaptive stabilization for more electric aircraft power systems using artificial intelligence techniques. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*. (Q1, IF = 7.2) (อยู่ระหว่างเขียนบทความ)

## รายชื่อลิขสิทธิ์ที่ยื่นคำขอในระหว่างศึกษา

- ยื่นคำขอลิขสิทธิ์ โปรแกรมการคำนวณค่าสมรรถนะของผลการตอบสนองพลวัตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณโหลดแบบขั้นบันได  
เลขที่คำขอ 421738 วันที่ 15 เดือน กันยายน พ.ศ. 2565
- ยื่นคำขอลิขสิทธิ์ โปรแกรมการวิเคราะห์หาค่าอัตราขยายป้อนกลับของระบบไฟฟ้ากำลังบนเครื่องบินด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจง  
เลขที่คำขอ 421741 วันที่ 15 เดือน กันยายน พ.ศ. 2565
- ยื่นคำขอลิขสิทธิ์ โปรแกรมการออกแบบสมการสร้างเสถียรภาพเชิงปรับตัวของระบบไฟฟ้ากำลังบนเครื่องบินด้วยอัลกอริทึมการค้นหาแบบตาปูเชิงปรับตัว  
เลขที่คำขอ 421743 วันที่ 15 เดือน กันยายน พ.ศ. 2565
- ยื่นคำขอลิขสิทธิ์ โปรแกรมการตรวจสอบเสถียรภาพของระบบไฟฟ้ากำลังบนเครื่องบินด้วยการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในลูป  
เลขที่คำขอ 429306 วันที่ 8 เดือน พฤษภาคม พ.ศ. 2566



## Modeling and stability assessment of permanent magnet machine-based DC electrical power system in more electric aircraft

Ratapon Phosung<sup>1</sup> · Kongpan Areerak<sup>1</sup> · Kongpol Areerak<sup>1</sup>

Received: 30 January 2023 / Accepted: 7 May 2023  
© The Author(s), under exclusive licence to Springer-Verlag GmbH Germany, part of Springer Nature 2023

### Abstract

Advances in the areas of electrical and power electronic technologies play a key role in more electric aircraft (MEA), especially in power converters. Therefore, most electrical power loads on MEA are tightly controlled power converters that behave as constant power loads (CPLs). These CPLs look like a small-signal negative impedance that can significantly degrade the overall system stability. The destabilizing effect may result in poor performance until the DC bus voltage of the system does not adhere to the MIL-STD-704F standard. Thus, a stability study is very important to avoid unstable operations. A proposed MEA model which can be derived using the DQ approach is comprehensive in the introduced stability analysis methods in this article. These methods, i.e., a small-signal stability analysis using the eigenvalue theorem, a modal analysis technique called participation factor analysis, and a large-signal stability analysis via phase-plane analysis, are performed to investigate the stability margin. Moreover, the impact of key parameter variations on MEA stability is also taken into account to deliver the ways of parameter selection at the early design stages for an engineer. The MATLAB topology model and processor-in-loop (PIL) simulations validated the analytical results. The results indicate that a good agreement between theoretical, simulation, and PIL results can be achieved.

**Keywords** More electric aircraft · Constant power loads · Averaging mathematical model · Small-signal stability analysis · Modal analysis technique · Large-signal stability analysis

### Abbreviation

MEA	More electric aircraft
CPLs	Constant power loads
PIL	Processor-in-loop
GSSA	Generalized state-space averaging method
NLAM	Nonlinear average-value method
DQ	Direct quadrature method
PMSG	Permanent magnet synchronous generator
AFE	Active front-end rectifier
$\omega_m$	Rotor velocity

$\omega_e$	Electrical rotor angular velocity
$\delta$	Phase shift angle between internal voltage and terminal voltage of permanent magnet synchronous generator
$\phi_m$	Flux linkage
$p$	Poles
$L_s, L_{s,abc}$	Stator inductance
$L_d$	Inductance on $d$ -axis
$L_q$	Inductance on $q$ -axis
$I_d$	Stator current on $d$ -axis
$I_q$	Stator current on $q$ -axis
$I_d^*$	Reference stator current on $d$ -axis
$I_q^*$	Reference stator current on $q$ -axis
$V_d$	Compensation term on $d$ -axis
$V_{dc}$	Voltage across the dc link capacitor
$V_{dc}^*$	Reference voltage of voltage controller
$V_b$	DC bus voltage
$V_b^*$	Nominal voltage
$V_{bl}^*$	Output voltage of the voltage compensator
$V_d$	Stator voltage on $d$ -axis
$V_q$	Stator voltage on $q$ -axis

✉ Kongpan Areerak  
kongpan@sut.ac.th  
Ratapon Phosung  
ratapon\_1996@hotmail.com  
Kongpol Areerak  
kongpol@sut.ac.th

<sup>1</sup> School of Electrical Engineering, Institute of Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima 30000, Thailand

$V_d^*$	Reference stator voltage on $d$ -axis
$V_q^*$	Reference stator voltage on $q$ -axis
$R_s, R_{s,abc}$	Stator resistance
$V_{abc}$	Stator voltage
$M_{abc}^*$	Reference modulation index
$I_{in,abc}$	Input currents of the AFE rectifier
$\omega_{ni}$	Natural frequency of current loop in rad/s
$f_{ni}$	Natural frequency of current loop in Hz
$\zeta_i$	Damping ratio of current loop
$K_{pd}$	Proportional gain of current loop on $d$ -axis
$K_{id}$	Integral gain of current loop on $d$ -axis
$X_{id}$	State variable of current loop on $d$ -axis
$Z_d^*$	Control signal on $d$ -axis
$M_d^*$	Reference modulation index on the $d$ -axis
$K_{pq}$	Proportional gain of current loop on $q$ -axis
$K_{iq}$	Integral gain of current loop on $q$ -axis
$X_{iq}$	State variable of current loop on $q$ -axis
$Z_q^*$	Control signal on $q$ -axis
$M_q^*$	Reference modulation index on the $q$ -axis
$\omega_{nv}$	Natural frequencies of voltage loop in rad/s
$f_{nv}$	Natural frequencies of voltage loop in Hz
$K_{pv}$	Proportional gain of voltage loop
$K_{iv}$	Integral gain of voltage loop
$X_v$	State variable of voltage loop
$m$	Modulation index
$K_d$	Individual droop gain
$K_I$	Global droop gain
$P_{RL}$	Power of resistive load
$P_{CPL}$	Power of constant power load
$P_{RL,rated}$	Rated power of resistive load
$P_{CPL,rated}$	Rated power of constant power load
$I_{dc}$	Output current of active front-end rectifier
$C_{dc}$	DC link capacitor
$R_c$	DC transmission line resistance
$L_c$	DC transmission line inductance
$C_b$	Capacitor bank
$I_c$	Current through the DC transmission line
$I_o$	Total load current
$I_{CPL}$	Current of constant power load
$I_L$	Current of resistive load
$\mu$	Overlap angle
$\theta$	PMSG rotor angle
$\phi$	Phase angle for rotating the $dq$ -axis
$M_d$	Switching function on the $d$ -axis
$M_q$	Switching function on the $q$ -axis
$\sigma_i$	Real part of the eigenvalues

## 1 Introduction

### 1.1 Motivation and incitement

To achieve the aim of reducing the fuel consumption, weight of overall aircraft, operating cost, and environmental impact, the concept of more electric aircraft (MEA) is one of the essential tendencies in modern aerospace engineering that convert the existing subsystems, i.e., hydraulic, pneumatic, mechanical, and electrical systems, into only electrical ones [1–7]. As a result, the efficiency of global aircraft systems is tremendously raised, and power regulation is more flexible. Both fixed and varied AC distribution systems are firstly used in MEA, while a hybrid distribution system is a second choice. However, at present (and in future), a DC distribution system is represented and significantly attractive for research interest due to its several advantages, including higher performance and reliability than other distribution systems. In addition, lower loss of power and total weight of aircraft systems can be achieved because reactive power compensation devices are absent. As mentioned above, electrical system applications for MEA have utilization in many aspects; however, the stability issues should be taken into account in detail. It is recognized that most electrical power loads on MEA are power converters with their controllers to regulate the motor speed or output voltage. The power converter can provide a high efficiency and low maintenance cost. Unfortunately, the behaviors of regulated power converters can be similar to constant power loads (CPLs) [8–11]. CPLs can directly reduce the system damping, resulting in huge oscillations of output responses. These oscillations may cause system damage and affect the performance until controllers fail [2, 9, 11]. Hence, a stability investigation is very important and necessary, especially for the electrical power systems on MEA. The destabilizing effect of MEA power system not only results in performance regulation but also causes aviation accidents, which will consequently impact passenger safety.

### 1.2 Literature review

The typically defined modeling level for MEA electrical power systems can be classified into four layers [4]. The first layer is the architectural layer, which is only used to consider the overall power system architecture study in the steady state. Thus, the model in this layer has the least details and complexity and is suitable for sizing and system-level

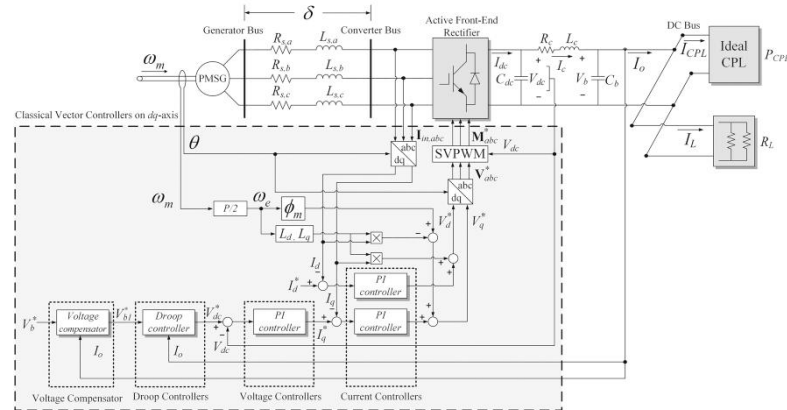


design. The second layer is the functional layer, which is used for dynamic and stability studies of the electrical power system. The derived mathematical model from this layer is based on a non-switching averaged model that can efficiently perform the behavior of the electrical system. The third layer is the behavioral layer, wherein simulating frequencies up to a few hundred kilohertz can be achieved. A wide range of this frequency includes the switching frequency of many power converters. The main objective of behavioral simulations is to design passive filters for harmonic and switching frequency components. The fourth layer is the device physical layer, which is representative of a part of the equipment on the system. The resulting model has the most complexity and is typically used to validate and analyze in-depth equipment or device behavior within the system. Therefore, this model is not commonly used for simulating the electrical power system. In this article, the functional layer, based on time-invariant model, is selected for the studied MEA electrical power system modeling. Consequently, power converter modeling approaches are required to eliminate time variation in nature due to the switching action. Subsequently, the time-invariant power converter model can be achieved. Currently, several approaches are developed to analyze the dynamic model of power electronic-based systems. The generalized state-space averaging (GSSA) modeling method has been used effectively to analyze the controlled and uncontrolled rectifiers in single-phase AC distribution power systems [12] as well as power converters in DC distribution power systems, including buck and boost converters [13, 14]. However, if the GSSA method is used for three-phase AC distribution systems, the derived dynamic model is a high-order model, which is difficult for subsequent analysis. The nonlinear average-value method (NLAM) modeling approach has been used for the 6- and 12-pulse diode rectifiers [15] to provide a simple mathematical model. However, NLAM is not flexible and should be considered case by case to model each system. The direct quadrature (DQ) modeling technique has been widely used for many power converters of three-phase AC distribution, such as a three-phase rectifier in aircraft systems [2, 3, 7], and bidirectional voltage source converter in DC microgrid systems [16]. From the literature reviews, the DQ approach can be applied to derive the time-invariant model of the entire MEA model suitable for the stability assessment, in which the three-phase active front-end rectifier was used.

For stability analysis, it can be divided into two methods, i.e., small-signal stability and large-signal stability assessments. The small-signal stability analysis is a method based on the linearized conventional control system theory. The dynamic model of the system is linearized around the equilibrium point, and the derived small-signal model is analyzed

using the eigenvalue theorem [2, 3, 17] or Middlebrook's criteria [18–20]. The eigenvalue theorem and Middlebrook's criteria can predict an unstable point by evaluating the system eigenvalues and impedance ratio. The small-signal stability analysis approach can provide beneficial insights into the stability of the equilibrium point; however, it does not guarantee stability under large-signal disturbances and sudden load transients or fault scenarios. The large-signal stability analysis method can be divided into two approaches. The first is the phase-plane analysis approach [7, 11], in which the phase-plane trajectory is generated to investigate the system stability. However, this approach is only suitable for studying low-order systems. The second approach is the Lyapunov stability theorem [21–23], which is capable of estimating the region of asymptotic stability and can provide accurate analytical results. However, there is no unified methodology to compute the Lyapunov energy function. Hence, the Lyapunov function is determined from various methods, which may lead to different conclusions.

Regarding the literature reviews of the stability study, this article focuses on the small-signal stability analysis using the eigenvalue theorem and the large-signal stability analysis via phase-plane analysis for system stability investigation. The eigenvalue theorem can be applied to a modal analysis technique, i.e., participation factor analysis [24], to identify the contribution of state variables relating to the dominant eigenvalues of the system. The resulting stability information will be utilized to determine the dominant state variables for phase-plane analysis. Previous works have not reported the application of participation factor analysis for phase-plane analysis. Furthermore, the phase-plane analysis is also capable of analyzing the system dynamic response and can be used as a beneficial and suitable tool to investigate the DC bus voltage response adherence to the MIL-STD-704F standard [25]. However, the system instability on MEA does not only depend on the influence of CPLs but may also be affected by other system parameters. Thus, the effect on stability due to the variation of significant parameters, such as control bandwidth and circuit component parameters, are discussed using the instability line created from the eigenvalue theorem and phase-plane assessment. The detailed analysis in this study can provide a good insight into MEA properties and appropriate design for MEA electrical power system designers. Theoretical results demonstrate that the proposed stability analysis techniques can effectively guarantee stable and unstable operation region trends of a studied MEA. Good agreement is also achieved between analytical results using the eigenvalue theorem and phase-plane analysis.



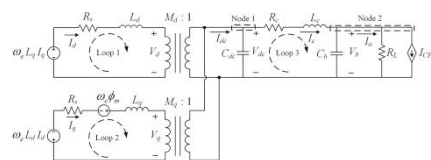
### 1.3 Contribution and paper organization

## 2 Considered MEA power system

Figure 1 illustrates the considered MEA power system. This system consists of two subsystems. The first subsystem is a feeder side, in which a permanent magnet synchronous generator (PMSG), including its parasitic parameters (represented by  $R_{s,abc}$  and  $L_{s,abc}$ ), is driven by a gas turbine engine and generates AC power to an active front-end (AFE) rectifier. The resulting AC power is then converted by the AFE rectifier to DC power to supply the main DC bus via a DC transmission line (represented by  $R_t$  and  $L_t$ ), in which a DC link capacitor (represented by  $C_{dc}$ ) is used to reduce the ripple voltage of the output voltage of AFE rectifier. The controllers of the AFE rectifier, depicted by a gray area in Fig. 1, are the classical vector controllers on  $dq$ -axis. The current controller on  $d$ -axis is used to control the PMSG under full-flux operation mode by defining the reference current ( $I_d^*$ ) to 0 A. The current controller on  $q$ -axis and voltage controller are used to regulate the voltage of the DC link capacitor ( $V_{dc}$ ) to be equal to 250–280 V (specified by the MIL-STD-704F standard) [25]. Herein, the nominal voltage ( $V_b^*$ ) is set to 270 V. The employed droop controller in this article, i.e., voltage-mode droop controller, is used to provide the desired power sharing for all MEA loads. The droop controller ( $V_b^*$ ) output is the reference voltage of the  $V_{dc}$  controller, depending on the  $V-I$  droop characteristic. However, the behavior of the droop controller results in a large voltage drop, until the  $V_{dc}$  and DC bus voltage ( $V_b$ ) are unacceptable in certain applications. Therefore, the voltage compensator is applied to the modern MEA power system to mitigate voltage regulation. Moreover, the minimum transmission line loss also is

- Figure 1 illustrates the considered MEA power system. This system consists of two subsystems. The first subsystem is a feeder side, in which a permanent magnet synchronous generator (PMSG), including its parasitic parameters (represented by  $R_{s,abc}$  and  $L_{s,abc}$ ), is driven by a gas turbine engine and generates AC power to an active front-end (AFE) rectifier. The resulting AC power is then converted by the AFE rectifier to DC power to supply the main DC bus via a DC transmission line (represented by  $R_t$  and  $L_t$ ), in which a DC link capacitor (represented by  $C_{dc}$ ) is used to reduce the ripple voltage of the output voltage of AFE rectifier. The controllers of the AFE rectifier, depicted by a gray area in Fig. 1, are the classical vector controllers on  $dq$ -axis. The current controller on  $d$ -axis is used to control the PMSG under full-flux operation mode by defining the reference current ( $I_d^*$ ) to 0 A. The current controller on  $q$ -axis and voltage controller are used to regulate the voltage of the DC link capacitor ( $V_{dc}$ ) to be equal to 250–280 V (specified by the MIL-STD-704F standard) [25]. Herein, the nominal voltage ( $V_b^*$ ) is set to 270 V. The employed droop controller in this article, i.e., voltage-mode droop controller, is used to provide the desired power sharing for all MEA loads. The droop controller ( $V_b^*$ ) output is the reference voltage of the  $V_{dc}$  controller, depending on the  $V-I$  droop characteristic. However, the behavior of the droop controller results in a large voltage drop, until the  $V_{dc}$  and DC bus voltage ( $V_b$ ) are unacceptable in certain applications. Therefore, the voltage compensator is applied to the modern MEA power system to mitigate voltage regulation. Moreover, the minimum transmission line loss also is

Figure 1 illustrates the considered MEA power system. This system consists of two subsystems. The first subsystem is a feeder side, in which a permanent magnet synchronous generator (PMSG), including its parasitic parameters (represented by  $R_{s,abc}$  and  $L_{s,abc}$ ), is driven by a gas turbine engine and generates AC power to an active front-end (AFE) rectifier. The resulting AC power is then converted by the AFE rectifier to DC power to supply the main DC bus via a DC transmission line (represented by  $R_t$  and  $L_t$ ), in which a DC link capacitor (represented by  $C_{dc}$ ) is used to reduce the ripple voltage of the output voltage of AFE rectifier. The controllers of the AFE rectifier, depicted by a gray area in Fig. 1, are the classical vector controllers on  $dq$ -axis. The current controller on  $d$ -axis is used to control the PMSG under full-flux operation mode by defining the reference current ( $I_d^*$ ) to 0 A. The current controller on  $q$ -axis and voltage controller are used to regulate the voltage of the DC link capacitor ( $V_{dc}$ ) to be equal to 250–280 V (specified by the MIL-STD-704F standard) [25]. Herein, the nominal voltage ( $V_b^*$ ) is set to 270 V. The employed droop controller in this article, i.e., voltage-mode droop controller, is used to provide the desired power sharing for all MEA loads. The droop controller ( $V_b^*$ ) output is the reference voltage of the  $V_{dc}$  controller, depending on the  $V-I$  droop characteristic. However, the behavior of the droop controller results in a large voltage drop, until the  $V_{dc}$  and DC bus voltage ( $V_b$ ) are unacceptable in certain applications. Therefore, the voltage compensator is applied to the modern MEA power system to mitigate voltage regulation. Moreover, the minimum transmission line loss also is



**Fig. 2** Equivalent circuit on the  $dq$ -axis for the open-loop control of the considered MEA power system

achieved [5]. The second subsystem, i.e., the load side, consists of the bus capacitor (represented by  $C_b$ ), resistive loads represented by a wing deicing system, and the ideal CPL associated with actively regulated power electronic loads. From previous research [8–11], the CPL can significantly degrade the system stability. Hence, in this article, the instability operation of the studied MEA will be predicted via the proposed dynamic model as described in Sect. 3.

### 3 Considered MEA mathematical model

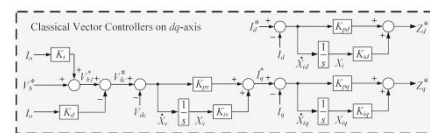
It is well recognized that the power converter model is usually time-varying due to the switching behavior. Thus, the DQ method is applied to derive the averaging mathematical model of three-phase power systems to achieve a time-invariant model appropriate for stability analysis. The important assumptions for modeling are that the AFE rectifier is operated under the continuous conduction mode and an overlap angle ( $\mu$ ) below  $60^\circ$ , and the higher harmonics of the fundamental are neglected. The establishment of mathematical model can be divided into the considered power system modeling under open-loop and closed-loop operations, which is explained below.

#### 3.1 MEA power system under an open-loop operation

The open-loop control of the AFE rectifier is firstly analyzed. The DQ approach was used to analyze the PMSG and to eliminate the switching action of the IGBT module in the AFE rectifier, wherein the dynamic equations of the PMSG in  $dq$  frame can be achieved, and the transformer with a constant ratio is performed to represent the dynamic of the AFE rectifier.

As a result, Fig. 2 shows the equivalent circuit of the MEA without the closed-loop control, when the phase angle for rotating the  $dq$ -axis is set to the PMSG rotor angle ( $\phi = \theta$ ).

More details on how to derive the PMSG equations and the three-phase IGBTs rectifier as a transformer by using the DQ method can be found in [26, 27]. After applying the basic circuit theory known as Kirchhoff's voltage law



**Fig. 3** Inner structure of the MEA power system controllers

and Kirchhoff's current law shown in Fig. 2, the proposed averaging model of the MEA without controllers is given by

$$\begin{cases} \dot{I}_d = -\frac{R_s}{L_d} I_d + \omega_e I_q - \frac{M_d}{L_d} V_{dc} \\ \dot{I}_q = -\omega_e I_d - \frac{R_s}{L_q} I_q - \frac{M_q}{L_q} V_{dc} + \frac{\omega_e \phi_m}{L_q} \\ \dot{V}_{dc} = \frac{3M_d}{2C_{dc}} I_d + \frac{3M_q}{2C_{dc}} I_q - \frac{1}{C_{dc}} I_c \\ \dot{I}_c = \frac{1}{L_c} V_{dc} - \frac{R_c}{L_c} I_c - \frac{1}{L_c} V_b \\ \dot{V}_b = \frac{1}{C_b} I_c - \frac{1}{R_L C_b} V_b - \frac{P_{CPL}}{C_b V_b} \end{cases} \quad (1)$$

where  $M_d$  and  $M_q$  are the time-invariant switching function of the IGBT modules on a  $dq$ -axis.

#### 3.2 MEA power system under a closed-loop operation

The mathematical model of the considered MEA power system under a closed-loop operation is developed from the open-loop model proposed in (1). Figure 3 shows the inner structure of the AFE rectifier controllers based on Fig. 1, and the controllers were designed via the classical method in [5, 26, 27]. The details of how to design the controller are given in Appendix A. From the control structure in Fig. 3,  $I_d^*$  is set to zero to provide the unity power factor. When the control loops are considered, the new state variables  $X_{id}$ ,  $X_{iq}$ , and  $X_v$  are obtained in the model. These new state variables are referred to the  $I_d$ ,  $I_q$ , and  $V_{dc}$  control loops, respectively. Based on Fig. 3, the control signals ( $Z_d^*$  and  $Z_q^*$ ) and the reference modulation index on the  $dq$ -axis ( $M_d^*$  and  $M_q^*$ ) can be expressed in (2) and in (3), respectively.

$$\begin{cases} Z_d^* = -K_{pd} I_d + K_{id} X_{id} + K_{pd} I_d^* \\ Z_q^* = -K_{pq} I_q - K_{pv} K_{pq} V_{dc} + K_{iv} K_{pq} X_v + K_{iq} X_{iq} + K_{pv} K_{pq} V_b^* \\ \quad + \frac{K_{pv} K_{pq} (K_i - K_d) V_b}{R_L} + \frac{K_{pv} K_{pq} P_{CPL} (K_i - K_d)}{R_L} \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} M_d^* = \left( \frac{1}{V_{dc}} \right) (Z_d^* + \omega_e L_q I_q) \\ M_q^* = \left( \frac{1}{V_{dc}} \right) (Z_q^* - \omega_e L_d I_d + \omega_e \phi_m) \end{cases} \quad (3)$$



The switching functions  $M_d$  and  $M_q$  in (1) are substituted by the reference modulation indices  $M_d^*$  and  $M_q^*$  in (3) to derive the dynamic model for the studied MEA power system (see Fig. 1). The time-invariant model of the MEA in Fig. 1 with its control is given by (4), in which eight state variables are obtained.

$$\begin{aligned}
 \dot{I}_d &= \frac{(K_{pd} - R_s)}{L_d} I_d - \frac{K_{id}}{L_d} X_{id} - \frac{K_{pd}}{L_d} I_d^* \\
 \dot{I}_q &= \frac{(K_{pd} - R_s)}{L_q} I_q + \frac{K_{pv} K_{pq}}{L_q} V_{dc} \\
 &\quad - \frac{K_{pv} K_{pq} (K_t - K_d)}{L_q R_L} V_b - \frac{K_{iq}}{L_q} X_{iq} \\
 &\quad - \frac{K_{pv} K_{pq} P_{CPL} (K_t - K_d)}{L_q} \cdot \frac{1}{V_b} \\
 &\quad - \frac{K_{iv} K_{pq}}{L_q} X_v - \frac{K_{pv} K_{pq}}{L_q} V_b^* \\
 \dot{V}_{dc} &= \frac{3}{2C_{dc}} \cdot \frac{1}{V_{dc}} \cdot \left[ -K_{pd} I_d^2 + K_{id} I_d X_{id} \right. \\
 &\quad + K_{pd} I_d I_d^* - K_{pq} I_q^2 + \omega_e \phi_m I_q \\
 &\quad - K_{pv} K_{pq} I_q V_{dc} + \frac{K_{pv} K_{pq} (K_t - K_d)}{R_L} I_q V_b \\
 &\quad + \frac{K_{pv} K_{pq} P_{CPL} (K_t - K_d)}{L_q} \cdot \frac{I_q}{V_b} + K_{iv} K_{pq} I_q X_v \\
 &\quad \left. + K_{iq} I_q X_{iq} + K_{pv} K_{pq} I_q V_b^* \right] - \frac{1}{C_{dc}} I_c \\
 \dot{I}_c &= \frac{1}{L_c} V_{dc} - \frac{R_c}{L_c} I_c - \frac{1}{L_c} V_b \\
 \dot{V}_b &= \frac{1}{C_b} I_c - \frac{1}{R_L C_b} V_b - \frac{P_{CPL}}{C_b} \cdot \frac{1}{V_b} \\
 \dot{X}_v &= -V_{dc} + \frac{(K_t - K_d)}{R_L} V_b + (K_t - K_d) \\
 &\quad P_{CPL} \cdot \frac{1}{V_b} + V_b^* \\
 \dot{X}_{id} &= -I_d + I_d^* \\
 \dot{X}_{iq} &= -I_q - K_{pv} V_{dc} + \frac{K_{pv} (K_t - K_d)}{R_L} V_b \\
 &\quad + K_{pv} (K_t - K_d) P_{CPL} \cdot \frac{1}{V_b} \\
 &\quad + K_{iv} X_v + K_{pv} V_b^*
 \end{aligned} \tag{4}$$

However, the nonlinear model in (4) is unsuitable for a small-signal stability analysis. The first-order term of the Taylor series expansion was used to provide the linearized

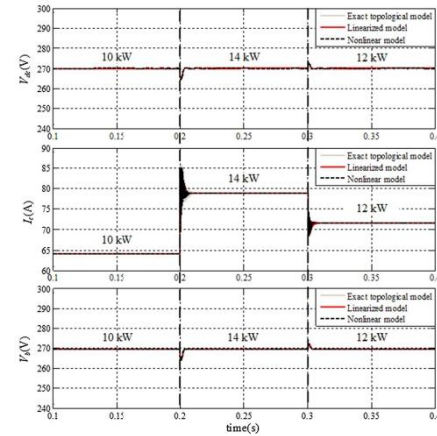


Fig. 4 Validation of the dynamic model established by the DQ method

model, as expressed by

$$\begin{cases} \delta \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{x} + \mathbf{B}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{u} \\ \delta \mathbf{y} = \mathbf{C}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{x} + \mathbf{D}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{u} \end{cases} \tag{5}$$

where the matrixes A, B, C, and D are the Jacobian matrixes of the MEA in the general form of the state-space model, depending on the system operation point. The details of these matrixes can be found in the Appendix B.

The MATLAB simulation and the MEA power system parameters given in Appendix C are used to validate the dynamic model in (4) and (5). The CPL was changed from 10 to 14 kW and 12 kW at the time instants 0.2 and 0.3 s, respectively. As shown in Fig. 4, the model validation results can ensure that both the nonlinear and linearized models are correct and can be used as a beneficial tool for the stability study as described in Sect. 4.

#### 4 Stability studies

This section evaluates the proposed MEA power system stability by the small-signal stability analysis via eigenvalue theorem, a modal analysis technique using participation factor analysis, and a large-signal stability analysis via phase-plane analysis for instability condition investigation.

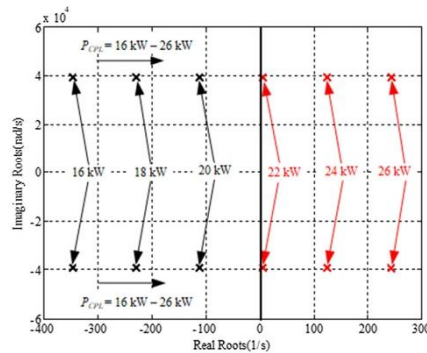


Fig. 5 Analytical result from the eigenvalue theorem

#### 4.1 Eigenvalue theorem and participation factor analysis

For the eigenvalue theorem based on small-signal stability analysis, the Jacobean matrix  $A$ , as given in (5), was used to calculate the system eigenvalues ( $\lambda$ ) by

$$\det[\lambda I - A] = 0 \quad (6)$$

The condition to identify the stable system is given as

$$\sigma_i < 0 \quad (7)$$

where  $\sigma_i$  is the real part of the eigenvalues and  $i = 1, 2, 3, \dots, n$  ( $n$  is the number of the state variable).

The system eigenvalues were calculated by the Jacobean matrix with the system parameters from Appendix C to investigate the stability of the proposed MEA under the CPL variation condition. Figure 5 shows the resulting dominant eigenvalue plot, when the CPL power ( $P_{CPL}$ ) was varied from 16 to 26 kW. As shown from the trajectory of the eigenvalue in Fig. 5, the dominant eigenvalues (in black) are placed at the left-hand side when  $P_{CPL}$  ranges from 16 to 20 kW. This means that the system remains stable at  $P_{CPL} \leq 20$  kW. Unfortunately, the system becomes unstable when  $P_{CPL} \geq 22$  kW (see from red eigenvalues). However, the eigenvalue theorem can only provide when the system becomes unstable. The information from this theorem cannot show the amplitude of the DC bus voltage response, which is very important for the MIL-STD-704F standard. Therefore, to study in depth the system stability, the participation factor analysis based on the modal analysis technique was applied to analyze the contribution of the state variable as well as system parameters. Table 1 presents the participation matrix in the case of  $P_{CPL}$

= 22 kW, calculated from the Jacobean matrix  $A$ . The condition for determining the dominant mode of the participation matrix, as expressed in (8), is that if any eigenvalue is located at the right-hand side of the  $s$ -plane or close to the imaginary axis, then this is a dominant mode at that operating condition.

$$\begin{cases} \sigma_i > 0 \\ \text{or} \\ |\sigma_i| < \varepsilon \end{cases} \quad (8)$$

As presented in Table 1, the state variables  $I_c$  and  $V_b$  participate most heavily in the dominant modes. As a result,  $I_c$  and  $V_b$  as well as parameters  $L_c$  and  $C_b$  will be related to dominant poles in Fig. 5. The derived information is important and useful for the large-signal stability analysis, explained as follows.

#### 4.2 Phase-plane analysis

The large-signal stability analysis using phase-plane analysis was used to investigate both system stability and the DC bus voltage response ( $V_b$ ) adherence to the MIL-STD-704F standard. The system phase plane can be established by using the state variables  $I_c$  and  $V_b$  that significantly participated in the dominant poles. Using the nonlinear model in (4) with the system parameters given in the Appendix C, Fig. 6a and b depicts the trajectory of the proposed MEA on the  $I_c$ - $V_b$  plane when  $P_{CPL} = 18$  kW and  $P_{CPL} = 20$  kW, respectively. As demonstrated in Fig. 6a and b, the steady state  $V_b$  is also in the range of 250–280 V, as specified by the MIL-STD-704F standard. Focusing on the zoomed areas, the system trajectories can converge to the equilibrium point, indicating that the system remains stable at  $P_{CPL} = 18$  kW and  $P_{CPL} = 20$  kW, corresponding to the eigenvalue theorem analysis in Fig. 5. Figure 6c shows the phase-plane analysis at  $P_{CPL} = 22$  kW. The analytical result shows that the phase-plane trajectory motion starts from the initial point and then diverges from the equilibrium point, representing that the system is unstable at  $P_{CPL} = 22$  kW (before a rated power of 38 kW). Moreover, the steady-state response of  $V_b$  does not follow the MIL-STD-704F standard. Section 5 presents the simulation using the MATLAB/SimPowerSystems environment and the PIL to validate the analytical result from the eigenvalue theorem and the phase-plane analysis.

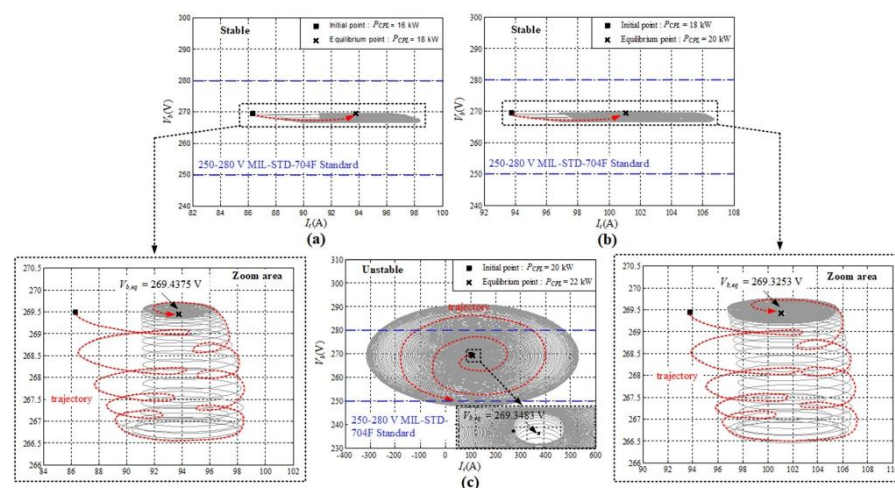
#### 5 Simulation validations using MATLAB topology model and the PIL technique

This section reports the validation of the theoretical results by exact topological and PIL simulations. For the unstable operation investigation using PIL simulation, the high-power circuits of the proposed MEA, the PMSG, AFE rectifier, DC link capacitor, DC transmission line, bus capacitor,

**Table 1** Participation matrix of the considered mea power system

	Eig. I	Eig. II	Eig. III	Eig. IV	Eig. V	Eig. VI	Eig. VII	Eig. VIII
$I_d$	0.8333	0.8333	0	0	0	0	0	0
$I_q$	0	0	0.0241	0.0241	0.9395	0.9395	0.1881	0.1881
$V_{dc}$	0	0	0.1845	0.1845	0.2308	0.2308	0.62151	0.62151
$I_e$	0	0	<b>0.4895</b>	<b>0.4895</b>	0.0148	0.0148	$6.6 \times 10^{-4}$	$6.6 \times 10^{-4}$
$V_b$	0	0	<b>0.3209</b>	<b>0.3209</b>	0.1255	0.1255	0.3128	0.3128
$X_v$	0	0	$8.0 \times 10^{-4}$	$8.0 \times 10^{-4}$	0.0269	0.0269	0.8118	0.8118
$X_{id}$	0.8333	0.8333	0	0	0	0	0	0
$X_{iq}$	0	0	0.0076	0.0076	0.6224	0.6224	0.0086	0.0086
	Mode I		<b>Mode II (Dominant mode)</b>		Mode III		Mode IV	

pt

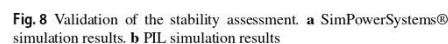
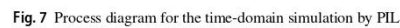
**Fig. 6** Analytical result from the phase-plane analysis. **a**  $P_{CPL} = 18$  kW. **b**  $P_{CPL} = 20$  kW. **c**  $P_{CPL} = 22$  kW

resistive load, and ideal CPL were simulated using the MATLAB/SimPowerSystems environment, while the overall controllers of the system were implemented digitally in the TMDSDOCK28335 board by coding the C programming languages by the code composer studio (CCStudio) software. Figure 7 shows the block diagram for the PIL simulation. The main computer (Host) and the TMDSDOCK28335 board (Target) were interfaced by the Joint Test Action Group emulator. The blocks in Simulink, namely, From RTDX and To RTDX, were used to send and receive data between the MATLAB/Simulink program and TMDSDOCK28335 board, respectively. The details of the simulation process are explained as follows. Initially, the rotor velocity ( $\omega_m$ ), input

currents of the AFE rectifier ( $I_{in,abc}$ ), load current ( $I_o$ ), and voltage across the DC link capacitor ( $V_{dc}$ ) were detected from the MATLAB topology model in the host and were sent to the target via the From RTDX blocks. These dates were then computed by the controllers in the board to generate the reference modulation indices ( $M_d^*, M_b^*$ , and  $M_c^*$ ).  $M_d^*, M_b^*$ , and  $M_c^*$  were transferred into the host with the To RTDX blocks to control the IGBT switches of the AFE rectifier.

Figure 8 illustrates the confirmation results for the unstable point prediction. The exact topological and PIL simulations were operated in the same scenario and are summarized as follows.





$\tau_{CPI}$  is increased to 22 kW at  $t = 0.4$  s. As expected by the analysis in Figs. 5 and 6c, the system becomes unstable, which can be observed as the huge oscillation of  $V_b$  that is not constant within the range of 250–280 V, as specified by the MIL-STD-704F standard. Moreover, it has a ripple voltage that is equal to 44.4 V in the MATLAB topology model simulation and 45.6 V in the PIL simulation, which does not adhere to the standard that specifies the maximum ripple voltage in the steady state (not exceeding 6 V).

### 5.1 Effect of the DC link capacitor

Figure 9a shows the instability line constructed from the analytical results by evaluating the eigenvalue location and phase-plane trajectory for the different  $C_{dc}$  values. It can be indicated that the studied MEA system will become unstable if the  $P_{CPL}$  is equal to or greater than 16 kW, 34 kW, and 50 kW for  $C_{dc} = 0.5$  mF, 2.0 mF, and 4.0 mF, respectively. The simulation results from SimPowerSystems® in Fig. 9b and PIL in Fig. 9c demonstrate the high oscillation of  $V_b$  responses, which are not constant within the range of 250–280 V following the MIL-STD-704F standard when the  $P_{CPL}$  is equal to 20 kW, 40 kW, and 50 kW for  $C_{dc} = 0.5$  mF, 2.0 mF, and 4.0 mF, respectively. Furthermore, the ripple voltage in the steady state is also more than 6 V. Therefore, it can be concluded from the good agreement among the analytical and simulation results that the increment of  $C_{dc}$  will significantly increase the studied MEA stability.

## 5.2 Effect of the DC transmission line

This section studies the effect of the resistance ( $R_c$ ) and inductance ( $L_c$ ) of the transmission line on MEA stability via cable length changing. Figure 10a–c shows the instability border, SimPowerSystems® of MATLAB, and PIL simulations, respectively. According to the good agreement among the analytical and simulation results, it can be noted that when the cable length is equal to 20 m, 100 m, and 160 m, the destabilizing effect of MEA will occur at the  $P_{CPL} \geq 22$  kW, 26 kW, and 30 kW, respectively. The inefficient operation is indicated by the huge oscillation of  $V_b$  which is not constant within the range of 250–280 V adherence to the standard and the ripple voltage which exceeds 6 V. Consequently, it can be summarized that the increases in cable length will improve the system stability margin. This is because the increment of  $R_c$  which is varied by cable length can increase the overall system damping [7, 10, 26]. The increased damping is more dominant than the increased power loss. As a result, the considered MEA is more stable.

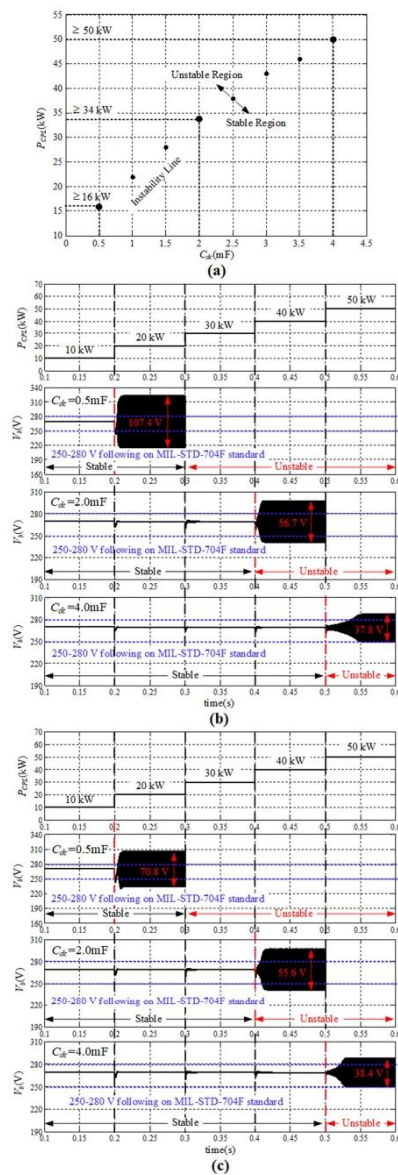


Fig. 9 Effect of DC link capacitor changing. a Instability line. b SimPowerSystems® simulation results. c PIL simulation results

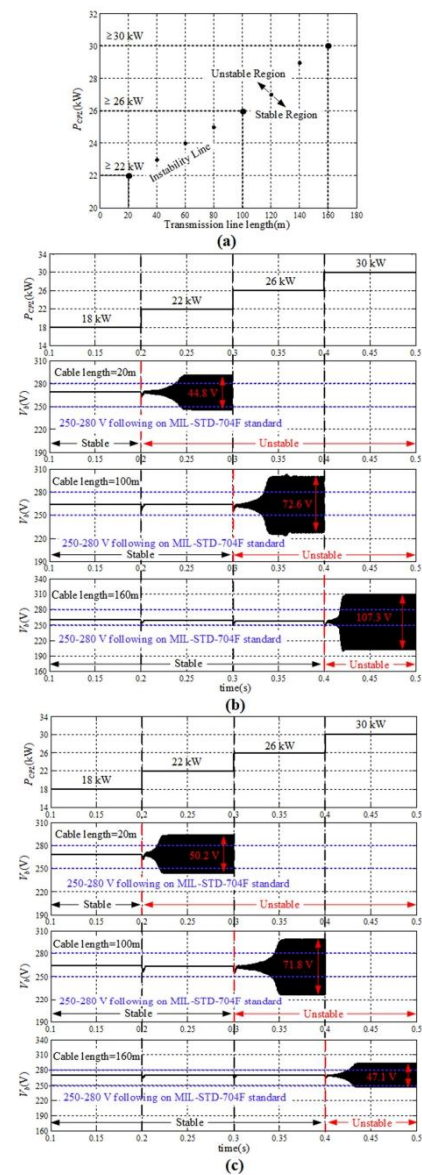


Fig. 10 Effect of cable length variation. a Instability line. b SimPowerSystems® simulation results. c PIL simulation results



### 5.3 Effect of a DC bus capacitor

Figure 11a shows the instability line for different  $C_b$  values. From the theoretical stability results, it can be seen that if the  $C_b = 0.05$  mF, 0.2 mF, and 1.0 mF, the MEA will become unstable at  $P_{CPL} \geq 17.5$  kW, 29.5 kW, and 15 kW, respectively. Figure 11b and c illustrates the verification of stability analysis in this study using the exact topology model and PIL technique simulations, wherein the studied MEA is unstable at  $P_{CPL} = 20$  kW, 35 kW, and 15 kW in the case of the  $C_b = 0.05$  mF, 0.2 mF, and 1.0 mF, respectively. Moreover, the  $V_b$  responses do not follow the MIL-STD-704F standard due to its huge oscillation (not constant within the range of 250–280 V) and ripple voltage (exceeding 6 V). The theoretical and simulation results are explicitly concordant, indicating that when  $C_b$  ranges from 0.05 mF to 0.2 mF, the studied MEA damping will be increased continuously [2]. This means that the system is more stable. In contrast, the studied MEA stability will be decreased when  $0.2 \text{ mF} < C_b \leq 1.0 \text{ mF}$ . Hence, the inappropriate increment of  $C_b$  not only leads to adverse stability margin but also results in the additional size, weight, and cost of the entire MEA.

### 5.4 Effect of controller loop bandwidth

The MEA cascade controllers can be designed based on the desired natural frequencies of voltage loop ( $f_{nv}$ ) and current loop ( $f_{ni}$ ). The effect of these natural frequencies on the stability margin should be analyzed in detail. Due to the fast dynamic response requirement of the overall system, the  $f_{ni}$  was determined to be  $\geq 10 \times f_{nv}$ . Therefore, in this article, the natural frequency variation study will change the  $f_{nv}$  alongside  $f_{ni}$  to correspond to the design condition. The instability border of  $f_{nv}$  and  $f_{ni}$ , shown in Fig. 12a, shows that the system becomes unstable at  $P_{CPL} \geq 40$  kW, 25 kW, and 13 kW for  $f_{nv} = 150$  Hz, 190 Hz, and 250 Hz or  $f_{ni} = 1500$  Hz, 1900 Hz, and 2500 Hz, respectively. Figure 12b and c indicates the simulation results for the confirmation of the analytical result, in which the unacceptable operating point in a certain application is indicated by a high  $V_b$  oscillation ( $> 280$  V and  $< 250$  V) as well as huge ripple voltage (exceeding 6 V) that does not adhere to the MIL-STD-704F standard. Referring to the simulation results, the destabilizing operating point will occur at  $P_{CPL} = 40$  kW, 30 kW, and 20 kW when  $f_{nv} = 150$  Hz, 190 Hz, and 250 Hz or  $f_{ni} = 1500$  Hz, 1900 Hz, and 2500 Hz, respectively. Consequently, it can lead to the conclusion that a tiny increment of bandwidths  $f_{nv}$  and  $f_{ni}$  can directly degrade the overall MEA stability.

Based on the overall results, a very good agreement exists between the analytical, exact topological simulation, and PIL simulation results. The considered MEA power system becomes unstable when the  $P_{CPL}$  level is equal to 22 kW (before the rated CPL power of 38 kW), and the  $V_b$  response

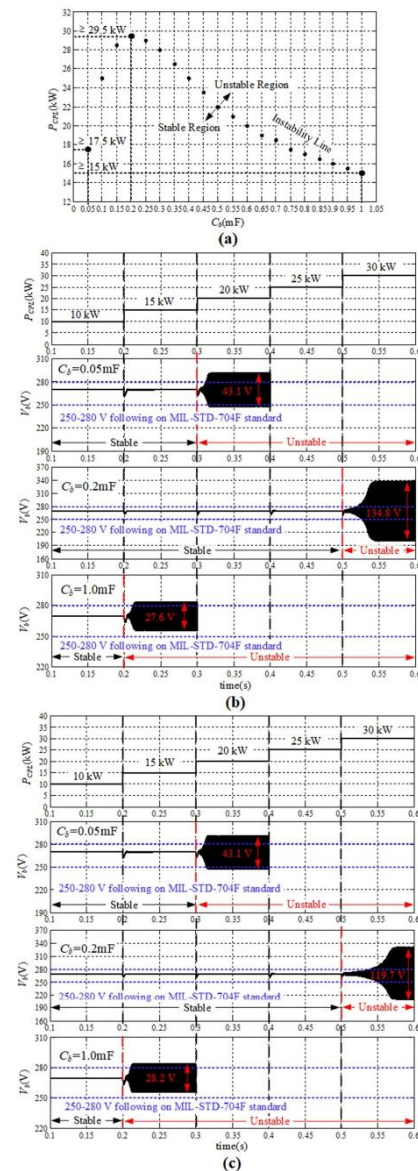
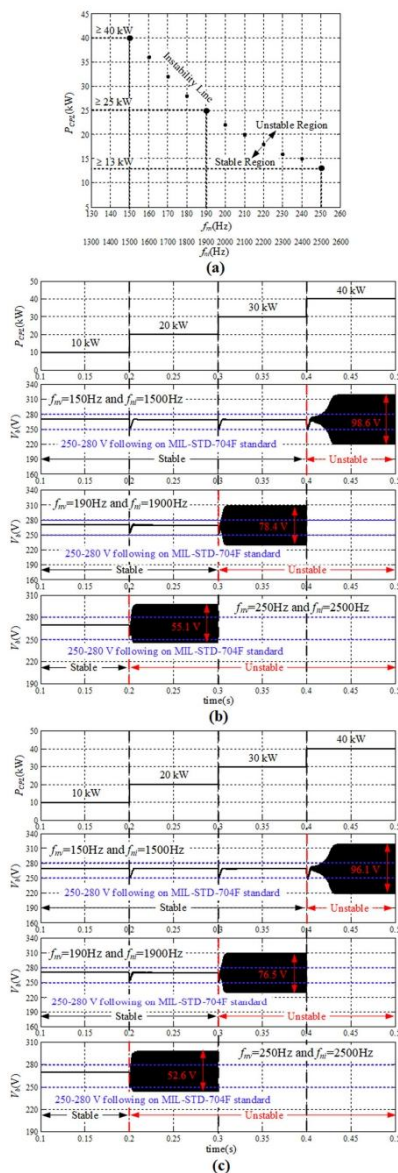


Fig. 11 Effect of bus capacitor changing. a Instability line. b SimPowerSystems® simulation results. c PIL simulation results



**Fig. 12** Effect of natural frequency variation of the controller loop. **a** Instability line. **b** SimPowerSystems® simulation results. **c** PIL simulation results

Springer

does not adhere to the denoted standard. As for the impact of key parameters, increasing the  $C_{dc}$  and cable length can directly increase the system stability. In contrast, the increment of bandwidths  $f_{nv}$  and  $f_{ni}$  will significantly decrease the system damping. However, variation in  $C_b$  can improve or degrade the MEA stability. This information is very beneficial for engineers in designing the MEA power system in terms of stability issues.

## 6 Conclusion

This study has introduced the modeling and stability analysis of a PMSG-based DC electrical power system in an MEA. The modeling approach via DQ transformation has been used to derive the time-invariant model. The stability analysis based on the eigenvalue theorem, participation factor analysis, and phase plane has been applied with the derived model to study the system stability. As a result, the instability operation of the system has been correctly predicted alongside the  $V_d$  regulation performance investigation that adheres to the MIL-STD-704F standard. Moreover, good agreement has been reached between the theoretical analytical results and simulation results (derived from MATLAB topology model and PIL technique). Consequently, the proposed stability assessment techniques can effectively ensure the destabilizing operation of a PMSG-based DC electrical power system in an MEA. Moreover, the proposed model with the proposed stability study process can provide the guideline for the filter design to avoid the unstable operation as well as the controller design of each loop in the MEA system. In the future work, the proposed model will be used to design the controllers to mitigate the system instability. The resulting stabilization will always make the system stable until the rated CPL equal to 38 kW can be achieved. The amplitude of the DC bus voltage can also follow the MIL-STD-704F standard. Based on the proposed modeling concept, other power system structures containing vector-controlled devices, such as electrical railway systems and DC microgrid systems, can be applied for the establishment of the suitable model for stability analysis. In addition, the proposed model is still useful for stability analysis of MEA using other methods, such as the Middlebrook criteria and the Popov criteria.

**Authors contributions** Ratapon Phosung, the main author of the paper, is responsible for the writing of the research article, important knowledge study for the paper, theoretical research, and experimental operation. Kongpan Areerak, the corresponding author, is mainly responsible for the guidance of the concept of the paper, the improvement in the language of the paper, and the correction of the content of the paper. Kongpol Areerak, the co-author of the paper, is mainly

responsible for the review of the overall content of the paper. The final manuscript was read and approved by all authors.

**Funding** This work was supported in part by the Suranaree University of Technology (SUT) and in part by Power electronics, Energy, Machines and Control (PEMC) Research Group.

**Availability of data and materials** The data utilized in this research paper can be available from the corresponding author upon reasonable request.

### Declarations

**Conflict of interest** All authors declare that they have no known competing financial interests or personal relationships that would have appeared to influence the research work reported in this paper.

### Appendix A

The details of the classical method for vector controllers on  $dq$ -axis are as follows:

#### Current loop control

The schematic of the current ( $I_d$  and  $I_q$ ) loop control of the proposed MEA in Fig. 1 can be shown in Fig. 13. Because the current loop control on  $d$ -axis and  $q$ -axis is identical, this article will only present the methodology for designing the current loop control on  $d$ -axis, wherein the controller on  $q$ -axis can use the same equation. Closed-loop transfer function of the current loop is given by (9).

$$\frac{I_d}{I_d^*} = \frac{K_{pd}s + K_{id}}{L_d s^2 + (R_s - K_{pd})s - K_{id}} \quad (9)$$

It is recognized that the closed-loop transfer function for the standard second-order system can be expressed in (10).

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

Hence, the parameters  $K_{pd}$  and  $K_{id}$  can be designed by comparing the denominators of (9) and (10) so as to obtain

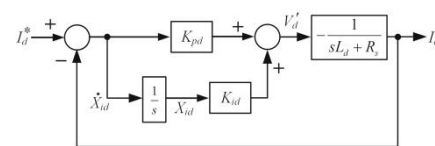


Fig. 13 Schematic of current loop control

(11)

$$\begin{cases} K_{pd} = R_s - 2\zeta_i\omega_{ni}L_d \\ K_{id} = -L_d\omega_{ni}^2 \end{cases} \quad (11)$$

As mentioned above, both  $d$ -axis and  $q$ -axis controls are identical. Consequently, the equations for designing the controllers on  $q$ -axis are shown in (12).

$$\begin{cases} K_{pq} = R_s - 2\zeta_i\omega_{ni}L_q \\ K_{iq} = -L_q\omega_{ni}^2 \end{cases} \quad (12)$$

where  $\omega_{ni} = 2\pi \times f_{ni}$ .

#### Voltage loop control

The schematic of the voltage ( $V_{dc}$ ) loop control of the studied MEA is depicted in Fig. 14. Closed-loop transfer function of the voltage loop is determined in (13).

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{3m(K_{pv}s + K_{iv})}{4C_{dc}s^2 + 3mK_{pv}s + 3mK_{iv}} \quad (13)$$

Based on the current loop procedure, the equations for designing the parameters  $K_{pv}$  and  $K_{iv}$  are depicted in (14).

$$\begin{cases} K_{pv} = \frac{8\zeta_v\omega_{nv}C_{dc}}{3m} \\ K_{iv} = \frac{4C_{dc}\omega_{nv}^2}{3m} \end{cases} \quad (14)$$

where  $\omega_{nv} = 2\pi \times f_{nv}$ .

#### Droop control and voltage compensation

The schematic of the voltage-mode droop control and voltage compensation is demonstrated in Fig. 15. Because the studied power system in this article is a single-generator/single-bus DC distribution MEA power system, the individual droop gain ( $K_d$ ) of droop controller is equal to the global droop gain ( $K_t$ ) [5]. The optimal gains  $K_t$ , designed via the minimum transmission loss condition, can be expressed in (15) and

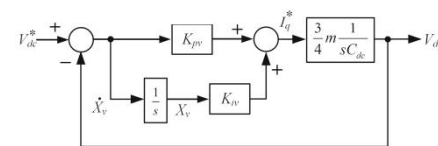


Fig. 14 Schematic of voltage loop control

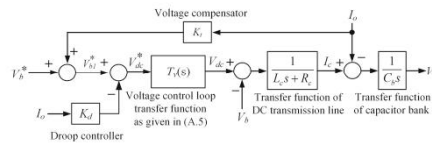


Fig. 15 Schematic of droop control and voltage compensation

(16).

$$\begin{cases} \text{if } \frac{1}{3} \leq r \leq 1 \\ R_L \frac{1-r}{1+r} < K_I \leq \frac{R_L}{2} \left( \sqrt{1+\frac{1}{r}} - 1 \right) \end{cases} \quad (15)$$

$$\begin{cases} \text{if } r > 1 \\ 0 < K_I \leq \frac{R_L}{2} \left( \sqrt{1+\frac{1}{r}} - 1 \right) \end{cases} \quad (16)$$

where  $r$  is ratio between the power of CPL ( $P_{CPL}$ ) and resistive load ( $P_{RL}$ ).

In this article, the PI parameters for both current and voltage loops are designed by selecting  $\zeta_i = 0.8$ ,  $\zeta_v = 0.8$ ,  $f_{ni} = 2000$  Hz, and  $f_{nv} = 200$  Hz. As for parameters for droop control and voltage compensation are set by defining  $P_{CPL} = 10$  kW and  $P_{RL} = 7$  kW.

## Appendix B

The details of Jacobean matrixes A, B, C, and D can be expressed as follow:

$$a(2, 5) = -\frac{K_{pv}K_{pq}(K_I - K_d)}{L_q R_L} + \frac{K_{pv}K_{pq}P_{CPL}(K_I - K_d)}{L_q V_{b,0}^2}$$

$$a(3, 1) = \frac{3}{2C_{dc}} \cdot \frac{1}{V_{dc,0}} (-2K_{pd}I_{d,0} + K_{id}X_{id,0} + K_{pd}I_d^*)$$

$$a(3, 2) = \frac{3}{2C_{dc}} \cdot \frac{1}{V_{dc,0}} (-2K_{pq}I_{q,0} + \omega_c \phi_m - K_{pv}K_{pq}V_{dc,0} + K_{pv}K_{pq}V_b^* + \frac{K_{pv}K_{pq}(K_I - K_d)V_{b,0}}{R_L} + \frac{K_{pv}K_{pq}(K_I - K_d)P_{CPL}}{V_{b,0}} + K_{iq}X_{iq,0})$$

$$a(3, 3) = \frac{3}{2C_{dc}} \cdot \frac{1}{V_{dc,0}^2} (-K_{pd}I_{d,0}^2 + K_{id}I_{d,0}X_{id,0} + K_{pd}I_{d,0}I_d^* - K_{pq}I_{q,0}^2 + \frac{K_{pv}K_{pq}(K_I - K_d)I_{q,0}V_{b,0}}{R_L} + \frac{K_{pv}K_{pq}(K_I - K_d)P_{CPL}I_{q,0}}{V_{b,0}} + \omega_c \phi_m I_{q,0} + K_{iv}K_{pq}I_{q,0}X_{iv,0} + K_{iq}I_{q,0}X_{iq,0} + K_{pv}K_{pq}I_{q,0}V_b^*)$$

$$a(3, 5) = \frac{3K_{pv}K_{pq}(K_I - K_d)I_{q,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}R_L} - \frac{3K_{pv}K_{pq}(K_I - K_d)P_{CPL}I_{q,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}V_{b,0}^2}$$

$$a(8, 5) = \frac{K_{pv}(K_I - K_d)}{R_L} - \frac{K_{pv}(K_I - K_d)P_{CPL}}{V_{b,0}^2}$$

$$C(x_0, u_0) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{3 \times 8}$$

$$D(x_0, u_0) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{3 \times 3}$$

$$B(x_0, u_0) = \begin{bmatrix} -\frac{K_{pd}}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{K_{pv}K_{pq}}{L_q} & -\frac{K_{pv}K_{pq}(K_I - K_d)}{L_q V_{b,0}} \\ \frac{3K_{pd}I_{d,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}} & \frac{3K_{pv}K_{pq}I_{q,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}} & \frac{3K_{pv}K_{pq}I_{q,0}(K_I - K_d)}{2C_{dc}V_{dc,0}V_{b,0}} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_b V_{b,0}} \\ 0 & 1 & \frac{K_I - K_d}{V_{b,0}} \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & K_{pv} & \frac{K_{pv}(K_I - K_d)}{V_{b,0}} \end{bmatrix}_{8 \times 3}$$

$$A(x_0, u_0) = \begin{bmatrix} \frac{K_{pd}-R_s}{L_d} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{K_{id}}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{K_{pq}-R_s}{L_q} & \frac{K_{pv}K_{pq}}{L_q} & 0 & a(2, 5) & -\frac{K_{iv}K_{pq}}{L_q} & 0 & -\frac{K_{iq}}{L_q} \\ a(3, 1) & a(3, 2) & a(3, 3) & -\frac{1}{C_{dc}} & a(3, 5) & \frac{3K_{iv}K_{pq}I_{q,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}} & \frac{3K_{id}I_{d,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}} & \frac{3K_{iq}I_{q,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_c} & -\frac{R_c}{L_c} & -\frac{1}{L_c} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_b} & -\frac{1}{R_L C_b} + \frac{P_{CPL}}{C_b V_{dc,0}^2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & \frac{K_I - K_d}{R_L} - \frac{(K_I - K_d)P_{CPL}}{V_{b,0}^2} & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & -K_{pv} & 0 & a(8, 5) & K_{iv} & 0 & 0 \end{bmatrix}_{8 \times 8}$$



## Appendix C

The system parameters:  $R_s = 1.058 \text{ m}\Omega$ ,  $L_s = L_d = L_q = 99 \text{ }\mu\text{H}$ ,  $\phi_m = 0.03644 \text{ Vs/rad}$ ,  $p = 6$ ,  $\omega_e = 2\pi \times 400 \text{ rad/s}$ ,  $C_{dc} = 1 \text{ mF}$ , cable length = 10 m,  $R_c = 6 \text{ m}\Omega$ ,  $L_c = 2 \text{ }\mu\text{H}$ ,  $C_b = 0.5 \text{ mF}$ ,  $R_L = 10 \text{ }\Omega$ ,  $K_{pv} = 3.5744$ ,  $K_{iv} = 2807.3541$ ,  $K_{pd} = K_{pq} = -1.9895$ ,  $K_{id} = K_{iq} = -1563.3453$ ,  $K_d = K_i = 0.06$ ,  $I_d^* = 0 \text{ A}$ ,  $V_b^* = 270 \text{ V}$ ,  $P_{RL, \text{rated}} = 7 \text{ kW}$ , and  $P_{CPL, \text{rated}} = 38 \text{ kW}$ .

## References

- Rosero JA, Ortega JA, Madureira E, Romeral LJ (2007) Moving towards a more electric aircraft. *IEEE Aerosp Electron Syst Mag* 22:3–9. <https://doi.org/10.1109/MAES.2007.340500>
- Areerak K-N, Wu T, Bozhko SV, Asher GM, Thomas DWP (2011) Aircraft power system stability study including effect of voltage control and actuators dynamic. *IEEE Trans Aerosp Electron Syst* 47:2574–2589. <https://doi.org/10.1109/TAES.2011.6034652>
- Areerak K-N, Wu T, Bozhko SV, Asher GM, Thomas DWP (2012) Stability study for a hybrid AC-DC more-electric aircraft power system. *IEEE Trans Aerosp Electron Syst* 48:329–347. <https://doi.org/10.1109/TAES.2012.6129639>
- Wheeler P, Bozhko SV (2014) The more electric aircraft: technology and challenge. *IEEE Electr Mag* 2:6–12. <https://doi.org/10.1109/MELE.2014.2360720>
- Gao F, Bozhko S, Asher G, Wheeler P, Patel C (2016) An improved voltage compensation approach in a droop-controlled DC power system for the more electric aircraft. *IEEE Trans Power Electron* 31:7369–7383. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2510285>
- Ni K et al (2019) Electrical and electronic technologies in more-electric aircraft: a review. *IEEE Access* 7:76145–76166. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2921622>
- Suyapan A, Areerak K, Bozhko S, Yeoh S, Areerak K (2021) Adaptive stabilization of a permanent magnet synchronous generator-based DC electrical power system in more electric aircraft. *IEEE Trans Transp Electr* 7:2965–2975. <https://doi.org/10.1109/TTE.2021.3081161>
- Rivetta CH, Emadi A, Williamson GA, Jayabalan R, Fahimi B (2006) Analysis and control of a buck DC-DC converter operating with constant power load in sea and undersea vehicles. *IEEE Trans Ind Appl* 42:559–572. <https://doi.org/10.1109/TIA.2005.863903>
- Emadi A, Khaligh A, Rivetta CH, Williamson GA (2006) Constant power loads and negative impedance instability in automotive systems: definition, modeling, stability, and control of power electronic converters and motor drives. *IEEE Trans Veh Technol* 55:1112–1125. <https://doi.org/10.1109/TVT.2006.877483>
- Rahimi AM, Emadi A (2009) An analytical investigation of DC/DC power electronic converters with constant power loads in vehicular power systems. *IEEE Trans Veh Technol* 58:2689–2702. <https://doi.org/10.1109/TVT.2008.2010516>
- Griffo A, Wang J (2012) Large signal stability analysis of “more electric” aircraft power systems with constant power loads. *IEEE Trans Aerosp Electron Syst* 48:477–489. <https://doi.org/10.1109/TAES.2012.6129649>
- Emadi A (2004) Modeling of power electronic loads in AC distribution systems using the generalized State-space averaging method. *IEEE Trans Ind Electron* 51:992–1000. <https://doi.org/10.1109/TIE.2004.834950>
- Emadi A (2004) Modeling and analysis of multiconverter DC power electronic systems using the generalized state-space averaging method. *IEEE Trans Ind Electron* 51:661–668. <https://doi.org/10.1109/TIE.2004.825339>
- Mahdavi J, Emaadi A, Bellar MD, Ehsani M (1997) Analysis of power electronic converters using the generalized state-space averaging approach. *IEEE Trans Circuits Syst I Fundam Theory Appl* 44:767–770. <https://doi.org/10.1109/81.611275>
- Uan-Zo-li A, Burgos RP, Lacaux F, Wang F, Boroyevich D (2004) Assessment of multipulse converter average models for stability studies using a quasistationary small-signal technique. In: The 4th international power electronics and motion control conference, pp. 1654–1658.
- Pakdeeto J, Areerak K, Bozhko S, Areerak K (2021) Stabilization of DC microgrid systems using the loop-cancellation technique. *IEEE J Emerg Sel Top Power Electron* 9:2652–2663. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2021.3053349>
- Areerak K, Sopapirm T, Bozhko S, Hill CI, Suyapan A, Areerak K (2018) Adaptive stabilization of uncontrolled rectifier based AC–DC power systems feeding constant power loads. *IEEE Trans Power Electron* 33:8927–8935. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2779541>
- Feng X, Liu J, Lee FC (2002) Impedance specifications for stable DC distributed power systems. *IEEE Trans Power Electron* 17:157–162. <https://doi.org/10.1109/63.988825>
- Riccobono A, Santi E (2014) Comprehensive review of stability criteria for DC power distribution systems. *IEEE Trans Ind Appl* 17:3525–3535. <https://doi.org/10.1109/TIA.2014.2309800>
- Gao F, Bozhko S (2016) Modeling and impedance analysis of a single DC bus-based multiple-source multiple-load electrical power system. *IEEE Trans Transp Electr* 2:335–346. <https://doi.org/10.1109/TTE.2016.2592680>
- Kim H-J, Kang S-W, Seo G-S, Jang P, Cho B-H (2016) Large-signal stability analysis of DC power system with shunt active damper. *IEEE Trans Ind Electron* 63:6270–6280. <https://doi.org/10.1109/TIE.2016.2581150>
- Liu S, Li X, Xia M, Qin Q, Liu X (2021) Takagi-sugeno multimodeling-based large signal stability analysis of DC microgrid clusters. *IEEE Trans Power Electron* 63:12670–12684. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2021.3076734>
- Zheng H, Yuan X, Cai J, Sun P, Zhou L (2022) Large-signal stability analysis of DC side of VSC-HVDC system based on estimation of domain of attraction. *IEEE Trans Power Syst* 37:3630–3641. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2021.3076734>

24. Phosung R, Areerak K, Sopapirm T, Areerak K (2022) Design and optimization of instability mitigation for AC–DC feeder systems with constant power loads using artificial intelligence techniques. *IEEE Trans Power Electron* 37:5385–5397. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2021.3136354>
25. Department of Defense Interface Standard. (2004, Mar. 12). Aircraft electric power characteristic. [Online]. Available: <https://www.ieee.li/pdf/standards-handbooks/MIL-STD-704F>.
26. Gao F, Zheng X, Bozhko S, Hill CI, Asher G (2015) Modal analysis of a PMSG-based DC electrical power system in the more electric aircraft using eigenvalues sensitivity. *IEEE Trans Transport Electric* 1:65–76. <https://doi.org/10.1109/TTE.2015.2427312>
27. Gao F, Bozhko S (2016) Modeling and impedance analysis of a single DC bus-based multiple-source multiple-load electrical power system. *IEEE Trans Transport Electric* 2:335–346. <https://doi.org/10.1109/TTE.2016.2592680>

**Publisher's Note** Springer Nature remains neutral with regard to jurisdictional claims in published maps and institutional affiliations.

Springer Nature or its licensor (e.g. a society or other partner) holds exclusive rights to this article under a publishing agreement with the author(s) or other rightsholder(s); author self-archiving of the accepted manuscript version of this article is solely governed by the terms of such publishing agreement and applicable law.

Received 11 April 2024, accepted 26 May 2024, date of publication 29 May 2024, date of current version 5 June 2024.

Digital Object Identifier 10.1109/ACCESS.2024.3406855

## RESEARCH ARTICLE

# Design and Optimization of Control System for More Electric Aircraft Power Systems Using Adaptive Tabu Search Algorithm Based on State-Variables-Averaging Model

RATAPON PHOSUNG<sup>✉</sup>, KONGPAN AREERAK<sup>✉</sup>, (Member, IEEE),  
AND KONGPOL AREERAK<sup>✉</sup>, (Member, IEEE)

School of Electrical Engineering, Institute of Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima 30000, Thailand

Corresponding author: Kongpan Areerak (kongpan@sut.ac.th)

This research project is supported by National Research Council of Thailand (NRCT): (Contact No. N41A661128), in part by the Royal Golden Jubilee Ph.D. Program (RGJ), and in part by Suranaree University of Technology (SUT).

**ABSTRACT** An important reflection of the overall efficiency, reliability, and passenger safety of a more electric aircraft (MEA) is the output performance of its electrical power system (EPS) controller. This output performance encompasses the rise time, setting time, and percent undershoot of the voltage across the capacitor bank. Therefore, this article presents an optimal controller design using an artificial intelligence method called the adaptive tabu search (ATS) algorithm. The state-variables-averaging model is applied with the ATS algorithm to reduce computational time. Moreover, stability analysis based on the eigenvalue theorem is used as the penalty condition during the searching process to avoid unstable operation. The output performance of the proposed controller design is superior to that of the conventional controller design. All design results are verified by good agreement with MATLAB and hardware-in-the-loop (HIL) simulations.

**INDEX TERMS** More electric aircraft, vector control, state-variables-averaging model, adaptive tabu search algorithm.

## I. INTRODUCTION

According to published concepts for more electric aircraft (MEA) [1], [2], [3], [4], [5], [6], aircraft performance optimization, flight reliability improvement, and passenger safety improvement are essential tasks. Altering the MEA controller design is an approach with strong potential to accomplish these tasks. Artificial intelligence (AI) techniques are required to achieve the optimal output performance of the MEA's electrical power system (EPS) controller in terms of the rise time, setting time, and percent undershoot of the voltage across the capacitor bank. AI can be used for controller design and many other functions. For example, AI has been applied to the design of active power filters for the adaptive tabu search (ATS) algorithm [7] and genetic algorithm [8],

power flow optimization based on particle swarm optimization [9], ant colony search algorithm [10], antenna array design using artificial bee colony algorithm [11], and the application of the ATS algorithm to instability mitigation [12]. However, one of the crucial problems that arises when applying AI techniques to the EPS of MEA is the simulation time. This is because the simulation of EPS using software packages such as PSIM and MATLAB causes huge computational time due to switching behavior. Thus, a time-invariant model is necessary and sufficient for the controller design. There are several reasonable methods for deriving the time-invariant model of EPS. The generalized state-space averaging modeling technique [13], [14] has been universally used for single-phase rectifiers of AC distribution systems and the power converters of DC distribution systems. The direct quadrature (DQ) approach [1], [2], [6], [12], [15], [16] is suitable for power converters in three-phase AC

The associate editor coordinating the review of this manuscript and approving it for publication was Engang Tian <sup>✉</sup>.



distribution systems. The nonlinear average-value method modeling technique [17] has been applied to analyze 6- and 12-pluse diode rectifiers.

Based on a literature review, the AI technique called the ATS algorithm is selected for use in the present study because it was mathematically proven in [19] to achieve convergence and escape the local solution. As for the modeling technique, the DQ approach is applied to derive the system model because the MEA EPS system considered in the present study consists of an active front-end (AFE) rectifier in three-phase AC distribution systems. Unfortunately, most loads on the MEA are power converters with controls, which behave as constant power loads. These loads act as negative impedance that can significantly degrade system stability, resulting in undesirable output performance. Consequently, stability analysis must be included in the searching process as a penalty condition. The eigenvalue theorem [1], [2], [6], [12], [15], [16], [18] based on small-signal stability analysis is applied with the dynamic model for stability analysis in the present study. The ATS algorithm uses its stability analysis mechanism to search the MEA EPS controller parameters until it reaches the acceptable condition. Under the stable operating state, the output performance of the MEA EPS is better when using the controller designed by the ATS design method than when using the controller designed by the conventional design method. Previous research publications have not reported the application of an AI technique for designing the control system, including the voltage compensator, of modern MEA EPS [4]. Good agreement among the theoretical design results, MATLAB simulation results, and hardware-in-the-loop (HIL) simulation results verify the design approach proposed in this study.

The proposed design process based on the ATS algorithm has the following main advantages:

- The DC bus voltage response of MEA EPS obtained when using the controller designed by the ATS algorithm method is better than that obtained when using the controller designed by the conventional design method. Moreover, the application of an AI technique for designing the control system, including the voltage compensator, of updated MEA EPS has not yet been reported.
- A short computational time can be achieved using the state-variables-averaging model because the switching action of the power converter can be eliminated. It is a beneficial tool and is suitable for obtaining an optimal controller design using AI techniques, wherein system responses are iteratively and continuously calculated.
- A stability assessment mechanism based on the eigenvalue theorem is integrated into design processes to avoid the unstable margin of MEA EPS. Hence, controllers designed using the proposed method can perform better with confirmed stability.
- The HIL simulation technique is used to validate the proposed design concepts. This validation confirms that the proposed controller design can be implemented using a real TMSDCK28335 board.

- Other AI algorithms, e.g., artificial bee colony, ant colony optimization, and flower pollination algorithms, can be applied to achieve an optimal design using the same process described in this article.

This article is structured as follows. In Section II, a single-generator-single-bus DC distribution MEA EPS and its key control parameters are introduced. The modeling of the MEA EPS system using the DQ approach is detailed in Section III. In Section IV, the ATS algorithm, including the stability analysis mechanism during the searching process, is applied to determine the controller parameters under load variation conditions. The validation of the theoretical design results by MATLAB and HIL simulations is presented in Section V. Finally, Section VI concludes this article.

## II. STUDIED MEA EPS CONFIGURATION

A simplified architecture MEA, the single-generator-single bus DC distribution MEA EPS [6], [16] illustrated in Fig. 1, is considered in this study. It consists of a permanent magnet synchronous generator (PMSG) with parasitic parameters (represented by  $R_{s,abc}$  and  $L_{s,abc}$ ), an AFE rectifier, a DC link capacitor (represented by  $C_{dc}$ ), a DC transmission line (represented by  $R_c$  and  $L_c$ ), a bus capacitor or capacitor bank (represented by  $C_b$ ), resistive loads (represented by  $R_L$ ), and an ideal CPL. The resistive loads are used to represent a wing deicing system, and the ideal CPL refers to most electrical power loads on the MEA, such as the actively regulated power converter. The rated powers of  $R_L$  ( $P_{RL, rated}$ ) and CPL ( $P_{CPL, rated}$ ) are determined to be 7 kW and 38 kW, respectively. Consequently, the rated power of the studied system ( $P_{rated}$ ) in Fig. 1 is equal to 45 kW ( $P_{RL, rated} + P_{CPL, rated}$ ). The control structure, depicted by the dashed line in Fig. 1 and detailed in Fig. 3, is the classical vector controller on the  $dq$ -axis, which can be separated into an inner loop and an outer loop.  $K_{pd}$ ,  $K_{id}$ ,  $K_{pq}$ , and  $K_{iq}$  are the cascaded proportional-integral (PI) controller parameters of the inner loop; these parameters control the inductor current on the  $d$ -axis ( $I_d$ ) and the inductor current on the  $q$ -axis ( $I_q$ ).  $K_{pv}$  and  $K_{iv}$  are the PI controller parameters of the outer loop; these parameters regulate the voltage across the DC link capacitor ( $V_{dc}$ ) and the voltage across the capacitor bank ( $V_b$ ), ensuring that both are in the range 250–280 V (determined using the MIL-STD-704F standard [20] after defining the nominal voltage,  $V_b^*$ , as 270 V).  $K_d$  is the droop controller parameter (individual droop gain) of the outer loop and is responsible for sharing the power and current from the PMSG to all loads on the MEA.  $K_t$  is the voltage compensator parameter [1] (global droop gain) of the outer loop, and it is responsible for preventing or reducing voltage drop due to the droop controller's operating behavior. To determine the optimal controller parameters, the ATS algorithm is used to tune  $K_{pd}$ ,  $K_{id}$ ,  $K_{pq}$ ,  $K_{iq}$ ,  $K_{pv}$ ,  $K_{iv}$ ,  $K_d$ , and  $K_t$  via the state-variables-averaging model until the optimal output performance is obtained. Unfortunately, an ideal CPL acts as a negative impedance that can directly reduce system stability. Reduced system stability may result in huge oscillations of voltage



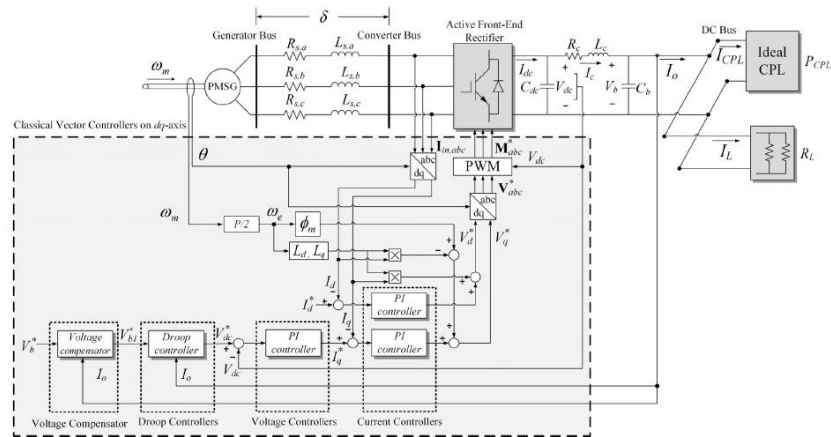


FIGURE 1. Representative DC distribution of MEA EPS.

TABLE 1. The parameters of MEA EPS.

Parameter	Value	Description
$R_s$	1.058 mΩ	Stator resistance
$L_s$	99 μH	Stator inductance
$L_d$	99 μH	Inductance on d-axis
$L_q$	99 μH	Inductance on q-axis
$\phi_m$	0.03644 V·s/rad	Flux linkage
$p$	6	Poles
$\omega_e$	$2\pi \times 400$ rad/s	Electrical rotor angular velocity
$C_{dc}$	1 mF	DC link capacitor
cable length	10 m	Length of DC transmission line
$R_c$	6 mΩ	DC transmission line resistance
$L_c$	2 μH	DC transmission line inductance
$C_b$	0.5 mF	Capacitor bank
$R_L$	10 Ω	resistive load
$I_d^*$	0 A	Reference stator current on d-axis
$V_b^*$	270 V	Nominal voltage

and current responses, potentially causing these responses to become out of control. Hence, the stability assessment mechanism should be integrated into the searching process. Additional details on how to design the MEA EPS controller using the AI approach and stability assessment are provided in Section IV. The system parameters are given in Table 1.

### III. MODELING OF REPRESENTATIVE MEA EPS

As mentioned in Section II, an MEA EPS controller can be designed using the state-variables-averaging model and the ATS algorithm, hereafter referred to as the ATS design method. Thus, the establishment of a time-invariant model that is easy to use and suitable for designing system controllers is essential. Referring to the literature review in Section I, the DQ modeling method is selected to derive

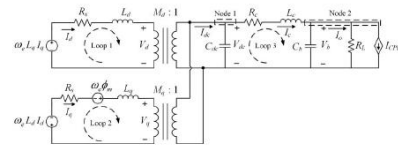


FIGURE 2. Equivalent circuit on the dq-axis of MEA EPS under open-loop operation.

the state-variables-averaging model of MEA EPS without the control system, where the PMSG and the IGBT module are mathematically analyzed as dynamic equations and transformers, respectively, on the dq frame. The resulting equivalent circuit of the MEA without closed-loop control is presented in Fig. 2. After applying Kirchhoff's voltage law and Kirchhoff's current law to Fig. 2, the dynamic model in the form of differential equations is obtained and presented in (1). More details on how to derive the mathematical model using the DQ modeling technique can be found in [16].

$$\begin{cases}
 \dot{I}_d = -\frac{R_s}{L_d} I_d + \omega_e I_q - \frac{M_d}{L_d} V_{dc} \\
 \dot{I}_q = -\omega_e I_d - \frac{R_s}{L_q} I_q - \frac{M_q}{L_q} V_{dc} + \frac{\omega_e \phi_m}{L_q} \\
 \dot{V}_{dc} = \frac{3M_d}{2C_{dc}} I_d + \frac{3M_q}{2C_{dc}} I_q - \frac{1}{C_{dc}} I_c \\
 \dot{I}_c = \frac{1}{L_c} V_{dc} - \frac{R_c}{L_c} I_c - \frac{1}{L_c} V_b \\
 \dot{V}_b = \frac{1}{C_b} I_c - \frac{R_L}{R_L C_b} V_b - \frac{P_{CPL}}{C_b V_b}
 \end{cases} \quad (1)$$

where  $M_d$  and  $M_q$  are the time-invariant switching functions of the IGBT module on a dq-axis. The model in (1) is time-invariant.

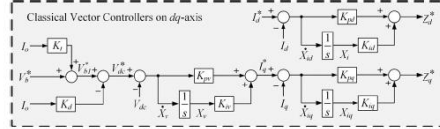


FIGURE 3. Vector controllers on dq-axis for closed-loop operation of MEA EPS.

Next, the MEA EPS model under closed-loop operation is considered. Figure 3 shows a block diagram of classical vector control on the  $dq$ -axis, in which  $X_{id}$  of the  $I_d$  control loop,  $X_{iq}$  of the  $I_q$  control loop, and  $X_v$  of the  $V_{dc}$  control loop are defined as new state variables of the model. According to the control structure shown in Fig. 3, the control signals ( $Z_d^*$  and  $Z_q^*$ ) and reference modulation index on the  $dq$ -axis ( $M_d^*$  and  $M_q^*$ ) are calculated using (2) and (3), respectively. Under the closed-loop operation of the MEA EPS,  $M_d$  and  $M_q$  in (1) become  $M_d^*$  and  $M_q^*$  in (3). After substituting  $M_d^*$  and  $M_q^*$  for  $M_d$  and  $M_q$  and adding all new state variables of controllers, the nonlinear model of the system shown in Fig. 1 derived from the DQ approach is expressed in (4), as shown at the bottom of the next page.

The mathematical model given in (4) is a beneficial tool for computing the desired system responses of the controller designed by the ATS design method because of its accuracy and short computational time [21], [22]. For stability analysis during the design process, the eigenvalue theorem based on the linear time-invariant (LTI) model is a suitable tool. Therefore, the first-order term of the Taylor series expansion is used to transform the nonlinear model in (4) into the LTI model in (5).

$$\begin{cases} \dot{Z}_d^* = -K_{pd}I_d + K_{id}X_{id} + K_{pd}I_d^* \\ \dot{Z}_q^* = -K_{pq}I_q - K_{pv}K_{pq}V_{dc} + K_{iv}K_{pq}X_v \\ \quad + K_{iq}X_{iq} + K_{pv}K_{pq}V_b^* \\ \quad + \frac{K_{pv}K_{pq}(K_t - K_d)V_b}{R_L} + \frac{K_{pv}K_{pq}P_{CPL}(K_t - K_d)}{R_L} \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} M_d^* = \left( \frac{1}{V_{dc}} \right) (Z_d^* + \omega_e L_q I_q) \\ M_q^* = \left( \frac{1}{V_{dc}} \right) (Z_q^* - \omega_e L_d I_d + \omega_e \phi_m) \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} \dot{\delta x} = A(x_0, u_0)\delta x + B(x_0, u_0)\delta u \\ \dot{\delta y} = C(x_0, u_0)\delta x + D(x_0, u_0)\delta u \end{cases} \quad (5)$$

where matrixes A, B, C, and D are the Jacobian matrixes of the MEA EPS depending on the system operation point. The details of  $\delta x$ ,  $\delta u$ ,  $\delta y$ , A, B, C, and D can be found in Appendix.

To validate the mathematical models, an exact topological simulation was conducted using MATLAB/SimPowerSystem

TABLE 2.  $J$  value results of conventional design and ATS design method.

Vector controller parameters/ $J$ value	Design method	
	Conventional method	ATS method
$K_{pd}$	-1.9895	-1.1167
$K_{id}$	-1563.3453	-17846.259
$K_{pq}$	-1.9895	-0.84887
$K_{iq}$	-1563.3453	-15350.0928
$K_{pv}$	3.5744	5.3025
$K_{iv}$	2807.3541	4772.5019
$K_d$	0.06	0.0571
$K_t$	0.06	0.0571
$J$	1.0	0.6861

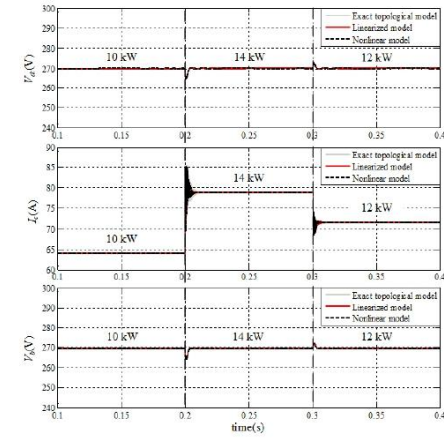


FIGURE 4. Validation of nonlinear and LTI dynamic models.

with the system parameters in Table 1 and the controller parameters in Table 2. The controller parameters for model validation are designed by using the conventional design method, which will be explained in Section IV. The model validation results when the CPL is changed from 10 kW to 14 kW and 12 kW are shown in Fig. 4. These results confirm that the nonlinear and LTI models provide good accuracy.

To determine the benefit of the state-variables-averaging model, the computational time of the simulation is plotted in Fig. 4. Simulation by the exact topological model consumes 18.84 s, whereas simulations by the nonlinear and linearized models consume 0.63 s and 0.25 s, respectively. Therefore, the computational time savings are 96.67% and 98.66% when the system is simulated using the proposed nonlinear and linearized averaging models, respectively. The short simulation time is useful for the ATS design method because the ATS algorithm must perform iterative simulations during the controller design process.

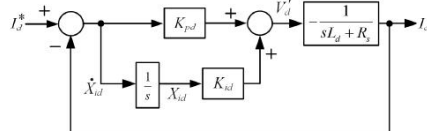


FIGURE 5. Block diagram of current loop control.

#### IV. OPTIMAL MEA EPS CONTROLLER DESIGN

The controllers designed for the MEA EPS using the conventional design method and the proposed ATS design method are detailed in this section.

##### A. CONVENTIONAL DESIGN METHOD

The conventional design method for vector controllers on the  $dq$ -axis uses the characteristic polynomial of the standard second-order system to design the PI controllers for both current and voltage loop controls.

##### 1) CURRENT LOOP CONTROL

Figure 5 shows the block diagram of the current loop control of the studied MEA EPS, which is used to design the controllers for regulating the inductor current on the  $d$ -axis ( $I_d$ ) and the  $q$ -axis ( $I_q$ ). Only the design procedure of the current loop control on the  $d$ -axis will be described in this section because the loop controls on the  $d$ -axis and  $q$ -axis are identical. The closed-loop transfer function of the block diagram in Fig. 5 is expressed by (6).

$$\frac{I_d}{I_d^*} = \frac{K_{pd}s + K_{id}}{L_d s^2 + (R_s - K_{pd})s - K_{id}} \quad (6)$$

After comparing the denominators of (6) and the standard second-order system in (7), the equations for the parameters

$K_{pd}$  and  $K_{id}$  are established and presented in (8).

$$T = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (7)$$

$$\begin{cases} K_{pd} = R_s - 2\zeta\omega_n L_d \\ K_{id} = -L_d \omega_n^2 \end{cases} \quad (8)$$

The equations used for designing the current loop control on the  $d$ -axis can also be used for designing the current loop control on the  $q$ -axis. The equations for calculating  $K_{pq}$  and  $K_{iq}$  are presented in (9).

$$\begin{cases} K_{pd} = R_s - 2\zeta\omega_n L_d \\ K_{id} = -L_d \omega_n^2 \end{cases} \quad (9)$$

where  $\omega_n = 2\pi \times f_{nl}$ .

##### 2) VOLTAGE LOOP CONTROL

Figure 6 shows the block diagram of the voltage ( $V_{dc}$ ) loop control of the MEA EPS, which is used to design the controller to regulate the voltage across the DC link capacitor ( $V_{dc}$ ). The closed-loop transfer function of the block diagram, presented in Fig. 6, is expressed by (10).

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{3m(K_{pv}s + K_{iv})}{4C_{dc}s^2 + 3mK_{pv}s + 3mK_{iv}} \quad (10)$$

Using the same procedure implemented for designing the current loop control, the equations for designing the PI controller of the voltage loop,  $K_{pv}$  and  $K_{iv}$ , are established and expressed in (11).

$$\begin{cases} K_{pv} = \frac{8\zeta_v\omega_{nv}C_{dc}}{3m} \\ K_{iv} = \frac{4C_{dc}\omega_{nv}^2}{3m} \end{cases} \quad (11)$$

where  $\omega_{nv} = 2\pi \times f_{nv}$ .

$$\begin{cases} \dot{I}_d = \frac{(K_{pd} - R_s)}{L_d} I_d - \frac{K_{id}}{L_d} X_{id} - \frac{K_{pd}}{L_d} I_d^* \\ \dot{I}_q = \frac{(K_{pd} - R_s)}{L_q} I_q + \frac{K_{pv}K_{pq}}{L_q} V_{dc} - \frac{K_{pv}K_{pq}(K_t - K_d)}{L_q R_L} V_b - \frac{K_{iq}}{L_q} X_{iq} - \frac{K_{pv}K_{pq}P_{CPL}(K_t - K_d)}{L_q} \cdot \frac{1}{V_b} - \frac{K_{iv}K_{pq}}{L_q} X_v \\ - \frac{K_{pv}K_{pq}}{L_q} V_b^* \\ \dot{V}_{dc} = \frac{3}{2C_{dc}} \cdot \frac{1}{V_{dc}} \cdot [-K_{pd}I_d^2 + K_{id}I_dX_{id} + K_{pd}I_dI_d^* - K_{pq}I_q^2 + \omega_e\phi_m I_q - K_{pv}K_{pq}I_qV_{dc} + \frac{K_{pv}K_{pq}(K_t - K_d)}{R_L} I_qV_b \\ + \frac{K_{pv}K_{pq}P_{CPL}(K_t - K_d)}{R_L} \cdot \frac{I_q}{V_b} + K_{iv}K_{pq}I_qX_v + K_{iq}I_qX_{iq} + K_{pv}K_{pq}I_qV_b^*] - \frac{1}{C_{dc}} I_c \\ \dot{I}_c = \frac{1}{L_c} V_{dc} - \frac{R_c}{L_c} I_c - \frac{1}{L_c} V_b \\ \dot{V}_b = \frac{1}{C_b} I_c - \frac{R_b}{C_b} V_b - \frac{P_{CPL}}{C_b} \cdot \frac{1}{V_b} \\ \dot{X}_v = -V_{dc} + \frac{(K_t - K_d)}{R_L} V_b + (K_t - K_d)P_{CPL} \cdot \frac{1}{V_b} + V_b^* \\ \dot{X}_{id} = -I_d + I_d^* \\ \dot{X}_{iq} = -I_q - K_{pv}V_{dc} + \frac{K_{pv}(K_t - K_d)}{R_L} V_b + K_{pv}(K_t - K_d)P_{CPL} \cdot \frac{1}{V_b} + K_{iv}X_v + K_{pv}V_b^* \end{cases} \quad (4)$$

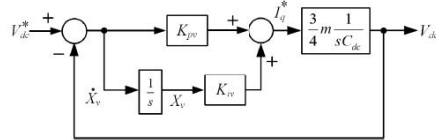


FIGURE 6. Block diagram of voltage loop control.

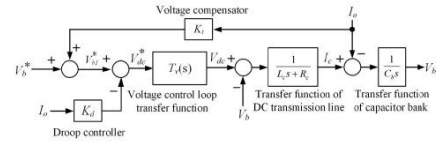


FIGURE 7. Block diagram of droop control and voltage compensation under voltage mode.

### 3) DROOP CONTROL AND VOLTAGE COMPENSATOR

Figure 7 depicts the block diagram of droop control and voltage compensation under voltage mode, in which the individual droop gain  $K_d$  of the droop controller is set equal to the global droop gain  $K_t$  [4]. This is because the power system investigated in this study is a single-generator/single-bus DC distribution MEA EPS. Under minimum transmission loss condition, the optimal gains  $K_t$  can be designed by using (12) and (13).

$$\begin{cases} \text{if } \frac{1}{3} \leq r \leq 1 \\ R_L \frac{1-r}{1+r} < K_t \leq \frac{R_L}{2} \left( \sqrt{1+\frac{1}{r}} - 1 \right) \end{cases} \quad (12)$$

$$\begin{cases} \text{if } r > 1 \\ 0 < K_t \leq \frac{R_L}{2} \left( \sqrt{1+\frac{1}{r}} - 1 \right) \end{cases} \quad (13)$$

where  $r$  is the ratio between the power of the CPL ( $P_{CPL}$ ) and the resistive load ( $P_{RL}$ ).

For this study,  $\zeta_l = 0.8$ ,  $\zeta_v = 0.8$ ,  $f_{ni} = 2000$  Hz, and  $f_{nv} = 200$  Hz are selected to design the PI parameters of the current and voltage loops, and  $P_{CPL} = 8$  kW and  $P_{RL} = 7$  kW are used to calculate the  $K_d$  and  $K_t$  gain for the droop control and voltage compensation, respectively. The resulting controller parameters of MEA EPS designed using the conventional design method are shown in Table 2.

### B. ATS DESIGN METHOD

The methodology for designing the MEA EPS controller parameters using the ATS design method is described in this section. The ATS algorithm is selected for the optimal design because it can ensure convergence and escape the local solution [19], [22]. The ATS algorithm will search the controller

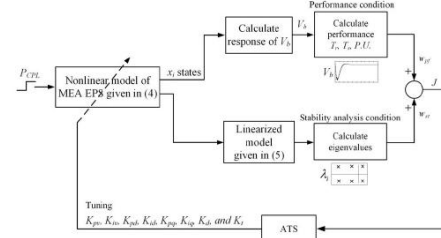


FIGURE 8. Process diagram for the optimal MEA EPS controller parameter design using the ATS design method.

parameters ( $K_{pd}$ ,  $K_{id}$ ,  $K_{pq}$ ,  $K_{iq}$ ,  $K_{pv}$ ,  $K_{iv}$ ,  $K_d$ , and  $K_t$ ) until the optimal solution is obtained, resulting in the optimal output performance. A block diagram representing the process of optimal MEA EPS controller design by the ATS algorithm is shown in Fig. 8. To investigate system stability during the searching process, the eigenvalue theorem based on small-signal stability analysis is used as the penalty condition. The four steps of the design process are described in the remainder of this section.

**Step 1:** The operating range of MEA EPS is determined by defining the value of  $P_{CPL}$ . There are three conditions for setting  $P_{CPL}$ :

- Condition 1: Changing  $P_{CPL}$  from 8 kW to 10 kW;
- Condition 2: Changing  $P_{CPL}$  from 10 kW to 12 kW;
- Condition 3: Changing  $P_{CPL}$  from 12 kW to 14 kW.

For the criteria of selecting these conditions, the minimum value of  $P_{CPL}$  must be more than one-third of  $P_{RL}$  ( $7 \text{ kW}/3 = 2.33 \text{ kW}$ ) [4] to achieve the minimum power loss. The maximum value of  $P_{CPL}$  must be less than 22 kW, which is the unstable margin of the considered system [16]. The sampling power for setting the conditions can be determined arbitrarily.

**Step 2:** The stability margin is assessed for all conditions in Step 1. The Jacobian matrix  $\mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$  of the LTI dynamic model is expressed by substituting the system parameters given in Section I and the vector controller parameters from the ATS searching process into (5). The cost value for the penalty condition or stability analysis condition ( $w_{st}$ ) is determined by (14). According to (14), if the system is unstable  $\text{Re}\{\lambda\} \geq 0$ ,  $w_{st}$  is set to 10000 to eliminate these parameters to make the system unstable. However, if the system is stable,  $w_{st}$  is set to 0.

$$\begin{aligned} & \text{if } \text{Re}\{\lambda\} \geq 0 \\ & \quad w_{st} = 10000 \\ & \quad \text{else} \\ & \quad \quad w_{st} = 0 \\ & \quad \text{end} \end{aligned} \quad (14)$$



*Step 3:* The  $V_b$  responses for all conditions in *Step 1* are calculated using the nonlinear model, which is expressed in (4). As in *Step 2*, the system parameters from Section I and the controller parameters randomly searched from the ATS are substituted into (4). The resulting  $V_b$  response is used to compute the cost value of the performance condition ( $w_{pf}$ ) expressed by (15).

$$w_{pf} = \alpha \left( \frac{T_{r,ATS}}{T_{r,CON}} \right) + \beta \left( \frac{T_{s,ATS}}{T_{s,CON}} \right) + \gamma \left( \frac{P.U.,ATS}{P.U.,CON} \right) \quad (15)$$

where  $T_{r,CON}$ ,  $T_{s,CON}$ , and  $P.U.,CON$  are the rise time, setting time, and percent undershoot of  $V_b$  response when the system is controlled using the vector controller parameters designed by the conventional design method.  $T_{r,ATS}$ ,  $T_{s,ATS}$ , and  $P.U.,ATS$  are from the controller designed by the proposed ATS design method. The priority coefficients of  $T_r$ ,  $T_s$ , and  $P.U.$  are  $\alpha$ ,  $\beta$ , and  $\gamma$ , respectively, which are set to 0.33, 0.33, and 0.34, respectively. The sum of these coefficients must always be equal to 1.

*Step 4:* The stability analysis results and  $V_b$  response performances are assessed on the basis of cost value  $J$  calculated by (16). The ATS algorithm iteratively tunes the controller parameters  $K_{pd}$ ,  $K_{id}$ ,  $K_{pq}$ ,  $K_{iq}$ ,  $K_{pv}$ ,  $K_{iv}$ ,  $K_d$ , and  $K_t$  until  $J$  is minimized, indicating that the optimal  $V_b$  response performance is obtained with stable operation. The ATS parameters, i.e., initial number neighbor, number neighbor, radius, decreasing factor, and round, are set to 20, 40, 0.3, 1.4, and 50, respectively. The setting values of these parameters can be derived from a trial-and-error test under the condition of minimization of  $J$ . As for the defining boundary, the setting procedure is based on the conventional design: the upper and lower limits are, respectively, set to be 1.8 and 0.2 times the value of the controller parameters designed by the conventional design method. The resulting upper and lower limits of  $K_{pd}$ ,  $K_{id}$ ,  $K_{pq}$ ,  $K_{iq}$ ,  $K_{pv}$ ,  $K_{iv}$ ,  $K_d$ , and  $K_t$  are set to  $[-3.5810, -0.3979]$ ,  $[-3126.6906, -28140.2161]$ ,  $[-3.5810, -0.3979]$ ,  $[-3126.6906, -28140.2161]$ ,  $[0.7149, 6.4340]$ ,  $[561.4708, 5053.2375]$ ,  $[0.012, 0.108]$ , and  $[0.012, 0.108]$ , respectively.

$$J = \sum_{i=1}^n w_{pf,i} + w_{st,i} \quad (16)$$

where  $n$  is the number of operating conditions. It is set to 3 on the basis of Step 1.

The resulting controller parameters with their cost values represented by  $J$  and the convergence of  $J$  value are given in Table 2 and Fig. 9, respectively. Unlike the conventional design method, the ATS design method can provide the optimal DC bus voltage response ( $V_b$ ). Figure 10 presents the theoretical stability analysis results when the ATS algorithm is used for the searching process. This figure shows that all solutions from the ATS algorithm can be confirmed for stable operation during the searching process. To verify

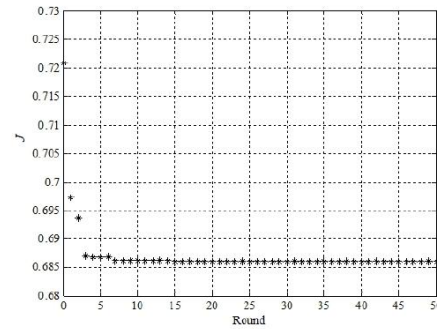


FIGURE 9. Convergence of  $J$  value from ATS design method.

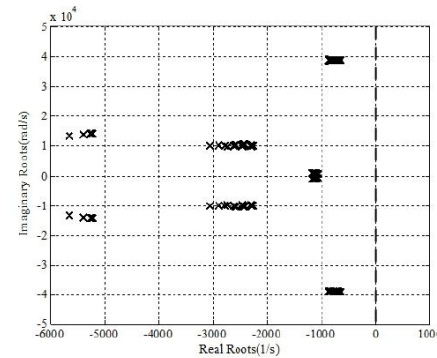


FIGURE 10. Dominant eigenvalue plot for the MEA EPS with the controllers designed using the ATS algorithm.

the proposed optimal design method, simulations using the MATLAB topology model and HIL technique are presented in Section V.

#### V. VERIFICATION BY MATLAB AND HIL SIMULATIONS

The proposed ATS design method can provide the optimal DC bus voltage response under stable operation conditions. In this section, the effectiveness of the controller designed using the ATS design method is validated through intensive time-domain simulations using MATLAB and HIL. For the HIL setup, Fig. 11 shows the connection between TMDSDOCK28335 board and the SimPowerSystem® in MATLAB. The MEA EPS controllers designed using the conventional and the ATS design methods are digitally embedded in a TMDSDOCK28335 board, and the remaining elements, depicted in Fig. 1, are contained in MATLAB. The  $V_b$

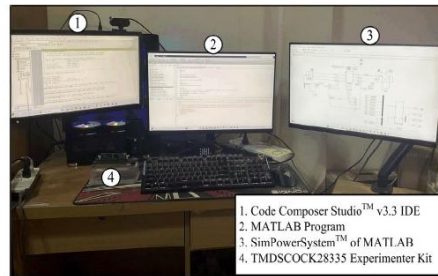


FIGURE 11. Connection between TMDSDOCK28335 board and the SimPowerSystem in MATLAB.

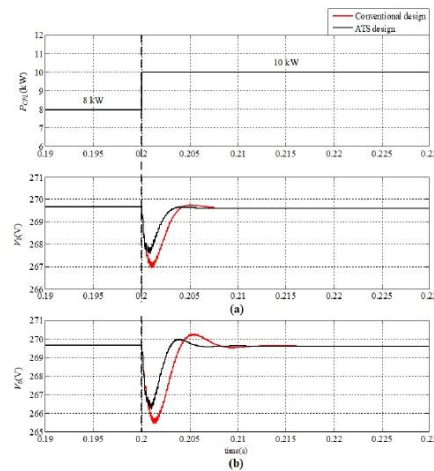


FIGURE 12. The resulting  $V_b$  waveforms under the condition of  $P_{CPL}$  changing from 8 to 10 kW. (a) MATLAB simulation results. (b) HIL simulation results.

waveforms corresponding to the conditions of changing  $P_{CPL}$  from 8 kW to 10 kW, from 10 kW to 12 kW, and from 12 kW to 14 kW are shown in Figs. 12, 13, and 14, respectively. Focusing on the transient responses, MATLAB and HIL simulations confirmed that the output performance of MEA EPS controllers designed by the proposed ATS design method is superior to that of MEA EPS controllers designed by the conventional design method in terms of rise time, setting time, and percent undershoot.

Overall, good agreement is observed among the theoretical results, MATLAB simulation results, and HIL simulation results under all three  $P_{CPL}$  variation conditions. Using the MEA EPS control system designed by the proposed ATS design method, the system operates stably and produces the optimal  $V_b$  response.

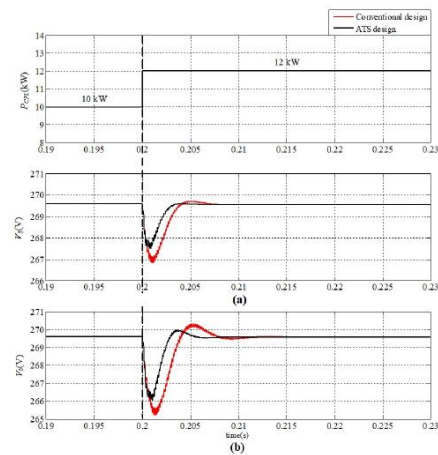


FIGURE 13. The resulting  $V_b$  waveforms under the condition of  $P_{CPL}$  changing from 10 to 12 kW. (a) MATLAB simulation results. (b) HIL simulation results.

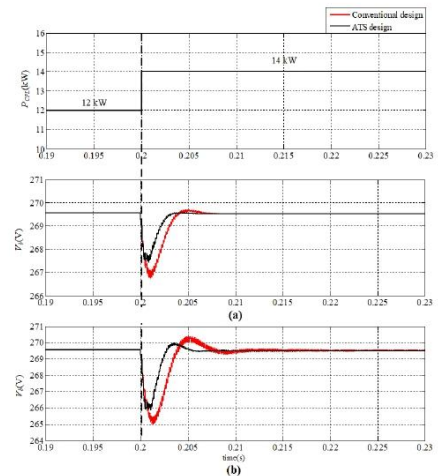


FIGURE 14. The resulting  $V_b$  waveforms under the condition of  $P_{CPL}$  changing from 12 to 14 kW. (a) MATLAB simulation results. (b) HIL simulation results.

## VI. CONCLUSION

In this study, the ATS algorithm is applied to design controllers for the DC EPS of MEA. A modeling technique based on DQ transformation is applied to establish the state-variables-averaging model. The resulting nonlinear model can rapidly and accurately simulate the dynamic response to

evaluate DC bus voltage waveform ( $V_b$ ) performance. For stability analysis during the design process, all eigenvalues are iteratively computed via the LTI dynamic model using a stability analysis technique based on the eigenvalue theorem. The results explicitly demonstrate that the MEA EPS under study maintains a stable state when the load conditions vary. The  $V_b$  response performance of the EPS is better with the controllers designed by the ATS design method than with the controllers designed using the conventional design method. These conclusions are validated by good agreement among the results of theoretical analysis, MATLAB simulations, and HIL simulations. Although the proposed algorithm can perform better than the conventional approach, it requires extra time for the search process. Furthermore, the proposed design method can aid in the controller design of other power systems such as bidirectional AC–DC inverters in electric vehicles and bidirectional voltage source converters in DC microgrid systems. In addition, instead of the proposed ATS algorithm, other AI algorithms, such as artificial bee colony, ant colony optimization, and flower pollination algorithms, can be used to design controllers by following the methodology used in this study. However, a drawback of the proposed technique is that if MEA EPS parameters or their operating points are varied, the controller parameters obtained from the ATS algorithm must be designed again following the process diagram shown in Fig. 8.

#### APPENDIX

The details of  $\delta \mathbf{x}$ ,  $\delta \mathbf{u}$ ,  $\delta \mathbf{y}$ , A, B, C, and D are can be expressed as follow:

$$\begin{aligned}\delta \mathbf{x} &= [\delta I_d \ \delta I_q \ \delta V_{dc} \ \delta I_c \ \delta V_b \ \delta X_v \ \delta X_{id} \ \delta X_{iq}]^T \\ \delta \mathbf{u} &= [\delta I_d^* \ \delta V_b^* \ \delta P_{CPL}]^T \\ \delta \mathbf{y} &= [\delta V_{dc} \ \delta I_c \ \delta V_b]^T\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}a(2, 5) &= -\frac{K_{pv}K_{pq}(K_t - K_d)}{L_q R_L} + \frac{K_{pv}K_{pq}P_{CPL}(K_t - K_d)}{L_q V_{b,0}^2}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}a(3, 1) &= \frac{3}{2C_{dc}} \cdot \frac{1}{V_{dc,0}} (-2K_{pd}I_{d,0} + K_{id}X_{id,0} + K_{pd}I_d^*)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}a(3, 2) &= \frac{3}{2C_{dc}} \cdot \frac{1}{V_{dc,0}} (-2K_{pq}I_{q,0} + \omega_e \phi_m - K_{pv}K_{pq}V_{dc,0} \\ &\quad + K_{pv}K_{pq}V_b^* \\ &\quad + \frac{K_{pv}K_{pq}(K_t - K_d)V_{b,0}}{R_L} + \frac{K_{pv}K_{pq}(K_t - K_d)P_{CPL}}{V_{b,0}} \\ &\quad + K_{iq}X_{iq,0})\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}a(3, 3) &= \frac{3}{2C_{dc}} \cdot \frac{1}{V_{dc,0}^2} (-K_{pd}I_{d,0}^2 + K_{id}I_{d,0}X_{id,0} + K_{pd}I_{d,0}I_d^* \\ &\quad - K_{pq}I_{q,0}^2 \\ &\quad + \frac{K_{pv}K_{pq}(K_t - K_d)I_{q,0}V_{b,0}}{R_L} + \frac{K_{pv}K_{pq}(K_t - K_d)P_{CPL}I_{q,0}}{V_{b,0}} \\ &\quad + \omega_e \phi_m I_{q,0} + K_{iv}K_{pq}I_{q,0}X_{v,0} + K_{iq}I_{q,0}X_{iq,0} \\ &\quad + K_{pv}K_{pq}I_{q,0}V_b^*)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}a(3, 5) &= \frac{3K_{pv}K_{pq}(K_t - K_d)I_{q,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}R_L} - \frac{3K_{pv}K_{pq}(K_t - K_d)P_{CPL}I_{q,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}V_{b,0}^2}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}a(8, 5) &= \frac{K_{pv}(K_t - K_d)}{R_L} - \frac{K_{pv}(K_t - K_d)P_{CPL}}{V_{b,0}^2}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\mathbf{B}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) &= \begin{bmatrix} -\frac{K_{pd}}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{K_{pv}K_{pq}}{L_q} & -\frac{K_{pv}K_{pq}(K_t - K_d)}{L_q V_{b,0}} \\ \frac{3K_{pd}I_{d,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}} & \frac{3K_{pv}K_{pq}I_{q,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}} & \frac{3K_{pv}K_{pq}I_{q,0}(K_t - K_d)}{2C_{dc}V_{dc,0}V_{b,0}} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_b V_{b,0}} \\ 0 & 1 & \frac{K_t - K_d}{V_{b,0}} \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & K_{pv} & \frac{K_{pv}(K_t - K_d)}{V_{b,0}} \end{bmatrix}_{8 \times 3} \\ \mathbf{C}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{3 \times 8}\end{aligned}$$

$$\mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) = \begin{bmatrix} \frac{K_{pd} - R_s}{L_d} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{K_{id}}{L_d} \\ 0 & \frac{K_{pq} - R_s}{L_q} & \frac{K_{pv}K_{pq}}{L_q} & 0 & a(2, 5) & -\frac{K_{iv}K_{pq}}{L_q} & 0 & -\frac{K_{iq}}{L_q} \\ a(3, 1) & a(3, 2) & a(3, 3) & -\frac{1}{C_{dc}} & a(3, 5) & \frac{3K_{iv}K_{pq}I_{q,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}} & \frac{3K_{id}I_{d,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}} & \frac{3K_{iq}I_{q,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_c} & -\frac{R_c}{L_c} & -\frac{1}{L_c} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_b} & -\frac{1}{R_L C_b} + \frac{P_{CPL}}{C_b V_{b,0}^2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & \frac{K_t - K_d}{R_L} - \frac{(K_t - K_d)P_{CPL}}{V_{b,0}^2} & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & -K_{pv} & 0 & a(8, 5) & K_{iv} & 0 & 0 \end{bmatrix}_{8 \times 8}$$



$$\mathbf{D}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{3 \times 3}$$

## REFERENCES

- [1] K.-N. Areerak, T. Wu, S. V. Bozhko, G. M. Asher, and D. W. P. Thomas, "Aircraft power system stability study including effect of voltage control and actuators dynamic," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 47, no. 4, pp. 2574–2589, Oct. 2011.
- [2] K. Areerak, S. V. Bozhko, G. M. Asher, L. De Lillo, and D. W. P. Thomas, "Stability study for a hybrid AC-DC more-electric aircraft power system," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 48, no. 1, pp. 329–347, Jan. 2012.
- [3] P. Wheeler and S. Bozhko, "The more electric aircraft: Technology and challenges," *IEEE Electr. Mag.*, vol. 2, no. 4, pp. 6–12, Dec. 2014.
- [4] F. Gao, S. Bozhko, G. Asher, P. Wheeler, and C. Patel, "An improved voltage compensation approach in a droop-controlled DC power system for the more electric aircraft," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 10, pp. 7369–7383, Oct. 2016.
- [5] A. Barzkar and M. Ghassemi, "Electric power systems in more and all electric aircraft: A review," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 169314–169332, 2020.
- [6] A. Suyapan, K. Areerak, S. Bozhko, S. S. Yeoh, and K. Areerak, "Adaptive stabilization of a permanent magnet synchronous generator-based DC electrical power system in more electric aircraft," *IEEE Trans. Transport. Electrification*, vol. 7, no. 4, pp. 2965–2975, Dec. 2021.
- [7] T. Narongrit, K.-N. Areerak, and K.-L. Areerak, "Design of an active power filter using adaptive Tabu search," in *Proc. 8th WSEAS Int. Conf. Artif. Intell.*, Feb. 2009, pp. 314–318.
- [8] T. Narongrit, K.-N. Areerak, and K.-L. Areerak, "Design of an active power filter using genetic algorithm technique," in *Proc. 9th WSEAS Int. Conf. Artif. Intell.*, Jan. 2010, pp. 46–50.
- [9] K. Rojanaworahiran and K. Chayakulkheeree, "Real and reactive powers decomposition optimal power flow using particle swarm optimization," in *Proc. Int. Conf. Power, Energy Innov. (ICPEI)*, Oct. 2019, pp. 78–81.
- [10] J. Soares, T. Sousa, Z. A. Vale, H. Morais, and P. Faria, "Ant colony search algorithm for the optimal power flow problem," in *Proc. IEEE Power Energy Soc. Gen. Meeting*, Jul. 2011, pp. 1–8.
- [11] L. Wang, X. Zhang, and X. Zhang, "Antenna array design by artificial bee colony algorithm with similarity induced search method," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 55, no. 6, pp. 1–4, Jun. 2019.
- [12] R. Phosung, K. Areerak, T. Sopapim, and K. Areerak, "Design and optimization of instability mitigation for AC-DC feeder systems with constant power loads using artificial intelligence techniques," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 37, no. 5, pp. 5385–5397, May 2022.
- [13] A. Emadi, "Modeling of power electronic loads in AC distribution systems using the generalized state-space averaging method," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 5, pp. 992–1000, Oct. 2004.
- [14] A. Emadi, "Modeling and analysis of multiconverter DC power electronic systems using the generalized state-space averaging method," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 3, pp. 661–668, Jun. 2004.
- [15] J. Pakdeeto, K. Areerak, S. Bozhko, and K. Areerak, "Stabilization of DC MicroGrid systems using the loop-cancellation technique," *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 9, no. 3, pp. 2652–2663, Jun. 2021.
- [16] R. Phosung, K. Areerak, and K. Areerak, "Modeling and stability assessment of permanent magnet machine-based DC electrical power system in more electric aircraft," *Elect. Eng.*, vol. 105, pp. 3175–3190, Jun. 2023.
- [17] A. Uan-Zo-li, R. P. Burgos, F. Lacaux, F. Wang, and D. Boroyevich, "Assessment of multipulse converter average models for stability studies using a quasistationary small-signal technique," in *Proc. 4th Int. Power Electron. Motion Control Conf.*, Aug. 2004, pp. 1654–1658.
- [18] K. Areerak, T. Sopapim, S. Bozhko, C. I. Hill, A. Suyapan, and K. Areerak, "Adaptive stabilization of uncontrolled rectifier based AC-DC power systems feeding constant power loads," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 10, pp. 8927–8935, Oct. 2018.
- [19] D. Puangdownreong, K.-N. Areerak, S. Sujitorn, and T. Kulworanichpong, "Convergence analysis of adaptive Tabu search," *Int. J. Sci. Asia*, vol. 30, no. 2, pp. 183–190, Jul. 2009.
- [20] *Aircraft Electric Power Characteristic*, Standard MIL-STD-704F, 2004. [Online]. Available: <http://www.dodssp.daps.mil/>
- [21] T. Sopapim, K.-N. Areerak, K.-L. Areerak, and A. Srikaew, "The application of adaptive Tabu search algorithm and averaging model to the optimal controller design of buck converters," *Int. J. Elect. Comput. Eng.*, vol. 5, no. 12, pp. 1707–1713, Dec. 2011.
- [22] J. Pakdeeto, R. Chanpittayagit, K. Areerak, and K. Areerak, "The optimal controller design of buck-boost converter by using adaptive Tabu search algorithm based on state-space averaging model," *J. Electr. Eng. Technol.*, vol. 12, no. 3, pp. 1146–1155, May 2017.



**RATAPON PHOSUNG** received the B.Eng. (Hons.) and M.Eng. degrees in electrical engineering from the Suranaree University of Technology (SUT), Nakhon Ratchasima, Thailand, in 2018 and 2021, respectively. He is currently pursuing the Ph.D. degree in electrical engineering. From 2021 to 2022, he was a Researcher with the Institute of Research and Development, SUT. His main research interests include 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.



**KONGPAN AREERAK** (Member, IEEE) received the B.Eng. and M.Eng. degrees in electrical engineering from the Suranaree University of Technology (SUT), Nakhon Ratchasima, Thailand, in 2000 and 2001, respectively, and the Ph.D. degree in electrical engineering from the University of Nottingham, Nottingham, U.K., in 2009. In 2002, he was a Lecturer with the Electrical and Electronic Department, Rangsit University, Thailand. Since 2003, he has been a Lecturer with the School of Electrical Engineering, SUT. He was an Associate Professor of electrical engineering, in 2015. His research interests include 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.



**KONGPOL AREERAK** (Member, IEEE) received the B.Eng., M.Eng., and Ph.D. degrees in electrical engineering from the Suranaree University of Technology (SUT), Thailand, in 2000, 2003, and 2007, respectively. Since 2007, he has been a Lecturer and the Head of the Power Quality Research Unit (PQRU), School of Electrical Engineering, SUT. He was an Associate Professor of electrical engineering, in 2015. His research interests include active power filter, harmonic elimination, AI application, motor drive, and intelligence control systems.

\*\*\*



## RESEARCH ARTICLE

# Improvement in the Stability of DC Electrical Power Distribution Systems in More Electric Aircraft

RATAPON PHOSUNG<sup>✉</sup>, KONGPAN AREERAK<sup>✉</sup>, (Member, IEEE),  
AND KONGPOL AREERAK<sup>✉</sup>, (Member, IEEE)

School of Electrical Engineering, Institute of Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima 30000, Thailand

Corresponding author: Kongpan Areerak (kongpan@sut.ac.th)

This work was supported in part by the National Research Council of Thailand (NRCT) under Contact N41A661128, in part by the Royal Golden Jubilee Ph.D. Program (RGJ), and in part by the Suranaree University of Technology (SUT).

**ABSTRACT** The number of power converters that act as constant power loads (CPLs) has increased continuously with the penetration of power electronic technology in more electric aircraft (MEA). The negative impedance of CPLs can drastically degrade overall stability, resulting in system instability and poor output performance. Herein, stabilization gain based on loop cancelation is introduced to stabilize the electrical power system (EPS) of MEA. After applying the proposed stabilization, the MEA EPS can return to a stable state and operate at high-power levels until the rated power is achieved. A robust analysis is also performed to ensure that the MEA system with the proposed stabilization technique remains stable under all operating conditions despite changes in parameters. Moreover, the voltage response of DC buses can adhere to the MIL-STD-704F standard. Intensive time-domain and hardware-in-the-loop simulations are used to verify the effectiveness of the proposed stabilization technique.

**INDEX TERMS** More electric aircraft (MEA), loop cancelation, active stabilization technique, stability review.

## I. INTRODUCTION

More electric aircraft (MEA) technology is universally acknowledged as a crucial solution for minimizing gas emissions, optimizing global aircraft performance, increasing flight reliability levels, improving power regulation efficiency, and reducing maintenance and operating costs [1], [2], [3], [4], [5], [6]. Wing ice protection, flight control actuation, and fuel pumping systems are traditionally pneumatic, hydraulic, and mechanical systems in conventional aircraft that have been completely or partially replaced by electric systems in MEA architecture. In MEA systems, stability issues are important because most electrical power system (EPS) components are power electronic converters with feedback control loops that behave as constant power

loads (CPLs) [7], [8], [9]. These CPLs can directly degrade system damping, resulting in global system damage and poor output performance. In previous research, stability assessments based on the state variable-averaging model with the eigenvalue theorem [1], [2], [6], [10], [11], [12], [13], Middlebrook's criteria [14], [15], and phase-plane analysis [6], [10], [13] have been proposed to predict unstable points and study the influence of parameter variation in terms of stability. However, if an instability margin occurs before the expected power level is reached, prediction results cannot guarantee stable system operation until the rated power is achieved. In this case, instability mitigation or stabilization is a major solution for extending the system's operating range.

Stabilization techniques can be categorized into two types. The first is passive stabilization [16], [17], which is a simple approach in terms of design and practical implementation.

The associate editor coordinating the review of this manuscript and approving it for publication was Tariq Masood<sup>✉</sup>.

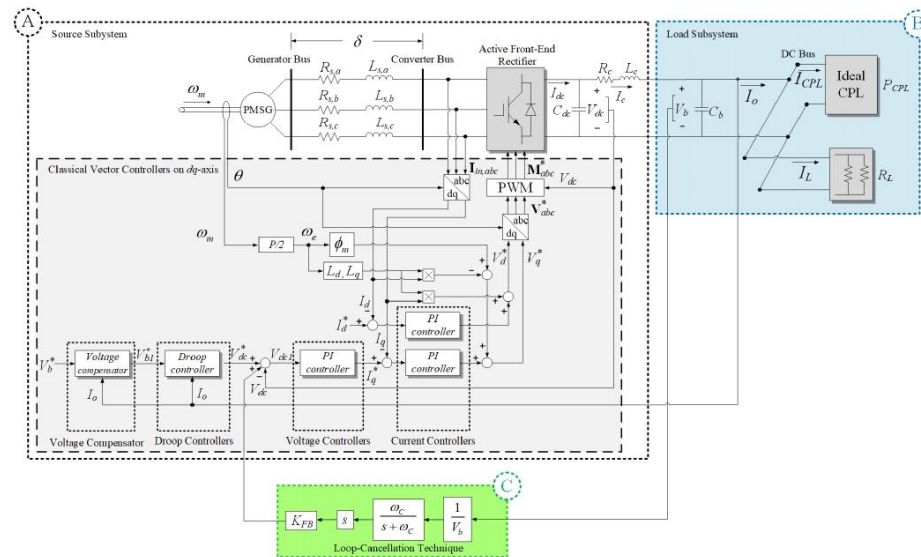


FIGURE 1. Configuration of the considered system in MEA.

Passive devices, e.g., resistors, resistors with inductors, and resistors with capacitors, are installed into systems to increase overall system damping. The drawbacks of the passive approach are its effects on global system size, price, weight, and loss. Therefore, the second type of stabilization, namely active stabilization [18], [19], was introduced. In this technique, the virtual impedance established via control loop structure modification was used for instability mitigation instead of additional components. Active stabilization can provide higher effectiveness and reliability than passive stabilization. Active stabilization of electrical power systems can be classified into three methods. The first is active stabilization from the load (CPL) side [12], [19], [21], [22], [23], [24], [25], wherein the control loop on the load side is modified to compensate for the instability effect of CPL. The disadvantage of this technique is that load performance is considerably reduced. The second method involves eliminating destabilizing effects by installing external circuits between the source and load subsystems [10], [20]. It is suitable for applications with a feeder side that consists of non-switched converters, such as single- and three-phase diode rectifiers. Its drawback is that it increases complexity, costs, and losses. The third method, namely, active stabilization on the source side [26], [27], [28], [29], is the best choice if load dynamics and entire system performance are of concern and crucial. This method can be specifically applied to switched

converters, e.g., bidirectional voltage source converters in DC microgrid systems, three-phase rectifiers in electric railway systems, and bidirectional DC–DC converters in electric vehicles. In this technique, the compensation signal was generated and used to modify the control structure. Only the resulting signal is injected into the control loop of the feeder side.

Based on the literature on the stabilization approach, this paper focuses on the active approach at the source side using loop cancellation [6], [10], [11], [27] because its study system is a single-generator/single-bus DC distribution MEA that includes an active front-end (AFE) rectifier. Herein, instability mitigation can be easily implemented in microcontrollers by coding a program and installing a voltage sensor. Consequently, external components are not required, and the existing load performance is still achieved. Moreover, the essential capability of loop cancellation is that it can completely eliminate the destabilizing effect of CPLs. Therefore, the system can operate at high-power levels until the rated power is achieved. A simplified technique based on the averaging mathematical model was presented to design the gain of the loop cancellation approach. After the proposed stabilization is applied, the system becomes constantly stable, and the DC bus voltage response ( $V_b$ ) adheres to the MIL-STD-704F standard [30]. Intensive MATLAB simulations and hardware-in-the-loop (HIL) were

used to validate the proposed stabilization method. Good agreement among theoretical, simulation, and HIL was obtained.

The main contributions of this article are as follows:

- A simple technique based on the averaging model for designing stabilization gain to eliminate the unstable effect is presented.
- Robustness analysis was performed to demonstrate that parameter variations did not affect the stabilization results when the proposed method was applied to MEA EPS.
- The proposed design concepts for instability mitigation in MEA are intensively verified by using HIL simulation.

The rest of this article is organized as follows: The MEA EPS with a single-generator/single-bus DC distribution and the effect of CPLs on system stability are introduced in Section II. In Section III, the principle of loop cancelation for eliminating the CPL effect in MEA EPS is described. An explanation of the design of the compensated gain of the cancelation loop, mathematical model derivation, small-signal stability analysis based on the eigenvalue theorem with participation factor analysis, and large-signal stability analysis using phase-plane analysis are described in Section III. The verification of the theoretical analysis using MATLAB and HIL simulations is presented in Section IV. Finally, the advantages and benefits of the appropriate gain design are discussed and concluded in Section V.

## II. MEA EPS WITH THE DESTABILIZING EFFECT OF CPLS

The representative DC distribution MEA EPS shown in Fig. 1 consists of three parts. The first part (A) is called the source subsystem, which contains the connection of a permanent magnet synchronous generator (PMSG) with its parasitic parameters  $R_{s,abc}$  and  $L_{s,abc}$  with a DC transmission line (represented by  $R_c$  and  $L_c$ ) via an AFE rectifier. This AFE is used to convert AC power (generated by PMSG) into DC power to provide the MEA loads in Part B. The smooth output voltage of the AFE rectifier ( $V_{dc}$ ) can be achieved using the DC link  $C_{dc}$ . The control scheme used in the AFE rectifier is illustrated in the gray area in Fig. 1. The classical vector controllers on  $dq$ -axis were applied, wherein the reference current ( $I_d^*$ ) is set as 0 A to enable the PMSG in full-flux operation mode by using the current controller on the  $d$ -axis. The current controller on the  $q$ -axis and voltage controller are used to control the voltage of the DC link capacitor ( $V_{dc}$ ) and DC bus voltage ( $V_b$ ) to be equal to 250–280 V (defined by the MIL-STD704F standard) by setting the nominal voltage ( $V_b^*$ ) as 270 V. The desired power and current sharing for MEA EPS loads is provided by the droop controller under voltage mode. However, when droop control is applied in traditional aircraft [4], [6], a massive voltage drop occurs, resulting in unacceptable  $V_{dc}$  and  $V_b$  in certain applications. Consequently, voltage-regulation issues are important

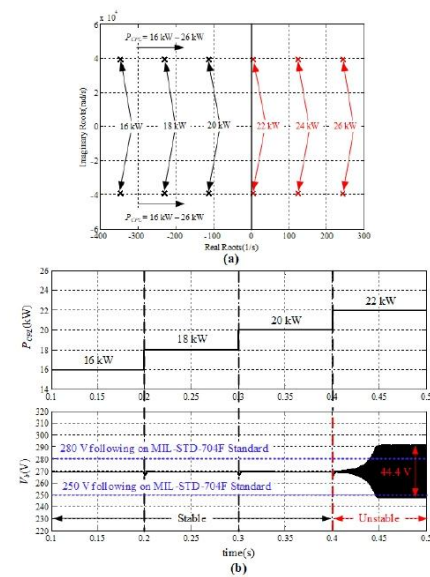


FIGURE 2. Stability prediction results of MEA EPS without the proposed mitigation technique. (a) Analytical results. (b) Simulation results.

and must be addressed. In this study, a voltage compensator, which was widely applied in modern MEA EPSs, is used to mitigate voltage drop issues and minimize power loss [4], [13], [31]. All controllers of the AFE rectifier were designed via the classical approach [13], [31]. In the second part (B), i.e., the load subsystem, depicted in blue areas, consists of a bus capacitor (represented by  $C_b$ ); resistive loads or a wing deicing system (represented by  $R_L$ ); and an ideal CPL associated with the active control of power electronic circuits, such as power converters under voltage mode control and electric motor drive under speed mode control. The rated power of  $R_L$  ( $P_{R_L,rated}$ ) and CPL ( $P_{CPL,rated}$ ) are set as 7 and 38 kW, respectively. This situation indicates that the rated power of the considered system ( $P_{rated}$ ) is equal to 45 kW ( $P_{R_L,rated} + P_{CPL,rated}$ ). The third part (C), namely, loop cancelation, is further explained in Section III. The system parameters of Fig. 1 are given in Appendix A.

In the case without loop cancelation (third [C] part), CPLs can directly degrade system stability. A stability study is, therefore, essential. In this study, the PMSG and AFE models are mathematically analyzed to provide the time-invariant mathematical model of the entire system. The resulting model is suitable for stability studies. The dominant eigenvalue plot and simulation result of system in Fig. 1 without the



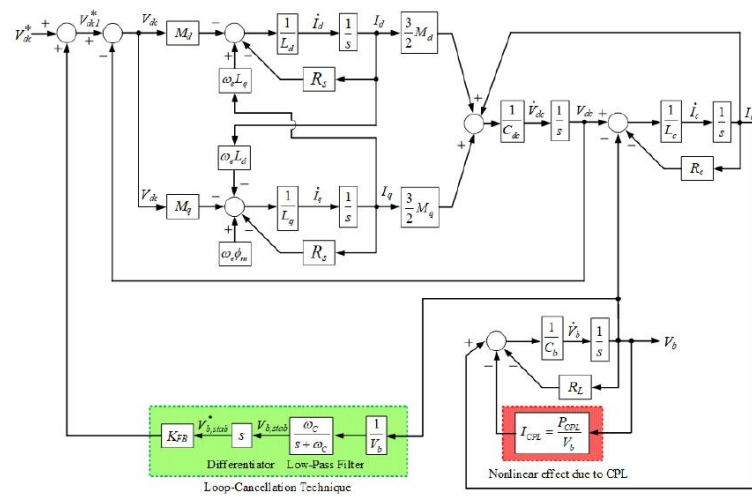


FIGURE 3. Loop cancellation applied to MEA EPS.

stabilization technique are obtained on the basis of the procedure in [13] and are shown in Fig. 2.

The analytical results in Fig. 2(a) show that the CPL's behavior can destabilize the system at the CPL power level ( $P_{CPL}$ ) of 22 kW. Fig. 2(b) depicts the validation of Fig. 2(a) using MATLAB simulation. As can be observed from Fig. 2, the unstable point of MEA EPS occurs before  $P_{rated}$  (45kW). Therefore, stabilization approaches are necessary as explained in the next section.

### III. ACTIVE STABILIZATION WITH LOOP CANCELLATION

Fig. 3 shows that active stabilization at the feeder side using loop cancellation was applied to mitigate the instability issue in the MEA EPS. As a result, the considered system can operate until the rated power is achieved under a stable condition wherein the rated power of the considered system is equal to 45kW. Moreover, the application of the loop-cancellation technique to AFE rectifier-based AC-DC converters does not require passive devices or external circuits. Given that only a voltage sensor is added to the system to detect  $V_b$ , the size, weight, price, and power loss of the overall system are unaffected when loop cancellation is applied.

In the block diagram of the MEA EPS with the proposed stabilization approach (Fig. 3), the effect of CPLs that can reduce system damping is represented by the term ( $P_{CPL}/V_b$ ) in the red area. The proposed mitigation technique was initiated by detecting the inverted voltage across the capacitor bank ( $1/V_b$ ). This inverted voltage is

then fed through a low-pass filter ( $s/(s+\omega_c)$ ) to provide a stabilization signal ( $V_{b,stab}$ ). The slope of the stabilization signal ( $V_{b,stab}$ ) can be obtained using a derivative term ( $s$ ). Subsequently, the resulting slope is multiplied by feedback gain ( $K_{FB}$ ) and directly injected into the voltage control loop to generate the new voltage reference  $V_{dc1}^*$  as calculated by

$$\begin{cases} V_{dc1}^* = V_{dc}^* + K_{FB}s V_{b,stab} \\ V_{dc1}^* = V_{dc}^* + K_{FB}s \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \cdot \left( \frac{1}{V_b} \right) \end{cases} \quad (1)$$

where  $\omega_c$  is the cutoff frequency (rad/s) at which  $\omega_c$  is designed to be 1.25 times the resonance frequency ( $1.25\omega_r$ ).  $\omega_r$  can be calculated by using (2):

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_c C_b}} \quad (2)$$

The  $K_{FB}$  gain can be adjusted to obtain the appropriate value for eliminating the instability effect of CPLs. The  $K_{FB}$  gain, depending on the power level of CPL, can be designed using a dynamic model with stability analysis. In this study, the averaging mathematical model of the MEA EPS shown in Fig. 1 can be derived by applying the DQ modeling approach. The MEA EPS without closed-loop control is first considered for the initiation of model derivation. The DQ approach was used to analyze the PMSG and eliminate the switching action of the IGBT module in the AFE rectifier.

As a result, the dynamic model can be expressed as (3).

$$\begin{cases} \dot{I}_d = -\frac{R_s}{L_d} I_d + \omega_e I_q - \frac{M_d}{L_d} V_{dc} \\ \dot{I}_q = -\omega_e I_d - \frac{R_s}{L_q} I_q - \frac{M_q}{L_q} V_{dc} + \frac{\omega_e \phi_m}{L_q} \\ \dot{V}_{dc} = \frac{3M_d}{2C_{dc}} I_d + \frac{3M_q}{2C_{dc}} I_q - \frac{1}{C_{dc}} I_c \\ \dot{I}_c = \frac{1}{L_c} V_{dc} - \frac{R_c}{L_c} I_c - \frac{1}{L_c} V_b \\ \dot{V}_b = \frac{1}{C_b} I_c - \frac{1}{R_L C_b} V_b - \frac{P_{CPL}}{C_b V_b} \end{cases} \quad (3)$$

where  $M_d$  and  $M_q$  are the time-invariant switching functions of the IGBT module on the  $dq$  axis. Additional details on how to derive the MEA EPS model using the DQ method can be found in [13].

As shown by (3), the model is time-invariant after derivation. However, the model of (3) can describe system behavior under open-loop control. For closed-loop control, Fig. 4 shows the schematic of classical vector control on the  $dq$ -axis (gray area) with loop cancellation (green area), wherein new state variables, i.e.,  $X_{id}$ ,  $X_{iq}$ ,  $X_v$ , and  $V_{stab}$ , are considered in the model. The new variables  $X_{id}$ ,  $X_{iq}$ ,  $X_v$ , and  $V_{stab}$  are related to the  $I_d$ ,  $I_q$ ,  $V_{dc}$  control and mitigation loops. Analyzing the structure in Fig. 4 using basic circuit theory yields the control signals ( $Z_d^*$  and  $Z_q^*$ ) and the reference modulation index on the  $dq$ -axis ( $M_d^*$  and  $M_q^*$ ) given in (4) and (5), respectively.

$$\begin{cases} Z_d^* = -K_{pd} I_d + K_{id} X_{id} + K_{pd} I_d^* \\ Z_q^* = -K_{pq} I_q - K_{pv} K_{pq} V_{dc} + K_{iv} K_{pq} X_v \\ \quad + K_{iq} X_{iq} + K_{pv} K_{pq} V_b^* + \frac{K_{pv} K_{pq} (K_t - K_d) V_b}{R_L} \\ \quad + \frac{K_{pv} K_{pq} P_{CPL} (K_t - K_d)}{R_L} + \frac{K_{pv} K_{pq} (K_t - K_d) V_b}{R_L} \\ \quad + \frac{K_{pv} K_{pq} P_{CPL} (K_t - K_d)}{R_L} - K_{pv} K_{pq} K_{FB} \omega_c V_{b,stab} \\ \quad + K_{pv} K_{pq} K_{FB} \frac{\omega_c}{V_b} \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} M_d^* = \left( \frac{1}{V_{dc}} \right) (Z_d^* + \omega_e L_q I_q) \\ M_q^* = \left( \frac{1}{V_{dc}} \right) (Z_q^* - \omega_e L_d I_d + \omega_e \phi_m) \end{cases} \quad (5)$$

The switching functions  $M_d$  and  $M_q$  in (3) can be replaced with the reference modulation indices  $M_d^*$  and  $M_q^*$  in (5). The nonlinear time-invariant model of the closed-loop MEA EPS with loop cancellation can be expressed as (6).

However, a linearized model is also required for stability studies based on the small-signal stability technique. Therefore, the first-order term of the Taylor series expansion was used to derive the linearized state-space model. As a result, the set of differential equations suitable for

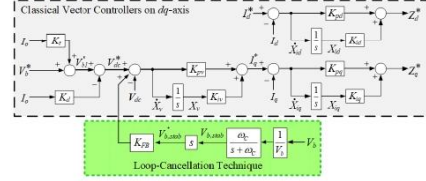


FIGURE 4. Schematic of the employed controllers with the cancellation loop.

small-signal stability analysis can be expressed as (7).

$$\begin{cases} \dot{I}_d = \frac{(K_{pd} - R_s)}{L_d} I_d - \frac{K_{id}}{L_d} X_{id} - \frac{K_{pd}}{L_d} I_d^* \\ \dot{I}_q = \frac{(K_{pd} - R_s)}{L_q} I_q + \frac{K_{pv} K_{pq}}{L_q} V_{dc} - \frac{K_{pv} K_{pq} (K_t - K_d)}{L_q R_L} V_b \\ \quad - \frac{K_{iq}}{L_q} X_{iq} - \frac{K_{pv} K_{pq} P_{CPL} (K_t - K_d)}{L_q} \frac{1}{V_b} - \frac{K_{iv} K_{pq}}{L_q} X_v \\ \quad - \frac{K_{pv} K_{pq} K_{FB} \omega_c}{L_q} \frac{1}{V_b} + \frac{K_{pv} K_{pq} K_{FB} \omega_c}{L_q} V_{b,stab} \\ \quad - \frac{K_{pv} K_{pq}}{L_q} V_b^* \\ \dot{V}_{dc} = \frac{3}{2C_{dc}} \cdot \frac{1}{V_{dc}} \cdot \left[ K_{pd} I_d^2 + K_{id} I_d X_{id} + K_{pd} I_d I_d^* - K_{pq} I_q^2 \right. \\ \quad + \omega_e \phi_m I_q - K_{pv} K_{pq} I_q V_{dc} + \frac{K_{pv} K_{pq} (K_t - K_d)}{R_L} I_q V_b \\ \quad + \frac{K_{pv} K_{pq} P_{CPL} (K_t - K_d)}{L_q} \cdot \frac{I_q}{V_b} + K_{iv} K_{pq} I_q X_v \\ \quad + K_{iq} I_q X_{iq} + K_{pv} K_{pq} K_{FB} \omega_c \frac{I_q}{V_b} \\ \quad \left. - K_{pv} K_{pq} K_{FB} \omega_c I_q V_{b,stab} + K_{pv} K_{pq} I_q V_b^* \right] \\ \quad - \frac{1}{C_{dc}} I_c \\ \dot{I}_c = \frac{1}{L_c} V_{dc} - \frac{R_c}{L_c} I_c - \frac{1}{L_c} V_b \\ \dot{V}_b = \frac{1}{C_b} I_c - \frac{1}{R_L C_b} V_b - \frac{P_{CPL}}{C_b} \frac{1}{V_b} \\ \dot{X}_v = -V_{dc} + \frac{(K_t - K_d)}{R_L} V_b + (K_t - K_d) P_{CPL} \frac{1}{V_b} \\ \quad + K_{FB} \omega_c \frac{1}{V_b} - K_{FB} \omega_c V_{b,stab} + V_b^* \\ \dot{X}_{id} = -I_d + I_d^* \\ \dot{X}_{iq} = -I_q - K_{pv} V_{dc} + \frac{K_{pv} (K_t - K_d)}{R_L} V_b \\ \quad + K_{pv} (K_t - K_d) P_{CPL} \cdot \frac{1}{V_b} + K_{pv} K_{FB} \omega_c \frac{1}{V_b} \\ \quad - K_{pv} K_{FB} \omega_c V_{b,stab} + K_{iv} X_v + K_{pv} V_b^* \\ \dot{V}_{b,stab} = \frac{\omega_c}{V_b} - \omega_c V_{b,stab} \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} \delta \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{x} + \mathbf{B}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{u} \\ \delta \dot{\mathbf{y}} = \mathbf{C}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{x} + \mathbf{D}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) \delta \mathbf{u} \end{cases} \quad (7)$$

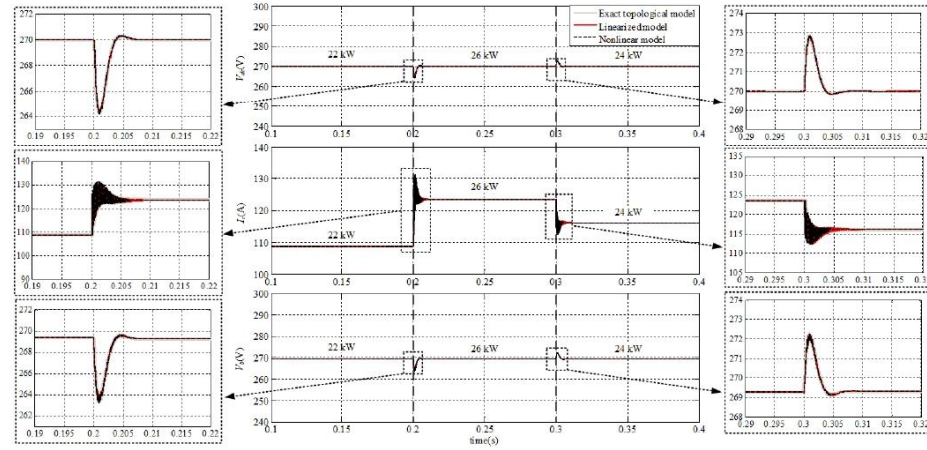


FIGURE 5. Validation of the proposed model established through the DQ approach.

where matrices A, B, C, and D are the Jacobian matrices of the MEA EPS in the general form depending on the system operation point. The details of A, B, C, and D can be found in Appendix B.

As shown in Appendix A, intensive MATLAB time-domain simulations using system parameters with  $\omega_c = 39528.47$  rad/s and  $K_{FB} = 1$  are performed to validate the nonlinear model in (6) and linearized model in (7). The CPL changes from 22 kW to 26 and 24 kW at the time instants of 0.2 and 0.3 s, respectively. Fig. 5 shows that both models can provide the correct transient and steady-state responses. Therefore, the derived models can be used to design the  $K_{FB}$  value. The mitigated system is expected to be stable when it reaches the rated power of CPLs without encountering instability or operation issues. The method for designing the suitable  $K_{FB}$  is described below.

#### A. DESIGN OF APPROPRIATED $K_{FB}$ GAIN

The design of the appropriate  $K_{FB}$  gain based on the mathematical model of the MEA EPS with loop cancellation is introduced in this section. Stability assessment techniques, namely, small-signal stability analysis using the eigenvalue theorem, a modal analysis technique called participation factor analysis, and large-signal stability analysis via phase-plane analysis, are performed to provide a sufficiently small  $K_{FB}$  for instability mitigation at the full power of CPLs. Fig. 6 shows the dominant eigenvalue plot obtained by using the linearized model in (7) with the parameters in Appendix A and  $\omega_c = 39528.47$  rad/s when the  $K_{FB}$  gain changes from 0 to 1.1 and the CPL is fixed at the rated power of 38 kW. The trajectory of the eigenvalue in Fig. 6

illustrates that the real part of the dominant eigenvalues exceeded 0 when  $0 \leq K_{FB} \leq 1$ . The system is therefore unstable at  $P_{CPL} = 38$  kW if  $K_{FB} \leq 1$ . By contrast, the system can return to the stable state again when  $K_{FB}$  ranges from 1.01 to 1.1 (refer to the blue dominant eigenvalue located on left-hand side of the  $s$  plane).

However, information from the eigenvalue theorem is insufficient to assess the adherence of  $V_b$  to the MIL-STD-704F standard. Thus, participation factor analysis is applied with the eigenvalue theorem to identify the contribution of the state variables, including the related system parameters, and to study the stability of the MEA EPS in depth. Tables 1 and 2 show the participation matrices calculated from the system model in (7) the absence of mitigation ( $K_{FB} = 0$ ) and in the presence of the appropriate mitigation ( $K_{FB} = 1.01$ ), respectively. The details of the calculation of the participation matrix can be found in [12] and [13]. Tables 1 and 2 show that the state variables  $I_c$  and  $V_b$  are related to parameters  $L_c$  and  $C_b$ , which are involved in the dominant poles of Fig. 6. Therefore, the state variables  $I_c$  and  $V_b$  are used to construct the phase plane in Figs. 7 and 8. As depicted in Fig. 7, the phase-plane trajectory on the  $I_c$ - $V_b$  plane when  $P_{CPL} = 38$  kW with  $K_{FB} = 0$  starts from the initial point and then diverges from the equilibrium point. This situation indicates that the system was unstable at this operating point. Moreover, the steady-state response of  $V_b$  does not follow the MIL-STD-704F standard (exceeding the range of 250–280 V). If the proposed stabilization is applied with  $K_{FB} = 1.01$ , the MEA EPS can maintain stable operation at the rated power, and the characteristics of  $V_b$  can also adhere to the MIL-STD-704F



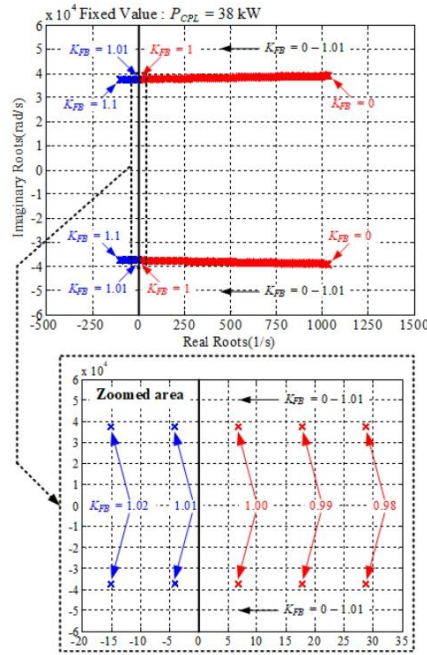


FIGURE 6. Dominant eigenvalue plot of the MEA EPS with loop cancellation for the design of the appropriate  $K_{FB}$ .

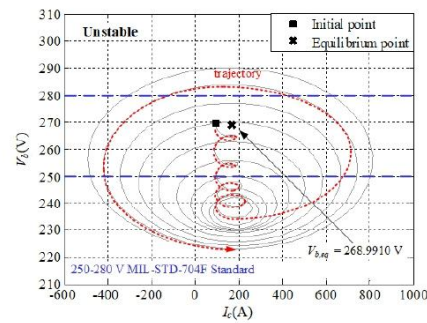


FIGURE 7. Analytical results of the phase-plane analysis for  $P_{CPL} = 38$  kW with  $K_{FB} = 0$ .

standard completely. The MEA EPS trajectory in the magnified areas of Fig. 8 moved to the equilibrium point, whereas the amplitude of  $V_b$  was in the range of 250–280 V.

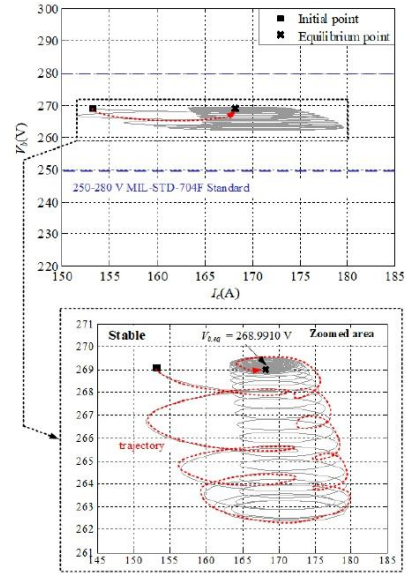


FIGURE 8. Analytical results of the phase-plane analysis for  $P_{CPL} = 38$  kW with  $K_{FB} = 1.01$ .

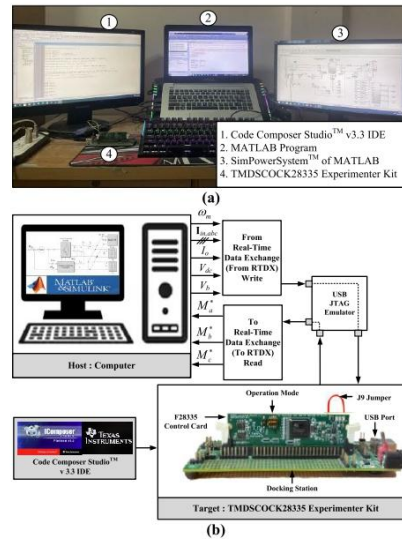
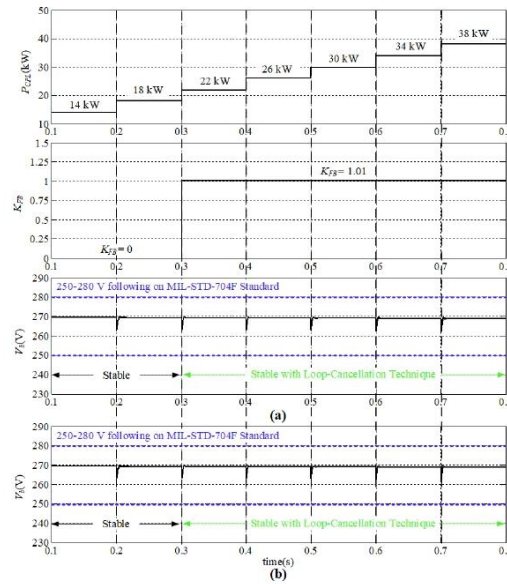


FIGURE 9. HIL simulation. (a) Overview of the simulation setup. (b) Process diagram of simulation.



**FIGURE 10.** Investigation of the proposed technique for designing the appropriate  $K_{FB}$ . (a) MATLAB simulation result. (b) HIL simulation result.

**TABLE 1.** Participation matrix in the absence of mitigation.

	Eig. I	...	Eig. III	Eig. IV	...	Eig. IX
$I_d$	0.8333	...	0	0	...	0
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
$I_c$	0	...	0.4896	0.4896	...	0
$V_b$	0	...	0.3220	0.3220	...	0
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
$V_{sub}$	0	...	0	0	...	1
	Mode I	...	Mode II (Dominant mode)		...	Mode V

**TABLE 2.** Participation matrix in the presence of appropriate mitigation.

	Eig. I	...	Eig. III	Eig. IV	...	Eig. IX
$I_d$	0.8333	...	0	0	...	0
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
$I_c$	0	...	0.5125	0.5125	...	0.0014
$V_b$	0	...	0.3266	0.3266	...	0.3792
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
$V_{sub}$	0	...	0.0378	0.0378	...	0.0196
	Mode I	...	Mode II (Dominant mode)		...	Mode V

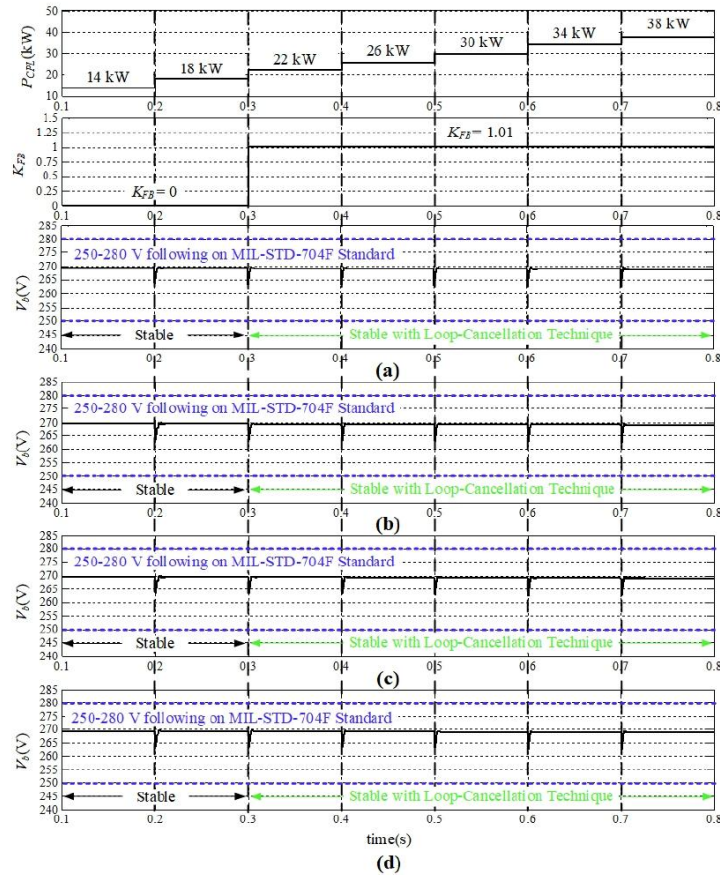
Simulations using the MATLAB/SimPowerSystems environment and HIL were performed to verify the effectiveness of the proposed instability mitigation. Its results are presented in Section IV.

#### IV. SIMULATION VERIFICATIONS USING A MATLAB TOPOLOGY MODEL AND HIL TECHNIQUE

As discussed in the previous section, the unstable operation of the studied MEA EPS in Fig. 1 occurs when  $P_{CPL} \geq 22$  kW. The proposed technique based on loop cancellation was introduced to solve this issue. The theoretical results in 6–8 confirm that the system using the proposed mitigation technique is always stable under all operating

conditions and exhibits the desired  $V_b$ . The intensive verification by simulation using the MATLAB topology model and HIL technique is reported in this section. Figs. 9(a) and (b) present the rig and block diagram of HIL simulations, respectively. Herein, the simulation of high-power components, i.e., the PMSG, AFE rectifier, DC link capacitor, DC transmission line, bus capacitor, resistive load, and ideal CPL, are assessed in the MATLAB/SimPowerSystems environment, whereas the employed vector controllers on the  $dq$ -axis with the loop-cancellation technique are digitally generated on a TMDSDOCK28335 board by coding with the C programming language and Code Composer Studio software.





**FIGURE 11.** Robustness analysis of the variation in transmission resistance. (a) MATLAB simulation result for  $R_c + 2\% = 6.1 \text{ m}\Omega$ . (b) HIL simulation result for  $R_c + 2\% = 6.1 \text{ m}\Omega$ . (c) MATLAB simulation result for  $R_c - 2\% = 5.9 \text{ m}\Omega$ . (d) HIL simulation result for  $R_c - 2\% = 5.9 \text{ m}\Omega$ .

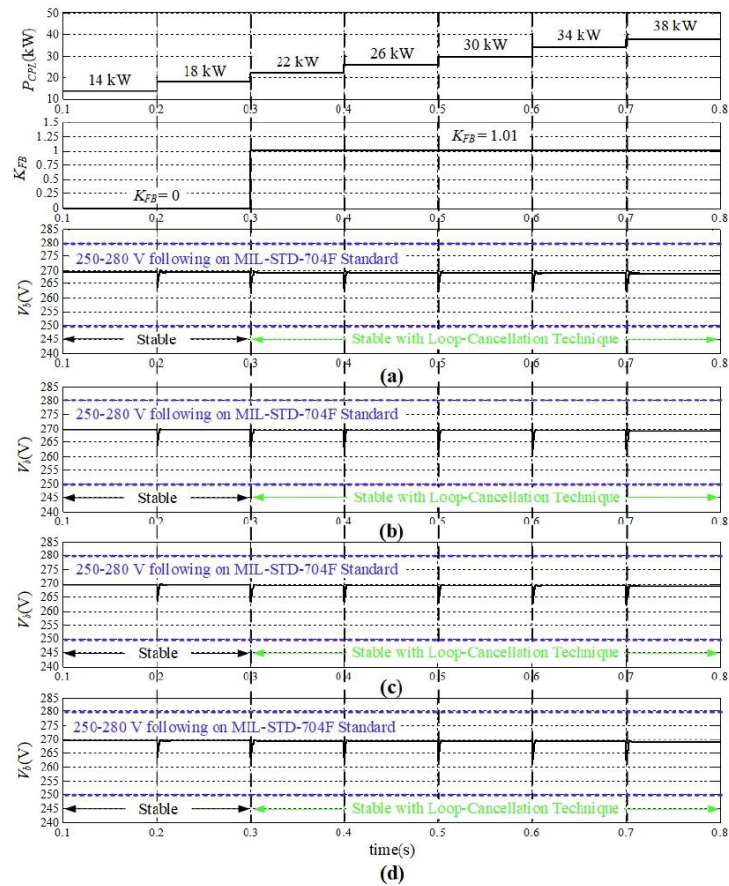
The details of the HIL simulation are explained below.

Step 1: The rotor velocity ( $\omega_m$ ), input currents of the AFE rectifier ( $I_{in,abc}$ ), load current ( $I_o$ ), voltage across the DC link capacitor ( $V_{dc}$ ), and DC bus voltage ( $V_b$ ) in the MATLAB topology model in the computer acting as a host are detected. Next, these data were exported to the TMDSDOCK28335 board acting as a target via From RTDX blocks and the Joint Test Action Group emulator interface.

Step 2: The received data ( $\omega_m$ ,  $I_{in,abc}$ ,  $I_o$ ,  $V_{dc}$ , and  $V_b$ ) are assessed by the implemented controllers on the board to generate reference modulation indices ( $M_a^*$ ,  $M_b^*$ , and  $M_c^*$ ).

Step 3:  $M_a^*$ ,  $M_b^*$ , and  $M_c^*$  are returned to the host with RTDX blocks to control the AFE rectifier.

Efficiency tests under various operating conditions can be divided into two cases. In the first case, the MEA EPS operation must be stable until the rated power is obtained without encountering instability issues. Moreover,  $V_b$  should adhere to the MIL-STD-704F standard. In the second case, the proposed active mitigation technique must maintain system stability under all operating conditions despite the change in aircraft parameters. The simulation results from MATLAB and HIL, which verify the efficiency of the



**FIGURE 12.** Robustness analysis of the variation in load resistance. (a) MATLAB simulation result for  $R_L + 2\% = 10.2 \Omega$ . (b) HIL simulation result for  $R_L + 2\% = 10.2 \Omega$ . (c) MATLAB simulation result for  $R_L - 2\% = 9.8 \Omega$ . (d) HIL simulation result for  $R_L - 2\% = 9.8 \Omega$ .

proposed mitigation technique, are illustrated in Figs. 10, 11, and 12.

The MATLAB and HIL simulation results in Figs. 10(a) and 10(b) confirm that the system can return to a stable condition and operate at high-power levels until the rated power is achieved. The output response performance investigation shows that the proposed design can provide the  $V_b$  that agrees with the MIL-STD-704F standard. The amplitude of  $V_b$  is constant within the range of 250V-280V, and the maximum ripple voltage does not exceed 6 V.

Figs. 11(a)–(d) show the simulation results  $R_c + 2\% = 6.1 \text{ m}\Omega$  and  $R_c - 2\% = 5.9 \text{ m}\Omega$ . Fig. 12(a)–(d) provide the simulation results in the case of  $R_L + 2\% = 10.2 \Omega$  and  $R_L - 2\% = 9.8 \Omega$ . Even though  $R_c$  and  $R_L$  change, the system can maintain stable operation within the rated power by using the  $K_{FB}$  designed on the basis of fixed  $R_c = 6 \text{ m}\Omega$  and  $R_L = 10 \Omega$ . This situation indicates that parameter robustness does not affect the active stabilization results when the  $K_{FB}$  gain is appropriately fixed in accordance with the proposed technique.

Overall, good agreement was found among the analytical, MATLAB topology simulation, and HIL simulation results. Initially, a system without mitigation might enter an unstable state when the  $P_{CPL}$  level is equal to 22 kW (<rated power: 38 kW). After activating active stabilization based on loop cancellation, instability can be completely eliminated to maintain stable operation under all operating conditions within the rated power. Moreover, the output voltage performance adhered to the MIL-STD-704F standard.

## V. CONCLUSION

Active mitigation at the source side of the DC electrical power distribution system in MEA using loop cancellation was presented. The proposed technique for designing the appropriate  $K_{FB}$  gain is provided to eliminate system-destabilizing behavior owing to the CPL effect. As a result, the MEA EPS can return to a stable state and operate at a high-power level until the rated power is achieved. Moreover, the resulting  $V_b$  agrees with the MIL-STD-704F standard. In addition, key aircraft parameter variations within  $\pm 2\%$  did not affect the active stabilization results. Theoretical results (derived on

the basis of the eigenvalue theorem, participation factor analysis, and phase-plane analysis), MATLAB topology simulation, and HIL simulation were used to confirm the effectiveness of the proposed active stabilization method. Consequently, stable operation and  $V_b$  conforming to the MEA standard can be achieved. The proposed stabilization concept can be applied in other power system architectures containing control loops on the source side, e.g., electrical railway and DC microgrid systems, for instability mitigation. Moreover, the definition of the suitable  $K_{FB}$  in this article remains useful even when system parameters or rated powers change.

## APPENDIX A THE SYSTEM PARAMETERS

The system parameters are as follows:  $R_s = 1.058 \text{ m}\Omega$ ,  $L_s = L_d = L_q = 99 \text{ }\mu\text{H}$ ,  $\phi_m = 0.03644 \text{ V.s/rad}$ ,  $p = 6$ ,  $\omega_e = 2\pi \times 400 \text{ rad/s}$ ,  $C_{dc} = 1 \text{ mF}$ , cable length = 10 m,  $R_c = 6 \text{ m}\Omega$ ,  $L_c = 2 \text{ }\mu\text{H}$ ,  $C_b = 0.5 \text{ mF}$ ,  $R_L = 10 \text{ }\Omega$ ,  $K_{pv} = 3.5744$ ,  $K_{iv} = 2807.3541$ ,  $K_{pd} = K_{pq} = -1.9895$ ,  $K_{id} = K_{iq} = -1563.3453$ ,  $K_d = K_l = 0.06$ ,  $I_d^* = 0 \text{ A}$ , and  $V_b^* = 270 \text{ V}$ .

$$\begin{aligned}
 & \mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) = \begin{bmatrix} K_{pd} - R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{K_{id}}{L_d} & 0 & 0 \\ L_d & K_{pq} - R_s & K_{pv}K_{pq} & 0 & a(2, 5) & -\frac{K_{iv}K_{pq}}{L_q} & 0 & -\frac{K_{iq}}{L_q} & K_{pv}K_{pq}\omega_C K_{FB} \\ 0 & \frac{K_{pq} - R_s}{L_q} & \frac{K_{pv}K_{pq}}{L_q} & 0 & a(2, 5) & -\frac{K_{iv}K_{pq}}{L_q} & 0 & -\frac{K_{iq}}{L_q} & K_{pv}K_{pq}\omega_C K_{FB} \\ a(3, 1) & a(3, 2) & a(3, 3) & -\frac{1}{C_{dc}} & a(3, 5) & \frac{3K_{iv}K_{pq}I_{q,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}} & \frac{3K_{id}I_{d,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}} & \frac{3K_{iq}I_{q,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}} & a(3, 9) \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_c} & -\frac{1}{R_c} & -\frac{1}{L_c} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_b} & -\frac{1}{R_L C_b} + \frac{P_{CPL}}{C_b V_{dc,0}^2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & a(6, 5) & 0 & 0 & 0 & -K_{FB}\omega_C \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & -K_{pv} & 0 & a(8, 5) & K_{iv} & 0 & 0 & -K_{pv}K_{FB}\omega_C \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{\omega_C}{V_{b,0}^2} & 0 & 0 & 0 & -\omega_C \end{bmatrix}_{9 \times 9} \\
 & \mathbf{B}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) = \begin{bmatrix} -\frac{K_{pd}}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{K_{pv}K_{pq}}{L_q} & -\frac{K_{pv}K_{pq}(K_l - K_d)}{L_q V_{b,0}} \\ \frac{3K_{pd}I_{d,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}} & \frac{3K_{pv}K_{pq}I_{q,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}} & \frac{3K_{pv}K_{pq}I_{q,0}(K_l - K_d)}{2C_{dc}V_{dc,0}V_{b,0}} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_b V_{b,0}} \\ 0 & 1 & \frac{K_l - K_d}{V_{b,0}} \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & K_{pv} & \frac{K_{pv}(K_l - K_d)}{V_{b,0}} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{9 \times 3}
 \end{aligned}$$

## APPENDIX B THE DETAILS OF THE JACOBEAN MATRICES

The details of the Jacobean matrices A, B, as shown at the bottom of the previous page, C, and D can be expressed as follows:

$$\begin{aligned}
 a(2, 5) &= -\frac{K_{pv}K_{pq}(KK_t - K_d)}{L_q R_L} + \frac{K_{pv}K_{pq}P_{CPL}(K_t - K_d)}{L_q V_{b,0}^2} \\
 &\quad + \frac{K_{pv}K_{pq}K_{FB}\omega_C}{L_q V_{b,0}^2} \\
 a(3, 1) &= \frac{3}{2C_{dc}} \cdot \frac{1}{V_{dc,0}} (-2K_{pd}I_{d,0} + K_{id}X_{id,0} + K_{pd}I_{d,0}^*) \\
 a(3, 2) &= \frac{3}{2C_{dc}} \cdot \frac{1}{V_{dc,0}} \left( -2K_{pq}I_{q,0} + \omega_c \phi_m - K_{pv}K_{pq}V_{dc,0} \right. \\
 &\quad \left. + K_{iv}K_{pq}X_{v,0} + \frac{K_{pv}K_{pq}(K_t - K_d)V_{b,0}}{R_L} \right. \\
 &\quad \left. + \frac{K_{pv}K_{pq}(K_t - K_d)P_{CPL}}{V_{b,0}} + K_{iq}X_{iq,0} + \frac{K_{pv}K_{pq}K_{FB}\omega_C}{V_{b,0}} \right. \\
 &\quad \left. - K_{pv}K_{pq}K_{FB}\omega_C V_{b,stab,0} + K_{pv}K_{pq}V_{b,0}^* \right) \\
 a(3, 3) &= \frac{3}{2C_{dc}} \cdot \frac{1}{V_{dc,0}^2} \left( -K_{pd}I_{d,0}^2 + K_{id}I_{d,0}X_{id,0} \right. \\
 &\quad \left. + K_{pd}I_{d,0}I_{d,0}^* - K_{pq}I_{q,0}^2 + \omega_c \phi_m I_{q,0} \right. \\
 &\quad \left. + \frac{K_{pv}K_{pq}(K_t - K_d)I_{q,0}V_{b,0}}{R_L} + K_{iq}I_{q,0}X_{iq,0} \right. \\
 &\quad \left. + \frac{K_{pv}K_{pq}(K_t - K_d)P_{CPL}I_{q,0}}{V_{b,0}} + \frac{K_{pv}K_{pq}K_{FB}\omega_C I_{q,0}}{V_{b,0}} \right. \\
 &\quad \left. - K_{pv}K_{pq}K_{FB}I_{q,0}V_{b,stab,0} + K_{iv}K_{pq}I_{q,0}X_{v,0} \right. \\
 &\quad \left. + K_{pv}K_{pq}I_{q,0}V_{b,0}^* \right) \\
 a(3, 5) &= \frac{3K_{pv}K_{pq}(K_t - K_d)I_{q,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}R_L} - \frac{3K_{pv}K_{pq}(K_t - K_d)P_{CPL}I_{q,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}V_{b,0}^2} \\
 &\quad - \frac{3K_{pv}K_{pq}K_{FB}\omega_C I_{q,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}V_{b,0}^2} \\
 a(3, 9) &= -\frac{3K_{pv}K_{pq}K_{FB}\omega_C I_{q,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}} \\
 a(6, 5) &= \frac{K_t - K_d}{R_L} - \frac{(K_t - K_d)P_{CPL}}{V_{b,0}^2} - \frac{K_{FB}\omega_C}{V_{b,0}^2} \\
 a(8, 5) &= \frac{K_{pv}(K_t - K_d)}{R_L} - \frac{K_{pv}(K_t - K_d)P_{CPL}}{V_{b,0}^2} - \frac{K_{pv}K_{FB}\omega_C}{V_{b,0}^2} \\
 C(x_0, u_0) &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{3 \times 9}
 \end{aligned}$$

$D(x_0, u_0)$

$$= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{3 \times 3}$$

## REFERENCES

- [1] K.-N. Areerak, T. Wu, S. V. Bozhko, G. M. Asher, and D. W. P. Thomas, "Aircraft power system stability study including effect of voltage control and actuators dynamic," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 47, no. 4, pp. 2574–2589, Oct. 2011.
- [2] K. Areerak, S. V. Bozhko, G. M. Asher, L. De Lillo, and D. W. P. Thomas, "Stability study for a hybrid AC–DC more-electric aircraft power system," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 48, no. 1, pp. 329–347, Jan. 2012.
- [3] P. Wheeler and S. Bozhko, "The more electric aircraft: Technology and challenges," *IEEE Electr. Mag.*, vol. 2, no. 4, pp. 6–12, Dec. 2014.
- [4] F. Gao, S. Bozhko, G. Asher, P. Wheeler, and C. Patel, "An improved voltage compensation approach in a droop-controlled DC power system for the more electric aircraft," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 10, pp. 7369–7383, Oct. 2016.
- [5] A. Barzkar and M. Ghassemi, "Electric power systems in more and all electric aircraft: A review," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 169314–169332, 2020.
- [6] A. Suyapan, K. Areerak, S. Bozhko, S. S. Yeoh, and K. Areerak, "Adaptive stabilization of a permanent magnet synchronous generator-based DC electrical power system in more electric aircraft," *IEEE Trans. Transport. Electrific.*, vol. 7, no. 4, pp. 2965–2975, Dec. 2021.
- [7] C. H. Rivetta, A. Emadi, G. A. Williamson, R. Jayabalan, and B. Fahimi, "Analysis and control of a buck DC–DC converter operating with constant power load in sea and undersea vehicles," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 2, pp. 559–572, Mar. 2006.
- [8] A. Emadi, A. Khaligh, C. H. Rivetta, and G. A. Williamson, "Constant power loads and negative impedance instability in automotive systems: Definition, modeling, stability, and control of power electronic converters and motor drives," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 55, no. 4, pp. 1112–1125, Jul. 2006.
- [9] A. M. Rahimi and A. Emadi, "An analytical investigation of DC/DC power electronic converters with constant power loads in vehicular power systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 6, pp. 2689–2702, Jul. 2009.
- [10] K. Areerak, T. Sopairm, S. Bozhko, C. I. Hill, A. Suyapan, and K. Areerak, "Adaptive stabilization of uncontrolled rectifier based AC–DC power systems feeding constant power loads," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 10, pp. 8927–8935, Oct. 2018.
- [11] J. Pakdeeto, K. Areerak, S. Bozhko, and K. Areerak, "Stabilization of DC MicroGrid systems using the loop-cancellation technique," *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 9, no. 3, pp. 2652–2663, Jun. 2021.
- [12] R. Phosung, K. Areerak, T. Sopairm, and K. Areerak, "Design and optimization of instability mitigation for AC–DC feeder systems with constant power loads using artificial intelligence techniques," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 37, no. 5, pp. 5385–5397, May 2022.
- [13] R. Phosung, K. Areerak, and K. Areerak, "Modeling and stability assessment of permanent magnet machine-based DC electrical power system in more electric aircraft," *Electr. Eng.*, vol. 105, no. 5, pp. 3175–3190, Jun. 2023.
- [14] F. Gao and S. Bozhko, "Modeling and impedance analysis of a single DC bus-based multiple-source multiple-load electrical power system," *IEEE Trans. Transport. Electrific.*, vol. 2, no. 3, pp. 335–346, Sep. 2016.
- [15] A. Riccobono and E. Santi, "Comprehensive review of stability criteria for DC power distribution systems," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 5, pp. 3525–3535, Sep. 2014.
- [16] M. Cespedes, L. Xing, and J. Sun, "Constant-power loads system stabilization by passive damping," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 7, pp. 1832–1836, Jul. 2011.
- [17] X. Liu and S. Ma, "Large signal stabilization method of constant power loads by adding R parallel damping filters," in *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo. (ECCE)*, Sep. 2015, pp. 1314–1319.
- [18] A. M. Rahimi and A. Emadi, "Active damping in DC/DC power electronic converters: A novel method to overcome the problems of constant power loads," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 5, pp. 1428–1439, May 2009.



- [19] P. Magne, D. Marx, B. Nahid-Mobarakeh, and S. Pierfederici, "Large-signal stabilization of a DC-link supplying a constant power load using a virtual capacitor: Impact on the domain of attraction," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 3, pp. 878–887, May 2012.
- [20] T. Sopapirm, K. Areerak, and K. Areerak, "The active damping stabilization of AC-DC power systems feeding constant power loads," *Int. Rev. Electr. Eng. (IREE)*, vol. 12, no. 4, p. 287, Aug. 2017.
- [21] X. Zhang, Q.-C. Zhong, and W.-L. Ming, "Stabilization of a cascaded DC converter system via adding a virtual adaptive parallel impedance to the input of the load converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 3, pp. 1826–1832, Mar. 2016.
- [22] X. Zhang, Q.-C. Zhong, and W.-L. Ming, "Stabilization of cascaded DC/DC converters via adaptive series-virtual-impedance control of the load converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 9, pp. 6057–6063, Sep. 2016.
- [23] X. Zhang, Q.-C. Zhong, and W.-L. Ming, "A virtual RLC damper to stabilize DC/DC converters having an LC input filter while improving the filter performance," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 12, pp. 8017–8023, Dec. 2016.
- [24] S. Pang, B. Nahid-Mobarakeh, S. Pierfederici, Y. Huangfu, G. Luo, and F. Gao, "Toward stabilization of constant power loads using IDA-PBC for cascaded LC filter DC/DC converters," *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 9, no. 2, pp. 1302–1314, Apr. 2021.
- [25] R. Roy and S. Kapat, "Input filter-based ripple injection for mitigating limit cycling in buck converters driving CPL," *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 9, no. 2, pp. 1315–1327, Apr. 2021.
- [26] A. Khaligh, A. M. Rahimi, and A. Emadi, "Modified pulse-adjustment technique to control DC/DC converters driving variable constant-power loads," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 3, pp. 1133–1146, Mar. 2008.
- [27] A. M. Rahimi, G. A. Williamson, and A. Emadi, "Loop-cancellation technique: A novel nonlinear feedback to overcome the destabilizing effect of constant-power loads," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, no. 2, pp. 650–661, Feb. 2010.
- [28] Y. Zhao, W. Qiao, and D. Ha, "A sliding-mode duty-ratio controller for DC/DC buck converters with constant power loads," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 2, pp. 1448–1458, Mar. 2014.
- [29] M. Wu and D. D. Lu, "A novel stabilization method of LC input filter with constant power loads without load performance compromise in DC microgrids," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 7, pp. 4552–4562, Jul. 2015.
- [30] *Aircraft Electric Power Characteristic*, Standard MIL-STD-704F, 2004. [Online]. Available: <http://www.dodssp.daps.mil/>
- [31] R. Phosung, K. Areerak, and K. Areerak, "Design and optimization of control system for more electric aircraft power systems using adaptive Tabu search algorithm based on state-variables-averaging model," *IEEE Access*, vol. 12, pp. 76579–76588, 2024.



**RATAPON PHOSUNG** received the B.Eng. (Hons.) and M.Eng. degrees in electrical engineering from the Suranaree University of Technology (SUT), Nakhon Ratchasima, Thailand, in 2018 and 2021, respectively, where he is currently pursuing the Ph.D. degree in electrical engineering. From 2021 to 2022, he was a Researcher with the Institute of Research and Development, SUT. His main research interests include 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.




**KONGPAN AREERAK** (Member, IEEE) received the B.Eng. and M.Eng. degrees in electrical engineering from the Suranaree University of Technology (SUT), Nakhon Ratchasima, Thailand, in 2000 and 2001, respectively, and the Ph.D. degree in electrical engineering from the University of Nottingham, Nottingham, U.K., in 2009. In 2002, he was a Lecturer with the Department of Electrical and Electronic, Rangsit University, Thailand. He was an Associate Professor of electrical engineering, in 2015. Since 2003, he has been a Lecturer with the School of Electrical Engineering, SUT. His research interests include 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.



**KONGPOL AREERAK** (Member, IEEE) received the B.Eng., M.Eng., and Ph.D. degrees in electrical engineering from the Suranaree University of Technology (SUT), Thailand, in 2000, 2003, and 2007, respectively. He was an Associate Professor of electrical engineering, in 2015. Since 2007, he has been a Lecturer and the Head of the Power Quality Research Unit (PQRU), School of Electrical Engineering, SUT. His research interests include active power filters, harmonic elimination, AI applications, motor drives, and intelligence control systems.

\*\*\*

แบบ ลข.01	
 <p><b>คำขอแจ้งข้อมูลลิขสิทธิ์</b> <b>ประเภทงานอันมีลิขสิทธิ์</b></p> <div style="display: flex; justify-content: space-between;"> <div style="width: 45%;"> <input checked="" type="checkbox"/> วรรณกรรม  <input type="checkbox"/> ศิลปกรรม  <input type="checkbox"/> โสตทัศนวัสดุ  <input type="checkbox"/> สิ่งบันทึกเสียง  <input type="checkbox"/> งานอื่นใดอันเป็นงานในแผนกวรรณคดี </div> <div style="width: 45%;"> <input type="checkbox"/> นาฏกรรม  <input type="checkbox"/> ดนตรีกรรม  <input type="checkbox"/> ภาพยนตร์  <input type="checkbox"/> งานแพร่เสียงแพร่ภาพ  <input type="checkbox"/> งานอื่นใดอันเป็นงานในแผนกวรรณคดี </div> </div> <p>แผนกวิทยาศาสตร์หรือแผนกศิลปะ</p>	<p style="text-align: center;"><b>สำหรับเจ้าหน้าที่</b></p> <p>วันที่ยื่น <u>15</u> กันยายน 2565</p> <p>เลขคำขอ <u>42137 - 42143</u></p> <p>ทะเบียนข้อมูลเลขที่.....</p> <p>เอกสารแนบ</p> <p><input type="checkbox"/> สำเนาบัตรประชาชน /</p> <p>หนังสือรับรองนิติบุคคล</p> <p><input type="checkbox"/> ผลงาน</p> <p><input type="checkbox"/> หนังสือมอบอำนาจ</p> <p><input type="checkbox"/> สัญญาโอนลิขสิทธิ์</p> <p><input type="checkbox"/> อื่นๆ</p>
<p><b>หมายเหตุ : การกรอกข้อความให้ใช้วิธีพิมพ์</b></p> <p>1. ชื่อเจ้าของลิขสิทธิ์ <input type="checkbox"/> บุคคลธรรมดา (ไทย) <input type="checkbox"/> นิติบุคคล (ไทย) <input type="checkbox"/> บุคคลธรรมดา (ต่างชาติ) <input type="checkbox"/> นิติบุคคล (ต่างชาติ) <input checked="" type="checkbox"/> ส่วนราชการไทย</p> <p>ชื่อ - สกุล.....มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.....</p> <p>ที่อยู่ตามภูมิสำเนา <u>111 ถนนมหาวิทยาลัย</u>.....</p> <p>แขวง / ตำบล.....สุรนารี.....เขต / อำเภอ.....เมืองนครราชสีมา.....จังหวัด.....นครราชสีมา.....</p> <p>รหัสไปรษณีย์.....30000.....ประเทศ.....ไทย.....สัญชาติ.....</p> <p>โทรศัพท์.....044224825.....โทรสาร.....อีเมล.....technopolis_tlo@sut.ac.th.....</p> <p>หมายเหตุ : หากมีเจ้าของลิขสิทธิ์ร่วม ให้ระบุรายละเอียดเพิ่มในใบต่อท้าย ลข.01</p>	
<p>2. ชื่อตัวแทน <input checked="" type="checkbox"/> บุคคลธรรมดา (ไทย) <input type="checkbox"/> นิติบุคคล (ไทย)</p> <p>ชื่อ - สกุล.....นายกศิต์ดิศยานนท์ คงทอง.....</p> <p>ที่อยู่ตามภูมิสำเนา <u>111 ถนนมหาวิทยาลัย</u>.....</p> <p>แขวง / ตำบล.....สุรนารี.....เขต / อำเภอ.....เมืองนครราชสีมา.....จังหวัด.....นครราชสีมา.....</p> <p>รหัสไปรษณีย์.....30000.....ประเทศ.....ไทย.....สัญชาติ.....ไทย.....</p> <p>โทรศัพท์.....044224825.....โทรสาร.....อีเมล.....technopolis_tlo@sut.ac.th.....</p> <p>เลขประจำตัวประชาชน <u>1 3 5 0 8 0 0 1 0 7 2 9 8</u></p> <p>หมายเหตุ : หากมีตัวแทนมากกว่า 1 คน ให้ระบุรายละเอียดเพิ่มในใบต่อท้าย ลข.01</p>	
<p>3. สถานที่ติดต่อและจัดส่งเอกสารในประเทศ <input type="checkbox"/> มารับด้วยตัวเอง <input checked="" type="checkbox"/> จัดส่งทางไปรษณีย์ (โปรดเลือกที่อยู่ให้จัดส่ง)</p> <p><input checked="" type="radio"/> ที่อยู่ตามข้อ 1 <input type="radio"/> ที่อยู่ตามข้อ 2 <input type="radio"/> อื่นๆ ระบุ</p>	

หน้า.....1.....

แบบ ลข.01

4. ชื่อผู้สร้างสรรค์ หรือนามแฝง ☒ บุคคลธรรมดา (ไทย) ☐ นิติบุคคล (ไทย) ☐ บุคคลธรรมดา (ต่างชาติ) ☐ นิติบุคคล (ต่างชาติ) ☐ ส่วนราชการไทย

ชื่อ - สกุล.....รองศาสตราจารย์กองพัน อารีรัช.....นามแฝง.....

ที่อยู่ตามภูมิสำเนา 114/517 หมู่ที่ 3.....

แขวง / ตำบล.....หนองจะบก.....เขต / อำเภอ.....เมืองนครราชสีมา.....จังหวัด.....นครราชสีมา.....

รหัสไปรษณีย์.....30000.....ประเทศ.....ไทย.....สัญชาติ.....ไทย.....

โทรศัพท์.....โทรสาร.....อีเมล.....kongpan@sut.ac.th.....

เลขประจำตัวประชาชน 3 6 6 9 9 0 0 2 0 9 9 1 4

หมายเหตุ : หากมีผู้สร้างสรรค์ร่วม ให้ระบุรายละเอียดเพิ่มในใบต่อท้าย ลข.01

5. ชื่อผลงาน (ภาษาไทยหรือภาษาอังกฤษเท่านั้น)

โปรแกรมการคำนวณค่าสมรรถนะของผลการตอบสนองพลวัตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณขาเข้าแบบขั้นบันได

หมายเหตุ : หากมีผลงานมากกว่า 1 ผลงานให้ระบุในใบต่อท้าย ลข.01

6. ประเภทของงาน

6.1 ☒ วรรณกรรม

☐ งานนิพนธ์ ☒ โปรแกรมคอมพิวเตอร์

6.2 ☐ นาฏกรรม

6.3 ☐ ศิลปกรรม

☐ ศิลปะประยุกต์ ☐ แผนที่ ภาพประกอบ ☐ ภาพถ่าย ☐ สถาปัตยกรรม ☐ ภาพพิมพ์ ☐ ประติมากรรม ☐ จิตรกรรม

6.4 ☐ ดนตรีกรรม

6.5 ☐ สื่อทัศนวัสดุ

6.6 ☐ ภาพยนตร์

6.7 ☐ สิ่งบันทึกเสียง

6.8 ☐ งานแพร่เสียงแพร่ภาพ

6.9 ☐ งานอื่นใดอันเป็นงานในแผนวรรณคดี แผนวิทยาศาสตร์หรือแผนศิลปะ

ผลงานที่ยื่นประกอบค่าขอ.....

หน้า.....2.....

แบบ ลข.01

## 7. ความเป็นเจ้าของลิขสิทธิ์

- 7.1 ☐ เป็นผู้สร้างสรรค์เอง
- 7.2 ☐ กรณีจ้างแรงงานโดยมีหนังสือตกลงว่า ให้นายจ้างเป็นเจ้าของลิขสิทธิ์
- 7.3 ☐ กรณีจ้างทำของ
- ☐ มีหนังสือตกลงให้ ผู้ว่าจ้างเป็นเจ้าของลิขสิทธิ์ (พร้อมแนบหลักฐาน)
- ☐ ไม่มีหนังสือตกลงว่า ให้ผู้รับจ้างเป็นเจ้าของลิขสิทธิ์
- 7.4 ☐ เป็นผู้ดัดแปลงโดยได้รับอนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์ (พร้อมแนบสำเนาหลักฐาน (ถ้ามี))
- 7.5 ☐ เป็นผู้รวบรวมหรือประกอบเข้ากัน โดยได้รับอนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์ (เช่น พจนานุกรม หรือเว็บเพจ) (พร้อมแนบหลักฐาน (ถ้ามี))
- 7.6 ☐ เป็นผู้นำเอาข้อมูลหรือสิ่งอื่นใดมารวบรวมหรือประกอบเข้ากันในรูปฐานข้อมูลหรืออื่นๆ
- 7.7 ☐ เป็นกระทรวง ทบวง กรม หรือหน่วยงานอื่นใดของรัฐหรือของท้องถิ่นที่มีลิขสิทธิ์โดยการจ้างหรือตามคำสั่งหรือการควบคุมของตน
- 7.8 ☒ เป็นผู้รับโอนลิขสิทธิ์ (พร้อมแนบสำเนาหลักฐาน)
- ☒ รับโอนทั้งหมด
- ☐ รับโอนลิขสิทธิ์บางส่วน (ระบุ) .....

## 8. รายละเอียดการสร้างสรรคผลงานโดยย่อ / แง่บันดาลใจ

เกี่ยวกับการหาความสามารถการควบคุมต่างๆของระบบไฟฟ้าเมื่อคำสั่งของระบบมีการเปลี่ยนแปลง ซึ่งประกอบไปด้วยเปอร์เซนต์การพุ่งเกิน ช่วงเวลาขึ้น ช่วงเวลาเข้า และค่าในสภาวะคงตัวสำหรับกระบวนการทำงานของโปรแกรมดังกล่าวจะเริ่มต้นจากการกำหนดเวลาในการเปลี่ยนผลตอบสนองจากจุดปฏิบัติการที่ 1 ไปจุดปฏิบัติการที่ 2 เวลาที่ใช้ในการประมวลผลทั้งหมดของผลตอบสนอง การสุ่มตัวอย่างเวลา เวลาที่ใช้สำหรับการหาค่าในสภาวะคงตัว ค่าความคลาดเคลื่อนที่สามารถยอมรับได้และไหลผลตอบสนองที่ต้องการหาค่าสมรรถนะ พร้อมทั้งสั่งให้โปรแกรมเริ่มทำงาน จากนั้นคำนวณหาค่าสมรรถนะการควบคุมต่างๆจะทำงานอัตโนมัติจนกระทั่งทราบค่าสมรรถนะของระบบไฟฟ้ากำลัง

หมายเหตุ : หากกรอกข้อมูลไม่เพียงพอให้กรอกในใบต่อท้าย ลข.01

## 9. สร้างสรรค์ในประเทศ / ปีที่สร้างสรรค์ (ระบุ)

- ☒ ไทย ปี พ.ศ. .... 2565 .....
- ☐ ต่างประเทศ (ระบุ) ..... ปี พ.ศ. ....

## 10. การโฆษณาผลงานลิขสิทธิ์

- ☒ ยังไม่ได้โฆษณา
- ☐ โฆษณาครั้งแรก ณ ประเทศ ..... เมื่อวันที่ ..... เดือน ..... พ.ศ. ....

11. การจัดทำสื่อสำหรับคนพิการ ☐ มี ☒ ไม่มี



แบบ สข.01

“ข้าพเจ้านุญาตให้บุคคลอื่นตรวจสอบเอกสารคำขอแจ้งข้อมูลลิขสิทธิ์และผลงานของข้าพเจ้าได้ และขอรับรองว่าข้อความข้างต้น เป็นความจริงทุกประการ และหลักฐานที่ส่งประกอบคำขอเป็นหลักฐานที่ถูกต้อง หากปรากฏภายหลังว่าข้าพเจ้าไม่ได้เป็นเจ้าของลิขสิทธิ์ หรือตัวแทนรับมอบอำนาจจากบุคคลดังกล่าว และก่อให้เกิดความเสียหายแก่บุคคลหนึ่งบุคคลใด หรือกรมทรัพย์สินทางปัญญา ข้าพเจ้าขอเป็นผู้รับผิดชอบในความเสียหายที่เกิดขึ้นทุกประการ

ทั้งนี้ข้าพเจ้ารับทราบว่าการแจ้งข้อความอันเป็นเท็จแก่เจ้าพนักงานซึ่งอาจทำให้ผู้อื่นหรือประชาชนเสียหายเป็นความผิดตามประมวลกฎหมายอาญาฐานแจ้งความเท็จ และอาจเข้าข่ายความผิดตามกฎหมายว่าด้วยการกระทำความผิดเกี่ยวกับคอมพิวเตอร์ โดยการนำเข้าสู่ข้อมูลคอมพิวเตอร์ที่บิดเบือนหรือปลอม ไม่ว่าทั้งหมดหรือบางส่วน หรือข้อมูลคอมพิวเตอร์อันเป็นเท็จโดยประการที่น่าจะเกิดความเสียหายแก่ประชาชน”

ลงชื่อ.....เจ้าของลิขสิทธิ์ / ตัวแทน

( มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี )

หมายเหตุ - การแจ้งข้อมูลลิขสิทธิ์ มีได้ก่อให้เกิดสิทธิใดๆ ตามกฎหมาย

- กรณีที่แบบ สข.01 มีเนื้อที่ไม่พอ และต้องการระบุรายละเอียดเพิ่ม ให้ใช้ใบต่อท้าย สข.01 โดยระบุหมายเลขกำกับข้อ

และหัวข้อที่แสดงรายละเอียดเพิ่มเติมดังกล่าวด้วย

การดำเนินการตามคำขอนี้ ไม่ต้องเสียค่าธรรมเนียมใดๆทั้งสิ้น

ใบต่อท้ายคำขอแจ้งข้อมูลลิขสิทธิ์

หน้า.....4.....

แบบ ลข.01

## ใบคำขอทำขออนุญาตขุดลอก

## 4.1 ข้อมูลผู้สร้างสรรคร่วม

☒ บุคคลธรรมดา (ไทย)
 ☐ นิติบุคคล (ไทย)
 ☐ บุคคลธรรมดา (ต่างชาติ)
 ☐ นิติบุคคล (ต่างชาติ)
 ☐ ส่วนราชการไทย

ชื่อ - สกุล..... นายรัฐพล โพธิ์สังข์..... นามแฝง.....

ที่อยู่ตามภูมิสำเนา..... 31 หมู่ที่ 5.....

แขวง / ตำบล..... อ.ศรีณรงค์..... เขต / อำเภอ..... โพธิ์ทอง..... จังหวัด..... อ่างทอง.....

รหัสไปรษณีย์..... 14120..... ประเทศ..... ไทย..... สัญชาติ..... ไทย.....

โทรศัพท์..... โทรสาร..... อีเมล..... ratapon\_1996@hotmail.com.....

เลขประจำตัวประชาชน 1 1 5 9 9 0 0 2 4 9 4 8 5

หน้า.....5.....

แบบ ลข.01

## ใบคำขอจ้างข้อมูลลิขสิทธิ์

- 2 **ชื่อผลงาน :** โปรแกรมการคำนวณค่าสมรรถนะของผลการตอบสนองพลวัตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณโหลดแบบขั้นบันได
- รายละเอียด :** ใช้สำหรับการคำนวณหาค่าสมรรถนะการควบคุมของระบบไฟฟ้ากำลัง ประกอบไปด้วยเปอร์เซ็นต์การพุ่งต่ำลง ช่วงเวลาฟื้นฟู ช่วงเวลาเข้าที่ และค่าในสภาวะคงตัว การคำนวณจะเริ่มจากการกำหนดเวลาในการเปลี่ยนผลตอบสนองจากจุดปฏิบัติการที่ 1 ไป 2 เวลาที่ใช้ประมวลผลทั้งหมดของผลตอบสนอง การสุ่มตัวอย่างเวลา เวลาที่ใช้สำหรับการหาค่าในสภาวะคงตัว ค่าความคลาดเคลื่อนที่สามารถยอมรับได้ และโหลดผลตอบสนองที่ต้องการหาค่าสมรรถนะ พร้อมทั้งสั่งให้โปรแกรมเริ่มทำงาน
- เลขคำขอ :** -
- ทะเบียนข้อมูลเลขที่ :** -
- สร้างสรรค์ในประเทศ / ปีที่สร้างสรรค์ :** ประเทศไทย ปีพ.ศ. 2565
- การโฆษณาผลงานลิขสิทธิ์ :** ยังไม่ได้โฆษณา
- 3 **ชื่อผลงาน :** โปรแกรมการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบไฟฟ้ากำลังเอชเป็นดีซีที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวด้วยอุปกรณ์ไปหน้า
- รายละเอียด :** ผลงานนี้นำเสนอเกี่ยวกับการบรรเทาการขาดเสถียรภาพของระบบไฟฟ้ากำลังเอชเป็นดีซีด้วยอุปกรณ์ไปหน้า
- โดยการโปรแกรมคำสั่งภาษาซีจะอาศัยการทำงานร่วมกันระหว่างโปรแกรม Arduino IDE และชุดบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล AVR รุ่น MEGA 2560 ในการบันทึกโปรแกรมควบคุมการทำงานที่เขียนขึ้น
- รวมทั้งใช้สำหรับการบรรเทาการขาดเสถียรภาพอันเนื่องมาจากผลของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวด้วยอุปกรณ์ไปหน้า ซึ่งระบบไฟฟ้ากำลังเอชเป็นดีซีในผลงานนี้คือ วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ และโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวจะแทนด้วยวงจรแปลงผันแบบบักที่มีการควบคุม
- โดยกระบวนการทำงานของโปรแกรมการบรรเทาการขาดเสถียรภาพดังกล่าวจะเริ่มต้นจากการกำหนดค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบัก เวลาที่ใช้ในการเปลี่ยนแปลงจุดปฏิบัติงานของวงจรแปลงผันแบบบัก และค่าอัตราขยายเชิงสัดส่วนของอุปกรณ์ไปหน้า
- พร้อมทั้งสั่งการให้ระบบเริ่มการทำงานผ่านการกดสวิตช์เริ่มต้น
- จากนั้นกระบวนการหาจุดปฏิบัติงานที่ทำให้ระบบเกิดการขาดเสถียรภาพและการบรรเทาการขาดเสถียรภาพจะทำงานอัตโนมัติ
- จนกระทั่งทราบจุดการขาดเสถียรภาพและดำเนินการบรรเทาการขาดเสถียรภาพซึ่งสังเกตได้จากออสซิลโคป
- หลังจากนั้นหยุดการทำงานของระบบโดยการกดสวิตช์สิ้นสุดการทำงาน
- เลขคำขอ :** -
- ทะเบียนข้อมูลเลขที่ :** -
- สร้างสรรค์ในประเทศ / ปีที่สร้างสรรค์ :** ประเทศไทย ปีพ.ศ. 2565
- การโฆษณาผลงานลิขสิทธิ์ :** ยังไม่ได้โฆษณา

แบบ เลข.01

- 4 **ชื่อผลงาน :** โปรแกรมการทำนายจุดขาดเสถียรภาพของระบบไฟฟ้ากำลังเอซีเป็นตีสี่ที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว
- รายละเอียด :** ผลงานนี้นำเสนอเกี่ยวกับการทำนายจุดขาดเสถียรภาพของระบบไฟฟ้ากำลังเอซีเป็นตีสี่ที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัว โดยการโปรแกรมคำสั่งภาษาซีจะอาศัยการทำงานร่วมกันระหว่างโปรแกรม Arduino IDE และชุดบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล AVR รุ่น MEGA 2560 ในการบันทึกโปรแกรมควบคุมการทำงานที่เขียนขึ้น
- รวมทั้งใช้สำหรับการศึกษาจุดปฏิบัติงานที่ทำให้ระบบไฟฟ้ากำลังเอซีเป็นตีสี่ที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวเกิดการขาดเสถียรภาพ ซึ่งระบบไฟฟ้ากำลังเอซีเป็นตีสี่ในผลงานนี้คือ วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบบริดจ์ และโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวจะแทนด้วยวงจรแปลงผันแบบบักที่มีการควบคุม โดยกระบวนการทำงานของโปรแกรมการทำนายจุดขาดเสถียรภาพดังกล่าวจะเริ่มต้นจากการกำหนดค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรแปลงผันแบบบักและเวลาที่ใช้ในการเปลี่ยนแปลงจุดปฏิบัติงานของวงจรแปลงผันแบบบัก พร้อมทั้งสั่งการให้ระบบเริ่มการทำงานผ่านการกดสวิตช์เริ่มต้น
- จากนั้นกระบวนการหาจุดปฏิบัติงานที่ทำให้ระบบเกิดการขาดเสถียรภาพจะทำงานอัตโนมัติจนกระทั่งทราบจุดการขาดเสถียรภาพผ่านการสังเกตจากออสซิลอscope หลังจากนั้นหยุดการทำงานของระบบโดยการกดสวิตช์สิ้นสุดการทำงาน
- เลขคำขอ :** -
- ทะเบียนข้อมูลเลขที่ :** -
- สร้างสรรค์ในประเทศ / ปีที่สร้างสรรค์ :** ประเทศไทย ปีพ.ศ. 2565
- การโฆษณาผลงานลิขสิทธิ์ :** ยังไม่ได้โฆษณา
- 5 **ชื่อผลงาน :** โปรแกรมการวิเคราะห์หาข้อผิดพลาดการขยายย้อนกลับของระบบไฟฟ้ากำลังบนเครื่องนับด้วยถูญกับค่าเจาะจง
- รายละเอียด :** เป็นระบบไฟฟ้ากำลังบนเครื่องนับที่ใช้ไฟฟ้ามกขึ้นที่มีระบบจำหน่ายแบบไฟฟ้ากระแสตรง
- แบบเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเดียวและบัสเดียวสำหรับกระบวนการทำงานของโปรแกรมการวิเคราะห์ดังกล่าวจะเริ่มต้นจากการกำหนดค่าอัตราขยายย้อนกลับเริ่มต้นอัตรา การเปลี่ยนแปลงขยายย้อนกลับ ค่าอัตราขยายย้อนกลับสุดท้าย และระดับกำลังไฟฟ้าของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวที่ทำให้ระบบเกิดการเสถียรภาพ
- ซึ่งโหลดดังกล่าวเป็นโหลดของระบบไฟฟ้ากำลังบนเครื่องนับ พร้อมทั้งสั่งการให้โปรแกรมเริ่มทำงาน
- จากนั้นกระบวนการวิเคราะห์หาข้อผิดพลาดการขยายย้อนกลับจะทำงานอัตโนมัติ
- จนกระทั่งทราบค่าอัตราขยายย้อนกลับที่ทำให้ระบบไฟฟ้ากำลังบนเครื่องนับที่ใช้ไฟฟ้ามกขึ้นกลับมามีเสถียรภาพอีกครั้ง
- เลขคำขอ :** -
- ทะเบียนข้อมูลเลขที่ :** -
- สร้างสรรค์ในประเทศ / ปีที่สร้างสรรค์ :** ประเทศไทย ปีพ.ศ. 2565
- การโฆษณาผลงานลิขสิทธิ์ :** ยังไม่ได้โฆษณา
- 6 **ชื่อผลงาน :** โปรแกรมการออกแบบลูปป้อนไปหน้าของระบบไฟฟ้ากำลังเอซีเป็นตีสี่ที่มีโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวด้วยอัลกอริทึมการค้นหาค้นหาแบบตามูเชิงปรับตัว
- รายละเอียด :** กระบวนการทำงานของโปรแกรมการออกแบบลูปป้อนไปหน้าสามารถสรุปได้สั้นๆดังนี้ 1.การกำหนดจำนวนรอบการค้นหาค้นหาของ ATS พร้อมทั้งปรับตั้งค่าโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวในจุดปฏิบัติงานที่ต้องการ 2.วิเคราะห์เสถียรภาพที่ค่าฟังก์ชันของระบบโดยอาศัยการจำลองทางคณิตศาสตร์ ภายใต้ทฤษฎีบทค่าเจาะจงเพื่อใช้ตรวจสอบหาพารามิเตอร์ของลูปป้อนไปหน้าที่ทำให้ระบบมีเสถียรภาพตลอดช่วงการทำงานผ่านเงื่อนไข ส่วนจริงของค่าเจาะจงทุกค่าต้องมีค่าน้อยกว่าศูนย์
- 3.ทำการประเมินค่าสมรรถนะการทำงานของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวในรูปของค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์โดยค่าสมรรถนะที่จะประเมินประกอบไปด้วย ช่วงเวลาขึ้น ช่วงเวลาเข้าที่ และเปอร์เซ็นต์การพุ่งเกิน 4.นำค่าวัตถุประสงค์ส่งให้อัลกอริทึม ATS
- ทำการปรับปรุงหาพารามิเตอร์ของลูปป้อนไปหน้าที่ทำให้สมรรถนะการทำงานของโหลดกำลังไฟฟ้าคงตัวดีขึ้น
- เลขคำขอ :** -
- ทะเบียนข้อมูลเลขที่ :** -
- สร้างสรรค์ในประเทศ / ปีที่สร้างสรรค์ :** ประเทศไทย ปีพ.ศ. 2565
- การโฆษณาผลงานลิขสิทธิ์ :** ยังไม่ได้โฆษณา

หน้า 7



แบบ ลข.01

- 7      **ชื่อผลงาน :** โปรแกรมการออกแบบสมการการสร้างเสถียรภาพเชิงปรับตัวของระบบไฟฟ้ากำลังบนเครื่องบินด้วยอัลกอริทึมการค้นหาแบบดาบู่เชิงปรับตัว
- รายละเอียด :** กระบวนการทำงานของโปรแกรมสามารถได้ดังนี้ต่อไปนี้ 1.การกำหนดจำนวนรอบการค้นหาของ ATS พร้อมทั้งปรับตั้งค่าโหนดซึ่งเป็นโหนดของระบบไฟฟ้ากำลังบนเครื่องบินในจุดปฏิบัติงานที่ต้องการ
- 2.วิเคราะห์เสถียรภาพที่ค่าพิกัดของระบบโดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์
- เพื่อใช้ตรวจสอบหาความสัมพันธ์ของสมการการสร้างเสถียรภาพตลอดระยะทางและระยะเวลาทำการบิน
- 3.ทำการประเมินค่าสมรรถนะการควบคุมแรงดันบังคับของระบบควบคุมไปกับการตรวจสอบว่าแรงดันบังคับมีความสอดคล้องกับมาตรฐาน MIL-STD-704F หรือไม่ ผ่านค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ 4.นำค่าวัตถุประสงค์ส่งให้อัลกอริทึม ATS
- ทำการปรับจูนหาค่าสัมพันธ์ของสมการการสร้างเสถียรภาพที่ทำให้สมรรถนะการควบคุมแรงดันบังคับของระบบดีที่สุด
- เลขคำขอ :** -
- ทะเบียนข้อมูลเลขที่ :** -
- สร้างสรรค์ในประเทศ / ปีที่สร้างสรรค์ :** ประเทศไทย ปีพ.ศ. 2565
- การโฆษณาผลงานลิขสิทธิ์ :** ยังไม่ได้โฆษณา



ทะเบียนข้อมูลเลขที่ ว1.009989

คำขอแจ้งข้อมูลเลขที่ 421738

## หนังสือแสดงการแจ้งข้อมูลลิขสิทธิ์

ออกให้เพื่อแสดงว่า

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ได้แจ้งข้อมูลลิขสิทธิ์ไว้ต่อกรมทรัพย์สินทางปัญญา

เมื่อวันที่ 15 เดือน กันยายน พ.ศ. 2565

ประเภทงาน วรรณกรรม ลักษณะงาน โปรแกรมคอมพิวเตอร์

ชื่อผลงาน โปรแกรมการคำนวณค่าสมรรถนะของผลการตอบสนองพลวัต

เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณโหลดแบบขั้นบันได

ออกให้ ณ วันที่ 28 เดือน กันยายน พ.ศ. 2565

ลงชื่อ.....

(นางธนิษฐา โชติติลล)

นักวิชาการพาณิชย์ชำนาญการพิเศษ

ปฏิบัติราชการแทนผู้อำนวยการกองลิขสิทธิ์

**หมายเหตุ** เอกสารนี้มิได้รับรองความเป็นเจ้าของลิขสิทธิ์

ในกรณีมีข้อพิพาทศาลจะเป็นผู้วินิจฉัยชี้ขาดความเป็นเจ้าของลิขสิทธิ์



ทะเบียนข้อมูลเลขที่ ว1.009992

คำขอแจ้งข้อมูลเลขที่ 421741

## หนังสือแสดงการแจ้งข้อมูลลิขสิทธิ์

ออกให้เพื่อแสดงว่า

**มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี**

ได้แจ้งข้อมูลลิขสิทธิ์ไว้ต่อกรมทรัพย์สินทางปัญญา

เมื่อวันที่ 15 เดือน กันยายน พ.ศ. 2565

ประเภทงาน วรรณกรรม ลักษณะงาน โปรแกรมคอมพิวเตอร์

ชื่อผลงาน โปรแกรมการวิเคราะห์ค่าอัตราการขยายป้อนกลับของระบบไฟฟ้า

กำลังบนเครื่องบินด้วยทฤษฎีบทค่าเจาะจง

ออกให้ ณ วันที่ 28 เดือน กันยายน พ.ศ. 2565

ลงชื่อ.....

(นางธนิฏฐา โชติติลล)

นักวิชาการพาณิชย์ชำนาญการพิเศษ

ปฏิบัติราชการแทนผู้อำนวยการกองลิขสิทธิ์

**หมายเหตุ** เอกสารนี้มีได้รับรองความเป็นเจ้าของลิขสิทธิ์

ในกรณีมีข้อพิพาทศาลจะเป็นผู้วินิจฉัยชี้ขาดความเป็นเจ้าของลิขสิทธิ์



ทะเบียนข้อมูลเลขที่ ว1.009994

คำขอแจ้งข้อมูลเลขที่ 421743

## หนังสือแสดงการแจ้งข้อมูลลิขสิทธิ์

ออกให้เพื่อแสดงว่า

**มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี**

ได้แจ้งข้อมูลลิขสิทธิ์ไว้ต่อกรมทรัพย์สินทางปัญญา

เมื่อวันที่ 15 เดือน กันยายน พ.ศ. 2565

ประเภทงาน วรรณกรรม ลักษณะงาน โปรแกรมคอมพิวเตอร์

ชื่อผลงาน โปรแกรมการออกแบบสมการการสร้างเสถียรภาพเชิงปรับตัวของระบบไฟฟ้า

กำลังบนเครื่องบินด้วยอัลกอริทึมการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว

ออกให้ ณ วันที่ 28 เดือน กันยายน พ.ศ. 2565

ลงชื่อ.....

(นางธนิษฐา โชติดีล)

นักวิชาการพาณิชย์ชำนาญการพิเศษ


ปฏิบัติราชการแทนผู้อำนวยการกองลิขสิทธิ์

**หมายเหตุ** เอกสารนี้มิได้รับรองความเป็นเจ้าของลิขสิทธิ์

ในกรณีมีข้อพิพาทศาลจะเป็นผู้วินิจฉัยชี้ขาดความเป็นเจ้าของลิขสิทธิ์

Signed by DIP-CA



แบบ ลข.01	
 <p><b>คำขอแจ้งข้อมูลลิขสิทธิ์</b> <b>ประเภทงานอันมีลิขสิทธิ์</b></p> <div style="display: flex; justify-content: space-between;"> <div style="width: 45%;"> <p><input checked="" type="checkbox"/> วรรณกรรม</p> <p><input type="checkbox"/> ศิลปกรรม</p> <p><input type="checkbox"/> โสตทัศนวัสดุ</p> <p><input type="checkbox"/> สิ่งบันทึกเสียง</p> <p><input type="checkbox"/> งานอื่นใดอันเป็นงานในแผนกวรรณคดี</p> </div> <div style="width: 45%;"> <p><input type="checkbox"/> นาฏกรรม</p> <p><input type="checkbox"/> ดนตรีกรรม</p> <p><input type="checkbox"/> ภาพยนตร์</p> <p><input type="checkbox"/> งานแพร่เสียงแพร่ภาพ</p> <p><input type="checkbox"/> งานอื่นใดอันเป็นงานในแผนกวรรณคดี</p> </div> </div> <p>แผนกวิทยาศาสตร์หรือแผนกศิลปะ</p>	<p style="text-align: center;"><b>สำหรับเจ้าหน้าที่</b></p> <p>วันที่อื่น ..... 8 พฤษภาคม 2566 .....</p> <p>เลขคำขอ ..... 429306 .....</p> <p>ทะเบียนข้อมูลเลขที่ ..... 1.010545 .....</p> <p>เอกสารแนบ</p> <p><input type="checkbox"/> สำเนาบัตรประชาชน /</p> <p>หนังสือรับรองนิติบุคคล</p> <p><input type="checkbox"/> ผลงาน</p> <p><input type="checkbox"/> หนังสือมอบอำนาจ</p> <p><input type="checkbox"/> สัญญาโอนลิขสิทธิ์</p> <p><input type="checkbox"/> อื่นๆ</p>
<p>หมายเหตุ : การกรอกข้อความให้ใช้วิธีพิมพ์</p>	
<p>1. ชื่อเจ้าของลิขสิทธิ์ <input type="checkbox"/> บุคคลธรรมดา (ไทย) <input type="checkbox"/> นิติบุคคล (ไทย) <input type="checkbox"/> บุคคลธรรมดา (ต่างชาติ) <input type="checkbox"/> นิติบุคคล (ต่างชาติ) <input checked="" type="checkbox"/> ส่วนราชการไทย</p> <p>ชื่อ - สกุล ..... มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี .....</p> <p>ที่อยู่ตามภูมิสำเนา ..... 111 ถนนมหาวิทยาลัย .....</p> <p>แขวง / ตำบล ..... สุรนารี ..... เขต / อำเภอ ..... เมืองนครราชสีมา ..... จังหวัด ..... นครราชสีมา .....</p> <p>รหัสไปรษณีย์ ..... 30000 ..... ประเทศ ..... ไทย ..... สัญชาติ .....</p> <p>โทรศัพท์ ..... 044224825 ..... โทรสาร ..... อีเมล ..... technopolis_tlo@gs.sut.ac.th .....</p> <p>หมายเหตุ : หากมีเจ้าของลิขสิทธิ์ร่วม ให้ระบุรายละเอียดเพิ่มในใบต่อท้าย ลข.01</p>	
<p>2. ชื่อตัวแทน <input checked="" type="checkbox"/> บุคคลธรรมดา (ไทย) <input type="checkbox"/> นิติบุคคล (ไทย)</p> <p>ชื่อ - สกุล ..... ศักดิ์ติยานนท์ คงทอง .....</p> <p>ที่อยู่ตามภูมิสำเนา .....</p> <p>แขวง / ตำบล ..... เขต / อำเภอ ..... จังหวัด .....</p> <p>รหัสไปรษณีย์ ..... ประเทศ ..... สัญชาติ ..... ไทย .....</p> <p>โทรศัพท์ ..... 044224825 ..... โทรสาร ..... อีเมล ..... saktiyanont@gmail.com .....</p> <p>เลขประจำตัวประชาชน <input type="text"/> <input type="text"/> <input type="text"/> <input type="text"/> <input type="text"/> <input type="text"/> <input type="text"/> <input type="text"/> <input type="text"/> <input type="text"/> <input type="text"/> <input type="text"/> <input type="text"/> <input type="text"/> <input type="text"/></p> <p>หมายเหตุ : หากมีตัวแทนมากกว่า 1 คน ให้ระบุรายละเอียดเพิ่มในใบต่อท้าย ลข.01</p>	
<p>3. สถานที่ติดต่อและจัดส่งเอกสารในประเทศ <input type="checkbox"/> มารับด้วยตัวเอง <input checked="" type="checkbox"/> จัดส่งทางไปรษณีย์ (โปรดเลือกที่อยู่ที่จะจัดส่ง)</p> <p><input checked="" type="radio"/> ที่อยู่ตามข้อ 1    <input type="radio"/> ที่อยู่ตามข้อ 2    <input type="radio"/> อื่นๆ ระบุ .....</p>	

Signed by DIP-CA

หน้า ..... 1 .....

แบบ ลข.01

4. ชื่อผู้สร้างสรรค์ หรือนามแฝง ☒ บุคคลธรรมดา (ไทย) ☐ นิติบุคคล (ไทย) ☐ บุคคลธรรมดา (ต่างชาติ) ☐ นิติบุคคล (ต่างชาติ) ☐ ส่วนราชการไทย

ชื่อ - สกุล..... รองศาสตราจารย์กองพัน อารีรักษ์..... นามแฝง.....

ที่อยู่ตามภูมิลำเนา..... 114/517 หมู่ที่ 3.....

แขวง / ตำบล.....หนองจะบก.....เขต / อำเภอ.....เมืองนครราชสีมา.....จังหวัด.....นครราชสีมา.....

รหัสไปรษณีย์.....30000.....ประเทศ.....ไทย.....สัญชาติ.....ไทย.....

โทรศัพท์.....โทรศัพท์.....อีเมล.....kongspan@sut.ac.th.....

เลขประจำตัวประชาชน

หมายเหตุ : หากมีผู้สร้างสรรค์ร่วม ให้ระบุรายละเอียดเพิ่มในใบต่อท้าย ลข.01

5. ชื่อผลงาน (ภาษาไทยหรือภาษาอังกฤษเท่านั้น)

โปรแกรมการตรวจสอบเสถียรภาพของระบบไฟฟ้ากำลังบนเครื่องบันทึกการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในรูป

หมายเหตุ : หากมีผลงานมากกว่า 1 ผลงาน ให้ระบุในใบต่อท้าย ลข.01

6. ประเภทของงาน

6.1 ☒ วรรณกรรม

☐ งานนิพนธ์ ☒ โปรแกรมคอมพิวเตอร์

6.2 ☐ นาฏกรรม

6.3 ☐ ศิลปกรรม

☐ ศิลปะประยุกต์ ☐ แผนที่ ภาพประกอบ ☐ ภาพถ่าย ☐ สถาปัตยกรรม ☐ ภาพพิมพ์ ☐ ประติมากรรม ☐ จิตรกรรม

6.4 ☐ ดนตรีกรรม

6.5 ☐ สื่อทัศนวัสดุ

6.6 ☐ ภาพยนตร์

6.7 ☐ สิ่งบันทึกเสียง

6.8 ☐ งานแพร่เสียงแพร่ภาพ

6.9 ☐ งานอื่นใดอันเป็นงานในแผนวรรณคดี แผนวิทยาศาสตร์หรือแผนศิลปะ

ผลงานที่อื่นประกอบคำขอ.....

Signed by DIP-CA  
หน้า.....2.....

แบบ ลข.01

## 7. ความเป็นเจ้าของลิขสิทธิ์

- 7.1 ☐ เป็นผู้สร้างสรรค์เอง
- 7.2 ☐ กรณีจ้างแรงงานโดยมีหนังสือตกลงว่า ให้นายจ้างเป็นเจ้าของลิขสิทธิ์
- 7.3 ☐ กรณีจ้างทำของ
- ☐ มีหนังสือตกลงให้ ผู้ว่าจ้างเป็นเจ้าของลิขสิทธิ์ (พร้อมแนบหลักฐาน)
- ☐ ไม่มีหนังสือตกลงว่า ให้ผู้รับจ้างเป็นเจ้าของลิขสิทธิ์
- 7.4 ☐ เป็นผู้ดัดแปลงโดยได้รับอนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์ (พร้อมแนบสำเนาหลักฐาน (ถ้ามี))
- 7.5 ☐ เป็นผู้รวบรวมหรือประกอบเข้ากัน โดยได้รับอนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์ (เช่น พจนานุกรม หรือเว็บเพจ) (พร้อมแนบหลักฐาน (ถ้ามี))
- 7.6 ☐ เป็นผู้นำเอาข้อมูลหรือสิ่งอื่นใดมารวบรวมหรือประกอบเข้ากันในรูปฐานข้อมูลหรืออื่นๆ
- 7.7 ☐ เป็นกระทรวง ทบวง กรม หรือหน่วยงานอื่นใดของรัฐหรือของท้องถิ่นที่มีลิขสิทธิ์โดยการจ้างหรือตามคำสั่งหรือการควบคุมของตน
- 7.8 ☒ เป็นผู้รับโอนลิขสิทธิ์ (พร้อมแนบสำเนาหลักฐาน)
- ☒ รับโอนทั้งหมด
- ☐ รับโอนลิขสิทธิ์บางส่วน (ระบุ) .....

## 8. รายละเอียดการสร้างสรรค์ผลงานโดยย่อ / แรงบันดาลใจ

เป็นการตรวจสอบเสถียรภาพของระบบไฟฟ้ากำลังบนเครื่องบันทึกที่ใช้ไฟฟ้ามากขึ้นที่มีระบบจำหน่ายแบบไฟฟ้ากระแสตรง แบบเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเดี่ยวและบัสต์เดียวด้วยการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในรูป โดยการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในรูปเป็นกระบวนการที่อาศัยการทำงานร่วมกันระหว่างชุดบล็อก Simpowersystem บนโปรแกรม MATLAB ที่ติดต่อสื่อสารกันผ่านโปรแกรม Code Composer studio

หมายเหตุ : หากกรอกข้อมูลไม่เพียงพอให้กรอกในใบต่อท้าย ลข.01

## 9. สร้างสรรค์ในประเทศ / ปีที่สร้างสรรค์ (ระบุ)

- ☒ ไทย ปี พ.ศ. ....2566.....
- ☐ ต่างประเทศ (ระบุ) ..... ปี พ.ศ. ....

## 10. การโฆษณาผลงานลิขสิทธิ์

- ☒ ยังไม่โฆษณา
- ☐ โฆษณาครั้งแรก ณ ประเทศ ..... เมื่อวันที่ ..... เดือน ..... พ.ศ. ....

11. การจัดทำสื่อสำหรับคนพิการ ☐ มี ☒ ไม่มีSigned by DIP-CA  
หน้า.....3.....

แบบ ลข.01

“ข้าพเจ้านุญาตให้บุคคลอื่นตรวจสอบเอกสารคำขอแจ้งข้อมูลลิขสิทธิ์และผลงานของข้าพเจ้าได้ และขอรับรองว่าข้อความข้างต้น เป็นความจริงทุกประการ และหลักฐานที่ส่งประกอบคำขอเป็นหลักฐานที่ถูกต้อง หากปรากฏภายหลังว่าข้าพเจ้าไม่ได้เป็นเจ้าของลิขสิทธิ์ หรือตัวแทนรับมอบอำนาจจากบุคคลดังกล่าว และก่อให้เกิดความเสียหายแก่บุคคลหนึ่งบุคคลใด หรือกรมทรัพย์สินทางปัญญา ข้าพเจ้าขอเป็นผู้รับผิดชอบในความเสียหายที่เกิดขึ้นทุกประการ

ทั้งนี้ข้าพเจ้ารับทราบว่า การแจ้งข้อความอันเป็นเท็จแก่เจ้าพนักงานซึ่งอาจทำให้ผู้อื่นหรือประชาชนเสียหายเป็นความผิดตามประมวลกฎหมายอาญาฐานแจ้งความเท็จ และอาจเข้าข่ายความผิดตามกฎหมายว่าด้วยการกระทำความผิดเกี่ยวกับคอมพิวเตอร์ โดยการนำเข้าสู่ข้อมูลคอมพิวเตอร์ที่บิดเบือนหรือปลอม ไม่ว่าทั้งหมดหรือบางส่วน หรือข้อมูลคอมพิวเตอร์อันเป็นเท็จโดยประการที่น่าจะเกิดความเสียหายแก่ประชาชน”

ลงชื่อ.....เจ้าของลิขสิทธิ์ / ตัวแทน

( สักตติญาณนทร์ คงทอง )

8 พฤษภาคม 2566

หมายเหตุ - การแจ้งข้อมูลลิขสิทธิ์ มีได้ก่อให้เกิดสิทธิใดๆ ตามกฎหมาย

- กรณีที่แบบ ลข.01 มีเนื้อที่ไม่พอ และต้องการระบุรายละเอียดเพิ่ม ให้ใช้ใบต่อท้าย ลข.01 โดยระบุหมายเลขกำกับข้อ

และหัวข้อที่แสดงรายละเอียดเพิ่มเติมดังกล่าวด้วย

การดำเนินการตามคำขอนี้ ไม่ต้องเสียค่าธรรมเนียมใดๆทั้งสิ้น

ใบต่อท้ายคำขอแจ้งข้อมูลลิขสิทธิ์

Signed by DIP-CA  
หน้า 4.....4.....



แบบ ลข.01

## ใบต่อท้ายคำขอแจ้งข้อมูลลิขสิทธิ์

## 4.1 ข้อมูลผู้สร้างสรรค์ร่วม

☒ บุคคลธรรมดา (ไทย) ☐ นิติบุคคล (ไทย) ☐ บุคคลธรรมดา (ต่างชาติ) ☐ นิติบุคคล (ต่างชาติ) ☐ ส่วนราชการไทย

ชื่อ - สกุล..... นายรัฐพล โพธิ์สังข์..... นามแฝง.....

ที่อยู่ตามภูมิสำเนา..... 31 หมู่ที่ 5.....

แขวง / ตำบล..... อังครักษ์..... เขต / อำเภอ..... โพธิ์ทอง..... จังหวัด..... อ่างทอง.....

รหัสไปรษณีย์..... 14120..... ประเทศ..... ไทย..... สัญชาติ..... ไทย.....

โทรศัพท์..... โทรสาร..... อีเมล..... ratapon\_1996@hotmail.com.....

เลขประจำตัวประชาชน 1 1 5 9 9 0 0 2 4 9 4 8 5

Signed by DIP-CA  
หน้า.....5.....



ทะเบียนข้อมูลเลขที่ ว1.010545

คำขอแจ้งข้อมูลเลขที่ 429306

## หนังสือแสดงการแจ้งข้อมูลลิขสิทธิ์

ออกให้เพื่อแสดงว่า

**มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี**

ได้แจ้งข้อมูลลิขสิทธิ์ไว้ต่อกรมทรัพย์สินทางปัญญา

เมื่อวันที่ 8 เดือน พฤษภาคม พ.ศ. 2566

ประเภทงาน วรรณกรรม ลักษณะงาน โปรแกรมคอมพิวเตอร์

ชื่อผลงาน โปรแกรมการตรวจสอบเสถียรภาพของระบบไฟฟ้ากำลังบนเครื่องบิน

ด้วยการจำลองสถานการณ์แบบฮาร์ดแวร์ในรูป

ออกให้ ณ วันที่ 23 เดือน พฤษภาคม พ.ศ. 2566

ลงชื่อ.....

(นางธนัญญา โชติติลล)

นักวิชาการพาณิชย์ชำนาญการพิเศษ

ปฏิบัติราชการแทนผู้อำนวยการกองลิขสิทธิ์

**หมายเหตุ** เอกสารนี้มีรับรองความเป็นเจ้าของลิขสิทธิ์

ในกรณีมีข้อพิพาทศาลจะเป็นผู้วินิจฉัยชี้ขาดความเป็นเจ้าของลิขสิทธิ์

ภาคผนวก ข.

โปรแกรมการคำนวณการไหลของกำลังไฟฟ้าด้วยการคำนวณเชิงคณิตศาสตร์  
ของนิวตัน – ราบสันสำหรับคำนวณหาค่ามุมต่างเฟสระหว่าง  
แรงดันไฟฟ้าภายในและแรงดันไฟฟ้าที่ขั้วของเครื่องกำเนิดไฟฟ้า

\*\*\*\*\*  
 โปรแกรมการคำนวณการไหลของกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการคำนวณเชิงคณิตศาสตร์ของนิวตัน – رافสัน  
 สำหรับคำนวณหาค่ามุมต่างเฟส  $\delta$   
 \*\*\*\*\*

%%%ประกาศค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของระบบเพื่อใช้คำนวณหาค่าในสภาวะอยู่ตัว%%%

clc

clear all

$R_s=1.058e-3$ ;

$L_s=99e-6$ ;

$L_d=L_s$ ;

$L_q=L_s$ ;

$Flux=0.03644$ ;

$Poles=6$ ;

$F_e=400$ ;

$W=2*\pi*f_e$ ;

$W_s=(4*\pi*f_e)/Poles$ ;

$W_m=W_s$ ;

$W_e=(Poles/2)*W_m$ ;

$C_{dc}=1e-3$ ;

$R_c=(0.6e-3)*10$ ;

$L_c=(0.2e-6)*10$ ;

$C_b=0.5e-3$ ;

$R_L=10$ ;

$m=0.75$ ;

$X_s=W_e*L_s$ ;

$Z=\sqrt{R_s^2+X_s^2}$ ;

$\Gamma=\text{atan2}(X_s/R_s)$ ;

%%%กำหนดค่าเริ่มต้นและค่าความคลาดเคลื่อนสูงสุดที่ยอมรับได้%%%

$P_{cpl}=10e3$ ;

$E_{gen}=((((Poles/2)*W_s)*Flux*(Poles/2))^3)/\sqrt{2}$ ;

$V_{tgen}(1)=E_{gen}$ ;



```

Vdc=(2*sqrt(2)*Vtgen(1))/m;
Vb=(Vdc+sqrt((Vdc^2)-(4*((Rc/RL)+1)*Rc*Pcpl)))/(2*((Rc/RL)+1));
Ic=(Vb/RL)+(Pcpl/Vb);
PRL=(Vb^2)/RL;
Ploss=(Ic^2)*Rc;
Pcon=(PRL+Pcpl+Ploss)/3;
Delta(1)=asind((Pcon*Xs)/(Egen*Vtgen(1)));
ea_Vtgen=100;
ea_Delta=100;
es=1e-10;
k=1;
%%โปรแกรมการคำนวณค่า δ ด้วยวิธีการของนิวตัน - กราฟสั้น%%
while 1
f1=(Vtgen(k)*Egen*cosd(Gamma-Delta(k)))/Z-(((Vtgen(k)^2)*cosd(Gamma))/Z)-Pcon;
f2=(Vtgen(k)*Egen*sind(Gamma-Delta(k)))/Z-
    (((Vtgen(k)^2)*sind(Gamma))/Z)+(((Egen*Vtgen(k))/Xs)*cosd(Delta(k)))-
    ((Vtgen(k)^2)/Xs);

f1_Vtgen=(Egen*cosd(Gamma-Delta(k)))/Z-(((2*Vtgen(k))*cosd(Gamma))/Z);
f1_Delta=(Vtgen(k)*Egen*sind(Gamma-Delta(k)))/Z;
f2_Vtgen=(Egen*sind(Gamma-Delta(k)))/Z-
    (((2*Vtgen(k))*sind(Gamma))/Z)+((Egen/Xs)*cosd(Delta(k)))-((2*Vtgen(k))/Xs);
f2_Delta=-((Vtgen(k)*Egen*cosd(Gamma-Delta(k)))/Z-
    (((Egen*Vtgen(k))/Xs)*sind(Delta(k))));

Vtgen(k+1)=Vtgen(k)-(((f2_Delta*f1)-(f1_Delta*f2))/((f1_Vtgen*f2_Delta)-
    (f1_Delta*f2_Vtgen)));
Delta(k+1)=Delta(k)-(((f1_Vtgen*f2)-(f2_Vtgen*f1))/((f1_Vtgen*f2_Delta)-
    (f1_Delta*f2_Vtgen)));

Vdc=(2*sqrt(2)*Vtgen(k+1))/m;
Vb=(Vdc+sqrt((Vdc^2)-(4*((Rc/RL)+1)*Rc*Pcpl)))/(2*((Rc/RL)+1));

```

```

Ic=(Vb/RL)+(Pcpl/Vb);
PRL=(Vb^2)/RL;
Ploss=(Ic^2)*Rc;
Pcon=(PRL+Pcpl+Ploss)/3;

ea_Vtgen=abs((Vtgen(k+1)-Vtgen(k))/Vtgen(k+1))*100;
ea_Delta=abs((Delta(k+1)-Delta(k))/Delta(k+1))*100;
%%ค่าในสถานะอยู่ตัวของระบบและค่า  $\delta$  ที่ได้จากการค้นหาด้วยวิธีการของนิวตัน - رافสัน
If ea_Vtgen<=es&&ea_Delta<=es
    Egen;
    Vtgen=Vtgen(k+1);
    Delta_degree=Delta(k);
    Delta_radian=(1/180)*pi*Delta_degree;
    Vdc=(2*sqrt(2)*Vtgen)/m;
    Vb=(Vdc+sqrt((Vdc^2)-(4*((Rc/RL)+1)*Rc*Pcpl)))/(2*((Rc/RL)+1));
    Ic=(Vb/RL)+(Pcpl/Vb);
    PRL=(Vb^2)/RL;
    Ploss=(Ic^2)*Rc;
    Pcon=(PRL+Pcpl+Ploss)/3;
    Qcon=-(((Egen*Vtgen)/Xs)*cosd(Delta_degree))+((Vtgen^2)/Xs);
    break
end

```

ภาคผนวก ค.

สมการในรูปแบบทั่วไปของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ถูกทำให้เป็นเชิงเส้น

รายละเอียดของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ถูกทำให้เป็นเชิงเส้นในสมการที่  
(3-47)

รายละเอียดของ  $\delta \mathbf{x}$   $\delta \mathbf{u}$   $\delta \mathbf{y}$   $\mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$   $\mathbf{B}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$   $\mathbf{C}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$  และ  $\mathbf{D}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$  ในสมการที่  
(3-47) แสดงได้ดังนี้

$$\delta \mathbf{x} = \begin{bmatrix} \delta I_d & \delta I_q & \delta V_{dc} & \delta I_c & \delta V_b & \delta X_v & \delta X_{id} & \delta X_{iq} \end{bmatrix}^T$$

$$\delta \mathbf{u} = \begin{bmatrix} \delta I_d^* & \delta V_b^* & \delta P_{CPL} \end{bmatrix}^T$$

$$\delta \mathbf{y} = \begin{bmatrix} \delta V_{dc} & \delta I_c & \delta V_b \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) = \begin{bmatrix} \frac{K_{pd} - R_s}{L_d} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{K_{id}}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{K_{pq} - R_s}{L_q} & \frac{K_{pv} K_{pq}}{L_q} & 0 & a(2,5) & -\frac{K_{iv} K_{pq}}{L_q} & 0 & -\frac{K_{iq}}{L_q} \\ a(3,1) & a(3,2) & a(3,3) & -\frac{1}{C_{dc}} & a(3,5) & \frac{3K_{iv} K_{pq} I_{q,0}}{2C_{dc} V_{dc,0}} & \frac{3K_{id} I_{d,0}}{2C_{dc} V_{dc,0}} & \frac{3K_{iq} I_{q,0}}{2C_{dc} V_{dc,0}} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_c} & -\frac{R_c}{L_c} & -\frac{1}{L_c} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_b} & -\frac{1}{R_L C_b} + \frac{P_{CPL}}{C_b V_{dc,0}^2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & \frac{K_t - K_d}{R_L} - \frac{(K_t - K_d) P_{CPL}}{V_{b,0}^2} & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & -K_{pv} & 0 & a(8,5) & K_{iv} & 0 & 0 \end{bmatrix}_{8 \times 8}$$

$$\text{เมื่อ } a(2,5) = -\frac{K_{pv} K_{pq} (K K_t - K_d)}{L_q R_L} + \frac{K_{pv} K_{pq} P_{CPL} (K_t - K_d)}{L_q V_{b,0}^2}$$

$$a(3,1) = \frac{3}{2C_{dc}} \cdot \frac{1}{V_{dc,0}} \left( -2K_{pd} I_{d,0} + K_{id} X_{id,0} + K_{pd} I_d^* \right)$$



$$a(3,2) = \frac{3}{2C_{dc}} \cdot \frac{1}{V_{dc,0}} \left( -2K_{pq}I_{q,0} + \omega_e \phi_m - K_{pv}K_{pq}V_{dc,0} + \frac{K_{pv}K_{pq}(K_t - K_d)V_{b,0}}{R_L} \right. \\ \left. + \frac{K_{pv}K_{pq}(K_t - K_d)P_{CPL}}{V_{b,0}} + K_{iv}K_{pq}X_{v,0} + K_{iq}X_{iq,0} + K_{pv}K_{pq}V_b^* \right)$$

$$a(3,3) = \frac{3}{2C_{dc}} \cdot \frac{1}{V_{dc,0}^2} \left( -K_{pd}I_{d,0}^2 + K_{id}I_{d,0}X_{id,0} + K_{pd}I_{d,0}I_d^* - K_{pq}I_{q,0}^2 + \omega_e \phi_m I_{q,0} \right. \\ \left. + \frac{K_{pv}K_{pq}(K_t - K_d)I_{q,0}V_{b,0}}{R_L} + \frac{K_{pv}K_{pq}(K_t - K_d)P_{CPL}I_{q,0}}{V_{b,0}} \right. \\ \left. + K_{iv}K_{pq}I_{q,0}X_{v,0} + K_{iq}I_{q,0}X_{iq,0} + K_{pv}K_{pq}I_{q,0}V_b^* \right)$$

$$a(3,5) = \frac{3K_{pv}K_{pq}(K_t - K_d)I_{q,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}R_L} - \frac{3K_{pv}K_{pq}(K_t - K_d)P_{CPL}I_{q,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}V_{b,0}^2}$$

$$a(8,5) = \frac{K_{pv}(K_t - K_d)}{R_L} - \frac{K_{pv}(K_t - K_d)P_{CPL}}{V_{b,0}^2}$$

$$\mathbf{B}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) = \begin{bmatrix} -\frac{K_{pd}}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{K_{pv}K_{pq}}{L_q} & -\frac{K_{pv}K_{pq}(K_t - K_d)}{L_q V_{b,0}} \\ \frac{3K_{pd}I_{d,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}} & \frac{3K_{pv}K_{pq}I_{q,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}} & \frac{3K_{pv}K_{pq}I_{q,0}(K_t - K_d)}{2C_{dc}V_{dc,0}V_{b,0}} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_b V_{b,0}} \\ 0 & 1 & \frac{K_t - K_d}{V_{b,0}} \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & K_{pv} & \frac{K_{pv}(K_t - K_d)}{V_{b,0}} \end{bmatrix}_{8 \times 3}$$

$$\mathbf{C}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{3 \times 8}$$

$$\mathbf{D}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{3 \times 3}$$

รายละเอียดของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ถูกทำให้เป็นเชิงเส้นในสมการที่  
(5-10)

รายละเอียดของ  $\delta \mathbf{x}$   $\delta \mathbf{u}$   $\delta \mathbf{y}$   $\mathbf{A}(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o)$   $\mathbf{B}(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o)$   $\mathbf{C}(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o)$  และ  $\mathbf{D}(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o)$  ในสมการที่  
(5-10) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\delta \mathbf{x} = \begin{bmatrix} \delta I_d & \delta I_q & \delta V_{dc} & \delta I_c & \delta V_b & \delta X_v & \delta X_{id} & \delta X_{iq} & \delta V_{b,stab} \end{bmatrix}^T$$

$$\delta \mathbf{u} = \begin{bmatrix} \delta I_d^* & \delta V_b^* & \delta P_{CPL} \end{bmatrix}^T$$

$$\delta \mathbf{y} = \begin{bmatrix} \delta V_{dc} & \delta I_c & \delta V_b \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{A}(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o) = \begin{bmatrix} \frac{K_{pd} - R_s}{L_d} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{K_{id}}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{K_{pq} - R_s}{L_q} & \frac{K_{pv} K_{pq}}{L_q} & 0 & a(2,5) & -\frac{K_{iv} K_{pq}}{L_q} & 0 & -\frac{K_{iq}}{L_q} & \frac{K_{pv} K_{pq} \omega_C K_{FB}}{L_q} \\ a(3,1) & a(3,2) & a(3,3) & -\frac{1}{C_{dc}} & a(3,5) & \frac{3K_{iv} K_{pq} I_{q,0}}{2C_{dc} V_{dc,0}} & \frac{3K_{id} I_{d,0}}{2C_{dc} V_{dc,0}} & \frac{3K_{iq} I_{q,0}}{2C_{dc} V_{dc,0}} & a(3,9) \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_c} & -\frac{R_c}{L_c} & -\frac{1}{L_c} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_b} & -\frac{1}{R_L C_b} + \frac{P_{CPL}}{C_b V_{dc,0}^2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & a(6,5) & 0 & 0 & 0 & -K_{FB} \omega_C \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & -K_{pv} & 0 & a(8,5) & K_{iv} & 0 & 0 & -K_{pv} K_{FB} \omega_C \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{\omega_C}{V_{b,0}^2} & 0 & 0 & 0 & -\omega_C \end{bmatrix}_{9 \times 9}$$

$$\text{เมื่อ } a(2,5) = -\frac{K_{pv} K_{pq} (K K_t - K_d)}{L_q R_L} + \frac{K_{pv} K_{pq} P_{CPL} (K_t - K_d)}{L_q V_{b,0}^2} + \frac{K_{pv} K_{pq} K_{FB} \omega_C}{L_q V_{b,0}^2}$$

$$a(3,1) = \frac{3}{2C_{dc}} \cdot \frac{1}{V_{dc,0}} \left( -2K_{pd} I_{d,0} + K_{id} X_{id,0} + K_{pd} I_d^* \right)$$

$$a(3,2) = \frac{3}{2C_{dc}} \cdot \frac{1}{V_{dc,0}} \left( -2K_{pq}I_{q,0} + \omega_e \phi_m - K_{pv}K_{pq}V_{dc,0} + \frac{K_{pv}K_{pq}(K_t - K_d)V_{b,0}}{R_L} \right. \\ \left. + \frac{K_{pv}K_{pq}(K_t - K_d)P_{CPL}}{V_{b,0}} + \frac{K_{pv}K_{pq}K_{FB}\omega_C}{V_{b,0}} - K_{pv}K_{pq}K_{FB}\omega_C V_{b,stab,0} \right. \\ \left. + K_{iv}K_{pq}X_{v,0} + K_{iq}X_{iq,0} + K_{pv}K_{pq}V_b^* \right)$$

$$a(3,3) = \frac{3}{2C_{dc}} \cdot \frac{1}{V_{dc,0}^2} \left( -K_{pd}I_{d,0}^2 + K_{id}I_{d,0}X_{id,0} + K_{pd}I_{d,0}I_d^* - K_{pq}I_{q,0}^2 + \omega_e \phi_m I_{q,0} \right. \\ \left. + \frac{K_{pv}K_{pq}(K_t - K_d)I_{q,0}V_{b,0}}{R_L} + \frac{K_{pv}K_{pq}(K_t - K_d)P_{CPL}I_{q,0}}{V_{b,0}} \right. \\ \left. + \frac{K_{pv}K_{pq}K_{FB}\omega_C I_{q,0}}{V_{b,0}} - K_{pv}K_{pq}K_{FB}I_{q,0}V_{b,stab,0} \right. \\ \left. + K_{iv}K_{pq}I_{q,0}X_{v,0} + K_{iq}I_{q,0}X_{iq,0} + K_{pv}K_{pq}I_{q,0}V_b^* \right)$$

$$a(3,5) = \frac{3K_{pv}K_{pq}(K_t - K_d)I_{q,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}R_L} - \frac{3K_{pv}K_{pq}(K_t - K_d)P_{CPL}I_{q,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}V_{b,0}^2} - \frac{3K_{pv}K_{pq}K_{FB}\omega_C I_{q,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}V_{b,0}^2}$$

$$a(3,9) = -\frac{3K_{pv}K_{pq}K_{FB}\omega_C I_{q,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}} \quad a(6,5) = \frac{K_t - K_d}{R_L} - \frac{(K_t - K_d)P_{CPL}}{V_{b,0}^2} - \frac{K_{FB}\omega_C}{V_{b,0}^2}$$

$$a(8,5) = \frac{K_{pv}(K_t - K_d)}{R_L} - \frac{K_{pv}(K_t - K_d)P_{CPL}}{V_{b,0}^2} - \frac{K_{pv}K_{FB}\omega_C}{V_{b,0}^2}$$

$$\mathbf{B}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) = \begin{bmatrix} -\frac{K_{pd}}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{K_{pv}K_{pq}}{L_q} & -\frac{K_{pv}K_{pq}(K_t - K_d)}{L_q V_{b,0}} \\ \frac{3K_{pd}I_{d,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}} & \frac{3K_{pv}K_{pq}I_{q,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}} & \frac{3K_{pv}K_{pq}I_{q,0}(K_t - K_d)}{2C_{dc}V_{dc,0}V_{b,0}} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_b V_{b,0}} \\ 0 & 1 & \frac{K_t - K_d}{V_{b,0}} \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & K_{pv} & \frac{K_{pv}(K_t - K_d)}{V_{b,0}} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{9 \times 3}$$

$$\mathbf{C}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{3 \times 9}$$

$$\mathbf{D}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{3 \times 3}$$

รายละเอียดของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ถูกทำให้เป็นเชิงเส้นในสมการที่ (7-23)

รายละเอียดของ  $\delta \mathbf{x}$   $\delta \mathbf{u}$   $\delta \mathbf{y}$   $\mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$   $\mathbf{B}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$   $\mathbf{C}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$  และ  $\mathbf{D}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$  ในสมการที่ (7-23) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\delta \mathbf{x} = \begin{bmatrix} \delta I_{sd} & \delta I_{sq} & \delta V_{dc} & \delta I_c & \delta V_b & \delta X_v & \delta X_{id} & \delta X_{iq} & \delta V_{b,stab} \end{bmatrix}^T$$

$$\delta \mathbf{u} = \begin{bmatrix} \delta I_d^* & \delta V_b^* & \delta P_{CPL} \end{bmatrix}^T$$

$$\delta \mathbf{y} = \begin{bmatrix} \delta V_{dc} & \delta I_c & \delta V_b \end{bmatrix}^T$$



$$\mathbf{A}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) = \begin{bmatrix} \frac{R_{ac} + K_{pd}}{L_f} & 0 & -\frac{K_{pv}K_{pd}}{L_f} & 0 & a(1,5) & \frac{K_{iv}K_{pd}}{L_f} & \frac{K_{id}}{L_f} & 0 & -\frac{K_{pv}K_{pd}\omega_C K_{FB}}{L_f} \\ 0 & -\frac{R_{ac} + K_{pq}}{L_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{K_{iq}}{L_f} & 0 \\ a(3,1) & a(3,2) & a(3,3) & -\frac{1}{C_{dc}} & a(3,5) & -\frac{3K_{iv}K_{pd}I_{sd,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}} & -\frac{3K_{id}I_{sd,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}} & -\frac{3K_{iq}I_{sq,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}} & a(3,9) \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_c} & -\frac{R_c}{L_c} & -\frac{1}{L_c} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_b} & -\frac{1}{R_L C_b} + \frac{P_{CPL}}{C_b V_{dc,0}^2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & a(6,5) & 0 & 0 & 0 & -K_{FB}\omega_C \\ -1 & 0 & -K_{pv} & 0 & a(7,5) & K_{iv} & 0 & 0 & -K_{pv}K_{FB}\omega_C \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{\omega_C}{V_{b,0}^2} & 0 & 0 & 0 & -\omega_C \end{bmatrix}_{9 \times 9}$$

$$a(1,5) = \frac{K_{pv}K_{pd}(KK_t - K_d)}{L_f R_L} - \frac{K_{pv}K_{pd}P_{CPL}(K_t - K_d)}{L_f V_{b,0}^2} - \frac{K_{pv}K_{pd}K_{FB}\omega_C}{L_f V_{b,0}^2}$$

$$a(3,1) = \frac{3}{2C_{dc}} \cdot \frac{1}{V_{dc,0}} \left( 2K_{pd}I_{sd,0} + K_{pv}K_{pd}V_{dc,0} - \frac{K_{pv}K_{pd}(K_t - K_d)V_{b,0}}{R_L} \right. \\ \left. - \frac{K_{pv}K_{pd}(K_t - K_d)P_{CPL}}{V_{b,0}} - \frac{K_{pv}K_{pd}K_{FB}\omega_C}{V_{b,0}} + K_{pv}K_{pd}K_{FB}\omega_C V_{b,stab,0} \right. \\ \left. + V_{sd} - K_{iv}K_{pd}X_{v,0} - K_{id}X_{id,0} - K_{pv}K_{pd}V_b^* \right)$$

$$a(3,2) = \frac{3}{2C_{dc}} \cdot \frac{1}{V_{dc,0}} \left( 2K_{pq}I_{sq,0} - K_{iq}X_{iq,0} + K_{pq}I_{sq}^* \right)$$

$$a(3,3) = -\frac{3}{2C_{dc}} \cdot \frac{1}{V_{dc,0}^2} \left( K_{pd}I_{sd,0}^2 - K_{iv}K_{pd}I_{sd,0}X_{v,0} - K_{id}I_{sd,0}X_{id,0} + K_{pv}K_{pd}I_{sd,0}V_b^* \right. \\ \left. - \frac{K_{pv}K_{pd}(K_t - K_d)I_{sd,0}V_{b,0}}{R_L} - \frac{K_{pv}K_{pd}(K_t - K_d)P_{CPL}I_{sd,0}}{V_{b,0}} \right. \\ \left. - \frac{K_{pv}K_{pd}K_{FB}\omega_C I_{sd,0}}{V_{b,0}} + K_{pv}K_{pd}K_{FB}\omega_C I_{sd,0}V_{b,stab,0} + V_{sd}I_{sd,0} \right. \\ \left. + K_{pq}I_{sq,0}^2 - K_{iq}I_{sq,0}X_{iq,0} - K_{pq}I_{sq,0}I_{sq}^* \right)$$

$$a(3,5) = -\frac{3K_{pv}K_{pd}(K_t - K_d)I_{sd,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}R_L} + \frac{3K_{pv}K_{pd}(K_t - K_d)P_{CPL}I_{sd,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}V_{b,0}^2} + \frac{3K_{pv}K_{pd}K_{FB}\omega_C I_{sd,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}V_{b,0}^2}$$

$$a(3,9) = \frac{3K_{pv}K_{pd}K_{FB}\omega_C I_{sd,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}} \quad a(6,5) = \frac{K_t - K_d}{R_L} - \frac{(K_t - K_d)P_{CPL}}{V_{b,0}^2} - \frac{K_{FB}\omega_C}{V_{b,0}^2}$$

$$a(7,5) = \frac{K_{pv}(K_t - K_d)}{R_L} - \frac{K_{pv}(K_t - K_d)P_{CPL}}{V_{b,0}^2} - \frac{K_{pv}K_{FB}\omega_C}{V_{b,0}^2}$$

$$\mathbf{B}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{K_{pv}K_{pd}}{L_f} & \frac{K_{pv}K_{pd}(K_t - K_d)}{L_f V_{b,0}} \\ -\frac{K_{pd}}{L_f} & 0 & 0 \\ \frac{3K_{pq}I_{sq,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}} - \frac{3K_{pv}K_{pd}I_{sd,0}}{2C_{dc}V_{dc,0}} - \frac{3K_{pv}K_{pd}I_{sd,0}(K_t - K_d)}{2C_{dc}V_{dc,0}V_{b,0}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_b V_{b,0}} \\ 0 & 0 & \frac{K_t - K_d}{V_{b,0}} \\ 0 & 1 & \frac{K_{pv}(K_t - K_d)}{V_{b,0}} \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{9 \times 3}$$

$$\mathbf{C}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{3 \times 9}$$

$$\mathbf{D}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{3 \times 3}$$

ภาคผนวก ง.

การทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ของอัลกอริทึมการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัว  
ที่เหมาะสมที่สุดสำหรับการออกแบบสมการสร้างเสถียรภาพเชิงปรับตัว

### ผลการทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ของอัลกอริทึมการค้นหาแบบตาปูเชิงปรับตัวที่เหมาะสมที่สุดสำหรับระบบไฟฟ้ากำลังบนเครื่องบินที่มีพิกัดแรงสูง

การทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ของอัลกอริทึมการค้นหาแบบตาปูเชิงปรับตัวที่เหมาะสมที่สุดสำหรับการออกแบบสมการสร้างเสถียรภาพเชิงปรับตัวจะเริ่มต้นจากการทดสอบหาค่าจำนวนคำตอบเริ่มต้นที่เหมาะสมที่สุด โดยได้ดำเนินการทดสอบที่ค่าเท่ากับ 10 20 30 40 และ 50 คำตอบ และกำหนดให้จำนวนรอบการค้นหาเท่ากับ 10 รอบ จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 30 คำตอบ ค่ารัศมีการค้นหาเท่ากับ 50 เปอร์เซ็นต์ และอัตราปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.3 ดังแสดงได้ในตารางที่ ง.1 ดังนี้

ตารางที่ ง.1 การทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น

ครั้งที่	ค่า $W$				
	จำนวนคำตอบเริ่มต้น (คำตอบ)				
	10	20	30	40	50
1	0.74494	0.744904	0.744885	0.744915	0.745015
2	0.744959	0.74494	0.744991	0.744998	0.744943
3	0.744972	0.744922	0.744996	0.745801	0.744958
4	0.745002	0.744883	0.745808	0.744947	0.744915
5	0.744889	0.744922	0.74501	0.745001	0.744892
ค่าเฉลี่ย	0.744952	0.744914	0.745138	0.745132	0.744944

ในลำดับต่อไปจะเป็นการทดสอบหาค่าจำนวนคำตอบรอบข้างที่เหมาะสมที่สุด โดยได้ทำการทดสอบที่ค่าเท่ากับ 10 20 30 40 และ 50 คำตอบ ในขณะที่จำนวนรอบการค้นหาเท่ากับ 10 รอบ จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 20 คำตอบ ค่ารัศมีการค้นหาเท่ากับ 50 เปอร์เซ็นต์ และอัตราปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.3 ดังแสดงได้ในตารางที่ ง.2 ดังนี้

ตารางที่ ง.2 การทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง

ครั้งที่	ค่า $W$				
	จำนวนคำตอบรอบข้าง (คำตอบ)				
	10	20	30	40	50
1	0.745102	0.744936	0.745002	0.744925	0.745009
2	0.744989	0.745047	0.744956	0.744851	0.744916
3	0.745066	0.745044	0.745039	0.745024	0.74494
4	0.745172	0.744997	0.744976	0.744895	0.744909
5	0.744902	0.744928	0.744941	0.744903	0.745248
ค่าเฉลี่ย	0.745046	0.744991	0.744983	0.74492	0.745004

ในลำดับถัดมาจะเป็นการทดสอบหาค่ารัศมีการค้นหาที่เหมาะสมที่สุด โดยได้ทำการทดสอบที่ค่าเท่ากับ 10 20 30 40 และ 50 เปอร์เซ็นต์ ในขณะที่จำนวนรอบการค้นหาเท่ากับ 10 รอบ จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 20 คำตอบ จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 40 คำตอบ และ อัตราปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.3 ดังแสดงได้ในตารางที่ ง.3 ดังนี้

ตารางที่ ง.3 การทดสอบค่ารัศมีการค้นหา

ครั้งที่	ค่า $W$				
	ค่ารัศมีการค้นหา (เปอร์เซ็นต์)				
	10	20	30	40	50
1	0.743974	0.743883	0.743805	0.745081	0.744961
2	0.743965	0.743825	0.743872	0.74492	0.744905
3	0.743812	0.743962	0.743905	0.74496	0.745027
4	0.743955	0.743971	0.743948	0.744967	0.744965
5	0.743861	0.743959	0.743928	0.744849	0.744877
ค่าเฉลี่ย	0.743914	0.74392	0.743892	0.744955	0.744947

สำหรับการทดสอบหาค่าอัตราปรับลดรัศมีที่เหมาะสมที่สุดได้ทำการทดสอบที่ค่าเท่ากับ 1.1 1.2 1.3 1.4 และ 1.5 โดยกำหนดให้จำนวนรอบการค้นหาเท่ากับ 10 รอบ จำนวนคำตอบเริ่มต้น



เท่ากับ 20 คำตอบ จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 40 คำตอบ และค่ารัศมีการค้นหาเท่ากับ 30 เปอร์เซ็นต์ ดังแสดงได้ในตารางที่ ง.4 ดังนี้

ตารางที่ ง.4 การทดสอบค่าอัตราปรับลดรัศมี

ค่า $W$					
ครั้งที่	ค่าอัตราปรับลดรัศมี				
	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5
1	0.744872	0.744878	0.744845	0.744818	0.744896
2	0.745076	0.744923	0.744927	0.744899	0.744777
3	0.745847	0.744807	0.744809	0.744819	0.744802
4	0.744877	0.744803	0.744832	0.744799	0.744893
5	0.744903	0.744834	0.744899	0.744775	0.744864
ค่าเฉลี่ย	0.745115	0.744849	0.744862	0.744822	0.744846

ในลำดับสุดท้ายของการทดสอบจะเป็นการทดสอบหาจำนวนรอบการค้นหา โดยได้ทำการทดสอบที่ค่าเท่ากับ 20 30 40 50 และ 60 รอบ ในขณะที่จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 20 คำตอบ จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 40 คำตอบ ค่ารัศมีการค้นหาเท่ากับ 30 เปอร์เซ็นต์ และอัตราปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.4 ดังแสดงได้ในตารางที่ ง.5 ดังนี้

ตารางที่ ง.5 การทดสอบจำนวนรอบการค้นหา

ค่า $W$					
ครั้งที่	จำนวนรอบการค้นหา				
	20	30	40	50	60
1	0.744892	0.744876	0.744892	0.744463	0.744842
2	0.744844	0.744792	0.744831	0.744489	0.744764
3	0.744765	0.74496	0.744876	0.744489	0.744894
4	0.744891	0.744764	0.744789	0.744464	0.744972
5	0.744832	0.744853	0.744764	0.744491	0.744876
ค่าเฉลี่ย	0.744845	0.744849	0.744831	0.744479	0.74487

จากตารางที่ ง.1 ถึงตารางที่ ง.5 เมื่อพิจารณาเลือกค่าพารามิเตอร์ของอัลกอริทึมการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัวที่เหมาะสมที่สุดสำหรับการออกแบบสมการสร้างเสถียรภาพเชิงปรับตัวผ่านเงื่อนไขค่า  $W$  เฉลี่ยที่มีค่าน้อยที่สุด จะได้จำนวนคำตอบเริ่มต้นที่เหมาะสมที่สุดเท่ากับ 20 คำตอบ จำนวนคำตอบรอบข้างที่เหมาะสมที่สุดเท่ากับ 40 คำตอบ ค่ารัศมีการค้นหาที่เหมาะสมที่สุดเท่ากับ 30 เปอร์เซ็นต์ อัตราปรับลดรัศมีที่เหมาะสมที่สุดเท่ากับ 1.4 และจำนวนรอบการค้นหาที่เหมาะสมที่สุดเท่ากับ 50 รอบ

### ผลการทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ของอัลกอริทึมการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัวที่เหมาะสมที่สุดสำหรับชุดทดสอบระบบไฟฟ้ากำลังบนเครื่องบิน

การทดสอบหาค่าพารามิเตอร์ของอัลกอริทึมการค้นหาแบบตาบู่เชิงปรับตัวที่เหมาะสมที่สุดสำหรับการออกแบบสมการสร้างเสถียรภาพเชิงปรับตัวจะเริ่มต้นจากการทดสอบหาค่าจำนวนคำตอบเริ่มต้นที่เหมาะสมที่สุด โดยได้ดำเนินการทดสอบที่ค่าเท่ากับ 10 20 30 40 และ 50 คำตอบ และกำหนดให้จำนวนรอบการค้นหาเท่ากับ 10 รอบ จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 30 คำตอบ ค่ารัศมีการค้นหาเท่ากับ 50 เปอร์เซ็นต์ และอัตราปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.3 ดังแสดงได้ในตารางที่ ง.6 ดังนี้

ตารางที่ ง.6 การทดสอบจำนวนคำตอบเริ่มต้น

ครั้งที่	ค่า $W$				
	จำนวนคำตอบเริ่มต้น (คำตอบ)				
	10	20	30	40	50
1	0.707763	0.707741	0.707758	0.707746	0.707745
2	0.707768	0.707743	0.707744	0.707745	0.707794
3	0.707765	0.707745	0.707749	0.707744	0.707898
4	0.707782	0.707744	0.707744	0.707745	0.707703
5	0.707764	0.707750	0.707744	0.707750	0.707707
ค่าเฉลี่ย	0.707768	0.707745	0.707748	0.707746	0.707769

ในลำดับต่อมาจะเป็นการทดสอบหาค่าจำนวนคำตอบรอบข้างที่เหมาะสมที่สุด โดยได้ทำการทดสอบที่ค่าเท่ากับ 10 20 30 40 และ 50 คำตอบ ในขณะที่จำนวนรอบการค้นหาเท่ากับ 10 รอบ จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 20 คำตอบ ค่ารัศมีการค้นหาเท่ากับ 50 เปอร์เซ็นต์ และอัตราปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.3 ดังแสดงได้ในตารางที่ ง.7 ดังนี้

ตารางที่ ง.7 การทดสอบจำนวนคำตอบรอบข้าง

ครั้งที่	ค่า $W$				
	จำนวนคำตอบรอบข้าง (คำตอบ)				
	10	20	30	40	50
1	0.707757	0.707744	0.707748	0.707748	0.707743
2	0.707773	0.707748	0.707743	0.707781	0.707744
3	0.707758	0.707749	0.707745	0.707743	0.707758
4	0.707748	0.707744	0.707742	0.707743	0.707749
5	0.707753	0.707765	0.707742	0.707744	0.707751
ค่าเฉลี่ย	0.707758	0.707775	0.707744	0.707752	0.707749

ในลำดับถัดมาจะเป็นการทดสอบหาค่ารัศมีการค้นหาที่เหมาะสมที่สุด โดยได้ทำการทดสอบที่ค่าเท่ากับ 10 20 30 40 และ 50 เปอร์เซ็นต์ ในขณะที่จำนวนรอบการค้นหาเท่ากับ 10 รอบ จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 20 คำตอบ จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 30 คำตอบ และ อัตราปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.3 ดังแสดงได้ในตารางที่ ง.8 ดังนี้

ตารางที่ ง.8 การทดสอบค่ารัศมีการค้นหา

ครั้งที่	ค่า $W$				
	ค่ารัศมีการค้นหา (เปอร์เซ็นต์)				
	10	20	30	40	50
1	0.707765	0.707742	0.707742	0.707766	0.707744
2	0.707749	0.707771	0.707749	0.707758	0.707745
3	0.707776	0.707742	0.707742	0.707751	0.707744
4	0.707758	0.707742	0.707745	0.707743	0.707743
5	0.707746	0.707744	0.707743	0.707743	0.707751
ค่าเฉลี่ย	0.707756	0.707748	0.707744	0.707752	0.707745

สำหรับการทดสอบหาค่าอัตราปรับลดรัศมีที่เหมาะสมที่สุดได้ทำการทดสอบที่ค่าเท่ากับ 1.1 1.2 1.3 1.4 และ 1.5 โดยกำหนดให้จำนวนรอบการค้นหาเท่ากับ 10 รอบ จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 20 คำตอบ จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 30 คำตอบ และค่ารัศมีการค้นหาเท่ากับ 30 เปอร์เซ็นต์ ดังแสดงได้ในตารางที่ ง.9 ดังนี้

ตารางที่ ง.9 การทดสอบค่าอัตราปรับลดรัศมี

ค่า $W$					
ครั้งที่	ค่าอัตราปรับลดรัศมี				
	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5
1	0.707646	0.707643	0.707642	0.707642	0.70765
2	0.707644	0.707643	0.707644	0.707642	0.707644
3	0.707643	0.707649	0.707644	0.707650	0.707653
4	0.707645	0.707643	0.707643	0.707652	0.707652
5	0.707658	0.707642	0.707643	0.707655	0.707645
ค่าเฉลี่ย	0.707647	0.707644	0.707643	0.707648	0.707649

ในลำดับสุดท้ายของการทดสอบจะเป็นการทดสอบหาจำนวนรอบการค้นหา โดยได้ทำการทดสอบที่ค่าเท่ากับ 20 30 40 50 และ 60 รอบ ในขณะที่จำนวนคำตอบเริ่มต้นเท่ากับ 20 คำตอบ จำนวนคำตอบรอบข้างเท่ากับ 30 คำตอบ ค่ารัศมีการค้นหาเท่ากับ 30 เปอร์เซ็นต์ และอัตราปรับลดรัศมีเท่ากับ 1.3 ดังแสดงได้ในตารางที่ ง.10 ดังนี้

ตารางที่ ง.10 การทดสอบจำนวนรอบการค้นหา

ครั้งที่	ค่า $W$				
	จำนวนรอบการค้นหา				
	20	30	40	50	60
1	0.707647	0.707644	0.707632	0.707632	0.70766
2	0.707645	0.707645	0.707645	0.707632	0.707635
3	0.707644	0.707650	0.707642	0.70763	0.707644
4	0.707646	0.707633	0.707633	0.707632	0.707643
5	0.707649	0.707632	0.707635	0.707636	0.707656
ค่าเฉลี่ย	0.707646	0.707641	0.707637	0.707632	0.707648

จากตารางที่ ง.6 ถึงตารางที่ ง.10 เมื่อพิจารณาเลือกค่าพารามิเตอร์ของอัลกอริทึมการค้นหาแบบตาข่ายเชิงปรับตัวที่เหมาะสมที่สุดสำหรับการออกแบบสมการสร้างเสถียรภาพเชิงปรับตัวผ่านเงื่อนไขค่า  $W$  เฉลี่ยที่มีค่าน้อยที่สุด จะได้จำนวนคำตอบเริ่มต้นที่เหมาะสมที่สุดเท่ากับ 20 คำตอบ จำนวนคำตอบรอบข้างที่เหมาะสมที่สุดเท่ากับ 30 คำตอบ ค่ารัศมีการค้นหาที่เหมาะสมที่สุดเท่ากับ 30 เปอร์เซ็นต์ อัตราปรับลดรัศมีที่เหมาะสมที่สุดเท่ากับ 1.3 และจำนวนรอบการค้นหาที่เหมาะสมที่สุดเท่ากับ 50 รอบ



ภาคผนวก จ.

โปรแกรมการควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงของชุดทดสอบ  
ระบบไฟฟ้ากำลังบนเครื่องบิน

```

*****
รายละเอียดโปรแกรมการควบคุมแรงดันบัลไฟฟ้ากระแสตรงของชุดทดสอบระบบไฟฟ้ากำลังบนเครื่องบิน
*****

    /* ประกาศเรียกใช้งานฟังก์ชันมาตรฐาน library และตัวแปรของบอร์ด DSP */
#include "DSP28x_Project.h"
#include "DSP2833x_Device.h"
#include "DSP2833x_Examples.h"
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include "IQmathLib.h"
#include "math.h"
#include "params.h"

    /* ตั้งค่าการใช้งานพอร์ตแอนะล็อกเป็นดิจิตอลเพื่ออ่านค่าจากเซนเซอร์ */
#if (CPU_FRQ_150MHZ)
#define ADC_MODCLK 0x3
#endif
#if (CPU_FRQ_100MHZ)
#define ADC_MODCLK 0x2
#endif
#define ADC_CKPS 0x0
#define ADC_SHCLK 0x1
#define AVG 1000
#define ZOFFSET 0x00
#define BUF_SIZE 1024

    /* ตั้งค่าฟังก์ชันต่าง ๆ ที่ใช้งาน */

void InitEPwm1Example(void);
void InitEPwm2Example(void);
void InitEPwm3Example(void);
interrupt void epwm1_isr(void);
interrupt void epwm2_isr(void);
interrupt void epwm3_isr(void);

```

```

interrupt void cpu_timer0_isr(void);

void Gpio_select(void);

Uint32 EPwm1TimerIntCount;
Uint32 EPwm2TimerIntCount;
Uint32 EPwm3TimerIntCount;

Uint16 EPwm1_DB_Direction;
Uint16 EPwm2_DB_Direction;
Uint16 EPwm3_DB_Direction;

/* กำหนดค่า dead band ที่ใช้ในการสร้างสัญญาณ PWM ของสวิตช์ไอจีบีทีทั้ง 6 ตัว */
#define EPWM1_MAX_DB 0x03FF
#define EPWM2_MAX_DB 0x03FF
#define EPWM3_MAX_DB 0x03FF
#define EPWM1_MIN_DB 0
#define EPWM2_MIN_DB 0
#define EPWM3_MIN_DB 0
#define DB_UP 1
#define DB_DOWN 0

/* เข้าสู่ฟังก์ชันหลักและตั้งค่าต่าง ๆ ของบอร์ด DSP */
void main(void)
{
    InitSysCtrl();
    EALLOW;
    SysCtrlRegs.HISPCP.all = ADC_MODCLK;
    EDIS;
    Gpio_select();
    DINT;
    InitPieCtrl();
    IER = 0x0000;
    IFR = 0x0000;

    InitPieVectTable();

```

```

EALLOW;
EDIS;

/* เปิดการใช้งานพอร์ตแอนะล็อกเป็นดิจิตอล */

InitAdc();
AdcRegs.ADCTRL1.bit.ACQ_PS = ADC_SHCLK;
AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_CASC = 1;
AdcRegs.ADCTRL1.bit.CONT_RUN = 1;
AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_OVRD = 1;
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.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV03 = 0x3;   //A3
AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV04 = 0x4;   //A4
AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV05 = 0x5;   //A5
AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV06 = 0x6;   //A6
AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV07 = 0x7;   //A7
AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV08 = 0x8;   //B0
AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1;

/* เปิดการใช้งาน ePWM */

InitEPwm1Example();
InitEPwm2Example();
InitEPwm3Example();

/* ล้างค่ารีจิสเตอร์ต่าง ๆ ที่ค้างอยู่ภายในบอร์ด DSP */

DINT;
IER |= M_INT1;
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx7 = 1;
EALLOW;
SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 0;
EDIS;

```

```

EALLOW;
SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1;
EDIS;

EINT;
ERTM;

    /* เข้าสู่ลูปการทำงานไม่รู้จบและอ่านค่า  $V_{an}$   $V_{bn}$   $V_{cn}$   $I_a$   $I_b$   $I_c$   $V_{dc}$  และ  $I_o$  */
    for(;;){
        Van=(Voltage_VR1*0.0732601)-150;
        Vbn=(Voltage_VR2*0.0732601)-150;
        Vcn=(Voltage_VR3*0.0732601)-150;
        Ian=(Voltage_VR4*0.0138141)-28.2843;
        Ibn=(Voltage_VR5*0.0138141)-28.2843;
        Icn=(Voltage_VR6*0.0138141)-28.2843;
        Vdc=(Voltage_VR7*0.0990183)-0.3689;
        Io=(0.00736*Voltage_VR9)-0.121;
        /* การแปลงแรงดันและกระแสไฟฟ้าสามเฟสให้เป็นแรงดันและกระแสไฟฟ้าบนแกน  $\alpha\beta$  */
        Valpha=(ksqrt23)*(Van-(0.5*Vbn)-(0.5*Vcn));
        Vbeta=(ksqrt23)*((0.866*Vbn)-(0.866*Vcn));

        if (Valpha>=0){
            if (Vbeta<0){theta=(atan(Vbeta/Valpha));}
            if (Vbeta>=0){theta=(atan(Vbeta/Valpha));}
        }

        if (Valpha<0){
            if (Vbeta>=0){theta=3.1415927+(atan(Vbeta/Valpha));}
            if (Vbeta<0){theta=-3.1415927+(atan(Vbeta/Valpha));}
        }

        lalpha=(ksqrt23)*(Ian-(0.5*Ibn)-(0.5*Icn));
        lbeta =(ksqrt23)*((0.866*Ibn)-(0.866*Icn));
    }

```



```

/* การแปลงแรงดันและกระแสไฟฟ้าสามเฟสบนแกน  $\alpha\beta$  ไปอยู่บนแกน  $dq$  */
Vbusd=Valpha*(cos(theta))+Vbeta*(sin(theta));
Vbusq=-Valpha*sin(theta)+Vbeta*cos(theta);
Iind=Ialpha*cos(theta)+Ibeta*sin(theta);
Iinq=-Ialpha*sin(theta)+Ibeta*cos(theta);

/* ภาระบวนการควบคุมแบบพีไอของลูปแรงดัน */
err_v= Vdcref-Vdc-(Io*Kd)+(Io*Kt)
Upv=Kpv*err_v;
Uiv=(Kiv*(err_v)*Ts)+Uiv_1;
Iind_ref=Upv+Uiv;

if(Iind_ref>10)
{
    Iind_ref=10;
}

if(Iind_ref<-10)
{
    Iind_ref=-10;
}

/* ภาระบวนการควบคุมแบบพีไอของลูปกระแสบนแกนดี */
err_id=Iind_ref-Iind;
Upid=Kpi*err_id;
Uiid=(Kii*(err_id)*Ts)+Uiid_1;
Upi_id=Upid+Uiid;

/* ภาระบวนการควบคุมแบบพีไอของลูปกระแสบนแกนควิ */
err_iq=Iinq_ref-Iinq;
Upiq=Kpi*err_iq;
Ui iq=(Kii*(err_iq)*Ts)+Ui iq_1;
Upi_iq=Upiq+Ui iq;

```

```

/* อัปเดตค่าความผิดพลาดของรูปแรงดันและกระแส */
Uiv_1=Uiv;
Uiid_1=Uiid;
Uiiq_1=Uiiq;
/* พจน์ชดเชยเพื่อใช้ในการคำนวณหาสัญญาณควบคุม */
Vbusd_comp=-Upi_id+Vbusd+(liinq*Lf*Wm);
Vbusq_comp=-Upi_iq+Vbusq-(liind*Lf*Wm);

/* การแปลงสัญญาณควบคุมบนแกน dq ไปอยู่บนแกน  $\alpha\beta$  */

M_alpha=Vbusd_comp*cos(theta)+ Vbusq_comp*(-sin(theta));
M_beta=Vbusd_comp*sin(theta)+ Vbusq_comp*cos(theta);
M_0=0;
/* การแปลงสัญญาณควบคุมบนแกน  $\alpha\beta$  ให้เป็นสัญญาณควบคุมสามเฟส */
Ma=2/(Vdc)*(((kinvsqrt23)*(0.6667*M_alpha)));
Mb=2/(Vdc)*(((kinvsqrt23)*(-0.3333*M_alpha+0.5774*M_beta)));
Mc=2/(Vdc)*(((kinvsqrt23)*(-0.3333*M_alpha-0.5774*M_beta)));

Ma_compare=((Ma+1)*0.5);
Mb_compare=((Mb+1)*0.5);
Mc_compare=((Mc+1)*0.5);

Va = 3750*Ma_compare;
Vb = 3750*Mb_compare;
Vc = 3750*Mc_compare;

if(Va>3750)
{
Va=3750;
}
else if(Va<0)
{

```

```

    Va=0;
}

if(Vb>3750)
{
    Vb=3750;
}
else if(Vb<0)
{
    Vb=0;
}
if(Vc>3750)
{
    Vc=3750;
}
else if(Vc<0)
{
    Vc=0;
}
/* สร้างสัญญาณ PWM โดยการเปรียบเทียบสัญญาณควบคุมสามเฟสกับสัญญาณนาฬิกาของ
    บอร์ด DSP */
    EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = Va;
    EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = Vb;
    EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = Vc;
}
}

/* ฟังก์ชันการทำงานของพอร์ต ePWM 1 */

void InitEPwm1Example()
{
    EPwm1Regs.TBPRD = 3750; // Period = 1600 TBCLK counts

```

```

EPwm1Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0; // Set Phase register to zero
EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Symmetrical mode
EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Master module
EPwm1Regs.TBCTL.bit.PRDL = TB_SHADOW;
EPwm1Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_CTR_ZERO; // Sync down-stream module
EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
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.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE; // enable Dead-band module
EPwm1Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC; // Active Hi complementary
EPwm1Regs.DBFED = 20;
EPwm1Regs.DBRED = 20;
}

/* ฟังก์ชันการทำงานของพอร์ต ePWM 2 */
void InitEPwm2Example()
{
EPwm2Regs.TBPRD = 3750; // Period= 1600 TBCLK counts
EPwm2Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0; // Set Phase register to zero
EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Symmetrical mode
EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE; // Slave module
EPwm2Regs.TBCTL.bit.PRDL = TB_SHADOW;
EPwm2Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_SYNC_IN; // sync flow-through
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR=Zero
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR=Zero
EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET; // set actions for EPWM2A
EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR;
EPwm2Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE; // enable Dead-band module

```

```

EPwm2Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC; // Active Hi complementary
EPwm2Regs.DBFED = 20;
EPwm2Regs.DBRED = 20;
}

/* ฟังก์ชันการทำงานของพอร์ต ePWM 3 */
void InitEPwm3Example()
{
    EPwm3Regs.TBPRD = 3750; // Period = 1600 TBCLK counts
    EPwm3Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0; // Set Phase register to zero
    EPwm3Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Symmetrical mode
    EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE; // Slave module
    EPwm3Regs.TBCTL.bit.PRDLN = TB_SHADOW;
    EPwm3Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_SYNC_IN; // sync flow-through
    EPwm3Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
    EPwm3Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
    EPwm3Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR=Zero
    EPwm3Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR=Zero
    EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET; // set actions for EPWM3A
    EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR;
    EPwm3Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE; // enable Dead-band module
    EPwm3Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC; // Active Hi complementary
    EPwm3Regs.DBFED = 20;
    EPwm3Regs.DBRED = 20;
}

/* ฟังก์ชันการตั้งค่าพอร์ตอินพุตและเอาต์พุตของบอร์ด DSP */
void Gpio_select(void)
{
    EALLOW;
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.all = 0x0000;
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO0 = 1;
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO1 = 1;
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO2 = 1;

```



```
GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO3 = 1;
GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO4 = 1;
GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO5 = 1;

GpioCtrlRegs.GPBMUX1.all = 0x0000;
// GpioCtrlRegs.GPBMUX2.all = 0x00000000;
GpioCtrlRegs.GPCMUX1.all = 0x0000;
// GpioCtrlRegs.GPCMUX2.all = 0x00000000;
GpioCtrlRegs.GPADIR.all = 0x0000;
GpioCtrlRegs.GPBDIR.all = 0x0000;
GpioCtrlRegs.GPCDIR.all = 0x0000;
EDIS;
}
```