# การออกแบบระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งโดยอิงตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวเพื่อการปรับปรุงเสถียรภาพ การกำหนดผลตอบสนองทางพลวัตและความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าพารามิเตอร์

นาย สาคร โพธิ์งาม



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2553

DESIGN OF A POSITION-SENSORLESS PMSM DRIVE SYSTEM BASED ON AN ADAPTIVE FULL-ORDER OBSERVER FOR STABILITY IMPROVEMENT, SPECIFIED DYNAMIC RESPONSE AND ROBUSTNESS AGAINST PARAMETER VARIATIONS

Mr. Sakorn Po-ngam



A Dissertation Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of Doctor of Philosophy Program in Electrical Engineering
Department of Electrical Engineering
Faculty of Engineering
Chulalongkorn University
Academic year 2010

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การออกแบบระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งโดยอิงตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัว เพื่อการปรับปรุงเสถียรภาพ การกำหนดผลตอบสนองทางพลวัต และความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าพารามิเตอร์

โดย นาย สาคร โพธิ์งาม

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก อาจารย์ ดร. สมบูรณ์ แสงวงค์วาณิชย์

---

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้นับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาดุษฎีบัณฑิต

................................................ คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์
(รองศาสตราจารย์ ดร. บุญสม เลิศหิรัญวงศ์)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

................................................ประธานกรรมการ
(รองศาสตราจารย์ ดร. ยุทธนา กุลวิทิต)

................................................ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก
(อาจารย์ ดร. สมบูรณ์ แสงวงค์วาณิชย์)

................................................ กรรมการ
(ศาสตราจารย์ ดร. เดวิด บรรเจิดพงศ์ชัย)

................................................ กรรมการภายนอกมหาวิทยาลัย
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.มงคล กงศ์หิรัญ)

................................................ กรรมการภายนอกมหาวิทยาลัย
(ดร. กนกเวทย์ ตั้งพิมลรัตน์)

สาคร โพธิ์งาม: การออกแบบระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งโดยอิงตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวเพื่อการปรับปรุงเสถียรภาพ การกำหนดผลตอบสนองทางพลวัต และความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าพารามิเตอร์. (DESIGN OF A POSITION-SENSORLESS PMSM DRIVE SYSTEM BASED ON AN ADAPTIVE FULL-ORDER OBSERVER FOR STABILITY IMPROVEMENT, SPECIFIED DYNAMIC RESPONSE AND ROBUSTNESS AGAINST PARAMETER VARIATIONS) อ. ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก : อ. ดร. สมบูรณ์ แสงวงศ์วาณิชย์, 106 หน้า.

เสถียรภาพและสมรรถนะเชิงพลวัตที่ดีของตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวเป็นสิ่งที่สำคัญอย่างมากของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่ง วิทยานิพนธ์นี้จึงมีเป้าหมายที่จะนำเสนอวิธีออกแบบตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวเพื่อทำให้ระบบขับเคลื่อนมีคุณสมบัติดังกล่าว ในอันดับแรกวิทยานิพนธ์จะนำเสนอการวิเคราะห์หาเงื่อนไขจำเป็นและเพียงพอของการมีเสถียรภาพของตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัว เพื่อให้ได้กรอบทั่วไปสำหรับการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับของตัวสังเกต จากนั้นวิทยานิพนธ์จะนำเสนอรูปสมการทั่วไปของอัตราขยายป้อนกลับที่ทำให้ตัวสังเกตมีเสถียรภาพ ซึ่งอัตราขยายป้อนกลับในรูปสมการทั่วไปนี้จะถูกนำไปใช้ในการวางตำแหน่งศูนย์และขั้วเพื่อให้ระบบมีค่าตัวประกอบการหน่วงที่พอเพียงและคงที่ ณ ทุกความถี่การทำงาน นอกจากนั้นแล้ววิทยานิพนธ์นี้ยังนำเสนอแนวทางการออกแบบอัตราขยายการปรับตัวเพื่อให้ได้สมรรถนะดังกล่าวข้างต้นและวิเคราะห์ให้เห็นด้วยว่า ตัวสังเกตที่ออกแบบนี้มีความคงทนต่อการเปลี่ยนของค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำด้วย ผลการจำลองการทำงานและผลการทดลองยืนยันถึงความเป็นไปได้ของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งที่ได้ทำการออกแบบ

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า ลายมือชื่อนิสิต ..............................

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า ลายมือชื่อ อ.ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก ..............................

ปีการศึกษา 2553

# # 4871877621: MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEYWORDS: PERMANENT-MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR/ SENSORLESS CONTROL/ ADAPTIVE FULL-ORDER OBSERVER/ STABILITY/ ZERO AND POLE PLACEMENT/ ROBUSTNESS

SAKORN PO-NGAM: DESIGN OF A POSITION-SENSORLESS PMSM DRIVE SYSTEM BASED ON AN ADAPTIVE FULL-ORDER OBSERVER FOR STABILITY IMPROVEMENT, SPECIFIED DYNAMIC RESPONSE AND ROBUSTNESS AGAINST PARAMETER VARIATIONS. THESIS ADVISOR : SOMBOON SANGWONGWANICH, D.Eng., 106 pp.

Stability and good dynamic performances of adaptive full-order observers are of utmost importance for the position-sensorless permanent-magnet synchronous motor (PMSM) drive. In this dissertation, to accomplish both requirements, the analytical stability conditions are firstly derived to provide a general framework for the feedback gain design. Closed-form solutions of the stabilizing feedback gains are consequently given, and are used in the zero and pole placement design to obtain an adequate and constant damping factor along with the stability at all operating frequencies. New design rules for the adaptation PI gains to satisfy the required performances are also proposed. The designed observer is shown to be robust against stator resistance and inductance variations. The feasibility of the designed sensorless control is confirmed by simulation and experiment.



Department : Electrical Engineering Student's Signature

Field of Study : Electrical Engineering Advisor's Signature

Academic Year : 2010

# กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วง ด้วยความช่วยเหลือและเอาใจใส่เป็นอย่างดียิ่งของ อาจารย์ ดร.สมบูรณ์ แสงวงค์วาณิชย์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผู้ซึ่งให้โอกาสในการศึกษา และคำแนะนำในด้านต่าง ๆ ที่เป็นประโยชน์ต่อการทำวิจัยและการดำเนินชีวิต ตั้งแต่ระดับปริญญาโทจนถึงระดับปริญญาเอกในจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัยแห่งนี้ ตลอดมา

คณะกรรมสอบวิทยานิพนธ์ ซึ่งประกอบไปด้วย

1) รองศาสตราจารย์ ดร. ยุทธนา กุลวิทิต (จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย)

2) ศาสตราจารย์ ดร. เดวิด บรรเจิดพงศ์ชัย (จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย)

3) ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.มงคล กงศ์หิรัญ (มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี)

4) ดร. กนกเวทย์ ตั้งพิมลรัตน์ (NECTEC)

ผู้ซึ่งให้คำแนะนำในการแก้ไขและปรับปรุงเพื่อให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีความถูกต้องและสมบูรณ์ อันนำไปสู่ประโยชน์ต่อผู้อ่านและผู้วิจัยที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยนี้

ทุนพัฒนาอาจารย์จากสำนักงานคณะกรรมการการอุดมศึกษา (สกอ) ที่ทำให้ข้าพเจ้าได้เข้าศึกษาในสถาบันแห่งนี้ บริษัท โนเวมเอ็นจิเนียริ่ง จำกัด และ บริษัท เอพีวาย เอ็นจิเนียริ่ง จำกัด ที่ได้เอื้อเฟื้ออุปกรณ์ที่ใช้ในงานวิจัย

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. สุรพงศ์ สุวรรณกวิน ผู้ซึ่งเป็นรุ่นพี่และอาจารย์ ที่ให้ความช่วยเหลือและอำนวยความสะดวกต่าง ๆ ในการทำงานวิจัยในห้องปฏิบัติการและวิจัยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power electronics research and laboratory : PERL)

ท้ายสุด บิดา มารดา ผู้ซึ่งให้ชีวิต และญาติพี่น้องของข้าพเจ้า ผู้ซึ่งเป็นกำลังใจและสนับสนุนทางการศึกษาตลอดมา

ข้าพเจ้าจึงขอกราบขอบพระคุณมา ณ ที่นี้

# สารบัญ

หน้า

บทที่ หน้า

บทที่ หน้า

# สารบัญภาพ

| ภาพที่ | | หน้า |
|---|---|---|

# รายการสัญลักษณ์

**แกนอ้างอิง** :

$d-q$ : แกนอ้างอิงโรเตอร์

$\hat{d}-\hat{q}$ : แกนอ้างอิงฟลักซ์ประมาณ

$x-y$ : แกนอ้างอิงสเตเตอร์

$u-v-w$ : แกนของขดลวด (coil axis) สามเฟส $u,v,w$ ตามลำดับ

**กระแส** :

$\vec{i}$ : สเปซเวกเตอร์ของกระแสสเตเตอร์

$\hat{\vec{i}}$ : ค่าประมาณของสเปซเวกเตอร์ของกระแสสเตเตอร์

$i_x, i_y$ : กระแสสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงสเตเตอร์ $x, y$ ตามลำดับ

$\hat{i}_x, \hat{i}_y$ : ค่าประมาณของกระแสสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงสเตเตอร์ $x, y$ ตามลำดับ

$i_d, i_q$ : กระแสสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงโรเตอร์ $d, q$ ตามลำดับ

$i_{\hat{d}}, i_{\hat{q}}$ : กระแสสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงฟลักซ์ประมาณ $\hat{d}, \hat{q}$ ตามลำดับ

$\hat{i}_{\hat{d}}, \hat{i}_{\hat{q}}$ : ค่าประมาณของกระแสสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงฟลักซ์ประมาณ $\hat{d}, \hat{q}$ ตามลำดับ

$i^*_{\hat{d}}, i^*_{\hat{q}}$ : กระแสสเตเตอร์คำสั่งบนแกนอ้างอิงฟลักซ์ประมาณ $\hat{d}, \hat{q}$ ตามลำดับ

$i_{su}, i_u$ : กระแสของขดลวดสเตเตอร์เฟส $u$

$i_{sv}$ : กระแสของขดลวดสเตเตอร์เฟส $v$

$i_{sw}$ : กระแสของขดลวดสเตเตอร์เฟส $w$

$\vec{e}_i = \hat{\vec{i}} - \vec{i}$ : สเปซเวกเตอร์ของค่าผิดพลาดของกระแส

$e_{\hat{d}} = \hat{i}_{\hat{d}} - i_{\hat{d}}$ : ค่าผิดพลาดของกระแสสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงฟลักซ์ประมาณ $\hat{d}$

$e_{\hat{q}} = \hat{i}_{\hat{q}} - i_{\hat{q}}$ : ค่าผิดพลาดของกระแสสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงฟลักซ์ประมาณ $\hat{q}$

**แรงดัน**:

$\vec{u}$ : สเปซแวกเตอร์ของแรงดันสเตเตอร์

$\vec{u}^*$ : สเปซแวกเตอร์ของแรงดันสเตเตอร์คำสั่ง

$u_x, u_y$ : แรงดันสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงสเตเตอร์ $x, y$ ตามลำดับ

$u^*_x, u^*_y$ : แรงดันสเตเตอร์คำสั่งบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์ $x, y$ ตามลำดับ

$u_d, u_q$ : แรงดันสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงโรเตอร์ $d, q$ ตามลำดับ

$u_{\hat{d}}, u_{\hat{q}}$ : แรงดันสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงฟลักซ์ประมาณ $\hat{d}, \hat{q}$ ตามลำดับ

$u_{\hat{d}}^*, u_{\hat{q}}^*$ : แรงดันสเตเตอร์คำสั่งบนแกนอ้างอิงฟลักซ์ประมาณ $\hat{d}, \hat{q}$ ตามลำดับ

$u_{su}^*$ : แรงดันสเตเตอร์คำสั่งเฟส $u$

$u_{sv}^*$ : แรงดันสเตเตอร์คำสั่งเฟส $v$

$u_{sw}^*$ : แรงดันสเตเตอร์คำสั่งเฟส $w$

**ฟลักซ์ ตำแหน่ง และความเร็ว** :

$\vec{\lambda}$ : สเปซแวกเตอร์ของฟลักซ์แม่เหล็กจากแม่เหล็กถาวร

$\hat{\vec{\lambda}}$ : ค่าประมาณของสเปซแวกเตอร์ของฟลักซ์แม่เหล็กจากแม่เหล็กถาวร

$\lambda$ : ฟลักซ์แม่เหล็กจากแม่เหล็กถาวร

$\hat{\lambda}$ : ค่าประมาณของฟลักซ์แม่เหล็กจากแม่เหล็กถาวร

$\vec{e}_\lambda = \hat{\vec{\lambda}} - \vec{\lambda}$ : สเปซแวกเตอร์ของค่าผิดพลาดของฟลักซ์แม่เหล็กประมาณ

$e_\lambda = \hat{\lambda} - \lambda$ : ค่าผิดพลาดของฟลักซ์แม่เหล็กประมาณ

$\rho$ : ตำแหน่งโรเตอร์หรือตำแหน่งของฟลักซ์แม่เหล็ก

$\hat{\rho}$ : ค่าประมาณตำแหน่งโรเตอร์หรือตำแหน่งของฟลักซ์แม่เหล็ก

$\omega = \dfrac{d\rho}{dt}$ : ความเร็วหรือความถี่ของโรเตอร์

$\hat{\omega}$ : ค่าประมาณของความเร็วหรือความถี่ของโรเตอร์

$\omega_0 = \dfrac{d\hat{\rho}}{dt}$ : ค่าประมาณของความเร็วหรือความถี่ของฟลักซ์ประมาณ

$e_\rho = \hat{\rho} - \rho$ : ค่าผิดพลาดของตำแหน่งประมาณ

$e_\omega = \Delta_\omega = \hat{\omega} - \omega$ : ค่าผิดพลาดของความเร็วประมาณ

**พารามิเตอร์และแรงบิดของมอเตอร์** :

$R$ : ค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์

$\hat{R}$ : ค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์ที่ใช้คำนวณในตัวสังเกต

$L$ : ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์

$\hat{L}$ : ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์ที่ใช้คำนวณในตัวสังเกต

$\Delta R = \hat{R} - R$ : ค่าผิดพลาดของความต้านทาน

$\Delta L = \hat{L} - L$ : ค่าผิดพลาดของค่าความเหนี่ยวนำ

$p$ : จำนวนขั้วแม่เหล็ก

$J$ : ค่าความเฉื่อยของระบบขับเคลื่อน

$T_m$ : แรงบิดของมอเตอร์

$T_{rated}$ : แรงบิดพิกัดของมอเตอร์

$T_{est}$ : ค่าประมาณของแรงบิดของมอเตอร์

$T_{error} = T_{est} - T_m$ : ค่าผิดพลาดของแรงบิดประมาณ

**อัตราขยาย** :

$G_1, G_2, H_1, H_2$ : อัตราขยายป้อนกลับของตัวสังเกตในกรณีที่ใช้แบบจำลองเชิงเส้น

$h_1, h_2, h_3, h_4$ : อัตราขยายป้อนกลับของตัวสังเกตในกรณีที่ใช้แบบจำลองไม่เชิงเส้น

$\boldsymbol{G} = G_1\boldsymbol{I} + G_2\boldsymbol{J}$ , $\boldsymbol{H} = H_1\boldsymbol{I} + H_2\boldsymbol{J}$ : เมทริกซ์ของอัตราขยายป้อนกลับของตัวสังเกตในกรณีที่ใช้แบบจำลองเชิงเส้น

$k_i$ : อัตราขยายการปรับตัวแบบอินทิเกรต

$k_p$ : อัตราขยายการปรับตัวแบบสัดส่วน

$p_i$ : ขั้ววงรอบเปิดของตัวสังเกต

$z_i$ : ศูนย์ของตัวสังเกต

**ฟังก์ชันโอนย้ายและเมทริกซ์** :

$\boldsymbol{G}(s)$ : ฟังก์ชันโอนย้ายของระบบประมาณค่าความเร็วบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์

$\boldsymbol{G}'(s) = e^{-J\hat{\rho}}\boldsymbol{G}(s)e^{-J\hat{\rho}} = \begin{bmatrix} G'_{22}(s) & G'_{12}(s) \\ -G'_{12}(s) & G'_{22}(s) \end{bmatrix}$ : ฟังก์ชันโอนย้ายของระบบประมาณค่าความเร็วบนแกนอ้างอิงของฟลักซ์ประมาณ

$\boldsymbol{R}(s)$ : ฟังก์ชันโอนย้ายจากผลของ $\Delta R$

$\vec{e} = \begin{bmatrix} \vec{e}_i \\ \vec{e}_\lambda \end{bmatrix}$ : สเปซแวกเตอร์ของค่าผิดพลาดของสัญญาณ

$$\boldsymbol{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \boldsymbol{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \boldsymbol{0} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

# บทที่ 1

# บทนำ

## 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันมีการนำเอามอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร (PMSM) มาใช้งานอย่างแพร่หลายในอุตสาหกรรม ทั้งนี้เนื่องจาก PMSM มีตัวประกอบกำลังและประสิทธิภาพสูงรวมทั้งอัตราส่วนระหว่างแรงบิดต่อความเฉื่อยก็มีค่าสูงด้วย การควบคุมแรงบิดของ PMSM ด้วยการควบคุมแบบเวกเตอร์ซึ่งได้รับความนิยมอย่างมากในงานขับเคลื่อนเซอร์โว [1]-[2] แต่การควบคุมแบบเวกเตอร์จำเป็นต้องอาศัยข้อมูลตำแหน่งของโรเตอร์ในการควบคุม ในการหาตำแหน่งของโรเตอร์โดยปกติแล้วจะใช้ตัวตรวจจับที่เรียกว่า เอนโคเดอร์ (encoder) หรือรีโซลเวอร์ (resolver) อย่างไรก็ตามในการประยุกต์ใช้งานจริงอาจมีข้อจำกัดในการติดตั้งอุปกรณ์ตรวจจับตำแหน่งเหล่านี้ อาทิเช่น ไม่มีพื้นที่ในการติดตั้ง ค่าใช้จ่ายในการติดตั้งสูง หรือไม่สามารถหาตัวตรวจจับตำแหน่งย่านความเร็วที่กว้างมาก ๆ ได้ เป็นต้น ดังนั้นเพื่อแก้ปัญหาที่กล่าวมานี้ จึงมีงานวิจัยจำนวนมากพัฒนาวิธีการประมาณค่าตำแหน่งและความเร็วของโรเตอร์ในระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์โดยอาศัยวิธีการต่าง ๆ เช่น วิธีที่นำเสนอใน [1] ใช้การอินทิเกรตแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำซึ่งมีปัญหาเรื่องการขยับเลื่อน (drift) และการอิ่มตัว (saturation) จากการใช้ตัวอินทิเกรต งานวิจัย [2]-[3] ใช้ตัวกรองคาลมานแบบขยาย (Extended Kalman filter (EKF)) ในการประมาณค่าตำแหน่งและความเร็ว ซึ่งวิธีนี้ต้องอาศัยการประมาณแบบจำลองให้เป็นเชิงเส้นรอบจุดทำงาน (Linearization) จึงไม่สามารถยืนยันได้ว่าระบบจะมีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงาน งานวิจัย [4]-[6] ใช้การป้อนแรงดันหรือกระแสที่ความถี่สูงเพื่อประมาณค่าตำแหน่งและความเร็วโดยการผนวกค่าแรงดันหรือกระแสที่ความถี่สูงนี้รวมเข้าไปกับค่ากระแสหรือแรงดันที่ความถี่ทำงานตามปกติ จึงอาจส่งผลกระทบต่อการทำงานตามปกติของมอเตอร์ได้

การใช้ตัวสังเกต (Observer) ในการประมาณค่าตำแหน่งและความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับนั้นได้รับความนิยมมากในปัจจุบัน ทั้งนี้เพราะว่ามีข้อได้เปรียบกว่าวิธีการอื่นดังนี้คือ

1)ไม่ต้องอาศัยเงื่อนไขการทำงานในสภาวะอยู่ตัวในการออกแบบตัวสังเกตให้มีเสถียรภาพ

2) ยืนยันการลู่เข้าของการประมาณพร้อมกับพิสูจน์ให้เห็นได้อย่างชัดเจน

3) สามารถทำงานได้ในช่วงความเร็วที่กว้าง

สำหรับ PMSM นั้นตัวสังเกตถูกนำมาใช้ในงานวิจัย [7]-[21], [26] ซึ่งสามารถแบ่งย่อยได้เป็นสองแบบคือแบบที่ใช้สมการพลวัตทางกล [7]-[11] กับแบบที่ใช้สมการพลวัตทางไฟฟ้า [12]-[21], [26] เนื่องจากการใช้สมการพลวัตทางกลนั้นมีข้อเสียคือการประมาณค่านั้นจะได้รับผลกระทบจากโหลดที่ต่อกับ PMSM อยู่ค่อนข้างมาก เพราะว่าในการประมาณนั้นต้องอาศัยค่าความเหนียว (viscosity) สัมประสิทธิ์ความฝืด และค่าความเฉื่อยของโหลด โดยปกติแล้วจะไม่ทราบค่าพารามิเตอร์เหล่านี้และอาจมีการเปลี่ยนแปลงได้ตามจุดทำงาน วิธีการนี้จึงไม่เหมาะสมและไม่สะดวกในการใช้งานจริง สำหรับการใช้สมการพลวัตทางไฟฟ้านั้นก็พบปัญหาเช่นกัน ทั้งนี้เนื่องจากแบบจำลองบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์ของ PMSM โดยทั่วไปนั้นไม่เป็นเชิงเส้น [12], [26] ดังนั้นโครงสร้างของตัวสังเกตก็จะไม่เป็นเชิงเส้นตามแบบจำลอง ทำให้เกิดความยุ่งยากมากในการวิเคราะห์และออกแบบตัวสังเกตให้มีเสถียรภาพ เพื่อที่ใช้แบบจำลองที่เป็นเชิงเส้น งานวิจัย [13]-[16] ได้นำเสนอการประมาณค่าตำแหน่งและความเร็วบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ เนื่องจากแบบจำลองที่ไม่เป็นเชิงเส้นบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์นี้จะเป็นเชิงเส้นเมื่อย้ายมาอ้างอิงบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ อย่างไรก็ตามวิธีการนี้ก็มีปัญหาเมื่อนำมาใช้กับระบบขับเคลื่อนไร้เซนเซอร์เนื่องจากไม่มีข้อมูลตำแหน่งของโรเตอร์จริง จึงไม่สามารถหาค่าความผิดพลาดได้ การวิเคราะห์โดยอาศัยสมมุติฐานว่าค่าความผิดพลาดของระบบประมาณมีค่าน้อย [13]-[14] หรือการประมาณแบบจำลองให้เป็นเชิงเส้นรอบจุดทำงาน [15]-[16] จึงไม่สามารถยืนยันได้อย่างชัดเจนว่าระบบประมาณจะมีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงานในช่วงกว้างได้ งานวิจัย [17] ใช้กระแสและแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำเป็นตัวแปรสถานะ ซึ่งจะได้แบบจำลองเป็นเชิงเส้นบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์และใช้ตัวสังเกตแบบลดอันดับในการประมาณ การใช้ตัวสังเกตแบบลดอันดับที่ต้องใช้ค่าอนุพันธ์ของกระแสในการประมาณไม่เหมาะสมในทางปฏิบัติ ทั้งนี้เพราะสัญญาณรบกวนที่ความถี่สูงจะถูกขยายจากการคำนวณค่าอนุพันธ์ของกระแส

ดังนั้นเพื่อแก้ปัญหาความไม่เป็นเชิงเส้นของแบบจำลองนี้ Yang [18] ได้นำเสนอตัวแปรสถานะใหม่คือ เวกเตอร์ของฟลักซ์แม่เหล็ก ทำให้แบบจำลองที่ได้เป็นเชิงเส้น และการประมาณค่าโดยใช้ตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัว (Adaptive full-order observer) ก็ถูกนำมาใช้ในงานวิจัยนี้ด้วย อย่างไรก็ตามงานวิจัย [18] ไม่ได้แสดงเงื่อนไขการมีเสถียรภาพของระบบประมาณ และการวิเคราะห์เสถียรภาพโดยการใช้อสมการของ Popov นั้นมีความไม่สมเหตุสมผลเพราะได้ใช้ข้อสมมุติฐานที่ว่าค่าความผิดพลาดของเวกเตอร์ฟลักซ์ ($\vec{e}_\lambda$) แปรตามค่าความผิดพลาดของเวกเตอร์กระแส ($\vec{e}_i$) กล่าวคือ $\vec{e}_\lambda = M * \vec{e}_i$ ซึ่งในความเป็นจริงนั้นค่าความผิดพลาดของฟลักซ์และกระแสสัมพันธ์กันในเชิงพลวัตที่ซับซ้อนที่ไม่อาจประมาณด้วยสมการง่าย ๆ ได้ งานวิจัย [19] ได้นำเอาแบบจำลองเชิงเส้นนี้มาใช้ในการประมาณโดยใช้ตัวสังเกตเต็มอันดับ

แบบปรับตัว แต่ไม่มีการป้อนกลับค่าความผิดพลาด เนื่องจากโครงสร้างทางกายภาพของ PMSM นั้นไม่มีความต้านทานทางด้านโรเตอร์ทำให้ไม่มีการหน่วงเกิดขึ้น ดังนั้นเมื่อนำแบบจำลองของ PMSM มาสร้างตัวสังเกตโดยไม่มีการป้อนกลับจะทำให้ขั้วคู่หนึ่งของตัวสังเกตอยู่บนแกนจินตภาพโดยปราศจากการหน่วง ทำให้ค่าความผิดพลาดของกระแสและฟลักซ์เกิดการแกว่งและไม่ลู่เข้าสู่ศูนย์

นอกจากงานวิจัยของ Yang [18] แล้วยังมีงานวิจัยอื่นที่เสนอแนวทางหลีกเลี่ยงความไม่เชิงเส้นของแบบจำลองที่ต่างออกไป งานวิจัย [20]-[21] ใช้กระแสและแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำเป็นตัวแปรสถานะทำให้ได้ตัวสังเกตที่เป็นเชิงเส้นบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์เหมือนกับงานวิจัย [17] โดยในงานวิจัย [20] ใช้ตัวสังเกตแบบ Sliding mode ในการประมาณค่าแต่ไม่ได้พิสูจน์การมีเสถียรภาพของระบบประมาณ Tomita [21] ได้นำเสนอตัวสังเกตสัญญาณรบกวน (Disturbance observer) โดยเน้นประเด็นที่ตัวสังเกตเต็มอันดับตามที่ Yang [18] นำเสนอนั้นต้องใช้สมการอนุพันธ์อันดับสี่ ในขณะที่เมื่อใช้ตัวสังเกตที่ Tomita [21] นำเสนอจะลดลงเหลือแค่อนุพันธ์อันดับสองเท่านั้น อย่างไรก็ตามเนื่องจากการใช้แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำเป็นตัวแปรสถานะนั้น จะมีปัญหาในการคำนวณที่ต้องใช้ค่าอนุพันธ์ของกระแส Tomita [21] จึงต้องใช้วงจรกรองผ่านต่ำในการหาค่าแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ การใช้วงจรกรองผ่านต่ำทำให้ตัวสังเกตมีสมการอนุพันธ์เพิ่มขึ้นสองอันดับ ดังนั้นระบบประมาณโดยรวมยังคงเป็นสมการอนุพันธ์อันดับสี่อยู่ และในการพิสูจน์เสถียรภาพของระบบประมาณ Tomita ได้ละเลยผลจากการใช้ตัวกรองผ่านต่ำ การพิสูจน์เสถียรภาพของระบบประมาณโดยใช้ทฤษฎี Hyperstability ของ Popov จึงทำได้โดยง่าย แต่เมื่อนำผลของตัวกรองผ่านต่ำมาพิจารณาด้วยแล้ว ผลการวิเคราะห์เสถียรภาพดังกล่าวจะไม่สามารถนำมาใช้ได้

จากที่กล่าวมาทั้งหมดจะพบว่าตัวสังเกตที่อาศัยแบบจำลองที่เป็นเชิงเส้นมีความเหมาะสมที่จะนำมาใช้ในการประมาณค่าตำแหน่งและความเร็วเพราะสามารถใช้ทฤษฎีระบบควบคุมแบบเชิงเส้นในการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณได้โดยตรง โดยที่เสถียรภาพของระบบประมาณนั้นเป็นสิ่งที่จำเป็นและสำคัญที่สุดของการขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสแม่เหล็กถาวรแบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่ง ดังนั้นปัญหาหลักที่ต้องพิจารณาเป็นอันดับแรกคือ การออกแบบตัวสังเกตให้มีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงานโดยปราศจากสมมุติฐานใด ๆ ซึ่งงานวิจัยก่อนหน้าที่กล่าวมายังทำไม่ได้อย่างสมบูรณ์ นอกจากนั้นแล้วบทความวิจัยต่าง ๆ [7]-[21], [24]-[27] ที่ใช้ตัวสังเกตแบบปรับตัวในการประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งยังไม่สามารถให้รูปแบบทั่วไปของอัตราขยายป้อนกลับของตัวสังเกต (General closed-form solution) ที่ทำให้ระบบประมาณมีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงาน ในกรณีที่ไม่มีรูปสมการทั่วไปของอัตราขยายป้อนกลับ การออกแบบที่ยุ่งยากซับซ้อนอาทิเช่น LMI $H_\infty$ และ LQR [27] จะใช้วิธีลองผิดลองถูกหรือใช้วิธีการ

เชิงเลข ซึ่งใช้ได้สำหรับมอเตอร์ที่รู้ค่าพารามิเตอร์ล่วงหน้าเท่านั้น การหารูปแบบทั่วไปของอัตราขยายป้อนกลับของตัวสังเกตจึงเป็นปัญหาสำคัญเมื่อต้องการใช้ตัวสังเกตแบบปรับตัวกับอินเวอร์เตอร์ใช้งานทั่วไป (General purpose inverter) เพื่อขับมอเตอร์ที่ไม่รู้ค่าพารามิเตอร์ล่วงหน้า

รูปสมการทั่วไปของอัตราขยายป้อนกลับที่มีเสถียรภาพยังจำเป็นในกรณีที่เราต้องการออกแบบตัวสังเกตให้มีคุณสมบัติอื่นเพิ่มเติมนอกเหนือจากการมีเสถียรภาพ อาทิเช่น การวางตำแหน่งขั้วของตัวสังเกต การให้ผลตอบสนองในสภาวะชั่วครู่ที่ดี การคงทนต่อสัญญาณรบกวน หรือการคงทนต่อค่าความผิดพลาดจากการตรวจจับค่ากระแสหรือแรงดัน เป็นต้น ทั้งนี้เพราะว่าเราสามารถออกแบบผ่านการเลือกตัวแปรอิสระที่อยู่ในรูปสมการทั่วไปเพื่อให้ตัวสังเกตมีคุณสมบัติอื่น ๆ ได้ในขณะที่ตัวสังเกตยังคงมีเสถียรภาพเสมอ หากไม่มีรูปสมการทั่วไปแล้วในการออกแบบเพื่อให้ได้คุณสมบัติเพิ่มเติมเหล่านี้แล้วจะต้องกลับมาตรวจสอบการมีเสถียรภาพอีก ซึ่งจะทำให้การออกแบบยุ่งยากและไม่มีประสิทธิภาพ

การออกแบบให้ตัวสังเกตมีผลตอบสนองทางพลวัตที่ดีนั้นก็เป็นอีกประเด็นหนึ่งที่สำคัญ ทั้งนี้ถึงแม้ตัวสังเกตจะมีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงานแล้ว แต่ถ้าตัวสังเกตมีผลตอบสนองทางพลวัตที่ไม่ดี อาทิเช่น มีอัตราการหน่วงที่ไม่ดี เป็นต้น จะทำให้ค่าประมาณที่ได้ไม่ว่าจะเป็น ตำแหน่ง ความเร็ว ฟลักซ์แม่เหล็ก หรือกระแส เกิดการแกว่งเมื่อนำค่าประมาณเหล่านั้นมาใช้ในระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์แล้ว ระบบโดยรวมอาจขาดเสถียรภาพได้ โดยปกติการออกแบบตัวสังเกตจะออกแบบให้ตำแหน่งของขั้วมีอัตราการลู่เข้าที่ไว [17] จึงต้องการอัตราขยายป้อนกลับที่มีค่ามาก อย่างไรก็ตามวิธีการนี้จะมีข้อจำกัดในทางปฏิบัติเนื่องจากผลกระทบจากสัญญาณรบกวน งานวิจัย [15]-[16] การประมาณให้เป็นเชิงเส้นรอบจุดทำงานแล้วทำการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับของตัวสังเกตเพื่อให้มีอัตราการหน่วงที่ดี แต่การประมาณให้เป็นเชิงเส้นรอบจุดทำงานทำให้ไม่สามารถยืนยันความถูกต้องในย่านการทำงานในช่วงกว้างได้ ปัญหาที่สำคัญของการออกแบบให้ตัวสังเกตมีผลตอบสนองทางพลวัตที่ดี คือการขาดสมการความสัมพันธ์ที่ชัดเจนระหว่างอัตราขยายป้อนกลับกับตำแหน่งของขั้วและศูนย์ของตัวสังเกตแบบปรับตัว

การพิจารณาผลกระทบต่อค่าความผิดพลาดของค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์นั้น ก็เป็นอีกประเด็นหนึ่งที่ต้องพิจารณา ทั้งนี้เพราะว่าตัวสังเกตต้องใช้ค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำของมอเตอร์ในการประมาณ ซึ่งค่าพารามิเตอร์เหล่านี้อาจเปลี่ยนแปลงได้ ค่าความต้านทานจะมีการเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิและผลของปรากฏการณ์ทางผิว (Skin effect) สำหรับค่าความเหนี่ยวนำนั้นจะเปลี่ยนแปลงค่าตามการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก ถึงแม้ว่า Yang [18] จะ

ได้วิเคราะห์ผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานต่อการประมาณค่าตำแหน่งและความเร็วไปแล้ว แต่ได้อาศัยสมมุติฐานที่ค่อนข้างจำกัดกล่าวคือ Yang [18] สรุปว่าค่าความผิดพลาดของกระแสมีค่าเป็นศูนย์เพราะอัตราขยายป้อนกลับของตัวสังเกต จะทำให้กระแสประมาณเท่ากับกระแสจริง ซึ่งข้อสรุปนี้ไม่มีเหตุผลรองรับที่เพียงพอ นอกจากนั้น Yang [18] ยังไม่ได้วิเคราะห์ผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของค่าความเหนี่ยวนำที่มีต่อการประมาณค่าตำแหน่งและความเร็วอีกด้วย งานวิจัย [20] ได้นำเสนอผลกระทบจากค่าความผิดพลาดของค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำที่มีต่อการประมาณค่าตำแหน่งในสภาวะอยู่ตัว อย่างไรก็ตามการวิเคราะห์ต้องอาศัยสมมุติฐานค่าความผิดพลาดของกระแสมีค่าเป็นศูนย์เช่นกัน ในกรณีที่ไม่มีค่าความผิดพลาดของค่าพารามิเตอร์ ระบบที่มีเสถียรภาพจะมีค่าความผิดพลาดของกระแสในสภาวะอยู่ตัวเป็นศูนย์ แต่ในกรณีที่มีค่าความผิดพลาดของค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ ข้อสรุปนี้ไม่สามารถใช้อธิบายได้ว่าในสภาวะอยู่ตัวค่าความผิดพลาดของกระแสจะเป็นศูนย์ ถึงแม้ว่า Tomita [21] จะได้นำเสนอการวิเคราะห์ผลกระทบจากค่าความผิดพลาดของค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำที่มีต่อการประมาณค่าตำแหน่งและความเร็วในเชิงสมการอย่างชัดเจน แต่ข้อสรุปดังกล่าวก็ไม่อาจนำมาใช้กับแบบจำลองเชิงเส้นที่ใช้เวกเตอร์ของฟลักซ์แม่เหล็กเป็นตัวแปรสถานะได้โดยตรง เนื่องจาก Tomita [21] ใช้แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำเป็นตัวแปรสถานะ จากที่กล่าวมาทั้งหมดสามารถสรุปได้ว่ายังมีความจำเป็นที่จะทำการวิเคราะห์ผลกระทบจากค่าความผิดพลาดของค่าพารามิเตอร์ที่มีต่อการประมาณในกรณีที่ใช้แบบจำลองที่มีเวกเตอร์ของฟลักซ์แม่เหล็กเป็นตัวแปรสถานะ

นอกจากนั้นแล้ว งานวิจัยทั้งหมดที่กล่าวข้างต้น [18], [20] และ [21] ล้วนชี้ให้เห็นว่าจะเกิดความผิดพลาดทางขนาดของฟลักซ์เมื่อมีค่าความผิดพลาดของค่าความต้านทาน แต่ยังไม่มีงานวิจัยใดที่นำเสนอแนวทางในการแก้ปัญหานี้ ความผิดพลาดของค่าฟลักซ์ประมาณจะส่งผลกระทบเมื่อระบบทำงานในโหมดควบคุมแรงบิดแบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่ง ทั้งนี้เนื่องจากค่าแรงบิดประมาณที่คำนวณได้จะเกิดความผิดพลาดตามค่าฟลักซ์ประมาณที่คลาดเคลื่อนทำให้แรงบิดจริงกับแรงบิดคำสั่งมีค่าต่างกัน

## 1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

จากปัญหาที่กล่าวมาทั้งหมด วิทยานิพนธ์นี้จึงมีวัตถุประสงค์ที่จะนำเสนอการออกแบบระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งโดยอิงตัว

สังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัว เพื่อการปรับปรุงเสถียรภาพ การกำหนดผลตอบสนองทางพลวัต และความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าพารามิเตอร์ โดยมีประเด็นหลักของการวิจัยดังนี้คือ

1) นำเสนอตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวในการประมาณค่าตำแหน่งและความเร็ว โดยอาศัยแบบจำลองแบบเชิงเส้นโดยใช้วิธีการของ Lyapunov ในการวิเคราะห์การมีเสถียรภาพของระบบประมาณ

2) นำเสนอคำตอบทั่วไปสำหรับการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับของตัวสังเกต เพื่อให้ได้ผลตอบสนองทางพลวัตที่ดีได้โดยที่ระบบประมาณยังคงมีเสถียรภาพอยู่ตลอดเวลา

3) นำเสนอการวางตำแหน่งของขั้วและศูนย์เพื่อให้มีผลตอบสนองทางพลวัตที่ดีตามที่ต้องการ โดยแสดงสมการของศูนย์และขั้วของตัวสังเกตในเทอมของอัตราขยายป้อนกลับเพื่อใช้ในการกำหนดตำแหน่งของขั้วและศูนย์

4)นำเสนอการวิเคราะห์ถึงผลกระทบจากความผิดพลาดจากค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำต่อการประมาณค่าตำแหน่งและความเร็วในเชิงสมการอย่างชัดเจนและเสนอแนวทางในการแก้ปัญหาความผิดพลาดของฟลักซ์ประมาณที่เกิดจากค่าความผิดพลาดจากค่าความต้านทานในย่านความเร็วต่ำอีกด้วย

## 1.3 ขอบเขตของการวิจัย

1) พัฒนาวิธีการสร้างระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสแม่เหล็กถาวรไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งโดยใช้ตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวในการประมาณค่าตำแหน่งและความเร็ว

2) หาวิธีการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณค่าตำแหน่งและความเร็ว

3) หาแนวทางการออกแบบอัตราขยายของตัวสังเกตที่ทำให้ให้ระบบประมาณมีผลตอบสนองทางพลวัตที่ดี

4)วิเคราะห์ผลกระทบจากความผิดพลาดของค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำ และหาแนวทางในการแก้ปัญหาการควบคุมแรงบิดที่เกิดจากความผิดพลาดของฟลักซ์

## 1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

ทางด้านวิชาการสามารถนำแนวการออกแบบตัวสังเกตที่นำเสนอไปใช้เพื่อทำให้สมรรถนะของระบบดีขึ้น ทั้งในแง่เสถียรภาพและลักษณะเชิงพลวัต ทางด้านการประยุกต์สามารถนำทฤษฎีที่พัฒนาขึ้นไปใช้ในงานอุตสาหกรรมจริง อันเป็นพื้นฐานสำคัญในการพัฒนาอุตสาหกรรมแบบพึ่งพาตัวเองในประเทศ

### 1.5 ขั้นตอนในการดำเนินการวิจัย

1) ศึกษาแบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์ซิงโครนัสแม่เหล็กถาวรและวิธีประมาณค่าความเร็วตำแหน่งจากงานวิจัยในอดีต

2) หารูปสมการทั่วไปของอัตราขยายป้อนกลับของตัวสังเกต ที่ทำให้ระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งมีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงาน

3) ศึกษาและออกแบบอัตราขยายป้อนกลับที่ทำให้ได้ผลตอบสนองทางพลวัตที่ดี

4) จำลองการทำงานของระบบด้วยคอมพิวเตอร์ เพื่อทดสอบแนวความคิด

5) ออกแบบระบบในส่วนซอฟต์แวร์ และฮาร์ดแวร์ พร้อมทดสอบการทำงาน

6) ปรับปรุงแก้ไขระบบในส่วนซอฟต์แวร์ที่ได้พัฒนาขึ้น

7) เก็บข้อมูล ประเมินผล สรุปผล และนำเสนอบทความวิจัย

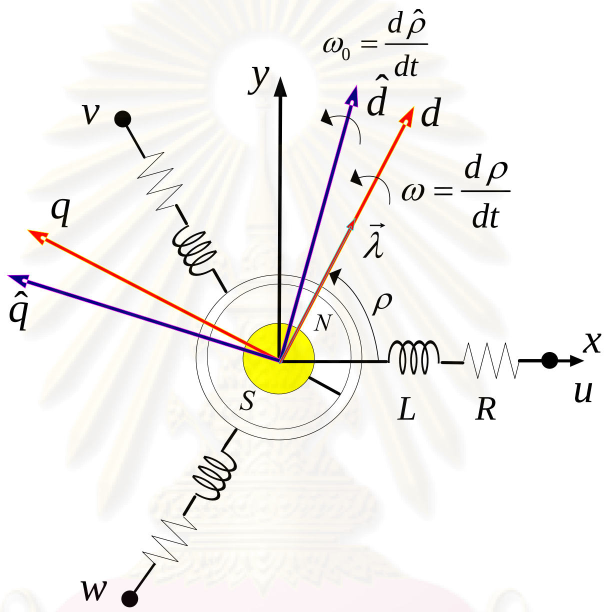
8) เขียนวิทยานิพนธ์

# บทที่ 2

# ตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัว

ในบทนี้จะกล่าวถึงตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวที่ใช้ในการประมาณค่าตำแหน่งและความเร็วของมอเตอร์ซิงโครนัสแม่เหล็กถาวร โดยในลำดับแรกจะกล่าวถึงแบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์ซิงโครนัสแม่เหล็กถาวร ดังแสดงในลำดับต่อไปนี้คือ

## 2.1 แบบจำลองทางพลวัตของ PMSM




รูปที่ 2.1 ความสัมพันธ์ระหว่างแกนอ้างอิงทั้งสามแกนที่ใช้ในการควบคุมแบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งของ PMSM

รูปที่ 2.1 เป็นความสัมพันธ์ระหว่างแกนอ้างอิงทั้งสามแกนที่ใช้ในการควบคุมแบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งของ PMSM ซึ่งประกอบไปด้วย แกนอ้างอิงสเตเตอร์ (พิกัด $x, y$) แกนอ้างอิงโรเตอร์ (พิกัด $d, q$) และแกนอ้างอิงของฟลักซ์ประมาณ (พิกัด $\hat{d}, \hat{q}$) สำหรับ $u, v, w$ คือแกนของขดลวดสามเฟส $u, v, w$ ตามลำดับ ซึ่งโดยทั่วไปแบบจำลองของ PMSM บนแกนอ้างอิงสเตเตอร์แสดงได้ดังสมการที่ (2.1)

$$\left.\begin{aligned} \vec{u} &= R\vec{i} + L\frac{d\vec{i}}{dt} + \boldsymbol{J}\omega\lambda e^{\boldsymbol{J}\rho}\begin{bmatrix}1\\0\end{bmatrix} \\ \frac{d\rho}{dt} &= \omega \\ T_m &= \frac{p}{2}[\boldsymbol{J}\vec{\lambda}]^T\vec{i} \end{aligned}\right\} \qquad (2.1)$$

โดยที่

$\vec{u}$ : สเปซเวกเตอร์ของแรงดันสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงสเตเตอร์

$\vec{i}$ : สเปซเวกเตอร์ของกระแสสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงสเตเตอร์

$R$ : ความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์

$L$ : ความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์

$\lambda$ : ฟลักซ์แม่เหล็กจากแม่เหล็กถาวร

$T_m$ : แรงบิดของมอเตอร์

$p$ : จำนวนขั้วแม่เหล็ก

$\omega, \rho$ : ความเร็วและตำแหน่งของโรเตอร์คิดเป็นปริมาณทางไฟฟ้า

$\omega_0 = \frac{d\hat{\rho}}{dt}$ : ความเร็วหรือความถี่ของฟลักซ์ประมาณ

" ^ " : ค่าประมาณ

กำหนดให้ $\begin{bmatrix}\vec{i} & \rho\end{bmatrix}^T$ เป็นตัวแปรสถานะ เราสามารถเขียนสมการที่ (1.1) ในรูปแบบสมการสถานะอันดับ 3 ได้ดังนี้

$$\left.\begin{aligned} \frac{d}{dt}\begin{bmatrix}i_x\\i_y\end{bmatrix} &= \begin{bmatrix}-R/L & 0\\0 & -R/L\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_x\\i_y\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\omega\lambda/L & 0\\0 & -\omega\lambda/L\end{bmatrix}\begin{bmatrix}sin\rho\\cos\rho\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}1/L & 0\\0 & 1/L\end{bmatrix}\begin{bmatrix}u_x\\u_y\end{bmatrix} \\ \frac{d\rho}{dt} &= \omega \end{aligned}\right\}(2.2)$$

โดยที่ตัวห้อย $x, y$ แสดงถึงองค์ประกอบในแกนอ้างอิงสเตเตอร์ $x, y$ ตามลำดับ สมการสถานะ (2.2) เป็นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของ PMSM ที่ใช้ในงานวิจัยทั่วไป แต่เนื่องจากสมการสถานะ (2.2) มีเทอม $cos\rho, sin\rho$ ปะปนอยู่จึงทำให้สมการสถานะมีลักษณะไม่เชิงเส้น ซึ่งเป็นจุดด้อยของแบบจำลองนี้ ถ้านำแบบจำลองนี้มาสร้างตัวสังเกตเพื่อประมาณค่าตัวแปรสถานะจะได้ดังสมการที่ (2.3)

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\hat{i}_x\\ \hat{i}_y\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-R/L & 0\\ 0 & -R/L\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\hat{i}_x\\ \hat{i}_y\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\hat{\omega}\lambda/L & 0\\ 0 & -\hat{\omega}\lambda/L\end{bmatrix}\begin{bmatrix}sin\hat{\rho}\\ cos\hat{\rho}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}h_1 & -h_2\\ h_2 & h_1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\hat{i}_x-i_x\\ \hat{i}_y-i_y\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}1/L & 0\\ 0 & 1/L\end{bmatrix}\begin{bmatrix}u_x\\ u_y\end{bmatrix}$$

$$\frac{d\hat{\rho}}{dt}=\hat{\omega}+\begin{bmatrix}h_3 & h_4\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\hat{i}_x-i_x\\ \hat{i}_y-i_y\end{bmatrix}$$

(2.3)

โดยที่ $h_1, h_2, h_3, h_4$ คืออัตราขยายป้อนกลับ (feedback gain) ของตัวสังเกต ตัวสังเกตในสมการที่ (2.3) จะมีเทอม $cos\hat{\rho},\ sin\hat{\rho}$ ซึ่งเป็นส่วนที่ไม่เป็นเชิงเส้นเช่นเดียวกันกับสมการสถานะ (2.2) ทำให้ไม่สามารถใช้ทฤษฎีของระบบควบคุมแบบเชิงเส้น ในการวิเคราะห์เสถียรภาพของตัวสังเกตและการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับได้โดยตรง โดยทั่วไปจะต้องประมาณสมการให้เป็นเชิงเส้นรอบจุดทำงานก่อนแล้วจึงค่อยวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยวิธีการของระบบเชิงเส้น ดังนั้นแม้ผลการวิเคราะห์ระบบประมาณจะบ่งชี้ว่าระบบประมาณค่าความเร็วมีเสถียรภาพรอบ ๆ จุดทำงานแต่ก็ไม่สามารถยืนยันได้ว่าระบบจะมีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงานในช่วงกว้าง เพื่อแก้ปัญหาความไม่เชิงเส้นดังกล่าวงานวิจัยนี้จะพิจารณาให้ฟลักซ์จากแม่เหล็กถาวรเป็นตัวแปรเพิ่มเติม แบบจำลอง (2.4) นี้มีการนำเสนอในงานวิจัย [18]

$$\vec{u}=R\vec{i}+L\frac{d\vec{i}}{dt}+\boldsymbol{J}\omega\lambda e^{\boldsymbol{J}\rho}\begin{bmatrix}1\\0\end{bmatrix}$$
$$\frac{d}{dt}\left[\lambda e^{\boldsymbol{J}\rho}\begin{bmatrix}1\\0\end{bmatrix}\right]=\boldsymbol{J}\omega\lambda e^{\boldsymbol{J}\rho}\begin{bmatrix}1\\0\end{bmatrix} \tag{2.4}$$

โดยที่ตัวแปรสถานะคือ $\left[\vec{i}\ \ \lambda e^{\boldsymbol{J}\rho}\begin{bmatrix}1\\0\end{bmatrix}\right]^T$ สมการที่ (2.4) สามารถเขียนในรูปแบบสมการสถานะได้เป็น



$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\vec{i}\\ \vec{\lambda}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-\frac{R}{L}\boldsymbol{I} & -\boldsymbol{J}\frac{\omega}{L}\\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{J}\omega\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\vec{i}\\ \vec{\lambda}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\boldsymbol{I}/L\\ \boldsymbol{0}\end{bmatrix}\vec{u} \tag{2.5}$$

โดยที่

$$\boldsymbol{I}=\begin{bmatrix}1 & 0\\ 0 & 1\end{bmatrix},\ \boldsymbol{J}=\begin{bmatrix}0 & -1\\ 1 & 0\end{bmatrix},\ \boldsymbol{0}=\begin{bmatrix}0 & 0\\ 0 & 0\end{bmatrix}$$

และเวกเตอร์ฟลักซ์แม่เหล็ก $\vec{\lambda} = \lambda e^{J\rho}\begin{bmatrix}1\\0\end{bmatrix}$ จากการพิจารณาโดยทั่วไปว่าค่าคงตัวทางเวลาทางไฟฟ้า (Electrical time constant) มีค่าน้อยกว่าค่าคงตัวทางเวลาทางกล (Mechanical time constant) มาก ดังนั้นจึงถือได้ว่า $\omega$ มีค่าคงที่ในการวิเคราะห์คุณสมบัติต่าง ๆ ของตัวสังเกตแบบจำลอง (2.5) ที่ได้จึงจะเป็นเชิงเส้น แบบจำลองนี้สามารถแสดงบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ได้ดังสมการที่ (2.6)-(2.8) โดยที่ สมการที่ (2.6) คือสมการทางด้านสเตเตอร์ สมการที่ (2.7) คือสมการทางด้านโรเตอร์และสมการที่ (2.8) คือสมการแรงบิดของมอเตอร์ ตามลำดับ

*แบบจำลองของ PMSM บนแกนอ้างอิงโรเตอร์:*

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{1}{L}\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} - \frac{R}{L}\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\omega i_q \\ \omega i_d \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \omega\lambda / L \end{bmatrix} \tag{2.6}$$

$$\frac{d\lambda}{dt} = 0 \qquad ; \qquad \frac{d\rho}{dt} = \omega \tag{2.7}$$

$$T_m = \frac{p}{2}\lambda i_q \tag{2.8}$$

โดยที่ตัวห้อย $d, q$ แสดงถึงองค์ประกอบในแกนอ้างอิงโรเตอร์ $d, q$ ตามลำดับ

## 2.2 ตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัว ของ PMSM

จากแบบจำลองเชิงเส้นในสมการที่ (2.5) สามารถสร้างตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์ได้ดังแสดงในสมการที่ (2.9)-(2.10)

*ตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัว:*

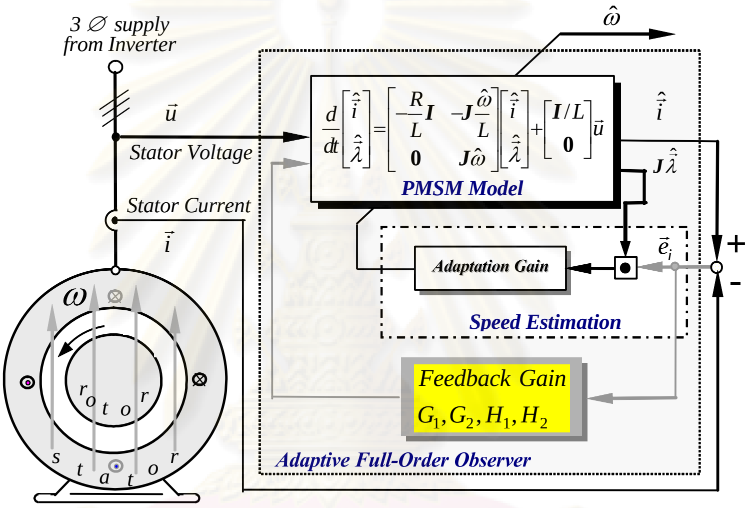
$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \hat{\vec{i}} \\ \hat{\vec{\lambda}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}\boldsymbol{I} & -\boldsymbol{J}\frac{\hat{\omega}}{L} \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{J}\hat{\omega} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \hat{\vec{i}} \\ \hat{\vec{\lambda}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \boldsymbol{I}/L \\ \boldsymbol{0} \end{bmatrix}\vec{u} + \begin{bmatrix} G_1\boldsymbol{I} + G_2\boldsymbol{J} \\ H_1\boldsymbol{I} + H_2\boldsymbol{J} \end{bmatrix}[\hat{\vec{i}} - \vec{i}\,] \tag{2.9}$$

*สมการการประมาณค่าความเร็ว:*

$$\hat{\omega} = \left(k_p + k_i \int dt\right)\left\{\vec{e}_i^{\,T} \boldsymbol{J} \hat{\vec{\lambda}}\right\} \qquad ; k_p, k_i > 0 \tag{2.10}$$

โดยที่ $G_1, G_2, H_1, H_2$ คือ อัตราขยายป้อนกลับ $\vec{e}_i = \hat{\vec{i}} - \vec{i}$ คือค่าความผิดพลาดของกระแส และ $k_p, k_i$ คืออัตราขยายการปรับตัวแบบสัดส่วนและแบบอินทิเกรต ตามลำดับ

จากสมการที่ (2.9) - (2.10) สามารถเขียนแผนภาพรวมของตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวได้ดังรูปที่ 2.2




รูปที่ 2.2 แผนภาพรวมของตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัว

## 2.3 **ตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวบนแกนหมุนของฟลักซ์ประมาณและการควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วม** (Decoupling control)

เนื่องจากระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ซึ่งใช้ข้อมูลความเร็ว ตำแหน่ง และฟลักซ์แม่เหล็กนั้นสร้างโดยอ้างอิงบนแกนหมุนของฟลักซ์ประมาณ ดังนั้นตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของระบบควบคุมแบบเวกเตอร์จึงต้องแสดงอ้างอิงบนแกนหมุนของฟลักซ์ประมาณด้วย

*สมการทางด้านสเตเตอร์:*

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\hat{i}_{\hat{d}}\\ \hat{i}_{\hat{q}}\end{bmatrix}=\frac{1}{L}\begin{bmatrix}u_{\hat{d}}\\ u_{\hat{q}}\end{bmatrix}-\frac{R}{L}\begin{bmatrix}\hat{i}_{\hat{d}}\\ \hat{i}_{\hat{q}}\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}-\hat{i}_{\hat{q}}\omega_0\\ \hat{i}_{\hat{d}}\omega_0\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}0\\ \hat{\omega}\hat{\lambda}/L\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}G_1e_{\hat{d}}-G_2e_{\hat{q}}\\ G_2e_{\hat{d}}+G_1e_{\hat{q}}\end{bmatrix} \tag{2.11}$$

*สมการทางด้านโรเตอร์:*

$$\frac{d\hat{\lambda}}{dt}=H_1e_{\hat{d}}-H_2e_{\hat{q}} \tag{2.12}$$

$$\omega_0=\frac{d\hat{\rho}}{dt}=\hat{\omega}+[H_2e_{\hat{d}}+H_1e_{\hat{q}}]/\hat{\lambda} \tag{2.13}$$

*สมการการประมาณค่าความเร็วบนแกนหมุนของฟลักซ์ประมาณ:*

$$\hat{\omega}=(k_p+k_i\int dt)\left[e_{\hat{q}}\hat{\lambda}\right] \tag{2.14}$$

ในการควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมนั้นแรงดันสเตเตอร์ถูกกำหนดโดย

*แรงดันสเตเตอร์ของตัวควบคุมเวกเตอร์ที่มีการชดเชยแรงดันเชื่อมโยงระหว่างแกน:*

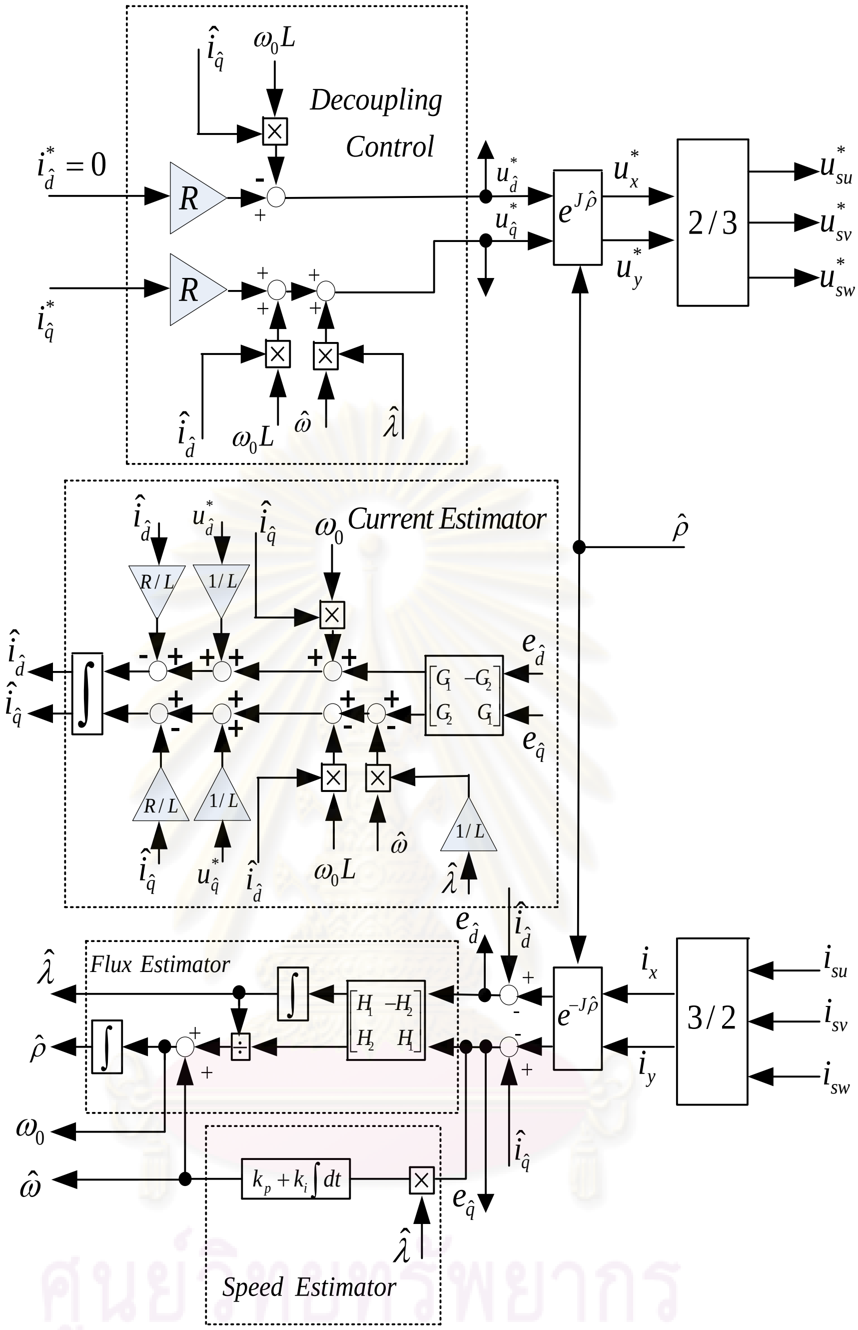
$$\begin{bmatrix}u^*_{\hat{d}}\\ u^*_{\hat{q}}\end{bmatrix}=R\begin{bmatrix}i^*_{\hat{d}}\\ i^*_{\hat{q}}\end{bmatrix}+\omega_0L\begin{bmatrix}-\hat{i}_{\hat{q}}\\ \hat{i}_{\hat{d}}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\ \hat{\omega}\hat{\lambda}\end{bmatrix} \tag{2.15}$$

โดยที่ “*” คือค่าคำสั่ง ตัวห้อย $\hat{d},\hat{q}$ แสดงถึงองค์ประกอบในแกนอ้างอิงฟลักซ์ประมาณ $\hat{d},\hat{q}$ จากสมการที่ (2.11)-(2.15) สามารถเขียนแผนภาพบล็อกการควบคุมแยกการเชื่อมร่วมกับตัวสังเกตเต็มอันดับได้ดังแสดงในรูปที่ 2.3 ซึ่งเป็นการควบคุมแบบแรงบิดต่อกระแสสูงสุด (Maximum torque per ampere ratio) กล่าวคือ $i^*_d=0$ และระบบควบคุมความเร็วที่ใช้ระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมที่มีการประมาณค่าตำแหน่งและความเร็วด้วยตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวแสดงในรูปที่ 2.4

จากสมการที่ (2.11)-(2.15) นี้ เราจะจำลองการทำงานของระบบประมาณกับการควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมทั้งนี้เพื่อแสดงให้เห็นถึงปัญหาบางอย่างที่สำคัญที่อาจเกิดขึ้นได้จากการใช้ตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัว โดยใช้อัตราขยายป้อนกลับดังนี้คือ

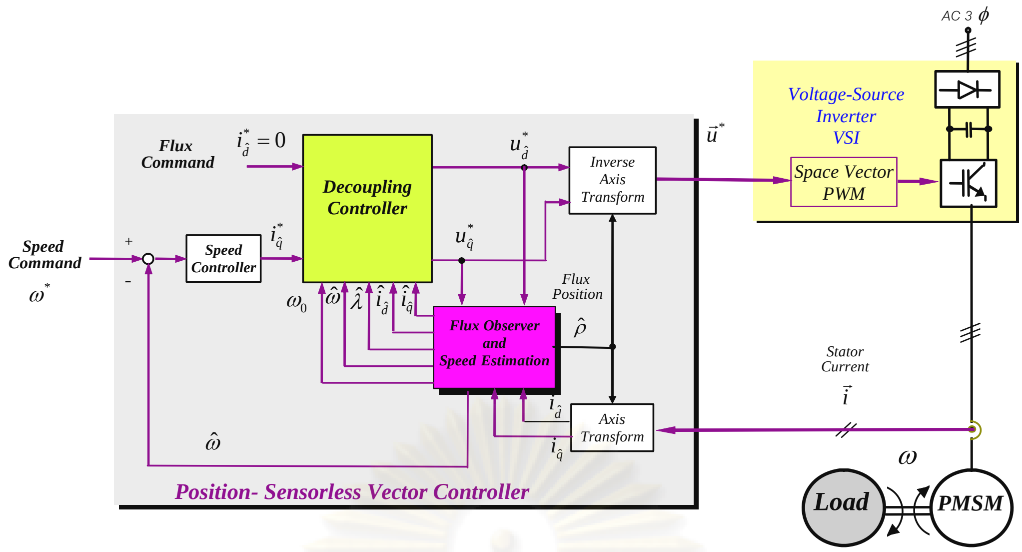
$$G_1 = 0,\ G_2 = -60,\ H_1 = 3,\ H_2 = 1 \tag{2.16}$$

โดยผลการจำลองการทำงานแสดงในรูปที่ 2.5 และ 2.6 ในรูปที่ 2.5 เป็นผลการจำลองการทำงานในสภาวะที่มอเตอร์จ่ายโหลดที่พิกัดที่ความเร็วคำสั่ง 200 rpm ซึ่งจะเห็นว่าระบบประมาณสามารถทำงานได้เป็นอย่างดีโดยมีค่าความผิดพลาดของความเร็ว $\left(e_\omega = \hat{\omega} - \omega\right)$ เป็นศูนย์ในสภาวะอยู่ตัว ในสภาวะชั่วครู่นั้นมีค่าความผิดพลาดสูงสุดประมาณ 2 rpm ในทำนองเดียวกัน ค่าความผิดพลาดของตำแหน่ง $\left(e_\rho = \hat{\rho} - \rho\right)$ ก็มีค่าเป็นศูนย์ในสภาวะอยู่ตัว ส่วนในสภาวะชั่วครู่นั้นมีค่ามีค่าความผิดพลาดสูงสุดประมาณ 0.15 องศา ซึ่งดูเหมือนว่าการใช้ค่าอัตราขยายป้อนกลับในสมการที่ (2.16) นั้น จะทำให้ตัวสังเกตหรือระบบประมาณสามารถทำงานได้อย่างมีเสถียรภาพ แต่ผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 2.6 แสดงให้เห็นว่าระบบประมาณจะขาดเสถียรภาพเมื่อมอเตอร์กลับทิศทางหมุน โดยค่าความผิดพลาดของความเร็วและค่าความผิดพลาดของตำแหน่งจะลู่ออกเมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความเร็ว -200 rpm ดังนั้นจากผลการจำลองการทำงานสามารถสรุปได้ว่า การออกแบบอัตราขยายป้อนกลับที่ทำให้ตัวสังเกตหรือระบบประมาณมีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงานนั้นเป็นสิ่งสำคัญ เพราะถ้าหากไม่พิจารณาตรงนี้แล้วจะไม่สามารถล่วงรู้ได้ว่าระบบจะขาดเสถียรภาพในย่านการทำงานไหน ดังนั้นบทที่ 3 จึงจะกล่าวถึงการวิเคราะห์เสถียรภาพของตัวสังเกตและจะนำเสนอการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับที่ทำให้ตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวมีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงาน

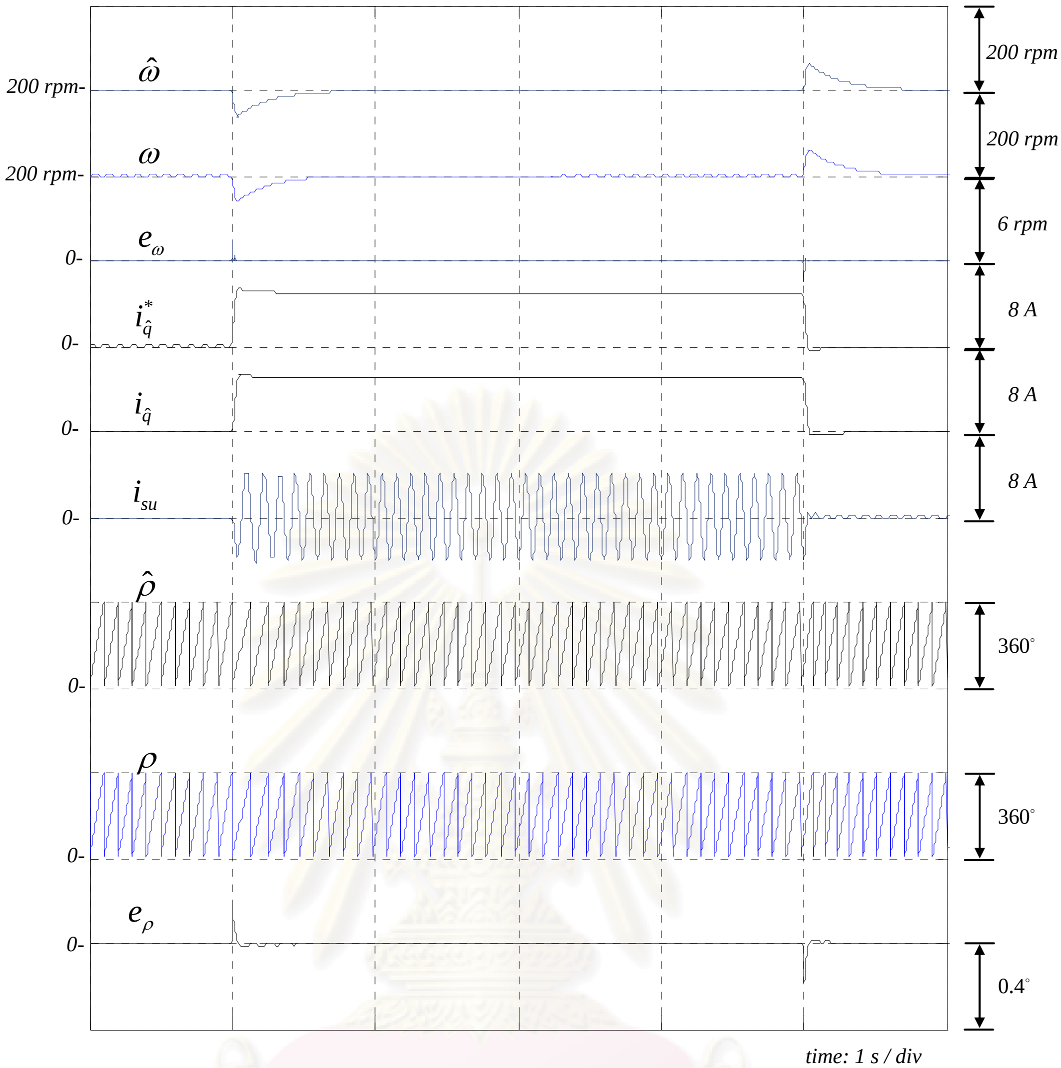




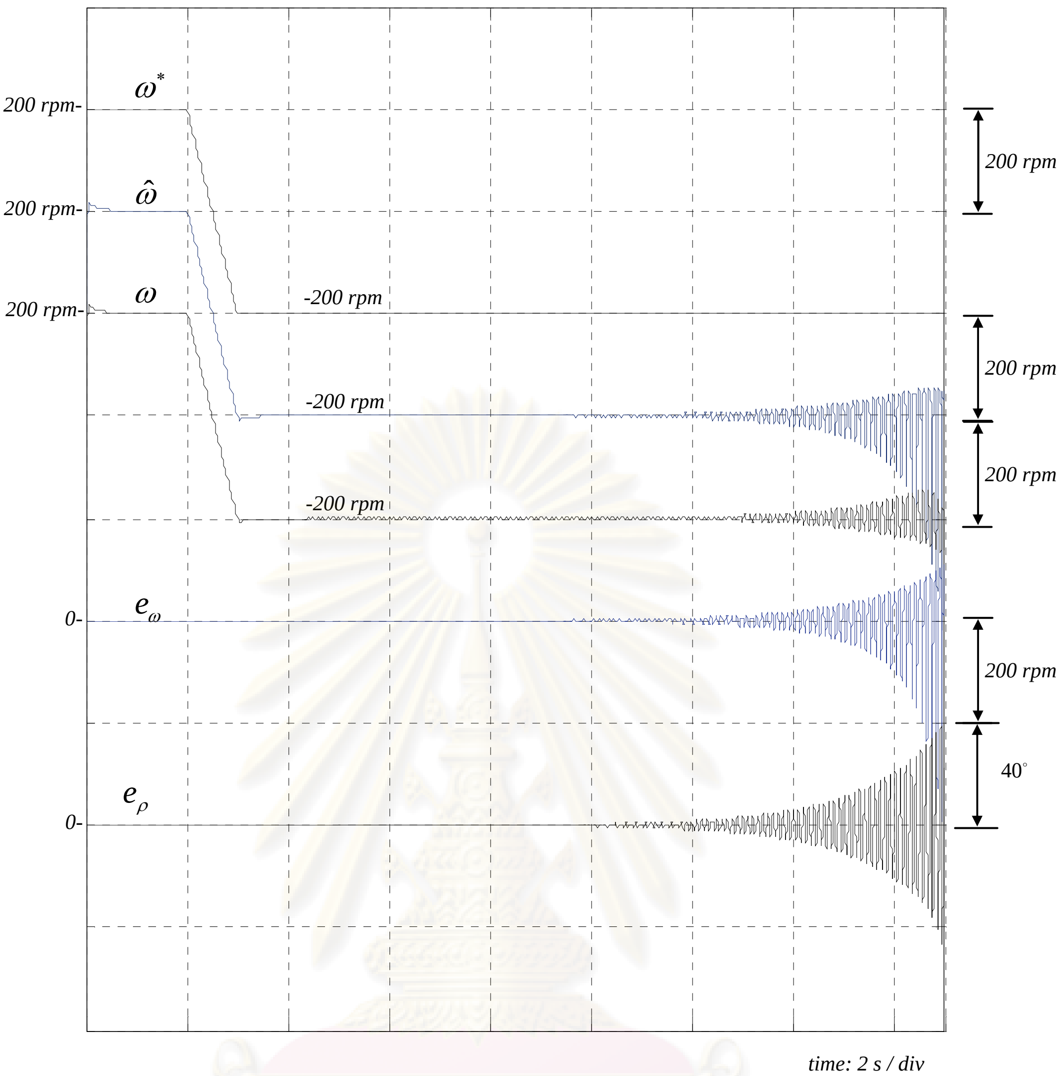

รูปที่ 2.3 แผนภาพบล็อกโดยรวมของตัวสังเกตแบบปรับตัวกับระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วม




รูปที่ 2.4 ระบบควบคุมความเร็วที่ใช้ระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมที่มีการประมาณค่าตำแหน่งและความเร็วด้วยตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัว




รูปที่ 2.5 ผลการจำลองการทำงานที่ความเร็วคำสั่ง 200 rpm ขณะขับโหลดพิกัดเมื่อใช้อัตราขยายป้อนกลับ $G_1 = 0,\ G_2 = -60,\ H_1 = 3,\ H_2 = 1$




รูปที่ 2.6 ผลการจำลองการทำงานขณะกลับทิศทางหมุนจาก $200 \rightarrow -200\,rpm$
เมื่อใช้อัตราขยายป้อนกลับ $G_1 = 0,\ G_2 = -60,\ H_1 = 3,\ H_2 = 1$

# บทที่ 3

# เสถียรภาพของตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัว

บทที่ 3 นี้จะกล่าวถึงประเด็นสำคัญของงานวิจัยคือเงื่อนไขเสถียรภาพของตัวสังเกตแบบปรับตัวและรูปสมการทั่วไปของอัตราขยายป้อนกลับที่ทำให้ตัวสังเกตมีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงาน โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

## 3.1 สมการค่าความผิดพลาดของการประมาณ

จากสมการที่ (2.5) และ (2.9) สามารถคำนวณหาสมการค่าความผิดพลาดของการประมาณได้โดยสามารถแสดงได้เป็นสองรูปแบบคือ แบบปริภูมิสถานะและแบบฟังก์ชันโอนย้าย ดังต่อไปนี้

*สมการค่าความผิดพลาดในปริภูมิสถานะ:*

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\vec{e}_i\\ \vec{e}_\lambda\end{bmatrix} \triangleq \frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\hat{\vec{i}}-\vec{i}\\ \hat{\vec{\lambda}}-\vec{\lambda}\end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix}\left(-\frac{R}{L}+G_1\right)\boldsymbol{I}+G_2\boldsymbol{J} & -\boldsymbol{J}\frac{\omega}{L}\\ H_1\boldsymbol{I}+H_2\boldsymbol{J} & \boldsymbol{J}\omega\end{bmatrix}}_{\boldsymbol{A}}\begin{bmatrix}\vec{e}_i\\ \vec{e}_\lambda\end{bmatrix}+\underbrace{\begin{bmatrix}\boldsymbol{I}/L\\ -\boldsymbol{I}\end{bmatrix}}_{\boldsymbol{B}}(-\boldsymbol{J}\hat{\vec{\lambda}})(\hat{\omega}-\omega) \tag{3.1}$$

$$\text{Output error :} \quad \vec{e}_i = \underbrace{\begin{bmatrix}\boldsymbol{I} & \boldsymbol{0}\end{bmatrix}}_{\boldsymbol{C}}\begin{bmatrix}\vec{e}_i\\ \vec{e}_\lambda\end{bmatrix} \tag{3.2}$$

เมื่อ $\vec{e}_i = \hat{\vec{i}}-\vec{i}$ และ $\vec{e}_\lambda = \hat{\vec{\lambda}}-\vec{\lambda}$



*สมการค่าความผิดพลาดในปริภูมิฟังก์ชันโอนย้าย:*



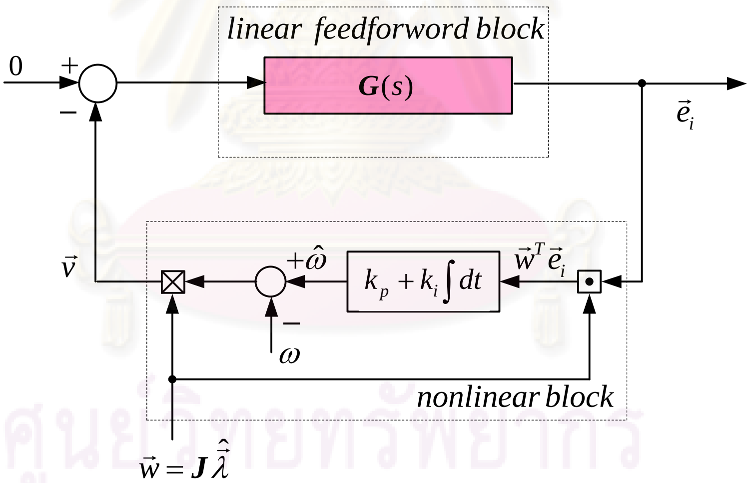
$$\vec{e}_i = \hat{\vec{i}}-\vec{i} = \boldsymbol{G}(s)\left(-\boldsymbol{J}\hat{\vec{\lambda}}\right)(\hat{\omega}-\omega) \tag{3.3}$$

$$\begin{aligned}\boldsymbol{G}(s) &= \boldsymbol{C}\left[s\boldsymbol{I}-\boldsymbol{A}\right]^{-1}\boldsymbol{B}\\ &= s\left[s^2\boldsymbol{I}+(x\boldsymbol{I}+y\boldsymbol{J})s+m\boldsymbol{I}+n\boldsymbol{J}\right]^{-1}/L\end{aligned} \tag{3.4}$$

โดยที่

$$\left.\begin{aligned} x &= -G_1 + \frac{R}{L} \\ y &= -G_2 - \omega \\ m &= -\omega\left[G_2 + \frac{H_2}{L}\right] \\ n &= \omega\left(G_1 + \frac{H_1}{L} - \frac{R}{L}\right) \end{aligned}\right\} \tag{3.5}$$

ในการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับเพื่อให้ตัวสังเกตมีเสถียรภาพนั้นสามารถวิเคราะห์ได้ทั้งในปริภูมิสถานะดังสมการที่ (3.1) และ (3.2) หรือในอาณาจักรของความถี่ (Frequency domain) โดยการใช้ฟังก์ชันโอนย้ายในสมการที่ (3.3) และ (3.4) อย่างไรก็ตามในงานวิจัยนี้จะใช้สมการค่าผิดพลาดในปริภูมิสถานะในการออกแบบให้ตัวสังเกตมีเสถียรภาพโดยใช้วิธีการของเลียปูนอฟ (Lyapunov) ในการพิสูจน์การมีเสถียรภาพของตัวสังเกต ซึ่งจะกล่าวในลำดับต่อไป จากสมการค่าผิดพลาดและสมการประมาณค่าความเร็วสามารถเขียนแผนภาพบล็อกของค่าผิดพลาดในระบบประมาณค่าความเร็วบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์ได้ดังรูปที่ 3.1




รูปที่ 3.1 แผนภาพบล็อกของค่าผิดพลาดในระบบประมาณค่าความเร็วบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์

สมการที่ (3.3) และ (3.4) รวมทั้งแผนภาพบล็อกในรูปที่ 3.1 สามารถแสดงบนแกนอ้างอิงฟลักซ์ประมาณได้ดังสมการที่ (3.6)-(3.9) และรูปที่ 3.2 ตามลำดับ

*ค่าความผิดพลาดของกระแสบนแกนอ้างอิงฟลักซ์ประมาณ:*

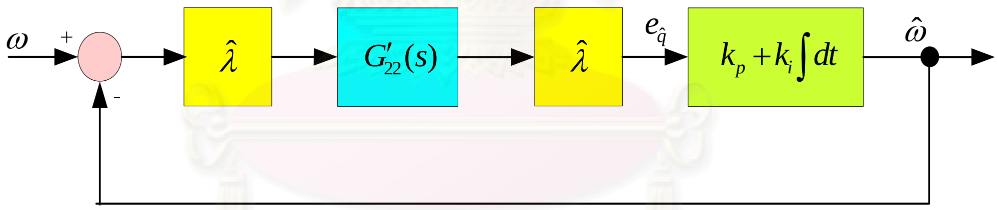
$$\vec{e}_i' = \begin{bmatrix} e_{\hat{d}} \\ e_{\hat{q}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{\hat{d}} - i_d \\ \hat{i}_{\hat{q}} - i_q \end{bmatrix} = \boldsymbol{G}'(s) \begin{bmatrix} 0 \\ \hat{\lambda} \end{bmatrix} (\hat{\omega} - \omega) \tag{3.6}$$

$$\boldsymbol{G}'(s) = e^{-J\hat{\rho}} \boldsymbol{G}(s) e^{-J\hat{\rho}} = \begin{bmatrix} G_{22}'(s) & G_{12}'(s) \\ -G_{12}'(s) & G_{22}'(s) \end{bmatrix} \tag{3.7}$$

*ค่าความผิดพลาดของกระแสสร้างแรงบิด:*

$$e_{\hat{q}} = \left[ \vec{e}_i' \right]_{\hat{q}} = G_{22}'(s) \hat{\lambda} (\hat{\omega} - \omega) \tag{3.8}$$

$$\left.\begin{aligned} G_{22}'(s) &= \frac{1}{L} \frac{z(s)}{p(s)} \\ z(s) &= s^3 + xs^2 + \left(\omega_0^2 + m\right) s + \omega_0^2 x + \omega_0 n \\ p(s) &= \left(s^2 + xs - \omega_0^2 - \omega_0 y + m\right)^2 + \left(\left(2\omega_0 + y\right) s + \omega_0 x + n\right)^2 \end{aligned}\right\} \tag{3.9}$$




รูปที่ 3.2 แผนภาพบล็อกของค่าผิดพลาดในระบบประมาณค่าความเร็วบนแกนอ้างอิงฟลักซ์ประมาณ

### 3.2 **การวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยทฤษฎี** Hyperstability

แผนภาพบล็อกในรูปที่ 3.1 แสดงให้เห็นว่าวงรอบปิดของค่าผิดพลาดมีองค์ประกอบสองส่วนคือ ส่วนเชิงเส้นป้อนไปหน้า (linear feedforward block) และส่วนไม่เชิงเส้นป้อนกลับ (nonlinear feedback block) ระบบในลักษณะนี้โดยส่วนมากมักจะใช้ทฤษฎี Hyperstability ในการพิสูจน์เสถียรภาพของระบบประมาณ [18][21][25] โดยที่ทฤษฎี Hyperstability มีเงื่อนไขที่จำเป็นและเพียงพอในการลู่เข้าของค่าผิดพลาดของกระแสและความเร็ว ดังนี้

***ทฤษฎี Hyperstability :***

1. ส่วนไม่เชิงเส้นป้อนกลับของระบบในรูปที่ 3.1 ต้องสอดคล้องตาม อสมการของ Popov (Popov' Inequality) ดังนี้คือ

$$\int_{0}^{t_0}\left[\vec{e}_i^T\vec{v}\right]dt \;\; \geq -\gamma_1 \quad ;\exists\gamma_1 > 0, \forall t_0 \geq 0 \qquad (3.10)$$

2. ฟังก์ชันโอนย้าย $\boldsymbol{G}(s)$ จะต้องมีคุณสมบัติจริงบวกโดยแท้ (Strictly positive real : SPR)
3. ระบบประมาณในรูปที่ 3.1 ต้องสอดคล้องกับเงื่อนไขการกระตุ้นอย่างต่อเนื่อง (Persistency of Excitation (PE) Condition)

ในลำดับต่อไปนี้จะแสดงในรายละเอียดถึงเงื่อนไขจำเป็นและเพียงพอในการพิสูจน์เสถียรภาพโดยใช้ ทฤษฎี Hyperstability โดยอันดับแรกจะกล่าวถึงเงื่อนไขการประมาณค่าได้ซึ่งก็คือเงื่อนไข PE หลังจากนั้นจะพิจารณาในส่วนไม่เชิงเส้นป้อนกลับและคุณสมบัติของฟังก์ชันโอนย้าย $\boldsymbol{G}(s)$ เป็นลำดับถัดไป

### 3.2.1 **เงื่อนไขการประมาณค่าได้** (Identifiability Condition)

เราสามารถใช้ข้อมูลค่าผิดพลาดของกระแส $\vec{e}_i$ ในการประมาณค่าความเร็ว (สมการที่ (2.10)) ได้ เพราะค่าผิดพลาดของกระแสนี้จะสะท้อนถึงค่าผิดพลาดของความเร็วตามความสัมพันธ์ในสมการที่ (3.3) ซึ่งนำมาเขียนใหม่เป็นสมการเชิงเวลาได้ดังสมการที่ (3.11)[30]

$$\vec{e}_i(t) = w'(t)(\hat{\omega} - \omega) = w'(t)\Delta\omega \qquad (3.11)$$

โดยที่

$$w' = \boldsymbol{G}(s)\left(-\boldsymbol{J}\hat{\vec{\lambda}}\right) \qquad (3.12)$$

อย่างไรก็ตามถึงแม้ในกรณีที่ระบบวงรอบปิดในรูปที่ 3.1 มีเสถียรภาพและสัญญาณ $\vec{e}_i$ ได้เข้าสู่สภาวะอยู่ตัวเท่ากับศูนย์ ($\vec{e}_i = 0$) แล้ว ก็ยังไม่สามารถที่จะสรุปได้ว่าค่าความผิดพลาดของความเร็วประมาณจะลู่เข้าสู่ศูนย์ ($\Delta\omega = 0$) เราสามารถยืนยันการลู่เข้าสู่ค่าจริงของความเร็วประมาณได้ก็ต่อเมื่อได้ทำการตรวจสอบเงื่อนไขของการประมาณค่าได้ก่อน ในการทดสอบเงื่อนไข

ของการประมาณค่าได้ จะต้องพิสูจน์ว่าเวกเตอร์ $w'(t)$ ในสมการที่ (3.10) นั้นสอดคล้องกับเงื่อนไขการกระตุ้นอย่างต่อเนื่อง ดังแสดงในสมการที่ (3.12)

*เงื่อนไขการกระตุ้นอย่างต่อเนื่อง(PE Condition) สำหรับเวกเตอร์ $w'(t)$ :*

$$\exists \alpha_1, \alpha_2, \delta, \forall t_0 > 0 \qquad \alpha_1 \boldsymbol{I} \le \int_{t_0}^{t_0+\delta} w'(t) w'(t)^T \, dt \le \alpha_2 \boldsymbol{I} \tag{3.13}$$

ถึงแม้ว่าเมทริกซ์ $w'(t)w'(t)^T$ จะมีคุณสมบัติซิงกูล่าร์ (Singular matrix) สำหรับทุกค่า $t$ แต่เงื่อนไข PE ต้องการเพียงแต่ให้เวกเตอร์ $w'(t)$ มีการเคลื่อนที่ในปริภูมิอย่างเพียงพอ ทั้งนี้เพื่อให้อินทริกรัลของเมทริกซ์ $w'(t)w'(t)^T$ มีคุณสมบัติบวกแน่นอน (Positive definite) สำหรับทุกช่วงเวลา $\delta$ ซึ่งหมายความว่าค่าพลังงานของเวกเตอร์ $w'(t)$ ในทุกทิศทางในปริภูมิต้องมีค่ามากเพียงพอ เพื่อให้ข้อมูลค่าผิดพลาดของความเร็วประมาณ $\Delta\omega$ สามารถส่งผ่านไปเป็นค่าผิดพลาดของกระแส $\vec{e}_i$ ได้อย่างต่อเนื่องและเพียงพอในการประมาณค่าความเร็ว (S.Sastry [28])

สัญญาณ $w'(t)$ ในสมการที่ (3.11) จะขึ้นอยู่กับฟลักซ์ประมาณ ซึ่งโดยปกติจะมีรูปคลื่นของสัญญาณเป็นฟังก์ชันไซน์ที่ความถี่ $\omega_0$ ดังนั้นเราจึงสามารถพิจารณาฟังก์ชันโอนย้าย $\boldsymbol{G}(s)$ ที่ค่าความถี่ $\omega_0$ ได้ดังนี้คือ

$$\boldsymbol{G}(s)\big|_{s\boldsymbol{I}\to \boldsymbol{J}\omega_0} = \omega_0 \boldsymbol{J}\left[\left(-\omega_0 y + m\right)\boldsymbol{I} + (-\omega_0^2 + \omega_0 x + n)\boldsymbol{J}\right]^{-1} / L \tag{3.14}$$

จากสมการที่ (3.11) และ (3.13) จะเห็นได้ว่าที่ความถี่ $\omega_0$ ที่ไม่เท่ากับศูนย์ รีเกรสเซอร์เวกเตอร์ $\boldsymbol{J}\hat{\hat{\lambda}}$ จะสามารถส่งผ่านสัญญาณผ่านฟังก์ชันโอนย้าย $\boldsymbol{G}(\boldsymbol{J}\omega_0)$ ไปเป็นเวกเตอร์ $w'(t)$ ที่มีรูปคลื่นเป็นฟังก์ชันไซน์ได้ เราจึงสามารถเขียนผลลัพธ์ของเวกเตอร์ $w'(t)$ สำหรับกรณีนี้ได้เป็น

$$w'(t) = A\begin{bmatrix} \sin \omega_0 t \\ \cos \omega_0 t \end{bmatrix} \tag{3.15}$$

โดยที่ $A$ คือขนาดของเวกเตอร์ $w'(t)$ ที่มีค่าคงที่สำหรับจุดทำงานหนึ่ง ๆ

สำหรับในกรณีที่ $\omega_0 = 0$ นั้น โดยการแทนค่า $\boldsymbol{G}(\boldsymbol{J}\omega_0)\big|_{\omega_0=0}$ ในสมการที่ (3.14) จะพบว่า ฟังก์ชันโอนย้ายมีค่าเท่ากับศูนย์ ทำให้รีเกรสเซอร์เวกเตอร์ $\boldsymbol{J}\hat{\hat{\lambda}}$ ไม่สามารถส่งผ่านสัญญาณ

ไปยังเวกเตอร์ $w'(t)$ ได้ และจะได้ $w'(t)=0$ ยังผลให้เงื่อนไข PE (3.14) ไม่สอดคล้อง โดยการทำงานที่ $\omega_0=0$ (ไฟฟ้ากระแสตรง) นี้จะเป็นจุดทำงานที่แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำมีค่าเป็นศูนย์ทำให้เราไม่สามารถสังเกตข้อมูลของความเร็วผ่านข้อมูลของกระแสได้

ในลำดับถัดมา เราจะตรวจสอบดูว่าเวกเตอร์ $w'(t)$ ณ ความถี่ใด ๆ ที่ไม่เท่ากับศูนย์จะสอดคล้องตามเงื่อนไข PE หรือไม่ โดยการแทน $w'(t)$ ในสมการที่ (3.14) ลงใน (3.12) จะได้

$$\int_{t_0}^{t_0+\delta} w'(t)w'(t)^T\,dt = A^2\int_{t_0}^{t_0+\delta}\begin{bmatrix}\sin^2(\omega_0 t) & \sin(\omega_0 t)\cos(\omega_0 t)\\ \cos(\omega_0 t)\sin(\omega_0 t) & \cos^2(\omega_0 t)\end{bmatrix}dt \tag{3.16}$$

ในกรณีที่เลือกให้ $\delta=\dfrac{2\pi}{\omega_0}$

$$\int_{t_0}^{t_0+\delta} w'(t)w'(t)^T\,dt = \frac{A^2}{2}\begin{bmatrix}\dfrac{2\pi}{\omega_0} & 0\\ 0 & \dfrac{2\pi}{\omega_0}\end{bmatrix} > 0 \tag{3.17}$$

จะเห็นได้ว่าเมทริกซ์ในสมการที่ (3.17) มีคุณสมบัติบวกแน่นอน ดังนั้นที่ความถี่ $\omega_0\neq 0$ เวกเตอร์ $w'(t)$ จะสอดคล้องตามเงื่อนไข PE

จากที่กล่าวมาทั้งหมดสามารถสรุปได้ว่าระบบประมาณค่าความเร็วในรูปที่ 3.1 มีคุณสมบัติของการประมาณค่าได้ ตลอดย่านการทำงาน ยกเว้น ณ จุดทำงานที่ความถี่เท่ากับศูนย์ เท่านั้น

### 3.2.2 คุณสมบัติของส่วนไม่เชิงเส้นป้อนกลับ



จากแผนภาพบล็อกในรูปที่ 3.1 จะได้

$$\vec{v} = \boldsymbol{J}\hat{\hat{\lambda}}(\hat{\omega}-\omega) \tag{3.18}$$

แทนค่าสมการที่ (2.10) ลงใน (3.18) จะได้

$$\vec{v} = \boldsymbol{J}\hat{\hat{\lambda}}\left[k_p(e_i^T\boldsymbol{J}\hat{\hat{\lambda}}) + k_i\int_0^t\left[e_i^T(\tau)\boldsymbol{J}\hat{\hat{\lambda}}(\tau)d\tau - \frac{\omega}{k_i}\right]\right] \tag{3.19}$$

ดังนั้นอสมการของ Popov สามารถหาได้โดยการแทนสมการที่ (3.19) ลงใน (3.17) จะได้

$$
\begin{aligned}
\int_0^{t_0}\left[\vec{e}_i^T\vec{v}\right]dt &= \int_0^{t_0}\vec{e}_i^T\boldsymbol{J}\hat{\bar{\lambda}}\left[k_p(e_i^T\boldsymbol{J}\hat{\bar{\lambda}})dt+k_i\int_0^t\left[\left[e_i^T(\tau)\boldsymbol{J}\hat{\bar{\lambda}}(\tau)\right]d\tau-\frac{\omega}{k_i}\right]dt\right] \\
&= k_p\int_0^{t_0}\left(\vec{e}_i^T\boldsymbol{J}\hat{\bar{\lambda}}\right)^2 dt+k_i\int_0^{t_0}(\vec{e}_i^T\boldsymbol{J}\hat{\bar{\lambda}})\int_0^t\left[\left[e_i^T(\tau)\boldsymbol{J}\hat{\bar{\lambda}}(\tau)\right]d\tau-\frac{\omega}{k_i}\right]dt
\end{aligned}
\tag{3.20}
$$

จากสมการที่ (3.20) จะเห็นว่าผลอินทริเกรตเทอมแรกนั้นจะมีค่าเป็นบวกเสมอ สำหรับผลอินทริเกรตเทอมหลังนั้น สามารถหาได้โดยอาศัยคุณสมบัติดังนี้คือ

$$
\begin{aligned}
k_i\int_0^{t_0}\left[\frac{df(t)}{dt}\right]f(t)dt &= \frac{k_i}{2}\left[f^2(t_0)-f^2(0)\right] \\
&\geq -\frac{k_i}{2}f^2(0)
\end{aligned}
\tag{3.21}
$$

โดยที่

$$
f(t)=k_i\int_0^t\left[\left[e_i^T(\tau)\boldsymbol{J}\hat{\bar{\lambda}}(\tau)\right]d\tau-\frac{\omega}{k_i}\right]
\tag{3.22}
$$

$$
\therefore\ f(0)=-\frac{\omega}{k_i}
\tag{3.23}
$$

ดังนั้นจากสมการที่ (3.20) และความสัมพันธ์ (3.21)-(3.23) จะได้

$$
\int_0^{t_0}\left[\vec{e}_i^T\vec{v}\right]dt \geq -\frac{\omega^2}{2k_i}
\tag{3.24}
$$

จากอสการ (3.24) สามารถกล่าวได้ว่าส่วนไม่เชิงเส้นป้อนกลับของระบบประมาณในรูปที่ 3.1 สอดคล้องตามอสมการของ Popov (3.17)

### 3.2.3 คุณสมบัติจริงบวกโดยแท้ของฟังก์ชันโอนย้าย $\boldsymbol{G}(s)$

เงื่อนไขจริงบวกแท้จริงของฟังก์ชันโอนย้าย $\boldsymbol{G}(s)$ สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3.25)

***เงื่อนไขจริงบวกโดยแท้** (SPR Conditions):*

$$\begin{aligned} &\boldsymbol{A}^T\boldsymbol{P}+\boldsymbol{P}\boldsymbol{A}=\boldsymbol{Q}<\boldsymbol{0} \quad \exists \boldsymbol{P}=\boldsymbol{P}^T>\boldsymbol{0} \\ &\boldsymbol{P}\boldsymbol{B}=\boldsymbol{C}^T \end{aligned} \tag{3.25}$$

ซึ่งเงื่อนไขนี้ต้องการเมทริกซ์ $\boldsymbol{P}$ ที่ทำให้เมทริกซ์ $\boldsymbol{Q}$ มีคุณสมบัติลบแน่นอน (Negative definite) อย่างไรก็ตามเราไม่สามารถหา $\boldsymbol{Q}$ ที่สอดคล้องตามเงื่อนไขนี้ได้ (รายละเอียดการพิสูจน์แสดงในภาคผนวก ข) ซึ่งจะตรงกับการวิเคราะห์ในงานวิจัย [23][29][30] กล่าวคือฟังก์ชันโอนย้าย $\boldsymbol{G}(s)$ ขาดคุณสมบัติ SPR ดังนั้นเราจึงไม่สามารถสรุปความมีเสถียรภาพของระบบประมาณโดยอาศัยทฤษฎี Hyperstability ได้

## 3.3 วิธีการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณโดยใช้วิธีการของเลียปูนอฟ

จากข้อจำกัดของทฤษฎี Hyperstability ที่กล่าวมานี้ วิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอวิธีการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วโดยใช้วิธีการของเลียปูนอฟ โดยมีรายดังต่อไปนี้

### 3.3.1 คุณสมบัติจริงบวกของฟังก์ชันโอนย้าย $\boldsymbol{G}(s)$

จากแผนภาพบล็อกในรูปที่ 3.1 ระบบประมาณจะมีเสถียรภาพสำหรับทุก ๆ ค่าของอัตราขยายการปรับตัว ถ้าฟังก์ชันโอนย้าย $\boldsymbol{G}(s)$ มีคุณสมบัติเป็นค่าจริงบวก (Positive real) ซึ่งเงื่อนไขนี้แสดงได้ดังสมการที่ (3.25) [23]-[25], [30]

***เงื่อนไขจริงบวก** (PR Conditions):*

$$\begin{aligned} &\boldsymbol{A}^T\boldsymbol{P}+\boldsymbol{P}\boldsymbol{A}=\boldsymbol{Q}\le\boldsymbol{0} \quad \exists \boldsymbol{P}=\boldsymbol{P}^T>\boldsymbol{0} \\ &\boldsymbol{P}\boldsymbol{B}=\boldsymbol{C}^T \end{aligned} \tag{3.25}$$

จากเมทริกซ์ของระบบ $(\boldsymbol{A},\boldsymbol{B},\boldsymbol{C})$ ในสมการที่ (3.1) กับ (3.2) คำตอบทั่วไปของอัตราขยายป้อนกลับ $G_1, G_2, H_1, H_2$ ที่สอดคล้องกับเงื่อนไขค่าจริงบวก (สมการที่ (3.25)) คือ (รายละเอียดการพิสูจน์แสดงในภาคผนวก ข)

<u>*รูปสมการทั่วไปของอัตราขยายป้อนกลับที่สอดคล้องเงื่อนไขเสถียรภาพ*</u>:

$$\left.\begin{aligned} G_1 &= -x + \frac{R}{L} \\ G_2 &= -y - \omega \\ H_1 &= -LG_1 + R \\ H_2 &= -LG_2 - k_2\omega \end{aligned}\right\} \tag{3.26}$$

เมื่อ $x, y, k_2$ คือพารามิเตอร์อิสระที่สอดคล้องตามเงื่อนไข

$$x > 0, k_2 > 0 \tag{3.27}$$

ดังนั้นจะเห็นได้ว่าเราสามารถออกแบบให้ตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวมีเสถียรภาพได้โดยการออกแบบค่าพารามิเตอร์ $x, y, k_2$ ให้สอดคล้องกับเงื่อนไขที่ (3.27) (สำหรับค่าพารามิเตอร์ $y$ นั้นไม่มีเงื่อนไขบังคับ) ซึ่งจะทำให้ฟังก์ชันโอนย้าย $\boldsymbol{G}(s)$ มีคุณสมบัติค่าจริงบวกนั่นเอง อย่างไรก็ตามถึงแม้ว่า Yang [18] ได้นำเสนอตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวเป็นครั้งแรกซึ่งมีสมการค่าผิดพลาดเหมือนกับสมการที่ (3.1) และได้ใช้ทฤษฎี Hyperstability ในการวิเคราะห์เสถียรภาพแต่ไม่ได้นำเสนอเงื่อนไขการมีเสถียรภาพเหมือนดังสมการที่ (3.26) นอกจากนั้นแล้ว การพิสูจน์และวิเคราะห์เสถียรภาพนั้นยังมีข้อผิดพลาดอยู่ทั้งนี้เพราะได้ใช้ข้อสมมุติฐาน $\vec{e}_\lambda = M * \vec{e}_i$ (เมื่อ $M$ คือค่าคงที่) ซึ่งในความเป็นจริงนั้นค่าความผิดพลาดของฟลักซ์และกระแสสัมพันธ์กันในเชิงพลวัตที่ซับซ้อนที่ไม่อาจประมาณด้วยสมการง่าย ๆ ได้ (ดูสมการที่ (5.2)-(5.4))

เมื่อแทนค่าสมการที่ (3.26) และ (3.27) ลงในสมการที่ (3.5) จะพบว่าสัมประสิทธิ์ของฟังก์ชันโอนย้าย $\boldsymbol{G}(s)$ ที่ทำให้ $\boldsymbol{G}(s)$ มีคุณสมบัติค่าจริงบวกได้เช่นกันคือ

<u>*เงื่อนไขของสัมประสิทธิ์ของฟังก์ชันโอนย้าย*</u> $\boldsymbol{G}(s)$ <u>*ที่สอดคล้องเงื่อนไขเสถียรภาพ*</u>:

$$n = 0,\ x > 0,\ m = \frac{k_2}{L}\omega^2 > 0 \tag{3.28}$$

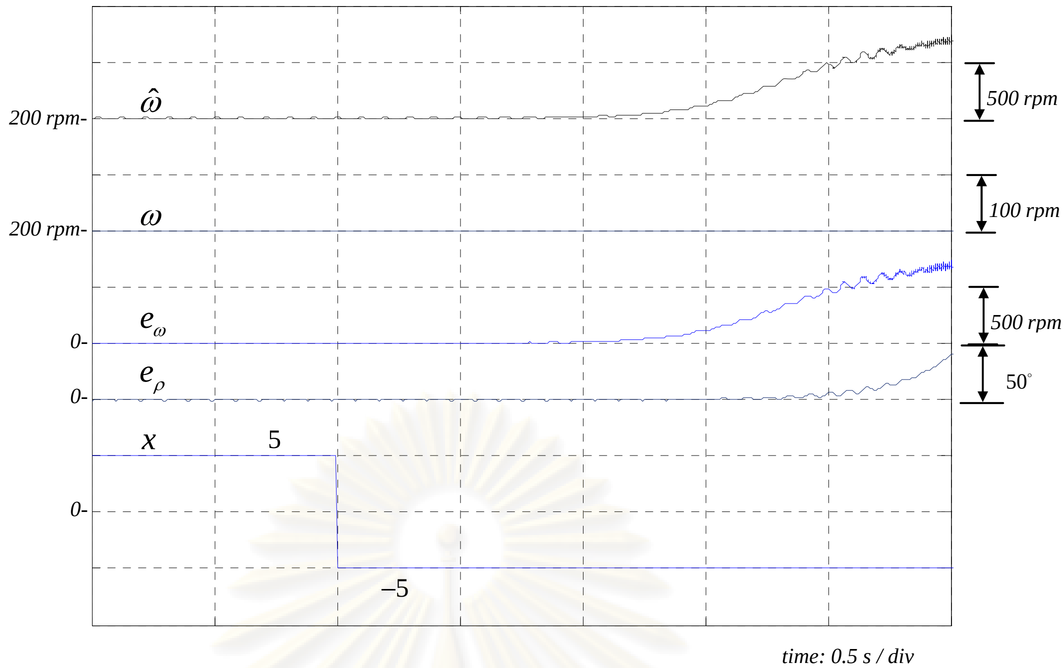
ถึงแม้ว่าจะมีการนำเอาวิธีการของเลียปูนอฟมาใช้ในการพิสูจน์ความมีเสถียรภาพของระบบประมาณอยู่ในหลายงานวิจัย แต่งานวิจัยเหล่านั้นยังไม่มีการนำเสนอในรูปแบบคำตอบทั่วไปของอัตราขยายป้อนกลับเหมือนกับสมการที่ (3.26) รูปสมการทั่วไปของอัตราขยายป้อนกลับในสมการ

ที่ (3.26) นั้น มีความสำคัญมากเพราะเป็นการวางกรอบว่า ถ้าออกแบบตามเงื่อนไขความมีเสถียรภาพแล้วระบบประมาณจะมีเสถียรภาพอย่างแน่นอนสำหรับทุก ๆ ค่าของอัตราขยายการปรับตัวและสามารถคำนวณค่าอัตราขยายป้อนกลับได้ในเวลาจริง(real time) เมื่อรู้ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์อีกด้วย รูปสมการทั่วไปที่แสดงในรูปของพารามิเตอร์อิสระ $x, y, k_2$ ยังมีความจำเป็นอย่างมากเมื่อต้องการออกแบบให้ตัวสังเกตมีคุณสมบัติบางอย่างเพิ่มเติม อาทิเช่น การวางตำแหน่งขั้วของตัวสังเกต การให้ผลตอบสนองในสภาวะชั่วครู่ที่ดี เป็นต้น ทั้งนี้เพราะว่าเราสามารถออกแบบผ่านการเลือกตัวแปรอิสระ $x, y, k_2$ ให้ระบบประมาณมีคุณสมบัติเหล่านี้ได้ในขณะที่ระบบประมาณยังคงมีเสถียรภาพเสมอ ซึ่งถ้าหากไม่มีสมการที่เป็นคำตอบทั่วไปแล้ว ในการออกแบบเพื่อให้ได้คุณสมบัติเพิ่มเติมเหล่านี้ จะต้องกลับมาตรวจสอบความมีเสถียรภาพอีกจะเป็นงานที่ยุ่งยาก

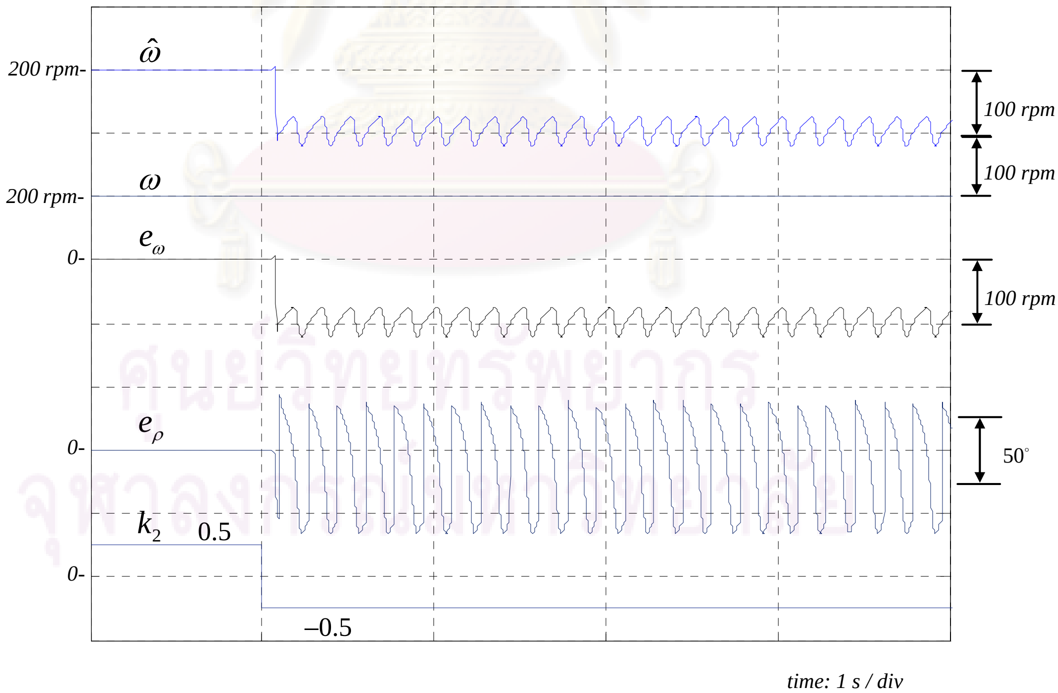
เพื่อเป็นการยืนยันถึงความถูกต้องของรูปสมการทั่วไปของอัตราขยายป้อนกลับที่ได้นำเสนอในสมการที่ (3.11) เราจะใช้โปรแกรม MATLAB จำลองการทำงาน โดยมีเงื่อนไขในการจำลองการทำงานดังนี้คือ กำหนดให้ตัวสังเกตใช้อัตราขยายป้อนกลับในรูปแบบทั่วไปตามสมการที่ (3.26) และ (3.27) ในช่วงต้นของการทำงาน หลังจากนั้นแล้วเราจะปรับเปลี่ยนให้อัตราขยายป้อนกลับไม่สอดคล้องกับเงื่อนไขการมีเสถียรภาพตามสมการที่ (3.27) เพื่อทดสอบดูว่าระบบจะขาดเสถียรภาพจริงหรือไม่ โดยในที่นี้เราจะใช้ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ที่ใช้ข้อมูลและตำแหน่งจริงในการควบคุมการทำงานของ PMSM และจะใช้ตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวเพียงแค่ในการประมาณค่าตำแหน่งและความเร็วแต่ไม่นำมาใช้ในการควบคุม ทั้งนี้ก็เพื่อตรวจสอบปัญหาเสถียรภาพของการประมาณที่ไม่รวมถึงปัญหาเสถียรภาพที่อาจจะเกิดจากการควบคุม

จากผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 3.3 จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่าตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวจะมีเสถียรภาพในช่วง $x > 0$ และจะเริ่มขาดเสถียรภาพเมื่อ $x < 0$ โดยค่าความผิดพลาดของตำแหน่งและความเร็วจะลู่ออก เช่นเดียวกันกับผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 3.4 ก็แสดงถึงการขาดเสถียรภาพของตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวเมื่อ $k_2 < 0$

ดังนั้นจากผลการจำลองการทำงานแสดงให้เห็นว่า สมการที่เป็นคำตอบทั่วไปสำหรับการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับและเงื่อนไขในการมีเสถียรภาพของตัวสังเกตนั้นมีความถูกต้อง




รูปที่ 3.3 ผลการจำลองการทำงานในกรณีที่อัตราขยายป้อนกลับสอดคล้องกับไม่สอดคล้องกับเงื่อนไขการมีเสถียรภาพที่ความเร็วคำสั่ง 200 rpm ในกรณี $y = 0,\ k_2 = 0.001$ ($x$ เปลี่ยนจาก +5 เป็น -5)




รูปที่ 3.4 ผลการจำลองการทำงานในกรณีที่อัตราขยายป้อนกลับสอดคล้องกับไม่สอดคล้องกับเงื่อนไขการมีเสถียรภาพที่ความเร็วคำสั่ง 200 rpm ในกรณี $y = 0, x = \dfrac{R}{L}$ ($k_2$ เปลี่ยนจาก +0.5 เป็น -0.5)

## บทที่ 4

## การกำหนดผลตอบสนองทางพลวัตของตัวสังเกต

### 4.1 ผลกระทบจากการใช้ตัวสังเกตที่มีสัมประสิทธิ์การหน่วงต่ำต่อระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์

ผลการจำลองที่จะแสดงในลำดับต่อไปนี้จะชี้ให้เห็นว่าถึงแม้จะออกแบบให้ตัวสังเกตมีเสถียรภาพแล้ว แต่ถ้าการออกแบบระบบประมาณแล้วมีผลตอบสนองทางพลวัตที่ไม่ดี อาทิเช่น มีสัมประสิทธิ์การหน่วง (Damping coefficient) ที่ต่ำซึ่งมักจะพบได้โดยเฉพาะในย่านความเร็วสูง จะส่งผลให้ค่าประมาณที่ได้ไม่ว่าจะเป็น ตำแหน่ง ความเร็ว ฟลักซ์แม่เหล็ก หรือกระแส เกิดการแกว่งขึ้น ซึ่งเมื่อนำค่าประมาณเหล่านั้นมาใช้ในระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์แล้ว ระบบโดยรวมอาจขาดเสถียรภาพได้ โดยอันดับแรกจะจำลองการทำงานระบบควบคุมแบบเวกเตอร์แบบมีเซนเซอร์ก่อน ทั้งนี้เพื่อหลีกเลี่ยงการขาดเสถียรภาพที่อาจเกิดขึ้นได้จากการเชื่อมร่วมระหว่างระบบควบคุมแบบเวกเตอร์กับตัวสังเกต ดังนั้นในกรณีนี้ตัวสังเกตยังคงทำหน้าที่ประมาณค่าตำแหน่ง ความเร็ว ฟลักซ์แม่เหล็กและกระแสเช่นเดิม เพียงแต่ว่าค่าประมาณเหล่านี้จะไม่ถูกนำไปใช้ในการควบคุม

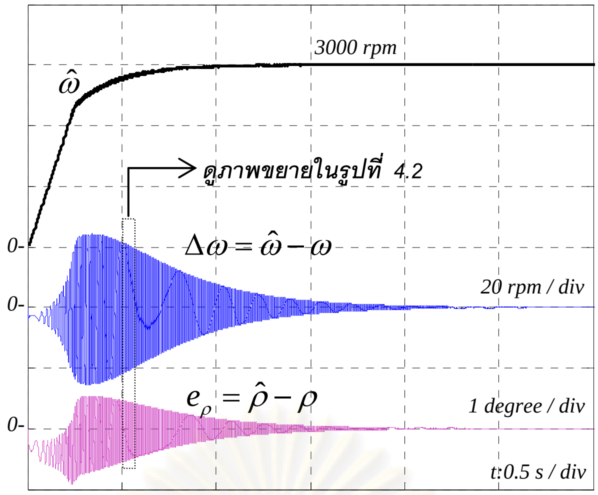
ผลการจำลองการทำงานขณะเริ่มเดินเครื่องที่ความเร็วคำสั่ง 3000 rpm แสดงในรูปที่ 4.1 โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ของอัตราขยายป้อนกลับตามสมการที่ (4.1) ซึ่งสอดคล้องกับเงื่อนไขการมีเสถียรภาพในสมการที่ (3.11) - (3.12)

$$x = \frac{R}{L},\ y = -\hat{\omega}, k_2 = 0.0001 \qquad (4.1)$$

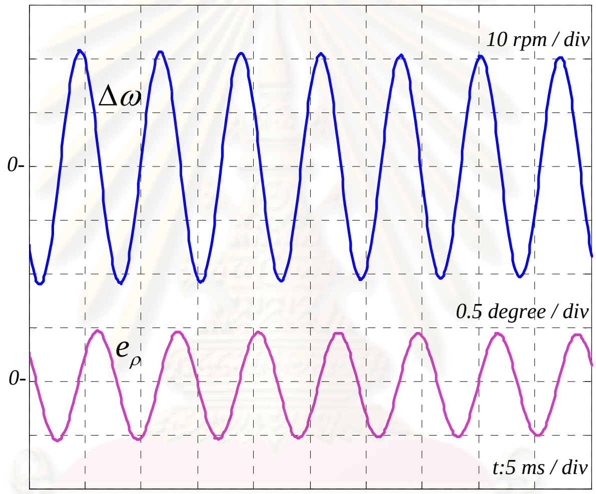
จากการเลือกค่าพารามิเตอร์นี้ ตำแหน่งศูนย์และขั้ววงรอบเปิดของฟังก์ชันโอนย้าย $G'_{22}(s)$ คำนวณได้ดังสมการที่ (4.2)

$$\left.\begin{array}{ll} z_1 = -118, & z_{2,3} = -0.27 \pm j945 \\ p_{1,2} = -0.54 \pm j947, & p_{3,4} = -118 \pm j4.3 \end{array}\right\} \qquad (4.2)$$

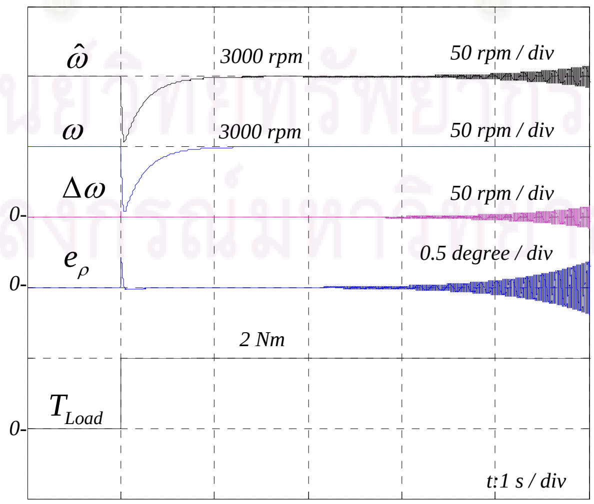
จากสมการที่ (4.2) จะเห็นว่าศูนย์เด่น (Dominant zeros) $z_{2,3}$ และขั้วเด่น (Dominant poles) $p_{1,2}$ จะมีสัมประสิทธิ์การหน่วง ($\xi$) ที่ต่ำมาก ประมาณ $2.88\times10^{-4}$ และ $5.7\times10^{-4}$ ตามลำดับ ดังนั้นถึงแม้ว่าตัวสังเกตจะมีเสถียรภาพแต่ค่าที่ประมาณได้ก็จะเกิดการแกว่งขึ้น ซึ่งจะสังเกตเห็นได้ในรูปที่ 4.1 โดยความถี่ในการแกว่งก็สอดคล้องกันกับความถี่ของศูนย์และขั้วดังแสดงในรูปที่ 4.2




รูปที่ 4.1 ผลการจำลองการทำงานในขณะเริ่มหมุนของตัวสังเกตโดยใช้ระบบควบคุมแบบเวกเตอร์




รูปที่ 4.2 การแกว่งของค่าความผิดพลาดของความเร็วและตำแหน่ง (ภาพขยายในรูปที่ 4.1)




รูปที่ 4.3 ผลการจำลองการทำงานขณะเกิดการขาดเสถียรภาพของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์ที่มีการใช้ตัวสังเกตที่มีสัมประสิทธิ์การหน่วงต่ำ

รูปที่ 4.3 แสดงให้เห็นถึงการขาดเสถียรภาพของระบบโดยรวมเมื่อนำค่าที่ประมาณได้จากตัวสังเกตมาใช้ในการควบคุมแบบเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์ จากรูปจะเห็นว่าระบบจะขาดเสถียรภาพเมื่อถูกกระตุ้นด้วยโหลดแบบขั้น ผลที่ได้แสดงให้เห็นว่าเมื่อนำตัวสังเกตมาใช้ในระบบควบคุมเวกเตอร์ สัมประสิทธิ์การหน่วงของตัวสังเกตมีความสำคัญต่อเสถียรภาพของระบบโดยรวมมาก ปัญหาความไม่เสถียรในลักษณะนี้จึงมีความสำคัญมาก รองจากปัญหาความมีเสถียรภาพซึ่งได้แก้ไขไปแล้วในบทที่ 3 ดังนั้นงานหลักอีกประเด็นหนึ่งของวิทยานิพนธ์นี้ก็คือการออกแบบให้ตัวสังเกตมีสัมประสิทธิ์การหน่วงที่เพียงพอและเหมาะสม ทั้งนี้เพื่อให้ระบบโดยรวมมีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงาน เนื่องจากขั้ววงรอบปิดถูกกำหนดโดยตำแหน่งของศูนย์และขั้ววงรอบเปิดจึงจำเป็นที่จะต้องหาตำแหน่งของศูนย์และขั้ววงรอบเปิดก่อนเป็นอันดับแรก

## 4.2 ตำแหน่งศูนย์และขั้ววงรอบเปิด

งานวิจัยในอดีตยังไม่มีการนำเสนอตำแหน่งของศูนย์และขั้วที่แสดงในเชิงสมการอย่างชัดเจนจึงไม่อาจทราบได้ว่าระบบที่ออกแบบให้มีเสถียรภาพแล้วจะมีพฤติกรรมเชิงพลวัตอย่างไร ซึ่งถ้าหากสามารถที่จะหาสมการตำแหน่งของศูนย์และขั้วที่ขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ $x, y, k_2$ ของอัตราขยายป้อนกลับได้อย่างชัดเจนแล้ว จะเป็นประโยชน์อย่างมากในการที่จะวางตำแหน่งของศูนย์และขั้วเพื่อให้ได้ผลตอบสนองทางพลวัตที่ต้องการได้ ดังนั้นในที่นี้จะวิเคราะห์หาตำแหน่งของศูนย์และขั้ววงรอบเปิดโดยมีรายละเอียด ดังนี้

### 4.2.1 ตำแหน่งของศูนย์

จากสมการที่ (3.9) เมื่อแทนค่า $n = 0$ ตามเงื่อนไขความมีเสถียรภาพในสมการที่ (3.13) แล้วนำมาเขียนใหม่จะได้เป็น

$$z(s) = s^3 + xs^2 + \left(\omega_0^2 + m\right)s + \omega_0^2 x \tag{4.3}$$

จากการพิจารณาสัมประสิทธิ์ของ $z(s)$ ในสมการที่ (4.3) จะพบว่าพหุนาม $z(s)$ สามารถแยกองค์ประกอบได้ดังสมการที่ (4.4)

$$\begin{aligned} z(s) &= \left(s + (1-\gamma)x\right)\left(s^2 + \gamma xs + \omega_0^2/(1-\gamma)\right) \\ z(s) &= s^3 + xs^2 + \left(\omega_0^2/(1-\gamma) + (1-\gamma)\gamma x^2\right)s + \omega_0^2 x \end{aligned} \tag{4.4}$$

โดยที่ $0<\gamma<1$ (เพราะตำแหน่งของศูนย์ต้องเสถียร [23])

จากสมการที่ (4.4) ตำแหน่งของศูนย์แสดงในสมการที่ (4.5)

$$z_i = \begin{cases} -(1-\gamma)x \\ -\frac{1}{2}\gamma x \pm \frac{1}{2}\sqrt{(\gamma x)^2 - 4\omega_0^2/(1-\gamma)} \end{cases} \tag{4.5}$$

เมื่อเทียบสัมประสิทธิ์ของ $s$ ในสมการที่ (4.3) กับสมการที่ (4.4) จะได้ว่า

$$\frac{1}{(1-\gamma)}\omega_0^2 + (1-\gamma)\gamma x^2 = \omega_0^2 + m = \omega_0^2 + \frac{k_2}{L}\omega^2 \tag{4.6}$$

ดังนั้นค่า $\gamma$ มีความสัมพันธ์กับค่าพารามิเตอร์ $k_2$ และ $x$ ของอัตราขยายป้อนกลับดังสมการที่ (4.7)

$$k_2 = \frac{L}{\omega^2}\left[\frac{\gamma}{(1-\gamma)}\omega_0^2 + (1-\gamma)\gamma x^2\right] \tag{4.7}$$

### 4.2.2 ตำแหน่งของขั้ววงรอบเปิด

สำหรับการหาสมการตำแหน่งขั้วของพหุนาม $p(s)$ ในสมการที่ (3.9) นั้น เนื่องจากขั้วของฟังก์ชันก์โอนย้าย $G'_{22}(s)$ ก็คือขั้วของฟังก์ชันก์โอนย้าย $G(s)$ บนแกนอ้างอิงของฟลักซ์ประมาณ เราจึงสามารถหาขั้ววงรอบเปิดได้ 2 วิธี กล่าวคือจะหาจากสมการที่ (4.8) หรือจะหาขั้วของสมการที่ (4.9) ก็ได้ เพื่อความสะดวกในที่นี้จะหาขั้วจากสมการที่ (4.9) แทน

$$\det[s\boldsymbol{I} + \boldsymbol{J}\omega_0 - \boldsymbol{A}] = \boldsymbol{0} \tag{4.8}$$

$$\begin{aligned} G'(s) &= G(s')\big|_{s' = s\boldsymbol{I} + \boldsymbol{J}\omega_0} \\ &= s\left[s^2\boldsymbol{I} + \left(x\boldsymbol{I} + y\boldsymbol{J}\right)s + m\boldsymbol{I} + n\boldsymbol{J}\right]^{-1}/L\Big|_{s' = s\boldsymbol{I} + \boldsymbol{J}\omega_0} \\ &= \left(s\boldsymbol{I} + \boldsymbol{J}\omega_0\right)\left[\left(s\boldsymbol{I} + \boldsymbol{J}\omega_0\right)^2 + \left(x\boldsymbol{I} + y\boldsymbol{J}\right)\left(s\boldsymbol{I} + \boldsymbol{J}\omega_0\right) + m\boldsymbol{I} + n\boldsymbol{J}\right]^{-1}/L \end{aligned} \tag{4.9}$$

เราสามารถหาขั้วได้โดยแสดงสมการที่ (4.9) ในปริภูมิจำนวนเชิงซ้อนและแทนค่า $n = 0$ ได้ดังนี้คือ

$$G'(s) = \left(s + j\omega_0\right)\left[\left(s + j\omega_0\right)^2 + \left(x + jy\right)\left(s + j\omega_0\right) + m\right]^{-1} / L$$

เพราะฉะนั้นขั้วของ $G'(s)$ หาได้จากสมการที่ (4.10)

$$\begin{aligned} \left(s + j\omega_0\right)^2 + \left(x + jy\right)\left(s + j\omega_0\right) + m = 0 \\ s^2 + \left(x + jy + j2\omega_0\right)s + j\omega_0 x - \omega_0^2 - \omega_0 y + m = 0 \end{aligned} \qquad (4.10)$$

จากสมการที่ (4.10) สามารถหาตำแหน่งขั้วได้ดังแสดงในสมการที่ (4.11)

$$\begin{aligned} p_i &= -\frac{1}{2}\left(x + jy\right) - j\omega_0 \pm \frac{1}{2}\sqrt{\left(x + jy + j2\omega_0\right)^2 - 4\left(j\omega_0 x - \omega_0^2 - \omega_0 y + m\right)} \\ &= -\frac{1}{2}\left(x + jy\right) - j\omega_0 \pm \frac{1}{2}\sqrt{\left(x + jy\right)^2 - 4m} \\ &= -\frac{1}{2}\left(x + jy\right) - j\omega_0 \pm \frac{1}{2}\sqrt{\left(x + jy\right)^2 - 4\frac{k_2}{L}\omega^2} \end{aligned}$$

(4.11)

โดยที่ $p_i \, , p_i^*$ คือตำแหน่งของขั้ววงรอบเปิด

สมการที่ (4.11) แสดงความสัมพันธ์ระหว่างขั้ววงรอบเปิดกับค่าพารามิเตอร์ $x, y, k_2$ ของอัตราขยายป้อนกลับของตัวสังเกต ซึ่งทำให้เราสามารถเลือกวางตำแหน่งของขั้วได้โดยง่ายโดยไม่ต้องกังวลเรื่องเสถียรภาพของการประมาณ

### 4.3 การวางตำแหน่งศูนย์และขั้วของตัวสังเกตเพื่อการกำหนดสัมประสิทธิ์การหน่วงของตัวสังเกต

นอกเหนือจากการทำให้ตัวสังเกตมีเสถียรภาพแล้ว เรายังมีอิสระในการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับเพื่อให้ตัวสังเกตมีสัมประสิทธิ์การหน่วงที่เหมาะสมผ่านพารามิเตอร์ $x, y, k_2$ อีกด้วย หัวข้อนี้จะนำเสนอการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับเพื่อให้ตัวสังเกตมีค่าสัมประสิทธิ์การ

หน่วงที่เพียงพอและมีค่าคงที่ในทุกค่าความเร็ว วิธีการที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้จะเลือกค่าพารามิเตอร์ของอัตราขยายป้อนกลับให้เป็นตามสมการที่ (4.12)

$$x = \alpha\left|\omega_0\right|,\ y = -\omega_0,\ k_2 = \beta L\left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2 \qquad (4.12)$$

โดยที่ $\alpha > 0$ และ $\beta = \gamma/(1-\gamma) + \gamma(1-\gamma)\alpha^2 > 0$

โดยการแทนค่าสมการที่ (4.12) ลงในสมการที่ (4.5) และ (4.11) จะได้ค่าปาทัสฐาน (Normalized) ของตำแหน่งของศูนย์และขั้ววงรอบเปิดสำหรับทุกความถี่การทำงาน ดังนี้คือ

*ค่าปาทัสฐานของศูนย์:*

$$\frac{z_i}{|\omega_0|} = \begin{cases} -(1-\gamma)\alpha \\ -\dfrac{\gamma\alpha}{2} \pm \dfrac{1}{2}\sqrt{(\gamma\alpha)^2 - 4/(1-\gamma)} \end{cases} \qquad (4.13)$$

*ค่าปาทัสฐานของขั้ววงรอบเปิด:*

$$\frac{p_i}{|\omega_0|} = -\frac{1}{2}(\alpha + j) \pm \frac{1}{2}\sqrt{(\alpha^2 - 1 - 4\beta) - j2\alpha} \qquad (4.14)$$

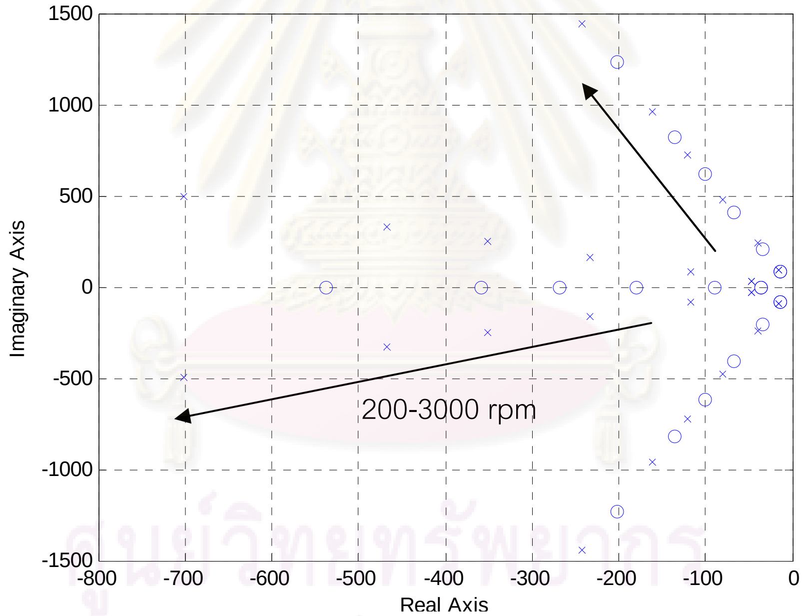
สุดท้ายแล้วพารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบจะเป็น $\alpha, \beta$ (หรือ $\gamma$) ซึ่งจะเป็นตัวกำหนดค่าพารามิเตอร์ $x, y, k_2$ อีกทีหนึ่ง จากสมการที่ (4.13) และ (4.14) จะเห็นว่าค่าปาทัสฐานของศูนย์และขั้วจะมีค่าคงที่สำหรับค่า $\alpha, \beta$ ที่กำหนด วิธีการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับที่นำเสนอนี้ จึงทำให้ทางเดินของศูนย์และขั้ววงรอบเปิดจะเป็นเส้นตรงผ่านจุดกำเนิดในระนาบเชิงซ้อนทำให้สัมประสิทธิ์การหน่วงทั้งศูนย์และขั้ววงรอบเปิดมีค่าคงที่ตลอดทุกความถี่การทำงาน เนื่องจากขั้วเด่นของวงรอบปิดก็จะอยู่รอบ ๆ เส้นทางเดิน (loci) ของศูนย์และขั้ววงรอบเปิดที่กำหนด ดังนั้นการออกแบบตามวิธีการที่นำเสนอนี้จึงสามารถกำหนดสัมประสิทธิ์การหน่วงตามที่ต้องการได้ในทุก ๆ ค่าความเร็ว อย่างไรก็ตามในย่านความเร็วต่ำนั้นส่วนจริงของศูนย์และขั้วจะมีค่าต่ำ ดังนั้นแนวทางที่ดีกว่าควรจะมีการจำกัดค่า $x$ ดังแสดงในสมการที่ (4.15) เพื่อให้อัตราการลู่เข้าไม่ช้าจนเกินไป

$$x = \alpha\left[\max\left(|\omega_0|, \omega_{\min}\right)\right] \qquad (4.15)$$

โดยที่ $\omega_{\min}$ คือค่าความเร็วต่ำสุดที่กำหนดเพื่อให้ส่วนจริงของศูนย์และขั้ววงรอบเปิดมีค่าคงที่ตลอดค่าความเร็วที่ต่ำกว่า $\omega_{\min}$ เส้นทางเดินของตำแหน่งศูนย์และขั้ววงรอบเปิดแสดงเป็นตัวอย่างได้ดังรูปที่ 4.4 ขั้นตอนการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับทั้งหมดแสดงเป็นแผนภาพได้ดังนี้

*ขั้นตอนการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับ*:

1. เลือกค่า $\alpha, \beta$ ที่ทำให้ค่าสัมประสิทธิ์การหน่วงที่ต้องการ โดยใช้สมการที่ (4.13) และ (4.14)
2. คำนวณหาค่าพารามิเตอร์ $x, y, k_2$ จากสมการที่ (4.12)
3. คำนวณค่าอัตราขยายป้อนกลับ $G_1, G_2, H_1, H_2$ จากสมการที่ (3.11)




รูปที่ 4.4 ตำแหน่งศูนย์และขั้ววงรอบเปิดจากการใช้อัตราขยายป้อนกลับที่นำเสนอ

### 4.3.1 แนวทางในการออกแบบอัตราขยายการปรับตัว

อัตราขยายการปรับตัวแบบพีไอก็เป็นอีกพารามิเตอร์หนึ่งที่เราต้องออกแบบเพื่อให้ระบบประมาณสามารถทำงานได้โดยมีคุณลักษณะตามต้องการ วิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอแนวทางในการออกแบบอัตราขยายการปรับตัว โดยจะพิจารณาจากทางเดินของราก (Root loci)

ของขั้ววงรอบปิดและพิจารณาจากความผิดพลาดของการประมาณค่าความเร็วในขณะเร่งหรือลดความเร็วแบบแรมป์ [22] ดังนี้คือ

*การออกแบบความถี่หักมุม($k_i / k_p$ :Corner frequency) ของอัตราขยายการปรับตัว*

จากรูปไดอะแกรมของระบบประมาณในรูปที่ 3.2 จะพบว่าอัตราขยายการปรับตัวแบบพีไอ จะทำให้เกิดตำแหน่งศูนย์เพิ่มขึ้นอีกหนึ่งตำแหน่งที่ความถี่หักมุม $k_i / k_p$ และทำให้เกิดขั้วที่จุดกำเนิดอีกหนึ่งตัว จากตำแหน่งศูนย์และขั้ววงรอบเปิดของ $G'_{22}(s)$ ที่นำเสนอในรูปที่ 4.4 จะเห็นได้ว่าเราควรจะวางความถี่หักมุมของอัตราขยายการปรับตัวให้อยู่ทางซ้ายของศูนย์ที่เป็นค่าจริง $-(1-\gamma)x$ ของ $G'_{22}(s)$ ซึ่งใกล้กับขั้วที่เป็นค่าสังยุคเชิงซ้อนคู่ที่อยู่ซ้ายสุดในระนาบเชิงซ้อน ทั้งนี้เพื่อให้ได้ทางเดินของขั้ววงรอบปิดที่ดีดังรูปที่ 4.5 ดังนั้นในวิทยานิพนธ์จึงเลือกออกแบบความถี่หักมุมของอัตราขยายการปรับตัวตามสมการที่ (4.16)

$$k_i / k_p \cong x \tag{4.16}$$

*การออกแบบค่า $k_p$ และ $k_i$*

เพื่อเป็นการป้องกันการขยายค่าความผิดพลาดของฟลักซ์จากค่าความผิดพลาดของความเร็วในสภาวะชั่วครู่ งานวิจัย [22] ได้นำเสนอแนวทางการออกแบบค่า $k_i$ โดยพิจารณาจากค่าผิดพลาดในการประมาณค่าของความเร็ว ($\delta$) ในช่วงเร่งหรือลดความเร็ว สำหรับอัตราสูงสุดของการเร่งหรือลดความเร็วที่คำนวณได้จาก $T_{rated} / J$ และพิจารณาผลตอบสนองแบบแรมป์ในขณะเร่งหรือลดความเร็วจะคำนวณได้ว่า ค่าความผิดพลาดในช่วงเร่งหรือลดความเร็วเป็นดังสมการที่ (4.17)

$$\delta = \frac{T_{rated}}{J k_i \hat{\lambda}^2 G'_{22}(0)} \tag{4.17}$$

ดังนั้นเมื่อกำหนดค่าความผิดพลาด $\delta$ ที่ยอมรับได้จะสามารถหาค่า $k_i$ ได้จากสมการที่ (4.18)

$$k_i = \frac{T_{rated}}{J \delta \hat{\lambda}^2 G'_{22}(0)} \tag{4.18}$$

โดยที่ $J$ คือค่าความเฉื่อยของระบบขับเคลื่อน $T_{rated}$ คือค่าแรงบิดพิกัดของมอเตอร์ และจากอัตราขยายป้อนกลับที่นำเสนอ(สมการที่ (3.11)) สามารถคำนวณหาค่า $G'_{22}(0)$ ได้เป็น

$$G'_{22}(0) = \frac{1}{L}\frac{\alpha}{\beta+\alpha^2}\bullet\frac{1}{|\omega_0|} \tag{4.19}$$

เมื่อแทนค่าสมการที่ (4.19) ในสมการที่ (4.18) จะได้อัตราขยายการปรับตัวดังนี้คือ

$$k_i = \underbrace{\left[\frac{T_{rated}}{J}\bullet\frac{1}{\delta\hat{\lambda}^2}\bullet\frac{L\left(\beta+\alpha^2\right)}{\alpha}\right]}_{=a\approx constant}|\omega_0| \tag{4.20}$$

$$k_p = \frac{k_i}{x} = \begin{cases} a/\alpha & \text{for } \omega_0 \ge \omega_{\min} \\ \dfrac{a}{\alpha\omega_{\min}}|\omega_0| & \text{for } \omega_0 < \omega_{\min} \end{cases} \tag{4.21}$$

เมื่อพิจารณาผลการออกแบบอัตราขยายการปรับตัวแบบพีไอ (สมการที่ (4.20)-(4.21)) จะพบว่าอัตราขยาย $k_i$ จะแปรตามความถี่ทำงาน ในขณะที่อัตราขยาย $k_p$ จะมีค่าคงที่ยกเว้นในย่านความถี่ต่ำกว่า $\omega_{\min}$ ซึ่ง $k_p$ จะมีค่าลดลงตามความถี่

กล่าวโดยสรุปแล้ว การออกแบบตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวถูกกำหนดโดยอัตราขยายป้อนกลับในรูปแบบคำตอบทั่วไป (3.11) แนวทางการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวสังเกต (4.12) และแนวทางการออกแบบอัตราขยายการปรับตัวแบบพีไอ (4.20) - (4.21) ซึ่งทั้งหมดถูกแสดงในเชิงสมการอย่างชัดเจน ทำให้สามารถคำนวณได้ในแบบเวลาจริง (Real time) และสามารถนำไปใช้กับ PMSM ใด ๆ ได้โดยง่าย ผลที่ได้คือระบบประมาณจะมีเสถียรภาพและมีคุณสมบัติเชิงพลวัตตามที่กำหนดตลอดย่านการทำงาน

## 4.4 ตัวอย่างการออกแบบ

ตามแนวทางการออกแบบตัวสังเกตที่นำเสนอ ในลำดับต่อไปจะนำเสนอตัวอย่างการออกแบบ โดยมีรายละเอียดดังนี้

*ขั้นตอนที่ 1)* เลือกค่า $\alpha, \beta$ ที่ทำให้ได้สัมประสิทธิ์การหน่วงของขั้ววงรอบปิดตามที่ต้องการ ยกตัวอย่างเช่นเลือก $\alpha = 1, \beta = 1\ (\gamma = 0.43)$ จากสมการที่ (4.13)-(4.14) ค่าปาทัสฐานของศูนย์และขั้ววงรอบเปิดแสดงในสมการที่ (4.22) และ (4.23) ตามลำดับ

$$\frac{z_i}{|\omega_0|} = \begin{cases} -0.57 \\ -0.215 \pm j1.31 \end{cases} \tag{4.22}$$

$$\frac{p_i}{|\omega_0|} = \begin{cases} -0.257 \pm j1.53 \\ -0.743 \pm j0.53 \end{cases} \tag{4.23}$$

จากตำแหน่งศูนย์และขั้ววงรอบเปิดในรูปที่ 4.4 จะสังเกตได้อย่างชัดเจนว่าสัมประสิทธิ์การหน่วงจะมีค่าคงที่ในทุก ๆ ค่าความเร็ว โดยมีค่าประมาณ 0.16

*ขั้นตอนที่ 2)* คำนวณค่าพารามิเตอร์ $x, y, k_2$ ของอัตราขยายป้อนกลับ โดยการแทนค่า $\alpha = 1,\ \beta = 1$ ในสมการที่ (4.12) จะได้

$$x = |\omega_0|, \quad y = -\omega_0, \quad k_2 = L\left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2 \tag{4.24}$$

*ขั้นตอนที่ 3)* คำนวณค่าอัตราขยายป้อนกลับ โดยการแทนสมการที่ (4.24) ในสมการที่ (3.11) จะได้

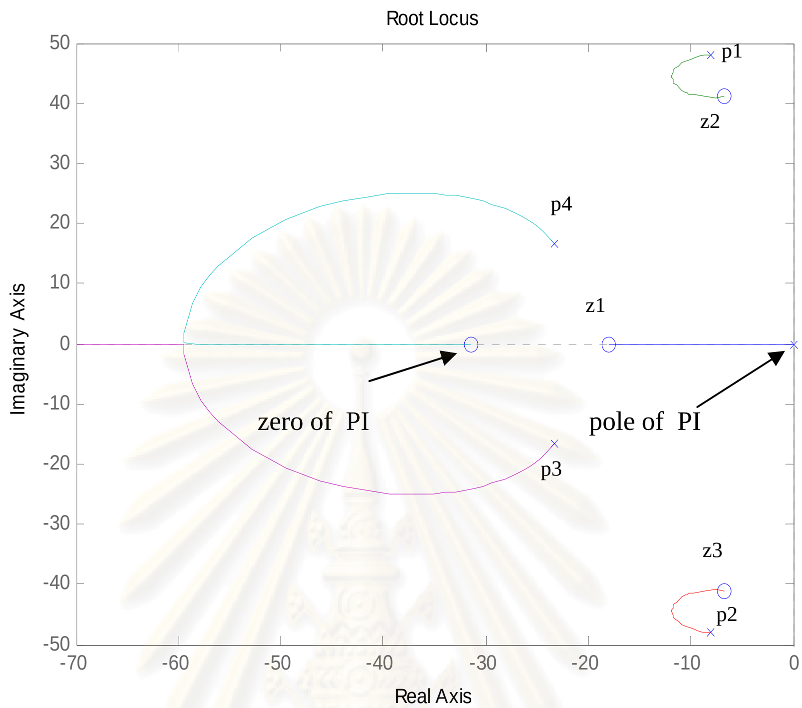
$$\left.\begin{aligned} G_1 &= -|\omega_0| + \frac{R}{L},\ G_2 = \omega_0 - \omega, \\ H_1 &= L|\omega_0|,\ H_2 = -L(\omega_0 - \omega) - L\frac{\omega_0^2}{\omega} \end{aligned}\right\} \tag{4.25}$$

*ขั้นตอนที่ 4)* คำนวณค่าอัตราขยายการปรับตัว จากแนวทางการออกแบบตามสมการที่ (4.19) - (4.20) โดยให้ $\delta = 1.05$ rad/s (10 rpm) และ $\omega_{\min} = 21$ rad/s (200 rpm) จะได้

$$k_i = 436|\omega_0| \tag{4.26}$$

$$k_p = \begin{cases} 436 & \text{for } \omega_0 \geq \omega_{\min} \\ 436|\omega_0| / \omega_{\min} & \text{for } \omega_0 < \omega_{\min} \end{cases} \tag{4.27}$$

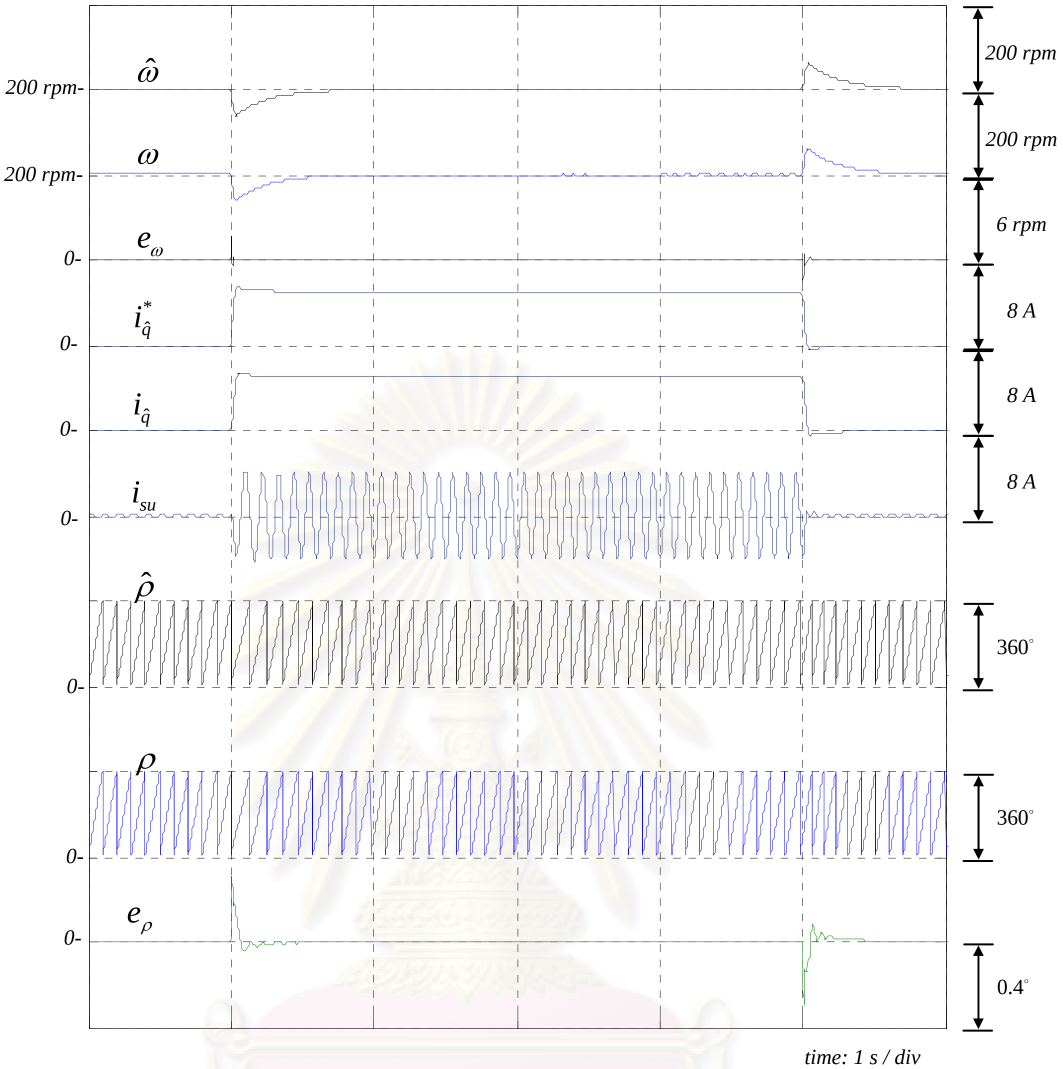
จากการออกแบบนี้ทางเดินของขั้ววงรอบปิดจะเป็นดังรูปที่ 4.5 จะเห็นว่าคุณสมบัติด้านการหน่วงถูกกำหนดโดยศูนย์และขั้ววงรอบเปิดตามที่ได้ออกแบบ ประสิทธิผลของการออกแบบตัวสังเกตที่นำเสนอนี้ สามารถยืนยันได้ด้วยผลการจำลองการทำงานดังต่อไปนี้



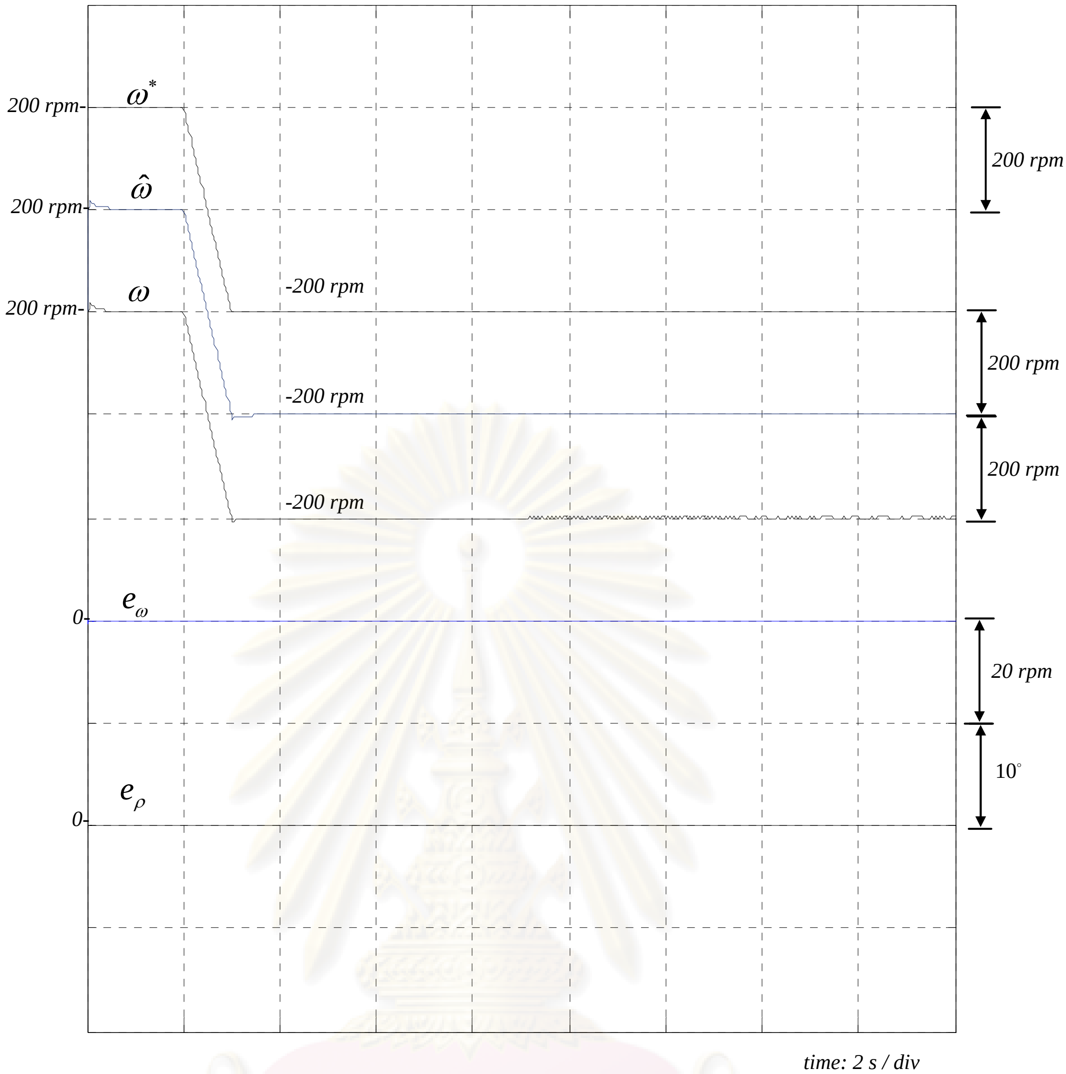

รูปที่ 4.5 ทางเดินของขั้ววงรอบปิดจากการออกแบบอัตราขยายการปรับตัวที่นำเสนอ

*ผลการจำลองการทำงานทางด้านเสถียรภาพ:*

เพื่อเปรียบเทียบกับผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 2.5 และ 2.6 ที่ใช้อัตราขยายป้อนกลับตามสมการที่ (2.16) ซึ่งทำให้ระบบประมาณขาดเสถียรภาพในช่วงความเร็วเป็นลบ ในที่นี้จึงจำลองการทำงานในเงื่อนไขเดียวกัน กล่าวคือเงื่อนไขการขับโหลดพิกัดที่ความเร็วคำสั่ง 200 rpm และในขณะกลับทิศทางหมุนจาก $200 \rightarrow -200\,rpm$ แต่จะใช้อัตราขยายป้อนกลับตามแนวทางการออกแบบที่ได้นำเสนอแทน ซึ่งผลการจำลองการทำงานแสดงในรูปที่ 4.6 และ 4.7




รูปที่ 4.6 ผลการจำลองการทำงานของระบบขับเคลื่อนแบบไร้เซนเซอร์ที่ความเร็วคำสั่ง 200 rpm ขณะขับโหลดพิกัด เมื่อใช้แนวทางการออกแบบอัตราขยายตามที่นำเสนอ




รูปที่ 4.7 ผลการจำลองการทำงานของระบบขับเคลื่อนแบบไร้เซนเซอร์ขณะกลับทิศทางหมุนจาก $200 \rightarrow -200\,rpm$ เมื่อใช้แนวทางการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับตามที่นำเสนอ

จากผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 4.6 และ 4.7 จะเห็นได้ว่าในขณะที่มอเตอร์ทำงานที่ความเร็ว 200 rpm นั้นระบบประมาณสามารถทำงานได้อย่างมีเสถียรภาพ และยังคงมีเสถียรภาพเมื่อทำงานที่ความเร็ว -200 rpm อีกด้วย โดยมีค่าความผิดพลาดของความเร็วและตำแหน่งเป็นศูนย์ในสภาวะอยู่ตัว ในสภาวะชั่วครู่นั้นมีค่าความผิดพลาดของความเร็วสูงสุดประมาณ 2 rpm ซึ่งอยู่ภายในขอบเขตตามที่กำหนดคือ 10 rpm สำหรับค่าความผิดพลาดของตำแหน่งสูงสุดประมาณ 0.3 องศา

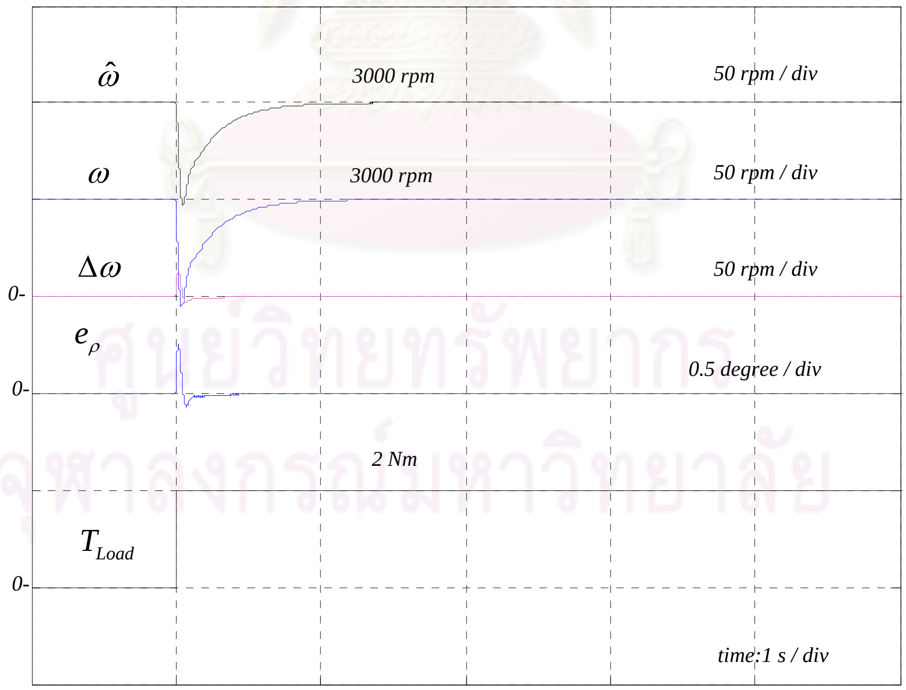
*ผลการจำลองการทำงานทางด้านสมรรถนะเชิงพลวัต:*

เพื่อเปรียบเทียบกับผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 4.3 ที่ใช้อัตราขยายป้อนกลับตามสมการที่ (4.1) ซึ่งทำให้ระบบขับเคลื่อนแบบไร้เซนเซอร์ขาดเสถียรภาพเมื่อถูกกระตุ้นด้วยโหลดแบบขั้น ทั้งนี้เนื่องจากตัวสังเกตมีสัมประสิทธิ์การหน่วงต่ำ ในที่นี้จึงจำลองการทำงานในเงื่อนไขเดียวกัน แต่จะใช้อัตราขยายป้อนกลับตามแนวทางการออกแบบที่ได้นำเสนอแทน

จากแนวทางการออกแบบตัวสังเกตที่นำเสนอ ค่าตำแหน่งของศูนย์และขั้ววงรอบเปิดของตัวสังเกตที่ความเร็ว 3000 rpm แสดงในสมการที่ (4.28) และ (4.29) ซึ่งมีค่าสัมประสิทธิ์การหน่วงที่พอเพียงที่ทำให้ระบบขับเคลื่อนแบบไร้เซนเซอร์โดยรวมยังคงมีเสถียรภาพ ดังแสดงในรูปที่ 4.8

$$z_i = \begin{cases} -537 \\ -203 \pm j1234 \end{cases} \tag{4.28}$$

$$p_i = \begin{cases} -240 \pm j1441 \\ -700 \pm j500 \end{cases} \tag{4.29}$$




รูปที่ 4.8 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์ที่ความเร็วคำสั่ง 3000 rpm เมื่อใช้แนวทางการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับตามที่นำเสนอ

# บทที่ 5

# ผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์

เนื่องจากสมการของตัวสังเกตต้องใช้ค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำของมอเตอร์ในการประมาณค่าตำแหน่งและความเร็ว ซึ่งตามปกติในการใช้งานจริง ค่าความต้านทานจะเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ และค่าความเหนี่ยวนำก็จะเปลี่ยนตามการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก การเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์เหล่านี้อาจทำให้เกิดความผิดพลาดจากการประมาณในตัวสังเกตได้ ดังนั้นเนื้อหาวิทยานิพนธ์ในบทนี้จะกล่าวถึงแนวทางการวิเคราะห์และคำนวณหาผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ต่อการประมาณค่าตำแหน่ง ความเร็ว และ ฟลักซ์ ของตัวสังเกต

จากสมการของตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัว (สมการที่ (2.9)) เมื่อพิจารณาผลของการเปลี่ยนแปลงจากค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำ สามารถเขียนสมการของตัวสังเกตใหม่ ได้เป็น

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\hat{\vec{i}}\\ \hat{\vec{\lambda}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-\frac{\hat{R}}{\hat{L}}\boldsymbol{I} & -\boldsymbol{J}\frac{\hat{\omega}}{\hat{L}}\\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{J}\hat{\omega}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\hat{\vec{i}}\\ \hat{\vec{\lambda}}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\frac{1}{\hat{L}}\boldsymbol{I}\\ \boldsymbol{0}\end{bmatrix}\vec{u}+\begin{bmatrix}\boldsymbol{G}\\ \boldsymbol{H}\end{bmatrix}[\hat{\vec{i}}-\vec{i}\,] \tag{5.1}$$

โดยที่ $\hat{R}$ และ $\hat{L}$ คือค่าที่ใช้คำนวณในตัวสังเกต $\boldsymbol{G}=G_1\boldsymbol{I}+G_2\boldsymbol{J}$ และ $\boldsymbol{H}=H_1\boldsymbol{I}+H_2\boldsymbol{J}$

## 5.1 ผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทาน

ในหัวข้อนี้จะพิจารณาผลกระทบจากค่าความผิดพลาดของค่าความต้านทานเพียงอย่างเดียวโดยให้ $\hat{L}=L$ จากสมการที่ (2.5) และ (5.1) ค่าความผิดพลาดของกระแสประมาณและฟลักซ์ประมาณ ในกรณีนี้จะเป็นดังสมการที่ (5.2) และ (5.3) ตามลำดับ

$$\vec{e}_i=\boldsymbol{R}(s)\Delta R\hat{\vec{i}}+\boldsymbol{G}(s)\Delta\omega\left(-\boldsymbol{J}\hat{\vec{\lambda}}\right) \tag{5.2}$$

$$\vec{e}_\lambda=\left\{\boldsymbol{G}_P(s)\left[\left(s-R/L\right)\boldsymbol{I}-\boldsymbol{G}\right]-\frac{\boldsymbol{H}}{L}\right\}\boldsymbol{J}\Delta\omega\hat{\vec{\lambda}}-\frac{\boldsymbol{H}}{L}\boldsymbol{G}_P(s)\Delta R\hat{\vec{i}} \tag{5.3}$$

โดยที่

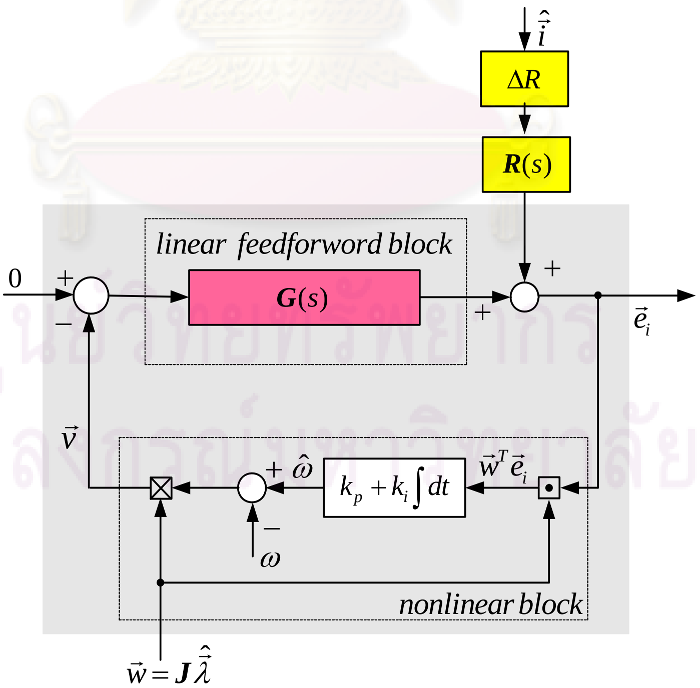
$$\boldsymbol{G}_P(s) = \left\{ \left[ s\boldsymbol{I} - \frac{R}{L} - \boldsymbol{G} \right] \left[ s\boldsymbol{I} - \boldsymbol{J}\omega \right] + \boldsymbol{J}\frac{\omega}{L}\boldsymbol{H} \right\}^{-1} = \frac{L}{s}\boldsymbol{G}(s) \tag{5.4}$$

$$\boldsymbol{R}(s) = -\frac{1}{L}\boldsymbol{G}_P(s)\left[ s\boldsymbol{I} - \boldsymbol{J}\omega \right] \tag{5.5}$$

$$\Delta R = \hat{R} - R,\ \Delta\omega = \hat{\omega} - \omega \tag{5.6}$$

### 5.1.1 ผลกระทบต่อการประมาณค่าความเร็วจากค่าความผิดพลาดของค่าความต้านทาน

จากสมการที่ (2.10) และ (5.1) แผนภาพบล็อกของค่าความผิดพลาดซึ่งรวมผลกระทบจากค่าความผิดพลาดของค่าความต้านทานแสดงได้ดังรูปที่ 5.1 ส่วนที่แรเงาในรูปที่ 5.1 คือแผนภาพบล็อกของค่าความผิดพลาดที่เคยแสดงไว้ก่อนหน้านี้ในรูปที่ 3.1 เสถียรภาพของระบบประมาณในกรณีที่มีค่าความผิดพลาดของค่าความต้านทานจึงขึ้นอยู่กับคุณสมบัติ PR ของฟังชันก์โอนย้าย $\boldsymbol{G}(s)$ ซึ่งนำเสนอแล้วในบทที่ 3 ในขณะที่ผลกระทบต่อการประมาณค่าความเร็วจากค่าความผิดพลาดของค่าความต้านทานนั้นขึ้นอยู่กับฟังชันก์โอนย้าย $\boldsymbol{R}(s)$




รูปที่ 5.1 แผนภาพบล็อกการประมาณค่าความเร็วบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์ที่รวมผลกระทบจากค่าความผิดพลาดของค่าความต้านทาน ( $\Delta R$ )

อย่างไรก็ตามถ้าพิจารณาถึงคุณสมบัติ PR ของฟังชันก์โอนย้าย $\boldsymbol{G}(s)$ เมื่อเกิดความผิดพลาดของค่าพารามิเตอร์ อัตราขยายป้อนกลับที่ใช้จริงจะไม่สอดคล้องตามเงื่อนไข PR (สมการที่ (3.26)) แต่มิได้หมายความว่าระบบประมาณจะขาดเสถียรภาพทั้งนี้ขึ้นอยู่กับอัตราขยายการปรับตัวที่ใช้ในขณะนั้น ในที่นี้เราจึงสมมุติว่าตัวสังเกตที่ออกแบบไว้ยังคงมีเสถียรภาพอยู่ (ขั้ววงรอบปิดยังคงอยู่ฝั่งซ้ายของระนาบเชิงซ้อนถึงแม้ว่าจะมีศูนย์ที่ไม่เสถียรอยู่ทางฝั่งขวาของระนาบเชิงซ้อนก็ตาม) และสามารถพิจารณาผลกระทบในสภาวะอยู่ตัว ฟังก์ชันโอนย้าย $\boldsymbol{R}(s)$ ในสมการที่ (5.5) นั้นเมื่อพิจารณาในสภาวะอยู่ตัวแล้ว สามารถคำนวณค่าได้โดยแทน $s\boldsymbol{I}$ ด้วย $\boldsymbol{J}\omega$ ดังแสดงในสมการที่ (5.7)

$$\boldsymbol{R}(s)\big|_{s\boldsymbol{I}\to \boldsymbol{J}\omega} = -\frac{1}{L}\boldsymbol{G}_P(s)\big|_{s\boldsymbol{I}\to \boldsymbol{J}\omega}\left[\boldsymbol{J}\omega - \boldsymbol{J}\omega\right] = \boldsymbol{0} \tag{5.7}$$

จะพบว่าเมื่อเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวแล้ว ฟังก์ชันโอนย้าย $\boldsymbol{R}(s)$ จะมีค่าเป็นศูนย์ นั่นหมายความว่าความผิดพลาดของค่าความต้านทานในแบบจำลองไม่ส่งผลกระทบต่อการประมาณค่าความเร็วในสภาวะอยู่ตัว

### 5.1.2 ผลกระทบต่อการประมาณค่าตำแหน่งจากค่าความผิดพลาดของค่าความต้านทาน

เนื่องจาก $\Delta R$ ไม่ส่งผลกระทบต่อการประมาณค่าความเร็วและระบบประมาณยังคงมีเสถียรภาพอยู่ จึงทำให้ค่าความผิดพลาดของความเร็วลู่เข้าสู่ศูนย์ในสภาวะอยู่ตัว ดังนั้นโดยการแทนค่า $\Delta\omega = 0$ และ $\boldsymbol{G}_P(s)\big|_{s\boldsymbol{I}\to \boldsymbol{J}\omega}$ ลงในสมการที่ (5.3) จะได้ค่าความผิดพลาดของฟลักซ์ประมาณในสภาวะอยู่ตัว ดังนี้คือ

$$\begin{aligned} \vec{e}_\lambda &= \hat{\vec{\lambda}} - \vec{\lambda} = \left[\boldsymbol{J}\omega\right]^{-1}(-\Delta R\hat{\vec{i}}) \\ \therefore\ \boldsymbol{J}\omega\left(\hat{\vec{\lambda}} - \vec{\lambda}\right) &= -\Delta R\hat{\vec{i}} \end{aligned} \tag{5.8}$$

สำหรับการควบคุมแบบแรงบิดต่อกระแสสูงสุด เวกเตอร์กระแส $\hat{\vec{i}}$ จะตั้งฉากกับเวกเตอร์ฟลักซ์ $\hat{\vec{\lambda}}$ ดังนั้นเวกเตอร์ค่าความผิดพลาดของฟลักซ์ก็จะขนานกับ $\hat{\vec{\lambda}}$ และ $\vec{\lambda}$ ด้วย ซึ่งผลที่ได้หมายความว่า $\Delta R$ จะส่งผลกระทบต่อขนาดของฟลักซ์เท่านั้น สำหรับเฟสหรือตำแหน่งนั้นยังคงถูกต้อง สมการที่ (5.9) - (5.10) แสดงถึงค่าความผิดพลาดของฟลักซ์ในเทอมของขนาดและตำแหน่งตามลำดับ

$$e_\lambda = \hat{\lambda} - \lambda = \frac{-\Delta R \hat{i}_{\hat{q}}}{\omega} \tag{5.9}$$

$$e_\rho = \hat{\rho} - \rho = 0 \tag{5.10}$$

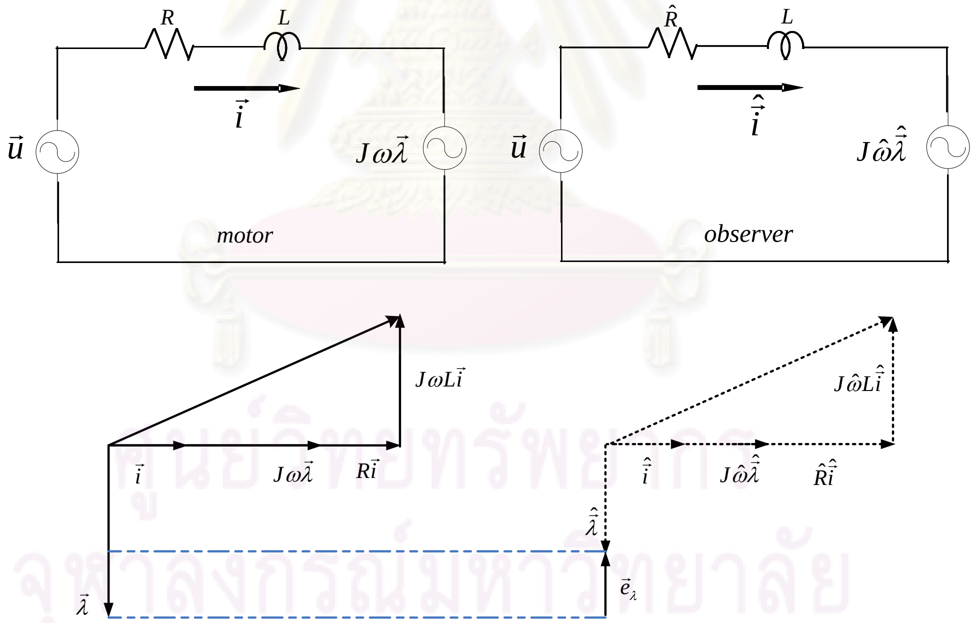
นอกจากนั้นแล้วเมื่อ $\Delta\omega = \hat{\omega} - \omega = 0$ แล้วจะได้ว่าค่าความผิดพลาดของกระแสประมาณในสภาวะอยู่ตัวเป็นศูนย์ด้วย โดยพิจารณาจากสมการต่อไปนี้

$$\vec{e}_i = \boldsymbol{R}(s)\big|_{s\boldsymbol{I}\to \boldsymbol{J}\omega} \Delta R\hat{\vec{i}} + \boldsymbol{G}(s)\big|_{s\boldsymbol{I}\to \boldsymbol{J}\omega} \Delta\omega\left(-\boldsymbol{J}\hat{\vec{\lambda}}\right)$$

แต่ในสภาวะอยู่ตัว $\boldsymbol{R}(s)\big|_{s\boldsymbol{I}\to \boldsymbol{J}\omega} = 0$

$$\therefore \vec{e}_i = \hat{\vec{i}} - \vec{i} = 0 \tag{5.11}$$

จากสมการที่ (5.8) และ (5.11) สามารถเขียนแผนภาพเวกเตอร์ของมอเตอร์และตัวสังเกตได้ดังรูปที่ 5.2




รูปที่ 5.2 แผนภาพเวกเตอร์ในสภาวะอยู่ตัวของมอเตอร์และตัวสังเกตในกรณีมีค่าความผิดพลาดของค่าความต้านทาน

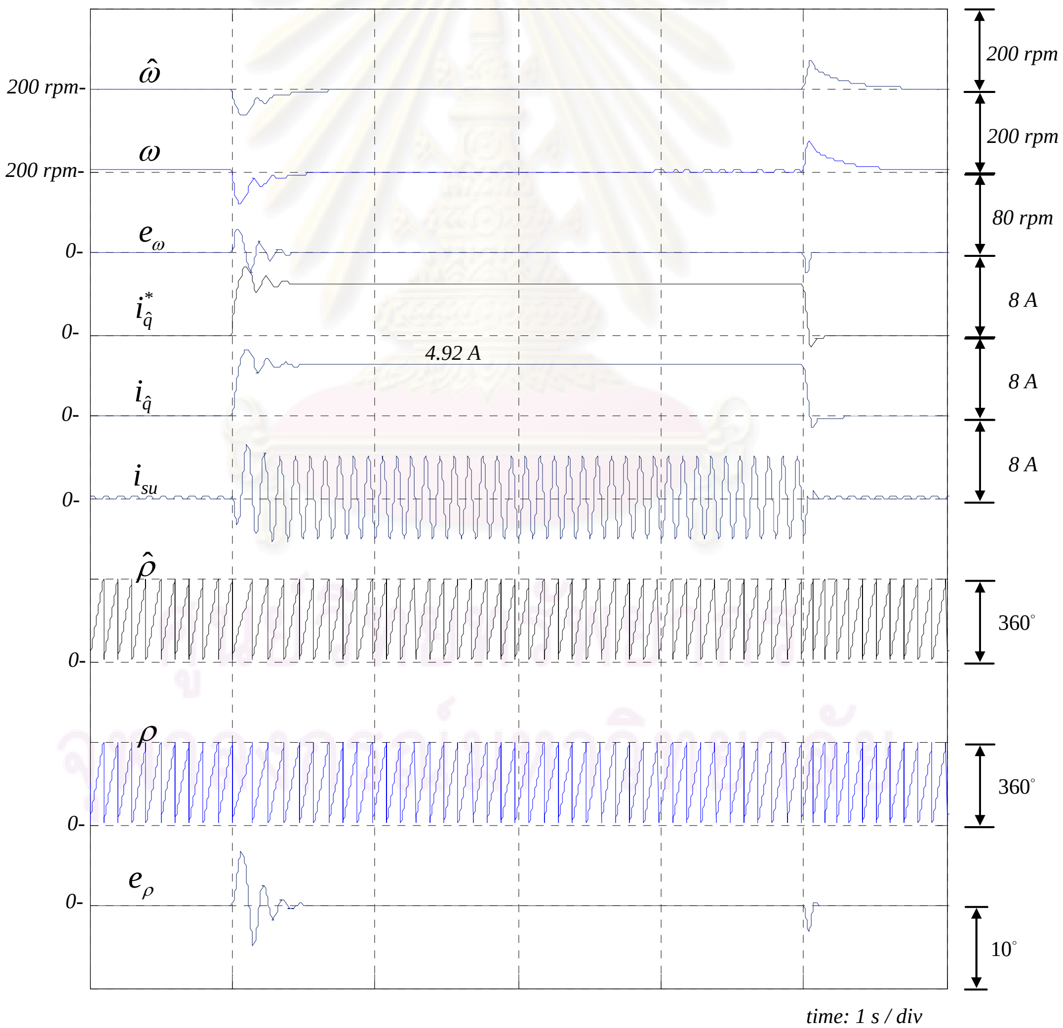
จากสมการที่ (5.10) และแผนภาพเวกเตอร์ในรูปที่ 5.2 สามารถสรุปได้ว่า $\Delta R$ ไม่ได้ส่งผลกระทบต่อการประมาณค่าตำแหน่ง ความเร็ว และกระแส แต่จะส่งผลทำให้ขนาดของฟลักซ์ประมาณผิดพลาดได้ ซึ่งค่าความผิดพลาดขึ้นกับขนาดของแรงบิดและความเร็วในขณะนั้น ๆ ผล

จากความผิดพลาดเชิงขนาดของฟลักซ์ประมาณจะทำให้การควบคุมแรงบิดเกิดความผิดพลาดได้ กล่าวคือแรงบิดที่เกิดขึ้นจริง ($T_m$) จะคลาดเคลื่อนแรงบิดประมาณหรือคำสั่ง ($T_{est}$)ได้ ซึ่งค่าความผิดพลาดของแรงบิดจะคำนวณได้จากสมการที่ (5.12)

$$T_{error} = T_{est} - T_m = \frac{p}{2} e_\lambda \hat{i}_{\hat{q}} \tag{5.12}$$

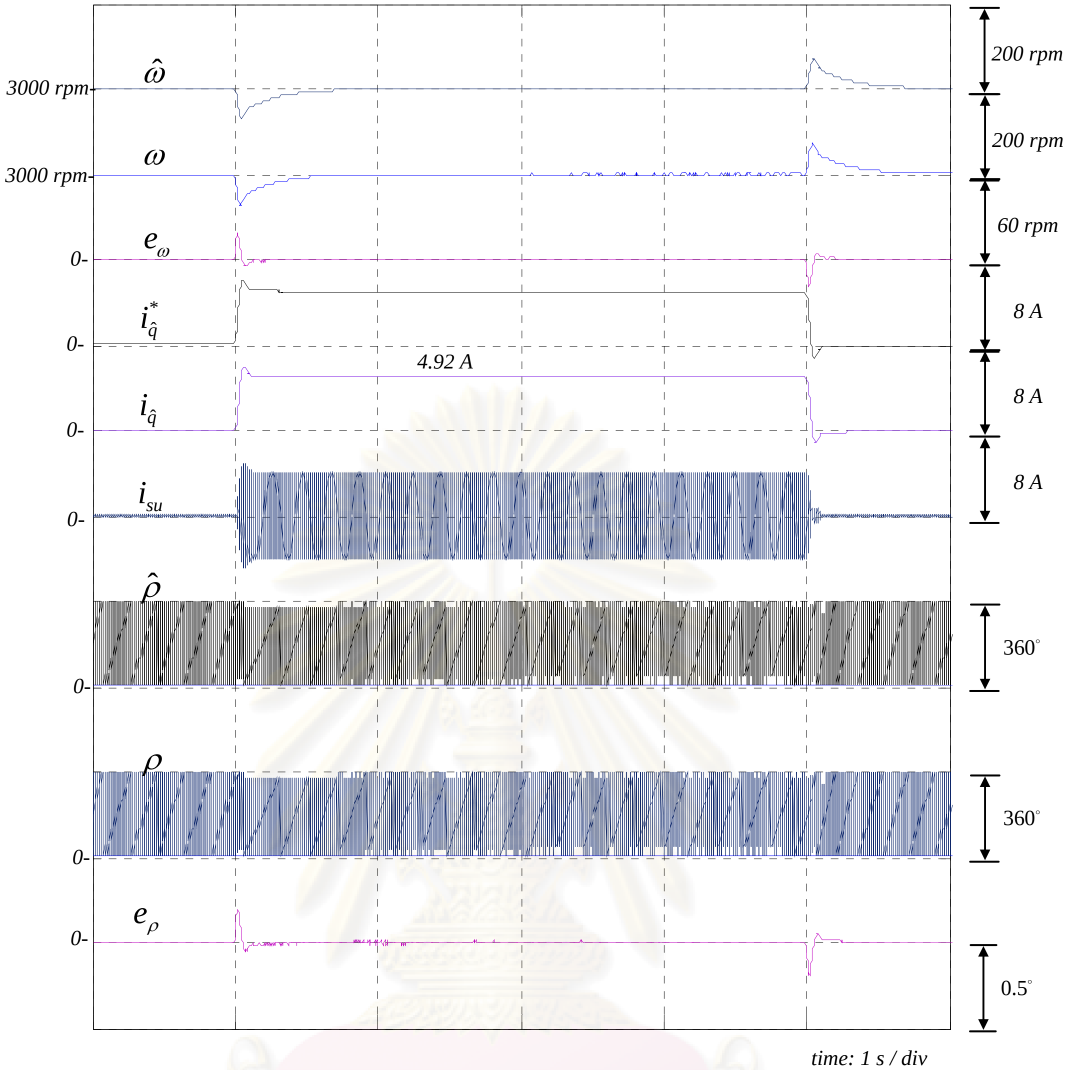
โดยที่ $T_{est} = \frac{p}{2}\hat{\lambda}\hat{i}_{\hat{q}}$ คือค่าแรงบิดประมาณ และ $T_{error} = T_{est} - T_m$ คือค่าความผิดพลาดของแรงบิดประมาณกับแรงบิดจริงที่เกิดขึ้น

ความถูกต้องของแนวทางในการวิเคราะห์ผลกระทบจาก $\Delta R$ ต่อการประมาณตำแหน่งและความเร็วยืนยันได้ด้วยผลการจำลองการทำงานในสภาวะอยู่ตัวที่แสดงในรูปที่ 5.3 และ 5.4 ในช่วงความเร็วต่ำและความเร็วสูงตามลำดับ

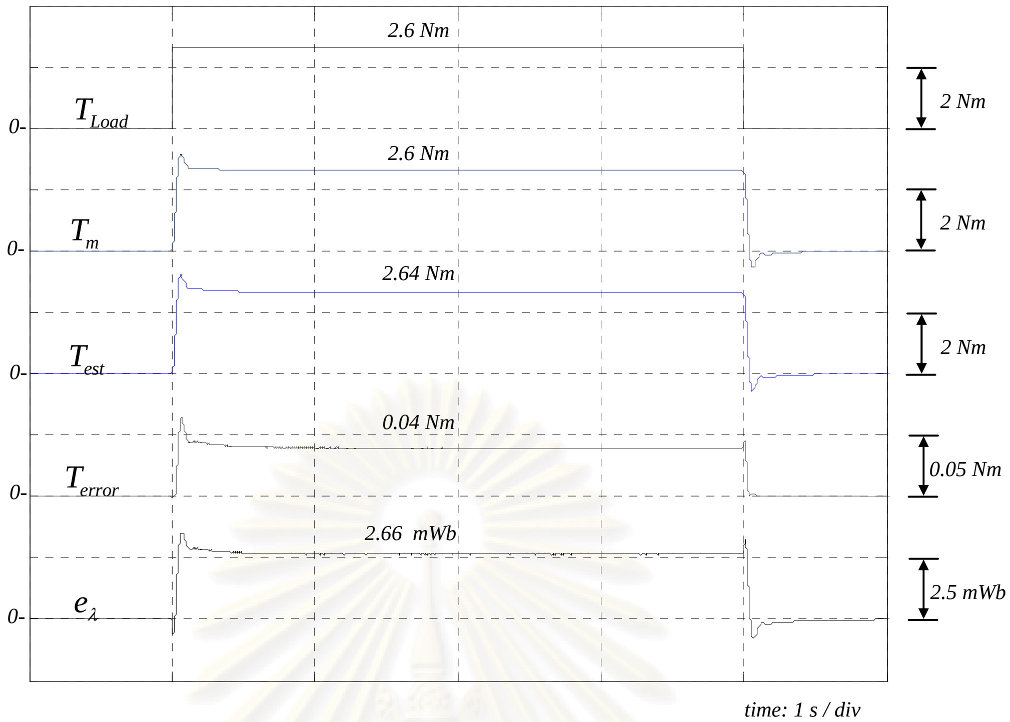



รูปที่ 5.3 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์ที่ความเร็วคำสั่ง 200 rpm ในกรณี $\Delta R = -20\%$


รูปที่ 5.3(ต่อ) ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์ที่ความเร็วคำสั่ง 200 rpm ในกรณี $\Delta R = -20\%$




รูปที่ 5.4 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์ที่ความเร็วคำสั่ง 3000 rpm ในกรณี $\Delta R = -20\%$




รูปที่ 5.4(ต่อ) ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์ที่ความเร็วคำสั่ง 3000 rpm ในกรณี $\Delta R = -20\%$

ผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 5.3 และ 5.4 สามารถสรุปได้ดังนี้คือ จากรูปที่ 5.3 และ 5.4 จะเห็นได้ว่าเมื่อเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวแล้วค่าความผิดพลาดของตำแหน่งและความเร็วจะมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งก็สอดคล้องกับการวิเคราะห์ในสมการที่ (5.7) และ (5.10) สำหรับค่าความผิดพลาดเชิงขนาดของฟลักซ์ในกรณีที่ $\Delta R = -20\%$ นั้นก็สอดคล้องกับการวิเคราะห์ในสมการที่ (5.9) กล่าวคือ โดยอาศัยค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่แสดงในภาคผนวก ก

*ที่ความเร็วคำสั่ง 200 rpm:*

$$e_\lambda = \hat{\lambda} - \lambda = \frac{-\Delta R \hat{i}_{\hat{q}}}{\omega} = \frac{0.2 * R * 4.92}{200 * \left( p/2 * 2\pi/60 \right)} = \frac{0.2 * 2.55 * 4.92}{200 * \left( 6/2 * 2\pi/60 \right)} = 40\, mWb \qquad (5.13)$$

$$T_{error} = T_{est} - T_m = \frac{p}{2} e_\lambda \hat{i}_{\hat{q}} = \frac{6}{2} * 40\, m * 4.92 = 0.59\, Nm \qquad (5.14)$$

*ที่ความเร็วคำสั่ง 3000 rpm:*

$$e_{\lambda}=\hat{\lambda}-\lambda=\frac{-\Delta R\hat{i}_{\hat{q}}}{\omega}=\frac{0.2*R*4.92}{3000*\left(p/2*2\pi/60\right)}=\frac{0.2*2.55*4.92}{3000*\left(6/2*2\pi/60\right)}=2.66\,mWb \quad (5.15)$$

$$T_{error}=T_{est}-T_{m}=\frac{p}{2}e_{\lambda}\hat{i}_{\hat{q}}=\frac{6}{2}*2.66\,m*4.92=0.04\,Nm \quad (5.16)$$

ดังนั้นผลการจำลองการทำงานทั้งหมด จึงยืนยันถึงความถูกต้องของผลการวิเคราะห์ผลกระทบจาก $\Delta R$ ต่อการประมาณตำแหน่ง ความเร็ว ฟลักซ์ และกระแสที่ได้นำเสนอ

**หมายเหตุ**: ค่า $|\Delta R|=20\%$ ที่ใช้ในการจำลองการทำงานนั้นมาจากความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานกับค่าของอุณหภูมิ $R_T=R_{T_0}[1+\alpha_{cu}\Delta T]$ โดยที่ $R_T$ คือค่าความต้านทานที่เปลี่ยนไปตามอุณหภูมิ $R_{T_0}$ คือค่าความต้านทานที่ได้จากการทดสอบ $\alpha_{cu}$ คือค่าสัมประสิทธ์อุณหภูมิของความต้านทาน (ลวดตัวนำทองแดงมีค่า $\alpha_{cu}=0.00393[C^{\circ}]^{-1}$) และ $\Delta T$ คือค่าผลต่างของอุณหภูมิของขดลวดเทียบกับอุณหภูมิที่ทำการทดสอบ เมื่อพิจารณา $\Delta T=50^{\circ}C$ จาก $30^{\circ}C$ ถึง $80^{\circ}C$ จะได้ $|\Delta R|=19.65\%$ ดังนั้นค่า$|\Delta R|$ ที่ใช้ในการจำลองการทำงานนี้ครอบคลุมถึงค่า $|\Delta R|$ ที่สามารถเกิดขึ้นจริงในทางปฏิบัติ

### 5.2 ผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของค่าความเหนี่ยวนำ

ในทำนองเดียวกันในหัวข้อนี้จะพิจารณาผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงค่าความเหนี่ยวนำเพียงอย่างเดียวโดยการแทนค่า $\hat{R}=R$ ในสมการที่ (5.1) และสามารถคำนวณหาค่าความผิดพลาดของกระแสได้จากสมการที่ (2.5) และ (5.1) ดังนี้คือ

$$\vec{e}_i=\boldsymbol{G}_P(s)\left[s\boldsymbol{I}-\boldsymbol{J}\omega\right]\left[\left(\frac{R}{\hat{L}}-\frac{R}{L}\right)\hat{\vec{i}}+\left(\frac{\omega}{L}-\frac{\hat{\omega}}{\hat{L}}\right)\boldsymbol{J}\hat{\vec{\lambda}}+\left(\frac{I}{\hat{L}}-\frac{I}{L}\right)\vec{u}\right]+\boldsymbol{G}_P(s)\,\boldsymbol{J}\frac{\omega}{L}\Delta\omega\hat{\vec{\lambda}} \quad (5.17)$$

#### 5.2.1 ผลกระทบต่อการประมาณค่าความเร็วจากค่าความผิดพลาดของค่าความเหนี่ยวนำ

เนื่องจากฟังก์ชันโอนย้ายหน้าเทอมค่าความผิดพลาดของค่าความเหนี่ยวนำในสมการที่ (5.16) ,$\boldsymbol{G}_P(s)\left[s\boldsymbol{I}-\boldsymbol{J}\omega\right]$, จะมีค่าเท่ากับศูนย์ในสภาวะอยู่ตัวดังนั้นค่า $\Delta L$ จะไม่ส่งผล

ให้เกิดค่าความผิดพลาดของกระแส ดังนั้นการประมาณค่าความเร็วจากค่าความผิดพลาดของกระแส จึงยังคงถูกต้องแม้ว่าจะมีความผิดพลาดของค่าความเหนี่ยวนำก็ตาม

### 5.2.2 ผลกระทบต่อการประมาณค่าตำแหน่งจากค่าความผิดพลาดของค่าความเหนี่ยวนำ

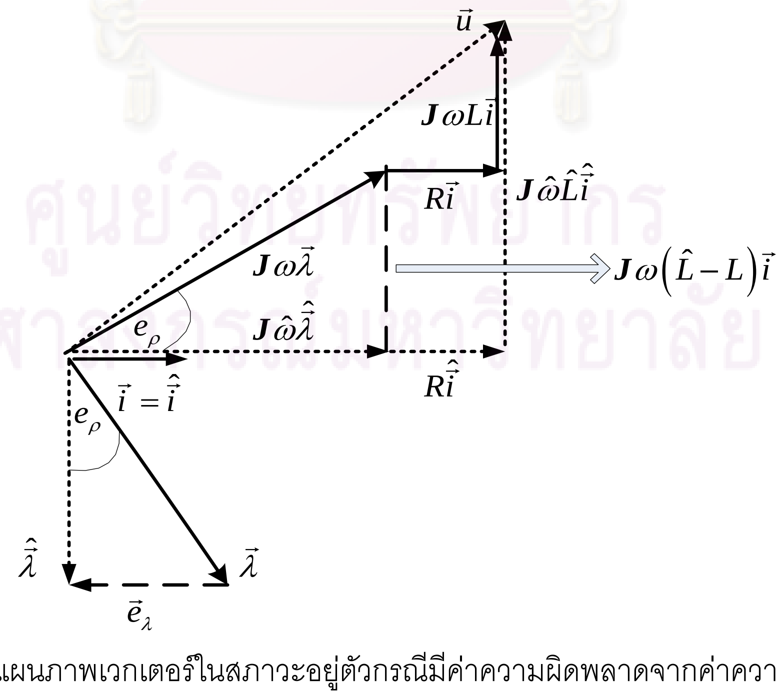
จากสมการที่ (2.5) และ (5.1) ภายใต้เงื่อนไข $\Delta\omega = 0$ และ $\vec{e}_i = 0$ สามารถคำนวณหาค่าความผิดพลาดของของฟลักซ์ในสภาวะอยู่ตัวได้ดังนี้คือ

$$\hat{L}\frac{d\hat{\vec{i}}}{dt} - L\frac{d\vec{i}}{dt}\bigg|_{\frac{d}{dt}\to J\omega} = \boldsymbol{J}\omega\left(\hat{L}-L\right)\vec{i} = -\boldsymbol{J}\omega\left(\hat{\vec{\lambda}}-\vec{\lambda}\right) \qquad (5.18)$$

$$\therefore \vec{e}_\lambda = \left(L-\hat{L}\right)\vec{i}$$

รูปที่ 5.5 แสดงแผนภาพเวกเตอร์ในกรณีนี้ ซึ่งจากสมการที่ (5.18) หรือจากรูปที่ 5.7 สามารถคำนวณหาค่าความผิดพลาดของตำแหน่งได้ดังนี้คือ

$$\left|e_\rho\right| = \left|sin^{-1}\frac{e_\lambda}{\lambda}\right| = sin^{-1}\frac{\left|\hat{L}-L\right|\left\|\vec{i}\right\|}{\lambda} = sin^{-1}\frac{\left|\Delta L\right|\left\|\vec{i}\right\|}{\lambda} \qquad (5.19)$$




รูปที่ 5.5 แผนภาพเวกเตอร์ในสภาวะอยู่ตัวกรณีมีค่าความผิดพลาดจากค่าความเหนี่ยวนำ

จากค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ในภาคผนวก ก $L = 21.5mH, \|\vec{i}\| = i_{q(rated)} = 4.92A$ และ $\lambda = 0.176Wb$ ดังนั้นหากสมมุติให้ $|\Delta L| = 20\%$ ของค่าจริงซึ่งตามปกติค่าความผิดพลาดจะมีค่าไม่เกินนี้ (ประมาณ 13% จากการทดสอบมอเตอร์ที่ใช้ในงานวิจัยนี้) จะสามารถคำนวณหาค่า $e_\lambda$ และ $|e_\rho|$ ได้เท่ากับ

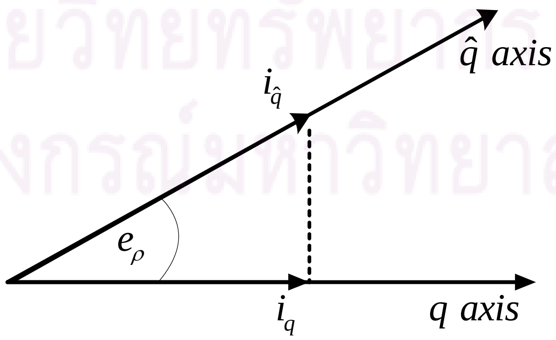
$$e_\lambda = 0.2 * 21.5 \times 10^{-3} * 4.92 = 0.021\,Wb \qquad (5.20)$$

$$|e_\rho| = sin^{-1} \frac{0.2 * 21.5 * 10^{-3} * 4.92}{0.176} = 6.9^\circ \qquad (5.21)$$

ค่าความผิดพลาดของตำแหน่ง $|e_\rho|$ นี้ทำให้แรงบิดที่ได้จริงผิดพลาดไปเล็กน้อยเท่านั้นโดยพิจารณาได้จากรูปที่ 5.6 ซึ่งจะได้ว่า

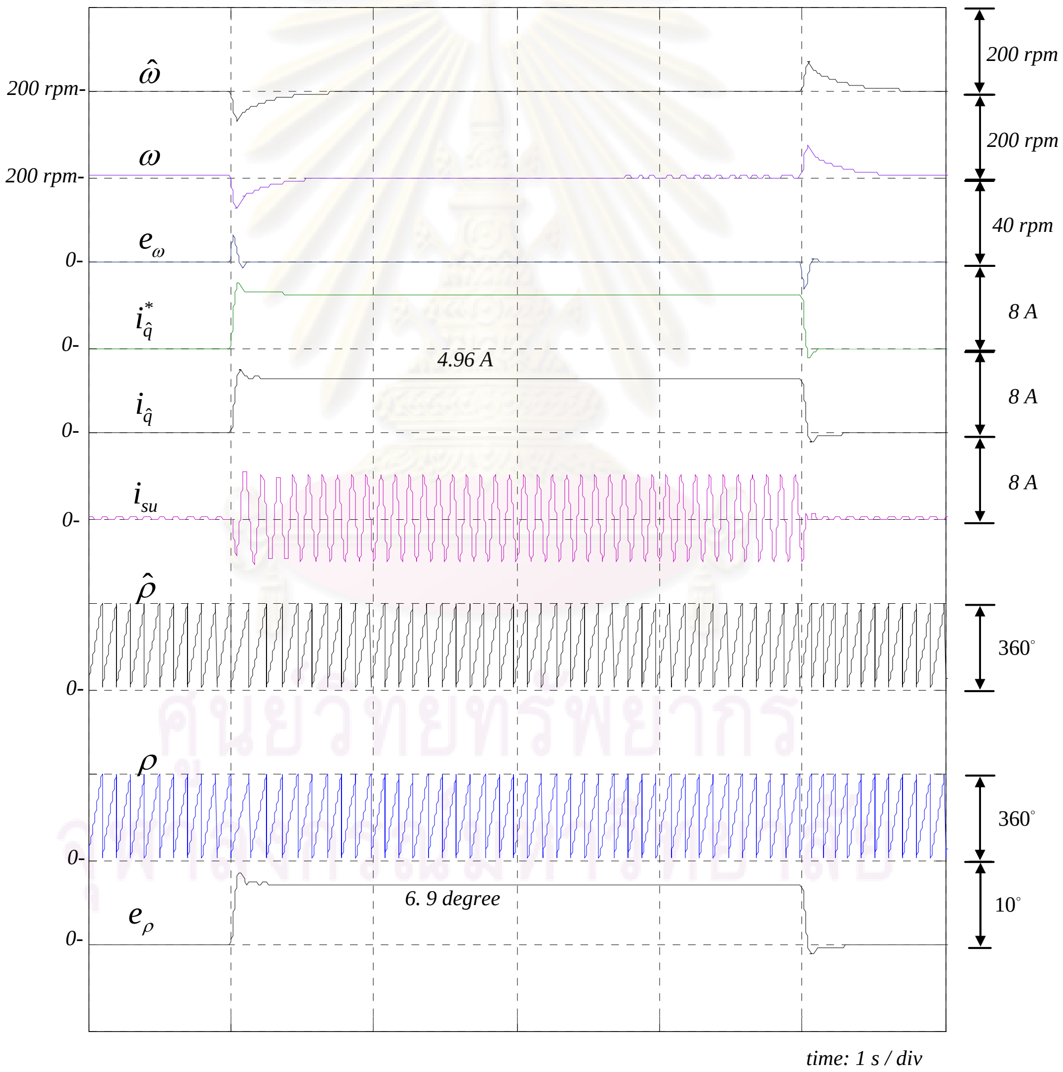
$$i_q = \hat{i}_{\hat{q}} \cos \Delta\rho = 0.9927 * \hat{i}_{\hat{q}} \qquad (5.22)$$

จะเห็นว่ากระแสสร้างแรงบิดจริงจะลดลงไปเพียงแค่ 0.73% เท่านั้นและค่าความผิดพลาดของค่าฟลักซ์ประมาณก็มีค่าประมาณ 0.7% เช่นกัน ดังนั้นโดยทั่วไปแล้วค่าความผิดพลาดเหล่านี้จะส่งผลกระทบต่อการควบคุมแรงบิดน้อยมากและละเลยได้ ข้อสรุปนี้สามารถยืนยันได้จากผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 5.9-5.10 ซึ่งได้ $|e_\rho| \approx 6.9^\circ$ และ $\hat{i}_{\hat{q}} = 4.96A$ ซึ่งความจริงแล้วกระแสที่ต้องใช้ในการสร้างแรงบิดที่พิกัด(2.6Nm) เท่ากับ $4.92A$ ซึ่งก็ตรงกับผลการวิเคราะห์ที่ $4.96 * \cos 6.9^\circ = 4.92A$

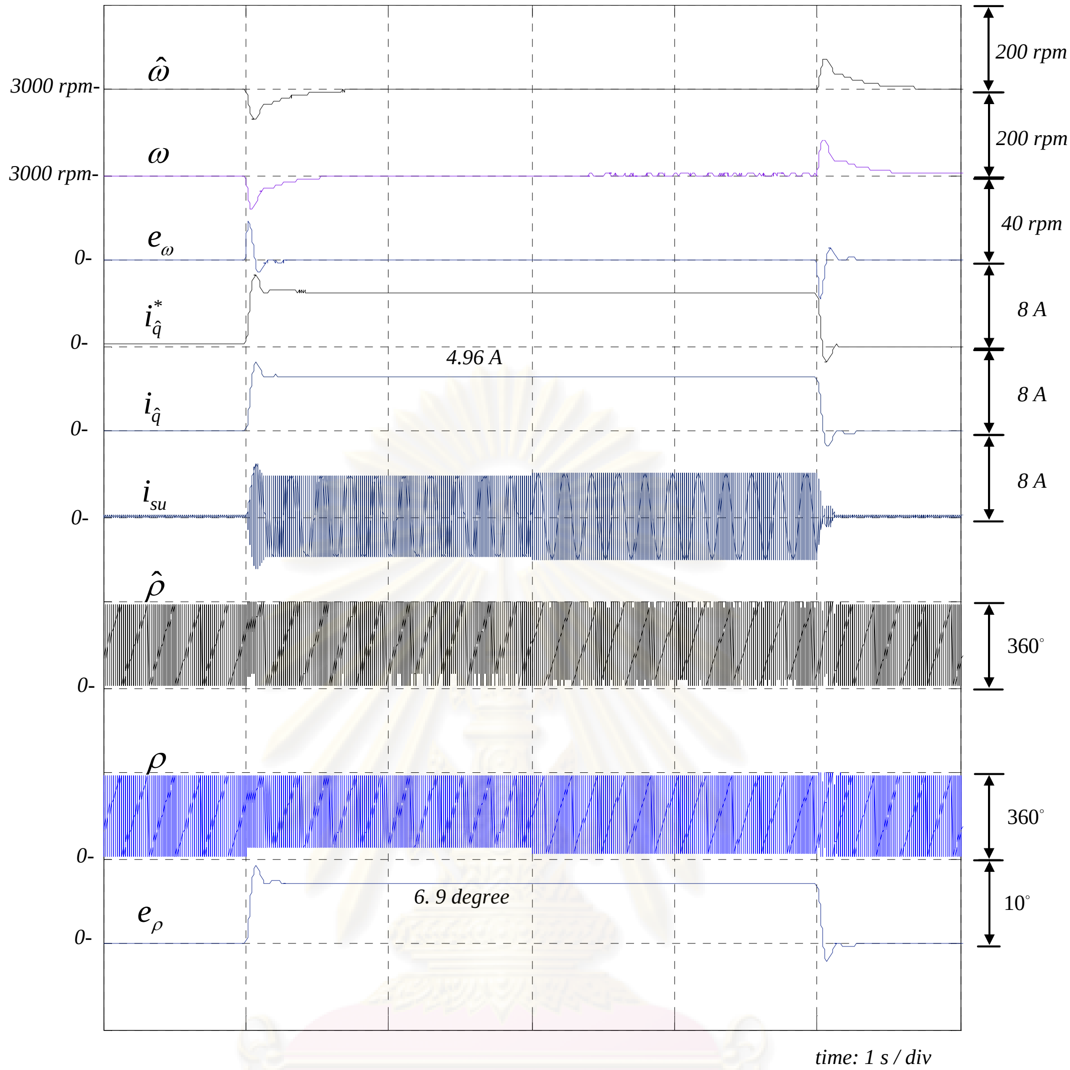



รูปที่ 5.6 แกนอ้างอิงของมอเตอร์และตัวสังเกตเมื่อเกิดค่าผิดพลาดของการประมาณตำแหน่ง $e_\rho$ จากความผิดพลาด $\Delta L$

ผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 5.7-5.8 นั้นแสดงให้เห็นว่าจากการวิเคราะห์ถึงผลกระทบจาก $\Delta L$ ที่ได้นำเสนอนั้นมีความถูกต้อง กล่าวคือเมื่อเข้าสู่สภาวะอยู่ตัวแล้วค่าความผิดพลาดของความเร็วจะมีค่าเป็นศูนย์ และจะมีค่าความผิดพลาดของตำแหน่งเท่ากับ $6.9^{\circ}$ เมื่อ $\Delta L = -20\%$ เมื่อเปรียบเทียบกับผลกระทบจากความผิดพลาดของค่าความต้านทาน (สมการที่ (5.9)) จะพบว่าผลกระทบจากความผิดพลาดของค่าความเหนี่ยวนำจะไม่ขึ้นอยู่กับความถี่ทำงาน กล่าวคือผลกระทบจะมีค่าเท่ากันไม่ว่าที่ความเร็วสูงหรือความเร็วต่ำ (ดังพิจารณาได้จากผลการจำลองในรูปที่ 5.7 และ 5.8) ในขณะที่ผลกระทบจากความผิดพลาดของค่าความต้านทานจะมีค่าสูงขึ้นเมื่อความเร็วลดลง ดังนั้นในย่านความเร็วต่ำจะต้องหาวิธีการลดผลกระทบจากความผิดพลาดของค่าความต้านทาน




รูปที่ 5.7 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์ที่ความเร็วคำสั่ง 200 rpm ในกรณี $\Delta L = -20\%$




รูปที่ 5.8 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์ที่ความเร็วคำสั่ง 3000 rpm ในกรณี $\Delta L = -20\%$

## 5.3 แนวทางในการแก้ปัญหาค่าความผิดพลาดทางขนาดของฟลักซ์ในย่านความเร็วต่ำ

เนื่องจากผลกระทบจากค่าความต้านทานจะทำให้เกิดค่าความผิดพลาดของฟลักซ์ในเชิงขนาดอยู่ ดังแสดงในสมการที่ (5.9) ซึ่งนำมาแสดงอีกครั้งในสมการที่ (5.23)

$$e_\lambda = \hat{\lambda} - \lambda = \frac{-\Delta R \hat{i}_{\hat{q}}}{\omega} \tag{5.23}$$

ปัญหานี้ไม่ส่งผลกระทบมากนักถ้าเป็นระบบควบคุมความเร็ว แต่จะเป็นปัญหาได้เมื่อระบบควบคุมเป็นการควบคุมแรงบิด ทั้งนี้เนื่องจากค่าแรงบิดประมาณ

$$T_{est} = \frac{p}{2}\hat{\lambda}\hat{i}_{\hat{q}} \tag{5.24}$$

ที่คำนวณได้จะเกิดความผิดพลาดขึ้นเนื่องจากค่า $\hat{\lambda}$ ที่คลาดเคลื่อน ทำให้เกิดค่าความผิดพลาดของการควบคุมแรงบิดดังแสดงในรูปที่ 5.4 และ 5.5 ก่อนหน้านี้ ในที่นี้เราจะเสนอแนวทางแก้ไขปัญหาการควบคุมแรงบิดนี้โดยพิจารณาจากสมการที่ (5.22) จะเห็นว่าผลกระทบจาก $\Delta R$ จะส่งผลกระทบมากในย่านความเร็วต่ำ และส่งผลกระทบน้อยในย่านความเร็วสูง ซึ่งก็จะสอดคล้องกับการทำงานของมอเตอร์จริงกล่าวคือที่ความเร็วสูงค่าแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำมีค่ามากกว่าแรงดันตกคร่อมความต้านทาน ดังนั้นค่าความผิดพลาดของความต้านทานจึงส่งผลกระทบน้อย เพื่อลดผลกระทบดังกล่าวในย่านความเร็วต่ำเราจึงกำหนดให้ระบบไม่นำค่าฟลักซ์ประมาณนี้ไปใช้ในการควบคุมเวกเตอร์แต่ให้ใช้ค่าฟลักซ์ประมาณที่คำนวณได้ในขณะทำงานที่ย่านความเร็วสูงกว่าไปใช้แทน ตามสมการที่ (5.25)

$$\hat{\lambda}_{control} = \begin{cases} \hat{\lambda} & ;|\hat{\omega}| \ge \omega_1 \\ \hat{\lambda}\Big|_{|\hat{\omega}|=\omega_1} & ;|\hat{\omega}| < \omega_1 \end{cases} \tag{5.25}$$

เมื่อ $\hat{\lambda}_{control}$ คือค่าฟลักซ์ที่ใช้ในการควบคุม และ $\omega_1$ คือย่านความถี่ต่ำที่กำหนด

สำหรับค่า $\omega_1$ นั้นสามารถกำหนดตามแนวทางการออกแบบดังนี้คือ จากค่าความผิดพลาดของแรงบิด

$$T_{error} = T_{est} - T_m = \frac{p}{2} e_{\lambda}\hat{i}_{\hat{q}} \tag{5.26}$$

แทนสมการที่ (5.24) ลงใน (5.26) จะได้

$$T_{error} = \frac{p}{2}\left(\frac{-\Delta R\hat{i}_{\hat{q}}}{\omega}\right)\hat{i}_{\hat{q}} \tag{5.27}$$

สมการที่ (5.27) สามารถใช้กำหนดค่า $\omega_1$ ที่ต้องการได้จากสมการที่ (5.28) เช่น สมมุติให้ $|T_{error}|$ ที่ยอมรับได้มีค่าเท่ากับ 10% ของ $T_{rated}$ ที่ $|\hat{\omega}| = \omega_1$ โดยที่ $|\Delta R| = 20\%$

$$\omega_1 = \frac{p}{2}\frac{\Delta R i_{q(rated)}^2}{T_{error}} \quad (5.28)$$

จากค่าพารามิเตอร์และพิกัดของมอเตอร์ที่แสดงในภาคผนวก ก เมื่อแทนค่าแล้วจะได้

$$\omega_1 = \frac{6}{2}*\frac{0.2*2.55*4.92^2}{0.1*2.6} = 142.45\ rad/\sec \text{ (ทางไฟฟ้า) = 453 rpm (ทางกล)} \quad (5.29)$$

จากแนวทางการออกแบบที่ได้บรรยายนี้ สามารถกล่าวได้ว่าเมื่อความเร็วต่ำกว่า 453 rpm ที่โหลดพิกัดและมี $|\Delta R| = 20\%$ จะมีค่าความผิดพลาดของแรงบิดไม่เกิน10% ของแรงบิดพิกัด ดังแสดงด้วยผลการจำลองการทำงานและผลการทดลองในรูปที่ 5.9 ซึ่งสามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้

*การทำงานในช่วง A :*

การทำงานในช่วงนี้เป็นการทำงานในสภาวะไร้โหลดที่ความเร็วคำสั่ง 453 rpm จะเห็นว่าจะไม่มีค่าความผิดพลาดของแรงบิดเกิดขึ้นเนื่องจากกระแสมีค่าเป็นศูนย์ และในช่วงนี้ $\hat{\lambda}_{control} = \hat{\lambda}$

*การทำงานในช่วง B :*

การทำงานในช่วงนี้เป็นการทำงานที่โหลดพิกัดที่ความเร็วคำสั่ง 453 rpm ซึ่งจะมีค่าความผิดพลาดของแรงบิดเท่ากับที่ออกแบบคือ 10% ของแรงบิดพิกัด(0.26 Nm) และสามารถคำนวณหาค่า $\hat{\lambda}$ ได้ดังนี้

$$\hat{\lambda} = e_\lambda + \lambda = \frac{-\Delta R\hat{i}_{\hat{q}}}{\omega} + \lambda = \frac{0.2*2.55*4.92}{453*\left(p/2*2\pi/60\right)} + 0.176 = 0.1936\ Wb$$

ซึ่งก็จะตรงกับผลการจำลองการทำงานและผลการทดลอง และมีการใช้ $\hat{\lambda}_{control} = \hat{\lambda}$ ตามที่ออกแบบ

*การทำงานในช่วง C :*

การทำงานในช่วงนี้เป็นการทำงานที่โหลดพิกัดที่ความเร็วคำสั่ง 200 rpm ซึ่งเป็นการทำงานในช่วงความเร็วที่ต่ำกว่า $\omega_1$ ดังนั้นจากการออกแบบจะใช้

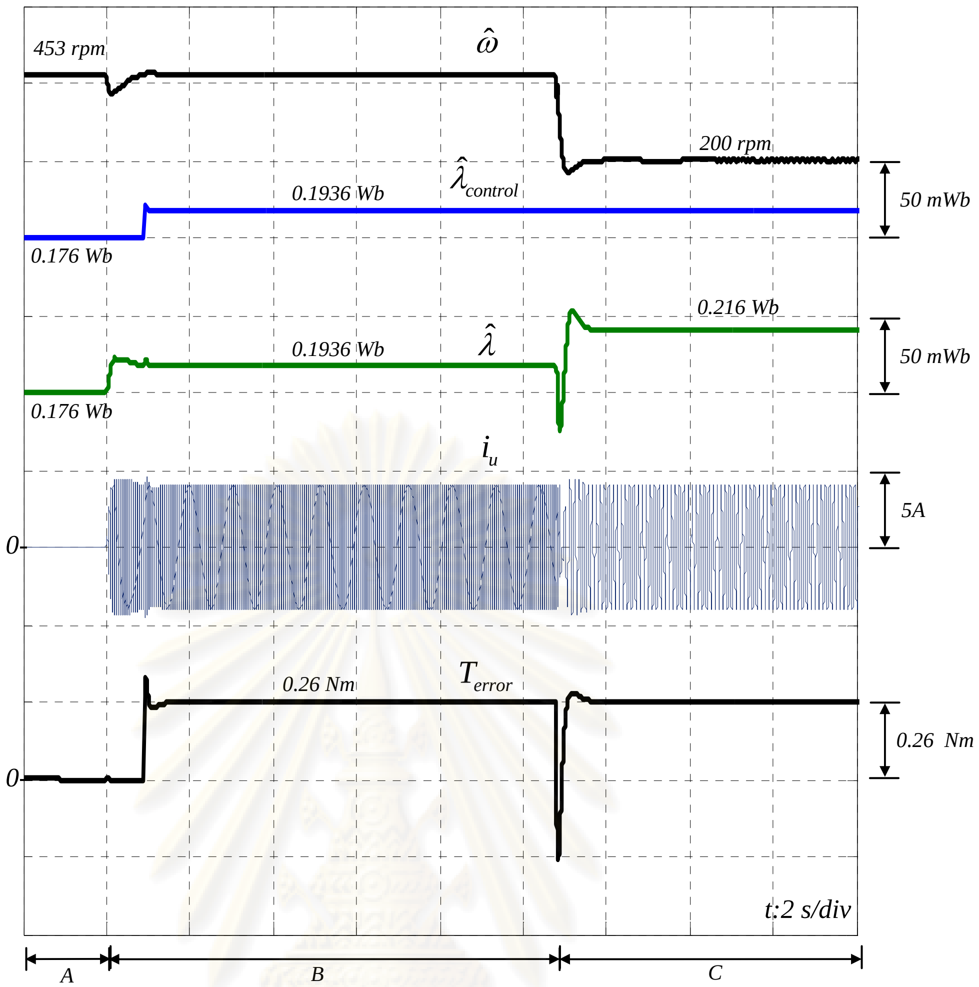
$$\hat{\lambda}_{control} = \hat{\lambda}\Big|_{|\hat{\omega}|=\omega_1=453\ rpm} = 0.1936\ Wb$$

ในส่วนของ $\hat{\lambda}$ ในช่วงการทำงานนี้สามารถคำนวณได้ดังนี้คือ

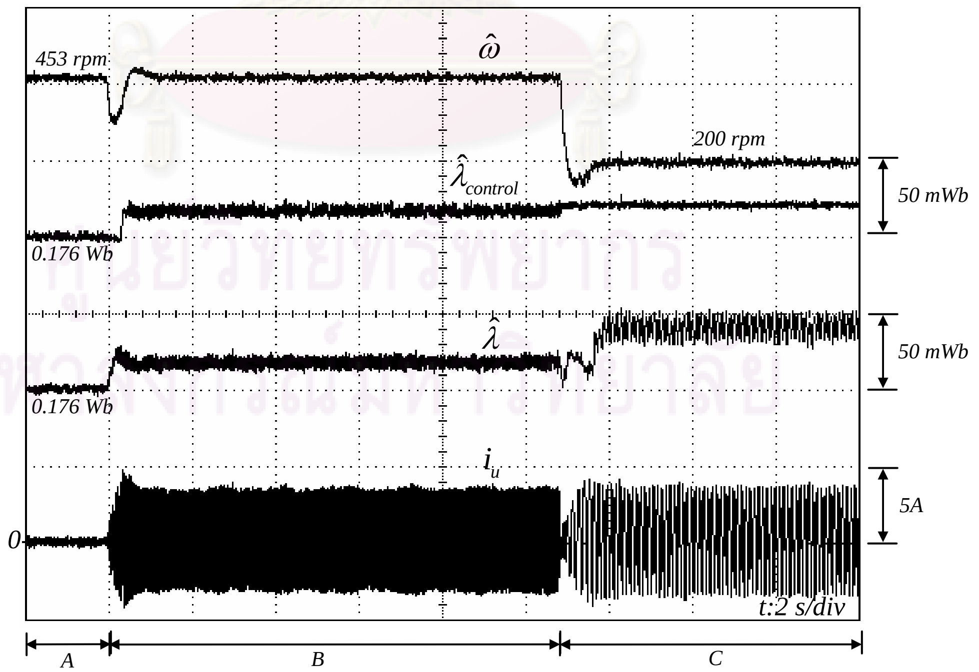
$$\hat{\lambda} = e_\lambda + \lambda = \frac{-\Delta R\hat{i}_{\hat{q}}}{\omega} + \lambda = \frac{0.2*2.55*4.92}{200*\left(p/2*2\pi/60\right)} + 0.176 = 0.216\ Wb$$

ซึ่งก็จะตรงกับผลการจำลองการทำงาน และผลการทดลองก็สอดคล้องกับผลการจำลองการทำงานด้วย ดังนั้นจากแนวทางการออกแบบ $\hat{\lambda}_{control}$ ที่นำเสนอนี้สามารถลดค่าความผิดพลาดของแรงบิดลงเมื่อเปรียบเทียบกับผลการจำลองการทำงานในเงื่อนไขเดียวกันในรูปที่ 5.3 ที่มีค่าความผิดพลาดของแรงบิดเท่ากับ 0.59 Nm

ดังนั้นกล่าวโดยสรุปแล้วจะเห็นว่าแนวทางในการออกแบบค่า $\hat{\lambda}_{control}$ ที่ได้นำเสนอนี้สามารถลดค่าความผิดพลาดของแรงบิดลงได้ โดยผลการจำลองการทำงานและผลการทดลองยืนยันความถูกต้องของแนวคิดที่ได้นำเสนอ




(ก) ผลการจำลองการทำงาน




(ข) ผลการทดลอง

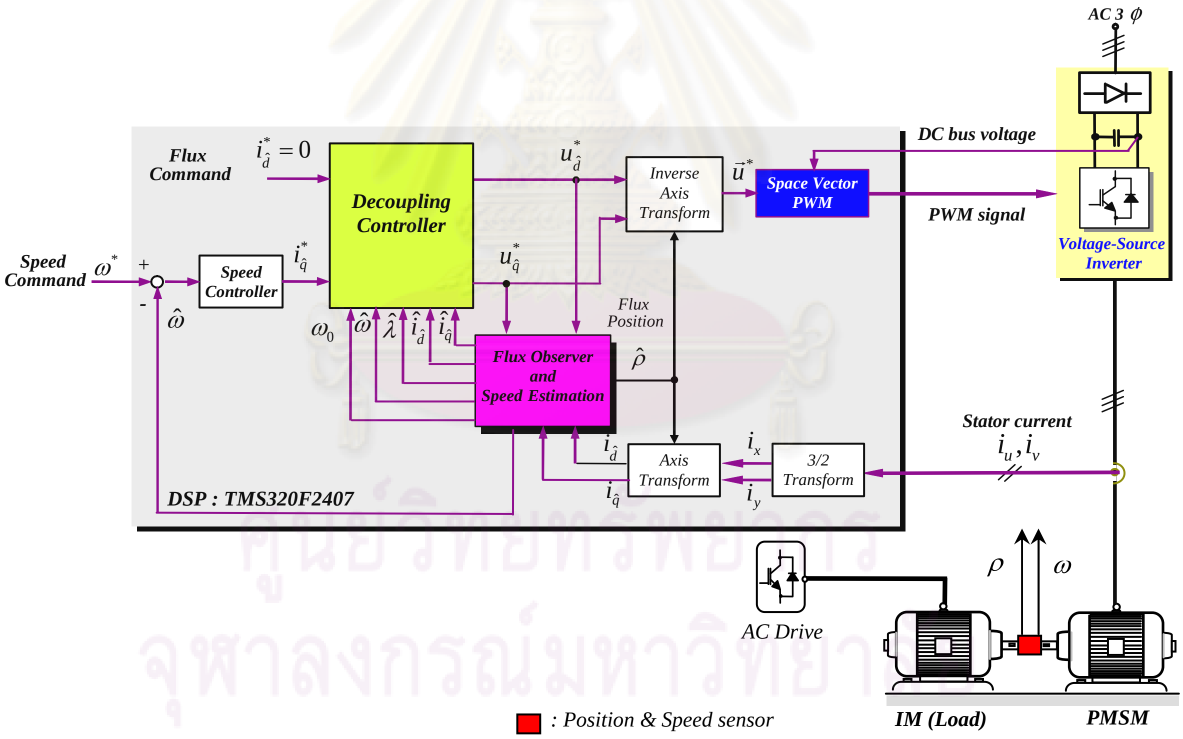
รูปที่ 5.9 ผลตอบสนองของการควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์เมื่อใช้แนวทางในการแก้ปัญหาจากค่าความผิดพลาดทางขนาดของฟลักซ์ในย่านความเร็วต่ำที่นำเสนอ โดยมี $|\Delta R| = 20$ %

# บทที่ 6

## ผลการทดลอง

### 6.1 โครงสร้างของระบบที่ใช้ในการทดลอง

โครงสร้างของระบบที่ใช้ในการทดลองแสดงในรูปที่ 6.1 ในส่วนของการควบคุมได้ใช้ตัวประมวลสัญญาณเชิงดิจิตัล (DSP) เบอร์ TMS320F2407 ของ บริษัท Texas Instrument ในการประมวลผล และใช้เวลาในการสุ่มสัญญาณ (Sampling time) 100 $\mu s$ ความถี่ในการสวิตซ์เท่ากับ 10 kHz สำหรับค่าแรงดันที่ใช้ในการคำนวณนั้นจะใช้ค่าคำสั่งแทนการตรวจจับแรงดันจริง โดยมีการชดเชยผลกระทบจากการประวิงเวลา (Dead time) ของสวิตซ์กำลังด้วย อนึ่งเพื่อเป็นการยืนยันถึงความถูกต้องของแนวคิดที่นำเสนอนี้จึงนำผลการจำลองการทำงานมารวมไว้เพื่อเปรียบเทียบด้วย ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์และตัวควบคุมความเร็วแสดงไว้ในภาคผนวก ก



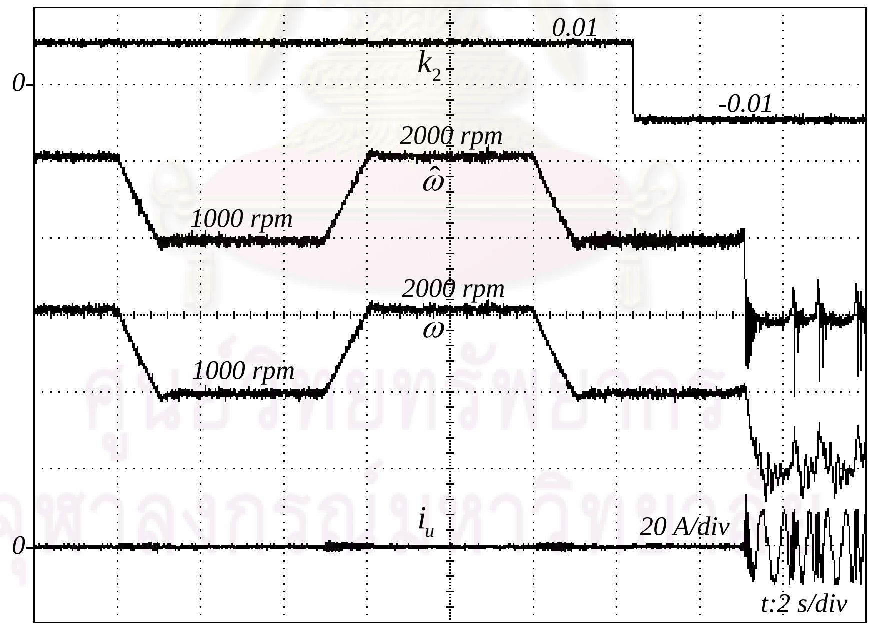

รูปที่ 6.1 โครงสร้างของระบบที่ใช้ในการทดลอง

## 6.2 ผลการทดลองเกี่ยวกับเสถียรภาพ

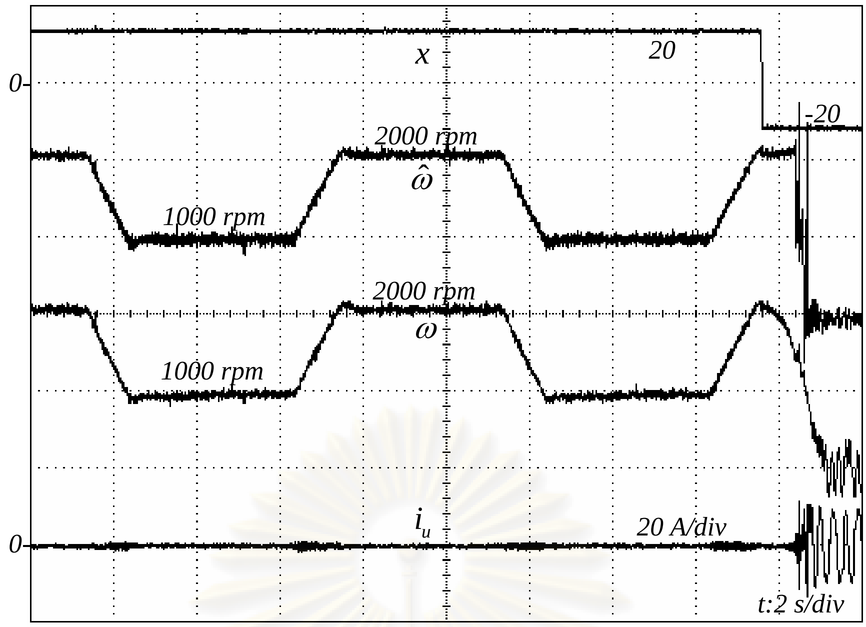
ในหัวข้อนี้จะเป็นผลการทดลองเกี่ยวกับเสถียรภาพของระบบประมาณ โดยมีการทดลองอยู่ 2 หัวข้อ การทดลองเกี่ยวกับเงื่อนไขความมีเสถียรภาพและผลการทดลองเกี่ยวกับการใช้อัตราขยายป้อนกลับที่ให้สัมประสิทธิ์การหน่วงต่ำและการขาดเสถียรภาพ ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

### 6.2.1 เงื่อนไขความมีเสถียรภาพ

เพื่อเป็นการยืนยันความถูกต้องของรูปสมการทั่วไปและเงื่อนไขของอัตราขยายป้อนกลับที่ทำให้ตัวสังเกตมีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงานที่นำเสนอในบทที่ 3 ในหัวข้อย่อยนี้จึงนำเสนอผลการทดลองเมื่ออัตราขยายป้อนกลับสอดคล้องและไม่สอดคล้องตามเงื่อนไขความมีเสถียรภาพ จากผลการทดลองที่แสดงในรูปที่ 6.2-6.3 จะเห็นได้ว่าระบบประมาณสามารถทำงานในขณะเร่งลดความเร็วระหว่าง 1000 rpm และ 2000 rpm ได้เป็นอย่างดีช่วงที่อัตราขยายป้อนกลับสอดคล้องตามเงื่อนไขการมีเสถียรภาพ กล่าวคือ $k_2 > 0$ ในรูปที่ 6.2 และ $x > 0$ ในรูปที่ 6.3 แต่ระบบจะขาดเสถียรภาพเมื่อปรับเปลี่ยนให้ $k_2 < 0$ หรือ $x < 0$ ดังนั้นสามารถสรุปได้ว่ารูปสมการทั่วไปและเงื่อนไขของอัตราขยายป้อนกลับที่นำเสนอมีความถูกต้อง




รูปที่ 6.2 ผลการทดลองในกรณีที่อัตราขยายป้อนกลับสอดคล้องและไม่สอดคล้องกับเงื่อนไขความมีเสถียรภาพ ($k_2$ เปลี่ยนจาก +0.01 เป็น -0.01) โดยที่ $y = -\hat{\omega},\ x = R/L$



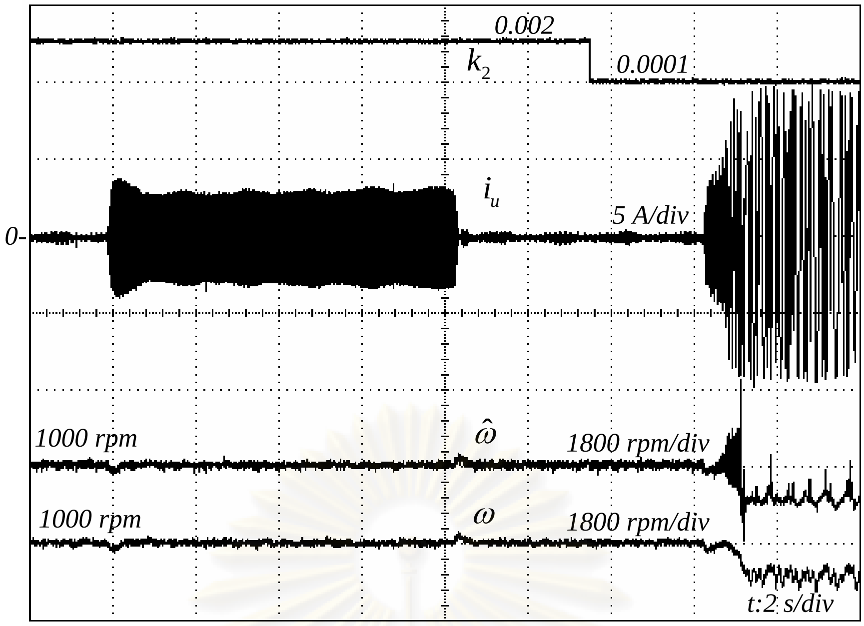

รูปที่ 6.3 ผลการทดลองในกรณีที่อัตราขยายป้อนกลับสอดคล้องและไม่สอดคล้องกับเงื่อนไขความมีเสถียรภาพ ( $x$ เปลี่ยนจาก +20 เป็น -20) โดยที่ $y = -\hat{\omega},\ k_2 = L$

### 6.2.2 การใช้อัตราขยายป้อนกลับที่ให้สัมประสิทธิ์การหน่วงต่ำและการขาดเสถียรภาพ

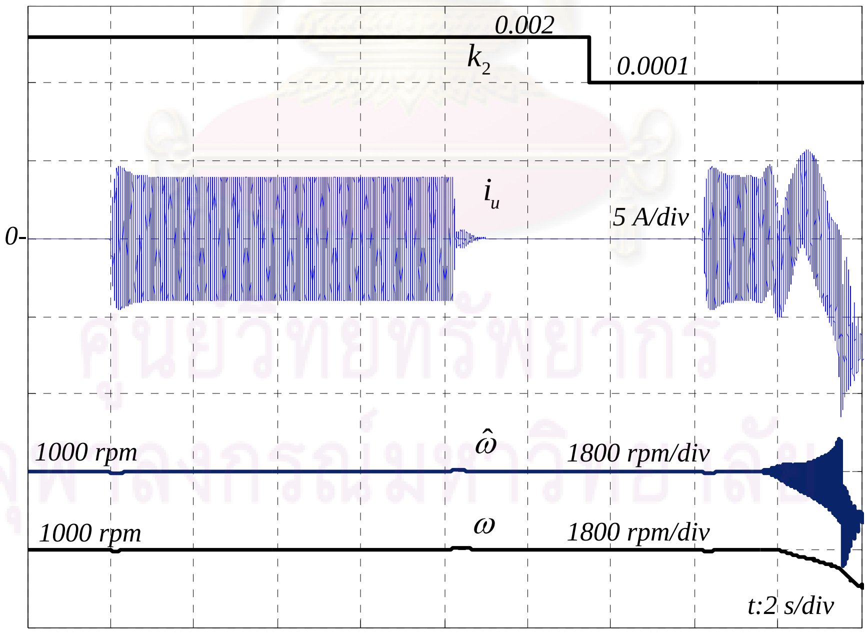
ในหัวข้อย่อยนี้จะนำเสนอปรากฏการณ์การขาดเสถียรภาพของระบบโดยรวมเมื่อมีการใช้ตัวสังเกตที่มีสัมประสิทธิ์การหน่วงต่ำ ผลการทดลองที่แสดงในรูปที่ 6.4-6.5 สามารถอธิบายได้ดังนี้ ผลการทดลองในรูปที่ 6.4 เป็นการทำงานที่ความเร็วคำสั่ง 1000 rpm ในกรณี $y = -\hat{\omega}, x = R/L$ ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อค่า $k_2 = 0.002$ ระบบสามารถทำงานขับโหลดแบบขั้นที่พิกัดได้อย่างมีเสถียรภาพ แต่เมื่อลดค่า $k_2$ ลงเป็น $k_2 = 0.0001$ จะเห็นว่าระบบโดยรวมจะขาดเสถียรภาพเมื่อมีโหลดแบบขั้น ซึ่งก็สอดคล้องกับผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 6.5 เราสามารถคำนวณหาค่าตำแหน่งศูนย์และขั้ววงรอบเปิดที่ $k_2 = 0.0001$ ได้ดังนี้

$$\left.\begin{array}{ll} z_1 = -118, & z_{2,3} = -0.24 \pm j314 \\ p_{1,2} = -0.48 \pm j315, & p_{3,4} = -118 \pm j1.3 \end{array}\right\} \tag{6.1}$$

จากสมการที่ (6.1) จะเห็นว่าศูนย์เด่น (Dominant zeros) $z_{2,3}$ และขั้วเด่น (Dominant poles) $p_{1,2}$ จะมีสัมประสิทธิ์การหน่วง ( $\xi$ ) ที่ต่ำมาก ประมาณ $7.63 \times 10^{-4}$ และ $15 \times 10^{-4}$ ตามลำดับ ซึ่งเป็นสาเหตุที่ทำให้เมื่อป้อนกลับค่าประมาณจากตัวสังเกตไปใช้ในระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ระบบวงรอบปิดจึงขาดเสถียรภาพ




รูปที่ 6.4 ผลการทดลองในกรณีที่ใช้อัตราขยายป้อนกลับที่ให้สัมประสิทธิ์การหน่วงที่เพียงพอหรือต่ำ ($k_2$ เปลี่ยนจาก 0.002 เป็น 0.0001) ที่ความเร็วคำสั่ง1000 rpm โดยที่ $y=-\hat{\omega}, x=R/L$




รูปที่ 6.5 ผลการจำลองการทำงานในกรณีที่ใช้อัตราขยายป้อนกลับที่ให้สัมประสิทธิ์การหน่วงที่เพียงพอหรือต่ำ ($k_2$ เปลี่ยนจาก 0.002 เป็น 0.0001) ที่ความเร็วคำสั่ง 1000 rpm โดยที่ $y=-\hat{\omega}, x=R/L$

## 6.3 ผลการทดลองเกี่ยวกับสมรรถนะโดยรวมของระบบที่ได้ทำการออกแบบ

สำหรับผลการทดลองที่จะนำเสนอตั้งแต่หัวข้อนี้เป็นต้นไปจะใช้อัตราขยายป้อนกลับที่ออกแบบตามวิธีการที่นำเสนอในบทที่ 4 ซึ่งนำมาเขียนใหม่คือ

$$x = |\omega_0|, \quad y = -\omega_0, \quad k_2 = L\left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2 \tag{6.2}$$

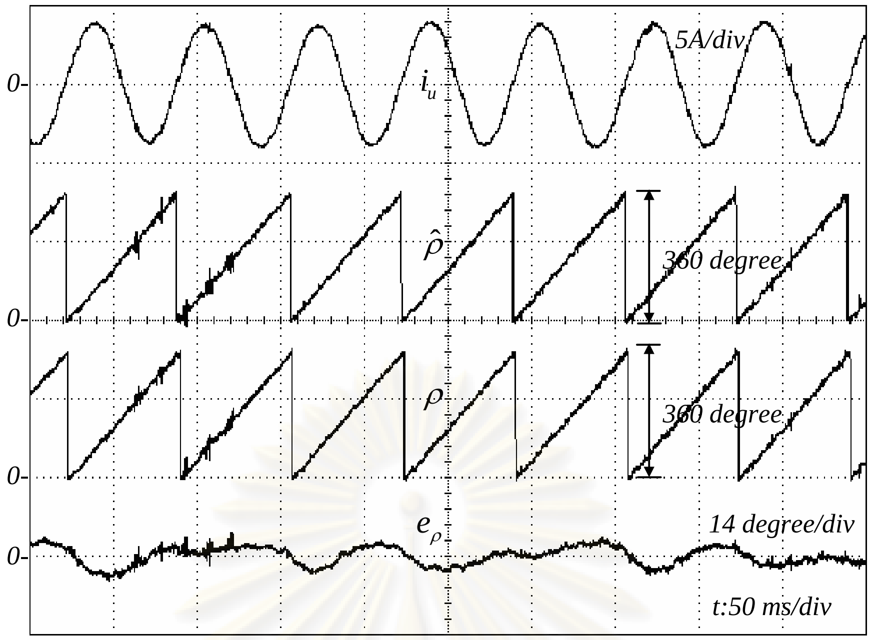
หรือ

$$\left.\begin{aligned} G_1 &= -|\omega_0| + \frac{R}{L},\ G_2 = \omega_0 - \omega, \\ H_1 &= L|\omega_0|,\ H_2 = -L(\omega_0 - \omega) - L\frac{\omega_0^2}{\omega} \end{aligned}\right\} \tag{6.3}$$

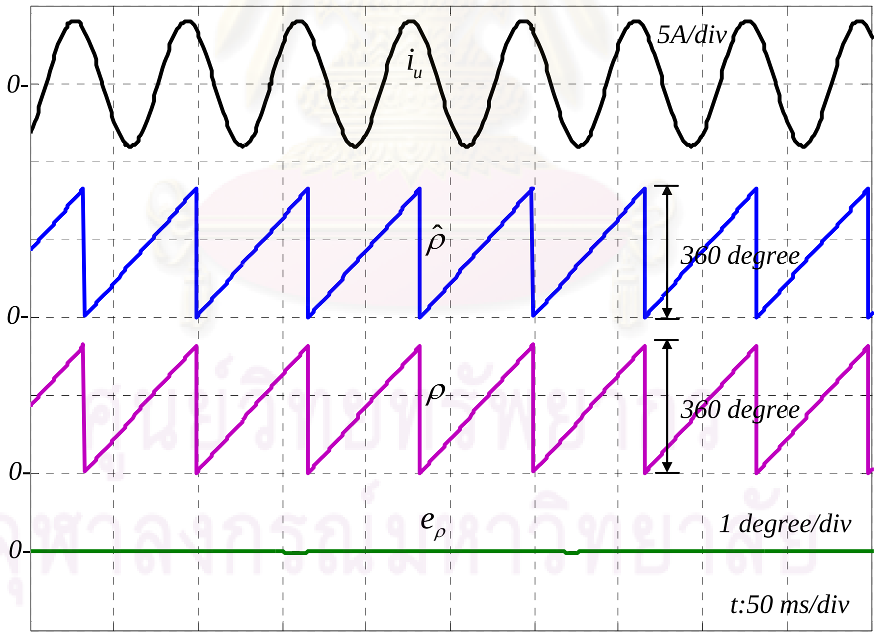
ซึ่งผลตอบสนองในรูปที่ 6.6-6.41 แสดงถึงสมรรถนะของระบบที่ได้ทำการออกแบบ โดยมีรายละเอียดดังนี้

### 6.3.1 ผลการทดลองในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็วต่าง ๆ

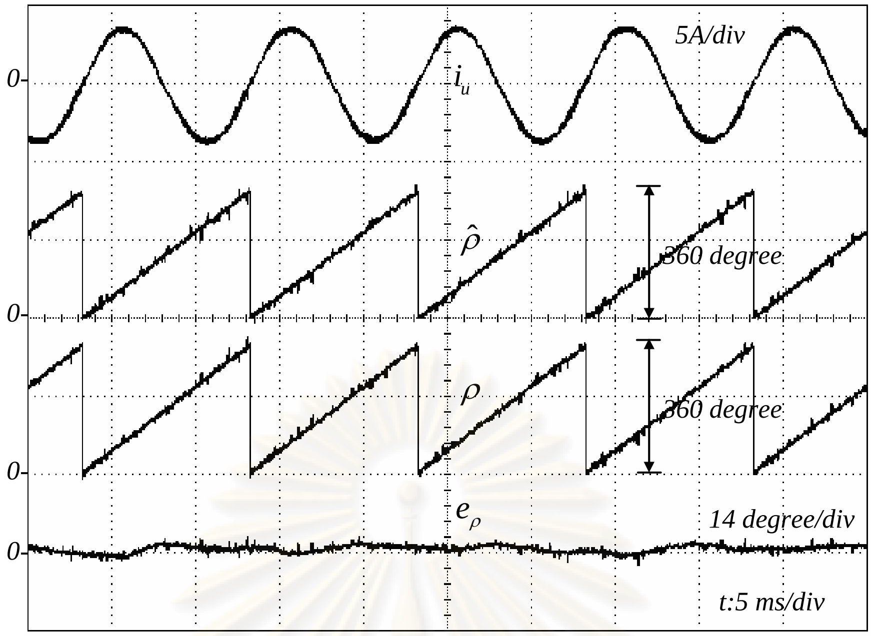
รูปที่ 6.6-6.7 และ 6.8-6.9 เป็นผลการทดลองและผลการจำลองการทำงานที่แสดงถึงสมรรถนะในสภาวะอยู่ตัวของระบบขับเคลื่อนแบบไร้เซนเซอร์ที่นำเสนอในย่านความเร็วต่ำ (300 rpm) และย่านความเร็วสูง (2000 rpm) ตามลำดับ โดยมีโหลดที่ค่าพิกัด จากผลในรูปที่ 6.6-6.9 จะเห็นว่าค่าความผิดพลาดของตำแหน่ง $e_\rho$ นั้นโดยเฉลี่ยเป็นศูนย์ค่าผิดพลาดสูงสุดอยู่ที่ประมาณ 3 องศา และมีค่าลดลงที่ความเร็วสูงขึ้น การควบคุมกระแสก็สามารถทำงานได้เป็นอย่างดีโดยรูปคลื่นกระแสจะเป็นรูปไซน์และปราศจากการแกว่ง นอกจากนั้นผลการทดลองก็สอดคล้องกับผลการจำลองการทำงานเป็นอย่างดี



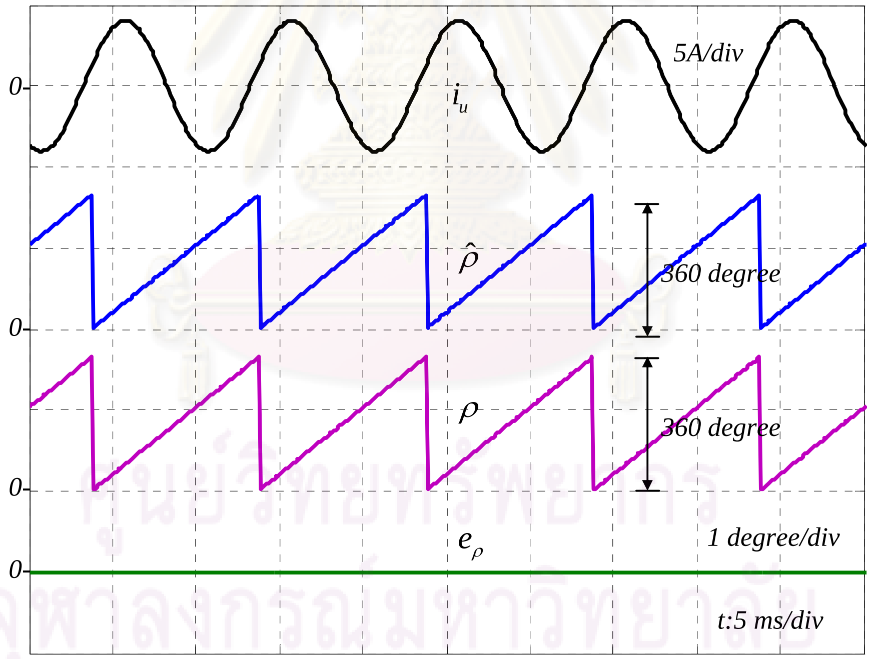

รูปที่ 6.6 ผลการทดลองในสภาวะอยู่ตัวที่แรงบิดพิกัดและความเร็วคำสั่ง 300 rpm




รูปที่ 6.7 ผลการจำลองการทำงานในสภาวะอยู่ตัวที่แรงบิดพิกัดและความเร็วคำสั่ง 300 rpm




รูปที่ 6.8 ผลการทดลองในสภาวะอยู่ตัวที่แรงบิดพิกัดและความเร็วคำสั่ง 2000 rpm

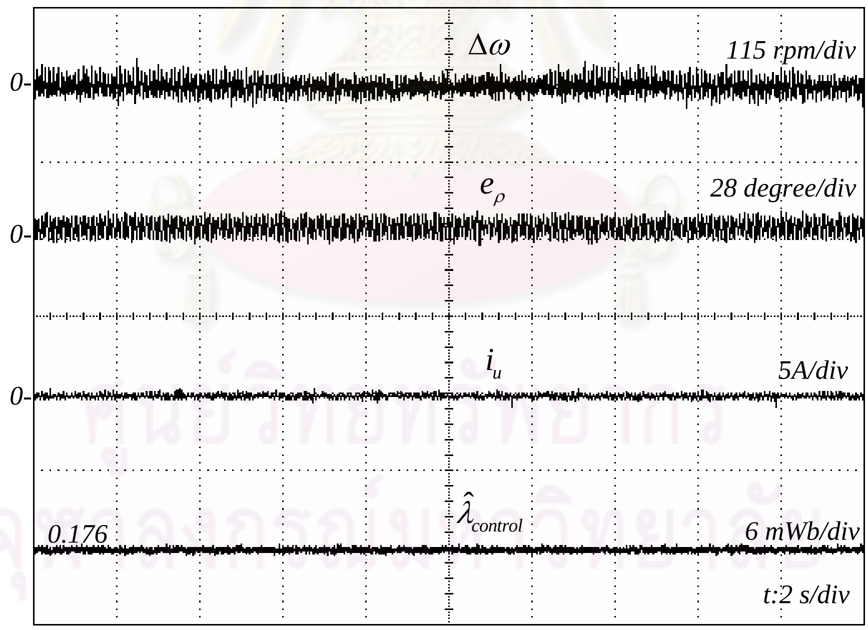



รูปที่ 6.9 ผลการจำลองการทำงานในสภาวะอยู่ตัวที่แรงบิดพิกัดและความเร็วคำสั่ง 2000 rpm

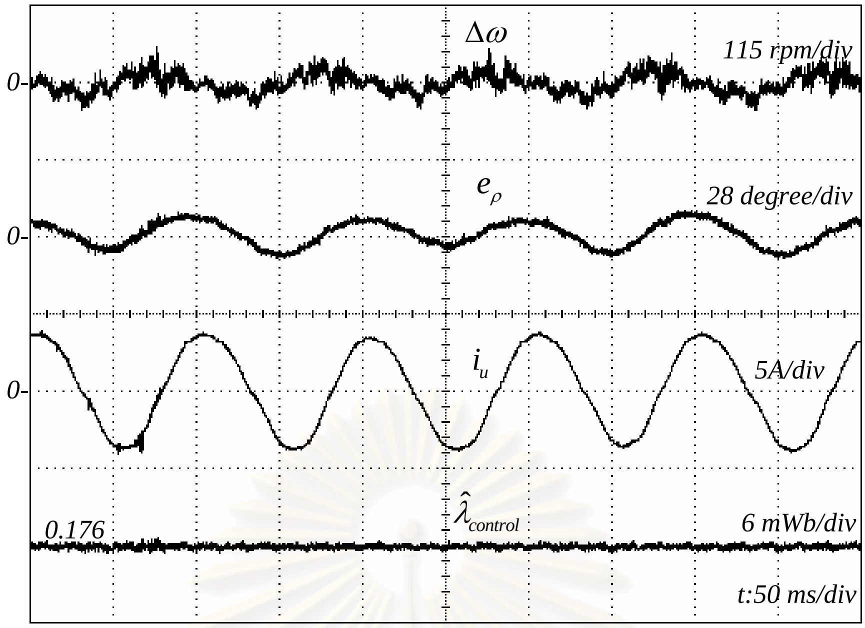
### 6.3.2 ผลการทดลองในย่านความเร็วต่ำมาก

ในหัวข้อนี้จะเป็นการทดสอบระบบขับเคลื่อนแบบไร้เซนเซอร์ที่นำเสนอในย่านความเร็วต่ำมาก โดยผลการทดลองแสดงในรูปที่ 6.10-6.19 จะเห็นว่าระบบขับเคลื่อนที่นำเสนอ

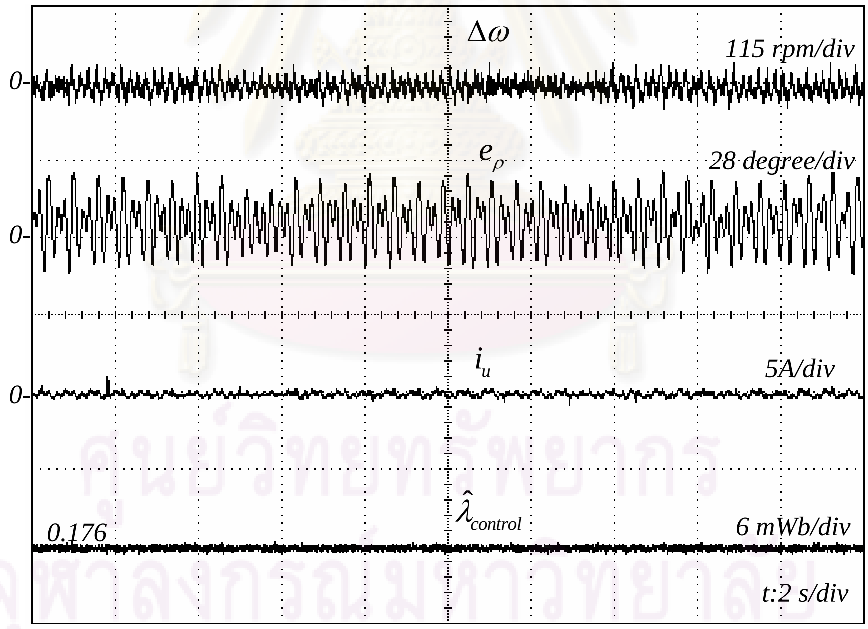
สามารถขับโหลดที่พิกัดได้ที่ความเร็วต่ำสุดที่ 50 rpm (รูปที่ 6.17) อย่างไรก็ตามการแกว่งหรือการกระเพื่อมของค่าความเร็วและตำแหน่งจะมีมากเมื่อทำงานที่ความเร็วต่ำกว่า 100 rpm ทั้งนี้เนื่องจากค่าแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำมีค่าต่ำมากในย่านความเร็วต่ำ ผลกระทบจากคุณสมบัติไม่เชิงเส้นของอินเวอร์เตอร์ ค่าความผิดพลาดจากการตรวจจับกระแส ค่าความผิดพลาดจากการใช้แรงดันคำสั่งแทนค่าแรงดันจริง การชดเชยผลของการประวิงเวลาที่ไม่สมบูรณ์ ฯลฯ ล้วนเป็นปัญหาสำคัญที่ส่งอิทธิพลต่อ การประมาณค่าของตัวสังเกต ซึ่งนำไปสู่การขาดเสถียรภาพของระบบโดยรวมในย่านความเร็วต่ำมากในทางปฏิบัติได้ ในรูปที่ 6.18 และ 6.19 ระบบโดยรวมจะขาดเสถียรภาพเมื่อขับโหลดประมาณ 25% ของพิกัดที่ความเร็ว 25 rpm นอกจากนั้นแล้วสิ่งที่สังเกตได้จากการทดสอบนี้คือค่าความผิดพลาดของระบบประมาณ (ความเร็วและตำแหน่ง) ตั้งแต่ความเร็วต่ำกว่า 100 rpm จะมีค่ามากในสภาวะไร้โหลด แต่จะมีค่าน้อยเมื่อมีโหลด ทั้งนี้เป็นเพราะว่าข้อมูลกระแสที่ตัวสังเกตใช้ในการประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งในสภาวะไร้โหลดนั้นได้ผนวกเอาผลความไม่เป็นอุดมคติข้างต้นไว้ด้วย จึงทำให้เกิดค่าความผิดพลาดค่อนข้างมาก แต่ในขณะที่ขับโหลดนั้นองค์ประกอบหลักมูลของกระแสมีค่ามากเพียงพอที่จะละเลยผลความไม่เป็นอุดมคติดังที่กล่าวมาได้ จึงเป็นเหตุผลที่ทำให้ตัวสังเกตประมาณค่าได้ถูกต้องมากกว่าตอนไร้โหลด



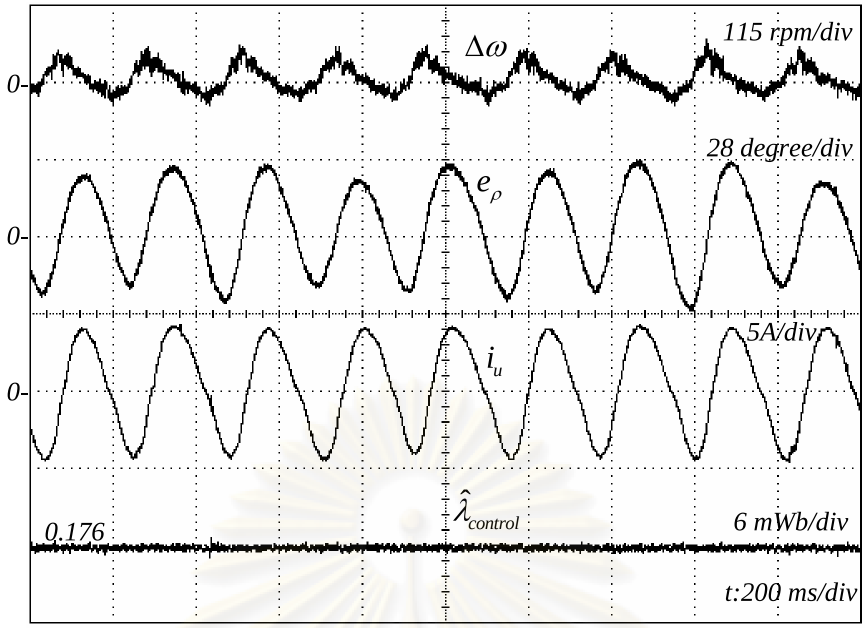

รูปที่ 6.10 ผลการทดลองในขณะไร้โหลดที่ความเร็วคำสั่ง 200 rpm



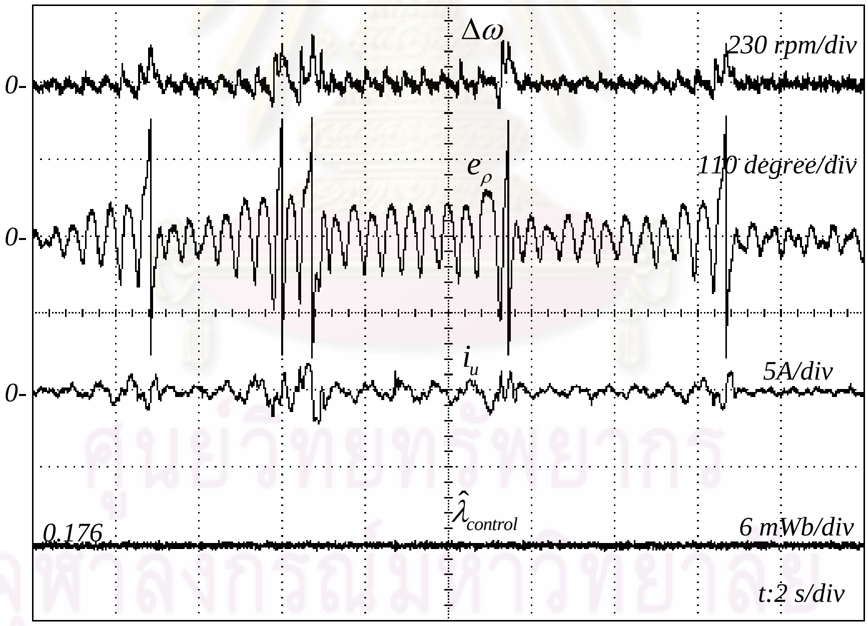

รูปที่ 6.11 ผลการทดลองในขณะขับโหลดที่พิกัดที่ความเร็วคำสั่ง 200 rpm



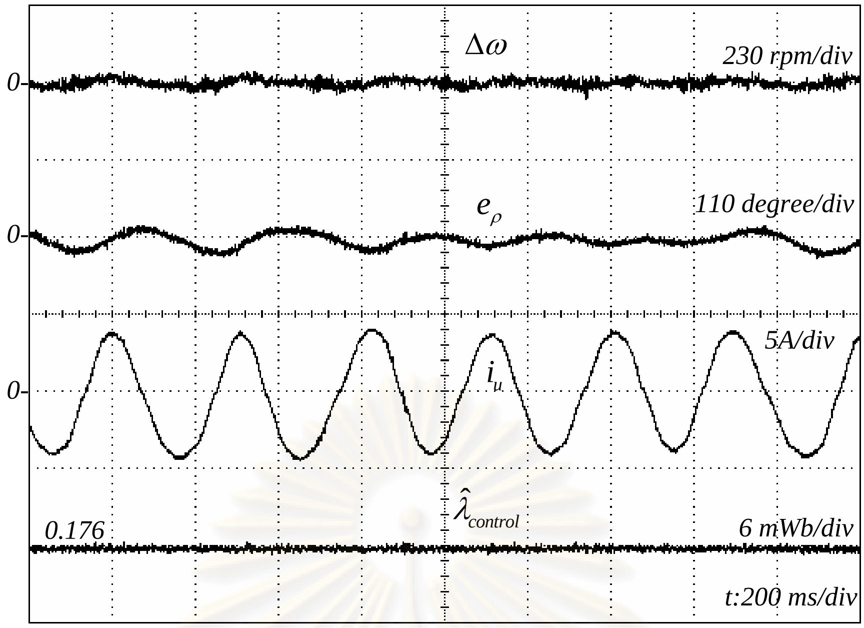

รูปที่ 6.12 ผลการทดลองในขณะไร้โหลดที่ความเร็วคำสั่ง 100 rpm



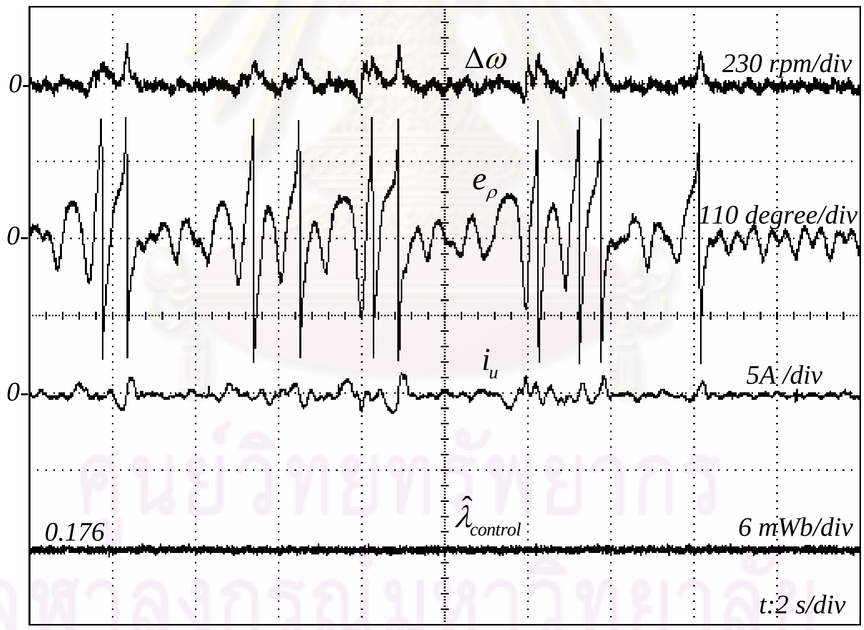

รูปที่ 6.13 ผลการทดลองในขณะขับโหลดที่พิกัดที่ความเร็วคำสั่ง 100 rpm



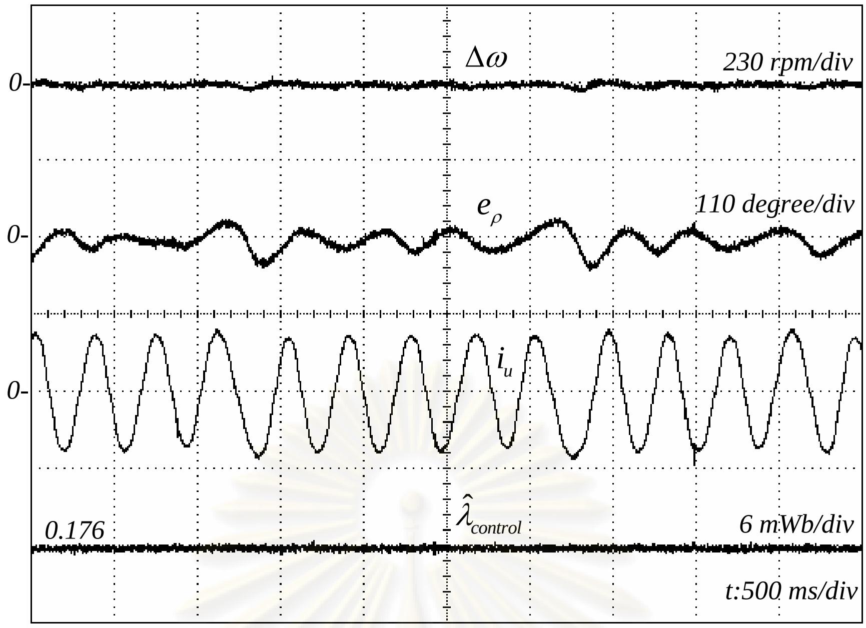

รูปที่ 6.14 ผลการทดลองในขณะไร้โหลดที่ความเร็วคำสั่ง 75 rpm



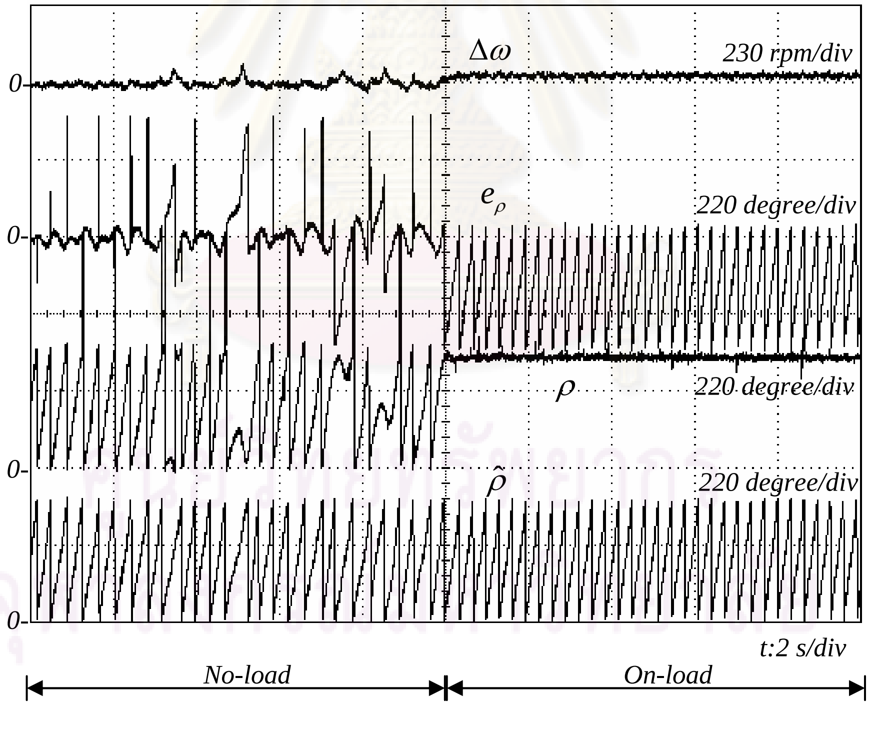

รูปที่ 6.15 ผลการทดลองในขณะขับโหลดที่พิกัดที่ความเร็วคำสั่ง 75 rpm



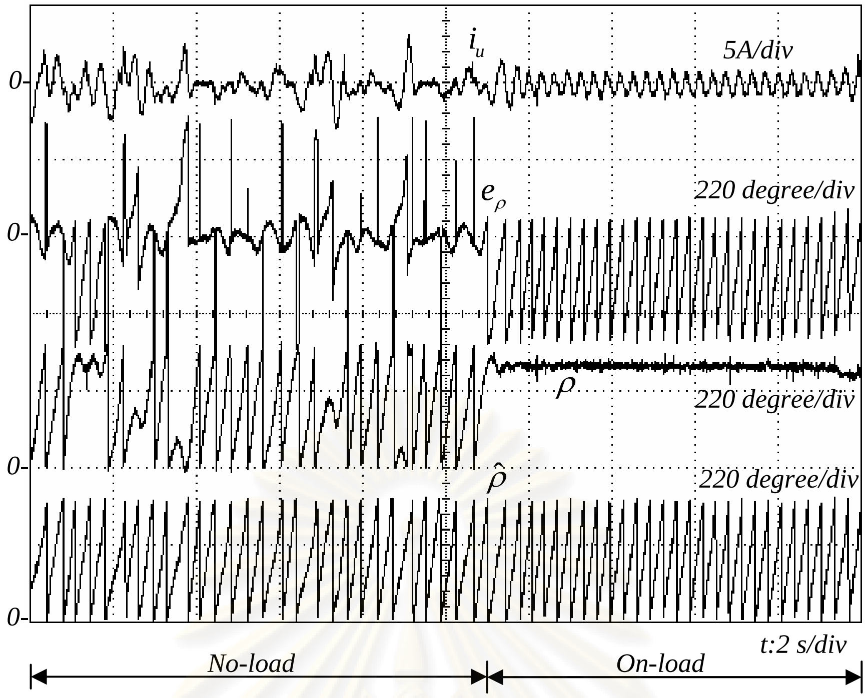

รูปที่ 6.16 ผลการทดลองในขณะไร้โหลดที่ความเร็วคำสั่ง 50 rpm




รูปที่ 6.17 ผลการทดลองในขณะขับโหลดที่พิกัดที่ความเร็วคำสั่ง 50 rpm



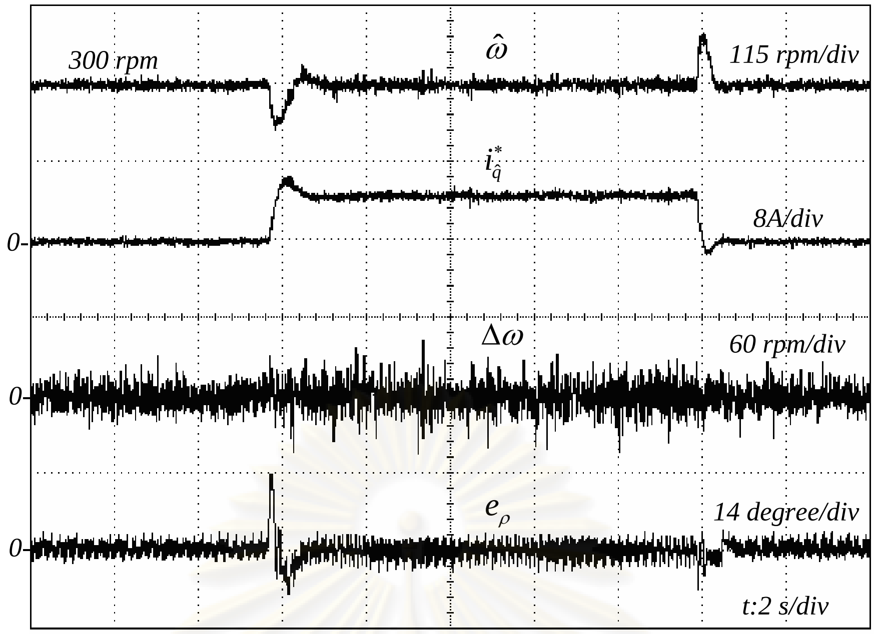

รูปที่ 6.18 ผลการทดลองในขณะที่ระบบโดยรวมขาดเสถียรภาพจากการขับโหลดที่ 25% ของพิกัด ที่ความเร็วคำสั่ง 25 rpm (ข้อมูลความเร็วและตำแหน่ง)



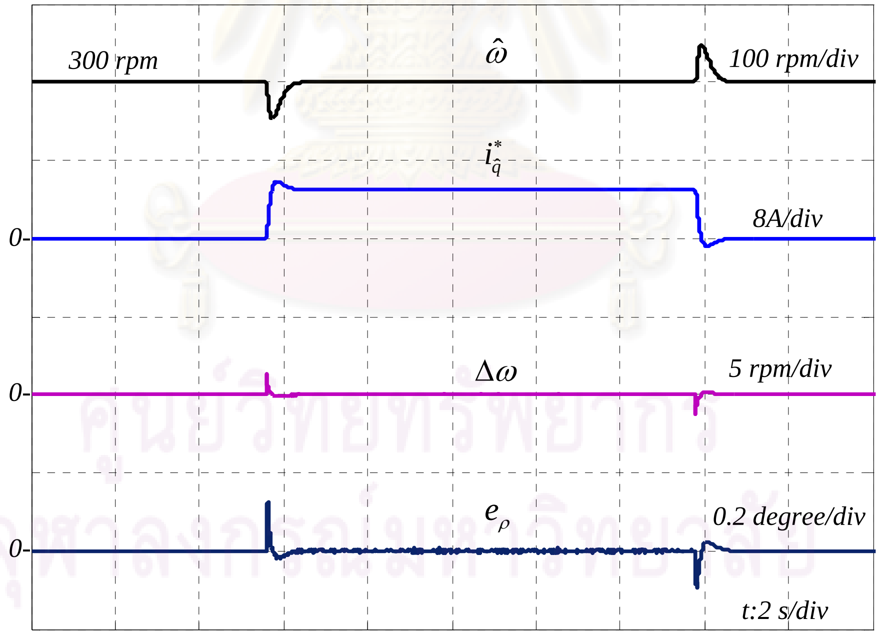

รูปที่ 6.19 ผลการทดลองในขณะที่ระบบโดยรวมขาดเสถียรภาพจากการขับโหลดที่ 25% ของพิกัด ที่ความเร็วคำสั่ง 25 rpm (ข้อมูลกระแสและตำแหน่ง)

### 6.3.3 ผลตอบสนองในขณะเกิดโหลดแบบขั้น

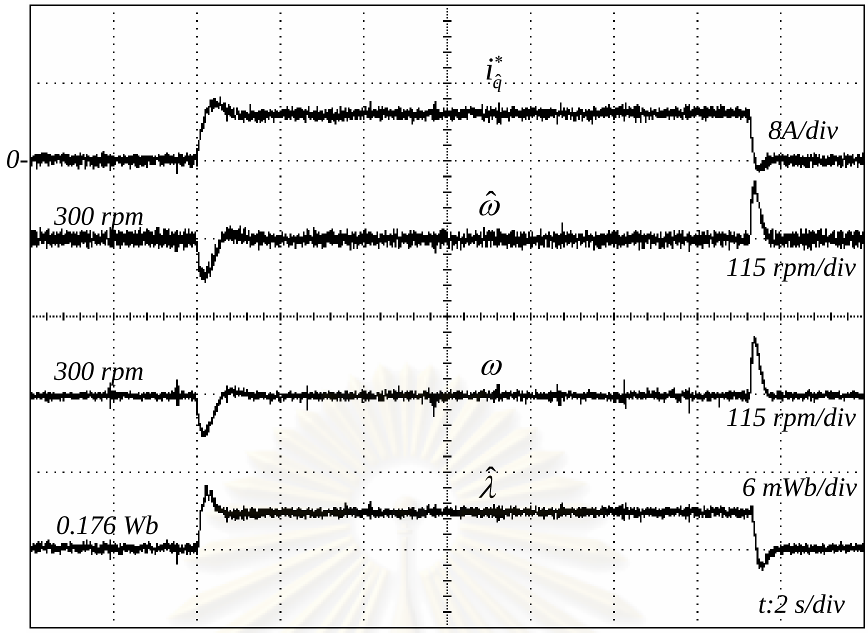
รูปที่ 6.20-6.23 และ 6.24-6.27 แสดงผลตอบสนองของระบบในขณะเกิดโหลดแบบขั้นที่พิกัดขึ้น ที่ความเร็ว 300 rpm และ 2000 rpm ตามลำดับ จากผลการจำลองและผลการทดลองในรูปที่ 6.20-6.27 จะเห็นว่าค่าความผิดพลาดของความเร็วประมาณ $\Delta\omega$ มีค่าประมาณศูนย์ทั้งในสภาวะชั่วครู่และในสภาวะอยู่ตัว และเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงของโหลดอย่างรวดเร็วนั้น ค่าความผิดพลาดของตำแหน่ง $e_\rho$ จะเพิ่มขึ้นเล็กน้อยและลู่เข้าสู่ศูนย์อย่างรวดเร็ว ดังนั้นการออกแบบระบบที่นำเสนอนี้ ให้ผลตอบสนองทางพลวัตในขณะเกิดโหลดแบบขั้นได้เป็นอย่างดี รูปที่ 6.22 และ 6.26 แสดงถึงข้อมูลขนาดของฟลักซ์แม่เหล็ก ซึ่งจะเห็นว่าค่าความผิดพลาดทางขนาดของฟลักซ์มีค่าน้อยมาก โดยมีค่าประมาณ 3 mWb ((1.7% เมื่อเทียบกับค่าที่ระบุจากป้าย (norminal)) และ 0.6 mWb (0.34% เมื่อเทียบกับค่าที่ระบุ) ที่ความเร็ว 300 rpm และ 2000 rpm ตามลำดับ การที่ค่าผิดพลาดมีค่าน้อยลงเมื่อความเร็วสูงขึ้น ชี้ให้เห็นว่าความผิดพลาดนี้น่าจะเป็นผลมาจากค่าพารามิเตอร์ เช่น ความต้านทาน ความเหนี่ยวนำ ฯลฯ ซึ่งจะมีผลมากในย่านความเร็วต่ำ



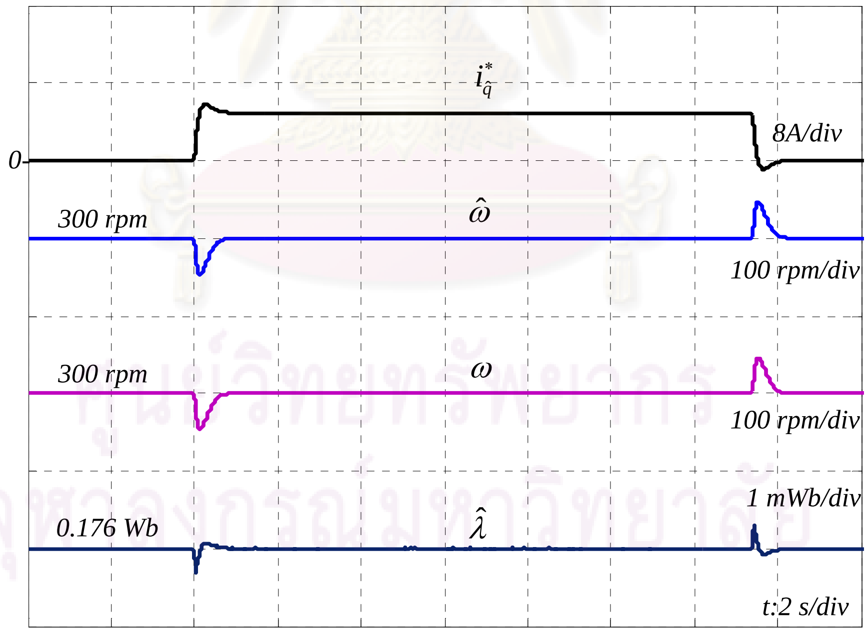

รูปที่ 6.20 ผลการทดลองในขณะเกิดโหลดแบบขั้นที่แรงบิดพิกัดและความเร็วคำสั่ง 300 rpm (ข้อมูลความเร็ว ตำแหน่ง และกระแสสร้างแรงบิด)



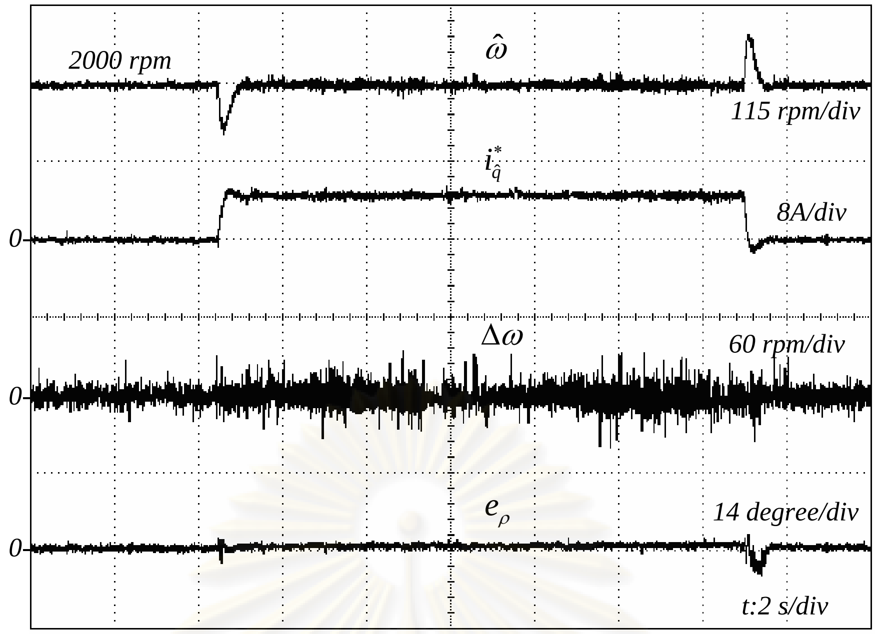

รูปที่ 6.21 ผลการจำลองการทำงานในขณะเกิดโหลดแบบขั้นที่แรงบิดพิกัดและความเร็วคำสั่ง 300 rpm (ข้อมูลความเร็ว ตำแหน่ง และกระแสสร้างแรงบิด)



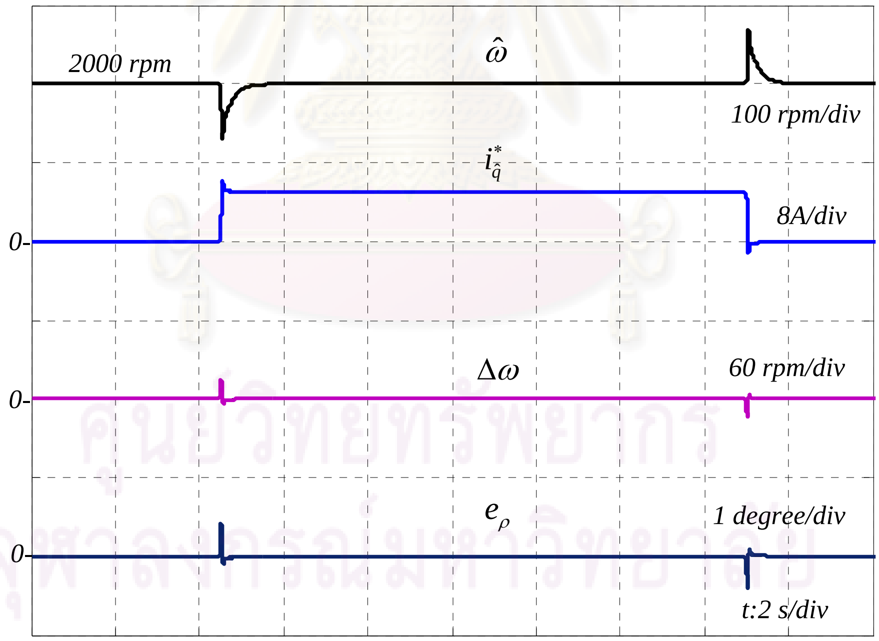

รูปที่ 6.22 ผลการทดลองในขณะเกิดโหลดแบบขั้นที่แรงบิดพิกัดและความเร็วคำสั่ง 300 rpm (ข้อมูลความเร็ว ตำแหน่ง และฟลักซ์แม่เหล็ก)



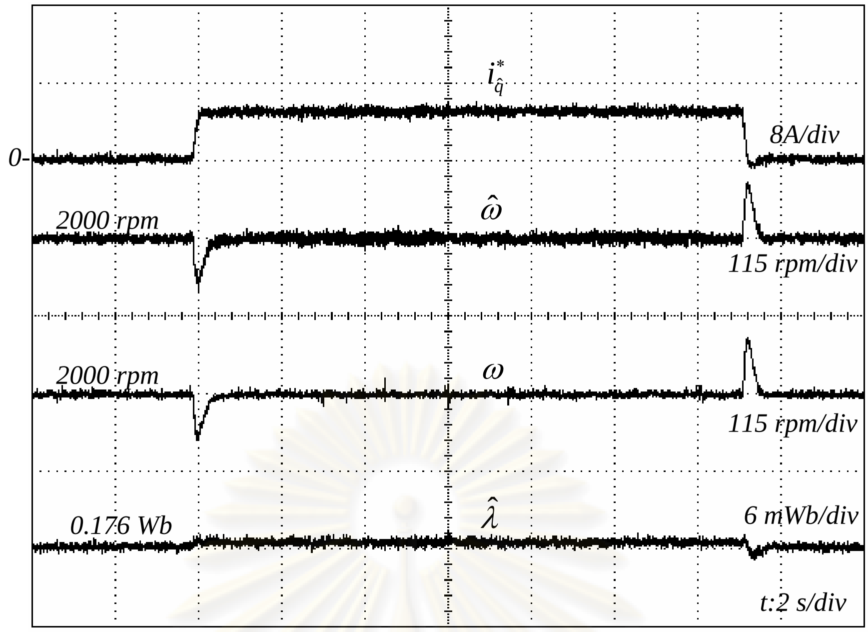

รูปที่ 6.23 ผลการจำลองการทำงานในขณะเกิดโหลดแบบขั้นที่แรงบิดพิกัดและความเร็วคำสั่ง 300 rpm (ข้อมูลความเร็ว ตำแหน่ง และฟลักซ์แม่เหล็ก)



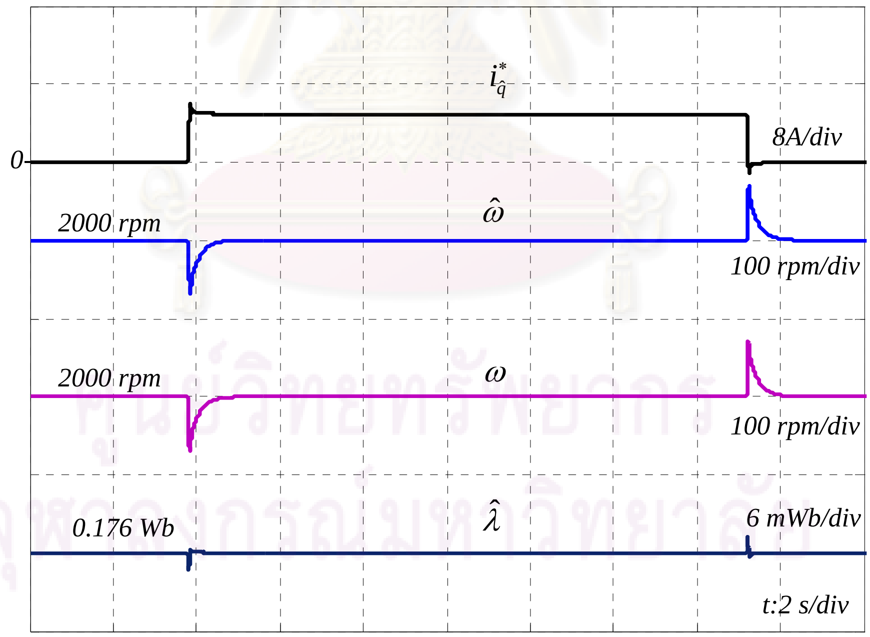

รูปที่ 6.24  ผลการทดลองในขณะเกิดโหลดแบบขั้นที่แรงบิดพิกัดและความเร็วคำสั่ง 2000 rpm (ข้อมูลความเร็ว ตำแหน่ง และกระแสสร้างแรงบิด)




รูปที่ 6.25  ผลการจำลองการทำงานในขณะเกิดโหลดแบบขั้นที่แรงบิดพิกัดและความเร็วคำสั่ง 2000 rpm (ข้อมูลความเร็ว ตำแหน่ง และกระแสสร้างแรงบิด)




รูปที่ 6.26 ผลการทดลองในขณะเกิดโหลดแบบขั้นที่แรงบิดพิกัดและความเร็วคำสั่ง 2000 rpm (ข้อมูลความเร็ว ตำแหน่ง และฟลักซ์แม่เหล็ก)




รูปที่ 6.27 ผลการจำลองการทำงานในขณะเกิดโหลดแบบขั้นที่แรงบิดพิกัดและความเร็วคำสั่ง 2000 rpm (ข้อมูลความเร็ว ตำแหน่ง และฟลักซ์แม่เหล็ก)

### 6.3.4 ผลการทดลองในขณะเร่งลดความเร็ว

รูปที่ 6.28-6.29 แสดงถึงผลตอบสนองในขณะเร่งลดความเร็วระหว่าง 1000 rpm และ 2000 rpm และไม่มีค่าความผิดพลาดของพารามิเตอร์ จากผลการทดลองในรูปที่ 6.28 จะเห็นว่าความเร็วประมาณ $\hat{\omega}$ สามารถติดตามความเร็วจริงได้เป็นอย่างดีในขณะเร่งลดความเร็ว โดยที่ค่าความผิดพลาดของความเร็ว $\Delta\omega$ มีค่าตามที่ออกแบบกล่าวคือประมาณ 10 rpm และมีค่าประมาณศูนย์ในสภาวะอยู่ตัว สำหรับค่าความผิดพลาดของตำแหน่ง $e_\rho$ นั้นก็มีค่าประมาณศูนย์ในสภาวะอยู่ตัวและมีค่าน้อยกว่า 8 องศา ในสภาวะชั่วครู่ สอดคล้องกับผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 6.30 จากลักษณะพลวัตของค่าความผิดพลาดของระบบประมาณจะเห็นว่าผลตอบสนองมีการหน่วงเป็นที่น่าพอใจโดยปราศจากการแกว่งของค่าประมาณ

### 6.3.5 ผลการทดลองในขณะกลับทิศทางการหมุน

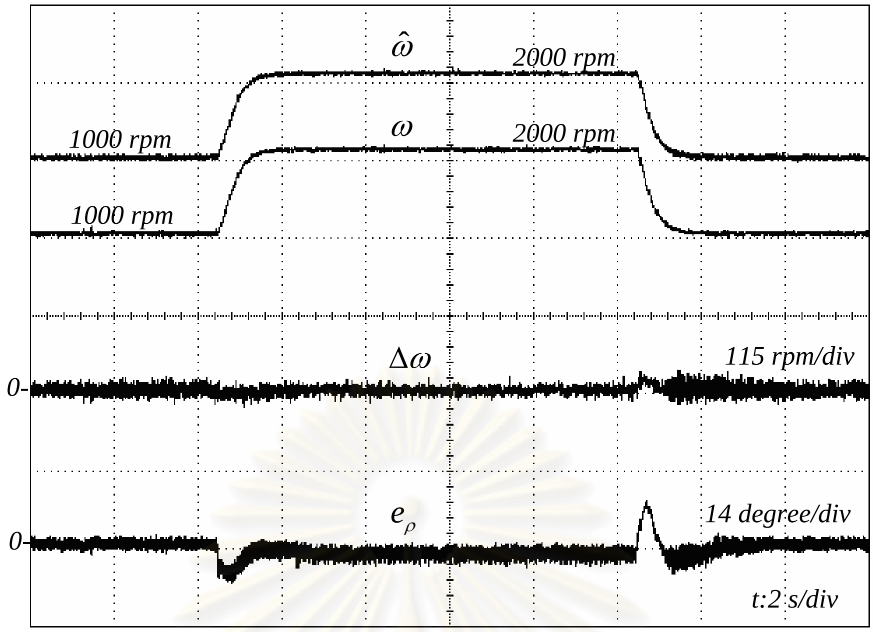
รูปที่ 6.30-6.31 เป็นผลตอบสนองในขณะกลับทิศทางการหมุนระหว่าง 2000 rpm และ -2000 rpm ซึ่งจะเห็นว่าระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งที่นำเสนอ สามารถควบคุมมอเตอร์ให้กลับทิศทางการหมุนตามค่าคำสั่งได้เป็นที่น่าพอใจ ซึ่งจะเห็นได้จากค่าความเร็วประมาณและค่าความเร็วจริงสามารถติดตามค่าความเร็วคำสั่งได้เป็นอย่างดี ทั้งจากผลการจำลองการทำงานและผลการทดลอง

### 6.3.6 ผลการทดลองในขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วคำสั่งในช่วงแคบ

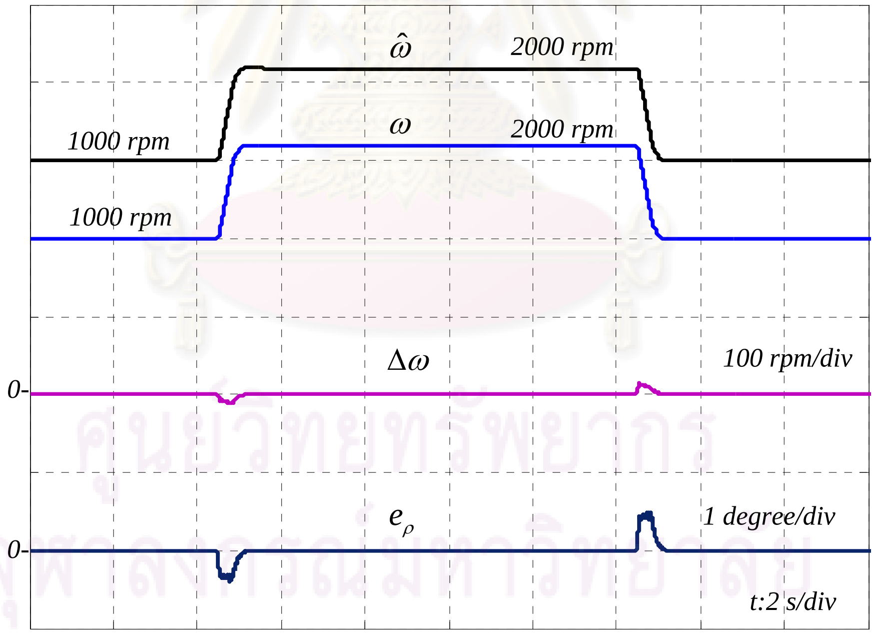
รูปที่ 6.32-6.33 เป็นผลตอบสนองในขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วคำสั่งในช่วงแคบระหว่าง 2000 rpm และ 2100 rpm จะเห็นว่าระบบควบคุมสามารถควบคุมความเร็วได้ตามค่าคำสั่งอย่างรวดเร็ว โดยมีเวลาขาขึ้น (rise-time) ประมาณ 100 ms นอกจากนั้นแล้วระบบยังสามารถควบคุมแรงบิดได้เป็นอย่างดี โดยสังเกตจากการที่กระแสสร้างแรงบิด $i_q$ สามารถติดตามกระแสสร้างแรงบิดคำสั่ง $i_q^*$ ได้อย่างรวดเร็วและมีค่าความผิดพลาดเป็นศูนย์ในสภาวะอยู่ตัว ผลการจำลองการทำงานและผลการทดลองก็มีความสอดคล้องกันดี

### 6.3.7 ผลการทดลองในขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วคำสั่งในช่วงกว้างอย่างช้า ๆ

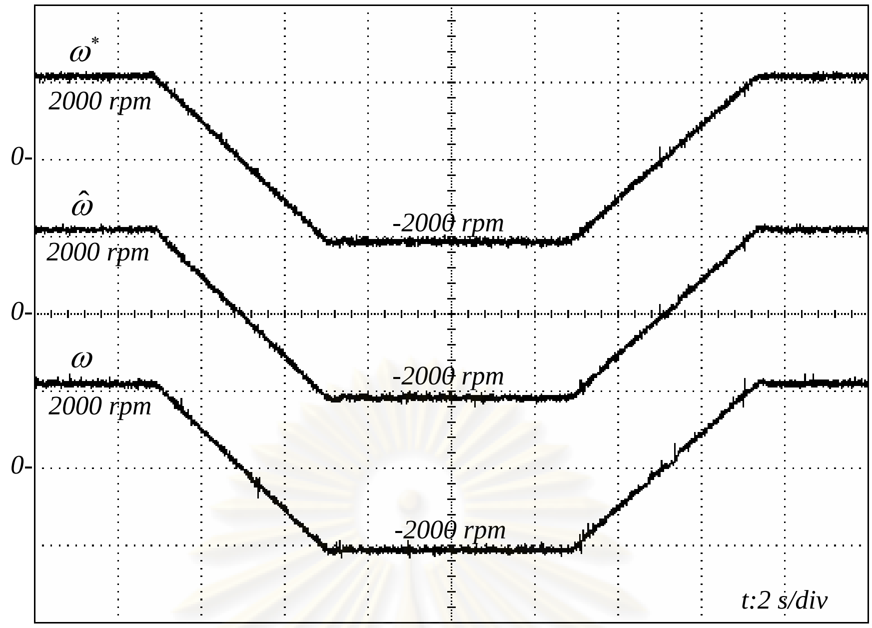
เพื่อแสดงให้เห็นว่าระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสแม่เหล็กถาวรแบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งที่นำเสนอนี้สามารถทำงานและขับโหลดที่พิกัดได้ตั้งแต่ย่านความเร็วต่ำจนถึงย่านความเร็วสูง ในหัวข้อนี้จึงทำการทดสอบโดยเปลี่ยนแปลงค่าความเร็วคำสั่งอย่างช้า ๆ ในช่วงกว้างระหว่าง 2000 rpm และ 200 rpm โดยคงโหลดไว้ที่พิกัดตลอดเวลา ผลตอบสนองแสดงได้ดังรูปที่ 6.34-6.41 จากผลการทดลองสามารถสรุปได้ว่า ตัวสังเกตและระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งที่ออกแบบสามารถทำงานได้อย่างมีเสถียรภาพในทุกย่านความเร็ว จากผลการทดลองในรูปที่ 6.34 และ 6.38 จะเห็นว่าความเร็วประมาณสามารถติดตามความเร็วจริงได้ตลอดช่วงการทำงานและสอดคล้องกับผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 6.36 และ 6.40 ตามลำดับ จากผลการทดลองใน รูปที่ 6.35 และ 6.39 จะพบว่ามีค่าความผิดพลาดของตำแหน่ง $e_\rho$ โดยเฉลี่ยเป็นศูนย์ตลอดช่วงการทำงานและมีค่าการกระเพื่อมสูงสุดประมาณ 10 องศา ที่ความเร็ว 200 rpm สำหรับผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 6.37 และ 6.41 ค่าความผิดพลาดของตำแหน่ง $e_\rho$ มีค่าเป็นศูนย์ตลอดช่วงการทำงาน จากรูปที่ 6.35 และ 6.39 จะเห็นว่าค่า $\hat{\lambda}_{control}$ นั้นก็การใช้งานตามที่ออกแบบในบทที่ 5 กล่าวคือค่า $\hat{\lambda}_{control}$ จะถูกตรึงไว้ที่ค่า $\hat{\lambda}\big|_{|\hat{\omega}|=\omega_1}$ ตลอดช่วงที่ค่า $\hat{\omega}$ ต่ำกว่า $\omega_1$ (453 rpm) ที่กำหนด ในส่วนของการจำลองการทำงานนั้นค่า $\hat{\lambda}_{control}$ จะมีค่าเท่ากับค่าที่ระบุตลอดช่วงการทำงาน ทั้งนี้เนื่องจากไม่มีค่าความผิดพลาดของค่าพารามิเตอร์มารบกวนการประมาณของตัวสังเกต



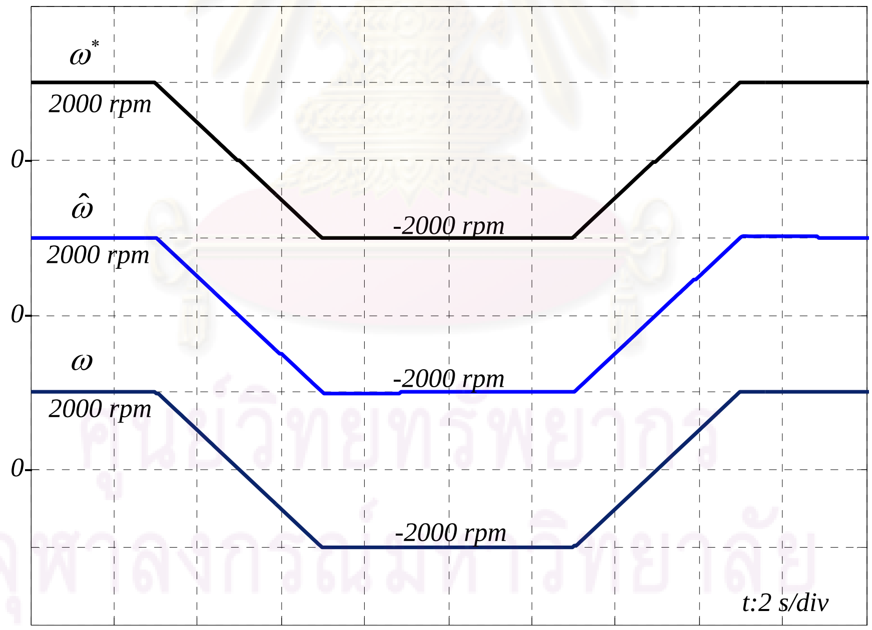

รูปที่ 6.28  ผลการทดลองขณะเร่งลดความเร็วระหว่าง 1000 rpm และ 2000 rpm



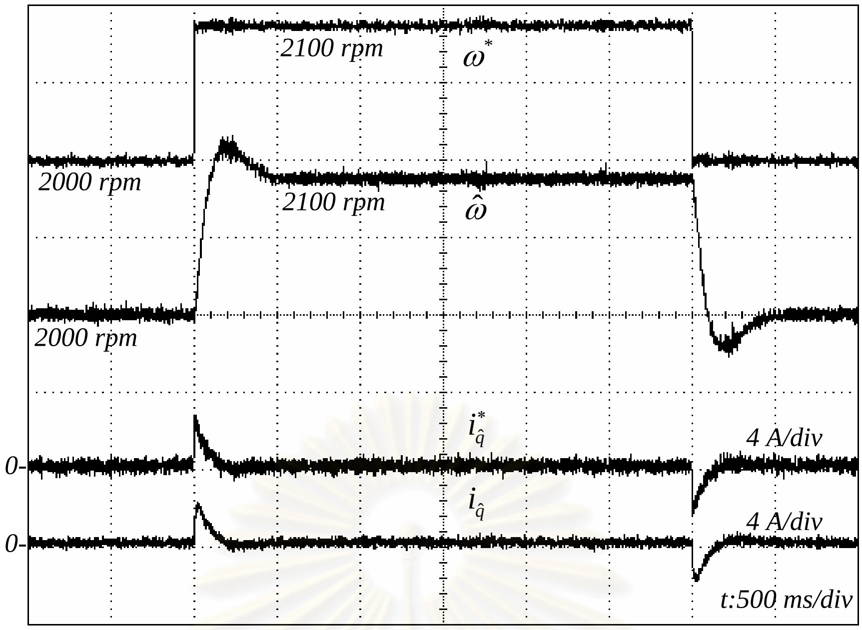

รูปที่ 6.29  ผลการจำลองการทำงานขณะเร่งลดความเร็วระหว่าง 1000 rpm และ 2000 rpm



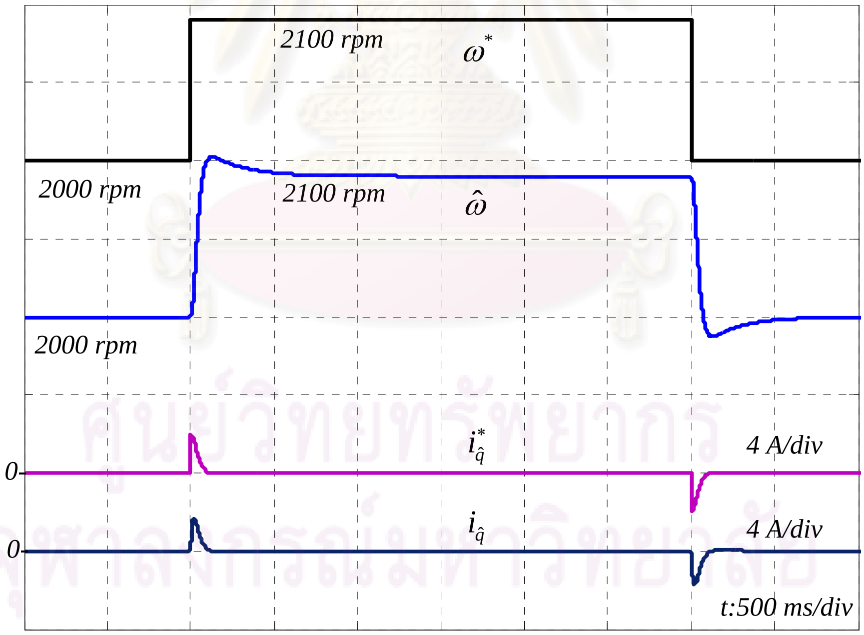

รูปที่ 6.30 ผลการทดลองในขณะกลับทิศทางการหมุนระหว่าง 2000 rpm และ -2000 rpm



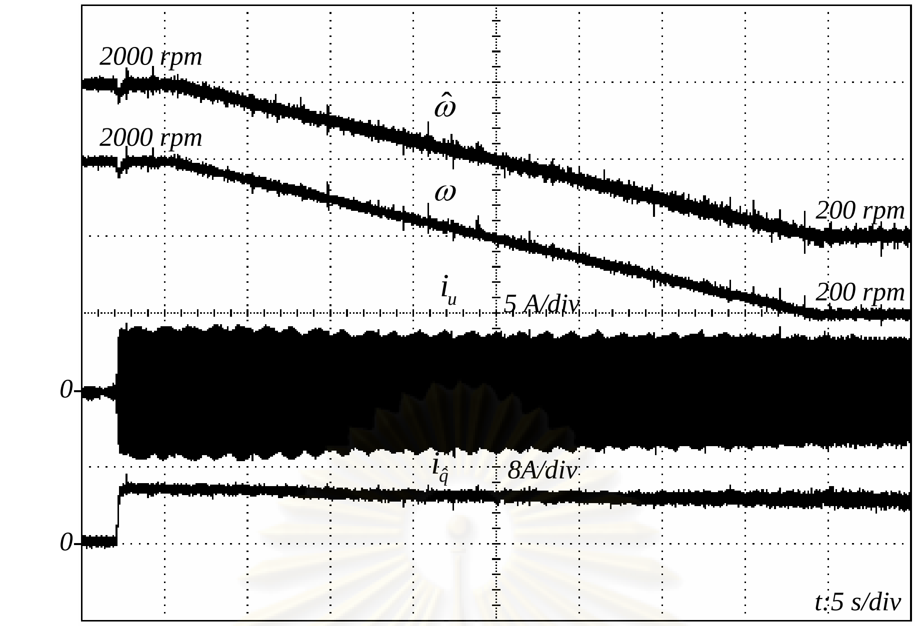

รูปที่ 6.31 ผลการจำลองการทำงานในขณะกลับทิศทางการหมุนระหว่าง 2000 rpm และ -2000 rpm



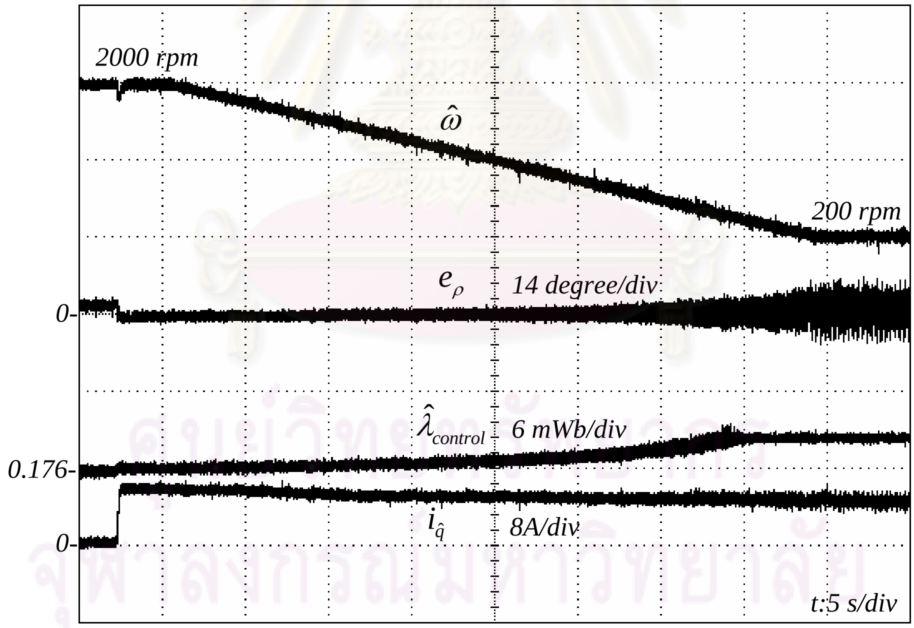

รูปที่ 6.32 ผลการทดลองในขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบระหว่าง 2000 rpm และ 2100 rpm



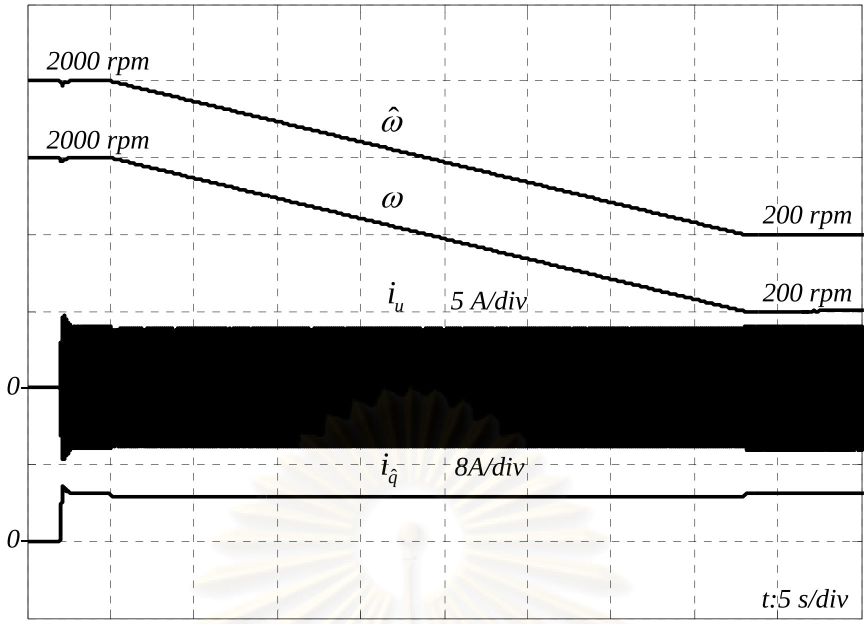

รูปที่ 6.33 ผลการจำลองการทำงานในขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบระหว่าง 2000 rpm และ 2100 rpm



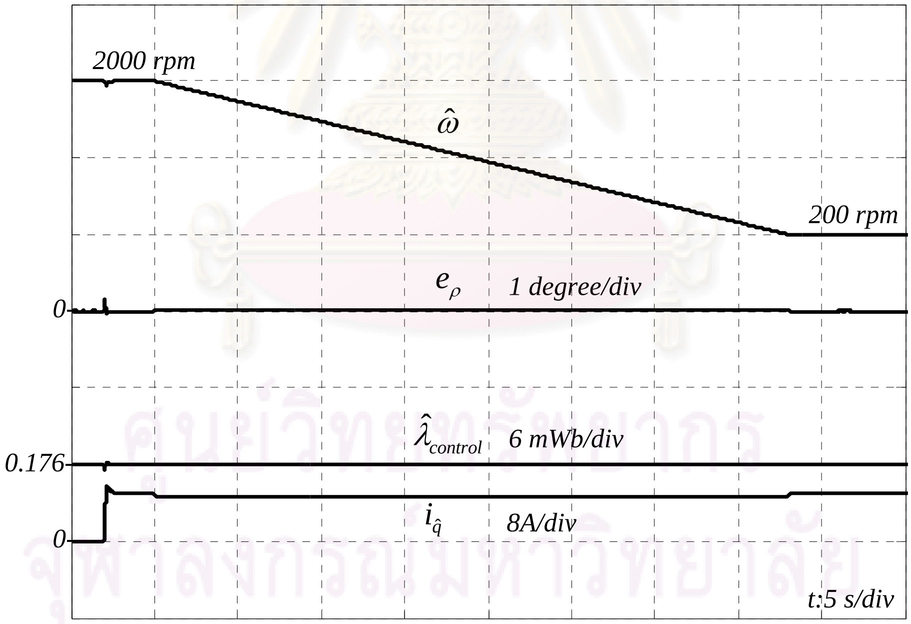

รูปที่ 6.34 ผลการทดลองในขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วช้า ๆ ในช่วงกว้างจาก 2000 rpm ไป 200 rpm ที่โหลดพิกัด (ข้อมูลความเร็วและกระแส)



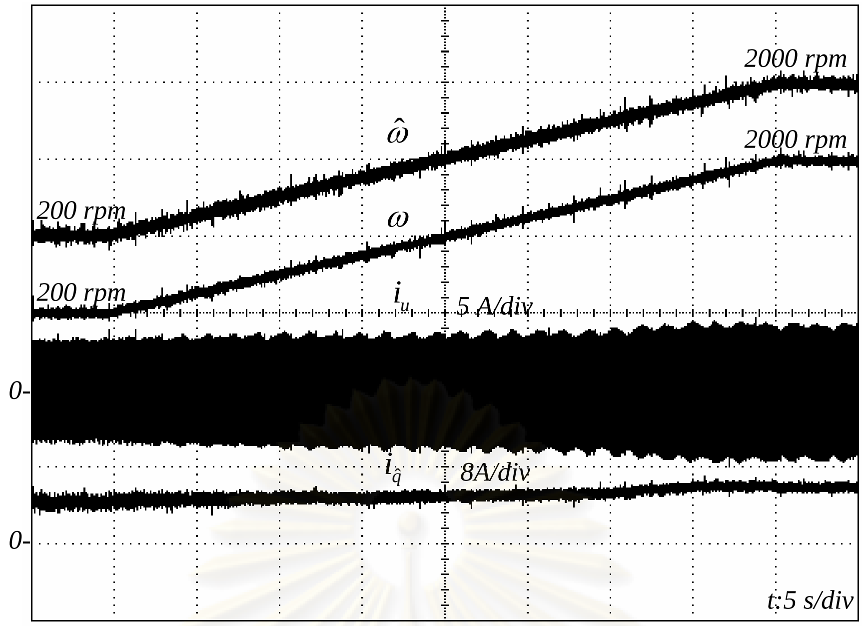

รูปที่ 6.35 ผลการทดลองในขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วช้า ๆ ในช่วงกว้างจาก 2000 rpm ไป 200 rpm ที่โหลดพิกัด (ข้อมูลความเร็ว กระแส และฟลักซ์แม่เหล็ก)



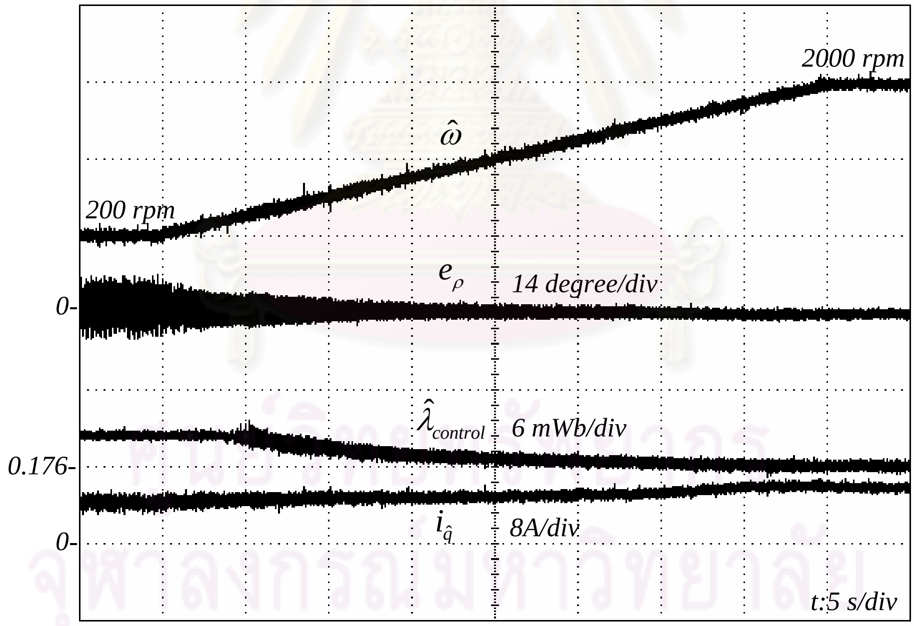

รูปที่ 6.36 ผลการจำลองการทำงานในขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วช้า ๆ ในช่วงกว้างจาก 2000 rpm ไป 200 rpm ที่โหลดพิกัด (ข้อมูลความเร็วและกระแส)



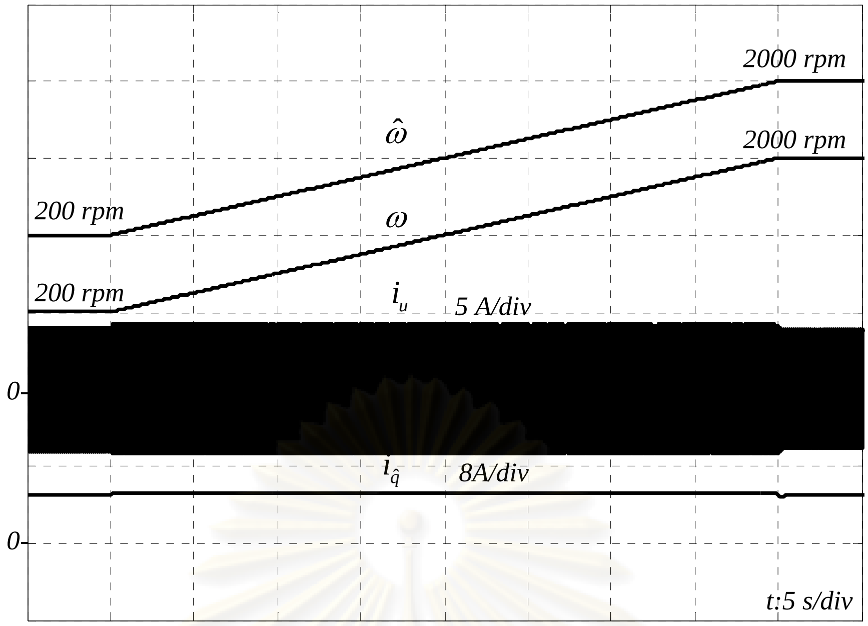

รูปที่ 6.37 ผลการจำลองการทำงานในขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วช้า ๆ ในช่วงกว้างจาก 2000 rpm ไป 200 rpm ที่โหลดพิกัด (ข้อมูลความเร็ว กระแส และฟลักซ์แม่เหล็ก)



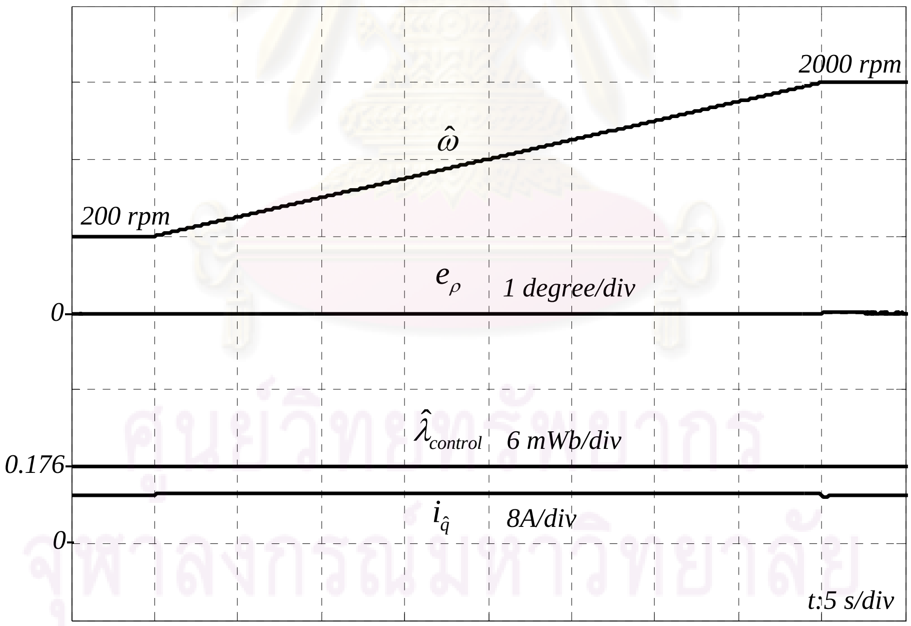

รูปที่ 6.38  ผลการทดลองในขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วช้า ๆ ในช่วงกว้างจาก 200 rpm ไป 2000 rpm ที่โหลดพิกัด (ข้อมูลความเร็วและกระแส)




รูปที่ 6.39  ผลการทดลองในขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วช้า ๆ ในช่วงกว้างจาก 200 rpm ไป 2000 rpm ที่โหลดพิกัด (ข้อมูลความเร็ว กระแส และฟลักซ์แม่เหล็ก)




รูปที่ 6.40 ผลการจำลองการทำงานในขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วช้า ๆ ในช่วงกว้างจาก 200 rpm ไป 2000 rpm ที่โหลดพิกัด (ข้อมูลความเร็วและกระแส)



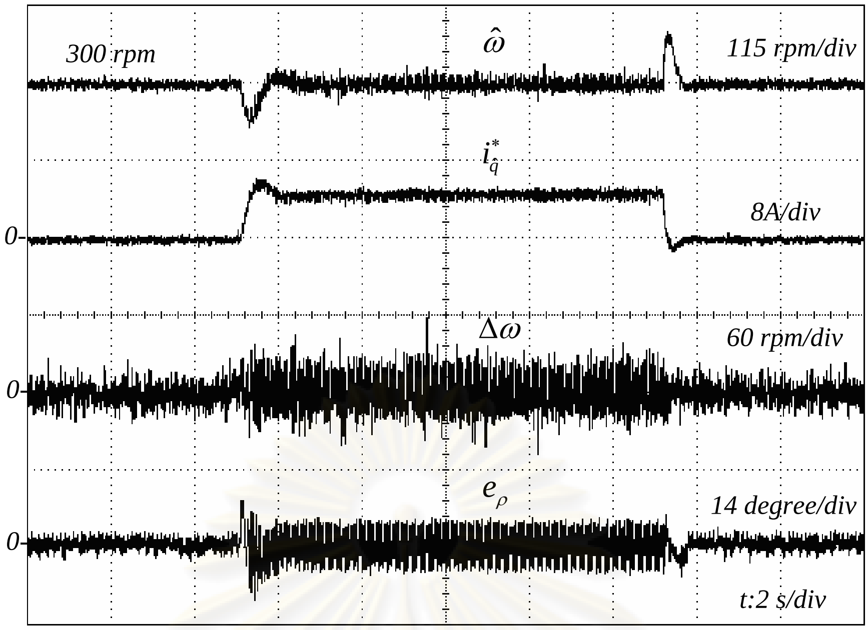

รูปที่ 6.41 ผลการจำลองการทำงานในขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วช้า ๆ ในช่วงกว้างจาก 200 rpm ไป 2000 rpm ที่โหลดพิกัด (ข้อมูลความเร็ว กระแส และฟลักซ์แม่เหล็ก)

**6.4 ผลการทดลองเมื่อมีค่าความผิดพลาดของค่าพารามิเตอร์**

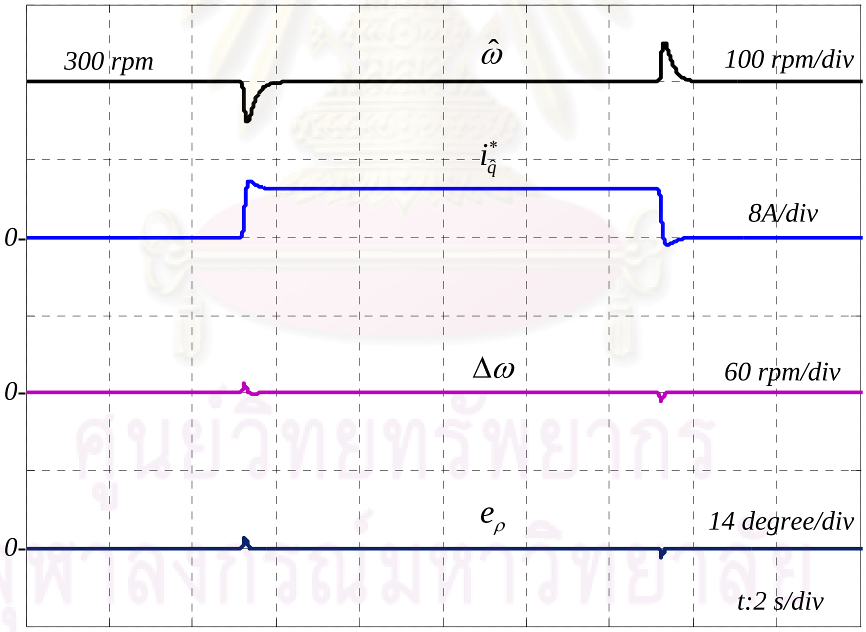
รูปที่ 6.42-6.45 เป็นผลการทดลองและผลการจำลอง เพื่อเป็นการยืนยันถึงความถูกต้องของการวิเคราะห์ทางทฤษฎีที่ได้นำเสนอแล้วในบทที่ 5 เกี่ยวกับผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของค่าพารามิเตอร์ ในการทดสอบนี้ค่าความเร็วคำสั่งจะกำหนดไว้ที่ 300 rpm ซึ่งเป็นย่านความเร็วต่ำเพื่อจะได้เห็นผลกระทบได้ชัดเจน รูปที่ 6.42-6.43 เป็นผลทดสอบในกรณีที่มี $|\Delta R|$ = 50% แสดงให้เห็นว่าค่าความผิดพลาดของค่าประมาณทั้ง $\Delta\omega$ และ $e_\rho$ มีค่าประมาณศูนย์ทั้งในสภาวะไร้โหลดและมีโหลดที่พิกัด ผลที่ได้สอดคล้องกับการวิเคราะห์ทางทฤษฎีที่ว่าค่าความผิดพลาดของค่าความต้านทานจะไม่ส่งผลกระทบต่อการประมาณค่าทั้งตำแหน่งและความเร็วในสภาวะอยู่ตัว

รูปที่ 6.44-6.45 เป็นผลตอบสนองเมื่อมีค่า $|\Delta L|$ = 20 % ซึ่งจะเห็นว่าค่าความผิดพลาดของความเร็ว $\Delta\omega$ มีค่าประมาณศูนย์ทั้งในสภาวะชั่วครู่และในสภาวะอยู่ตัวเช่นกัน สำหรับค่าความผิดพลาดของตำแหน่ง $e_\rho$ นั้นมีค่าเป็นศูนย์ในสภาวะไร้โหลดและมีค่าประมาณ 7 องศา ในขณะมีโหลดที่พิกัด ซึ่งเป็นค่าที่ถูกต้องตามการคำนวณในสมการที่ (5.19) ดังนั้นทั้งผลการจำลองการทำงานและผลการทดลอง ก็สอดคล้องกับผลทางทฤษฎีที่ว่าค่าความผิดพลาดของค่าความเหนี่ยวนำจะส่งผลกระทบเฉพาะต่อการประมาณค่าตำแหน่งแต่ไม่มีนัยสำคัญต่อการควบคุมแรงบิด

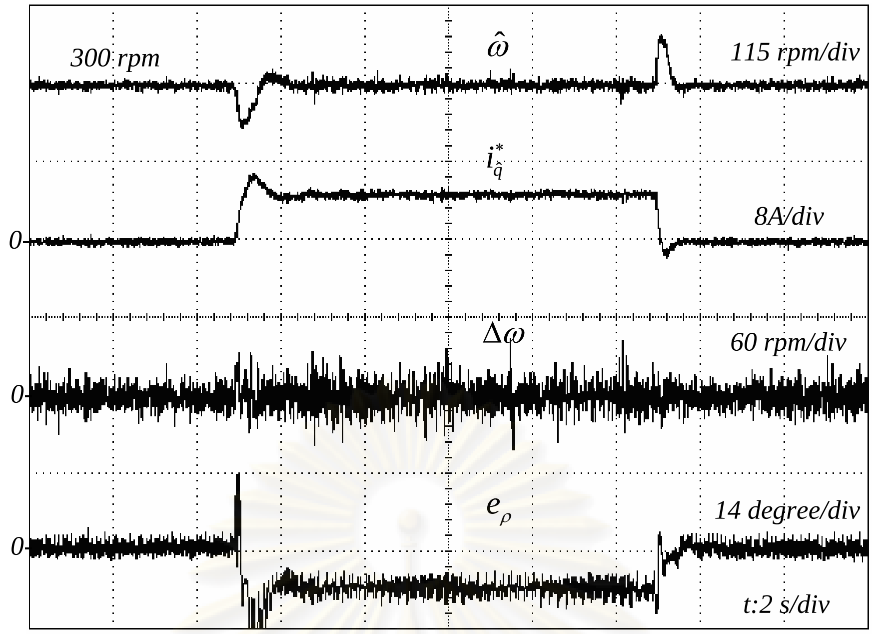
ผลการจำลองการทำงานและผลการทดลองทั้งหมดจึงยืนยันถึงความถูกต้องของผลวิเคราะห์ทางทฤษฎีที่นำเสนอและสามารถกล่าวได้ว่า ตัวสังเกตที่ออกแบบนี้มีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำ



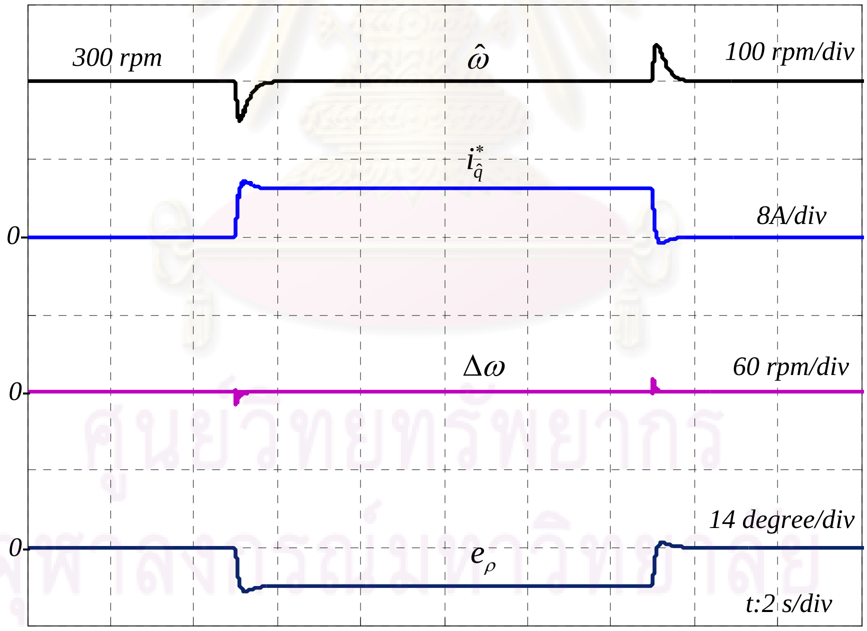

รูปที่ 6.42  ผลการทดลองในขณะเกิดโหลดแบบขั้นที่แรงบิดพิกัดและความเร็วคำสั่ง 300 rpm โดยมี $|\Delta R| = 50$ %




รูปที่ 6.43  ผลการจำลองการทำงานในขณะเกิดโหลดแบบขั้นที่แรงบิดพิกัดและความเร็วคำสั่ง 300 rpm โดยมี $|\Delta R| = 50$ %




รูปที่ 6.44 ผลการทดลองในขณะเกิดโหลดแบบขั้นที่แรงบิดพิกัดและความเร็วคำสั่ง 300 rpm โดยมี $|\Delta L| = 20$ %




รูปที่ 6.45 ผลการจำลองการทำงานในขณะเกิดโหลดแบบขั้นที่แรงบิดพิกัดและความเร็วคำสั่ง 300 rpm โดยมี $|\Delta L| = 20$ %

# บทที่ 7

# บทสรุปและข้อเสนอแนะ

## 7.1 บทสรุปของการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอแนวทางการการออกแบบวิธีใหม่สำหรับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรแบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งซึ่งบรรลุตามวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ กล่าวคือ

1) นำเสนอตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวในการประมาณค่าตำแหน่งและความเร็วโดยอาศัยแบบจำลองแบบเชิงเส้นโดยใช้วิธีการของเลียปูนอพ ในการวิเคราะห์การมีเสถียรภาพของระบบประมาณ

2) นำเสนอคำตอบทั่วไปสำหรับการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับของตัวสังเกตเพื่อให้ได้ผลตอบสนองทางพลวัตที่ดีได้โดยที่ระบบประมาณยังคงมีเสถียรภาพอยู่ตลอดเวลา

3) นำเสนอการวางตำแหน่งของขั้วและศูนย์เพื่อให้มีผลตอบสนองทางพลวัตที่ดีตามที่ต้องการ โดยแสดงสมการของศูนย์และขั้วของตัวสังเกตในเทอมของอัตราขยายป้อนกลับเพื่อใช้ในการกำหนดตำแหน่งของขั้วและศูนย์

4) นำเสนอการวิเคราะห์ถึงผลกระทบจากความผิดพลาดจากค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำต่อการประมาณค่าตำแหน่งและความเร็วในเชิงสมการอย่างชัดเจนและเสนอแนวทางในการแก้ปัญหาความผิดพลาดของฟลักซ์ประมาณที่เกิดจากค่าความผิดพลาดจากค่าความต้านทานในย่านความเร็วต่ำอีกด้วย

ทั้งผลการจำลองการทำงานและผลการทดลองยืนยันถึงความถูกต้องถึงผลการวิเคราะห์ทางทฤษฎี

## 7.2 ข้อเสนอแนะ

เนื่องจากในทางปฏิบัติแล้วผลกระทบจากความไม่เป็นอุดมคติของสวิตซ์กำลัง ความผิดพลาดจากการตรวจจับกระแส ความผิดพลาดจากการชดเชยผลของการประวิงเวลาที่ไม่สมบูรณ์ ฯลฯ ล้วนส่งผลกระทบต่อระบบประมาณอย่างมากในย่านความเร็วต่ำ ดังนั้นในการพัฒนาลำดับต่อไป ควรพิจารณาถึงการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับเพื่อให้มีความคงทนต่อสัญญาณรบกวน เหล่านี้

# 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 DisturbanceTorque 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 $\gamma$-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 Jersy, 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. เทคนิคใหม่ในการวิเคราะห์เสถียรภาพและออกแบบระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำไร้เซนเซอร์วัดความเร็วที่ใช้การควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วม. วิทยานิพนธ์ปริญญาดุษฎีบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2544.

# ภาคผนวก

# ภาคผนวก ก

## ก.1 ค่าพิกัดและค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์

มอเตอร์ซิงโครนัสแม่เหล็กแม่เหล็กถาวรที่ใช้ในงานวิจัยนี้มีค่าพิกัดและค่าพารามิเตอร์ดังนี้

แรงบิดพิกัด: $T_{rated} = 2.6Nm$

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

ความเร็วพิกัด: $3,000\,rpm$

จำนวนขั้วแม่เหล็ก: $p = 6\ poles$

ค่าความต้านทาน: $R = 2.55\Omega$

ค่าความเหนี่ยวนำ: $L = 21.5\,mH$

ค่าขนาดของฟลักซ์แม่เหล็ก: $\lambda = 0.176Wb$

*ตัวควบคุมความเร็ว*

$$k_P = 1[A.s/rad],\ k_I = 0.5\,[A/rad]$$

## ก.2 ซอฟต์แวร์แวร์ของระบบ

จากโครงสร้างส่วนการควบคุมในรูปที่ 2.4 ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิตอลจะทำการคำนวณกระแสสร้างแรงบิดคำสั่ง ($i_q^*$) จากผลต่างระหว่างความเร็วคำสั่งกับความเร็วประมาณผ่านตัวควบคุม PI ที่มีการจำกัดค่ากระแสคำสั่ง ไม่ให้เกินค่าพิกัด กระแสคำสั่ง $i_q^*$ ที่คำนวณได้ จะถูกส่งไปยังตัวควบคุมเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่ง ซึ่งจะประมาณค่าความเร็วจากค่าผิดพลาดระหว่างกระแสประมาณกับกระแสสเตเตอร์ที่ตรวจจับ เพื่อใช้ในวงรอบควบคุมความเร็วด้านนอกและคำนวณค่าแรงดันสำหรับการควบคุมแยกการเชื่อมร่วมในส่วนของระบบควบคุมเวกเตอร์ โดยมีการชดเชยแรงดันเนื่องมาจากผลของการประวิงเวลาของสวิตช์กำลังด้วย ค่าแรงดันคำสั่งที่ได้จะถูกนำไปสร้างสัญญาณปรับความกว้างพัลส์ (PWM) สำหรับขับนำเกตของอินเวอร์เตอร์โดยอาศัยหลักการทางสเปซเวกเตอร์ของแรงดัน (voltage space vector) ซึ่งใช้แรงดันบัสไฟตรงที่ตรวจจับได้เป็นแรงดันฐาน ซอฟต์แวร์ทั้งหมดสามารถเขียนได้ดังแสดงใน PDL (Program Development Language) ต่อไปนี้ และสามารถแสดงไดอะแกรมเวลาได้ดังรูปที่ ก.1 ซอฟต์แวร์โมดูลนี้จะใช้การอินเทอร์รัปต์ทุกๆ 100 ไมโครวินาที และโปรแกรมในการบริการการอินเทอร์รัปต์จะใช้เวลาทั้งหมด

ประมาณ 26 ไมโครวินาที ซึ่งจะเห็นว่าจะทำการอ่านกระแสก่อนเป็นอันดับแรก ทั้งนี้เพื่อให้กระแสที่อ่านได้ใกล้เคียงกับกระแสที่ความถี่หลักมูลมากที่สุด

*****************************************************************************************************

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 ( $\hat{i}_{\hat{d}}, \hat{i}_{\hat{q}}$ )

Adaptive Controller

Calculate current error ( $\hat{i}_{\hat{q}} - i_{\hat{q}}$ )

Calculate estimated speed $\hat{\omega}$

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

Decoupling control

Calculate $u^*_{\hat{d}}, u^*_{\hat{q}}$

Calculate dead-time compensated voltage

Generate PWM signal

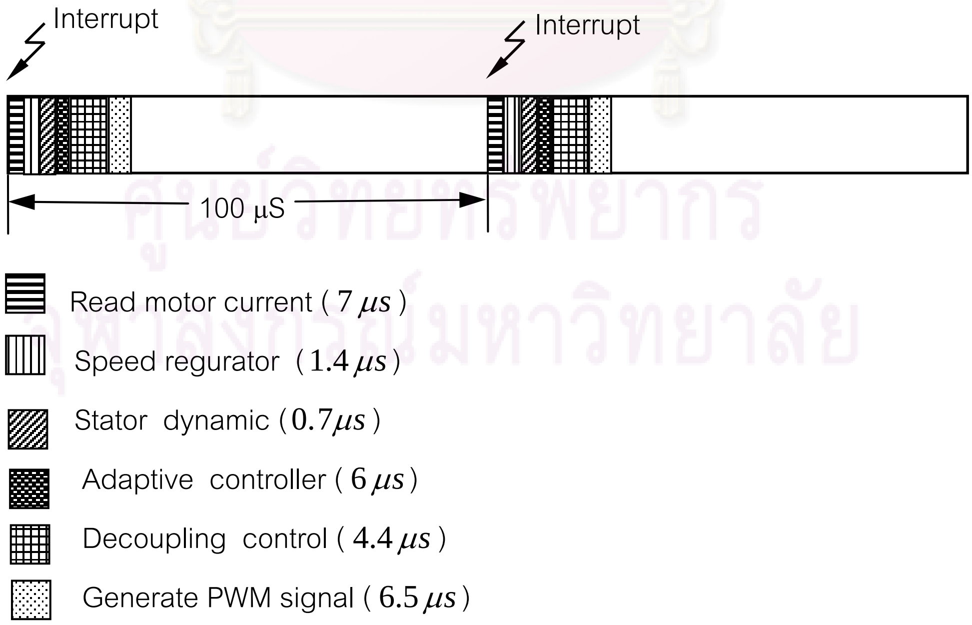
Calculate zero sequence voltage and add it to phase voltage command

Calculate compare register

Return

END MAIN PROGRAM

*********************************************************************************




รูปที่ ก.1 ไดอะแกรมเวลาของซอฟต์แวร์โมดูล

# ภาคผนวก ข

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

*PR Conditions:*

$$\begin{aligned} &\boldsymbol{A}^{\boldsymbol{T}}\boldsymbol{P}+\boldsymbol{P}\boldsymbol{A}=\boldsymbol{Q}\le 0 \quad {}^{\exists}\boldsymbol{P}=\boldsymbol{P}^{\boldsymbol{T}}>0 \\ &\boldsymbol{P}\boldsymbol{B}=\boldsymbol{C}^{\boldsymbol{T}} \end{aligned} \tag{ข .1}$$

ซึ่งเงื่อนไขนี้ต้องการเมตริกซ์ $\boldsymbol{P}$ ที่ทำให้เมทริกซ์ $\boldsymbol{Q}$ มีคุณสมบัติกึ่งลบแน่นอน (Semi-negative definite) แต่เงื่อนไขนี้จะทำให้ตัวสังเกตมีคุณสมบัติแค่เสถียรเท่านั้น แต่ไม่ได้ยืนยันว่าตัวสังเกตจะมีเสถียรภาพแบบลู่เข้า (Asymptotically stable) อย่างไรก็ตามเราจะใช้วิธีการของเลียปูนอฟในการพิสูจน์ว่าตัวสังเกตหรือระบบประมาณจะมีเสถียรภาพแบบลู่เข้า ทุก ๆ ย่านการทำงาน ยกเว้นจุดทำงานที่ความถี่ทำงานเท่ากับศูนย์ โดยในเบื้องต้นจะนำเสนอการหาเมตริกซ์ $\boldsymbol{P}$ ที่ทำให้เมทริกซ์ $\boldsymbol{Q}$ มีคุณสมบัติกึ่งลบแน่นอนดังนี้คือ

กำหนดให้ เมทริกซ์ $\boldsymbol{P}$ เป็น

$$\boldsymbol{P}=\begin{bmatrix} p_1\boldsymbol{I} & p_2\boldsymbol{I} \\ p_2\boldsymbol{I} & p_3\boldsymbol{I} \end{bmatrix} \tag{ข .2}$$

โดยที่เงื่อนไขจำเป็นที่ทำให้ เมทริกซ์ $\boldsymbol{P}$ มีคุณสมบัติบวกแน่นอน (Positive-definite) คือ

$$p_1>0, \quad \det P>0 \qquad \Leftrightarrow \qquad p_1>0, \quad p_1p_3>p_2^2 \tag{ข .3}$$

ซึ่งจากเงื่อนไขข้างต้นเราจะได้ $p_3>0$ ด้วยเช่นกัน

จากเงื่อนไขที่สองของสมการที่ (ข .1) และจากสมการค่าความผิดพลาดของกระแส (3.1)-(3.2) สามารถหาเงื่อนไขบังคับของ เมทริกซ์ $\boldsymbol{P}$ ได้ดังนี้คือ

$$\boldsymbol{P}\boldsymbol{B}=\begin{bmatrix} p_1\boldsymbol{I} & p_2\boldsymbol{I} \\ p_2\boldsymbol{I} & p_3\boldsymbol{I} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \boldsymbol{I}/L \\ -\boldsymbol{I} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \boldsymbol{I} \\ 0 \end{bmatrix} \quad \Rightarrow \quad \begin{cases} p_1/L-p_2=1 \\ p_2/L-p_3=0 \end{cases}$$

$$p_1=L(1+p_2), \quad p_2=Lp_3>0 \tag{ข .4}$$

จากค่าเมทริกซ์ $\boldsymbol{A}$ (สมการที่ (3.1)) และ $\boldsymbol{P}$ (สมการที่ (ข.2)) จะได้

$$
\begin{aligned}
\boldsymbol{A}^T\boldsymbol{P} &= \begin{bmatrix} (-\frac{R}{L}+G_1)\boldsymbol{I}+G_2\boldsymbol{J} & -\boldsymbol{J}\frac{\omega}{L} \\ H_1\boldsymbol{I}+H_2\boldsymbol{J} & \boldsymbol{J}\omega \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} p_1\boldsymbol{I} & p_2\boldsymbol{I} \\ p_2\boldsymbol{I} & p_3\boldsymbol{I} \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} (-\frac{R}{L}+G_1)\boldsymbol{I}-G_2\boldsymbol{J} & H_1\boldsymbol{I}-H_2\boldsymbol{J} \\ \boldsymbol{J}\frac{\omega}{L} & -\boldsymbol{J}\omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_1\boldsymbol{I} & p_2\boldsymbol{I} \\ p_2\boldsymbol{I} & p_3\boldsymbol{I} \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} \{H_1p_2+p_1(G_1-R/L)\}\boldsymbol{I}-\{G_2p_1+H_2p_2\}\boldsymbol{J} & \{H_1p_3+p_2(G_1-R/L)\}\boldsymbol{I}-\{G_2p_2+H_2p_3\}\boldsymbol{J} \\ \boldsymbol{J}\{\frac{\omega}{L}p_1-\omega p_2\} & \boldsymbol{J}\{\frac{\omega}{L}p_2-\omega p_3\} \end{bmatrix}
\end{aligned}
$$

(ข .5)

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

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

(ข .6)

ในทำนองเดียวกันสามารถหาค่าเมทริกซ์ $\boldsymbol{PA}$ ได้ดังนี้คือ

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

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

$$
\boldsymbol{A}^T\boldsymbol{P}+\boldsymbol{PA}=\boldsymbol{Q}=\begin{bmatrix} q_1\boldsymbol{I} & q_2\boldsymbol{I} \\ q_2\boldsymbol{I} & q_3\boldsymbol{I} \end{bmatrix}
$$

$$
\boldsymbol{Q} = \begin{bmatrix} 2\{H_1p_2+p_1(G_1-R/L)\}\boldsymbol{I} & \{p_3(H_1-R)+p_2G_1\}\boldsymbol{I}-(\omega+p_3H_2+G_2p_2)\boldsymbol{J} \\ \{p_3(H_1-R)+p_2G_1\}\boldsymbol{I}+(\omega+p_3H_2+G_2p_2)\boldsymbol{J} & \boldsymbol{0} \end{bmatrix}
$$

(ข .8)

จากเมทริกซ์ $\boldsymbol{Q}$ ที่ได้ เงื่อนไขจำเป็นและเพียงพอที่ทำให้เมทริกซ์ $\boldsymbol{Q}$ มีคุณสมบัติกึ่งลบแน่นอน คือ

$$q_1 < 0, \quad \det Q \ge 0 \qquad \Rightarrow \qquad q_1 < 0, \quad q_1 q_3 \ge q_2^2 \tag{ข .9}$$

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

$$q_1 < 0,\ q_2 = 0 \tag{ข .10}$$

ซึ่งจะได้

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

จากเงื่อนไขที่แสดงในสมการที่ (ข .11) นั้น เราหารูปแบบทั่วไปของอัตราขยาย $G_1, G_2, H_1, H_2$ ที่ทำให้เมทริกซ์ $\boldsymbol{Q}$ มีคุณสมบัติกึ่งลบแน่นอนได้ดังนี้

จากนิยามพารามิเตอร์ $x$ ในสมการที่ (3.5) นำมาเขียนใหม่จะได้

$$G_1 = -x + \frac{R}{L} \tag{ข .12}$$

$$G_2 = -y - \omega \tag{ข .13}$$

<u>จากเงื่อนไข</u> $a$

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

$$\begin{aligned} & p_3(H_1 - R) + L p_3 G_1 = 0 \\ & \therefore H_1 = -L G_1 + R \end{aligned} \tag{ข .14}$$

<u>จากเงื่อนไข</u> $b$

เมื่อแทนค่า $H_1$ จากสมการที่ (ข .12) ลงในเงื่อนไข $a$ จะได้

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

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 $G_1=-x+\dfrac{R}{L}$ จึงทำให้ได้

$$x>0 \qquad (ข .15)$$

<u>*เงื่อนไข*</u> $c$

$$\omega+p_3H_2+G_2p_2=\omega+p_3\left(H_2+LG_2\right)=0$$
$$H_2+LG_2=-\frac{1}{p_3}\omega$$

กำหนดให้ $k_2=\dfrac{1}{p_3}>0$

$$\therefore H_2=-LG_2-k_2\omega \qquad (ข .16)$$

และ

$$k_2>0 \qquad (ข .17)$$

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

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

และเมทริกซ์ $\boldsymbol{P}$ ที่มีคุณสมบัติบวกแน่นอนคือ

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

นอกจากนั้นจะได้เมทริกซ์ $\boldsymbol{Q}$ คือ

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

ซึ่งเมทริกซ์ $\boldsymbol{Q}$ ที่ได้ก็สอดคล้องกับเงื่อนไขคุณสมบัติจริงบวก แต่อย่างไรก็ตามเนื่องจากเมทริกซ์ $\boldsymbol{Q}$ มีคุณสมบัติเพียงแค่กึ่งลบแน่นอน ดังนั้นจึงไม่สามารถยืนยันได้ว่าระบบประมาณจะมีเสถียรภาพแบบลู่เข้า ดังนั้นจะต้องใช้วิธีการของ Lyapunov ในการวิเคราะห์เสถียรภาพแบบลู่เข้า

***วิธีการของ** Lyapunov*

ในเบื้องต้นเราจะเขียนรูปสมการความเร็วประมาณใหม่ดังนี้

*สมการการประมาณค่าความเร็ว:*

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

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

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

โดยที่

$$\xi = z - \omega$$

ภายใต้สมมุติฐาน $\dfrac{d\omega}{dt} = 0$ (ซึ่งเป็นจริงในทางปฏิบัติเพราะว่าค่าความเร็วจริงทางกลเปลี่ยนแปลงช้าเมื่อเทียบกับพลวัตทางไฟฟ้าของระบบประมาณ) จะได้

$$\frac{d\xi}{dt} = \frac{dz}{dt} - \underbrace{\frac{d\omega}{dt}}_{0} = k_i \vec{e}_i^{\,T} \vec{w} \qquad (ข.23)$$

กำหนดให้ฟังก์ชัน *Lyapunov* $\boldsymbol{V}$ มีค่าเป็น

$$\boldsymbol{V}(\vec{e}, \xi) = \vec{e}^{\,T} \boldsymbol{P} \vec{e} + \xi^2 / k_i \qquad (ข.24)$$

หมายเหตุ: ถ้าหาก $k_p = 0$ แล้ว จากสมการที่ (ข.22) จะได้

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

เราสามารถหาอนุพันธ์ของฟังก์ชัน *Lyapunov* $\boldsymbol{V}$ ได้เป็น

$$\frac{d\boldsymbol{V}}{dt} = \vec{e}^{\,T} \boldsymbol{P} \left[ \frac{d\vec{e}}{dt} \right] + \left[ \frac{d\vec{e}^{\,T}}{dt} \right] \boldsymbol{P} \vec{e} + \frac{2}{k_i} \xi \frac{d\xi}{dt} \qquad (ข.25)$$

สมการค่าความผิดพลาดในสมการที่ (3.1) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{d\vec{e}}{dt} = \boldsymbol{A}\vec{e} - \boldsymbol{B}\vec{w} e_\omega \Rightarrow \frac{d\vec{e}^{\,T}}{dt} = \vec{e}^{\,T} \boldsymbol{A}^T - \vec{w}^T \boldsymbol{B}^T e_\omega \qquad (ข.26)$$

แทนค่าในสมการที่ (ข.24) จะได้

$$\begin{aligned}
\frac{d\boldsymbol{V}}{dt} &= \vec{e}^{\,T} \boldsymbol{P} \left( \boldsymbol{A}\vec{e} - \boldsymbol{B}\vec{w} e_\omega \right) + \left( \vec{e}^{\,T} \boldsymbol{A}^T - \vec{w}^T \boldsymbol{B}^T e_\omega \right) \boldsymbol{P}\vec{e} + \frac{2}{k_i} \xi \frac{d\xi}{dt} \\
&= \vec{e}^{\,T} \boldsymbol{P}\boldsymbol{A}\vec{e} - \vec{e}^{\,T} \boldsymbol{P}\boldsymbol{B}\vec{w} e_\omega + \vec{e}^{\,T} \boldsymbol{A}^T \boldsymbol{P}\vec{e} - \vec{w}^T \boldsymbol{B}^T e_\omega \boldsymbol{P}\vec{e} + \frac{2}{k_i} \xi \frac{d\xi}{dt} \\
&= \vec{e}^{\,T} \left( \boldsymbol{A}^T \boldsymbol{P} + \boldsymbol{P}\boldsymbol{A} \right) \vec{e} - \left( \vec{e}^{\,T} \boldsymbol{P}\boldsymbol{B}\vec{w} + \vec{w}^T \boldsymbol{B}^T \boldsymbol{P}\vec{e} \right) e_\omega + \frac{2}{k_i} \xi \frac{d\xi}{dt} \\
&= \vec{e}^{\,T} \boldsymbol{Q}\vec{e} - \left( \vec{e}^{\,T} \boldsymbol{C}^T \vec{w} + \vec{w}^T \boldsymbol{C}\vec{e} \right) e_\omega + \frac{2}{k_i} \xi \frac{d\xi}{dt} \\
&= \vec{e}^{\,T} \boldsymbol{Q}\vec{e} - 2\vec{e}_i^{\,T} \vec{w} e_\omega + \frac{2}{k_i} \xi \frac{d\xi}{dt}
\end{aligned}$$

(ข.27)

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

$$\begin{aligned}\frac{d\mathbf{V}}{dt} &= \vec{e}^{T}\boldsymbol{Q}\vec{e} - 2\vec{e}_i^{T}\vec{w}\left(\xi + k_p\vec{e}_i^{T}\vec{w}\right) + \frac{2}{k_i}\xi\left(k_i\vec{e}_i^{T}\vec{w}\right)\\ &= \vec{e}^{T}\boldsymbol{Q}\vec{e} - 2\vec{e}_i^{T}\vec{w}\xi - 2k_p\left[\vec{e}_i^{T}\vec{w}\right]^2 + 2\vec{e}_i^{T}\vec{w}\xi\\ &= -2H_1\vec{e}_i^{T}\vec{e}_i - 2k_p\left[\vec{e}_i^{T}\vec{w}\right]^2\\ &= -2H_1\left\|\vec{e}_i\right\|^2 - 2k_p\left[\vec{e}_i^{T}\vec{w}\right]^2\end{aligned} \qquad (ข.28)$$

จึงสรุปได้ว่า $\frac{d\mathbf{V}}{dt} \le \mathbf{0}$ และนอกจากนั้นยังกล่าวได้ว่า

$$\boxed{\begin{aligned}&\frac{d\mathbf{V}}{dt} < \mathbf{0} \quad \text{ถ้า} \quad \vec{e}_i \ne 0\\ &\frac{d\mathbf{V}}{dt} = \mathbf{0} \Leftrightarrow \vec{e}_i(t) \equiv 0,\ \frac{d\vec{e}_i(t)}{dt} \equiv 0\end{aligned}}$$

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

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

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

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

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

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

ดังนั้นจะได้ว่า $\vec{e}_\lambda$ เป็นเวกเตอร์คงที่

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

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

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

กล่าวโดยสรุปคือตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวจะมีเสถียรภาพแบบลู่เข้าที่ทุกย่านความเร็ว ยกเว้นที่ความเร็วศูนย์ซึ่งจะมีคุณสมบัติแค่เสถียรเท่านั้นไม่ลู่เข้า

## 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) ณ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2548 ปัจจุบันเป็นอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี