

รายการอ้างอิง

ภาษาอังกฤษ

- [1] R. Wu, and G. Slemon. Permanent magnet motor drive without a shaft sensor. IEEE Trans. Ind. Appl. 27.5 (1991) : 1005–1011.
- [2] A. Bado, S. Bolognani, and H. Bigliotto. Effective estimation of speed and rotor position of a PM synchronous motor drive by a Kalman filtering technique. Proc. of IEEE PESC'92. (1992) : 951–957.
- [3] R. Dhaouadi, N. Mohan, and L. Norum. Effective estimation of speed and rotor position of an extended Kalman filter for the state estimation of a permanent magnet synchronous motor. IEEE Trans. Power Electronics. 6.3 (1991) : 491–497.
- [4] Y. Zhang, J. Gu, Z. Wu, and J. Ying. Investigation of high frequency injection method for surface-mounted PMSM sensor-less drive. Proc. of IEEE ICEMS'05. (2005) : 306–309.
- [5] C. Ortega, A. Arias, J. Balcells, and C. Caruana. High Frequency injection in a Matrix Converter DTC Drive for sensorless operation of a PMSM. Proc. of IEEE ISIE'07. (2007) : 2278 - 2283.
- [6] C. Ortega, A. Arias, C. Caruana, C. Staines, J. Balcells, and J. Cilia. Sensorless Direct Torque Control of a Surface Mounted PMSM using High Frequency Injection. Proc. of IEEE IE'06. (2007) : 2278 - 2283.
- [7] J. Solsona, M. Valla, and C. Muravchik. Nonlinear Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor with Disturbance Torque Estimation. IEEE Trans. Energy Convers. 15.2 (2000) :163–168.
- [8] J. Solsona, M. Valla, and C. Muravchik. Nonlinear Reduced Order Observer for Permanent Magnet Synchronous Motors. IEEE Trans. Ind. Electron. 43.4 (1996) : 492–497.
- [9] K. Tatematsu, D. Hamada, K. Uchida, S. Wakao, and T. Onuki. Sensorless control for permanent magnet synchronous motor with reduced order observer. Proc. of IEEE PESC'98 (1998) : 125–131.
- [10] L. A. Jones, and J. H. Lang. A state observer for the permanent-magnet synchronous motor. IEEE Trans. Ind. Electron. 36.4 (1989) : 346–354.

- [11] R. B. Sepe, and J. H. Lang. Real-time observer-based (adaptive) control of a permanent-magnet synchronous motor without mechanical sensors. IEEE Trans. Ind. Appl. 28.6 (1992) : 1345–1352.
- [12] H. Rasmussen, R. Vadstrup, and H. Borsting. Adaptive observer for speed sensorless PM motor control. Conf. Rec. of IEEE-IAS Annu. Meeting 1 (2003) : 599 - 603.
- [13] B. Nahid Mobarakeh, F. Meibody-Tabar, and F.M. Sargos. Robustness Study of a Model-Based Technique for Mechanical Sensorless PMSM. Proc. of IEEE PESC'01 (2001) : 811–816.
- [14] B. Nahid Mobarakeh, F. Meibody-Tabar, and F.M. Sargos. Mechanical sensorless control of PMSM with on-line estimation of stator resistance. Conf. Rec. of IEEE-IAS Annu. Meeting 1 (2003) : 628 - 635.
- [15] A. Piippo, M. Hinkkanen, and J. Luomi. Analysis of an adaptive observer for sensorless control of PMSM drives. Conf. Rec. of IEEE-IECON Annu. Meeting (2005) : CDROM.
- [16] A. Piippo, M. Hinkkanen, and J. Luomi. Analysis of an Adaptive Observer for Sensorless Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors. IEEE Trans. Ind. Electron. 55.2 (2008) : 570–576.
- [17] J. S. Kim and S. Sul. High performance PMSM drives without rotational position sensors using reduced order observer. Conf. Rec. of IEEE-IAS Annu. Meeting 1 (1995) : 75 - 82.
- [18] G. Yang, R. Tomioka, M. Nakano, and T. H. Chin. Position and speed sensorless control of brushless DC motor based on an adaptive observer. IEEJ Trans. Ind. Appl. 113 (1993) : 579–586.
- [19] M. Rashed, P. F. A. MacConnell, A. F. Stronach, and P. Acarnley. Sensorless Indirect-Rotor-Field-Orientation Speed Control of a Permanent-Magnet Synchronous Motor With Stator-Resistance Estimation. IEEE Trans. Ind. Elec. 54 (2007) : 1664 - 1675.
- [20] M. Elbuluk, and Li. Changsheng . Sliding mode observer for wide-speed sensorless control of PMSM Drives. Conf. Rec. of IEEE-IAS Annu. Meeting 1 (2003) :480 - 485.
- [21] M. Tomita, T. Senjyu, S. Doki, and S. Okuma. New sensorless control for brushless

- DC motors using disturbance observers and adaptive velocity estimations. *IEEE Trans. Ind. Elec.* 45.2 (2006) : 274-282.
- [22] S. Suwankawin, and S. Sangwongwanich. Design Strategy of an Adaptive Full-Order Observer for Speed-Sensorless Induction Motor Drives –Tracking Performance and Stabilization. *IEEE Trans. Ind. Elec.* 53.1 (2006): 96-119.
- [23] S. Sangwongwanich, S. Suwankawin, S. Po-ngam, and S. Koonlaboon. Speed Estimation Design Framework for Sensorless AC Motor Drives Based on Positive-Real. *Proc. of PCC-Nagoya'07.* (2007) : 1111-1118.
- [24] H. Kubota, K. Matsuse, and T. Nakano. DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 29.2(1993) : 344-348.
- [25] G. Yang, and T. H. Chin. Adaptive-speed identification scheme for a vector-controlled speed sensorless inverter-induction motor drive. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 29.4(1993) : 820-825.
- [26] N. Matsui. Sensorless Operation of Brushless DC Motor Drives. *Proc. of IECON '93.* (1993) : 739-744.
- [27] M. Hasegawa. Robust-Adaptive-Observer Design Based on γ -Positive Real Problem for Sensorless Induction Motor Drives. *IEEE Trans. Ind. Elec.* 53.1 (2006): 76-85.
- [28] S. Sastry, and M. Bodson. *Adaptive Control.* New Jersey, Prentice Hall, 1989.
- [29] S. Suwankawin, and S. Sangwongwanich. A Speed-Sensorless IM Drive With Decoupling Control and Stability Analysis of Speed Estimation. *IEEE Trans. Ind. Elec.* 49.2(2002): 444-455.

ภาษาไทย

- [30] สุรพงศ์ สุวรรณกวิน. เทคนิคใหม่ในการวิเคราะห์เสถียรภาพและออกแบบระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำไว้เช่นเซอร์วัดความเร็วที่ใช้การควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วม. วิทยานิพนธ์ปริญญาดุษฎีบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2544.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก

ก.1 ค่าพิกัดและค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์

มอเตอร์ซิงโครนัสแม่เหล็กแม่เหล็กถาวรที่ใช้ในงานวิจัยนี้มีค่าพิกัดและค่าพารามิเตอร์ดังนี้

$$\text{แรงบิดพิกัด: } T_{rated} = 2.6 Nm$$

$$\text{กระแสสร้างแรงบิดพิกัด: } i_{q(rated)} = 4.92 A$$

$$\text{ความเร็วพิกัด: } 3,000 rpm$$

$$\text{จำนวนขั้วแม่เหล็ก: } p = 6 \text{ poles}$$

$$\text{ค่าความต้านทาน: } R = 2.55 \Omega$$

$$\text{ค่าความเหนี่ยวนำ: } L = 21.5 mH$$

$$\text{ค่าขนาดของฟลักซ์แม่เหล็ก: } \lambda = 0.176 Wb$$

ตัวควบคุมความเร็ว

$$k_p = 1 [A.s / rad], k_i = 0.5 [A / rad]$$

ก.2 ซอฟต์แวร์แวร์ของระบบ

จากโครงสร้างส่วนการควบคุมในรูปที่ 2.4 ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลจะทำการคำนวณกระแสสร้างแรงบิดคำสั่ง (i_q^*) จากผลต่างระหว่างความเร็วคำสั่งกับความเร็วประมาณผ่านตัวควบคุม PI ที่มีการจำกัดค่ากระแสคำสั่ง ไม่ให้เกินค่าพิกัด กระแสคำสั่ง i_q^* ที่คำนวณได้ จะถูกส่งไปยังตัวควบคุมเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่ง ซึ่งจะประมาณค่าความเร็วจากค่าผิดพลาดระหว่างกระแสประมาณกับกระแสเดเตอร์ที่ตรวจจับ เพื่อใช้ในวงรอบควบคุมความเร็วด้านนอก และคำนวณค่าแรงดันสำหรับการควบคุมแยกการเชื่อมร่วมในส่วนของระบบควบคุมเวกเตอร์ โดยมีการชดเชยแรงดันเนื่องมาจากผลของการประวิงเวลาของสวิตช์กำลังด้วย ค่าแรงดันคำสั่งที่ได้จะถูกนำไปสร้างสัญญาณปรับความกว้างพัลส์ (PWM) สำหรับขับนำเกตของอินเวอร์เตอร์โดยอาศัยหลักการทางสเปซเวกเตอร์ของแรงดัน (voltage space vector) ซึ่งใช้แรงดันบัลไฟตรงที่ตรวจจับได้เป็นแรงดันฐาน ซอฟต์แวร์ทั้งหมดสามารถเขียนได้ดังแสดงใน PDL (Program Development Language) ต่อไปนี้ และสามารถแสดงไดอะแกรมเวลาได้ดังรูปที่ ก.1 ซอฟต์แวร์โมดูลนี้จะใช้การอินเทอร์รัปต์ทุกๆ 100 ไมโครวินาที และโปรแกรมในการบริการการอินเทอร์รัปต์จะใช้เวลาทั้งหมด

ประมาณ 26 ไมโครวินาที ซึ่งจะเห็นว่าจะทำการอ่านกระแสก่อนเป็นอันดับแรก ทั้งนี้เพื่อให้
กระแสที่อ่านได้ใกล้เคียงกับกระแสที่ความถี่หลักมูลมากที่สุด

POSITION-SENSORLESS VECTOR CONTROL PROGRAM
OF A PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR (MAIN PROGRAM)

MODULE : MAIN PROGRAM

Initialize

Initialize all variables

Initialize all timers

Clear all variables

Enable time interrupt

Loop here and wait for interrupt only

Switching frequency Interrupt Service Routine

Read motor currents

Input i_u, i_v, E_{dc} from A/D

Convert to rotating $\hat{d}-\hat{q}$ axis ($i_{\hat{d}}, i_{\hat{q}}$)

Get speed command

Get estimated speed from previous interrupt service routine

Speed regulator

Calculate speed error

Calculate Speed Controller output ($i_{\hat{q}}^*$)

Stator dynamics

Calculate estimated currents (\hat{i}_d, \hat{i}_q)

Adaptive Controller

Calculate current error ($\hat{i}_q - i_q$)

Calculate estimated speed $\hat{\omega}$

Calculate estimated flux $\hat{\lambda}$ and angle $\hat{\rho}$

Decoupling control

Calculate u_d^*, u_q^*

Calculate dead-time compensated voltage

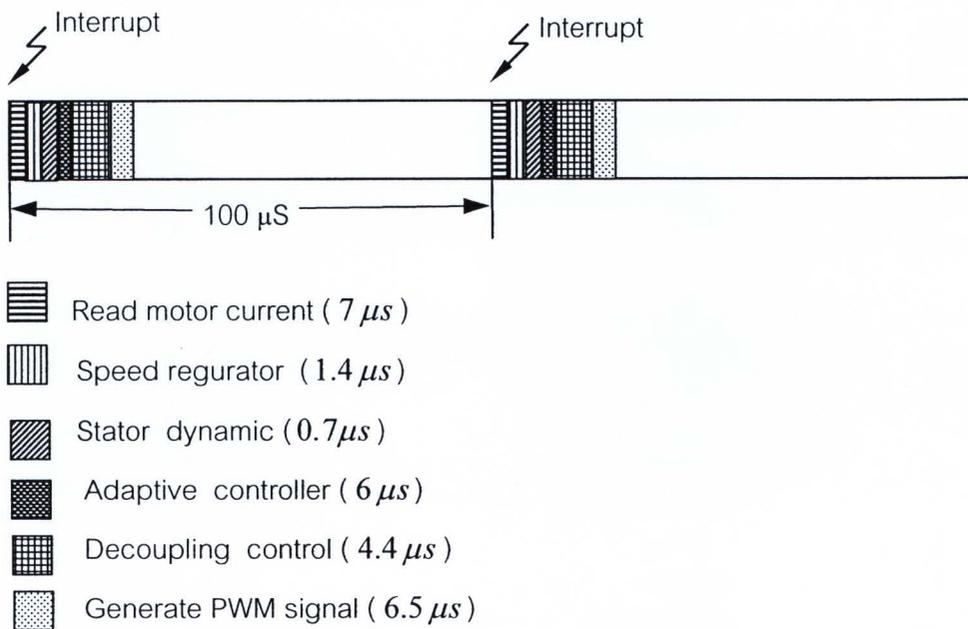
Generate PWM signal

Calculate zero sequence voltage and add it to phase voltage command

Calculate compare register

Return

END MAIN PROGRAM



รูปที่ ก.1 ไตอะแกรมเวลาของซอฟต์แวร์ไมโคร

ภาคผนวก ข

จากคุณสมบัติจริงบวกของฟังก์ชันโอนย้าย $G(s)$ ที่ทำให้ตัวสังเกตมีเสถียรภาพในสมการที่ (3.10) นั้นนำมาเขียนใหม่ได้ดังนี้คือ

PR Conditions:

$$\begin{aligned} A^T P + PA = Q \leq 0 \quad & P = P^T > 0 \\ PB = C^T \end{aligned} \quad (\text{ข.1})$$

ซึ่งเงื่อนไขนี้ต้องการเมตริกซ์ P ที่ทำให้เมตริกซ์ Q มีคุณสมบัติกึ่งลบแน่นอนอน (Semi-negative definite) แต่เงื่อนไขนี้จะทำให้ตัวสังเกตมีคุณสมบัติแค่เสถียรเท่านั้น แต่ไม่ได้ยืนยันว่าตัวสังเกตจะมีเสถียรภาพแบบลู่เข้า (Asymptotically stable) อย่างไรก็ตามเราจะใช้วิธีการของเลียปูนอฟในการพิสูจน์ว่าตัวสังเกตหรือระบบประมาณจะมีเสถียรภาพแบบลู่เข้า ทุก ๆ ย่านการทำงาน ยกเว้นจุดทำงานที่ความถี่ทำงานเท่ากับศูนย์ โดยในเบื้องต้นจะนำเสนอการหาเมตริกซ์ P ที่ทำให้เมตริกซ์ Q มีคุณสมบัติกึ่งลบแน่นอนอนดังนี้คือ

กำหนดให้ เมตริกซ์ P เป็น

$$P = \begin{bmatrix} p_1 I & p_2 I \\ p_2 I & p_3 I \end{bmatrix} \quad (\text{ข.2})$$

โดยที่เงื่อนไขจำเป็นที่ทำให้ เมตริกซ์ P มีคุณสมบัติบวกแน่นอนอน (Positive-definite) คือ

$$p_1 > 0, \det P > 0 \quad \Leftrightarrow \quad p_1 > 0, \quad p_1 p_3 > p_2^2 \quad (\text{ข.3})$$

ซึ่งจากเงื่อนไขข้างต้นเราจะได้ $p_3 > 0$ ด้วยเช่นกัน

จากเงื่อนไขที่สองของสมการที่ (ข.1) และจากสมการค่าความผิดพลาดของกระแส (3.1)-(3.2) สามารถหาเงื่อนไขบังคับของ เมตริกซ์ P ได้ดังนี้คือ

$$\begin{aligned} PB = \begin{bmatrix} p_1 I & p_2 I \\ p_2 I & p_3 I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I/L \\ -I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I \\ 0 \end{bmatrix} & \Rightarrow \begin{cases} p_1/L - p_2 = 1 \\ p_2/L - p_3 = 0 \end{cases} \\ p_1 = L(1 + p_2), \quad p_2 = Lp_3 > 0 & \end{aligned} \quad (\text{ข.4})$$

จากค่าเมทริกซ์ A (สมการที่ (3.1)) และ P (สมการที่ (ข.2)) จะได้

$$\begin{aligned}
 A^T P &= \begin{bmatrix} (-\frac{R}{L} + G_1)I + G_2J & -J\frac{\omega}{L} \\ H_1I + H_2J & J\omega \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} p_1I & p_2I \\ p_2I & p_3I \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} (-\frac{R}{L} + G_1)I - G_2J & H_1I - H_2J \\ J\frac{\omega}{L} & -J\omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_1I & p_2I \\ p_2I & p_3I \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \{H_1p_2 + p_1(G_1 - R/L)\}I - \{G_2p_1 + H_2p_2\}J & \{H_1p_3 + p_2(G_1 - R/L)\}I - \{G_2p_2 + H_2p_3\}J \\ J\{\frac{\omega}{L}p_1 - \omega p_2\} & J\{\frac{\omega}{L}p_2 - \omega p_3\} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{ข.5}$$

โดยที่ $[]^T$ หมายถึง การสลับเปลี่ยน (Transpose) และจากความสัมพันธ์ใน (ข.4) แทนค่าในสมการ (ข.5) จะได้

$$A^T P = \begin{bmatrix} \{H_1p_2 + p_1(G_1 - R/L)\}I - \{G_2p_1 + H_2p_2\}J & \{p_3(H_1 - R) + p_2G_1\}I - \{G_2p_2 + H_2p_3\}J \\ J\omega & \mathbf{0} \end{bmatrix} \tag{ข.6}$$

ในทำนองเดียวกันสามารถหาค่าเมทริกซ์ PA ได้ดังนี้คือ

$$PA = \begin{bmatrix} \{H_1p_2 + p_1(G_1 - R/L)\}I + \{G_2p_1 + H_2p_2\}J & -J\omega \\ \{p_3(H_1 - R) + p_2G_1\}I + \{G_2p_2 + H_2p_3\}J & \mathbf{0} \end{bmatrix} \tag{ข.7}$$

แทนค่าสมการที่ (ข.6) และ (ข.7) ลงในสมการ (ข.1) จะได้

$$\begin{aligned}
 A^T P + PA = Q &= \begin{bmatrix} q_1I & q_2I \\ q_2I & q_3I \end{bmatrix} \\
 Q &= \begin{bmatrix} 2\{H_1p_2 + p_1(G_1 - R/L)\}I & \{p_3(H_1 - R) + p_2G_1\}I - (\omega + p_3H_2 + G_2p_2)J \\ \{p_3(H_1 - R) + p_2G_1\}I + (\omega + p_3H_2 + G_2p_2)J & \mathbf{0} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{ข.8}$$

จากเมทริกซ์ Q ที่ได้ เงื่อนไขจำเป็นและเพียงพอที่ทำให้เมทริกซ์ Q มีคุณสมบัติกึ่งลบแน่นอนคือ

$$q_1 < 0, \det Q \geq 0 \Rightarrow q_1 < 0, q_1 q_3 \geq q_2^2 \quad (\text{ข.9})$$

เนื่องจาก $q_3 = 0$ (ข.8) ดังนั้นจากเงื่อนไขข้างต้นสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$q_1 < 0, q_2 = 0 \quad (\text{ข.10})$$

ซึ่งจะได้

$$\left. \begin{aligned} H_1 p_2 + p_1(G_1 - R/L) &< 0 & a \\ p_3(H_1 - R) + p_2 G_1 &= 0 & b \\ \omega + p_3 H_2 + G_2 p_2 &= 0 & c \end{aligned} \right\} \quad (\text{ข.11})$$

จากเงื่อนไขที่แสดงในสมการที่ (ข.11) นั้น เราหารูปแบบทั่วไปของอัตราขยาย G_1, G_2, H_1, H_2 ที่ทำให้เมทริกซ์ Q มีคุณสมบัติกึ่งลบแน่นอนได้ดังนี้

จากนิยามพารามิเตอร์ x ในสมการที่ (3.5) นำมาเขียนใหม่จะได้

$$G_1 = -x + \frac{R}{L} \quad (\text{ข.12})$$

$$G_2 = -y - \omega \quad (\text{ข.13})$$

จากเงื่อนไข a

จากความสัมพันธ์ใน (ข.4) แทนค่าในสมการที่ (ข.11) จะได้

$$\begin{aligned} p_3(H_1 - R) + Lp_3G_1 &= 0 \\ \therefore H_1 &= -LG_1 + R \end{aligned} \quad (\text{ข.14})$$

จากเงื่อนไข b

เมื่อแทนค่า H_1 จากสมการที่ (ข.12) ลงในเงื่อนไข a จะได้

$$\begin{aligned} (-LG_1 + R)p_2 + p_1(G_1 - R/L) &< 0 \\ -LG_1 p_2 + p_1 G_1 &< p_1 R/L - p_2 R \\ G_1(p_1 - p_2 L) &< p_1 R/L - p_2 R \end{aligned}$$

จากความสัมพันธ์ใน (ข.4) แทนค่าแล้วจะได้

$$G_1(L + p_2L - p_2L) < L(1 + p_2)R / L - p_2R$$

$$\therefore G_1 < R / L$$

เนื่องจาก $G_1 = -x + \frac{R}{L}$ จึงทำให้ได้

$$x > 0 \quad (\text{ข. 15})$$

เงื่อนไข c

$$\omega + p_3H_2 + G_2p_2 = \omega + p_3(H_2 + LG_2) = 0$$

$$H_2 + LG_2 = -\frac{1}{p_3}\omega$$

กำหนดให้ $k_2 = \frac{1}{p_3} > 0$

$$\therefore H_2 = -LG_2 - k_2\omega \quad (\text{ข. 16})$$

และ

$$k_2 > 0 \quad (\text{ข. 17})$$

จากสมการที่ (ข.12) - (ข.17) จะสรุปได้ว่าสมการของคำตอบทั่วไปของอัตราขยายป้อนกลับที่สอดคล้องกับเงื่อนไขคุณสมบัติจริงบวก คือ

$$\left. \begin{aligned} G_1 &= -x + \frac{R}{L} \\ G_2 &= -y - \omega \\ H_1 &= -LG_1 + R \\ H_2 &= -LG_2 - k_2\omega \end{aligned} \right\} \text{โดยที่ } x > 0, k_2 > 0$$

นอกจากนั้นแล้วจากเงื่อนไข c และจากสมการที่ (ข.4) จะได้

$$\left. \begin{aligned} p_3 &= \frac{1}{k_2} > 0 \\ p_2 &= Lp_3 = L/k_2 > 0 \\ p_1 &= L(1 + p_2) = L(1 + L/k_2) \end{aligned} \right\} \quad (\text{ข.18})$$

และเมทริกซ์ P ที่มีคุณสมบัติบวกแน่นอนคือ

$$P = \begin{bmatrix} (1 + L/k_2)LI & L/k_2 I \\ L/k_2 I & 1/k_2 I \end{bmatrix} > 0 \quad (ข.19)$$

นอกจากนั้นจะได้เมทริกซ์ Q คือ

$$A^T P + P A = Q = \begin{bmatrix} -2H_1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \leq 0 \quad (H_1 > 0) \quad (ข.20)$$

ซึ่งเมทริกซ์ Q ที่ได้ก็สอดคล้องกับเงื่อนไขคุณสมบัติจริงบวก แต่อย่างไรก็ตามเนื่องจากเมทริกซ์ Q มีคุณสมบัติเพียงแค่กึ่งลบแน่นอน ดังนั้นจึงไม่สามารถยืนยันได้ว่าระบบประมาณจะมีเสถียรภาพแบบลู่เข้า ดังนั้นจะต้องใช้วิธีการของ Lyapunov ในการวิเคราะห์เสถียรภาพแบบลู่เข้า

วิธีการของ Lyapunov

ในเบื้องต้นเราจะเขียนรูปสมการความเร็วประมาณใหม่ดังนี้

สมการการประมาณค่าความเร็ว:

$$\begin{aligned} \hat{\omega} &= (k_p + k_i \int dt) \left\{ \bar{e}_i^T J \hat{\lambda} \right\}; \quad k_p, k_i > 0 \\ &= k_i \int \left\{ \bar{e}_i^T J \hat{\lambda} \right\} dt + k_p \bar{e}_i^T J \hat{\lambda} \\ &= z + k_p \bar{e}_i^T \bar{w} \end{aligned} \quad (ข.21)$$

โดยที่ $z = k_i \int \left\{ \bar{e}_i^T J \hat{\lambda} \right\} dt \Leftrightarrow \frac{dz}{dt} = k_i \bar{e}_i^T \bar{w}$ และเวกเตอร์รีเกรสเซอร์ (Regressor vector)

$$\bar{w} = J \hat{\lambda}$$

$$e_\omega = \hat{\omega} - \omega = z + k_p \bar{e}_i^T \bar{w} - \omega = \xi + k_p \bar{e}_i^T \bar{w} \quad (ข.22)$$

โดยที่

$$\xi = z - \omega$$

ภายใต้สมมติฐาน $\frac{d\omega}{dt} = 0$ (ซึ่งเป็นจริงในทางปฏิบัติเพราะว่าค่าความเร็วจริงทางกลเปลี่ยนแปลงช้าเมื่อเทียบกับพลวัตทางไฟฟ้าของระบบประมาณ) จะได้

$$\frac{d\xi}{dt} = \frac{dz}{dt} - \underbrace{\frac{d\omega}{dt}}_0 = k_i \bar{e}_i^T \bar{w} \quad (1.23)$$

กำหนดให้ฟังก์ชัน Lyapunov V มีค่าเป็น

$$V(\bar{e}, \xi) = \bar{e}^T P \bar{e} + \xi^2 / k_i \quad (1.24)$$

หมายเหตุ: ถ้าหาก $k_p = 0$ แล้ว จากสมการที่ (1.22) จะได้

$$e_\omega \triangleq \hat{\omega} - \omega = \xi \Rightarrow V(\bar{e}, e_\omega) = \bar{e}^T P \bar{e} + e_\omega^2 / k_i$$

เราสามารถหาอนุพันธ์ของฟังก์ชัน Lyapunov V ได้เป็น

$$\frac{dV}{dt} = \bar{e}^T P \left[\frac{d\bar{e}}{dt} \right] + \left[\frac{d\bar{e}^T}{dt} \right] P \bar{e} + \frac{2}{k_i} \xi \frac{d\xi}{dt} \quad (1.25)$$

สมการค่าความผิดพลาดในสมการที่ (3.1) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{d\bar{e}}{dt} = A\bar{e} - B\bar{w}e_\omega \Rightarrow \frac{d\bar{e}^T}{dt} = \bar{e}^T A^T - \bar{w}^T B^T e_\omega \quad (1.26)$$

แทนค่าในสมการที่ (1.24) จะได้

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= \bar{e}^T P (A\bar{e} - B\bar{w}e_\omega) + (\bar{e}^T A^T - \bar{w}^T B^T e_\omega) P \bar{e} + \frac{2}{k_i} \xi \frac{d\xi}{dt} \\ &= \bar{e}^T P A \bar{e} - \bar{e}^T P B \bar{w} e_\omega + \bar{e}^T A^T P \bar{e} - \bar{w}^T B^T e_\omega P \bar{e} + \frac{2}{k_i} \xi \frac{d\xi}{dt} \\ &= \bar{e}^T (A^T P + P A) \bar{e} - (\bar{e}^T P B \bar{w} + \bar{w}^T B^T P \bar{e}) e_\omega + \frac{2}{k_i} \xi \frac{d\xi}{dt} \\ &= \bar{e}^T Q \bar{e} - (\bar{e}^T C^T \bar{w} + \bar{w}^T C \bar{e}) e_\omega + \frac{2}{k_i} \xi \frac{d\xi}{dt} \\ &= \bar{e}^T Q \bar{e} - 2\bar{e}_i^T \bar{w} e_\omega + \frac{2}{k_i} \xi \frac{d\xi}{dt} \end{aligned} \quad (1.27)$$

แทนค่าสมการที่ (ข.20) (ข.22) และ (ข.23) ในสมการที่ (ข.27) จะได้

$$\begin{aligned}
 \frac{dV}{dt} &= \bar{e}^T \mathbf{Q} \bar{e} - 2\bar{e}_i^T \bar{w} (\xi + k_p \bar{e}_i^T \bar{w}) + \frac{2}{k_i} \xi (k_i \bar{e}_i^T \bar{w}) \\
 &= \bar{e}^T \mathbf{Q} \bar{e} - 2\bar{e}_i^T \bar{w} \xi - 2k_p [\bar{e}_i^T \bar{w}]^2 + 2\bar{e}_i^T \bar{w} \xi \\
 &= -2H_1 \bar{e}_i^T \bar{e}_i - 2k_p [\bar{e}_i^T \bar{w}]^2 \\
 &= -2H_1 \|\bar{e}_i\|^2 - 2k_p [\bar{e}_i^T \bar{w}]^2
 \end{aligned}$$

(ข.28)

จึงสรุปได้ว่า $\frac{dV}{dt} \leq 0$ และนอกจากนั้นยังกล่าวได้ว่า

$$\begin{aligned}
 \frac{dV}{dt} &< 0 \quad \text{ถ้า} \quad \bar{e}_i \neq 0 \\
 \frac{dV}{dt} &= 0 \Leftrightarrow \bar{e}_i(t) \equiv 0, \quad \frac{d\bar{e}_i(t)}{dt} \equiv 0
 \end{aligned}$$

แต่จากสมการค่าความผิดพลาด (3.1) $\frac{dV}{dt} = 0$ จะเป็นจริงได้ในกรณีที่มอเตอร์ทำงานที่ความเร็วเป็นศูนย์เท่านั้น ทั้งนี้เพราะเมื่อแทน $\bar{e}_i = 0$ และ $\frac{d\bar{e}_i}{dt} = 0$ ลงในสมการที่ (3.1) จะได้

$$\begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \frac{d\bar{e}_\lambda}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(-\frac{R}{L} + G_1\right) \mathbf{I} + G_2 \mathbf{J} & -\mathbf{J} \frac{\omega}{L} \\ H_1 \mathbf{I} + H_2 \mathbf{J} & \mathbf{J} \omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \bar{e}_\lambda \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{I} / L \\ -\mathbf{I} \end{bmatrix} (-\mathbf{J} \hat{\lambda})(\hat{\omega} - \omega) \quad (ข.29)$$

$$\mathbf{0} = \mathbf{J} \frac{\omega}{L} \bar{e}_\lambda + \frac{\mathbf{J} \hat{\lambda}}{L} (\hat{\omega} - \omega) \Rightarrow \mathbf{0} = \mathbf{J} \omega \bar{e}_\lambda + \mathbf{J} \hat{\lambda} (\hat{\omega} - \omega) \quad (ข.30)$$

$$\therefore \omega \bar{e}_\lambda = -\hat{\lambda} (\hat{\omega} - \omega) \quad (ข.31)$$

และจากสมการที่ (ข.30) จะคำนวณหาค่าอนุพันธ์ของค่าความผิดพลาดของฟลักซ์ในสมการที่สองของ (ข.29) ได้เป็น

$$\frac{d\vec{e}_\lambda}{dt} = J\omega\vec{e}_\lambda + J\hat{\lambda}(\hat{\omega} - \omega) = 0 \quad (\text{ข.32})$$

ดังนั้นจะได้ว่า \vec{e}_λ เป็นเวกเตอร์คงที่

จากสมการที่ (ข.31) และ (ข.32) สามารถสรุปได้ว่า

i) ถ้า $\omega \neq 0$ เวกเตอร์พลักซ์ $\hat{\lambda}$ ก็จะหมุนไปด้วยความถี่ ω และเนื่องจาก \vec{e}_λ เป็นเวกเตอร์คงที่ ทำให้เทอม $\omega\vec{e}_\lambda$ เป็นเวกเตอร์คงที่ด้วย (ไม่หมุน) ดังนั้นสมการที่ (ข.31) นี้จะเป็นจริงได้ก็ต่อเมื่อ $\vec{e}_\lambda = 0$ และ $\hat{\omega} - \omega = 0$ เท่านั้นซึ่งจะหมายความว่าตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวมีเสถียรภาพแบบลู่อู่ กล่าวคือ $\vec{e}_1 = 0, \vec{e}_\lambda = 0, e_\omega = 0$

ii) ถ้า $\omega = 0$ จากสมการที่ (ข.31) จะได้ว่า $\hat{\omega} = \omega$ เพราะ $\hat{\lambda} \neq 0$ แต่อาจจะเป็นไปได้ที่ $\vec{e}_\lambda \neq 0$ เงื่อนไขการทำงานในสภาวะหยุดนิ่ง ($\omega = 0$) หรือการทำงานที่ไฟฟ้ากระแสตรงนี้ สะท้อนถึงการขาดเงื่อนไขการกระตุ้นอย่างต่อเนื่อง (Persistency of excitation (PE) condition) ที่ความเร็วเป็นศูนย์ ซึ่งเป็นจุดทำงานที่แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำมีค่าเป็นศูนย์นั่นเอง ทำให้เราไม่สามารถสังเกตข้อมูลของเวกเตอร์พลักซ์ผ่านข้อมูลของกระแสได้

กล่าวโดยสรุปคือตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวจะมีเสถียรภาพแบบลู่อู่ที่ทุกย่านความเร็ว ยกเว้นที่ความเร็วศูนย์ซึ่งจะมีคุณสมบัติแค่เสถียรเท่านั้นไม่ลู่อู่

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายสาคร โพธิ์งาม เกิดเมื่อวันที่ 18 ตุลาคม พ.ศ. 2519 ที่อำเภอเมือง จังหวัดพะเยา สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (เกียรตินิยมอันดับหนึ่ง) มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ปีการศึกษา 2544 และ ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2546 และได้เข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (อิเล็กทรอนิกส์กำลัง) ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2548 ปัจจุบันเป็นอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี



