การขับเคลื่อนโดยปราศจากเซนเซอร์วัดตำแหน่งของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่ผิวที่อาศัย
แบบจำลองลดอันดับแบบใหม่พร้อมการรับรองเสถียรภาพในวงกว้าง

นายประจวบ เอี่ยมสำอาง

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
ปีการศึกษา 2557

POSITION-SENSORLESS DRIVE OF SURFACE PERMANENT-MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS BASED ON A NEW REDUCED-ORDER MODEL WITH GUARANTEED GLOBAL STABILITY

Mr. Prachuab Iamsamang

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 2014

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การขับเคลื่อนโดยปราศจากเซนเซอร์วัดตำแหน่งของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่ผิวที่อาศัยแบบจำลองลดอันดับแบบใหม่พร้อมการรับรองเสถียรภาพในวงกว้าง
โดย	นายประจวบ เอี่ยมสำอาง
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก	ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สมบูรณ์ แสงวงค์วาณิชย์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้นับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาดุษฎีบัณฑิต

....คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์

(ศาสตราจารย์ ดร.บัณฑิต เอื้ออาภรณ์)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

....ประธานกรรมการ

(รองศาสตราจารย์ ดร. นิสัย เฟื่องเวโรจน์สกุล)

....อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สมบูรณ์ แสงวงค์วาณิชย์)

....กรรมการ

(ศาสตราจารย์ ดร.เดวิด บรรเจิดพงศ์ชัย)

....กรรมการ

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. สุรพงศ์ สุวรรณกวิน)

....กรรมการภายนอกมหาวิทยาลัย

(ดร. กนกเวทย์ ตั้งพิมลรัตน์)

ประจวบ เอี่ยมสำอาง : การขับเคลื่อนโดยปราศจากเซนเซอร์วัดตำแหน่งของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่ผิวที่อาศัยแบบจำลองลดอันดับแบบใหม่พร้อมการรับรองเสถียรภาพในวงกว้าง (POSITION-SENSORLESS DRIVE OF SURFACE PERMANENT-MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS BASED ON A NEW REDUCED-ORDER MODEL WITH GUARANTEED GLOBAL STABILITY) อ.ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก: ผศ. ดร. สมบูรณ์ แสงวงค์วาณิชย์, 105 หน้า.

เสถียรภาพ การตอบสนองเชิงพลวัตที่ดี และความง่ายไม่ซับซ้อนของตัวประมาณตำแหน่งเป็นคุณสมบัติที่สำคัญที่สุดสามประการของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่ผิวไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่ง วิทยานิพนธ์นี้จึงมีเป้าหมายที่จะนำเสนอตัวประมาณที่มีคุณสมบัติสอดคล้องตามความต้องการดังกล่าว ในลำดับแรกวิทยานิพนธ์จะเสนอแบบจำลองลดอันดับแบบใหม่ของมอเตอร์ซิงโครนัสแม่เหล็กถาวรที่ทำให้วิธีการประมาณตำแหน่งและความเร็วง่ายไม่ซับซ้อน ถัดจากนั้นตัวสังเกตลดอันดับแบบใหม่ที่รับรองเสถียรภาพในวงกว้างจะถูกสร้างบนพื้นฐานของแบบจำลองลดอันดับที่นำเสนอ วิทยานิพนธ์จะเน้นให้เห็นความจำเป็นของความมีเสถียรภาพในวงกว้างโดยการเปรียบเทียบคุณสมบัติด้านเสถียรภาพกับตัวสังเกตที่ออกแบบให้มีเสถียรภาพเพียงเฉพาะรอบจุดทำงาน เงื่อนไขเพียงพอของความมีเสถียรภาพในวงกว้างจะหาโดยอาศัยวิธีการของฟังก์ชันเลียปูนอฟโดยปราศจากสมมุติฐานหรือกระบวนการทำให้เป็นเชิงเส้นใด ๆ จากนั้นวิทยานิพนธ์จะแสดงกฎการออกแบบที่ชัดเจนเพื่อให้การประมาณมีคุณสมบัติเชิงพลวัตและการติดตามที่รวดเร็วตามต้องการโดยการวิเคราะห์ระบบประมาณบนแกนอ้างอิงของตำแหน่งโรเตอร์ประมาณ ท้ายที่สุดเนื่องจากค่าความต้านทานและความเหนี่ยวนำของสเตเตอร์และค่าฟลักซ์แม่เหล็กถาวรเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญของแบบจำลองลดอันดับ วิทยานิพนธ์นี้จึงได้ศึกษาผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวที่มีต่อความผิดพลาดของการประมาณ และแสดงให้เห็นว่า หากการประมาณยังมีเสถียรภาพ ตัวประมาณที่นำเสนอจะให้ค่าความเร็วที่ถูกต้องเสมอและให้ค่าผิดพลาดของตำแหน่งที่น้อยแม้ค่าพารามิเตอร์จะเปลี่ยนแปลงอย่างมีนัยสำคัญ ความถูกต้องของผลการวิเคราะห์และการใช้ได้จริงของระบบขับเคลื่อนปราศจากเซนเซอร์วัดตำแหน่งที่ใช้ตัวประมาณที่นำเสนอจะยืนยันด้วยการจำลองการทำงานด้วยคอมพิวเตอร์และการทดลองจริง

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า	ลายมือชื่อนิสิต ....
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า	ลายมือชื่อ อ.ที่ปรึกษาหลัก ....
ปีการศึกษา 2557	

5271848121 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEYWORDS: POSITION-SENSORLESS / REDUCED-ORDER MODEL / PERMANENT-MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR / GLOBAL STABILITY

PRACHUAB IAMSAMANG: POSITION-SENSORLESS DRIVE OF SURFACE PERMANENT-MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS BASED ON A NEW REDUCED-ORDER MODEL WITH GUARANTEED GLOBAL STABILITY. ADVISOR: ASST. PROF. DR.SOMBOON SANGWONGWANICH, 105 pp.

Stability, good dynamic response, and simple structure are three most important performances of the position estimator for the position-sensorless surface permanent-magnet synchronous motor (SPMSM) drive. The aim of this dissertation is, therefore, to propose a position estimator which satisfies such requirements. Firstly, a new reduced-order model for the SPMSM is introduced to enable simple position and speed estimation algorithm. Secondly, an adaptive reduced-order observer with guaranteed global stability is constructed based on the proposed reduced-order model. The necessity of global stability is emphasized by comparison the stability performance with that of the locally stable observer. The sufficient condition for global stability is derived using the Lyapunov function method, without any assumption or linearization. Thirdly, design rules to achieve the required dynamic and tracking performances of the estimation are clearly given by analyzing the estimation system on the estimated rotor reference frame. Finally, since the stator resistance, inductance, and the permanent-magnet flux linkage are three important parameters of the reduced-order model, effects of their variations on the estimation errors are investigated. It is shown that if no instability occurs, the proposed estimator always gives a correct speed and small position error under significant parameter deviations. Validity of the analytical results and feasibility of the position-sensorless drive using the proposed estimator are confirmed by simulation and experiment.

Department:	Electrical Engineering	Student's Signature	....
Field of Study:	Electrical Engineering	Advisor's Signature	....
Academic Year:	2014		

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้เพราะความช่วยเหลือและเอาใจใส่เป็นอย่างดียิ่งของ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สมบูรณ์ แสงวงค์วาณิชย์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผู้ซึ่งให้โอกาสในการศึกษา และคำแนะนำในด้านต่าง ๆ ที่เป็นประโยชน์ต่อการทำวิจัยและการดำเนินชีวิต ตั้งแต่ระดับปริญญาโทจนถึงระดับปริญญาเอกในจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัยแห่งนี้ตลอดมา

คณะกรรมสอบวิทยานิพนธ์ ซึ่งประกอบไปด้วย

1) ศาสตราจารย์ ดร. เดวิด บรรเจิดพงศ์ชัย (จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย)

2) ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. สุรพงศ์ สุวรรณกวิน (จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย)

3) รองศาสตราจารย์ ดร. นิสัย เฟื่องเวโรจน์สกุล (มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ)

4) ดร. กนกเวทย์   ตั้งพิมลรัตน์ (NECTEC)

ผู้ซึ่งให้คำแนะนำในการแก้ไขและปรับปรุงเพื่อให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีความถูกต้องและสมบูรณ์ อันนำไปสู่ประโยชน์ต่อผู้อ่านและผู้วิจัยที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยนี้

บริษัท โนเวมเอ็นจิเนียริ่ง จำกัด ที่ได้ให้โอกาสและให้การสนับสนุนการศึกษาของข้าพเจ้าทั้งในรูปของเงินทุนการศึกษาและเวลาที่ใช้เพื่อการศึกษา/ทำวิจัย

ท้ายสุด บิดา มารดา ผู้ซึ่งให้ชีวิต ให้กำลังใจและสนับสนุนทางการศึกษาตลอดมา

ข้าพเจ้าจึงขอกราบขอบพระคุณมา ณ ที่นี้

สารบัญ

หน้า

หน้า

หน้า

หน้า

สารบัญตาราง

สารบัญภาพ

บทที่ 1
บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร (Permanent-Magnet Synchronous Motors: PMSM) ได้รับความนิยมและมีอัตราการเติบโตในการใช้งานเพิ่มสูงขึ้นเรื่อย ๆ ไม่ว่าจะเป็นการนำมาใช้งานในระบบควบคุมความเร็วและตำแหน่ง (Servo Drives) ในภาคอุตสาหกรรมหรือการนำมาใช้งานกับเครื่องใช้ไฟฟ้าในภาคครัวเรือนเช่น เครื่องปรับอากาศ เครื่องซักผ้า ตู้เย็น เป็นต้น ทั้งนี้เนื่องจาก PMSM มีตัวประกอบกำลังและประสิทธิภาพสูงรวมทั้งอัตราส่วนระหว่างแรงบิดต่อความเฉื่อยก็มีค่าสูงด้วย

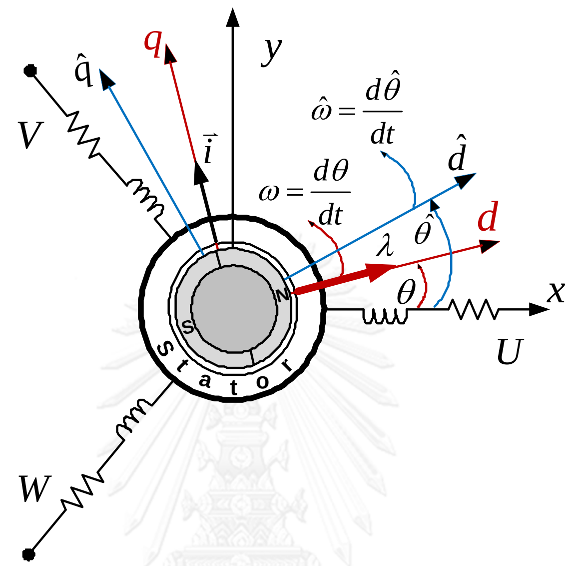
ด้วยการพัฒนาของเทคโนโลยีสมัยใหม่ โดยเฉพาะตัวประมวลผลสัญญาณดิจิตอลและอุปกรณ์สวิทช์กำลัง(อินเวอร์เตอร์) แบบ PWM พร้อมด้วยการควบคุมแบบเวกเตอร์[1-4] ได้ช่วยเพิ่มประสิทธิภาพและสมรรถนะของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสแม่เหล็กถาวรจนสามารถที่จะควบคุมมอเตอร์ที่ความเร็วต่ำมาก ๆ ได้ ซึ่งการบรรลุการดำเนินการควบคุมเช่นนี้จะเป็นไปได้ยากหากใช้การควบคุมแบบ V/F ทั่วไป

การควบคุมแรงบิดของ PMSM ด้วยการควบคุมแบบเวกเตอร์จำเป็นต้องอาศัยข้อมูลตำแหน่งของโรเตอร์ ในการหาตำแหน่งของโรเตอร์โดยปกติแล้วจะใช้ตัวตรวจจับที่เรียกว่า เอนโคเดอร์ (encoder) หรือ รีโซลเวอร์ (resolver) อย่างไรก็ตามในการประยุกต์ใช้งานจริงอาจมีข้อจำกัดในการติดตั้งอุปกรณ์ตรวจจับตำแหน่งเหล่านี้ อาทิเช่น ไม่มีพื้นที่ในการติดตั้ง ค่าใช้จ่ายในการติดตั้งสูง ปัญหาสัญญาณรบกวน หรือไม่สามารถหาตัวตรวจจับตำแหน่งที่มีย่านความเร็วกว้างมาก ๆ ได้ เป็นต้น เพื่อแก้ปัญหาที่กล่าวมานี้ จึงมีงานวิจัยจำนวนมากพัฒนาวิธีการประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ในระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์โดยอาศัยวิธีการต่าง ๆ มากมาย[5-16] ซึ่งเกือบทั้งหมดของงานวิจัยต้องอาศัยแบบจำลองของมอเตอร์เป็นพื้นฐาน

1.1.1 แบบจำลองทางพลวัตแบบดั้งเดิมของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่ผิว

มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรสามารถจำแนกได้เป็น 2 ประเภทคือ มอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่ผิว (Surface Permanent Magnet Synchronous Motor: SPMSM) และมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรภายใน (Interior Permanent Magnet Synchronous Motor: IPMSM) ซึ่งมอเตอร์ทั้ง 2 ประเภทดังกล่าวมีโครงสร้างสเตเตอร์แบบเดียวกันคือมีการพันขดลวด

กระจายแบบไซน์ แรงบิดที่ได้จึงค่อนข้างเรียบ ส่วนที่แตกต่างกันของมอเตอร์ทั้ง 2 ประเภทคือ โครงสร้างทางด้านโรเตอร์ โดย IPMSM นั้นแม่เหล็กถาวรจะติดตั้งอยู่ภายในโรเตอร์ทำให้แบบจำลองทางพลวัตมีความซับซ้อน ขณะที่ SPMSM แม่เหล็กถาวรจะติดตั้งอยู่ที่ผิวโรเตอร์ทำให้แบบจำลองทางพลวัตมีความซับซ้อนน้อยกว่า สำหรับวิทยานิพนธ์นี้ได้มุ่งเน้นทำการศึกษาวิจัยเฉพาะกับ SPMSM เท่านั้น



รูปที่ 1.1 ความสัมพันธ์ระหว่างแกนอ้างอิงทั้งสามแกนที่ใช้ในการควบคุมแบบ
ไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งของมอเตอร์ซิงโครนัสแม่เหล็กถาวร

รูปที่ 1.1 เป็นความสัมพันธ์ระหว่างแกนอ้างอิงทั้งสามแกนที่ใช้ในการควบคุมแบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งของ PMSM ซึ่งประกอบไปด้วย แกนอ้างอิงสเตเตอร์ (พิกัด x, y) แกนอ้างอิงโรเตอร์ (พิกัด d, q) และแกนอ้างอิงตำแหน่งโรเตอร์ประมาณ (พิกัด $\hat{d}, \hat{q}$) สำหรับ u, v, w คือแกนของขดลวดสามเฟส U, V, W ตามลำดับ ซึ่งโดยทั่วไปแบบจำลองของ SPMSM บนแกนอ้างอิงสเตเตอร์แสดงได้ดังสมการที่ (1.1) ตามลำดับ

แบบจำลองทางพลวัตแบบดั้งเดิมของ SPMSM:

$$\left.\begin{aligned} \vec{v} &= R\vec{i} + L\frac{d\vec{i}}{dt} + \boldsymbol{J}\omega\lambda e^{J\theta}\begin{bmatrix}1\\0\end{bmatrix} \\ \frac{d\theta}{dt} &= \omega \\ \tau_m &= p[\boldsymbol{J}\vec{\lambda}]^T\vec{i} \end{aligned}\right\} \tag{1.1}$$

โดยที่

$\vec{v}$: สเปซเวกเตอร์ของแรงดันสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงสเตเตอร์

$\vec{i}$: สเปซเวกเตอร์ของกระแสสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงสเตเตอร์

R: ความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์

L: ความเหนี่ยวนำของขดลวดสเตเตอร์

λ: ฟลักซ์แม่เหล็กจากแม่เหล็กถาวร

$\vec{\lambda} = \lambda e^{\boldsymbol{J}\theta}$: ฟลักซ์แม่เหล็กจากแม่เหล็กถาวรบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์

τ_m: แรงบิดของมอเตอร์

p: จำนวนคู่ของขั้วแม่เหล็ก (Poles pair)

ω, θ: ความเร็วและตำแหน่งของโรเตอร์คิดเป็นปริมาณทางไฟฟ้า

$\boldsymbol{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ เมตริกซ์เอกลักษณ์

$\boldsymbol{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ เมตริกซ์การหมุนทวนเข็มนาฬิกา 90°

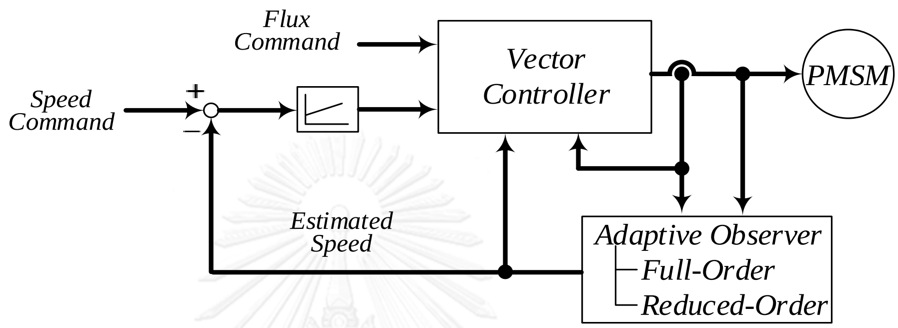
จากสมการที่ (1.1) จะเห็นว่ามีตัวแปรที่เราต้องการทราบค่าหรือตัวแปรที่เราจะต้องทำการประมาณค่าเมื่อใช้การควบคุมแบบเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งอยู่ในสมการถึง 2 ตัวคือความเร็วโรเตอร์ (ω) และ ตำแหน่งโรเตอร์ (θ) ทำให้สมการที่ (1.1) นั้นไม่มีความเหมาะสมที่จะนำไปใช้สำหรับออกแบบตัวสังเกตเพื่อประมาณค่าตำแหน่งโรเตอร์

1.1.2 แบบจำลองและระบบประมาณตำแหน่งโรเตอร์จากงานวิจัยในอดีต

งานวิจัยในอดีตจำนวนมากได้พัฒนาวิธีการประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งของโรเตอร์ในระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์โดยอาศัยวิธีการต่าง ๆ หลากหลายเช่น วิธีที่นำเสนอใน[17] ใช้การอินทิเกรตแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำซึ่งมีปัญหาเรื่องการขยับเลื่อน (drift) และการอิ่มตัว (saturation) จากการใช้ตัวอินทิเกรต งานวิจัย[18, 19] ใช้ตัวกรองคาลมานแบบขยาย (Extended Kalman filter: EKF) ในการประมาณค่าความเร็วและตำแหน่ง ซึ่งวิธีนี้ต้องอาศัยการประมาณแบบจำลองให้เป็นเชิงเส้นรอบจุดทำงาน จึงไม่สามารถยืนยันได้ว่าระบบจะมีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงาน งานวิจัย[20-22] ใช้การป้อนแรงดันหรือกระแสที่ความถี่สูงเพื่อประมาณค่าตำแหน่งและความเร็วโดยการผนวกค่าแรงดันหรือกระแสที่ความถี่สูงนี้รวมเข้าไปกับค่ากระแสหรือแรงดันที่ความถี่ทำงานตามปกติ จึงอาจส่งผลกระทบต่อการทำงานตามปกติของมอเตอร์ได้

การใช้ตัวสังเกต (Observer)ในการประมาณค่าตำแหน่งและความเร็วของมอเตอร์ซิงโครนัสนั้นได้รับความนิยมมากในปัจจุบัน ทั้งนี้เพราะว่ามีข้อได้เปรียบกว่าวิธีการอื่นดังนี้คือ

1) ไม่ต้องอาศัยเงื่อนไขการทำงานในสภาวะอยู่ตัวในการออกแบบตัวสังเกตให้มีเสถียรภาพ
2) ยืนยันการลู่เข้าของการประมาณพร้อมกับพิสูจน์ให้เห็นได้อย่างชัดเจน
3) สามารถทำงานได้ในช่วงความเร็วที่กว้าง



รูปที่ 1.2 แผนภาพบล็อกการควบคุมแบบไร้เซนเซอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ

ตัวสังเกตที่ใช้ในการประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์สามารถจำแนกได้เป็น 2 ลักษณะคือ

1. ตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัว (Adaptive full-order observer)
2. ตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัว (Adaptive reduce-order observer)

วิธีการประมาณค่าตำแหน่งโรเตอร์โดยใช้ตัวสังเกตต้องอาศัยแบบจำลองของมอเตอร์เป็นพื้นฐาน แบบจำลองของมอเตอร์ซิงโครนัสแม่เหล็กถาวรบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์โดยทั่วไปนั้นมีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น ดังนั้นโครงสร้างของระบบประมาณตำแหน่งโรเตอร์ก็จะไม่เป็นเชิงเส้นตามแบบจำลอง ซึ่งนักวิจัยในอดีตบางส่วนมองว่าทำให้ไม่สามารถใช้ทฤษฎีของระบบควบคุมแบบเชิงเส้นในการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณได้ จึงมีงานวิจัยจำนวนหนึ่งนำเสนอวิธีปรับแบบจำลองของมอเตอร์ซิงโครนัสแม่เหล็กถาวรให้เป็นเชิงเส้น และนำเสนอวิธีประมาณตำแหน่งโรเตอร์โดยอาศัยแบบจำลองเชิงเส้นดังกล่าว

สำหรับ SPMSM นั้นตัวสังเกตถูกนำมาใช้ในงานวิจัย[5, 6, 9-16] เพื่อที่จะใช้แบบจำลองที่เป็นเชิงเส้น งานวิจัย[11-14] ได้นำเสนอการประมาณค่าตำแหน่งและความเร็วบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ เนื่องจากแบบจำลองที่ไม่เป็นเชิงเส้นบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์นี้จะเป็นเชิงเส้นเมื่อย้ายมาอ้างอิงบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ แบบจำลองของ SPMSM บนแกนอ้างอิงโรเตอร์แสดงได้ดังสมการที่ (1.2)

แบบจำลองของ SPMSM บนแกนอ้างอิงโรเตอร์:

$$\left.\begin{array}{l}
\dfrac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \dfrac{1}{L}\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} - \dfrac{R}{L}\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\omega i_q \\ \omega i_d \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \omega\lambda / L \end{bmatrix} \\
\dfrac{d\theta}{dt} = \omega \quad ; \quad \dfrac{d\lambda}{dt} = 0 \\
T_m = p\lambda i_q
\end{array}\right\} \tag{1.2}$$

โดยที่ตัวห้อย d, q แสดงถึงองค์ประกอบในแกนอ้างอิงโรเตอร์ (พิกัด d, q) ตามลำดับ

อย่างไรก็ตามวิธีการนี้ก็มีปัญหาเมื่อนำมาใช้กับระบบขับเคลื่อนไร้เซนเซอร์เนื่องจากไม่มีข้อมูลตำแหน่งของโรเตอร์จริง จึงไม่สามารถหาค่าความผิดพลาดได้ การวิเคราะห์โดยอาศัยสมมุติฐานว่าค่าความผิดพลาดของระบบประมาณตำแหน่งมีค่าน้อย[13, 14] หรือการประมาณแบบจำลองให้เป็นเชิงเส้นรอบจุดทำงาน[11, 12] จึงไม่สามารถยืนยันได้อย่างชัดเจนว่าระบบประมาณตำแหน่งจะมีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงานในช่วงกว้างได้ งานวิจัย[15] ใช้กระแสและแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำเป็นตัวแปรสถานะ ซึ่งจะได้แบบจำลองเป็นเชิงเส้นบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์และใช้ตัวสังเกตแบบลดอันดับในการประมาณค่าตำแหน่งโรเตอร์ การใช้ตัวสังเกตแบบลดอันดับที่ต้องใช้ค่าอนุพันธ์ของกระแสในการประมาณตำแหน่งไม่เหมาะสมในทางปฏิบัติ ทั้งนี้เพราะสัญญาณรบกวนที่ความถี่สูงจะถูกขยายจากการคำนวณค่าอนุพันธ์ของกระแส

ดังนั้นเพื่อแก้ปัญหาความไม่เป็นเชิงเส้นของแบบจำลอง SPMSM, Yang et al.[5] ได้นำเสนอตัวแปรสถานะใหม่คือ เวกเตอร์ของฟลักซ์แม่เหล็ก $\vec{\lambda} = \lambda e^{\boldsymbol{J}\theta}\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$ ทำให้แบบจำลองที่ได้เป็นเชิงเส้นแสดงได้ดังสมการที่ (1.3)

$$\left.\begin{array}{l}
\vec{v} = R\vec{i} + L\dfrac{d\vec{i}}{dt} + \boldsymbol{J}\omega\vec{\lambda} \\
\dfrac{d\vec{\lambda}}{dt} = \boldsymbol{J}\omega\vec{\lambda}
\end{array}\right\} \tag{1.3}$$

แบบจำลอง (1.3) ดังกล่าวกำเนิดมาจากแนวคิดที่จะปรับแบบจำลองดั้งเดิมที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นให้เป็นแบบจำลองที่เป็นเชิงเส้น เพื่อที่จะใช้ทฤษฎีการควบคุมแบบเชิงเส้นในการวิเคราะห์ได้

โดยพยายามจัดรูปฟลักซ์แม่เหล็กทางด้านโรเตอร์ให้ย้ายจากแกนอ้างอิงโรเตอร์มาอยู่บนแกนอ้างอิงสเตเตอร์ คือ $\vec{\lambda} = \lambda e^{J\theta} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$ และใช้สเปซเวกเตอร์ของฟลักซ์ดังกล่าวเป็นตัวแปรสถานะร่วมกับกระแส ผลคือได้แบบจำลองใหม่ที่เป็นเชิงเส้น

โดยที่ตัวแปรสถานะคือ $\begin{bmatrix} \vec{i} & \vec{\lambda} \end{bmatrix}^T$ สมการที่ (1.3) สามารถเขียนในรูปแบบสมการสถานะได้เป็น

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \vec{i} \\ \vec{\lambda} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}\boldsymbol{I} & -\boldsymbol{J}\frac{\omega}{L} \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{J}\omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{i} \\ \vec{\lambda} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \boldsymbol{I}/L \\ \boldsymbol{0} \end{bmatrix} \vec{v} \qquad (1.4)$$

โดยที่ $\vec{\boldsymbol{v}}, \vec{\boldsymbol{i}}$: สเปซเวกเตอร์ของแรงดันและกระแสสเตเตอร์

ω, θ : ความเร็วและตำแหน่งของโรเตอร์ทางไฟฟ้า

$\vec{\lambda} = \lambda e^{J\theta} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$: สเปซเวกเตอร์ของฟลักซ์แม่เหล็กจากแม่เหล็กถาวร

ตัวห้อย d, q แสดงถึงองค์ประกอบในแกนอ้างอิงโรเตอร์ d, q ตามลำดับ

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega;\ \boldsymbol{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix};\ \boldsymbol{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix};\ \boldsymbol{0} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

จากการพิจารณาโดยทั่วไปว่าค่าคงตัวทางเวลาทางไฟฟ้า (Electrical time constant) มีค่าน้อยกว่าค่าคงตัวทางเวลาทางกล (Mechanical time constant) มาก ดังนั้นจึงถือได้ว่า ω มีค่าคงที่ในการวิเคราะห์คุณสมบัติต่าง ๆ ของตัวสังเกต แบบจำลอง (1.3) ที่ได้จึงจะเป็นเชิงเส้น แต่จากสมการสถานะดังสมการที่ (1.4) ที่จะนำไปออกแบบระบบประมาณค่าตำแหน่ง จะเห็นว่ามีตัวแปรสถานะถึง 4 ตัวแปร ทำให้โครงสร้างของระบบประมาณค่าตำแหน่งมีความซับซ้อน

นอกจากงานวิจัยของ Yang et al.[5] แล้วยังมีงานวิจัยอื่นที่เสนอแนวทางหลีกเลี่ยงความไม่เชิงเส้นของแบบจำลองของ SPMSM ที่ต่างออกไป งานวิจัย[6, 16] ใช้กระแสและแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำเป็นตัวแปรสถานะทำให้ได้ตัวสังเกตที่เป็นเชิงเส้นบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์เหมือนกับงานวิจัย[15] โดยในงานวิจัย[16] ใช้ตัวสังเกตแบบแผนเลื่อน (Sliding mode) ในการประมาณค่าแต่ไม่ได้พิสูจน์การมีเสถียรภาพของระบบประมาณ Tomita et al.[6] ได้นำเสนอตัวสังเกตสัญญาณรบกวน (Disturbance observer) โดยเน้นประเด็นที่ตัวสังเกตเต็มอันดับตามที่ Yang et al.[5] นำเสนอนั้นต้องใช้สมการอนุพันธ์อันดับสี่ ในขณะที่เมื่อใช้ตัวสังเกตที่ Tomita et al.[6] นำเสนอจะลดลงเหลือแค่อนุพันธ์อันดับสองเท่านั้น อย่างไรก็ตามเนื่องจากการใช้แรงเคลื่อนเหนี่ยวนำเป็นตัวแปรสถานะนั้น

จะมีปัญหาในการคำนวณที่ต้องใช้ค่าอนุพันธ์ของกระแส Tomita et al.[6] จึงต้องใช้วงจรกรองผ่านต่ำในการหาค่าแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ การใช้วงจรกรองผ่านต่ำทำให้ตัวสังเกตมีสมการอนุพันธ์เพิ่มขึ้นสองอันดับ ดังนั้นระบบประมาณโดยรวมยังคงเป็นสมการอนุพันธ์อันดับสี่อยู่ และในการพิสูจน์เสถียรภาพของระบบประมาณ Tomita ได้ละเลยผลจากการใช้ตัวกรองผ่านต่ำ การพิสูจน์เสถียรภาพของระบบประมาณโดยใช้ทฤษฎี Hyperstability ของ Popov จึงทำได้โดยง่าย แต่เมื่อนำผลของตัวกรองผ่านต่ำมาพิจารณาด้วยแล้ว ผลการวิเคราะห์เสถียรภาพดังกล่าวจะไม่สามารถนำมาใช้ได้

จากแบบจำลองเต็มอันดับที่เป็นเชิงเส้นของมอเตอร์ซิงโครนัสแม่เหล็กถาวรในสมการที่ (1.3) Sakorn et al.[10] ได้อาศัยแบบจำลองดังกล่าวสำหรับการออกแบบวิธีประมาณตำแหน่งโรเตอร์โดยใช้ข้อมูลแรงดันและกระแสสเตเตอร์ประมาณค่ากระแสสเตเตอร์ เวกเตอร์ฟลักซ์แม่เหล็กรวมทั้งความเร็วของโรเตอร์ได้ โดยใช้ตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวดังแสดงในสมการที่ (1.5 - 1.6)

ตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัว:

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\hat{\vec{i}}\\ \hat{\vec{\lambda}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-\frac{R}{L}\boldsymbol{I} & -\boldsymbol{J}\frac{\omega}{L_e}\\ 0 & \boldsymbol{J}\omega\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\hat{\vec{i}}\\ \hat{\vec{\lambda}}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}B_1\\ \boldsymbol{0}\end{bmatrix}\vec{v}+\begin{bmatrix}G_1\boldsymbol{I}+G_2\boldsymbol{J}\\ H_1\boldsymbol{I}+H_2\boldsymbol{J}\end{bmatrix}\left[\hat{\vec{i}}-\vec{i}\right] \qquad (1.5)$$

สมการการประมาณค่าความเร็ว:

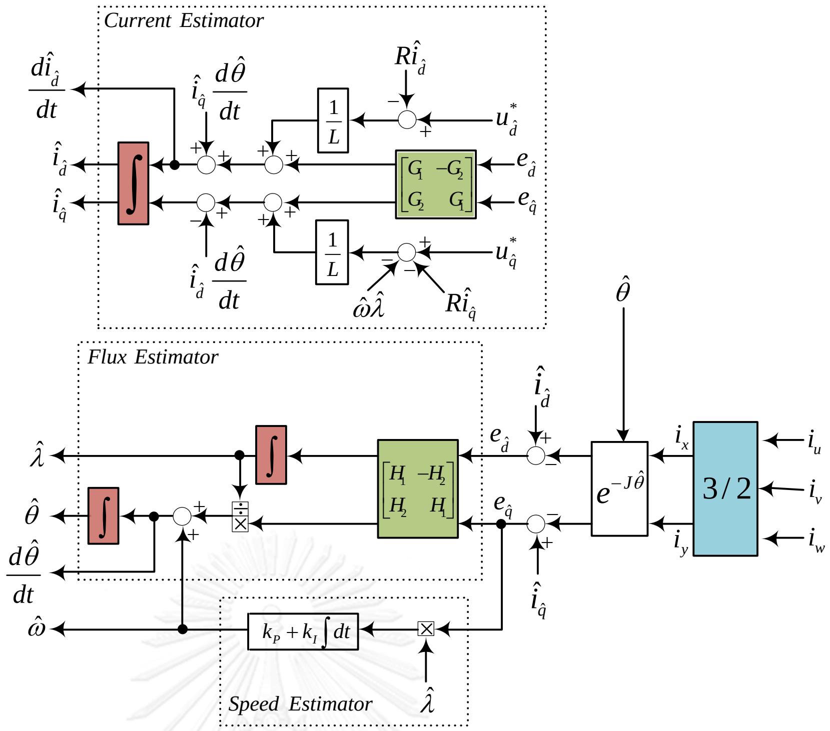
$$\hat{\omega}=(k_P+k_I\int dt)(J\hat{\vec{\lambda}})^T\vec{e}_i \qquad ;k_P,k_I>0 \qquad (1.6)$$

โดยที่ G_1, G_2, H_1, H_2 คือ อัตราขยายป้อนกลับ

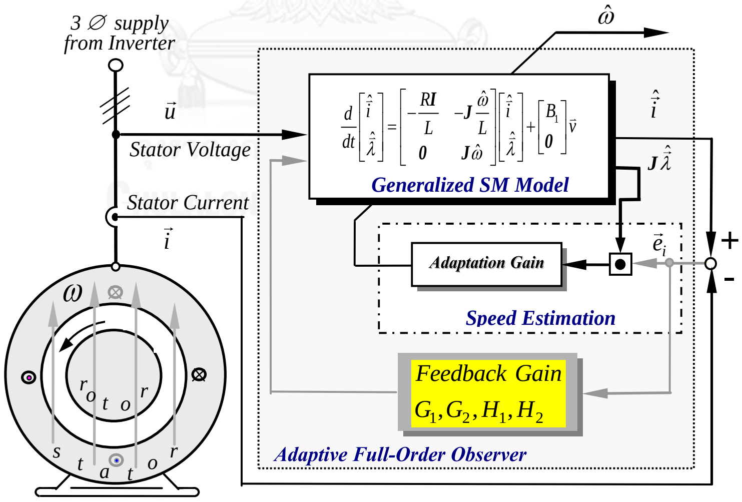
$\vec{e}_i=\hat{\vec{i}}-\vec{i}$ คือค่าความผิดพลาดของกระแส

k_P, k_I คืออัตราขยายการปรับตัวแบบสัดส่วนและแบบอินทิเกรต ตามลำดับ

จากสมการที่ (1.5) - (1.6) สามารถเขียนแผนภาพส่วนประมาณกระแส ฟลักซ์ ค่าความเร็วและตำแหน่งของตัวสังเกตได้ดังรูปที่ 3.2 และสามารถเขียนแผนภาพรวมของตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวได้ดังรูปที่ 1.3



รูปที่ 1.3 แผนภาพส่วนประมาณกระแส ฟลักซ์ ค่าความเร็วและตำแหน่ง
ของตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัว



รูปที่ 1.4 แผนภาพรวมของระบบประมาณค่าตำแหน่งและความเร็ว
โรเตอร์อิงตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัว

อย่างไรก็ตามแบบจำลองเชิงเส้นที่ได้นั้นมาจากฐานความคิดเรื่องการปรับแบบจำลองในลักษณะที่นักวิจัยในอดีตพยายามย้ายค่าตัวแปรของมอเตอร์ทั้งฝั่งสเตเตอร์และโรเตอร์ให้มาอ้างอิงอยู่บนแกนอ้างอิงด้านใดด้านเพียงด้านเดียว(โดยทั่วไปก็คือฝั่งสเตเตอร์) ทำให้แบบจำลองเชิงเส้นที่ได้มี

ลักษณะที่เรียกว่าแบบจำลองเต็มอันดับ (Full-Order Model) เมื่อนำแบบจำลองเต็มอันดับดังกล่าวไปออกแบบระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่ง ก็จะทำให้ได้ระบบประมาณแบบเต็มอันดับ (Full-Order Estimator) ซึ่งมีจุดด้อยเรื่องสมการมีความซับซ้อน

พิจารณาจากแผนภาพบล็อกในงานวิจัย[10] ดังรูปที่ 1.3 เราจะพบข้อด้อยของวิธีการประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโดยใช้ตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัว ซึ่งสามารถที่จะสรุปมาเป็นหัวข้อได้ดังต่อไปนี้

1. สมการที่ใช้ในการประมาณมีความซับซ้อน มีการคำนวณที่ค่อนข้างมาก เนื่องจากมีตัวแปรสถานะถึง 4 ตัวแปร
2. ตำแหน่งประมาณ $\hat{\theta}$ ไม่ได้มีความสัมพันธ์โดยตรงกับความเร็วประมาณ $\hat{\omega}$
3. มีการประมาณค่าฟลักซ์($\hat{\lambda}$) ซึ่งเป็นการประมาณที่ไม่จำเป็น เนื่องจาก PMSM มีค่าฟลักซ์คงที่
4. การวิเคราะห์เสถียรภาพใช้ข้อมูลความเร็วจริง ω แต่ในระบบควบคุมมอเตอร์กลับใช้ข้อมูลความเร็วประมาณ $\hat{\omega}$ โดยใช้สมมุติฐานว่าความเร็วจริงเท่ากับความเร็วประมาณ ทำให้ระบบควบคุมที่ใช้จริงไม่สอดคล้องโดยตรงกับระบบที่ใช้วิเคราะห์เสถียรภาพ

การพิจารณาผลกระทบต่อค่าความผิดพลาดของค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์นั้น ก็เป็นอีกประเด็นหนึ่งที่ต้องพิจารณา ทั้งนี้เพราะว่าตัวสังเกตต้องใช้ค่าความต้านทาน ค่าความเหนี่ยวนำและค่าฟลักซ์แม่เหล็กถาวรของมอเตอร์ในการประมาณ ซึ่งค่าพารามิเตอร์เหล่านี้อาจเปลี่ยนแปลงได้ ค่าความต้านทานจะมีการเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิและผลของปรากฏการณ์ทางผิว (Skin effect) สำหรับค่าความเหนี่ยวนำนั้นจะเปลี่ยนแปลงค่าตามการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

จากปัญหาที่กล่าวมาทั้งหมด วิทยานิพนธ์นี้จึงมีวัตถุประสงค์ที่จะนำเสนอการออกแบบระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่ผิวไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งโดยอาศัยตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัว โดยมีประเด็นหลักของการวิจัยดังนี้คือ

1) นำเสนอแบบจำลองใหม่แบบลดอันดับของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่ผิว แบบจำลองใหม่ที่ได้จะถูกนำไปใช้ในการออกแบบระบบประมาณ

2) ออกแบบระบบประมาณโดยอาศัยแบบจำลองลดอันดับแบบใหม่ที่ได้ โดยนำเสนอระบบประมาณขึ้นมา 2 ระบบคู่กันคือ ระบบประมาณที่รับรองเสถียรภาพในวงกว้าง และ ระบบประมาณที่รับรองเสถียรภาพเฉพาะรอบจุดทำงาน

3) นำเสนอวิธีการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ในทางทฤษฎี และ นำเสนอหลักการออกแบบอัตราขยายของระบบประมาณที่ทำให้ระบบโดยรวมมีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงาน

4) นำเสนอการวิเคราะห์ถึงผลกระทบจากความผิดพลาดจากค่าความต้านทาน ค่าความเหนี่ยวนำและค่าฟลักซ์แม่เหล็กถาวรต่อการประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งในเชิงสมการอย่างชัดเจนและเสนอแนวทางในการลดผลกระทบที่เกิดขึ้นจากความผิดพลาดดังกล่าว

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

1) นำเสนอแบบจำลองใหม่แบบลดอันดับของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่ผิว
2) นำเสนอตัวสังเกตลดอันดับแบบใหม่ที่รับรองเสถียรภาพในวงกว้างในการประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์
3) นำเสนอนำเสนอวิธีการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์
4) นำเสนอหลักการออกแบบอัตราขยายของระบบประมาณที่ทำให้ระบบโดยรวมมีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงาน

1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ-ด้านวิชาการและด้านการประยุกต์

ทางด้านวิชาการสามารถนำเอาวิธีการประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์ที่อ้างอิงแบบจำลองลดอันดับซึ่งรับรองเสถียรภาพในวงกว้างไปประยุกต์ใช้ในการควบคุมแบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งกับมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรได้ ทางด้านการประยุกต์สามารถนำทฤษฎีที่พัฒนาขึ้นไปใช้ในงานอุตสาหกรรมจริงเพื่อทำให้ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์แบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งสามารถทำงานร่วมกับมอเตอร์ซิงโครนัสแม่เหล็กถาวรได้

1.5 ขั้นตอนในการดำเนินการวิจัย

1. ศึกษาแบบจำลองทางพลวัตของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรและวิธีประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์จากงานวิจัยในอดีต
2. ออกแบบแบบจำลองลดอันดับของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวร และใช้แบบจำลองดังกล่าวในการออกแบบระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์
3. ศึกษาและวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์รวมทั้งหาแนวทางการออกแบบอัตราขยายของระบบประมาณ
4. จำลองการทำงานของระบบด้วยคอมพิวเตอร์ เพื่อทดสอบแนวความคิด
5. ออกแบบระบบในส่วนซอฟต์แวร์ และฮาร์ดแวร์ พร้อมทดสอบการทำงาน
6. ปรับปรุงแก้ไขระบบในส่วนซอฟต์แวร์ที่ได้พัฒนาขึ้น
7. เก็บข้อมูล ประเมินผล และสรุปผล
8. เขียนวิทยานิพนธ์

บทที่ 2
แบบจำลองลดอันดับและตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัว

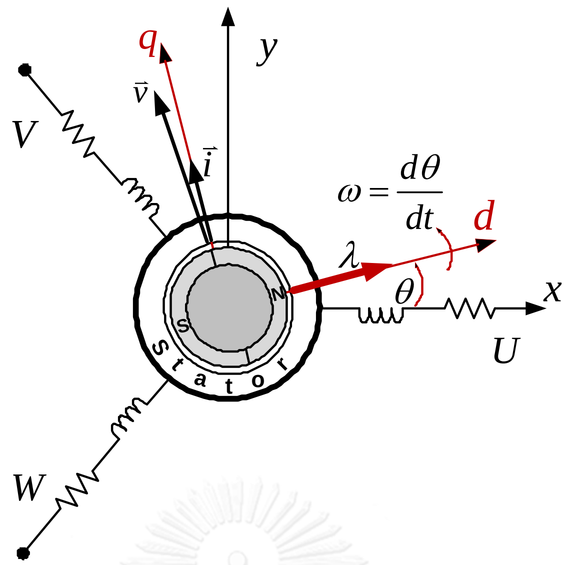
จากข้อด้อยของวิธีการประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์โดยใช้ตัวสังเกตเต็มอันดับแบบปรับตัวดังที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 1 และเพื่อที่จะพัฒนาวิธีการใหม่สำหรับการประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่ผิวที่มีโครงสร้างของระบบประมาณไม่ซับซ้อน มีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงาน และสามารถนำไปใช้ได้ในทางปฏิบัติ วิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำเสนอแบบจำลองลดอันดับ (Reduced-order model) แบบใหม่ของมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่ผิว แบบจำลองลดอันดับที่ได้จะถูกนำไปใช้ในการออกแบบตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัวสำหรับระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ต่อไป

2.1 แบบจำลองทางพลวัตแบบลดอันดับของ SPMSM

แบบจำลองเต็มอันดับของมอเตอร์ซิงโครนัสแม่เหล็กถาวรที่ใช้สำหรับออกแบบระบบประมาณค่าตำแหน่งโรเตอร์อิงตัวสังเกตเต็มอันดับสามารถแสดงได้ในอีกรูปแบบดังสมการที่ (2.1)

$$\left.\begin{aligned}
&\vec{v} = R\vec{i} + L\frac{d\vec{i}}{dt} + \frac{d\vec{\lambda}}{dt} \\
&\frac{d\vec{\lambda}}{dt} = \boldsymbol{J}\omega\vec{\lambda} \\
&\vec{\lambda} = \lambda e^{\boldsymbol{J}\theta}\begin{bmatrix}1\\0\end{bmatrix} \\
&\frac{d\theta}{dt} = \omega
\end{aligned}\right\} \qquad (2.1)$$

ตัวแปรของแรงดัน กระแส และ ฟลักซ์แม่เหล็กถาวรของแบบจำลองตามสมการที่ (2.1) แสดงให้เห็นในรูปของแผนภาพเวกเตอร์ได้ดังรูปที่ 2.1 เราจะสังเกตเห็นเทอม $\vec{\lambda} = \lambda e^{\boldsymbol{J}\theta}\begin{bmatrix}1\\0\end{bmatrix}$ ในสมการที่ (2.1) ซึ่งเทอมดังกล่าวคือการย้ายแกนอ้างอิงของฟลักซ์แม่เหล็กถาวรจากแกนอ้างอิงโรเตอร์แกน d มาอยู่บนแกนอ้างอิงสเตเตอร์ (พิกัด x, y) เดิมเวกเตอร์ฟลักซ์แม่เหล็กถาวร (λ) เมื่อตอนอ้างอิงอยู่บนแกนอ้างอิงโรเตอร์นั้นเป็นปริมาณที่เราทราบค่า (จากคู่มือมอเตอร์หรือการทดสอบ) คือทราบข้อมูลเพียงเชิงขนาดก็เพียงพอแล้ว แต่เมื่อย้ายมาอ้างอิงบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์ ($\vec{\lambda}$) ก็จะกลายเป็นเวกเตอร์ที่เราไม่อาจจะทราบค่าได้เลยถ้าไม่รู้ค่าของมุม θ



รูปที่ 2.1 แผนภาพเวกเตอร์ของฟลักซ์แม่เหล็กถาวรและกระแสสเตเตอร์ของ SPMSM

เป็นที่ทราบกันทั่วไปว่ามอเตอร์ซิงโครนัสแม่เหล็กถาวรประกอบไปด้วยโครงสร้าง 2 ส่วน ส่วนแรกคือส่วนสเตเตอร์มีตัวแปรที่เกี่ยวข้องคือค่าแรงดัน ($\vec{v}$) และค่ากระแสที่สเตเตอร์ ($\vec{i}$) ส่วนที่ 2 คือส่วนโรเตอร์ซึ่งมีตัวแปรที่เกี่ยวข้องคือฟลักซ์แม่เหล็กที่โรเตอร์ ค่าแรงดัน และ ค่ากระแสที่สเตเตอร์ เป็นตัวแปรที่สามารถตรวจวัดได้และอ้างอิงบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์โดยตรง สำหรับค่าขนาดของ ฟลักซ์แม่เหล็กถาวรก็เป็นตัวแปรที่เราทราบและถือว่าอ้างอิงบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ เมื่อเราเขียนสมการแบบจำลองของมอเตอร์โดยให้ตัวแปรต่าง ๆ อ้างอิงอยู่บนแกนอ้างอิงของตัวแปรนั้น ๆ เอง สามารถแสดงสมการแบบจำลองใหม่ที่ไม่เป็นเชิงเส้นของ SPMSM เรียกว่าแบบจำลองลดอันดับได้ดังสมการที่ (2.2)

แบบจำลองลดอันดับของ SPMSM:

$$\left.\begin{aligned} \vec{v} &= R\vec{i} + \frac{d}{dt}(L\vec{i} + e^{J\theta}\vec{\lambda}_r) \\ \vec{\lambda}_r &= \begin{bmatrix} \lambda \\ 0 \end{bmatrix} \\ \frac{d\theta}{dt} &= \omega \end{aligned}\right\} \tag{2.2}$$

โดยที่ $\vec{v}, \vec{i}$: สเปซเวกเตอร์ของแรงดันและกระแสสเตเตอร์

$\vec{\lambda}_r$: สเปซเวกเตอร์ของฟลักซ์บนแกนอ้างอิงโรเตอร์

λ : ฟลักซ์แม่เหล็กถาวรบนแกนอ้างอิงโรเตอร์

R : ความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์

L : ความเหนี่ยวนำสมมูลของขดลวดสเตเตอร์

ω, θ : ความเร็วและตำแหน่งของโรเตอร์ทางไฟฟ้า

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

จากแบบจำลองทางพลวัตทั้งสองแบบของ SPMSM คือ แบบจำลองเต็มอันดับที่เป็นเชิงเส้นเดิมของงานวิจัย[10] ซึ่งแสดงในสมการที่ (2.1) และแบบจำลองใหม่แบบลดอันดับที่วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอ แสดงในสมการที่ (2.2) สามารถเปรียบเทียบความแตกต่างได้ดังนี้

1. แบบจำลองเต็มอันดับใช้ ω เป็นพารามิเตอร์ซึ่งในกรณีทั่วไปจะเป็นค่าคงที่ แต่แบบจำลองลดอันดับใช้ θ เป็นพารามิเตอร์ซึ่งมีค่าไม่คงที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา แม้ในสภาวะอยู่ตัว
2. แบบจำลองเต็มอันดับมีลักษณะเชิงเส้นและไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา ในขณะที่แบบจำลองลดอันดับมีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้นและเปลี่ยนแปลงตามเวลา
3. สเปซเวกเตอร์ของแบบจำลองเต็มอันดับอ้างอิงบนแกนสเตเตอร์ทั้งหมด ทำให้เวกเตอร์ $\vec{\lambda}$ เป็นค่าที่วัดไม่ได้ เนื่องจากมี θ เป็นตัวแปรที่ไม่ทราบค่าในระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์ ในขณะที่แบบจำลองลดอันดับไม่มีการย้ายแกนอ้างอิง ทุกปริมาณสเปซเวกเตอร์จึงวัดหรือทราบค่าได้

2.2 ตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัวและระบบประมาณค่าตำแหน่งโรเตอร์

จากแบบจำลองลดอันดับของ SPMSM ดังที่แสดงในสมการที่ (2.2) สามารถนำค่าแรงดันสเตเตอร์มาใช้ในการประมาณค่ากระแสสเตเตอร์รวมทั้งความเร็วและตำแหน่งของโรเตอร์ได้โดยใช้ตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัวซึ่งวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอไว้ 2 แบบขึ้นอยู่กับลักษณะของอัตราขยายป้อนกลับเพื่อเปรียบเทียบกันดังนี้

แบบที่ 1: ตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัวที่มีการป้อนกลับด้วย $K\vec{e}_i$

ตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัว (แบบที่ 1):

$$\left.\begin{aligned} \vec{v} &= R\hat{\vec{i}} + L\frac{d\hat{\vec{i}}}{dt} + \frac{d}{dt}\left(e^{J\hat{\theta}}\begin{bmatrix}\lambda \\ 0\end{bmatrix}\right) + K\vec{e}_i \\ \frac{d\hat{\theta}}{dt} &= \hat{\omega} \end{aligned}\right\} \tag{2.3}$$

โดยที่ K คืออัตราขยายป้อนกลับ

จากตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัวดังสมการที่ (2.3) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของสมการประมาณค่ากระแส แสดงได้ดังสมการที่ (2.4) ในส่วนของสมการประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์แสดงได้ดังสมการที่ (2.5) และ (2.6) ตามลำดับ

สมการประมาณกระแส: $$\hat{\vec{i}} = \frac{1}{L}\left(\int (\vec{v} - R\hat{\vec{i}} - K\vec{e}_i)dt - e^{J\hat{\theta}}\vec{\lambda}_r\right) \tag{2.4}$$

สมการประมาณความเร็ว: $$\hat{\omega} = \left(k_P + k_I\int dt\right)\left\{\vec{z}^T\vec{e}_i\right\} \quad ;k_P, k_I > 0 \tag{2.5}$$

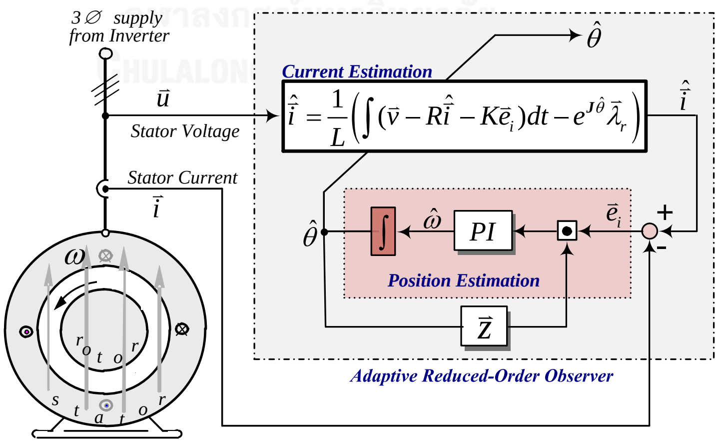
สมการประมาณตำแหน่ง: $$\hat{\theta} = \int \hat{\omega}dt \tag{2.6}$$

เมื่อ $\vec{z} = -Je^{J\hat{\theta}}\vec{\lambda}_r$

$\vec{e}_i = \hat{\vec{i}} - \vec{i}$ คือค่าความผิดพลาดของกระแส

k_P, k_I คืออัตราขยายการปรับตัวแบบสัดส่วนและแบบอินทิเกรต ตามลำดับ

จากสมการที่ (2.4 - 2.6) สามารถแสดงเป็นแผนภาพการทำงานของระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์แบบที่ 1 ได้ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 แผนภาพรวมของระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์
โดยใช้ตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัวแบบที่ 1

แบบที่ 2: ตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัวที่มีการป้อนกลับด้วย $(\boldsymbol{K I}-\hat{\omega} L \boldsymbol{J})\vec{e}_i$

ตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัว (แบบที่ 2):

$$\left.\begin{aligned} \vec{v} &= R\hat{\vec{i}} + L\frac{d\hat{\vec{i}}}{dt} + \frac{d}{dt}\left(e^{\boldsymbol{J}\hat{\theta}}\begin{bmatrix}\lambda \\ 0\end{bmatrix}\right) + (\boldsymbol{K I}-\hat{\omega} L \boldsymbol{J})\vec{e}_i \\ \frac{d\hat{\theta}}{dt} &= \hat{\omega} \end{aligned}\right\} \tag{2.7}$$

โดยที่ $\boldsymbol{K I}-\hat{\omega} L \boldsymbol{J}$ คืออัตราขยายป้อนกลับ

จากตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัวดังสมการที่ (2.7) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของสมการประมาณค่ากระแส แสดงได้ดังสมการที่ (2.8) ในส่วนของสมการประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์แสดงได้ดังสมการที่ (2.9) และ (2.10) ตามลำดับ

สมการประมาณกระแส: $$\hat{\vec{i}} = \frac{1}{L}\left(\int(\vec{v} - R\hat{\vec{i}} - (\boldsymbol{K I}-\hat{\omega} L \boldsymbol{J})\vec{e}_i)dt - e^{\boldsymbol{J}\hat{\theta}}\vec{\lambda}_r\right) \tag{2.8}$$

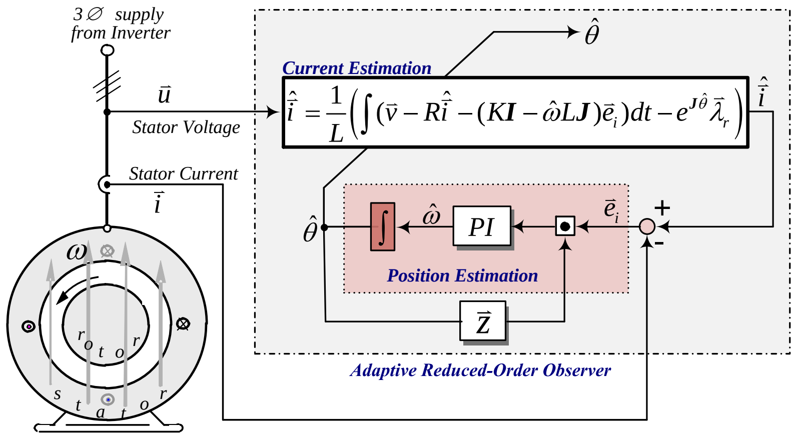
สมการประมาณความเร็ว: $$\hat{\omega} = (k_P + k_I\int dt)\left\{\vec{z}^T\vec{e}_i\right\} = \left(k_P + k_I\int dt\right)e_{\hat{d}} \tag{2.9}$$

สมการประมาณตำแหน่ง: $$\hat{\theta} = \int\hat{\omega}dt \tag{2.10}$$

เมื่อ $\vec{z} = \dfrac{e^{\boldsymbol{J}\hat{\theta}}\vec{\lambda}_r}{\lambda}$

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

จากสมการที่ (2.8 - 2.10) สามารถแสดงเป็นแผนภาพการทำงานของระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์แบบที่ 2 ได้ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 แผนภาพรวมของระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์
โดยใช้ตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัวแบบที่ 2

ระบบประมาณค่าตำแหน่งโรเตอร์ที่อาศัยแบบจำลองลดอันดับที่ได้นำเสนอเมื่อเปรียบเทียบกับระบบประมาณค่าตำแหน่งโรเตอร์ที่อาศัยแบบจำลองเต็มอันดับ ระบบประมาณที่อาศัยแบบจำลองลดอันดับมีข้อเด่นคือ

1) สมการที่ใช้ในการประมาณของตัวสังเกตลดอันดับมีความซับซ้อนน้อยกว่า

2) วิธีการประมาณที่นำเสนอไม่มีการประมาณพารามิเตอร์ที่ไม่จำเป็นเช่นฟลักซ์เนื่องจากค่าฟลักซ์ของ SPMSM มีค่าคงที่ที่ทราบค่าอยู่แล้ว

3) ส่วนประมาณความเร็วจะใช้ค่าผิดพลาดระหว่างกระแสสเตเตอร์ที่ตรวจจับและกระแสสเตเตอร์ที่คำนวณจากแบบจำลองสเตเตอร์ ซึ่งเป็นการคำนวณอย่างตรงไปตรงมาไม่ยุ่งยากซับซ้อน

4) ความเร็วโรเตอร์ประมาณ $\hat{\omega}$ กับตำแหน่งของโรเตอร์ประมาณ $\hat{\theta}$ มีความสัมพันธ์กันโดยตรง

วิธีประมาณค่าตำแหน่งโรเตอร์โดยอาศัยแบบจำลองลดอันดับที่ได้นำเสนอไปนั้น เป็นวิธีประมาณแบบใหม่ที่มีความเหมาะสมมากกับมอเตอร์ชนิดที่เราทราบค่าตัวแปรหรือปริมาณทางด้านโรเตอร์อยู่ก่อนหรือสามารถตรวจวัดได้ ตัวอย่างเช่นมอเตอร์ซิงโครนัสแม่เหล็กถาวรที่เราทราบค่าของฟลักซ์แม่เหล็กถาวรที่โรเตอร์ หรือกรณีของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางที่เราสามารถตรวจวัดกระแสโรเตอร์ได้เป็นต้น

2.3 ระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแรงดันที่อาศัยการควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วม

การควบคุมแบบเวกเตอร์เป็นการควบคุมแรงบิดของมอเตอร์โดยตรง ซึ่งจะทำการควบคุมแรงบิดผ่านทางกระแสสเตเตอร์ i_q สำหรับระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแรงดันจะอาศัยการควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วม ในการควบคุมกระแส โดยทำการชดเชยแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่เชื่อมโยงระหว่างแกน d และ q และเนื่องจากตัวควบคุมทำงานในลักษณะป้อนไปหน้า จึงไม่มีปัญหาในเรื่องเสถียรภาพของ การควบคุมกระแส

ระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแรงดันที่อาศัยหลักการควบคุมแยกการเชื่อมร่วมสามารถอธิบายได้โดยเริ่มต้นจากแบบจำลองของมอเตอร์ซิงโครนัสแม่เหล็กถาวรบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ในสมการที่ (1.2) ซึ่งสามารถนำมาเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ (2.11)

$$L\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} - R\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\hat{\omega}Li_q \\ \hat{\omega}Li_d \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \hat{\omega}\lambda \end{bmatrix} \tag{2.11}$$

จากสมการที่ (2.11) จะสังเกตได้ว่ามีเทอมของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำเชื่อมโยงระหว่างปริมาณในแกน d และแกน q ทำให้การควบคุมกระแสในแกนทั้งสองผ่านทางแรงดันสเตเตอร์ยุ่งยากและไม่มีอิสระในการควบคุมกระแสในแต่ละแกน ดังนั้นเพื่อแก้ปัญหานี้เราจึงทำการชดเชยแรงดันที่เชื่อมโยงระหว่างแกนทั้งสองโดยกำหนดให้แรงดันสเตเตอร์ที่จ่ายให้กับมอเตอร์เป็นไปตามสมการที่ (2.12)

$$\begin{bmatrix} u_{\hat{d}}^* \\ u_{\hat{q}}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u'_d \\ u'_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\hat{\omega}L\hat{i}_{\hat{q}} \\ \hat{\omega}L\hat{i}_{\hat{d}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \hat{\omega}\lambda \end{bmatrix} \tag{2.12}$$

เมื่อแทนสมการที่ (2.12) ลงในสมการที่ (2.11) จะได้

สมการสเตเตอร์หลังการควบคุมแยกการเชื่อมร่วม:

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = -\frac{R}{L}\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L}\begin{bmatrix} u'_d \\ u'_q \end{bmatrix} \tag{2.13}$$

สมการข้างต้นแสดงถึงลักษณะทางพลวัตของกระแสสเตเตอร์ที่มีการควบคุมได้อย่างอิสระในแต่ละแกนผ่านแรงดัน $\begin{bmatrix} u'_d \\ u'_q \end{bmatrix}$ และเรียกการควบคุมแรงดัน $\begin{bmatrix} u^*_{\hat{d}} \\ u^*_{\hat{q}} \end{bmatrix}$ ตามสมการ (2.12) ว่าเป็นการควบคุมแยกการเชื่อมร่วม (*Decoupling Control*) และถ้ากำหนดให้

$$\begin{bmatrix} u'_d \\ u'_q \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i^*_d \\ i^*_q \end{bmatrix} \tag{2.14}$$

ก็จะได้ผลตอบสนองของกระแสสเตเตอร์ (i_d, i_q) ต่อกระแสคำสั่งในแต่ละแกน (i^*_d, i^*_q) เป็นการหน่วงแบบอันดับหนึ่งด้วยค่าคงตัวทางเวลาเท่ากับ L/R

จากแนวคิดของการควบคุมแยกการเชื่อมร่วมข้างต้น เราสามารถเขียนสมการต่างๆ ของตัวควบคุมเวกเตอร์แบบแรงดันด้วยการควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมที่จะนำมาใช้ในงานวิจัยนี้ได้ดังสมการที่ (2.15 - 2.16)

แรงดันสเตเตอร์ของตัวควบคุมแยกการเชื่อมร่วมที่มีการชดเชยแรงดันที่เชื่อมโยงระหว่างแกน:

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

โดยที่ “*” คือค่าคำสั่ง

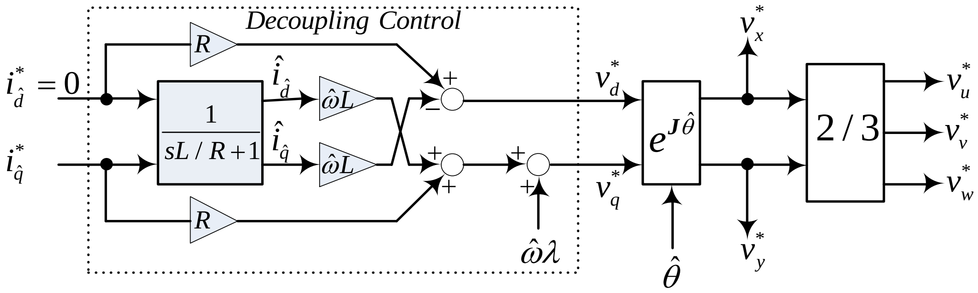
ตัวห้อย $\hat{d},\hat{q}$ แสดงถึงองค์ประกอบในแกนอ้างตำแหน่งโรเตอร์ประมาณ

สมการสเตเตอร์หลังการควบคุมแยกการเชื่อมร่วม:

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \hat{i}_{\hat{d}} \\ \hat{i}_{\hat{q}} \end{bmatrix} = -\frac{R}{L}\begin{bmatrix} \hat{i}_{\hat{d}} \\ \hat{i}_{\hat{q}} \end{bmatrix} + \frac{R}{L}\begin{bmatrix} i^*_{\hat{d}} \\ i^*_{\hat{q}} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{cases} \hat{i}_{\hat{d}} = \dfrac{i^*_{\hat{d}}}{Ls/R+1} \\ \hat{i}_{\hat{q}} = \dfrac{i^*_{\hat{q}}}{Ls/R+1} \end{cases} \tag{2.16}$$

แรงดันที่สามารถสร้างได้ด้วยอินเวอร์เตอร์นั้นเป็นแรงดันบนแกนอ้างอิงของสเตเตอร์ เราจึงต้องแปลงแรงดันที่คำนวณได้ตามสมการที่ (2.15) ซึ่งอ้างอิงอยู่กับแกนอ้างอิงโรเตอร์ไปเป็นคำสั่งแรงดันบนแกนอ้างอิงของสเตเตอร์โดยใช้ข้อมูลของตำแหน่งโรเตอร์ประมาณ

จากสมการที่ (2.15 - 2.16) เราสามารถเขียนแผนภาพบล็อกการควบคุมแยกการเชื่อมร่วมได้ดังแสดงในรูปที่ 2.4

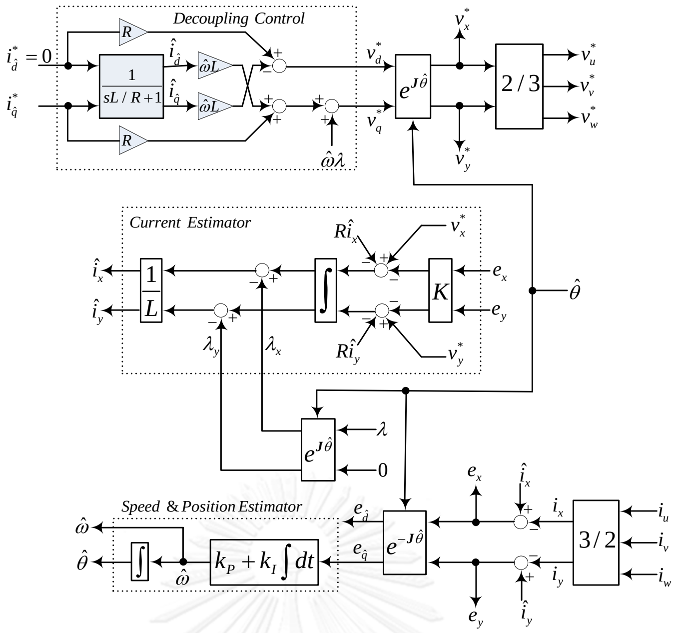


รูปที่ 2.4 โครงสร้างของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแรงดันโดยอาศัยการควบคุมแยกการเชื่อมร่วม

2.4 โครงสร้างของตัวควบคุมแบบเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งที่อาศัยการควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วม

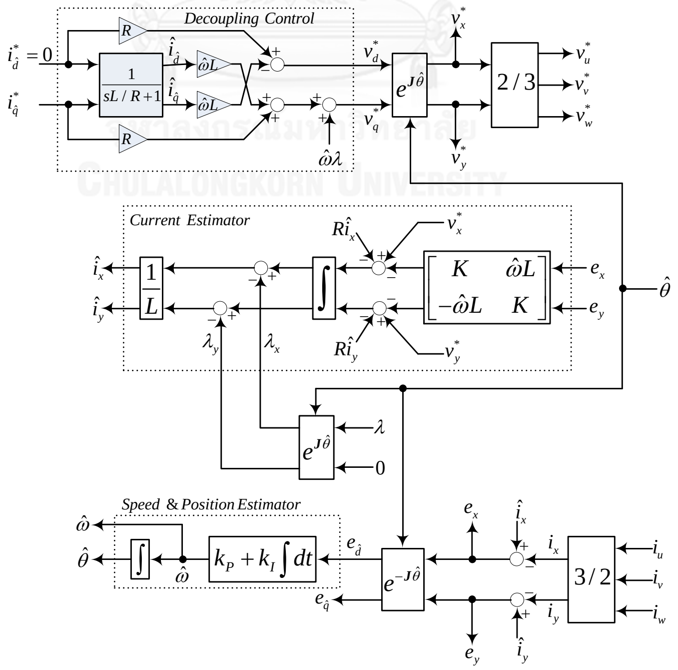
จากตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัวแบบที่ 1 ในสมการที่ (2.4 - 2.6) และตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัวแบบที่ 2 ในสมการที่ (2.8 - 2.10) เมื่อนำมาผนวกกับแนวคิดของการควบคุมแยกการเชื่อมร่วมข้างต้น (สมการที่ (2.15 - 2.16)) สามารถแสดงโครงสร้างของตัวควบคุมแบบเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งแบบที่ 1 และ แบบที่ 2 ได้ดังในรูปที่ 2.5 และ รูปที่ 2.6 ตามลำดับ โดยตัวควบคุมจะประกอบด้วย 3 ส่วนหลักคือ ส่วนการควบคุมแยกการเชื่อมร่วม(Decoupling Control) ส่วนของตัวประมาณกระแส(Current Estimator) และสุดท้ายคือส่วนของตัวประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์(Speed & Position Estimator) สำหรับแผนภาพบล็อกโดยรวมของระบบควบคุมความเร็วที่ใช้ระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมที่มีการประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ด้วยตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัวแสดงในรูปที่ 2.7

ระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งที่ใช้ตัวสังเกตลดอันดับแบบที่ 1:

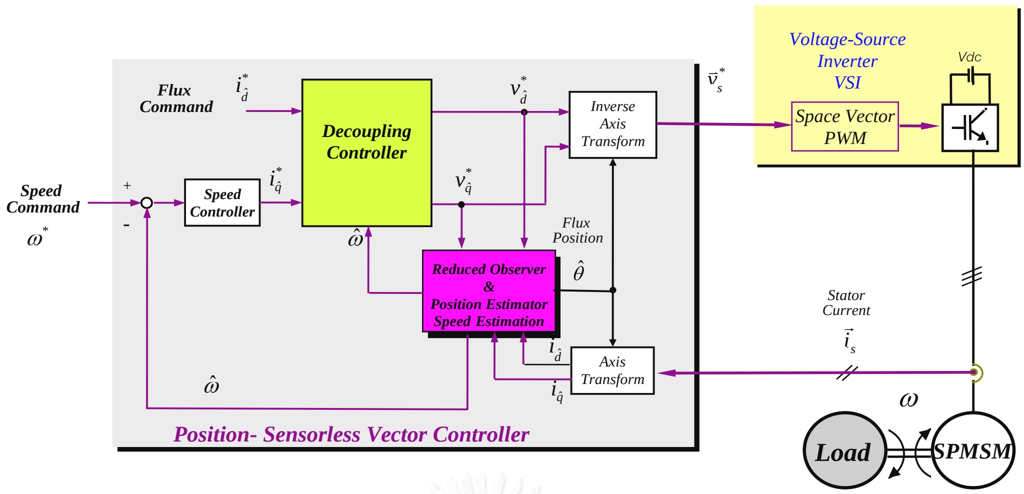


รูปที่ 2.5 โครงสร้างของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วม
กับตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัวแบบที่ 1

ระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งที่ใช้ตัวสังเกตลดอันดับแบบที่ 2:



รูปที่ 2.6 โครงสร้างของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วม
กับตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัวแบบที่ 2



รูปที่ 2.7 ระบบควบคุมความเร็วที่ใช้ระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมที่มีการประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ด้วยตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัว

บทที่ 3
เสถียรภาพของตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัว

เนื่องจากการประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ด้วยตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัวเป็นระบบวงรอบปิด จึงมีความจำเป็นที่จะต้องศึกษาและวิเคราะห์ถึงเสถียรภาพของระบบประมาณ ดังนั้นเนื้อหาในบทที่ 3 นี้จะกล่าวถึงประเด็นสำคัญของงานวิจัยคือเงื่อนไขเสถียรภาพของตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัวและรูปสมการทั่วไปของอัตราขยายป้อนกลับที่ทำให้ตัวสังเกตมีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงาน นอกจากนี้เรายังศึกษาถึงเกณฑ์ในการออกแบบอัตราขยายการปรับตัวโดยพิจารณาจากสมรรถนะในการติดตามตำแหน่งจริง(Tracking performance) ที่เปลี่ยนแปลงในช่วงเร่งและลดความเร็ว

สำหรับลำดับการนำเสนอ จะแสดงการวิเคราะห์เสถียรภาพสำหรับตัวสังเกตลดอันดับแบบที่ 1 ที่ป้อนกลับค่าความผิดพลาดกระแสด้วยอัตราขยาย K ก่อน จากนั้นก็จะแสดงการวิเคราะห์เสถียรภาพสำหรับตัวสังเกตลดอันดับแบบที่ 2 ที่ป้อนกลับค่าความผิดพลาดกระแสด้วยอัตราขยาย $\boldsymbol{KI} - \hat{\omega}\boldsymbol{LJ}$ ในลำดับถัดไป

3.1 เสถียรภาพของตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัวแบบที่ 1

3.1.1 สมการค่าความผิดพลาดของการประมาณ

ในเบื้องต้นนี้เราจะหาความสัมพันธ์ระหว่างค่าความผิดพลาดของกระแสและค่าความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์ ซึ่งจะใช้สมการพื้นฐานสำหรับการวิเคราะห์เสถียรภาพในลำดับถัดไป

เมื่อนำตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัวแบบที่ 1 จากสมการที่ (2.3) มาลบด้วยแบบจำลองลดอันดับของมอเตอร์ซิงโครนัสแม่เหล็กถาวรจากสมการที่ (2.2) จะได้สมการที่แสดงความสัมพันธ์ของค่าความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์ไปสู่ค่าความผิดพลาดของกระแสได้ดังสมการที่ (3.1)

$$\vec{e}_i = \hat{\vec{i}} - \vec{i} = \frac{-1}{L}\frac{s}{s+a}\left(e^{J\hat{\theta}} - e^{J\theta}\right)\begin{bmatrix}\lambda \\ 0\end{bmatrix} \tag{3.1}$$

โดยที่

$$a = \frac{R+K}{L} \tag{3.2}$$

จัดรูปสมการที่ (3.1) ให้เห็นเทอมค่าความผิดพลาดตำแหน่งโรเตอร์ชัดเจนขึ้นและมีความเป็นระบบเพื่อสะดวกในการวิเคราะห์ได้ดังสมการที่ (3.3)

ค่าความผิดพลาดของกระแสบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์:

$$\vec{e}_i = G(s)\left(\left(-\boldsymbol{I} + e^{\boldsymbol{J}(\theta-\hat{\theta})}\right)e^{\boldsymbol{J}\hat{\theta}}\begin{bmatrix}\lambda \\ 0\end{bmatrix}\right) \tag{3.3}$$

โดยที่

$$G(s) = \frac{1}{L}\frac{s}{s+a} = \frac{1}{L}\left[(s+a)I\right]^{-1}s \tag{3.4}$$

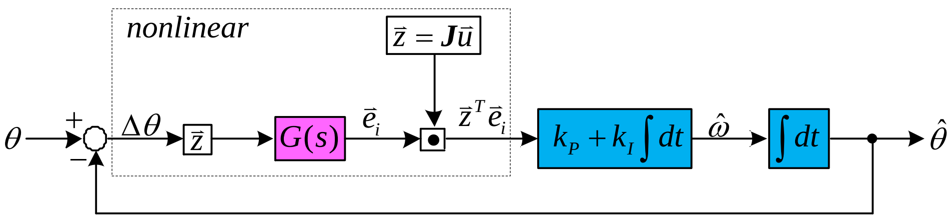
ประมาณสมการที่ (3.3) ให้เป็นเชิงเส้นรอบ ๆ $\vec{e}(t) = 0,\ \hat{\theta} = \theta$ ได้ดังสมการที่ (3.5)

$$\left.\begin{aligned}\vec{e}_i &\cong G(s)\boldsymbol{J}(\theta-\hat{\theta})e^{\boldsymbol{J}\hat{\theta}}\begin{bmatrix}\lambda \\ 0\end{bmatrix} \\ &\cong G(s)\Delta\theta\boldsymbol{J}\vec{u}\end{aligned}\right\} \tag{3.5}$$

โดยที่ $\vec{u} = e^{\boldsymbol{J}\hat{\theta}}\begin{bmatrix}\lambda \\ 0\end{bmatrix}$

$\Delta\theta = \theta - \hat{\theta}$

จากสมการที่ (3.5) จะเห็นได้ว่าค่าผิดพลาดของตำแหน่งจะสะท้อนไปยังค่าผิดพลาดของกระแสสเตเตอร์ผ่านฟังก์ชันโอนย้าย $G(s)$ และค่าผิดพลาดของกระแสสเตเตอร์ถูกนำไปใช้ในการประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ตามสมการที่ (2.5) และ (2.6) ตามลำดับ ดังนั้นเราสามารถแสดงแผนภาพบล็อกของระบบวงรอบปิดที่ประกอบด้วยฟังก์ชันโอนย้ายของค่าผิดพลาดกระแสพร้อมกันกับตัวควบคุมพีไอในส่วนประมาณค่าความเร็ว และ อินทิเกรเตอร์ในส่วนประมาณตำแหน่งโรเตอร์ของตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัวบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์ได้ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 แผนภาพบล็อกของค่าผิดพลาดในระบบประมาณค่าความเร็ว
และตำแหน่งโรเตอร์บนแกนอ้างอิงสเตเตอร์

สมการที่ (3.5) และ (3.4) รวมทั้งแผนภาพบล็อกในรูปที่ 3.1 สามารถแสดงบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ประมาณได้ดังสมการที่ (3.6 - 3.9) และรูปที่ 3.2 ตามลำดับ โดย $\begin{bmatrix} e_d & e_q \end{bmatrix}^T$ และ $\boldsymbol{G}'(s)$ ในรูปที่ 3.2 และในสมการ (3.7) หมายถึงค่าผิดพลาดของกระแสสเตเตอร์และฟังก์ชันโอนย้าย $G(s)$ ที่แสดงบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ประมาณตามลำดับ

ค่าความผิดพลาดของกระแสบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ประมาณ:

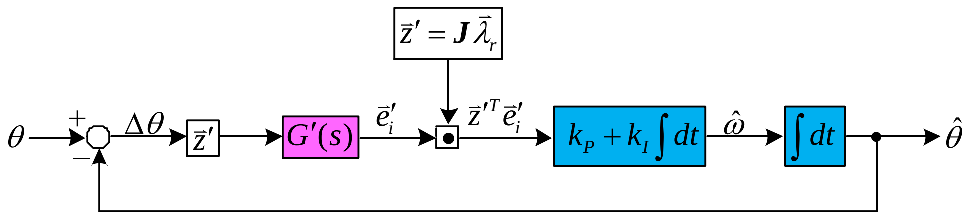
$$\vec{e}_i' = \begin{bmatrix} e_{\hat{d}} \\ e_{\hat{q}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{\hat{d}} - i_d \\ \hat{i}_{\hat{q}} - i_q \end{bmatrix} = \boldsymbol{G}'(s) \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda \end{bmatrix} (\theta - \hat{\theta}) \tag{3.6}$$

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

ค่าความผิดพลาดของกระแสสร้างแรงบิด:

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

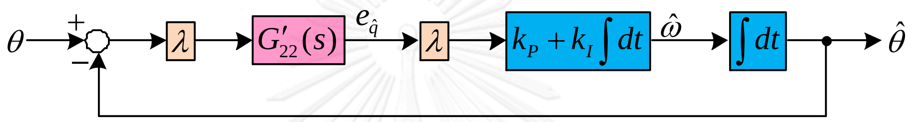
$$G_{22}'(s) = \frac{1}{L}\frac{z(s)}{p(s)}; \qquad \left.\begin{aligned} z(s) &= s(s+a) + \hat{\omega}^2 \\ p(s) &= (s+a)^2 + \hat{\omega}^2 \end{aligned}\right\} \tag{3.9}$$



รูปที่ 3.2 แผนภาพบล็อกของค่าผิดพลาดในระบบประมาณค่าความเร็ว
และตำแหน่งบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ประมาณ

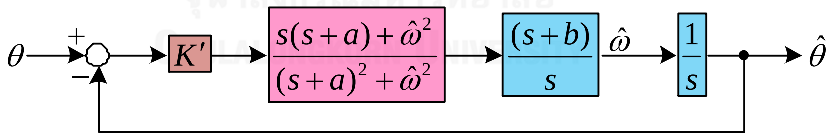
เนื่องจากเวกเตอร์โรเตอร์ฟลักซ์ $\vec{\lambda}_r$ จะชี้ในแนวแกน $\hat{d}$ รีเกรสเซอร์เวกเตอร์ $\boldsymbol{J}\vec{\lambda}_r$ ที่แสดงบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ประมาณจึงมีเฉพาะองค์ประกอบในแกน $\hat{q}$ เท่านั้น เวกเตอร์สัญญาณขาเข้าของ

ฟังก์ชันโอนย้ายเชิงเส้นป้อนไปหน้า $G'(s)$ ซึ่งมีค่าเป็น $J\bar{\lambda}_r\Delta\theta$ ก็จะมีองค์ประกอบเฉพาะในแกน $\hat{q}$ เช่นเดียวกัน และ ฟังก์ชันโอนย้ายที่ตอบสนองกับสัญญาณขาเข้านี้คือ $G'_{12}(s)$ และ $G'_{22}(s)$ ซึ่งทำให้เกิดค่าผิดพลาดของกระแสสเตเตอร์ในแกน $\hat{d}$ และ แกน $\hat{q}$ ตามลำดับ นอกจากนี้เนื่องจากผลคูณสเกลาร์ที่ใช้ในการประมาณค่าความเร็วมอเตอร์ตามสมการที่ (2.5) มีค่าเท่ากับ $\lambda e_{\hat{q}}$ ซึ่งคำนวณมาจากค่าผิดพลาดของกระแสในแกน $\hat{q}$ เท่านั้น ดังนั้นสัญญาณขาเข้าของส่วนประมาณค่าความเร็วจึงมีเพียงแค่สัญญาณในแกน $\hat{q}$ เช่นเดียวกัน จากที่กล่าวมาทั้งหมดทำให้เราสรุปได้ว่าวงรอบป้อนกลับของค่าผิดพลาดในการประมาณค่าตำแหน่งเกิดจากสัญญาณในแกน $\hat{q}$ เพียงอย่างเดียว นั่นหมายความว่าฟังก์ชันโอนย้าย $G'_{22}(s)$ เท่านั้นที่เกี่ยวข้องในการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบวงรอบปิด ดังนั้นเราสามารถลดรูปและจัดระบบวงรอบปิดของค่าผิดพลาดได้ใหม่ดังแสดงในรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 แผนภาพบล็อกของระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งแบบสัญญาณเข้าออกเดี่ยว (SISO) บนแกนอ้างอิงโรเตอร์ประมาณ

เพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์เสถียรภาพ เราจะจัดแผนภาพบล็อกในรูปที่ 3.3 เสียใหม่ให้มีความเป็นระบบยิ่งขึ้นพร้อมทั้งแสดงในรูปของโดเมนความถี่ได้ดังรูปที่ (3.4)



รูปที่ 3.4 แผนภาพบล็อกของระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ประมาณ

โดยที่ $K' = \dfrac{\lambda^2 k_P}{L}, \quad a = \dfrac{R+K}{L}, \quad b = \dfrac{k_I}{k_P}$

จากรูปที่ 3.4 สามารถหาฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิด แสดงได้ดังสมการที่ (3.10)

$$
\begin{aligned}
\frac{\hat{\theta}}{\theta} &= \frac{G_\theta(s)}{1+G_\theta(s)} \\
&= \frac{K'(s+b)\left(s^2+as+\hat{\omega}^2\right)}{s^4+(2aL+K')s^3+\left((a^2+\hat{\omega}^2)+K'(a+b)\right)s^2+K'(ab+\hat{\omega}^2)s+K'b\hat{\omega}^2}
\end{aligned}
\tag{3.10}
$$

โดยที่

$$
G_\theta(s) = K'\frac{(s+b)}{s^2}\times\frac{s(s+a)+\hat{\omega}^2}{(s+a)^2+\hat{\omega}^2} \tag{3.11}
$$

เพื่อที่จะทำให้ได้เงื่อนไขการออกแบบอัตราขยายของระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ จะต้องพิจารณาเงื่อนไขดังต่อไปนี้

3.1.2 เงื่อนไขเสถียรภาพ (Stability condition)

ระบบประมาณในรูปที่ 3.4 มีลักษณะที่ง่ายต่อการวิเคราะห์ทั้งนี้เนื่องจากเป็นระบบแบบสัญญาณเข้า-ออกเดี่ยว (single-input-single-output; SISO) โดยมีสัญญาณขาเข้าเป็นตำแหน่งโรเตอร์จริง θ และสัญญาณขาออกคือค่าตำแหน่งโรเตอร์ประมาณ $\hat{\theta}$ ในการวิเคราะห์เสถียรภาพเราจะพิจารณาตำแหน่งของขั้วและศูนย์ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิด ระบบประมาณดังรูปที่ 3.4 จะมีเสถียรภาพ ถ้าขั้วทั้งหมดของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิดวางอยู่ทางด้านซ้ายของระนาบเชิงซ้อน เมื่อวิเคราะห์เสถียรภาพโดยเกณฑ์การทดสอบเสถียรภาพของเราท์-เฮอร์วิตซ์ ก็จะได้เงื่อนไขเพียงพอที่จะทำให้ระบบประมาณมีเสถียรภาพ ซึ่งเงื่อนไขนี้แสดงได้ดังสมการที่ (3.12) (ภาคผนวก ก)

เงื่อนไขเพียงพอของเสถียรภาพ:

$$
0<\frac{k_I}{k_P}<\frac{R+K}{L} \tag{3.12}
$$

3.1.3 เงื่อนไขการติดตามตำแหน่งจริง (Actual position tracking condition)

ระบบควบคุมความเร็วโดยทั่วไปจะมีการจำกัดขนาดสัญญาณแรงบิดคำสั่งของตัวควบคุมความเร็ว (Speed controller) ในกรณีที่ทำการเร่งหรือลดความเร็วมอเตอร์ในช่วงกว้างพอประมาณค่าความผิดพลาดของความเร็วจะทำให้แรงบิดคำสั่งถูกจำกัดขนาดอยู่ที่ค่าพิกัดของมอเตอร์ ความเร็วของมอเตอร์จะเพิ่มขึ้นหรือลดลงเป็นสัญญาณแรมป์ (Ramp signal) ในขณะที่ตำแหน่งของมอเตอร์จะเพิ่มหรือลดลงแบบฟังก์ชันพาราโบลา (Parabola function) สัญญาณตำแหน่งในภาวะดังกล่าวสามารถเขียนในรูปแบบการแปลงลาปลาซได้เป็น $\theta(s)=R_\omega/s^3$ เมื่อ R_ω คืออัตราเร่งที่แรงบิดพิกัด

จากรูปที่ 3.3 สามารถหาฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิดระหว่าง $\Delta\theta$ กับ θ ได้ดังสมการที่ (3.13)

$$\frac{\Delta\theta}{\theta}=\frac{\theta-\hat{\theta}}{\theta}=\frac{1}{1+\lambda^2 G'_{22}(s)(k_P+k_I/s)(1/s)} \tag{3.13}$$

โดยใช้ทฤษฎีบทค่าสุดท้าย (Final value theorem) เราสามารถคำนวณหาค่าความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์ประมาณในช่วงเร่ง/ลดความเร็วแบบแรมป์ $\Delta\theta_{ss}$ ได้ดังสมการที่ (3.14) ซึ่งแสดงให้เห็นว่าอัตราขยายของตัวควบคุมแบบอินทริเกรตเป็นตัวกำหนดค่าความผิดพลาดในช่วงเร่ง/ลดความเร็ว ในทางกลับกันถ้าเรากำหนดเงื่อนไขให้ค่าความผิดพลาดในช่วงเร่ง/ลดความเร็วมีค่าตามที่ต้องการ จะสามารถออกแบบอัตราขยายของตัวควบคุมแบบอินทริเกรตได้ดังแสดงในสมการที่ (3.15)

$$\left.\begin{aligned}\Delta\theta_{ss} &= \lim_{s\to 0} s\times\frac{R_\omega}{s^3}\times\frac{\Delta\theta}{\theta}\\ &= \frac{R_\omega}{k_I\lambda^2 G'_{22}(s)\big|_{s=0}}\end{aligned}\right\} \tag{3.14}$$

$$k_I = \frac{R_\omega}{\Delta\theta_{ss}\lambda^2 G'_{22}(0)} \tag{3.15}$$

โดยที่ $R_\omega = p\frac{\tau_{rated}}{J}$ คือ อัตราเร่งที่แรงบิดพิกัดของมอเตอร์

p คือ จำนวนคู่ขั้วของมอเตอร์

τ_{rated} คือ แรงบิดพิกัดของมอเตอร์

J คือ ค่าความเฉื่อยของระบบ

การออกแบบอัตราขยายของระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ในรูปที่ 3.3 จึงสามารถสรุปได้ดังนี้คือ

1) เลือกอัตราขยาย k_I ให้ได้ค่าผิดพลาดในช่วงเร่ง/ลดความเร็ว $\Delta\theta_{ss}$ ในสมการที่ (3.15) ตามที่ต้องการ

2) คำนวณอัตราขยาย k_P ได้จากการพิจารณาเงื่อนไขเพียงพอของเสถียรภาพตามอสมการที่ (3.12) ด้วยการกำหนดค่า K ตามที่ต้องการ โดย $k_P > \frac{Lk_I}{R+K}$

3.2 เสถียรภาพของตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัวแบบที่ 2

3.2.1 สมการค่าความผิดพลาดของการประมาณ

เมื่อนำตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัวแบบที่ 2 จากสมการที่ (2.7) มาลบด้วยแบบจำลองลดอันดับของมอเตอร์ซิงโครนัสแม่เหล็กถาวรจากสมการที่ (2.2) จะได้สมการที่แสดงความสัมพันธ์ของค่าความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์ไปสู่ค่าความผิดพลาดของกระแสได้ดังสมการที่ (3.16)

$$\vec{e}_i = \hat{\vec{i}} - \vec{i} = \frac{-1}{L}\left(s\boldsymbol{I} - \hat{\omega}\boldsymbol{J} + a\boldsymbol{I}\right)^{-1} s\left(e^{\boldsymbol{J}\hat{\theta}} - e^{\boldsymbol{J}\theta}\right)\begin{bmatrix}\lambda \\ 0\end{bmatrix} \tag{3.16}$$

โดยที่

$$a = \frac{R+K}{L} \tag{3.17}$$

จัดรูปสมการที่ (3.16) ให้เห็นเทอมค่าความผิดพลาดตำแหน่งโรเตอร์ชัดเจนขึ้นและมีความเป็นระบบเพื่อสะดวกในการวิเคราะห์ได้ดังสมการที่ (3.18)

$$\vec{e}_i = G(s)\left(-\boldsymbol{I} + e^{\boldsymbol{J}(\theta-\hat{\theta})}\right)e^{\boldsymbol{J}\hat{\theta}}\begin{bmatrix}\lambda \\ 0\end{bmatrix} \tag{3.18}$$

โดยที่

$$G(s) = \frac{1}{L}\left(s\boldsymbol{I} - \hat{\omega}\boldsymbol{J} + a\boldsymbol{I}\right)^{-1} s \tag{3.19}$$

สมการที่ (3.18) เมื่ออ้างอิงบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ประมาณ สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3.20)

$$\left.\begin{aligned} \vec{e}_i' &= \begin{bmatrix} e_{\hat{d}} \\ e_{\hat{q}} \end{bmatrix} = G'(s)\left(\left(-\boldsymbol{I} + e^{\boldsymbol{J}(\theta-\hat{\theta})}\right)\begin{bmatrix}\lambda \\ 0\end{bmatrix}\right) \\ G'(s) &= \frac{1}{L}(s+a)^{-1}(s\boldsymbol{I} + \hat{\omega}\boldsymbol{J}) \end{aligned}\right\} \tag{3.20}$$

จัดรูปสมการที่ (3.20) เสียใหม่เพื่อเผยให้เห็นว่าค่าความผิดพลาดของกระแสทั้งสององค์ประกอบบนแกนอ้างอิงบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ประมาณมีความสัมพันธ์กับค่าความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์อย่างไร แสดงได้ดังสมการที่ (3.21)

$$\vec{e}_i' = \frac{\lambda}{L}\left(s+a\right)^{-1}\begin{bmatrix} -\omega\sin(\theta-\hat{\theta}) \\ \omega\cos(\theta-\hat{\theta}) - \hat{\omega} \end{bmatrix} \tag{3.21}$$

จากสมการที่ (3.21) จะเห็นว่าค่าความผิดพลาดของกระแสบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ประมาณ $e_{\hat{d}}$ และ $e_{\hat{q}}$ มีความสัมพันธ์กับค่าความผิดพลาดของตำแหน่ง ($\theta-\hat{\theta}$) ในรูปของฟังก์ชัน $\sin$ และ $\cos$ ตามลำดับ แต่เราจะพบว่าเฉพาะความสัมพันธ์ในรูปของฟังก์ชัน $\sin$ เท่านั้นที่สามารถสะท้อนเครื่องหมายหรือทิศทางของความสัมพันธ์ระหว่างค่าความผิดพลาดของกระแสกับค่าความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์ได้ ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ดังกล่าวได้ดังสมการที่ (3.22)

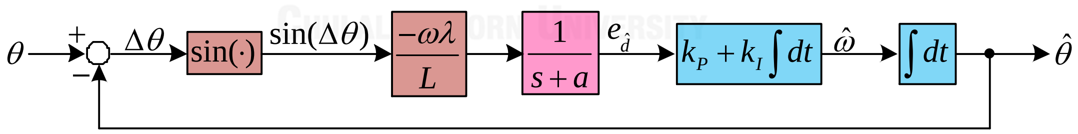
$$e_{\hat{d}} = \frac{-\omega\lambda}{L}\frac{\sin(\theta-\hat{\theta})}{(s+a)} \qquad 3.22$$

ดังนั้นเราจะนำเอาค่าความผิดพลาดของกระแส $e_{\hat{d}}$ มาใช้เป็นตัวแปรอินพุตในระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ แสดงได้ดังสมการที่ (3.23)

สมการประมาณความเร็วและตำแหน่ง:

$$\begin{cases} \hat{\omega} = \left(k_P + k_I \int dt\right) e_{\hat{d}} \\ \hat{\theta} = \int \hat{\omega} dt \end{cases} \qquad (3.23)$$

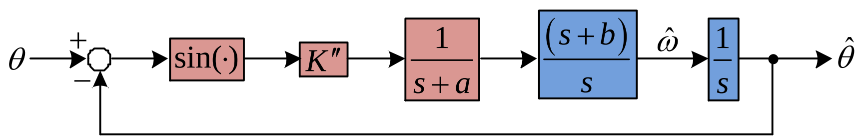
จากสมการค่าผิดพลาดกระแส (3.22) และ สมการประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ (3.23) สามารถเขียนเป็นแผนภาพบล็อกของระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ประมาณได้ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 แผนภาพบล็อกของระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่ง
บนแกนอ้างอิงโรเตอร์ประมาณ

จากรูปที่ (3.5) จะเห็นพารามิเตอร์ที่เราต้องออกแบบเพื่อใช้เป็นตัวกำหนดสมรรถนะของระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งคือ $a = \frac{R+K}{L}$, k_P และ k_I

เพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์เสถียรภาพ เราจะจัดแผนภาพบล็อกในรูปที่ 3.5 เสียใหม่ให้มีความเรียบง่ายขึ้นอีกพร้อมทั้งแสดงในรูปของโดเมนความถี่ได้ดังรูปที่ (3.6)



รูปที่ 3.6 แผนภาพบล็อกของระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่ง
บนแกนอ้างอิงโรเตอร์ประมาณ

โดยที่ $K'' = \dfrac{-\omega\lambda k_P}{L}, \quad a = \dfrac{R+K}{L}, \quad b = \dfrac{k_I}{k_P}$

การออกแบบอัตราขยายของระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ในรูปที่ 3.5 จะต้องพิจารณาเงื่อนไขดังต่อไปนี้

3.2.2 เงื่อนไขเสถียรภาพในวงกว้าง (Global stability condition)

การพิจารณาเสถียรภาพของระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ในแบบที่ 2 ซึ่งมีลักษณะคล้ายกับระบบเฟสล็อกลูป โดยทั่วไปผู้วิจัยมักจะประมาณระบบด้วยการทำให้เป็นเชิงเส้นภายใต้เงื่อนไข $\sin(\Delta\theta) \approx \Delta\theta$ แต่ในความเป็นจริงแล้ว เราสามารถพิสูจน์ได้ว่าระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ในแบบที่ 2 มีเสถียรภาพในวงกว้างตลอดย่านการทำงานหากเงื่อนไขเสถียรภาพดังสมการที่ (3.24) เป็นจริง[23, 24] (ภาคผนวก ข)

เงื่อนไขเสถียรภาพในวงกว้าง: $\begin{cases} K'' > 0; \\ a > b; \end{cases}$ (3.24)

3.2.3 เงื่อนไขการติดตามตำแหน่งจริง (Actual position tracking condition)

ในการพิจารณาคุณสมบัติการติดตามค่าตำแหน่งจริง เราจะพิจารณาค่าความผิดพลาดของการประมาณที่เกิดขึ้นในขณะเร่ง/ลดความเร็วที่แรงบิดพิกัด ในช่วงเวลาดังกล่าวเนื่องจาก $\Delta\theta << 1$ เราจึงสามารถ ประมาณได้ว่า $\sin\Delta\theta \approx \Delta\theta$ ดังนั้นจากรูปที่ 3.6 สามารถหาฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิดระหว่าง $\Delta\theta$ กับ θ ได้ดังสมการที่ (3.25)

$$\frac{\Delta\theta}{\theta} \approx \frac{1}{1+G_\theta(s)} \qquad (\Delta\theta << 1) \tag{3.25}$$

โดยที่ $$G_{\theta}(s) = K'' \frac{(s+b)}{s^2(s+a)} \tag{3.26}$$

โดยใช้ทฤษฎีบทค่าสุดท้าย (Final value theorem) เราสามารถคำนวณหาค่าความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์ประมาณในช่วงเร่ง/ลดความเร็วแบบแรมป์ $\Delta\theta_{ss}$ ได้ดังสมการที่ (3.27) และสามารถออกแบบอัตราขยายของตัวควบคุมแบบอินทริเกรตได้ดังแสดงในสมการที่ (3.28)

$$\Delta\theta_{ss} = \lim_{s \to 0} s \cdot \frac{1}{1+G(s)} \cdot \frac{R_{\omega}}{s^3} = \frac{aR_{\omega}}{K''b} = \frac{-aLR_{\omega}}{\omega\lambda k_I} \tag{3.27}$$

$$K'' = \frac{aR_{\omega}}{b\Delta\theta_{ss}} \rightarrow k_I = \frac{-LaR_{\omega}}{\omega\lambda\Delta\theta_{ss}} \tag{3.28}$$

โดยที่ $R_{\omega} = p\dfrac{\tau_{rated}}{J}$ คือ อัตราเร่งที่แรงบิดพิกัดของมอเตอร์

p คือ จำนวนคู่ขั้วของมอเตอร์

τ_{rated} คือ แรงบิดพิกัดของมอเตอร์

J คือ ค่าความเฉื่อยของระบบ

การออกแบบอัตราขยายของระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ในรูปที่ 3.5 จึงสามารถสรุปได้ดังนี้คือ

1) เลือกความถี่หักมุม a โดยที่ a เป็นตัวกำหนดแบนด์วิดท์ของระบบ
2) เลือกอัตราขยาย k_I ให้ได้ค่าผิดพลาดในช่วงเร่งลดความเร็ว $\Delta\theta_{ss}$ ในสมการที่ (3.28) ตามที่ต้องการ
3) เลือกความถี่หักมุม b ของตัวควบคุมแบบพีไอให้สอดคล้องกับเงื่อนไขเสถียรภาพในสมการที่ (3.24)
4) คำนวณอัตราขยาย k_P จาก $k_P = \dfrac{k_I}{b}$

วิธีประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ทั้ง 2 แบบที่นำเสนอนั้นไม่ได้ใช้การคำนวณค่ากระแสประมาณจากการคำนวณสเตเตอร์ฟลักซ์ แต่คำนวณค่ากระแสประมาณโดยใช้ฟังก์ชันโอนย้ายของแบบจำลองโดยตรง ทำให้ไม่มีผลกระทบจากปัญหาการเลื่อนจากสัญญาณออฟเซตไฟตรงและไม่จำเป็นต้องมีวงจรกรองความถี่ต่างๆ เพื่อกำจัดผลของตัวอินทิเกรต ซึ่งเป็นการคำนวณที่ง่ายแตกต่างจากงานวิจัยที่ผ่านๆ มา

เงื่อนไขเสถียรภาพดังสมการที่ (3.12) แสดงให้เห็นว่าระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ในแบบที่ 1 นั้นมีเสถียรภาพเฉพาะรอบจุดทำงาน (Local stability) เนื่องจากในขั้นตอนการวิเคราะห์เสถียรภาพมีการประมาณฟังก์ชันค่าความผิดพลาดของกระแสให้เป็นเชิงเส้น

สำหรับระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ในแบบที่ 2 นั้นมีเสถียรภาพในวงกว้าง (Global stability) ก็เนื่องจากมีเทอมที่สำคัญในอัตราขยายป้อนกลับคือ $-\hat{\omega}\boldsymbol{LJ}$ เทอมอัตราขยายป้อนกลับตัวนี้มีความพิเศษเพราะได้ทำให้สมการฟังก์ชันโอนย้ายค่าความผิดพลาดตำแหน่งไปสู่ค่าความผิดพลาดกระแสจากเดิมที่มีความซับซ้อนเมื่ออ้างอิงบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์ (สมการที่ (3.18)) กลับกลายเป็นสมการที่มีความเรียบง่ายเมื่ออ้างอิงบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ ประมาณ (สมการที่ (3.21)) ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความผิดพลาดกระแสและค่าความผิดพลาดตำแหน่งในแกน $\hat{d}$ อยู่ในรูปของฟังก์ชัน $\sin$ เมื่อผนวกตัวประมาณความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์เข้าไปก็ทำให้ได้ระบบประมาณความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ที่มีโครงสร้างเหมือนกับระบบเฟสล็อกลูปซึ่งสามารถพิสูจน์เสถียรภาพในวงกว้างได้

3.3 เปรียบเทียบระบบประมาณลดอันดับแบบที่ 1 และ 2

ตารางที่ 3.1 เปรียบเทียบพารามิเตอร์ของระบบประมาณลดอันดับแบบที่ 1 และ 2

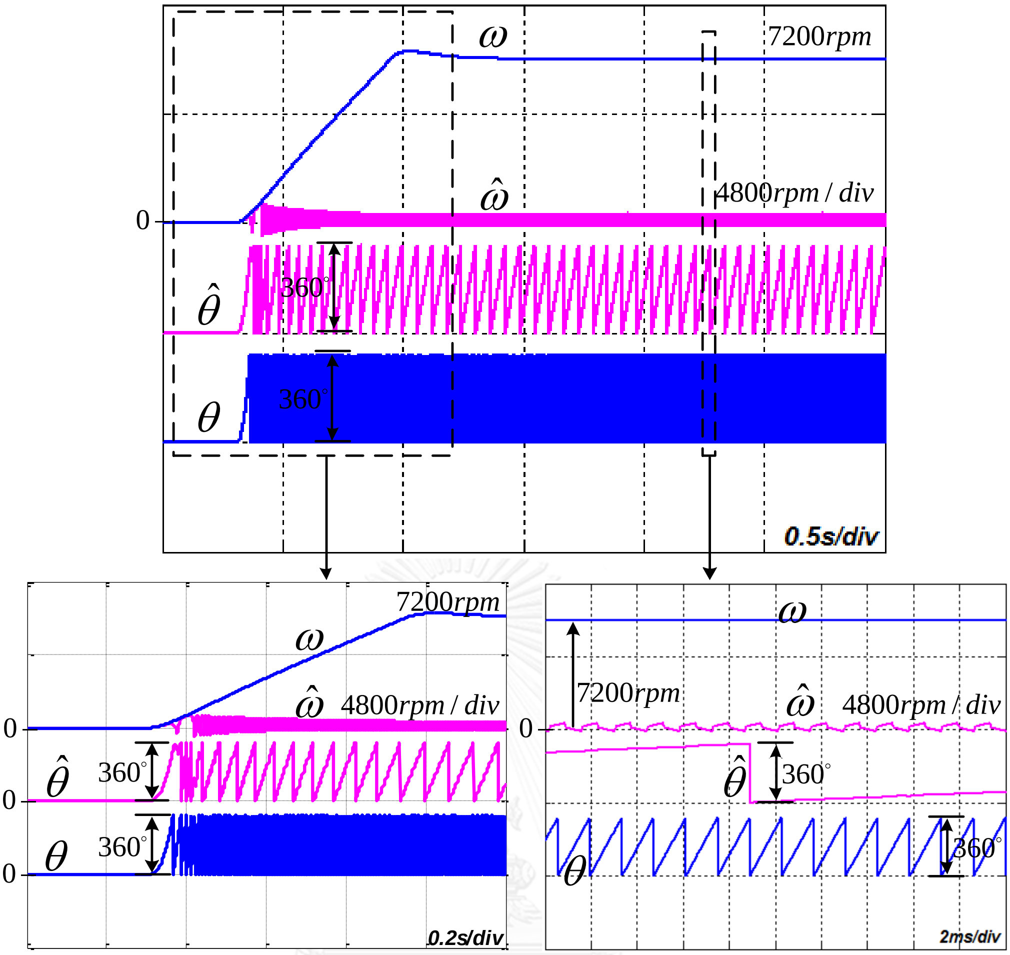
	ระบบประมาณแบบที่1 Locally stable estimator	ระบบประมาณแบบที่2 Globally stable estimator
Stability condition	$0 < \frac{k_I}{k_P} < \frac{R+K}{L}$	$\frac{k_I}{k_P} < \frac{R+K}{L}$; $\hat{\omega}k_P < 0$
Integral gain	$k_I = \frac{R_\omega}{\Delta\theta_{ss}\lambda^2 G'_{22}(0)}$	$k_I = \frac{-LaR_\omega}{\omega\lambda\Delta\theta_{ss}} = \frac{-(R+K)R_\omega}{\omega\lambda\Delta\theta_{ss}}$
Proportional gain	$k_P = \frac{k_I}{b}$	$k_P = \frac{k_I}{b}$
Estimator input	$e_{\hat{q}}$	$e_{\hat{d}}$
Closed loop gain	$K' = \frac{\lambda^2 k_P}{L}$	$K'' = \frac{-\omega\lambda k_P}{L}$
pole a & zero b	$a = \frac{R+K}{L}$, $b = \frac{k_I}{k_P}$	$a = \frac{R+K}{L}$, $b = \frac{k_I}{k_P}$

ตารางที่ 3.1 เปรียบเทียบให้เห็นความแตกต่างในเชิงพารามิเตอร์ของระบบประมาณลดอันดับทั้ง 2 แบบ โดยภาพรวมแล้วก็มีทั้งส่วนที่คล้ายคลึงกันเช่น เงื่อนไขเสถียรภาพ และส่วนที่แตกต่างกันเช่นสัญญาณเข้าของระบบประมาณเป็นต้น

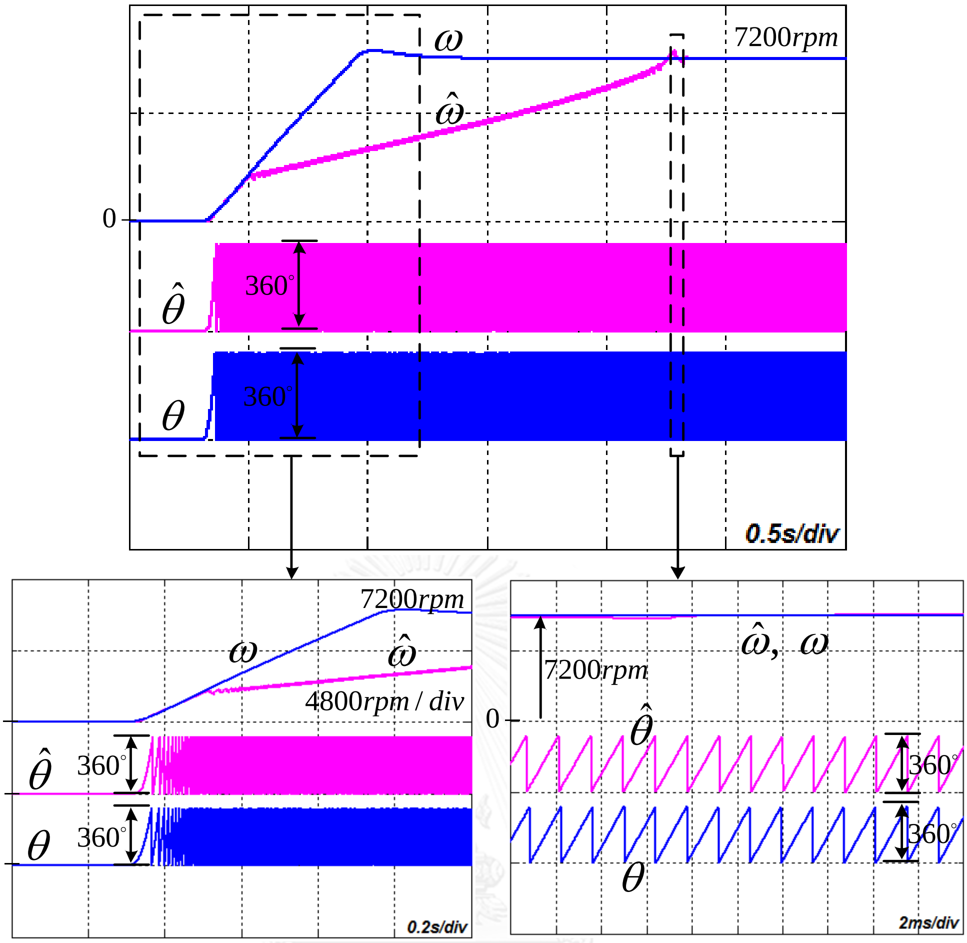
เพื่อเป็นการเน้นให้เห็นถึงความสำคัญของการมีเสถียรภาพในวงกว้างของระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ จึงได้ทำการจำลองการทำงานเปรียบเทียบระบบประมาณแบบที่ 1 ซึ่งมีเสถียรภาพเฉพาะรอบจุดทำงานกับระบบประมาณแบบที่ 2 ซึ่งมีเสถียรภาพในวงกว้างโดยกำหนดอัตราขยายของระบบประมาณทั้ง 2 แบบไว้ที่ค่าค่อนข้างต่ำ เพื่อให้เกิดค่าความผิดพลาดของความเร็วที่ค่อนข้างมากในขณะที่มอเตอร์เร่งความเร็วจากหยุดนิ่งไปสู่ค่าความเร็วพิกัดด้วยแรงบิดพิกัดแล้วดูพฤติกรรมของระบบประมาณทั้ง 2 แบบว่าหลังจากที่เร่งความเร็วจนกระทั่งความเร็วคำสั่งเข้าสู่ค่าคงที่ที่พิกัดแล้วการทำงานของระบบประมาณทั้ง 2 จะตอบสนองต่อค่าความผิดพลาดความเร็วและตำแหน่งที่มีค่าค่อนข้างมากนั้นอย่างไร การจำลองการทำงานในหัวข้อนี้จะกระทำด้วยระบบควบคุมแบบเซนเซอร์เวกเตอร์ โดยให้ระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ทำหน้าที่ประมาณเพียงอย่างเดียว จะไม่นำสัญญาณความเร็วประมาณ $\hat{\omega}$ และตำแหน่งประมาณ $\hat{\theta}$ มาใช้ในการควบคุม สำหรับค่าพารามิเตอร์ของระบบประมาณที่ใช้ในการจำลองการทำงานแสดงอยู่ในตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.2 ค่าพารามิเตอร์ของระบบประมาณแบบที่ 1 และ 2

	Item	Values	
		Estimator 1:	*Estimator* 2:
Estimator Parameters	Desired steady-state position error $(\Delta\theta_{ss})$	$0.03\pi, \approx 5.4^{\circ}$	
	Proportional gain (k_P)	$387.85 \frac{rad}{As}$	$200.76 \frac{rad}{As}$
	Integral gain (k_I)	$8.73\times10^5 \frac{rad}{As^2}$	$1.004\times10^5 \frac{rad}{As^2}$
	Feedback gain (K)	$0.1R$	



รูปที่ 3.7 ผลจำลองการทำงานของระบบประมาณแบบที่ 1 ขณะเร่งความเร็วโรเตอร์ จากหยุดนิ่งไปสู่ค่าพิกัดเมื่ออัตราขยายของระบบประมาณมีค่าต่ำ

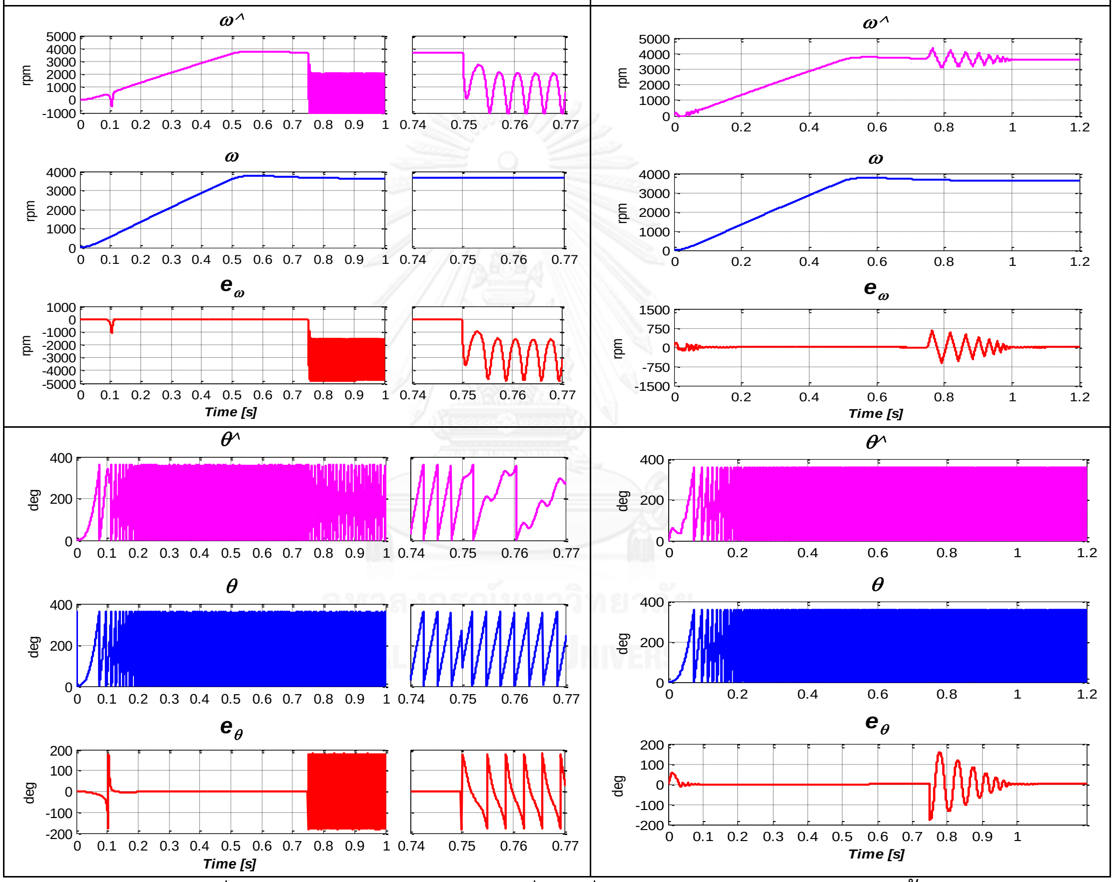


รูปที่ 3.8 ผลจำลองการทำงานของระบบประมาณแบบที่ 2 ขณะเร่งความเร็วโรเตอร์จากหยุดนิ่งไปสู่ค่าพิกัดเมื่ออัตราขยายของระบบประมาณมีค่าต่ำ

จากรูปที่ 3.7 ซึ่งเป็นผลจำลองการทำงานของระบบประมาณแบบที่ 1 ขณะที่เร่งความเร็วจากหยุดนิ่งอย่างรวดเร็วโดยระบบประมาณใช้อัตราขยายค่าต่ำก็จะเห็นว่าทั้งความเร็วประมาณและตำแหน่งประมาณไม่สามารถที่จะติดตามค่าจริงได้ทันและมีค่าความผิดพลาดสูงมากในขณะกำลังเร่งความเร็ว และเมื่อความเร็วจริงเข้าสู่ค่าคงที่ที่ 7200 rpm แล้ว ระบบประมาณแบบที่ 1 ที่มีเสถียรภาพเฉพาะรอบจุดทำงานนี้ไม่สามารถที่จะปรับตัวให้ค่าประมาณทั้งความเร็วและตำแหน่งนั้นลู่เข้าสู่ค่าจริงได้ ส่วนรูปที่ 3.8 เป็นผลจำลองการทำงานของระบบประมาณแบบที่ 2 ในเงื่อนไขเดียวกันกับรูปที่ 3.7 จะเห็นว่าในช่วงที่มอเตอร์กำลังเร่งความเร็วนั้น ความเร็วประมาณก็ไม่สามารถที่จะติดตามความเร็วจริงได้เหมือนกับรูปที่ 3.7 และมีค่าผิดพลาดความเร็วค่อนข้างสูง อย่างไรก็ตามเนื่องด้วยระบบประมาณแบบที่ 2 มีเสถียรภาพในวงกว้างหมายความว่าไม่ว่าค่าผิดพลาดจะมีมากเท่าไรก็ตามสุดท้ายระบบประมาณแบบที่ 2 ก็จะปรับตัวจนกระทั่งค่าความผิดพลาดลู่เข้าสู่ศูนย์ได้ในที่สุดซึ่งเราก็

จะเห็นได้จากผลในรูปที่ 3.8 หลังจากความเร็วจริงเข้าสู่ค่าคงที่ที่ 7200 rpm แล้วผ่านไปอีกประมาณ 2.5 วินาที ความเร็วประมาณและตำแหน่งประมาณก็ลู่เข้าสู่ค่าจริงได้ในที่สุด

(แบบที่ 1) ป้อนกลับด้วย $(K\vec{e}_i)$	(แบบที่ 2) ป้อนกลับด้วย $(K\mathbf{I}-\hat{\omega}L\mathbf{J})\vec{e}_i$
$k_P = 128.4 \dfrac{rad}{As}$ $k_I = 2.616\times10^5 \dfrac{rad}{As^2}$	$k_P = 158 \dfrac{rad}{As}$ $k_I = 3.23\times10^5 \dfrac{rad}{As^2}$



รูปที่ 3.9 ผลจำลองการทำงานเมื่อเปลี่ยนตำแหน่งโรเตอร์จริงแบบขั้น 179 องศาทางไฟฟ้าที่ความเร็ว 0.5 เท่าของพิกัด

ต่อไปจะเป็นผลจำลองการทำงานเปรียบเทียบระหว่างระบบประมาณแบบที่ 1 และ แบบที่ 2 ในอีกลักษณะคือจะดำเนินการให้มีค่าความผิดพลาดตำแหน่งขนาดใหญ่เกิดขึ้นในระหว่างที่ระบบประมาณทั้งสองกำลังทำงานในสภาวะอยู่ตัวโดยการเปลี่ยนตำแหน่งโรเตอร์จริงแบบขั้นทันทีทันใดที่ค่า 179 องศาทางไฟฟ้า ทั้งนี้จำลองการทำงานโดยออกแบบอัตราขยายของระบบประมาณทั้งสองให้

อยู่ในระดับไม่ต่ำมากคือยังสามารถสั่งขับมอเตอร์จากหยุดนิ่งไปที่ค่าครึ่งหนึ่งของพิกัดโดยระบบประมาณทั้งสองยังรักษาค่าความผิดพลาดให้อยู่ในระดับต่ำได้ การจำลองการทำงานในหัวข้อนี้จะกระทำด้วยระบบควบคุมแบบเซนเซอร์เวกเตอร์ ระบบประมาณทำหน้าที่ประมาณเพียงอย่างเดียว ไม่นำค่าประมาณมาใช้ในการควบคุม

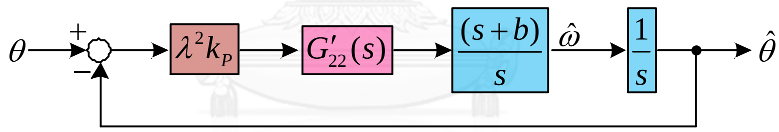
รูปที่ (3.9) เป็นผลจำลองการทำงานเมื่อเร่งความเร็วโรเตอร์จากหยุดนิ่งให้เข้าสู่ค่าความเร็ว 0.5 เท่าของพิกัดภายในเวลา 0.5s แล้วเปลี่ยนตำแหน่งโรเตอร์จริงแบบขั้น 179 องศาทางไฟฟ้า ณ เวลา 0.75s ก็จะเห็นว่าระบบประมาณแบบที่ 1 จะขาดเสถียรภาพทันทีเมื่อเปลี่ยนตำแหน่งโรเตอร์จริงแบบขั้นเนื่องจากระบบประมาณมีเสถียรภาพเฉพาะรอบจุดทำงานและในเงื่อนไขดังกล่าวมีค่าความผิดพลาดของตำแหน่งมากเกินไป ส่วนระบบประมาณแบบที่ 2 ยังคงความมีเสถียรภาพอยู่ได้ ค่าผิดพลาดของความเร็วและตำแหน่งลู่เข้าสู่ศูนย์ได้อย่างรวดเร็ว

บทที่ 4
การกำหนดผลตอบสนองทางพลวัตของตัวสังเกต

ตำแหน่งของศูนย์และขั้วของระบบประมาณจะเป็นตัวกำหนดว่าระบบระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ที่ได้ออกแบบให้มีเสถียรภาพแล้วนั้นจะมีพฤติกรรมเชิงพลวัตอย่างไร ซึ่งถ้าหากสามารถที่จะหาสมการตำแหน่งของศูนย์และขั้วที่ขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ของอัตราขยายป้อนกลับ $K,\ k_P,\ k_I$ ได้อย่างชัดเจนแล้วจะเป็นประโยชน์อย่างมากในการที่จะเลือกวางตำแหน่งของศูนย์และขั้วเพื่อให้ได้ผลตอบสนองทางพลวัตตามที่ต้องการได้ ดังนั้นเนื้อหาในบทที่ 4 นี้จะนำเสนอการวิเคราะห์หาตำแหน่งของศูนย์และขั้วของระบบประมาณพร้อมทั้งนำเสนอหลักเกณฑ์ในการวางตำแหน่งของศูนย์และขั้วไว้ด้วย โดยมีรายละเอียด ดังนี้

4.1 การกำหนดผลตอบทางพลวัตของตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัวแบบที่ 1

เพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์จึงได้นำแผนภาพบล็อกของระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งแบบที่ 1 ซึ่งใช้การป้อนกลับด้วย $K\tilde{e}_i$ มาแสดงอีกครั้งในรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 แผนภาพบล็อกของระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ประมาณ

โดยที่

$$G'_{22}(s) = \frac{1}{L}\frac{z(s)}{p(s)}; \qquad \left.\begin{aligned} z(s) &= s(s+a)+\hat{\omega}^2 \\ p(s) &= (s+a)^2+\hat{\omega}^2 \end{aligned}\right\} \tag{4.1}$$

$$a = \frac{R+K}{L}, \quad b = \frac{k_I}{k_P} \tag{4.2}$$

จากรูปที่ 4.1 จะได้ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดดังสมการที่ (4.3)

$$G_\theta(s) \;=\; \frac{\lambda^2 k_P}{L}\frac{(s+b)}{s^2}\times\frac{s(s+a)+\hat{\omega}^2}{(s+a)^2+\hat{\omega}^2} \tag{4.3}$$

จากสมการที่ (4.3) จะได้สมการพหุนามสำหรับหาตำแหน่งของศูนย์ $z(s)$ และตำแหน่งของขั้ว $p(s)$ ดังสมการที่ (4.4) เมื่อแทนค่า a และ b จากสมการที่ (4.2) จะสามารถคำนวณหาตำแหน่งของศูนย์และตำแหน่งของขั้ววงรอบเปิดในรูปของพารามิเตอร์ K, k_P, k_I ได้ดังสมการที่ (4.5) และสมการที่ (4.6) ตามลำดับ

$$\left.\begin{aligned} z(s) &= (s+b)(s^2+as+\hat{\omega}^2) \\ p(s) &= s^2\left((s+a)^2+\hat{\omega}^2\right) \end{aligned}\right\} \tag{4.4}$$

ตำแหน่งของศูนย์:

$$z_i = \begin{cases} -b = \dfrac{-k_I}{k_P} \\ \dfrac{-a \pm \sqrt{a^2-4\hat{\omega}^2}}{2} = \dfrac{-\dfrac{(R+K)}{L} \pm \sqrt{\dfrac{(R+K)^2}{L^2} - 4\hat{\omega}^2}}{2} \end{cases} \tag{4.5}$$

ตำแหน่งของขั้ววงรอบเปิด:

$$p_i = \begin{cases} 0,\ 0 \\ -a \pm j\hat{\omega} = -\dfrac{(R+K)}{L} \pm j\hat{\omega} \end{cases} \tag{4.6}$$

สมการที่ (4.6) แสดงความสัมพันธ์ระหว่างขั้ววงรอบเปิดกับค่าพารามิเตอร์ K ซึ่งเป็นอัตราขยายป้อนกลับของตัวสังเกต ทำให้เราสามารถเลือกวางตำแหน่งของขั้วได้โดยง่ายโดยกำหนดผ่านอัตราขยายป้อนกลับ

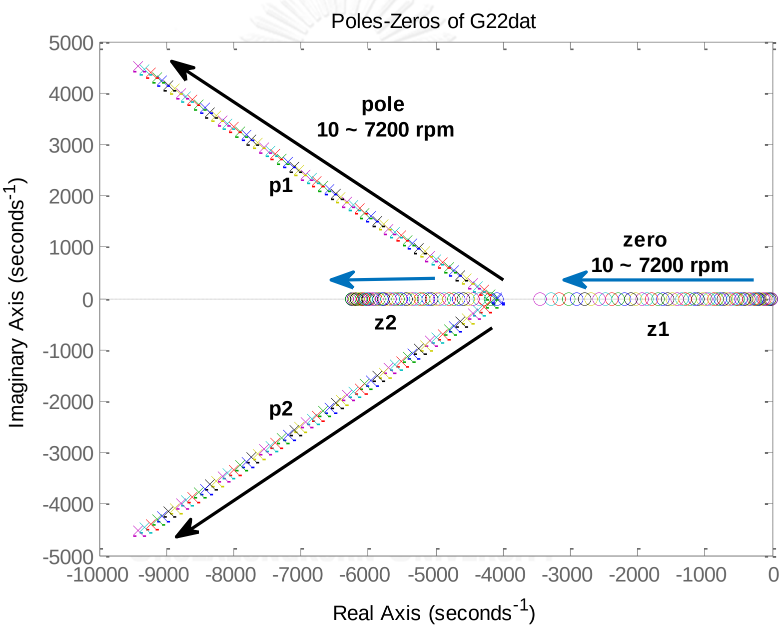
4.1.1 การวางตำแหน่งศูนย์และขั้วของตัวสังเกตเพื่อการกำหนดสัมประสิทธิ์การหน่วง

นอกเหนือจากการทำให้ตัวสังเกตมีเสถียรภาพแล้ว เรายังมีอิสระในการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับเพื่อให้ตัวสังเกตมีสัมประสิทธิ์การหน่วงที่เหมาะสมผ่านพารามิเตอร์ K อีกด้วย หัวข้อนี้จะนำเสนอการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับเพื่อให้ตัวสังเกตมีค่าสัมประสิทธิ์การหน่วงที่เพียงพอในทุกค่าความเร็ว วิธีการที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้จะเลือกค่าพารามิเตอร์ของอัตราขยายป้อนกลับให้เป็นตามสมการที่ (4.7)

$$K = \alpha |\hat{\omega}| \tag{4.7}$$

โดยที่ $\alpha > 0$

วิธีการออกแบบอัตราขยายป้อนกลับที่นำเสนอนี้ ทำให้ทางเดินของศูนย์และขั้ววงรอบเปิดมีแนวโน้มเคลื่อนตัวไปทางด้านซ้ายของระนาบเชิงซ้อนเมื่อความถี่สูงขึ้น ทำให้สัมประสิทธิ์การหน่วงทั้งศูนย์และขั้ววงรอบเปิดมีค่าที่เหมาะสมตลอดทุกความถี่การทำงาน เนื่องจากขั้วเด่นของวงรอบปิดจะอยู่รอบ ๆ เส้นทางเดินของศูนย์และขั้ววงรอบเปิดที่กำหนด เส้นทางเดินของตำแหน่งศูนย์และขั้ววงรอบเปิดแสดงเป็นตัวอย่างได้ดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.2 ตำแหน่งศูนย์และขั้ววงรอบเปิดของ $G'_{22}(s)$ จาก
การใช้อัตราขยายป้อนกลับที่นำเสนอ

4.1.2 แนวทางในการออกแบบอัตราขยายการปรับตัว

อัตราขยายการปรับตัวแบบพีไอก็เป็นอีกพารามิเตอร์หนึ่งที่เราต้องออกแบบเพื่อให้ระบบประมาณสามารถทำงานได้โดยมีคุณลักษณะตามต้องการ วิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอแนวทางในการออกแบบอัตราขยายการปรับตัว โดยจะพิจารณาจากทางเดินของรากของขั้ววงรอบปิดและพิจารณาจากความผิดพลาดของการประมาณค่าตำแหน่งในขณะเร่งหรือลดความเร็วที่แรงบิดพิกัด ดังนี้คือ

การออกแบบความถี่หักมุม ($\frac{k_I}{k_P}$) *ของอัตราขยายการปรับตัว*

จากแผนภาพบล็อกของระบบประมาณในรูปที่ 4.1 จะพบว่าอัตราขยายการปรับตัวแบบพีไอทำให้เกิดตำแหน่งศูนย์เพิ่มขึ้นอีกหนึ่งตำแหน่งที่ความถี่หักมุม k_I / k_P และทำให้เกิดขั้วที่จุดกำเนิดอีกหนึ่งตัว จากตำแหน่งศูนย์และขั้ววงรอบเปิดของ $G'_{22}(s)$ ที่นำเสนอในรูปที่ 4.2 จะเห็นได้ว่าเราควรจะวางความถี่หักมุมของอัตราขยายการปรับตัวให้อยู่ประมาณกึ่งกลางระหว่างศูนย์ทั้ง 2 ตัวของ $G'_{22}(s)$ หรือประมาณครึ่งหนึ่งของส่วนจริงของตำแหน่งขั้วของ $G'_{22}(s)$ ทั้งนี้เพื่อให้ได้ทางเดินของขั้ววงรอบปิดที่ดีดังรูปที่ 4.3 ดังนั้นในวิทยานิพนธ์จึงเลือกออกแบบความถี่หักมุมของอัตราขยายการปรับตัวตามสมการที่ (4.8)

$$\frac{k_I}{k_P} = 0.5a \tag{4.8}$$

การออกแบบค่า k_P *และ* k_I

การออกแบบอัตราขยาย k_P, k_I สามารถพิจารณาได้จากค่าผิดพลาดในการประมาณค่าของตำแหน่ง $\Delta\theta_{ss}$ ในช่วงเร่งหรือลดความเร็ว ตามที่ได้เสนอไว้ในหัวข้อ 3.1.3 เรื่องเงื่อนไขการติดตามตำแหน่งจริง ดังนั้นเมื่อกำหนดค่าความผิดพลาด $\Delta\theta_{ss}$ ที่ยอมรับได้จะสามารถหาค่า k_I ได้จากสมการที่ (4.9)

$$k_I = \frac{R_\omega}{\Delta\theta_{ss}\lambda^2 G'_{22}(0)} \tag{4.9}$$

โดยที่ $R_\omega = p\frac{\tau_{rated}}{J}$ คือ อัตราเร่งที่แรงบิดพิกัดของมอเตอร์

p คือ จำนวนคู่ขั้วของมอเตอร์

τ_{rated} คือ แรงบิดพิกัดของมอเตอร์

J คือ ค่าความเฉื่อยของระบบ

จากฟังก์ชันโอนย้ายของ $G'_{22}(s)$ (สมการที่ (4.1)) สามารถคำนวณหาค่า $G'_{22}(0)$ ได้เป็น

$$G'_{22}(0) = \frac{\hat{\omega}^2}{a^2 + \hat{\omega}^2} \tag{4.10}$$

เมื่อแทนค่าสมการที่ (4.10) ในสมการที่ (4.9) จะได้อัตราขยายการปรับตัวดังนี้คือ

$$k_I = \frac{R_\omega (a^2 + \hat{\omega}^2)}{\Delta\theta_{ss}\lambda^2\hat{\omega}^2} \tag{4.11}$$

$$k_P = \frac{k_I}{0.5a} = \frac{R_\omega (a^2 + \hat{\omega}^2)}{(0.5a)\Delta\theta_{ss}\lambda^2\hat{\omega}^2} \tag{4.12}$$

เมื่อพิจารณาผลการออกแบบอัตราขยายการปรับตัวแบบพีไอ (สมการที่ (4.11 - 4.12)) ตามวิธีที่นำเสนอพบว่า ตัวแปร a จะมีค่าแปรผันตามกับความถี่ทำงาน เป็นผลให้อัตราขยาย k_P, k_I แปรค่าตามความถี่ทำงาน

กล่าวโดยสรุปแล้ว การออกแบบตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัวแบบที่ 1 ถูกกำหนดโดยอัตราขยายป้อนกลับ (4.7) และอัตราขยายการปรับตัวแบบพีไอ (4.11 - 4.12) ซึ่งทั้งหมดถูกแสดงในเชิงสมการอย่างชัดเจน ทำให้สามารถคำนวณได้ในแบบเวลาจริง (real time) และสามารถนำไปใช้กับ SPMSM ใด ๆ ได้โดยง่าย ผลที่ได้คือระบบประมาณจะมีเสถียรภาพและมีคุณสมบัติเชิงพลวัตตามที่กำหนดตลอดย่านการทำงาน

4.1.3 ตัวอย่างการออกแบบ

ตามแนวทางการออกแบบตัวสังเกตที่นำเสนอ ในลำดับต่อไปจะนำเสนอตัวอย่างการออกแบบ โดยมีรายละเอียดดังนี้

ขั้นตอนที่ 1) เลือกค่า α ที่ทำให้ได้สัมประสิทธิ์การหน่วงของขั้ววงรอบปิดตามที่ต้องการ จากสมการที่ (4.5 - 4.6) จะได้ตำแหน่งขั้ววงรอบเปิดคือ $-\frac{\left(R+\alpha|\hat{\omega}|\right)}{L} \pm j\hat{\omega}$ สมมุติว่าสัมประสิทธิ์การหน่วงที่ต้องการคือ 0.9 ก็จะได้ความสัมพันธ์ดังสมการที่ (4.13) และสามารถคำนวณค่า α ได้ดังสมการที่ (4.14) ตามลำดับ

$$\frac{\left(R+\alpha|\hat{\omega}|\right)}{|\hat{\omega}|L} = 0.9 \tag{4.13}$$

$$\alpha = \frac{0.9|\hat{\omega}|L - R}{|\hat{\omega}|} \tag{4.14}$$

ขั้นตอนที่ 2) คำนวณค่าของอัตราขยายป้อนกลับ K โดยการแทนค่า α ในสมการที่ (4.7) จะได้

$$K = 0.9|\hat{\omega}|L - R \tag{4.15}$$

เพื่อเป็นการป้องกันไม่ให้ตำแหน่งของขั้ววงรอบเปิด $-\frac{(R+K)}{L} \pm j\hat{\omega}$ เคลื่อนตัวไปทางขวาจนเข้าใกล้แกนจินตภาพมากเกินไปเมื่อความถี่ทำงานลดลงจนมีค่าเข้าใกล้ 0 เราอาจเลือกที่จะคงค่า α ที่ความถี่ทำงานค่าใดค่าหนึ่งก็ได้ เช่นด้วยการเลือก $\hat{\omega} \approx 2000$ rad/s (ประมาณ 0.5เท่าของพิกัด) พร้อมทั้งแทนค่า R, L ในสมการที่ (4.14) จะได้ $\alpha \approx 0.0005$ และจะได้

$$K = 0.0005|\hat{\omega}| \tag{4.16}$$

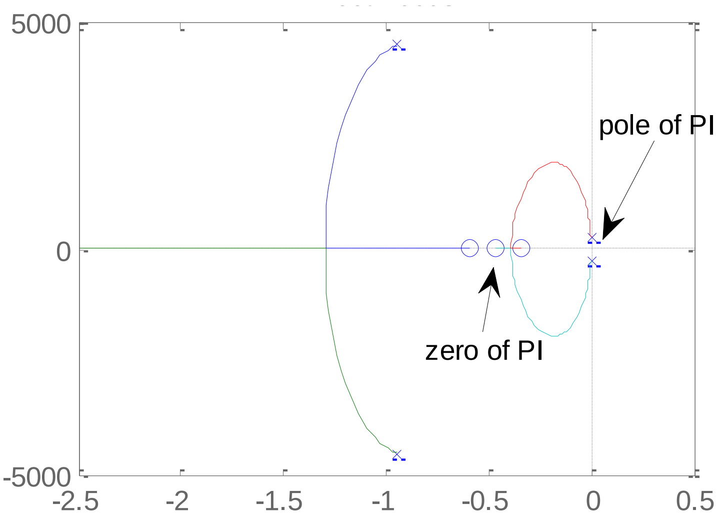
ขั้นตอนที่ 3) คำนวณตำแหน่งขั้ว a โดยการแทนสมการที่ (4.16) ในสมการที่ (4.2) จะได้

$$a = \frac{R + 0.0005|\hat{\omega}|}{L} \tag{4.17}$$

ขั้นตอนที่ 4) คำนวณค่าอัตราขยายการปรับตัว จากแนวทางการออกแบบตามสมการที่ (4.11 - 4.12) โดยกำหนดให้ $\Delta\theta_{ss} = 0.03\pi$ rad, (5.4 องศาทางไฟฟ้า) จะได้

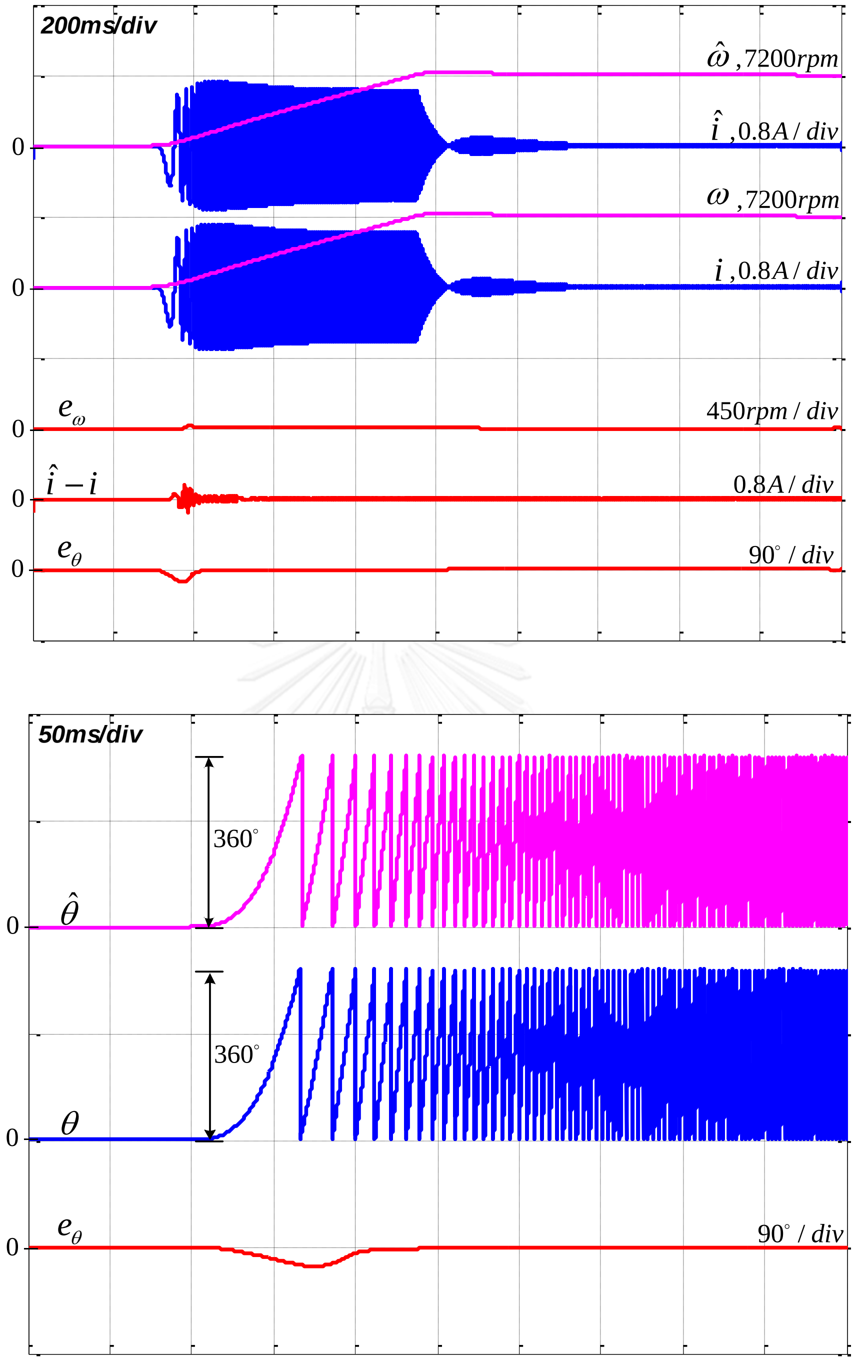
$$k_I = \frac{R_\omega(a^2 + \hat{\omega}^2)}{(0.03\pi)\lambda^2\hat{\omega}^2} \tag{4.18}$$

$$k_P = \frac{R_\omega(a^2 + \hat{\omega}^2)}{(0.5a)(0.03\pi)\Delta\theta_{ss}\lambda^2\hat{\omega}^2} \tag{4.19}$$

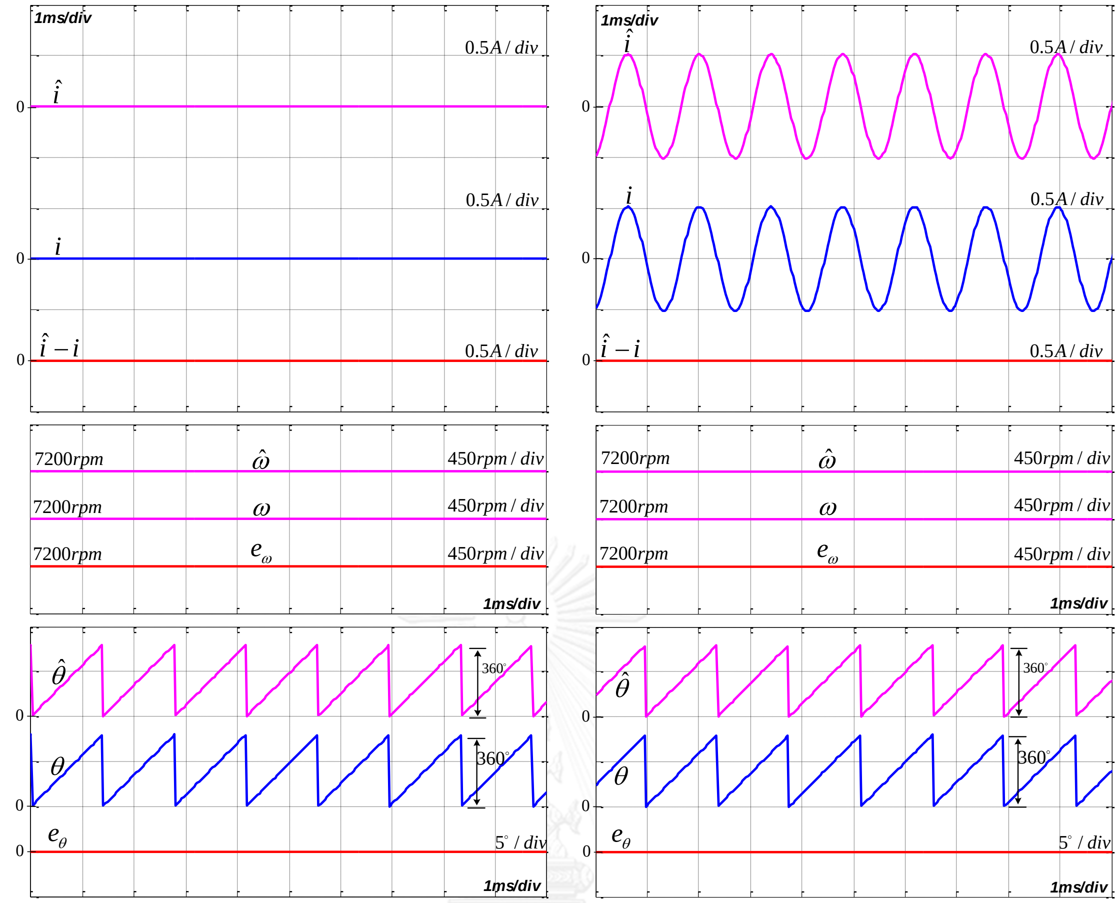


รูปที่ 4.3 ทางเดินของขั้ววงรอบปิดจากการออกแบบอัตราขยายการปรับตัวที่นำเสนอ

จากการออกแบบนี้ทางเดินของขั้ววงรอบปิดจะเป็นดังรูปที่ 4.3 จะเห็นว่าคุณสมบัติด้านการหน่วงถูกกำหนดโดยศูนย์และขั้ววงรอบเปิดตามที่ได้ออกแบบ ประสิทธิผลของการออกแบบตัวสังเกตที่นำเสนอนี้ สามารถยืนยันได้ด้วยผลการจำลองการทำงานดังต่อไปนี้

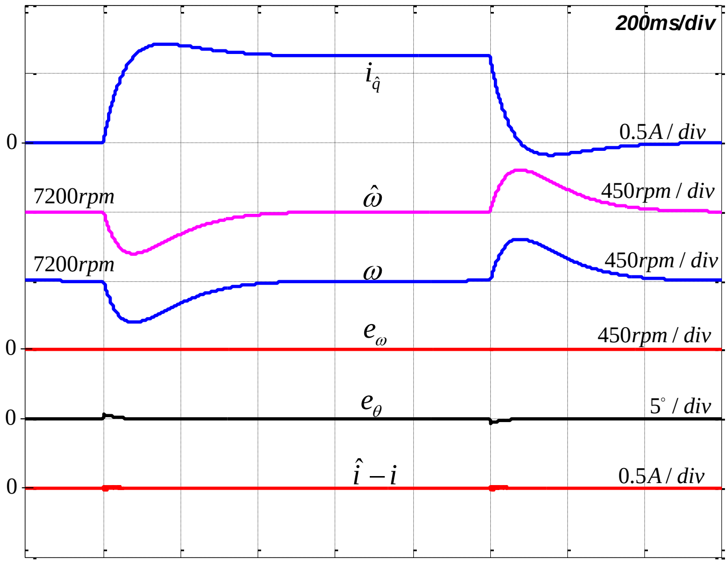


รูปที่ 4.4 ผลจำลองการทำงานในขณะเร่งความเร็วโรเตอร์จากหยุดนิ่งไปสู่ค่าความเร็วพิกัด

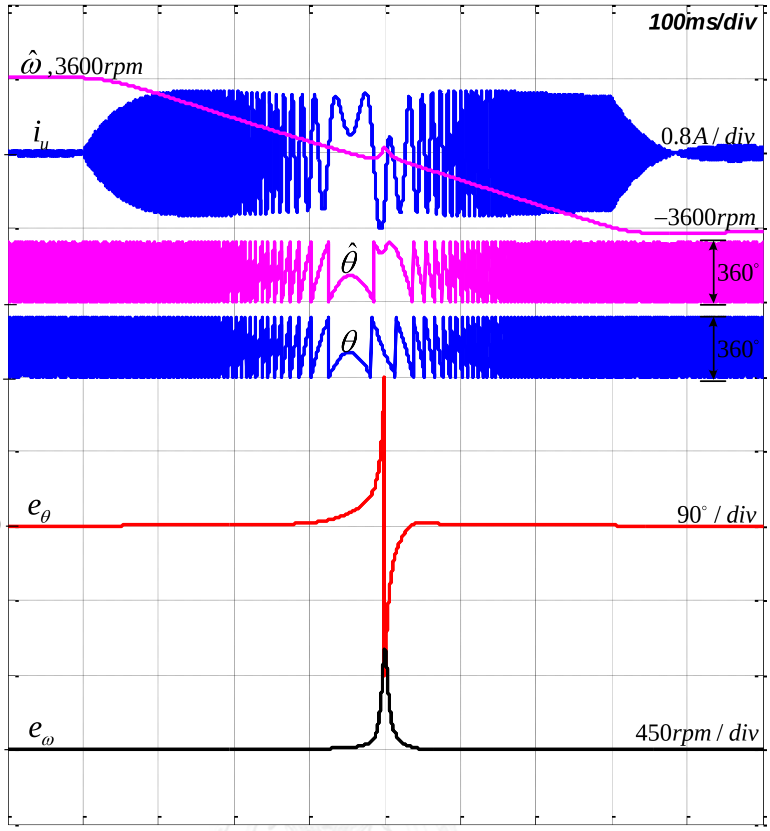


(ก) ไร้โหลด (ข) จ่ายโหลดพิกัด

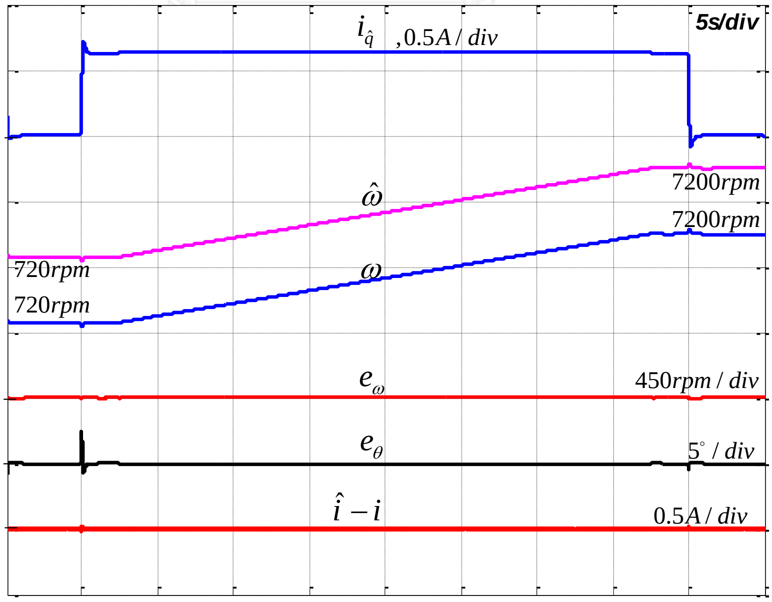
รูปที่ 4.5 ผลจำลองการทำงานในสภาวะอยู่ตัวเมื่อไร้โหลดและจ่ายโหลดพิกัด
ที่ความเร็วคำสั่ง 7200 rpm



รูปที่ 4.6 ผลจำลองการทำงานในขณะเกิดโหลดแบบขั้นที่แรงบิดพิกัดที่ความเร็วคำสั่ง 7200rpm



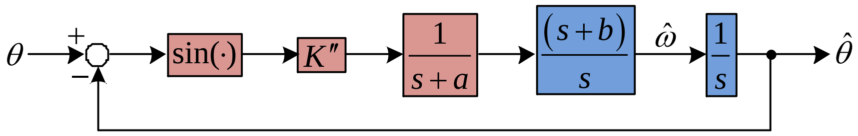
รูปที่ 4.7 ผลจำลองการทำงานในขณะกลับทิศทางการหมุนจาก 3600 rpm ไปที่ -3600 rpm



รูปที่ 4.8 ผลจำลองการทำงานในขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วช้า ๆ ในช่วงกว้าง จาก 720 rpm ไป 7200 rpm ที่โหลดพิกัด

4.2 การกำหนดผลตอบทางพลวัตของตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัวแบบที่ 2

เพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์ จึงนำแผนภาพบล็อกของระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ประมาณในรูปที่ 3.6 มาแสดงอีกครั้งดังรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 แผนภาพบล็อกของระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่ง
บนแกนอ้างอิงโรเตอร์ประมาณ

โดยที่ $K'' = \frac{-\hat{\omega}\lambda k_P}{L}$, $a = \frac{R+K}{L}$, $b = \frac{k_I}{k_P}$

เมื่อพิจารณาที่เงื่อนไขค่าความผิดพลาดของตำแหน่งมีค่าน้อย $\Delta\theta = \hat{\theta} - \theta \approx 0$ ทำให้ประมาณได้ว่า $\sin\Delta\theta \approx \Delta\theta$ และจะได้ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดและฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิดของแผนภาพบล็อกในรูปที่ 4.9 ดังที่แสดงในสมการที่ (4.20) และ (4.21) ตามลำดับ

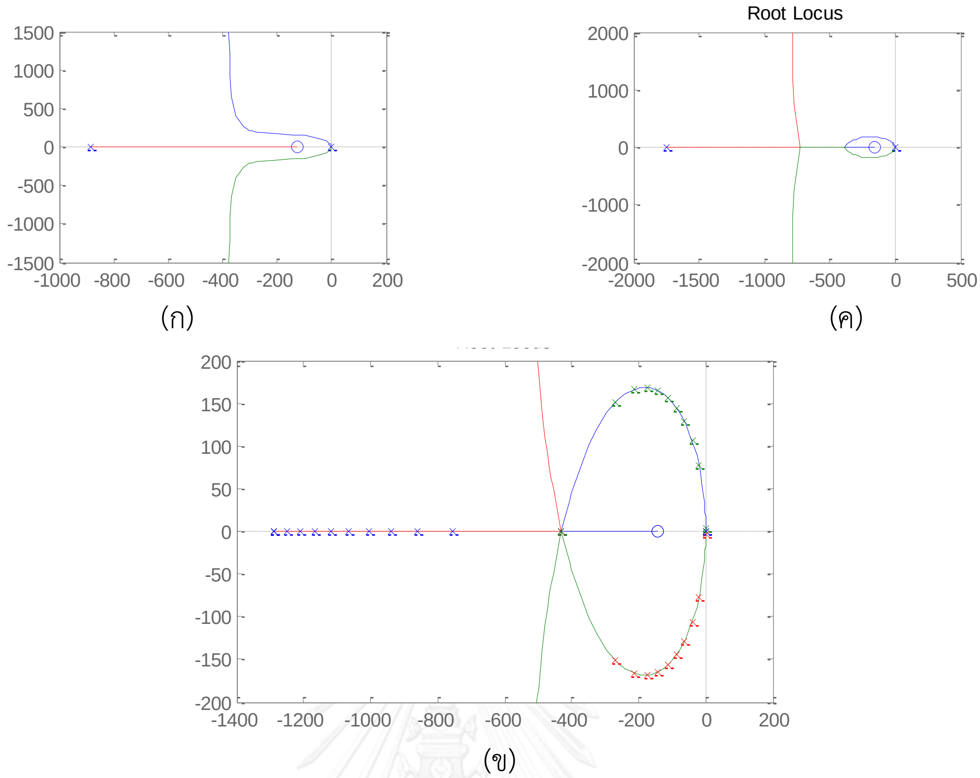
$$G_\theta(s) = K''\frac{(s+b)}{s^2(s+a)} \tag{4.20}$$

$$\frac{\hat{\theta}}{\theta} = \frac{G_\theta(s)}{1+G_\theta(s)} = \frac{K''(s+b)}{s^3 + as^2 + K''s + bK''} \tag{4.21}$$

จากสมการที่ (4.20) ก็จะได้ตำแหน่งของศูนย์และขั้ววงรอบเปิดดังสมการที่ (4.22)

$$\left.\begin{aligned} z &= -b \\ p_i &= \begin{cases} 0,\ 0 \\ -a \end{cases} \end{aligned}\right\} \tag{4.22}$$

จากสมการที่ (4.22) พบว่ามีขั้ววงรอบเปิด 2 ตัวที่จุดกำเนิด มีขั้ววงรอบเปิด 1 ตัว อยู่ที่ตำแหน่ง $-a$ และมีศูนย์ 1 ตัวอยู่ที่ตำแหน่ง $-b$ โดยที่ $a > b$ ดังนั้นทางเดินรากของขั้ววงรอบปิดจึงเป็นไปได้ใน 3 ลักษณะดังที่แสดงในรูปที่ 4.10 ขึ้นอยู่กับความสัมพันธ์ระหว่าง a และ b



รูปที่ 4.10 ทางเดินรากของขั้ววงรอบปิดที่เป็นไปได้ใน 3 ลักษณะ

สำหรับวิทยานิพนธ์นี้เลือกที่จะออกแบบอัตราขยายของระบบประมาณเพื่อที่จะให้เกิดลักษณะทางเดินรากของขั้ววงรอบปิดดังรูปที่ 4.10(ข) คือให้ขั้วทั้ง 3 ตัวเคลื่อนที่มาพบกันพอดีบนแกนจริง สมมุติว่าตำแหน่งดังกล่าวคือตำแหน่ง p อาศัยเงื่อนไขดังกล่าวนี้พร้อมกับสมการที่ (4.21) จะได้ความสัมพันธ์ของสมการลักษณะเฉพาะดังที่แสดงในสมการที่ (4.23)

$$\begin{aligned} s^3 + as^2 + K''s + bK'' &= (s+p)^3 \\ &= s^3 + \underbrace{3p}_{a}s^2 + \underbrace{3p^2}_{K''}s + \underbrace{p^3}_{bK''} \end{aligned} \tag{4.23}$$

เมื่อเทียบสัมประสิทธิ์ทางด้านซ้ายมือและด้านขวามือของสมการที่ (4.23) จะได้ความสัมพันธ์ดังสมการที่ (4.24)

$$\left.\begin{aligned} a &= 3p \\ K'' &= 3p^2 \\ bK'' &= p^3 \end{aligned}\right\} \quad p = \sqrt{\frac{K''}{3}}; \quad b = \frac{p}{3}; \quad a = 9b \tag{4.24}$$

จากสมการที่ (4.24) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างขั้ว a และศูนย์ b ที่เป็นตัวกำหนดลักษณะทางเดินรากของขั้ววงรอบปิดในรูปที่ 4.10(ข) คือ $a = 9b$ ซึ่งเป็นค่าที่วิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ ส่วน

ความสัมพันธ์ที่ทำให้เกิดทางเดินรากของขั้ววงรอบปิดในรูปที่ 4.10(ก) และ 4.10(ค) แสดงได้ดังตาราง

$a < 9b$	ไม่มี break-in, breakaway (รูปที่ 4.5(ก))
$a = 9b$	มี break-in, breakaway ตรงกันพอดี (รูปที่ 4.5(ข))
$a > 9b$	มี break-in, breakaway ต่างตำแหน่งกัน (รูปที่ 4.5(ค))

ด้วยการกำหนดค่าความผิดพลาด $\Delta\theta_{ss}$ ที่ยอมรับได้ ก็จะนำไปสู่การคำนวณอัตราขยายวงรอบปิด K'' ที่เหมาะสม รวมทั้งค่า p และ a ตามลำดับ หลังจากที่ทราบค่า a แล้วก็สามารถที่จะคำนวณอัตราขยายป้อนกลับได้ดังสมการที่ (4.25)

$$K = aL - R \tag{4.25}$$

4.2.1 แนวทางในการออกแบบอัตราขยายการปรับตัว

การออกแบบความถี่หักมุม ($\frac{k_I}{k_P}$) ของอัตราขยายการปรับตัว

ความถี่หักมุมของอัตราขยายการปรับตัวก็คือตำแหน่งของศูนย์ b จากสมการที่ (4.24) สามารถคำนวณหาตำแหน่งของศูนย์ b ได้ดังสมการที่ (4.26)

$$\frac{k_I}{k_P} = b = \frac{p}{3} \tag{4.26}$$

การออกแบบค่า k_P และ k_I

การออกแบบอัตราขยาย k_P, k_I สามารถพิจารณาได้จากค่าผิดพลาดในการประมาณค่าของตำแหน่ง $\Delta\theta_{ss}$ ในช่วงเร่งหรือลดความเร็ว ตามที่ได้เสนอไว้ในหัวข้อ 3.2.3 เรื่องเงื่อนไขการติดตามตำแหน่งจริง ดังนั้นเมื่อกำหนดค่าความผิดพลาด $\Delta\theta_{ss}$ ที่ยอมรับได้จะสามารถหาค่า K'' ได้จากสมการที่ (4.27) และสามารถหาค่า k_P และ k_I ได้ดังสมการที่ (4.28) และ (4.29) ตามลำดับ

$$K'' = \frac{aR_\omega}{b\Delta\theta_{ss}} = \frac{9R_\omega}{\Delta\theta_{ss}}; \quad \because a = 9b \tag{4.27}$$

โดยที่ $R_\omega = p\dfrac{\tau_{rated}}{J}$ คือ อัตราเร่งที่แรงบิดพิกัดของมอเตอร์

p คือ จำนวนคู่ขั้วของมอเตอร์

τ_{rated} คือ แรงบิดพิกัดของมอเตอร์

J คือ ค่าความเฉื่อยของระบบ

$$k_P = \frac{LK''}{-\omega\lambda} \tag{4.28}$$

$$k_I = bk_P \tag{4.29}$$

กล่าวโดยสรุปแล้ว ในทำนองเดียวกันกับการออกแบบตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัวแบบที่ 1 การออกแบบตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัวแบบที่ 2 ถูกกำหนดโดยอัตราขยายป้อนกลับ (4.25) และอัตราขยายการปรับตัวแบบพีไอ (4.28 - 4.29) ซึ่งทั้งหมดถูกแสดงในเชิงสมการอย่างชัดเจน ทำให้สามารถคำนวณได้ในแบบเวลาจริง (real time) และสามารถนำไปใช้กับ SPMSM ใด ๆ ได้โดยง่าย ผลที่ได้คือระบบประมาณจะมีเสถียรภาพและมีคุณสมบัติเชิงพลวัตตามที่กำหนดตลอดย่านการทำงาน

4.2.2 ตัวอย่างการออกแบบ

ตามแนวทางการออกแบบตัวสังเกตที่นำเสนอ ในลำดับต่อไปจะนำเสนอตัวอย่างการออกแบบ โดยมีรายละเอียดดังนี้

ขั้นตอนที่ 1) คำนวณอัตราขยาย K'' ตามสมการที่ (4.26) โดยกำหนดให้ $\Delta\theta_{ss} = 0.03\pi$ rad, (5.4 องศาทางไฟฟ้า)

ขั้นตอนที่ 2) คำนวณค่าตำแหน่ง p จาก $p = \sqrt{\dfrac{K''}{3}}$ จากนั้นก็คำนวณค่าตำแหน่งศูนย์ b จาก $b = \dfrac{p}{3}$ และคำนวณค่าตำแหน่งขั้ว a ได้จาก $a = 9b$

ขั้นตอนที่ 3) คำนวณค่าอัตราขยายป้อนกลับ K จาก $K = aL - R$

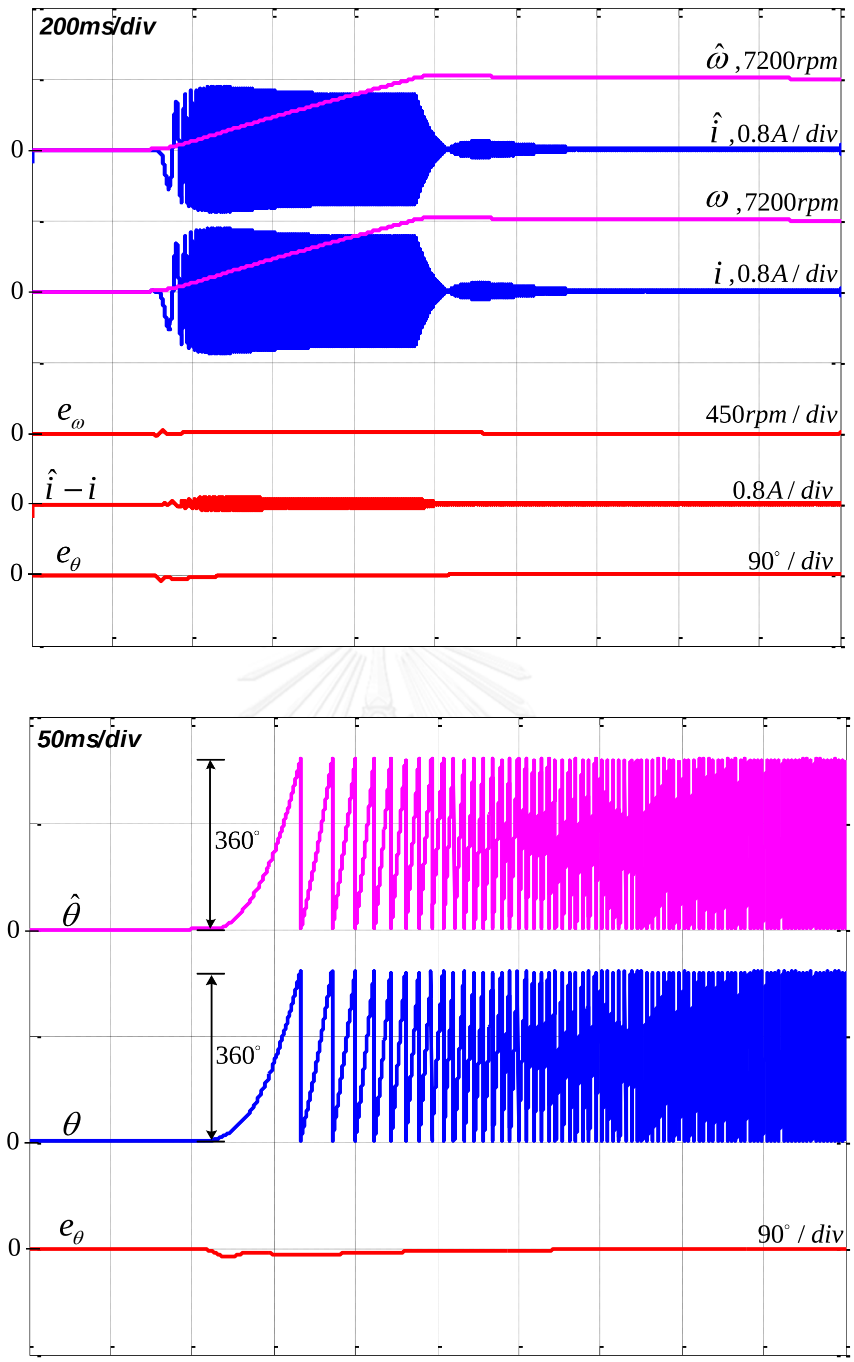
ขั้นตอนที่ 4) คำนวณค่าอัตราขยายการปรับตัว k_P, k_I จากแนวทางการออกแบบตามสมการที่ (4.27 - 4.28) โดยเราสามารถเลือกได้ว่าจะให้อัตราขยาย k_P, k_I แปรค่าไปตามความถี่ทำงานหรือจะเลือกให้เป็นค่าคงที่ก็ได้ด้วยการกำหนดให้ ω คงที่ตามที่ต้องการ อย่างไรก็ตามแม้ว่าเรา

จะเลือกให้แปรค่า k_P, k_I ตามความถี่ทำงาน แต่เราก็ต้องจำกัดค่า ω ไม่ให้ต่ำกว่า $\omega_{\min}$ ค่าหนึ่งเพื่อป้องกันไม่ให้ k_P, k_I มีค่ามากเกินไป สำหรับวิทยานิพนธ์นี้เลือก $\omega_{\min}$ = 314 rad/s (500 rpm) จะได้

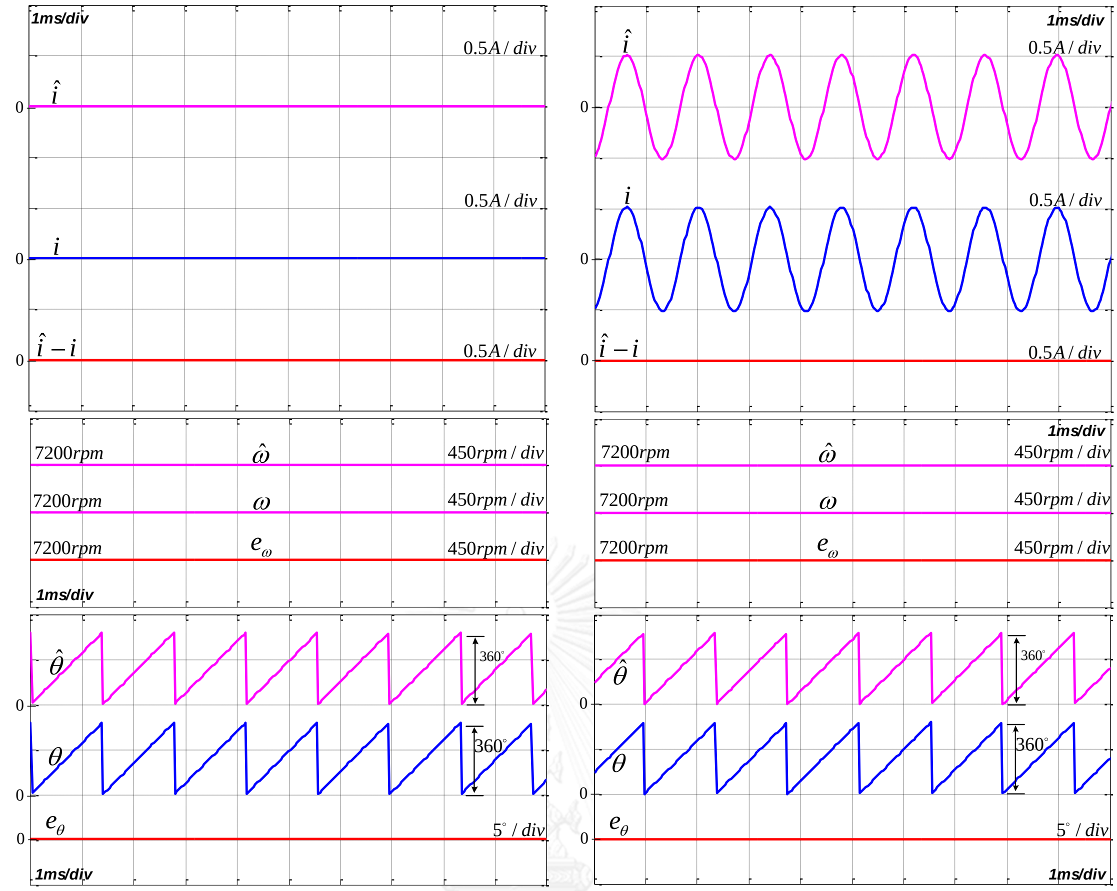
$$k_P = \begin{cases} \dfrac{-LK''}{\lambda\omega} & \text{for } |\omega| \geq \omega_{\min} \\ \dfrac{-LK''}{\lambda[\omega_{\min}\,\mathrm{sgn}(\omega)]} & \text{for } |\omega| < \omega_{\min} \end{cases} \tag{4.30}$$

$$k_I = bk_P \tag{4.31}$$

สำหรับประสิทธิผลของการออกแบบตัวสังเกตที่นำเสนอนี้ สามารถยืนยันได้ด้วยผลการจำลองการทำงานดังต่อไปนี้

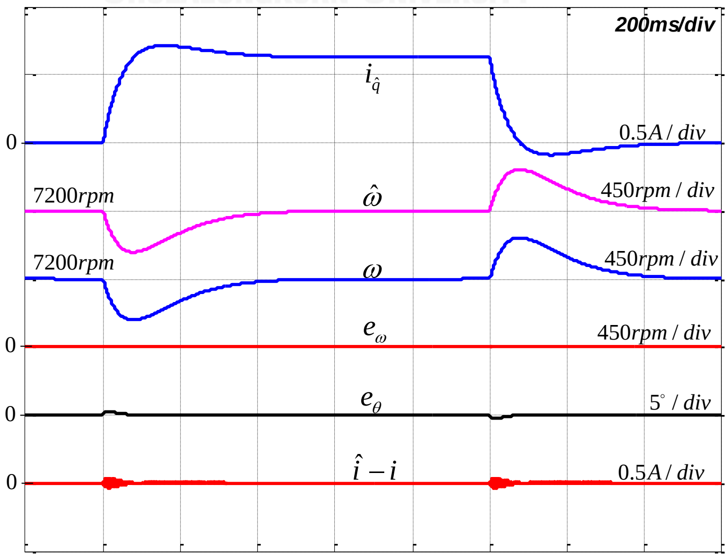


รูปที่ 4.11 ผลจำลองการทำงานในขณะเร่งความเร็วโรเตอร์จากหยุดนิ่งไปสู่ค่าความเร็วพิกัด

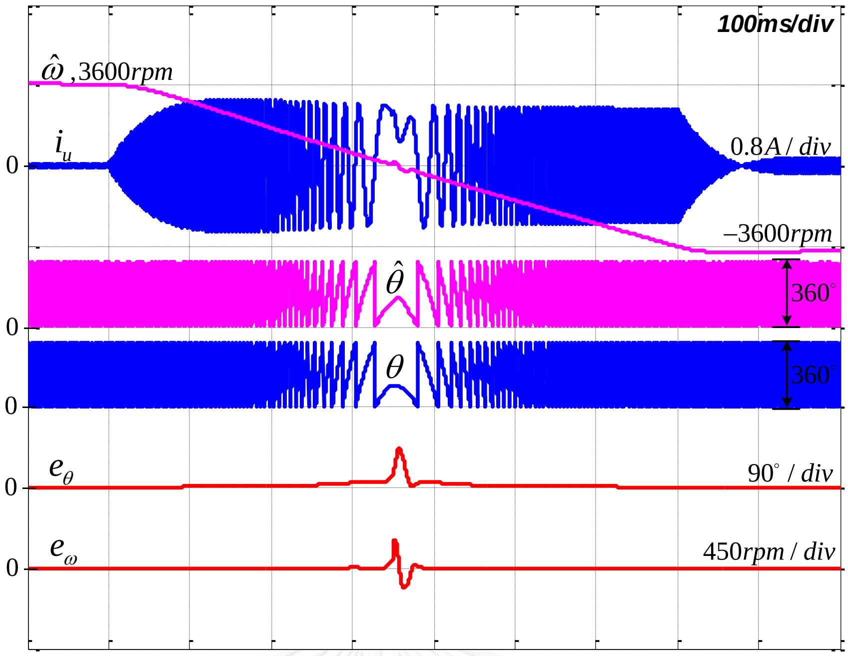


(ก) ไร้โหลด (ข) จ่ายโหลดพิกัด

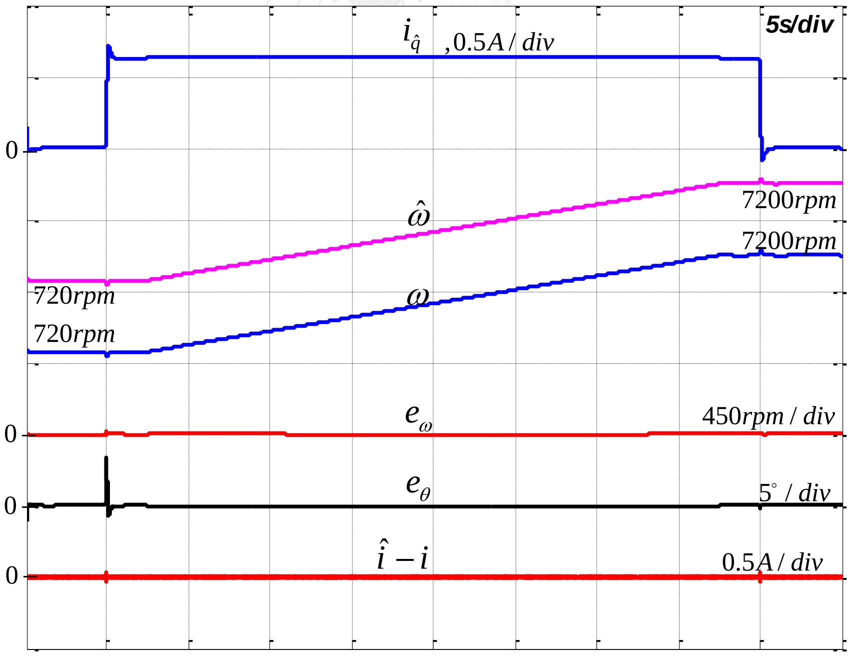
รูปที่ 4.12 ผลจำลองการทำงานในสภาวะอยู่ตัวเมื่อไร้โหลดและจ่ายโหลดพิกัด
ที่ความเร็วคำสั่ง 7200 rpm



รูปที่ 4.13 ผลจำลองการทำงานในขณะเกิดโหลดแบบขั้นที่แรงบิดพิกัดที่ความเร็วคำสั่ง 7200rpm



รูปที่ 4.14 ผลจำลองการทำงานในขณะกลับทิศทางการหมุนจาก 3600 rpm ไปที่ -3600 rpm



รูปที่ 4.15 ผลจำลองการทำงานในขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วช้า ๆ ในช่วงกว้าง จาก 720 rpm ไป 7200 rpm ที่โหลดพิกัด

บทที่ 5
ผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์

เนื่องจากสมการของตัวสังเกตต้องใช้ค่าความต้านทาน, ค่าความเหนี่ยวนำและค่าฟลักซ์แม่เหล็กถาวรของมอเตอร์ในการประมาณค่าความเร็วและตำแหน่ง ซึ่งตามปกติในการใช้งานจริง ค่าความต้านทานจะเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ และค่าความเหนี่ยวนำก็จะเปลี่ยนตามการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก การเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์เหล่านี้อาจทำให้เกิดความผิดพลาดจากการประมาณในตัวสังเกตได้ ดังนั้นเนื้อหาวิทยานิพนธ์ในบทนี้จะกล่าวถึงแนวทางการวิเคราะห์และคำนวณหาผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ต่อการประมาณค่าตำแหน่งโรเตอร์ของตัวสังเกต

5.1 ผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ที่มีต่อตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัวแบบที่ 1

จากสมการตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัวแบบที่ 1 (สมการที่ (2.3)) เมื่อพิจารณาผลของการเปลี่ยนแปลงจากค่าความต้านทาน, ค่าความเหนี่ยวนำ และขนาดของฟลักซ์แม่เหล็กถาวรสามารถแสดงสมการของตัวสังเกตใหม่ได้ดังสมการที่ (5.1)

$$\vec{v} = \hat{R}\hat{\vec{i}} + \hat{L}\frac{d\hat{\vec{i}}}{dt} + \frac{d}{dt}\left(e^{J\hat{\theta}}\begin{bmatrix}\hat{\lambda}\\0\end{bmatrix}\right) + K\vec{e}_i \tag{5.1}$$

โดยที่ $\hat{R}$, $\hat{L}$ และ $\hat{\lambda}$ คือค่าพารามิเตอร์ที่ใช้คำนวณในตัวสังเกต

5.1.1 ผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทาน

ในหัวข้อนี้จะพิจารณาผลกระทบจากค่าความผิดพลาดของค่าความต้านทานเพียงอย่างเดียวโดยให้ $\hat{L} = L$ และ $\hat{\lambda} = \lambda$ ในสมการที่ (5.1) และสามารถคำนวณหาค่าความผิดพลาดของกระแสประมาณในกรณีนี้ได้จากสมการที่ (2.2) และ (5.1) ได้ผลลัพธ์ดังสมการที่ (5.2)

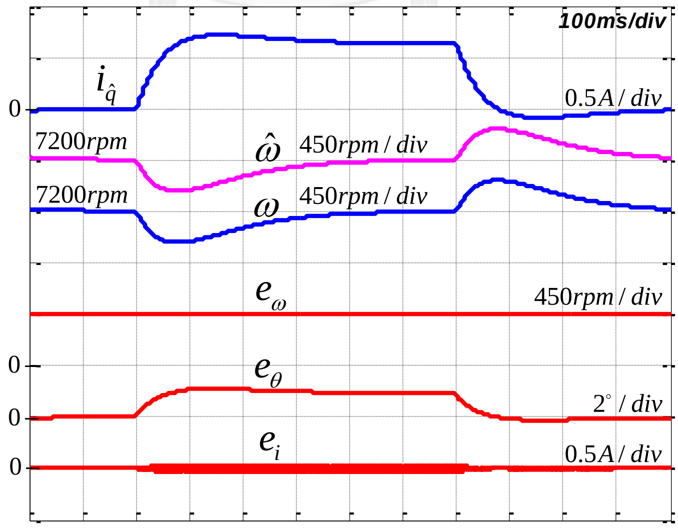
$$\vec{e}_i = \boldsymbol{R}(s)\Delta R\hat{\vec{i}} + G(s)\left(\left(-\boldsymbol{I} + e^{\boldsymbol{J}(\theta-\hat{\theta})}\right)e^{\boldsymbol{J}\hat{\theta}}\begin{bmatrix}\lambda\\0\end{bmatrix}\right) \tag{5.2}$$

โดยที่
$$\boldsymbol{R}(s) = \frac{-1}{s}G(s) = \frac{-1}{L}\left(s\boldsymbol{I} + a\boldsymbol{I}\right)^{-1} \tag{5.3}$$
$$\Delta R = \hat{R} - R \tag{5.4}$$

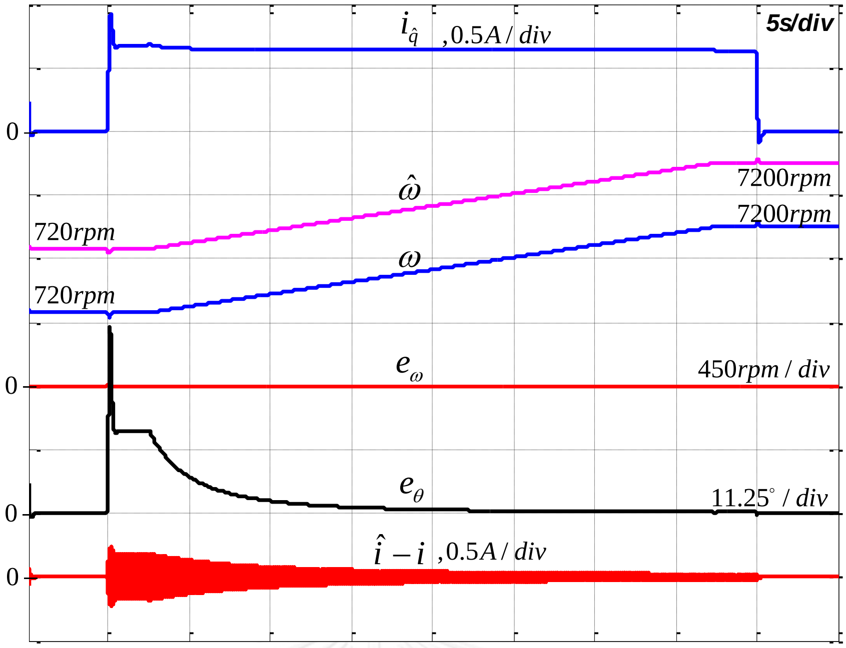
ฟังก์ชันโอนย้าย $\boldsymbol{R}(s)$ ในสมการที่ (5.3) นั้นเมื่อพิจารณาในสภาวะอยู่ตัวแล้ว สามารถคำนวณค่าได้โดยแทน $s\boldsymbol{I}$ ด้วย $\hat{\omega}\boldsymbol{J}$ ดังแสดงในสมการที่ (5.5)

$$\boldsymbol{R}(s)\Big|_{s\boldsymbol{I}\to\hat{\omega}\boldsymbol{J}} = \frac{-1}{L}\left(\hat{\omega}\boldsymbol{J} + a\boldsymbol{I}\right)^{-1} = \frac{-1}{L}\times\frac{1}{a^2+\hat{\omega}^2}\begin{bmatrix} a & \hat{\omega} \\ -\hat{\omega} & a \end{bmatrix} \tag{5.5}$$

เนื่องจากฟังก์ชันโอนย้ายหน้าเทอมค่าความผิดพลาดของความต้านทานในสมการที่ (5.2) , $\boldsymbol{R}(s)\Delta R\hat{\bar{i}}$, มีค่าขึ้นอยู่กับกระแส ดังนั้นค่า ΔR จะส่งผลกระทบให้เกิดค่าความผิดพลาดของกระแสเมื่อมอเตอร์จ่ายโหลด และจากความสัมพันธ์ในสมการที่ (5.5) แสดงให้เห็นว่าเมื่อความเร็วโรเตอร์มีค่าลดลง ผลกระทบจาก ΔR ก็จะยิ่งมีมากขึ้นเนื่องจากการเพิ่มขึ้นของขนาดของ $\boldsymbol{R}(s)$ ค่าความผิดพลาดกระแสและค่าความผิดพลาดตำแหน่งก็จะยิ่งสูงขึ้นด้วย แต่ก็ยังพอมีวิธีที่จะลดขนาด $\boldsymbol{R}(s)$ เพื่อลดผลกระทบจาก ΔR ลงได้ ด้วยการออกแบบตำแหน่งขั้ว a ของระบบประมาณให้มีค่ามาก ๆ



รูปที่ 5.1 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์ที่ความเร็วคำสั่ง 7200 rpm ในกรณี ΔR = -7%



รูปที่ 5.2 ผลจำลองการทำงานในขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วช้า ๆ ในช่วงกว้าง จาก 720 rpm ไป 7200 rpm ในกรณี ΔR = -5%

5.1.2 ผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของค่าความเหนี่ยวนำ

ในทำนองเดียวกันในหัวข้อนี้จะพิจารณาผลกระทบจากค่าความผิดพลาดของค่าความเหนี่ยวนำเพียงอย่างเดียวโดยให้ $\hat{R}=R$ และ $\hat{\lambda}=\lambda$ ในสมการที่ (5.1) และสามารถคำนวณหาค่าความผิดพลาดของกระแสประมาณในกรณีนี้ได้จากสมการที่ (2.2) และ (5.1) ได้ผลลัพธ์ดังสมการที่ (5.6)

$$\bar{e}_i = \boldsymbol{L}(s)\Delta L\hat{\bar{i}} + G(s)\left(\left(-\boldsymbol{I}+e^{\boldsymbol{J}(\theta-\hat{\theta})}\right)e^{\boldsymbol{J}\hat{\theta}}\begin{bmatrix}\lambda\\0\end{bmatrix}\right) \tag{5.6}$$

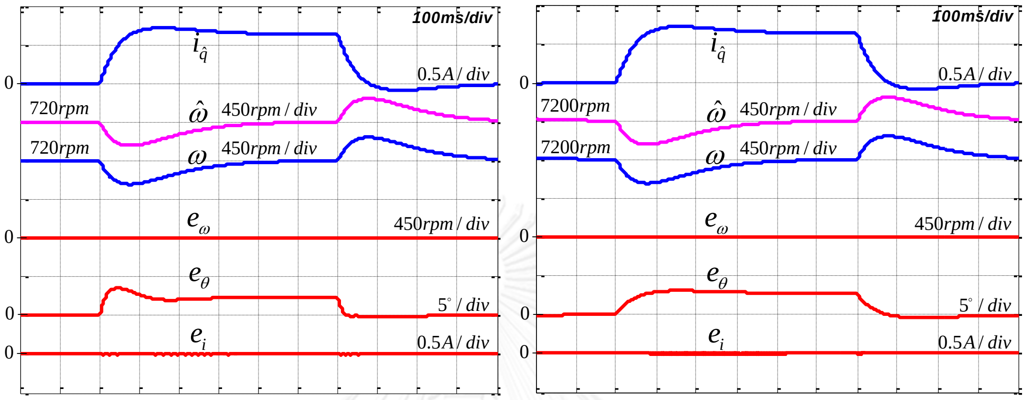
โดยที่
$$\boldsymbol{L}(s) = -G(s) = \frac{-1}{L}\left(s\boldsymbol{I}+a\boldsymbol{I}\right)^{-1}s \tag{5.7}$$

$$\Delta L = \hat{L} - L \tag{5.8}$$

ฟังก์ชันโอนย้าย $\boldsymbol{L}(s)$ ในสมการที่ (5.7) นั้นเมื่อพิจารณาในสภาวะอยู่ตัวแล้ว สามารถคำนวณค่าได้โดยแทน $s\boldsymbol{I}$ ด้วย $\hat{\omega}\boldsymbol{J}$ ดังแสดงในสมการที่ (5.9)

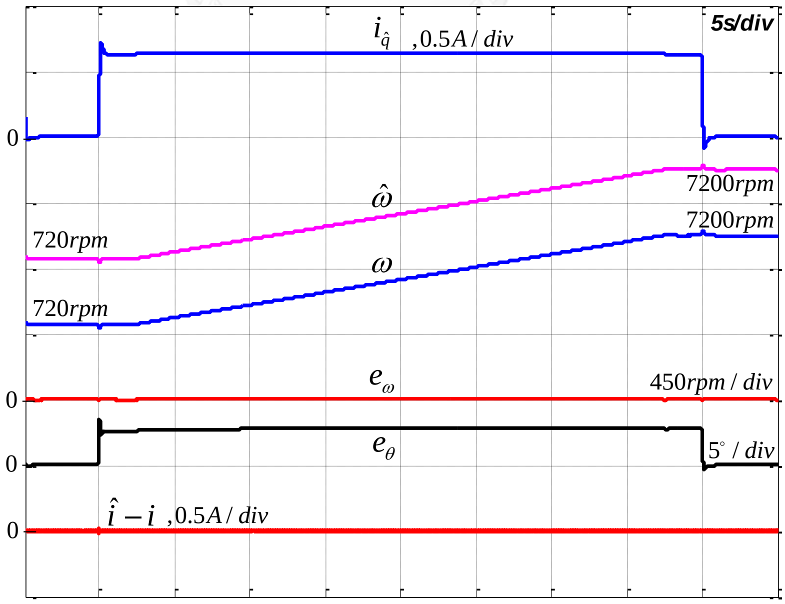
$$\boldsymbol{L}(s)\big|_{s\boldsymbol{I}\to\hat{\omega}\boldsymbol{J}} = \frac{-1}{L}\left(\hat{\omega}\boldsymbol{J}+a\boldsymbol{I}\right)^{-1}\hat{\omega}\boldsymbol{J} = \frac{-1}{L}\frac{1}{a^2+\hat{\omega}^2}\begin{bmatrix}\hat{\omega}^2 & -a\hat{\omega}\\ a\hat{\omega} & \hat{\omega}^2\end{bmatrix} \tag{5.9}$$

จากความสัมพันธ์ในสมการที่ (5.9) แสดงให้เห็นว่าขนาดของ $L(s)$ นั้นไม่ค่อยขึ้นอยู่กับความเร็วโรเตอร์มากนัก ดังนั้นผลกระทบจาก ΔL ก็จะไม่ค่อยขึ้นอยู่กับความเร็วโรเตอร์เช่นเดียวกัน ซึ่งก็สอดคล้องกับผลจำลองการทำงานในรูปที่ 5.3 และ 5.4 กล่าวคือ ค่าความผิดพลาดกระแสและค่าความผิดพลาดตำแหน่งโรเตอร์นั้นมีค่าใกล้เคียงกันไม่ว่ามอเตอร์ทำงานที่ความเร็วสูงหรือความเร็วต่ำ และการเปลี่ยนแปลงของค่าความเหนี่ยวนำไม่ค่อยส่งผลกระทบต่อการประมาณตำแหน่งมากนัก



(ก) 720 rpm (ข) 7200 rpm

รูปที่ 5.3 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์ที่ความเร็วคำสั่ง 720 rpm และ 7200 rpm ในกรณี ΔL = -20%



รูปที่ 5.4 ผลจำลองการทำงานในขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วช้า ๆ ในช่วงกว้าง จาก 720 rpm ไป 7200 rpm ในกรณี ΔL = -20%

5.1.3 ผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของค่าฟลักซ์แม่เหล็กถาวร

ในทำนองเดียวกันในหัวข้อนี้จะพิจารณาผลกระทบจากค่าความผิดพลาดของค่า ฟลักซ์แม่เหล็กถาวรเพียงอย่างเดียวโดยให้ $\hat{R} = R$ และ $\hat{L} = L$ ในสมการที่ (5.1) และสามารถคำนวณหาค่าความผิดพลาดของกระแสประมาณในกรณีนี้ได้จากสมการที่ (2.2) และ (5.1) ได้ผลลัพธ์ดังสมการที่ (5.10)

$$\vec{e}_i = \boldsymbol{\lambda}(s) e^{\boldsymbol{J}\hat{\theta}} \begin{bmatrix} \Delta\lambda \\ 0 \end{bmatrix} + G(s)\left(\left(-\boldsymbol{I} + e^{\boldsymbol{J}(\theta-\hat{\theta})}\right) e^{\boldsymbol{J}\hat{\theta}} \begin{bmatrix} \lambda \\ 0 \end{bmatrix}\right) \tag{5.10}$$

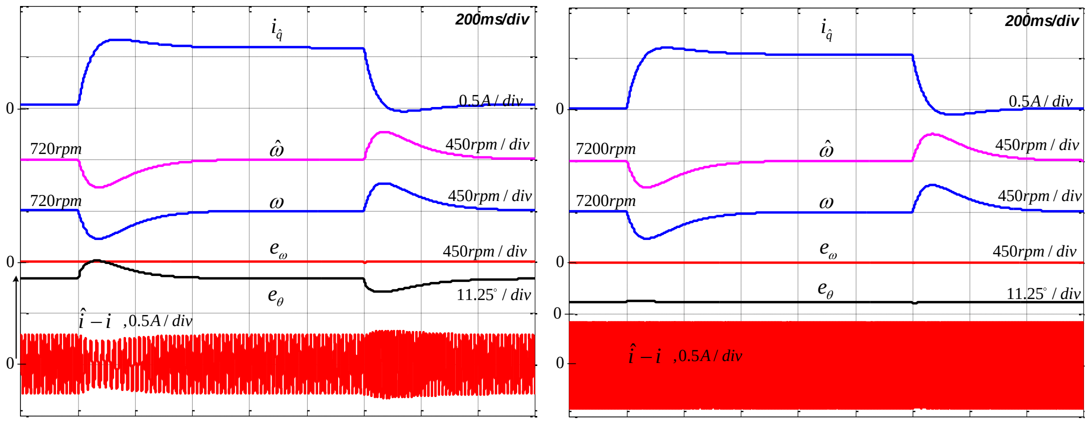
โดยที่
$$\boldsymbol{\lambda}(s) = -G(s) = \frac{-1}{L}\left(s\boldsymbol{I} + a\boldsymbol{I}\right)^{-1} s \tag{5.11}$$

$$\Delta\lambda = \hat{\lambda} - \lambda \tag{5.12}$$

ฟังก์ชันโอนย้าย $\boldsymbol{\lambda}(s)$ ในสมการที่ (5.11) นั้นเมื่อพิจารณาในสภาวะอยู่ตัวแล้ว สามารถคำนวณค่าได้โดยแทน $s\boldsymbol{I}$ ด้วย $\hat{\omega}\boldsymbol{J}$ ดังแสดงในสมการที่ (5.13)

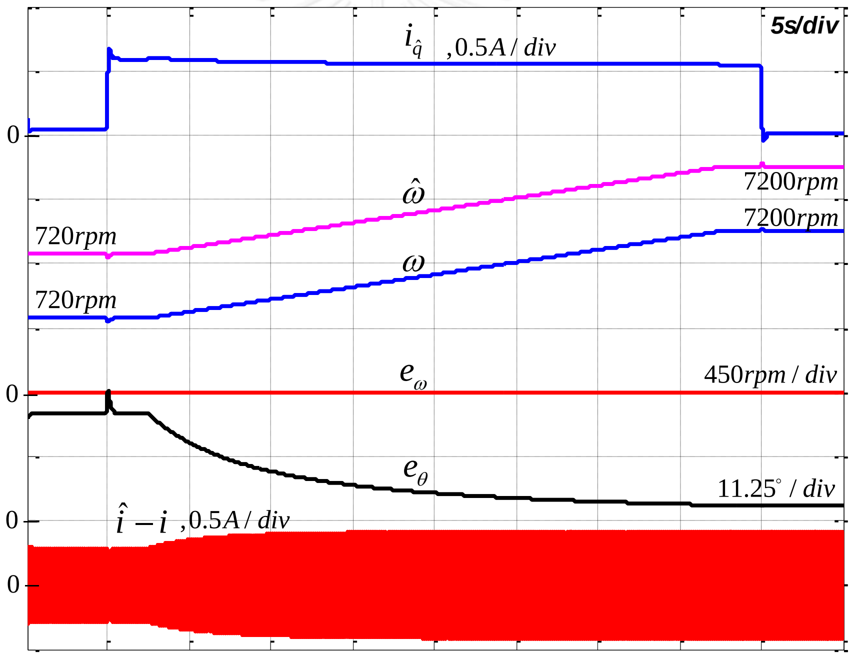
$$\boldsymbol{\lambda}(s)\Big|_{s\boldsymbol{I} \to \hat{\omega}\boldsymbol{J}} = \frac{-1}{L}\left(\hat{\omega}\boldsymbol{J} + a\boldsymbol{I}\right)^{-1} \hat{\omega}\boldsymbol{J} = \frac{-1}{L}\frac{1}{a^2 + \hat{\omega}^2}\begin{bmatrix} \hat{\omega}^2 & -a\hat{\omega} \\ a\hat{\omega} & \hat{\omega}^2 \end{bmatrix} \tag{5.13}$$

เนื่องจากฟังก์ชันโอนย้ายหน้าเทอมค่าความผิดพลาดของฟลักซ์แม่เหล็กถาวรในสมการที่ (5.10) ซึ่งก็คือ $\boldsymbol{\lambda}(s) e^{\boldsymbol{J}\hat{\theta}} \begin{bmatrix} \Delta\lambda \\ 0 \end{bmatrix}$ ไม่มีค่าขึ้นอยู่กับกระแส แต่มีค่าขึ้นอยู่กับความเร็วโรเตอร์ ดังนั้นค่า $\Delta\lambda$ จะส่งผลกระทบให้เกิดค่าความผิดพลาดของกระแสไม่ว่ามอเตอร์จะมีโหลดหรือไม่ และจากความสัมพันธ์ในสมการที่ (5.13) แสดงให้เห็นว่าเมื่อความเร็วโรเตอร์มากขึ้น ค่าความผิดพลาดกระแสก็จะยิ่งสูงขึ้นด้วย และยังแสดงให้เห็นว่าขนาดของ $\boldsymbol{\lambda}(s)$ นั้นลดลงได้ถ้าขั้ว a มีค่ามาก ๆ ดังนั้นก็ยังพอมีแนวทางที่จะลดผลกระทบจากความผิดพลาดของฟลักซ์แม่เหล็กถาวรได้ด้วยการออกแบบตำแหน่งขั้ว a ของระบบประมาณ



(ก) 720 rpm　　　　　(ข) 7200 rpm

รูปที่ 5.5 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์ที่ความเร็วคำสั่ง 720 rpm และ 7200 rpm ในกรณี Δλ = -20%



รูปที่ 5.6 ผลจำลองการทำงานในขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วช้า ๆ ในช่วงกว้างจาก 720 rpm ไป 7200 rpm ในกรณี Δλ = -20%

ผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 5.5 และ 5.6 แสดงให้เห็นว่าความผิดพลาดของฟลักซ์แม่เหล็กถาวรส่งผลกระทบค่อนข้างมากต่อการประมาณตำแหน่งโดยเฉพาะในช่วงความเร็วต่ำ เช่นที่ 720 rpm มีค่าความผิดพลาดตำแหน่งประมาณ 15 องศา

5.2 ผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ที่มีต่อตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัวแบบที่ 2

จากสมการของตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัวแบบที่ 2 (สมการที่ (2.7)) เมื่อพิจารณาผลของการเปลี่ยนแปลงจากค่าความต้านทาน, ค่าความเหนี่ยวนำ และขนาดของฟลักซ์แม่เหล็กถาวร สามารถเขียนสมการของตัวสังเกตใหม่ได้ดังสมการที่ (5.14)

$$\vec{v} = \hat{R}\hat{\vec{i}} + \hat{L}\frac{d\hat{\vec{i}}}{dt} + \frac{d}{dt}\left(e^{J\hat{\theta}}\begin{bmatrix}\hat{\lambda}\\0\end{bmatrix}\right) - \hat{\omega}\hat{L}\boldsymbol{J}\vec{e}_i + K\vec{e}_i \tag{5.14}$$

โดยที่ $\hat{R}, \hat{L}$ และ $\hat{\lambda}$ คือค่าพารามิเตอร์ที่ใช้คำนวณในตัวสังเกต

5.2.1 ผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทาน

ในหัวข้อนี้จะพิจารณาผลกระทบจากค่าความผิดพลาดของค่าความต้านทานเพียงอย่างเดียวโดยให้ $\hat{L} = L$ และ $\hat{\lambda} = \lambda$ ในสมการที่ (5.14) และสามารถคำนวณหาค่าความผิดพลาดของกระแสประมาณในกรณีนี้ได้จากสมการที่ (2.2) และ (5.14) ได้ผลลัพธ์ดังสมการที่ (5.15)

$$\vec{e}_i = \boldsymbol{R}(s)\Delta R\hat{\vec{i}} + G(s)\left(\left(-I + e^{J(\theta-\hat{\theta})}\right)e^{J\hat{\theta}}\begin{bmatrix}\lambda\\0\end{bmatrix}\right) \tag{5.15}$$

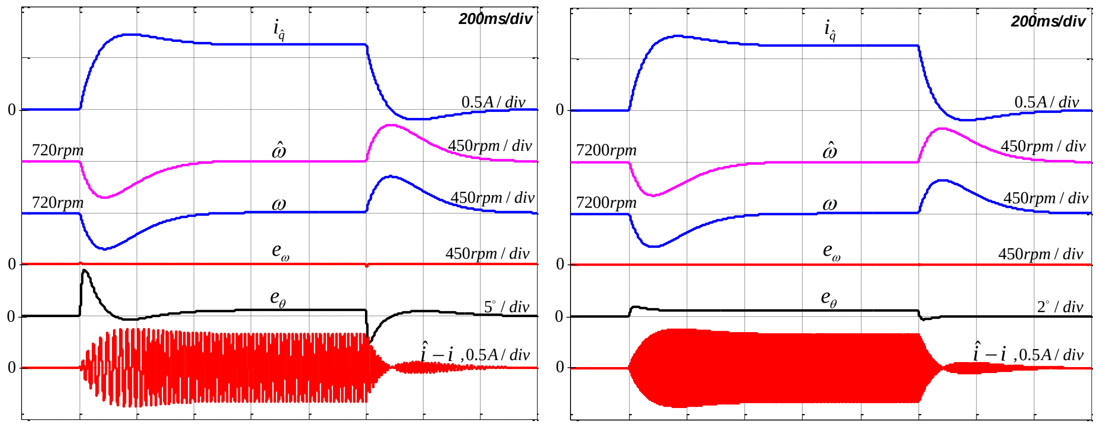
โดยที่

$$\boldsymbol{R}(s) = \frac{-1}{s}G(s) = \frac{-1}{L}\left(s\boldsymbol{I} - \hat{\omega}\boldsymbol{J} + a\boldsymbol{I}\right)^{-1} \tag{5.16}$$

$$\Delta R = \hat{R} - R \tag{5.17}$$

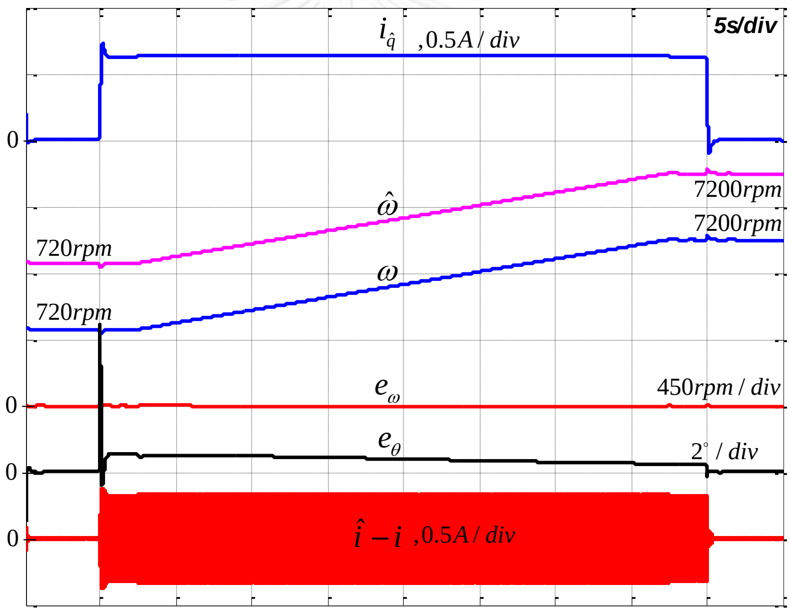
ฟังก์ชันโอนย้าย $\boldsymbol{R}(s)$ ในสมการที่ (5.16) นั้นเมื่อพิจารณาในสภาวะอยู่ตัวแล้ว สามารถคำนวณค่าได้โดยแทน $s\boldsymbol{I}$ ด้วย $\hat{\omega}\boldsymbol{J}$ ดังแสดงในสมการที่ (5.18)

$$\boldsymbol{R}(s)\big|_{s\boldsymbol{I}\to\hat{\omega}\boldsymbol{J}} = \frac{-1}{L}\left(\hat{\omega}\boldsymbol{J} + a\boldsymbol{I}\right)^{-1} = \frac{-1}{L}\times\frac{1}{a^2+\hat{\omega}^2}\begin{bmatrix}a & \hat{\omega}\\-\hat{\omega} & a\end{bmatrix} \tag{5.18}$$



(ก) 720 rpm (ข) 7200 rpm

รูปที่ 5.7 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์ที่ความเร็วคำสั่ง 720 rpm และ 7200 rpm ในกรณี ΔR = -20%



รูปที่ 5.8 ผลจำลองการทำงานในขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วช้า ๆ ในช่วงกว้างจาก 720 rpm ไป 7200 rpm ในกรณี ΔR = -20%

จากผลจำลองการทำงานในรูปที่ 5.7 และ 5.8 แสดงให้เห็นชัดเจนว่าการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานส่งผลกระทบน้อยมากต่อการประมาณตำแหน่ง แสดงว่าระบบประมาณแบบที่ 2 ที่มีเสถียรภาพในวงกว้างนั้นมีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน

5.2.2 ผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของค่าความเหนี่ยวนำ

ในทำนองเดียวกันในหัวข้อนี้จะพิจารณาผลกระทบจากค่าความผิดพลาดของค่าความเหนี่ยวนำเพียงอย่างเดียวโดยให้ $\hat{R}=R$ และ $\hat{\lambda}=\lambda$ ในสมการที่ (5.14) และสามารถคำนวณหาค่าความผิดพลาดของกระแสประมาณในกรณีนี้ได้จากสมการที่ (2.2) และ (5.14) ได้ผลลัพธ์ดังสมการที่ (5.19)

$$\vec{e}_i = \boldsymbol{L}(s)\Delta L\hat{\vec{i}} + G_P(s)\left(\left(-\boldsymbol{I}+e^{\boldsymbol{J}(\theta-\hat{\theta})}\right)e^{\boldsymbol{J}\hat{\theta}}\begin{bmatrix}\lambda\\0\end{bmatrix}\right) \tag{5.19}$$

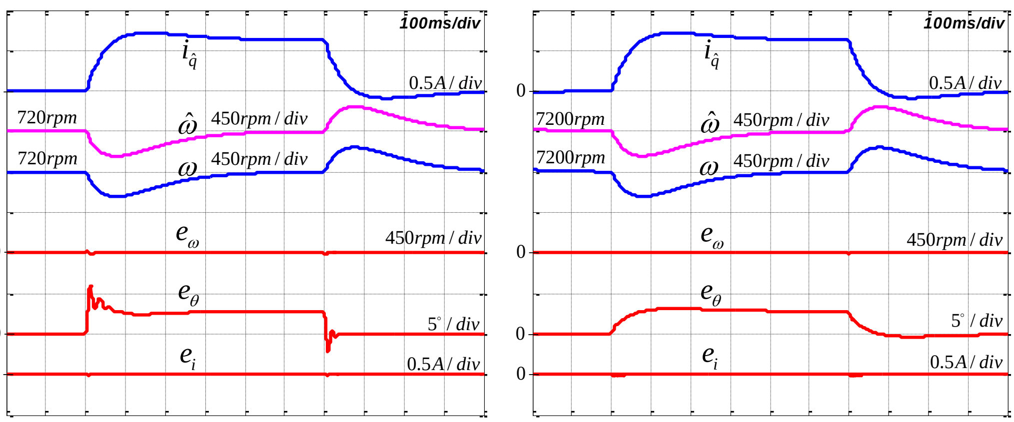
โดยที่

$$\boldsymbol{L}(s) = -G_P(s) = \frac{-1}{L}\left(s\boldsymbol{I}-\hat{\omega}\frac{(\Delta L+L)}{L}\boldsymbol{J}+a\boldsymbol{I}\right)^{-1}s \tag{5.20}$$

$$\Delta L = \hat{L}-L \tag{5.21}$$

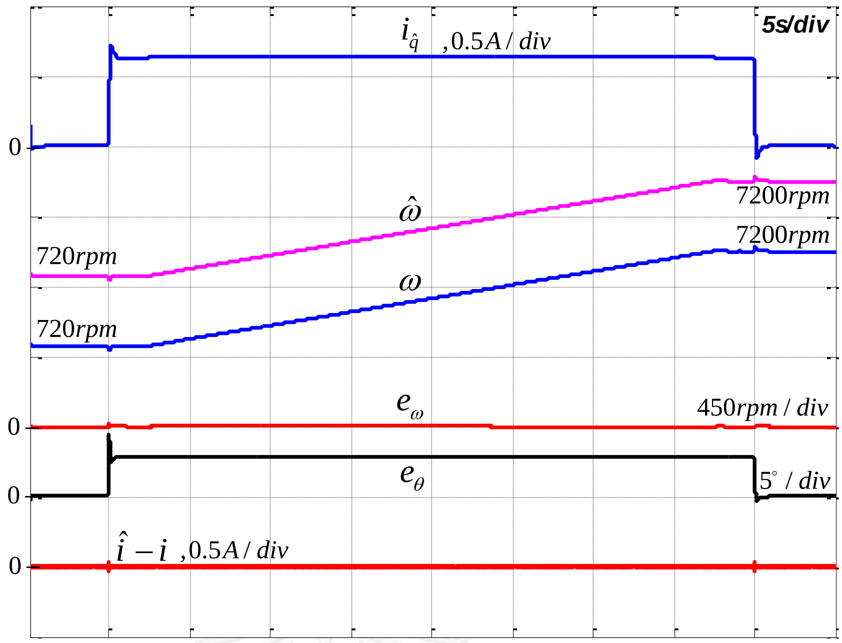
ฟังก์ชันโอนย้าย $\boldsymbol{L}(s)$ ในสมการที่ (5.20) นั้นเมื่อพิจารณาในสภาวะอยู่ตัวแล้ว สามารถคำนวณค่าได้โดยแทน $s\boldsymbol{I}$ ด้วย $\hat{\omega}\boldsymbol{J}$ ดังแสดงในสมการที่ (5.22)

$$\left.\begin{aligned}\boldsymbol{L}(s)\big|_{s\boldsymbol{I}\to\hat{\omega}\boldsymbol{J}} &= \frac{-1}{L}\left(\hat{\omega}\boldsymbol{J}-\hat{\omega}\frac{(\Delta L+L)}{L}\boldsymbol{J}+a\boldsymbol{I}\right)^{-1}\hat{\omega}\boldsymbol{J}\\ &= \frac{-1}{L}\frac{1}{a^2+\left(\frac{\hat{\omega}\Delta L}{L}\right)^2}\begin{bmatrix}\frac{-\hat{\omega}^2\Delta L}{L} & -a\hat{\omega}\\ a\hat{\omega} & \frac{-\hat{\omega}^2\Delta L}{L}\end{bmatrix}\end{aligned}\right\} \tag{5.22}$$



(ก) 720 rpm (ข) 7200 rpm

รูปที่ 5.9 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์ที่ความเร็วคำสั่ง 720 rpm และ 7200 rpm ในกรณี ΔL = -20%



รูปที่ 5.10 ผลจำลองการทำงานในขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วช้า ๆ ในช่วงกว้าง จาก 720 rpm ไป 7200 rpm ในกรณี ΔL = -20%

จากรูปที่ 5.9 และ 5.10 จะเห็นว่า ΔL ไม่ส่งผลกระทบให้เกิดค่าความผิดพลาดของกระแสไม่ว่ามอเตอร์จะมีโหลดหรือไม่ แต่จะส่งผลให้เกิดค่าความผิดพลาดของตำแหน่งโรเตอร์เมื่อมอเตอร์มีโหลด โดยความผิดพลาดตำแหน่งโรเตอร์นี้ค่อนข้างคงที่ไม่ขึ้นอยู่กับความเร็วโรเตอร์และมีค่าค่อนข้างน้อยคือประมาณ 3 องศา

5.2.3 ผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของค่าฟลักซ์แม่เหล็กถาวร

ในทำนองเดียวกันในหัวข้อนี้จะพิจารณาผลกระทบจากค่าความผิดพลาดของค่าฟลักซ์แม่เหล็กถาวรเพียงอย่างเดียวโดยให้ $\hat{R}=R$ และ $\hat{L}=L$ ในสมการที่ (5.14) และสามารถคำนวณหาค่าความผิดพลาดของกระแสประมาณในกรณีนี้ได้จากสมการที่ (2.2) และ (5.14) ได้ผลลัพธ์ดังสมการที่ (5.23)

$$\vec{e}_i = \boldsymbol{\lambda}(s)e^{J\hat{\theta}}\begin{bmatrix}\Delta\lambda\\0\end{bmatrix} + G(s)\left(\left(-\boldsymbol{I}+e^{J(\theta-\hat{\theta})}\right)e^{J\hat{\theta}}\begin{bmatrix}\lambda\\0\end{bmatrix}\right) \quad (5.23)$$

โดยที่

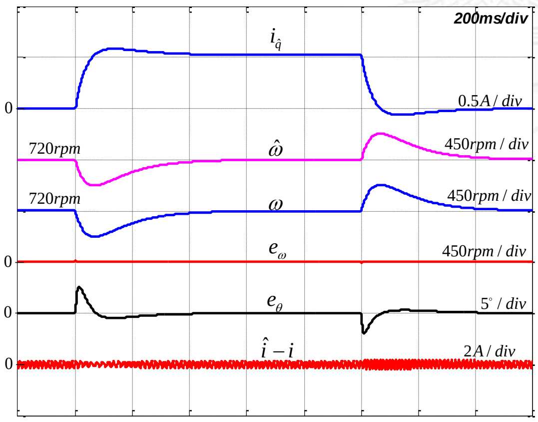
$$\boldsymbol{\lambda}(s) = -G(s) = \frac{-1}{L}\left(s\boldsymbol{I}-\hat{\omega}\boldsymbol{J}+a\boldsymbol{I}\right)^{-1}s \quad (5.24)$$

$$\Delta L = \hat{L}-L \quad (5.25)$$

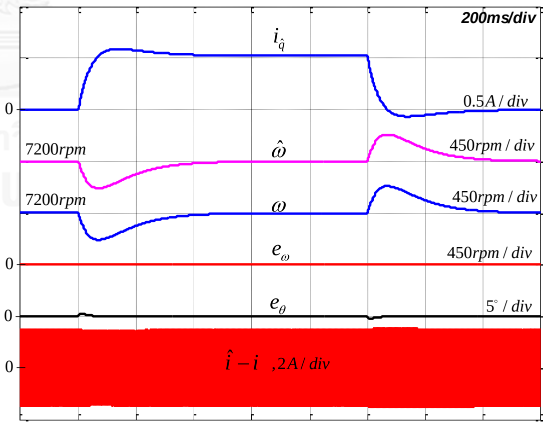
ฟังก์ชันโอนย้าย $\boldsymbol{\lambda}(s)$ ในสมการที่ (5.24) นั้นเมื่อพิจารณาในสภาวะอยู่ตัวแล้ว สามารถคำนวณค่าได้โดยแทน $s\boldsymbol{I}$ ด้วย $\hat{\omega}\boldsymbol{J}$ ดังแสดงในสมการที่ (5.26)

$$\boldsymbol{\lambda}(s)\big|_{s\boldsymbol{I}\to\hat{\omega}\boldsymbol{J}} = \frac{-1}{L}\left(\hat{\omega}\boldsymbol{J} - \hat{\omega}\boldsymbol{J} + a\boldsymbol{I}\right)^{-1}\hat{\omega}\boldsymbol{J} = \frac{-1}{L}\frac{1}{a^2}\begin{bmatrix} 0 & -a\hat{\omega} \\ a\hat{\omega} & 0 \end{bmatrix} \tag{5.26}$$

เนื่องจากฟังก์ชันโอนย้ายหน้าเทอมค่าความผิดพลาดของฟลักซ์แม่เหล็กถาวรในสมการที่ (5.23) ซึ่งก็คือ $\boldsymbol{\lambda}(s)e^{J\hat{\theta}}\begin{bmatrix}\Delta\lambda \\ 0\end{bmatrix}$ ไม่มีค่าขึ้นอยู่กับกระแส แต่มีค่าขึ้นอยู่กับความเร็วโรเตอร์ในลักษณะแปรผันโดยตรง ดังนั้นค่า $\Delta\lambda$ จะส่งผลกระทบให้เกิดค่าความผิดพลาดของกระแสไม่ว่ามอเตอร์จะมีโหลดหรือไม่ก็ตาม และยิ่งความเร็วโรเตอร์มากขึ้น ค่าความผิดพลาดกระแสก็จะยิ่งมากตามซึ่งก็สอดคล้องกับผลจำลองทำงานในรูปที่ 5.11 และ 5.12 แต่เป็นที่น่าสังเกตว่าแม้ค่าความผิดพลาดกระแสจะมีค่อนข้างมาก แต่ค่าความผิดพลาดตำแหน่งกลับมีค่าเป็นศูนย์ในสภาวะอยู่ตัวและตลอดทุกย่านความเร็ว ทำให้สรุปได้ว่าความผิดพลาดของฟลักซ์แม่เหล็กถาวรไม่มีผลกระทบต่อการประมาณตำแหน่ง อย่างไรก็ตามในส่วนของผลกระทบที่มีต่อค่าผิดพลาดกระแสที่ค่อนข้างสูงนี้ ก็ยังพอมีแนวทางที่จะลดผลกระทบนี้ลงได้ด้วยการออกแบบระบบประมาณให้ขั้ว a มีค่ามาก ๆ

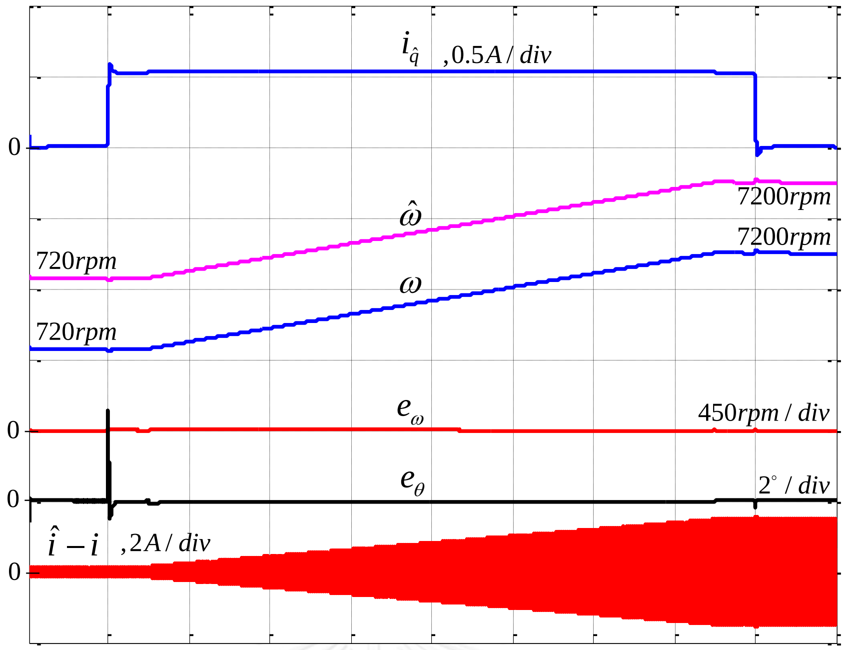


(ก) 720 rpm



(ข) 7200 rpm

รูปที่ 5.11 ผลการจำลองการทำงานของระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์ที่ความเร็วคำสั่ง 720 rpm และ 7200 rpm ในกรณี Δλ = -20%



รูปที่ 5.12 ผลจำลองการทำงานในขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วช้า ๆ ในช่วงกว้าง จาก 720 rpm ไป 7200 rpm ในกรณี $\Delta\lambda$ = -20%

โดยสรุปจากผลจำลองการทำงาน แสดงให้เห็นว่าสำหรับระบบประมาณแบบที่ 1 ซึ่งมีเสถียรภาพเฉพาะรอบจุดทำงานนั้น ความผิดพลาดของค่าพารามิเตอร์มีผลต่อความผิดพลาดในการประมาณตำแหน่ง โดยเฉพาะความผิดพลาดจากค่าความต้านทานและค่าฟลักซ์แม่เหล็กถาวรจะยิ่งส่งผลกระทบเมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความเร็วรอบต่ำ แต่สำหรับระบบประมาณแบบที่ 2 ซึ่งมีเสถียรภาพในวงกว้างค่อนข้างที่จะมีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าพารามิเตอร์โดยเฉพาะการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กถาวร อย่างไรก็ตามในกรณีที่เราต้องการจะลดผลกระทบจากค่าผิดพลาดของพารามิเตอร์ก็สามารถกระทำได้ด้วยการออกแบบให้ขั้ว a มีค่ามาก ๆ เนื่องจาก $a=\dfrac{R+K}{L}$ ซึ่งก็หมายความว่าเราต้องเลือกใช้อัตราขยายป้อนกลับ K ให้มีค่ามาก ๆ นั่นเอง

บทที่ 6
ผลการทดลอง

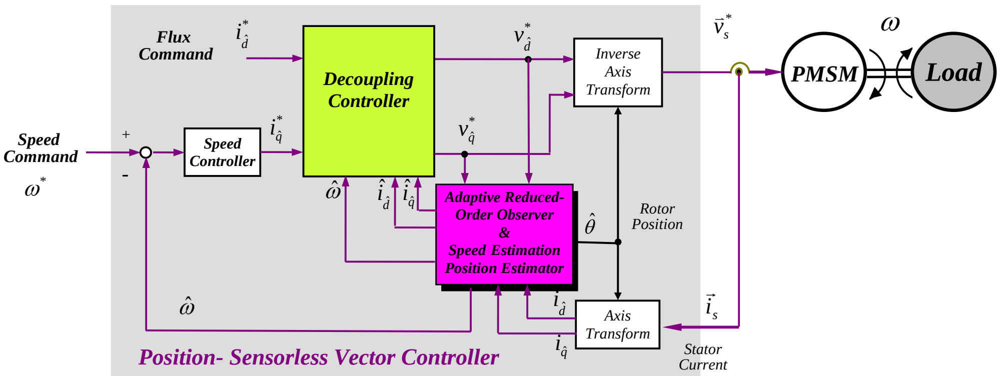
6.1 โครงสร้างของระบบที่ใช้ในการทดลอง

โครงสร้างของระบบที่ใช้ในการทดลองแสดงในรูปที่ 6.1 ซึ่งเป็นระบบควบคุมความเร็วที่ใช้ระบบควบคุมเวกเตอร์แบบแยกการเชื่อมร่วมที่มีการประมาณค่าตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์ด้วยตัวสังเกตลดอันดับทั้ง 2 รูปแบบที่วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอ โดยกระแสคำสั่งบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ประมาณแกน $\hat{d}$ ($i_{\hat{d}}^*$) จะสั่งด้วยค่าเท่ากับศูนย์ ส่วนกระแสคำสั่งบนแกน $\hat{q}$ ($i_{\hat{q}}^*$) จะเป็นค่าคำสั่งที่มาจากวงรอบควบคุมความเร็ว ในส่วนของการควบคุมได้ใช้ตัวประมวลสัญญาณเชิงดิจิตัล (DSP) เบอร์ TMS320F2812 ของ บริษัท Texas Instrument ในการประมวลผล และใช้คาบเวลาในการสุ่มสัญญาณ (Sampling time) 50 μs ความถี่ในการสวิตช์เท่ากับ 20 kHz อนึ่งเพื่อเป็นการยืนยันถึงความถูกต้องของแนวคิดที่นำเสนอนี้จึงนำผลการจำลองการทำงานมารวมไว้เพื่อเปรียบเทียบด้วย

ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ซิงโครนัสแม่เหล็กถาวรที่ใช้ในการทดลองแสดงอยู่ในตารางที่ 6.1

ตารางที่ 6.1 ค่าพารามิเตอร์ของ Spindle Motor

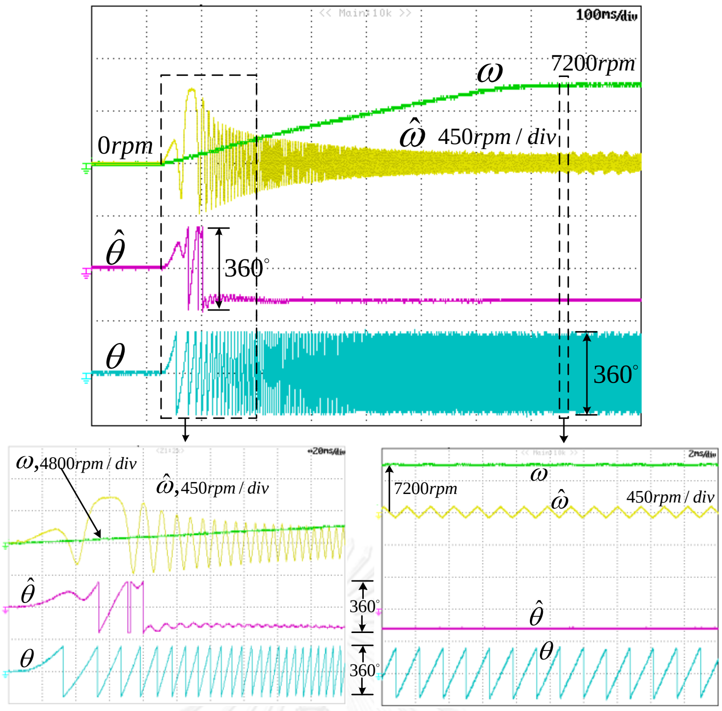
	Item	Values
PMSM Parameters	Rated Speed (ω_{rated})	7200 rpm
	Rated Torque (τ_{rated})	4.14 mNm
	Rated Current (I_{rated})	1.25 A_{rms}
	Number of Pole (P)	12 $poles$
	Permanent-magnet Flux Linkage (λ)	1.101 mWb
	Stator Resistance (R)	1.743 Ω
	Stator Inductance (L)	0.426 mH
	Rotor Inertia (J)	4.28×10^{-6} $kg \cdot m^2$



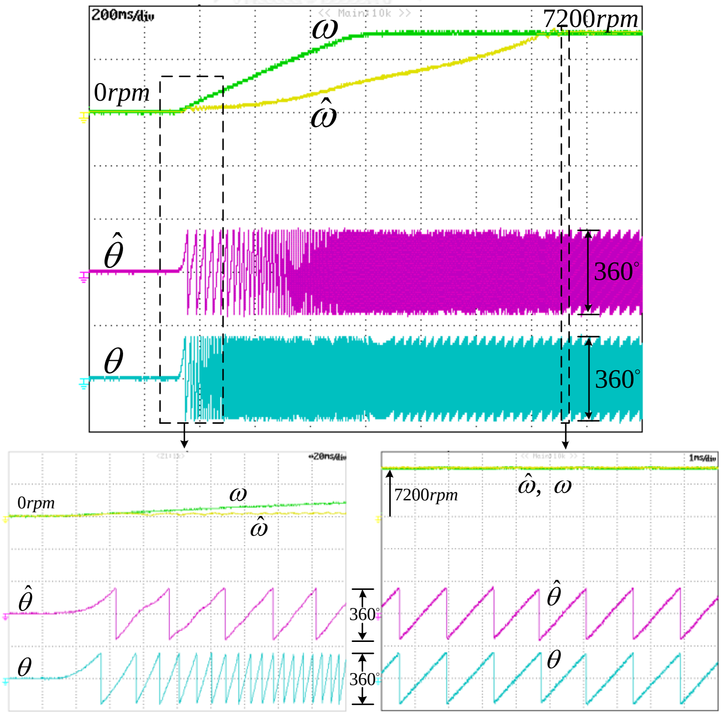
รูปที่ 6.1 โครงสร้างของระบบควบคุมมอเตอร์ที่ใช้ในการทดลอง

6.2 ผลการทดลองเกี่ยวกับเสถียรภาพของระบบประมาณลดอันดับทั้ง 2 แบบ

เนื่องจากระบบประมาณในแบบที่ 1 มีเสถียรภาพเฉพาะรอบจุดทำงาน (Local stability) ดังนั้นถ้าอัตราขยายของระบบประมาณมีค่าต่ำเกินไป ก็จะส่งผลให้สภาวะชั่วครู่ในบางเงื่อนไขการทำงานอาจมีค่าความผิดพลาดของความเร็วและตำแหน่งมากเกินกว่าขอบเขตที่ระบบประมาณจะปรับตัวให้ค่าความผิดพลาดลู่เข้าสู่ศูนย์ ระบบประมาณก็จะอยู่ในภาวะที่ขาดเสถียรภาพได้ และเพื่อยืนยันจุดเด่นของระบบประมาณในแบบที่ 2 ที่มีเสถียรภาพในวงกว้าง (Global stability) จึงได้ทำการทดลองโดยการลดค่าอัตราขยายของระบบประมาณทั้ง 2 แบบลงจนกระทั่งระบบประมาณเริ่มสูญเสียความสามารถในการทำให้ตำแหน่งประมาณลู่เข้าสู่ตำแหน่งจริงในเงื่อนไขที่เริ่มสั่งขับเคลื่อนมอเตอร์โดยเร่งความเร็วโรเตอร์จากหยุดนิ่งด้วยความเร็วคำสั่งที่พิกัด การทดลองการทำงานในหัวข้อนี้จะกระทำด้วยระบบควบคุมแบบเซนเซอร์เวกเตอร์ ซึ่งระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งทำหน้าที่ประมาณเพียงอย่างเดียว ไม่มีการนำสัญญาณความเร็วประมาณ $\hat{\omega}$ และตำแหน่งประมาณ $\hat{\theta}$ มาใช้ในการควบคุม



รูปที่ 6.2 ผลการทดลองระบบประมาณแบบที่ 1 เมื่อเร่งความเร็วโรเตอร์จากหยุดนิ่งด้วยความเร็วคำสั่งที่พิกัด (อัตราขยายของระบบประมาณมีค่าต่ำ)



รูปที่ 6.3 ผลการทดลองระบบประมาณแบบที่ 2 เมื่อเร่งความเร็วโรเตอร์จากหยุดนิ่งด้วยความเร็วคำสั่งที่พิกัด (อัตราขยายของระบบประมาณมีค่าต่ำ)

จากรูปที่ 6.2 สำหรับระบบประมาณในแบบที่ 1 เมื่ออัตราขยายของระบบประมาณมีค่าต่ำในช่วงที่มอเตอร์เริ่มเร่งความเร็ว ความเร็วประมาณและตำแหน่งประมาณจะไม่สามารถลู่เข้าสู่ค่าจริงได้ และเมื่อถึงช่วงเวลาที่ความเร็วโรเตอร์คงที่ ความเร็วประมาณและตำแหน่งประมาณก็ยังไม่สามารถลู่เข้าสู่ค่าจริงได้เช่นเดิม ที่เป็นเช่นนี้ก็เนื่องจากคุณสมบัติของระบบประมาณที่มีเสถียรภาพเฉพาะรอบจุดทำงานซึ่งทำให้ค่าประมาณไม่สามารถที่จะลู่เข้าสู่ค่าจริงได้เมื่อมีค่าความผิดพลาดมากเกินไป แตกต่างกับผลการทดลองในรูปที่ 6.3 สำหรับระบบประมาณในแบบที่ 2 ที่มีคุณสมบัติของเสถียรภาพในวงกว้าง แม้ว่าในช่วงที่มอเตอร์เริ่มเร่งความเร็ว ความเร็วประมาณและตำแหน่งประมาณจะไม่สามารถลู่เข้าสู่ค่าจริงได้และมีค่าความผิดพลาดสูงมาก แต่เมื่อถึงช่วงเวลาที่ความเร็วโรเตอร์มีค่าคงที่ ทั้งความเร็วประมาณและตำแหน่งโรเตอร์ประมาณก็จะค่อย ๆ ลู่เข้าสู่ค่าจริงได้ในที่สุด

หลังจากที่ได้แสดงผลการทดลองในเงื่อนไขที่มีการออกแบบอัตราขยายของระบบประมาณให้มีค่าต่ำแล้ว ในหัวข้อต่อไปจะเป็นการแสดงผลการทดลองเกี่ยวกับสมรรถนะโดยรวมของระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์ หมายความว่าระบบควบคุมมีการนำสัญญาณความเร็วประมาณ $\hat{\omega}$ และตำแหน่งประมาณ $\hat{\theta}$ มาใช้ในการควบคุม และออกแบบอัตราขยายด้วยข้อกำหนดตามปกติ โดยจะนำเสนอผลการทดลองของระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์ที่ใช้ระบบประมาณแบบที่ 1 ก็คือระบบประมาณมีการป้อนกลับด้วย $K\vec{e}_i$ ก่อน ลำดับถัดมาจึงแสดงผลการทดลองสำหรับระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์ที่ใช้ระบบประมาณแบบที่ 2 ก็คือระบบประมาณที่มีการป้อนกลับด้วย $(K\boldsymbol{I} - \hat{\omega}L\boldsymbol{J})\vec{e}_i$ ในลำดับถัดไป

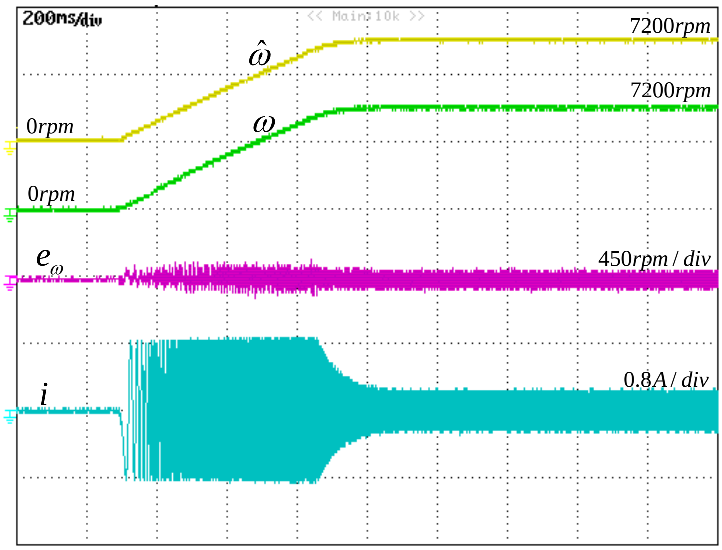
6.3 ผลการทดลองเกี่ยวกับสมรรถนะโดยรวมของระบบประมาณลดอันดับแบบที่ 1

การทดลองการทำงานของระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์ที่ใช้ระบบประมาณลดอันดับแบบที่ 1 มีค่าพารามิเตอร์ของระบบประมาณแสดงได้ดังตารางที่ 6.2

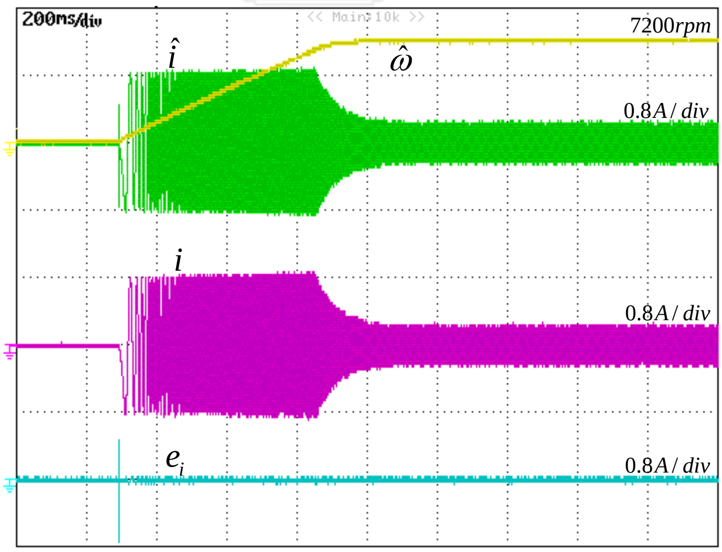
ตารางที่ 6.2 ค่าพารามิเตอร์ของระบบประมาณแบบที่ 1

	Item	Values
Estimator Parameters	Desired steady-state position error $(\Delta\theta_{ss})$	$0.03\pi, \approx 5.4^{\circ}$
	Proportional gain of position estimator (k_P)	$1.52\times10^{3}\ \frac{rad}{As}$
	Integral gain of position estimator (k_I)	$3.42\times10^{6}\ \frac{rad}{As^{2}}$
	Feedback gain (K)	$0.1R$

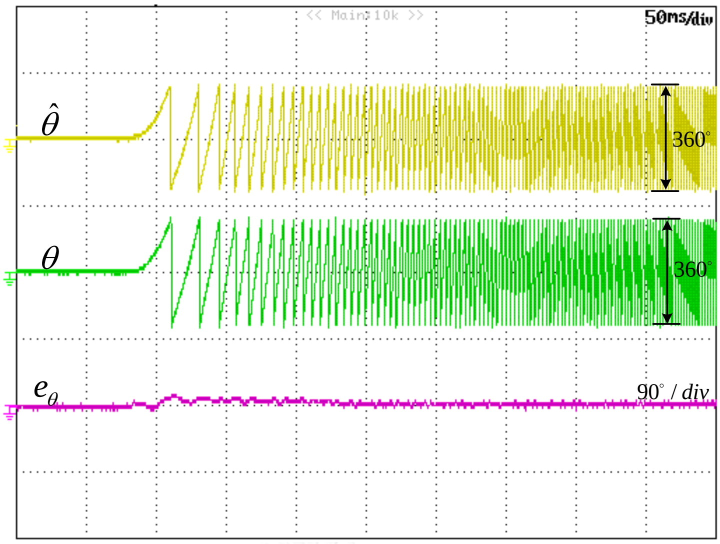
6.3.1 ผลการทดลองเมื่อเร่งความเร็วโรเตอร์จากหยุดนิ่งด้วยความเร็วคำสั่งที่พิกัด



รูปที่ 6.4 ความเร็วประมาณ ความเร็วจริง ค่าผิดพลาดความเร็ว และ กระแสจริง เมื่อเร่งความเร็วโรเตอร์จากหยุดนิ่งด้วยความเร็วคำสั่งที่พิกัด



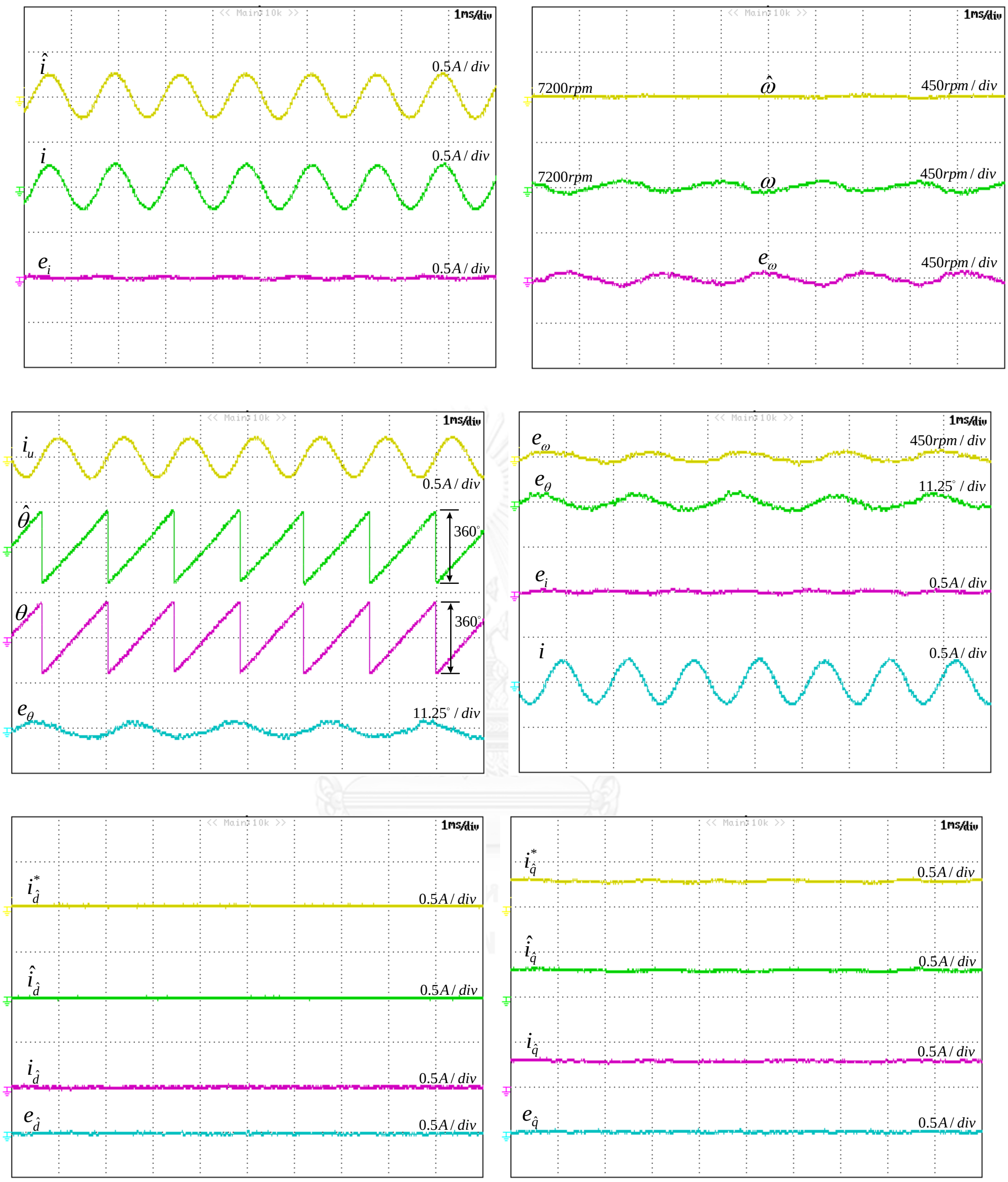
รูปที่ 6.5 ความเร็วประมาณ กระแสประมาณ กระแสจริง และ ค่าผิดพลาดกระแส เมื่อเร่งความเร็วโรเตอร์จากหยุดนิ่งด้วยความเร็วคำสั่งที่พิกัด



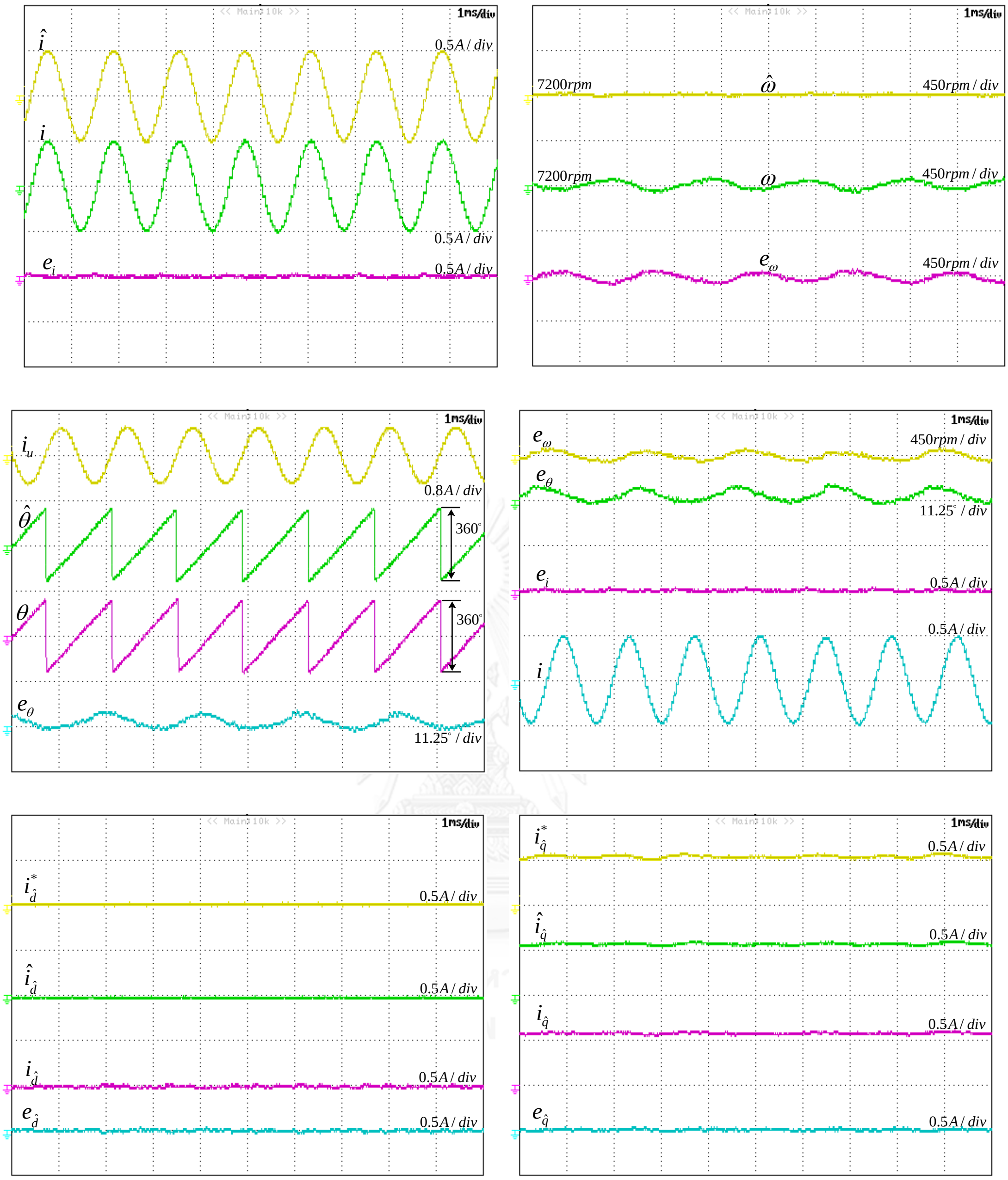
รูปที่ 6.6 ค่าตำแหน่งโรเตอร์เมื่อเร่งความเร็วโรเตอร์จากหยุดนิ่งด้วยความเร็วคำสั่งที่พิกัด

รูปที่ 6.4-6.6 แสดงผลตอบสนองของระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์เมื่อสั่งให้มอเตอร์เริ่มหมุนจากหยุดนิ่งไปสู่ค่าความเร็วพิกัด ที่เงื่อนไขการทำงานดังกล่าวก็จะเห็นว่าค่าความผิดพลาดความเร็ว และ ค่าผิดพลาดกระแสนั้นลู่เข้าสู่ศูนย์อย่างรวดเร็ว มีเพียงค่าความผิดพลาดตำแหน่งเท่านั้นที่ยังไม่ลู่เข้าสู่ศูนย์ในทันที คือมีค่าสูงสุดประมาณ 18 องศาในขณะมอเตอร์เริ่มหมุนแต่ก็ลู่เข้าสู่ศูนย์ได้ภายในเวลาประมาณ 200ms

6.3.2 ผลการทดลองในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็วต่าง ๆ

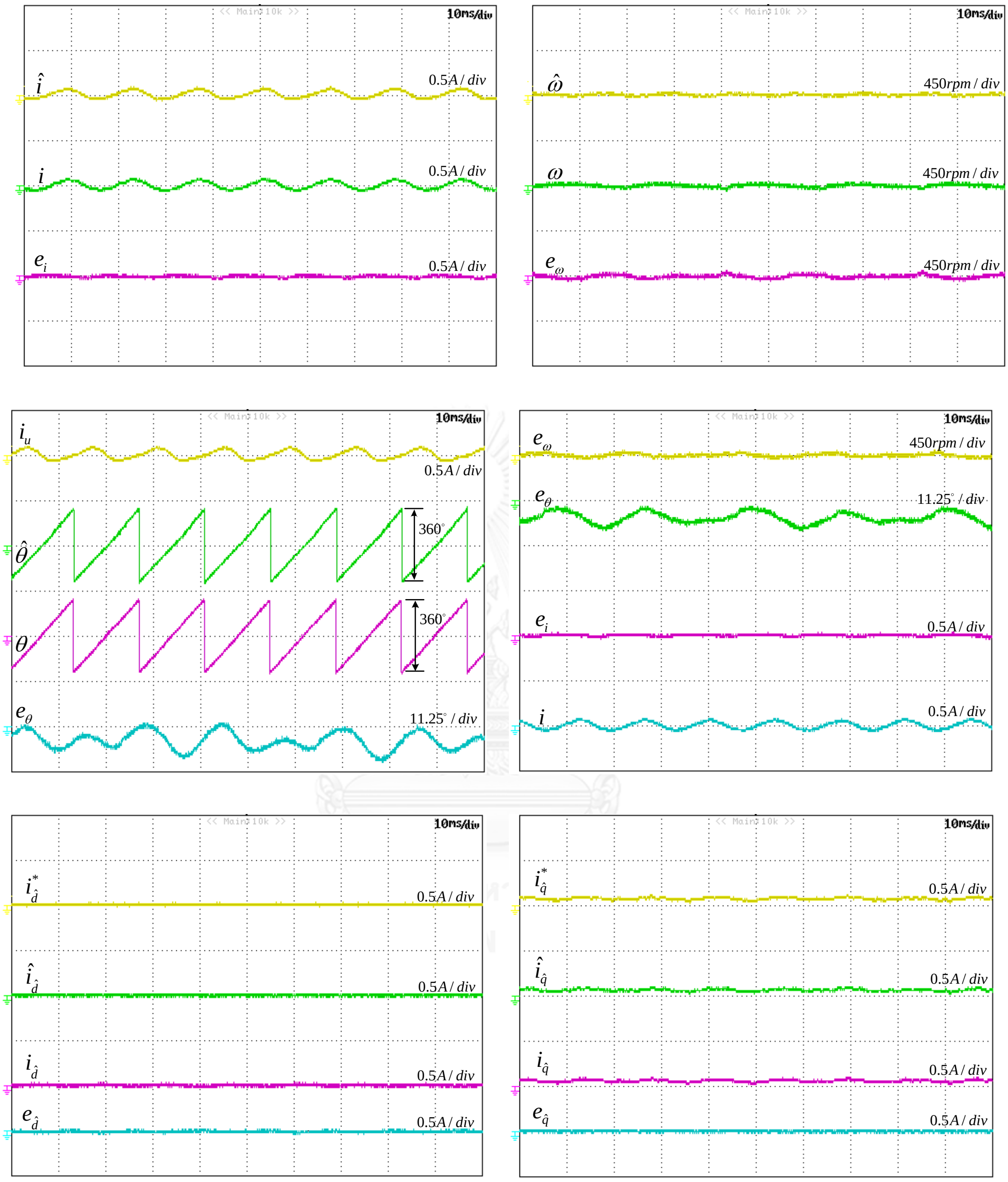


รูปที่ 6.7 ผลการทดลองในสภาวะอยู่ตัวขณะไร้โหลดที่ความเร็วคำสั่ง 7200 rpm

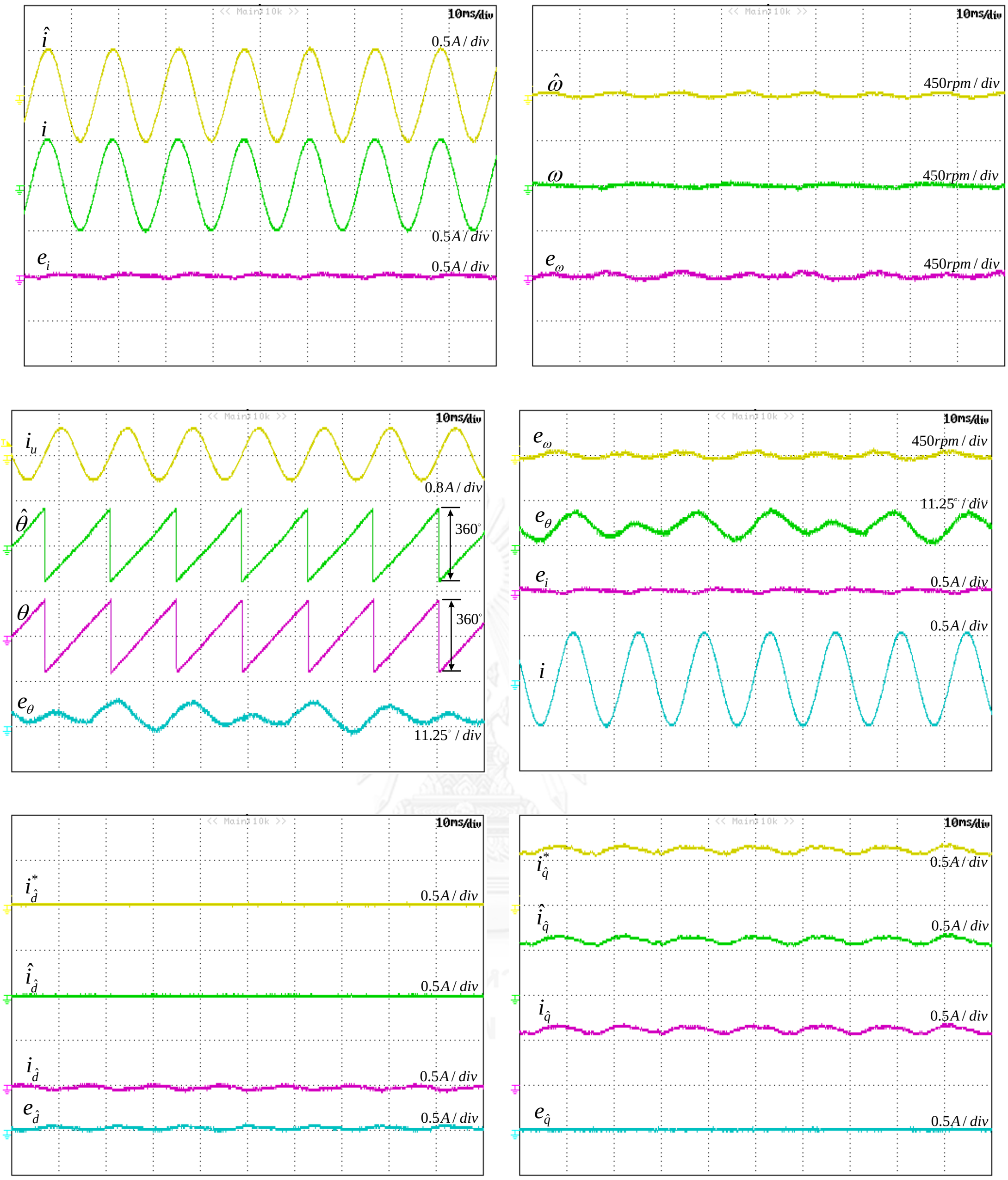


รูปที่ 6.8 ผลการทดลองในสภาวะอยู่ตัวขณะขับโหลดที่พิกัดที่ความเร็วคำสั่ง 7200 rpm

รูปที่ 6.7 – 6.8 แสดงผลการทดลองในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็วคำสั่ง 7200 rpm เมื่อมอเตอร์ไร้โหลดและขับโหลดที่พิกัดตามลำดับ จะเห็นว่าที่สภาวะไร้โหลด ค่าความผิดพลาดกระแส ความเร็วและตำแหน่งนั้นมีค่าโดยเฉลี่ยเป็นศูนย์ และเมื่อมอเตอร์ขับโหลดที่พิกัด ค่าความผิดพลาดกระแสและความเร็วยังคงมีค่าโดยเฉลี่ยเป็นศูนย์อยู่เช่นเดิมยกเว้นค่าความผิดพลาดตำแหน่งที่มีค่าโดยเฉลี่ยคงที่ประมาณ 1.5 องศา



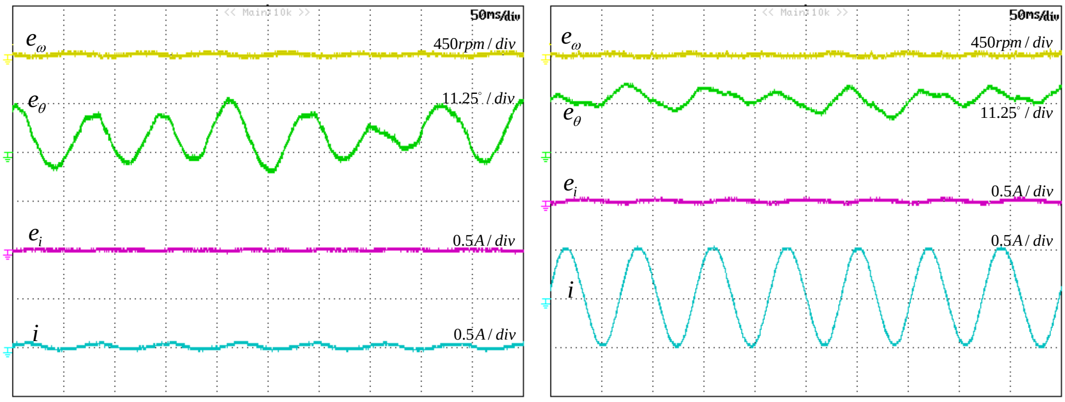
รูปที่ 6.9 ผลการทดลองในสภาวะอยู่ตัวขณะไร้โหลดที่ความเร็วคำสั่ง 720 rpm



รูปที่ 6.10 ผลการทดลองในสภาวะอยู่ตัวขณะขับโหลดที่พิกัดที่ความเร็วคำสั่ง 720 rpm

รูปที่ 6.9 – 6.10 แสดงผลการทดลองในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็วคำสั่ง 720 rpm เมื่อมอเตอร์ไร้โหลดและขับโหลดที่พิกัดตามลำดับ จะเห็นว่าที่สภาวะไร้โหลด ค่าความผิดพลาดกระแส และความเร็วมีค่าโดยเฉลี่ยเป็นศูนย์ ยกเว้นความผิดพลาดตำแหน่งที่มีค่าโดยเฉลี่ยประมาณ –4 องศา และเมื่อมอเตอร์ขับโหลดที่พิกัด ค่าความผิดพลาดกระแส และความเร็วยังคงมีค่าโดยเฉลี่ยเป็นศูนย์อยู่เช่นเดิม ส่วนความผิดพลาดตำแหน่งมีการเปลี่ยนแปลงมาอยู่ที่ค่าโดยเฉลี่ยประมาณ 2 องศา

6.3.3 ผลการทดลองในย่านความเร็วต่ำมาก

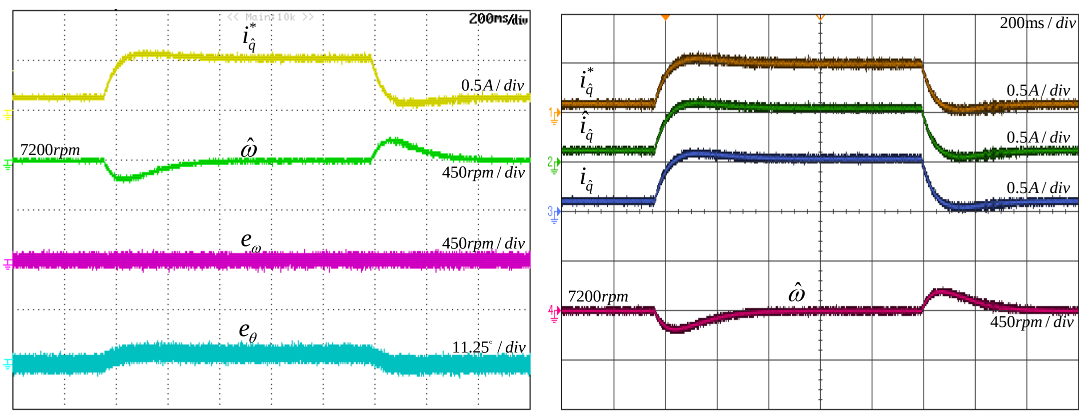


(ก) ไร้โหลด (ข) ขับโหลดที่พิกัด

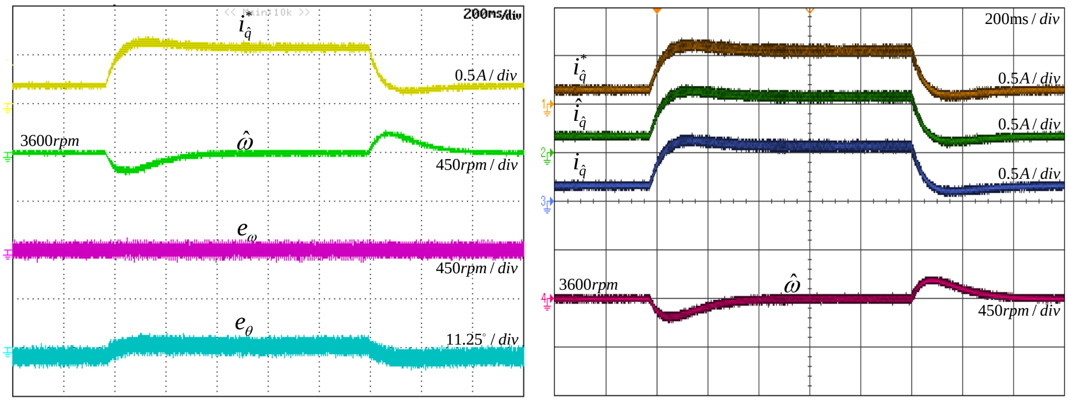
รูปที่ 6.11 ผลการทดลองในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็วคำสั่ง 145 rpm

จากผลการทดลองในรูปที่ 6.11 แม้ว่าระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์จะทำงานที่ความเร็วคำสั่งต่ำมากและไม่ว่าจะทำงานในสภาวะไร้โหลดหรือขับโหลดที่พิกัด ค่าความผิดพลาดกระแส และค่าความผิดพลาดความเร็วยังคงมีค่าโดยเฉลี่ยเป็นศูนย์ แต่ค่าความผิดพลาดตำแหน่งจะเริ่มมีขนาดที่ใหญ่ขึ้นโดยเฉพาะเมื่อขับโหลดพิกัด

6.3.4 ผลตอบสนองในขณะเกิดโหลดแบบขั้น



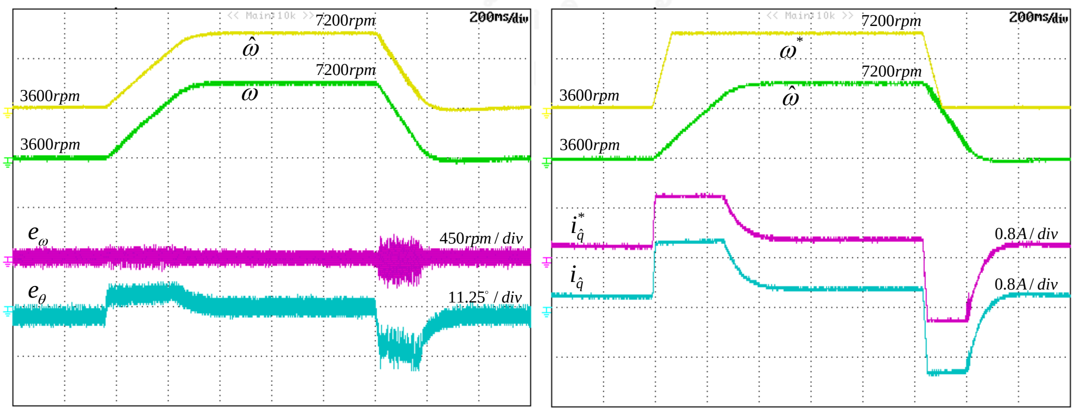
รูปที่ 6.12 ผลการทดลองขณะเกิดโหลดแบบขั้นที่แรงบิดพิกัดที่ความเร็วคำสั่ง 7200 rpm



รูปที่ 6.13 ผลการทดลองขณะเกิดโหลดแบบขั้นที่แรงบิดพิกัดที่ความเร็วคำสั่ง 3600 rpm

รูปที่ 6.12-6.13 แสดงผลตอบสนองของระบบในขณะเกิดโหลดแบบขั้นที่พิกัดขึ้น ที่ความเร็ว 7200 rpm และ 3600 rpm ตามลำดับ จะเห็นว่าค่าความผิดพลาดของความเร็วประมาณ e_{ω} มีค่าโดยเฉลี่ยเป็นศูนย์ทั้งในสภาวะชั่วครู่และในสภาวะอยู่ตัว และเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงของโหลดอย่างรวดเร็วนั้น ค่าความผิดพลาดของตำแหน่ง e_{θ} จะเพิ่มขึ้นเล็กน้อย ดังนั้นการออกแบบระบบที่นำเสนอนี้ ให้ผลตอบสนองทางพลวัตในขณะเกิดโหลดแบบขั้นได้เป็นอย่างดี

6.3.5 ผลการทดลองในขณะเร่ง/ลดความเร็ว

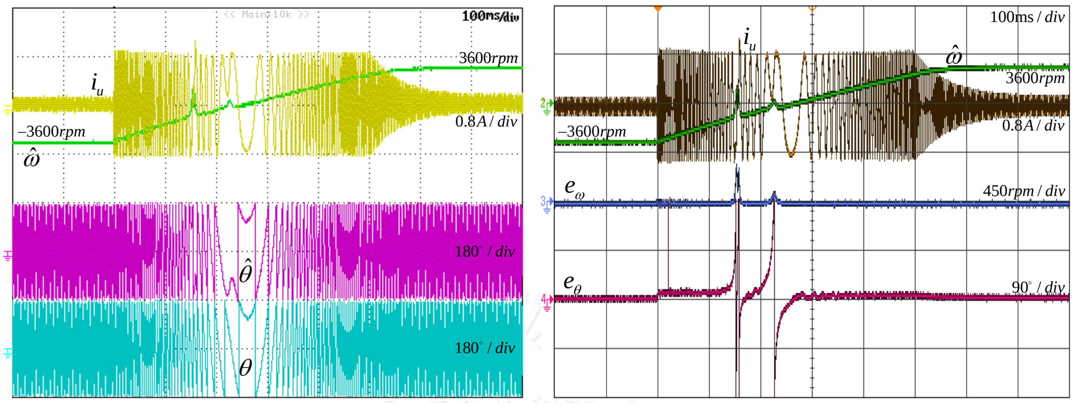


รูปที่ 6.14 ผลการทดลองขณะเร่ง/ลดความเร็วระหว่าง 3600 rpm ถึง 7200 rpm ไร้โหลด

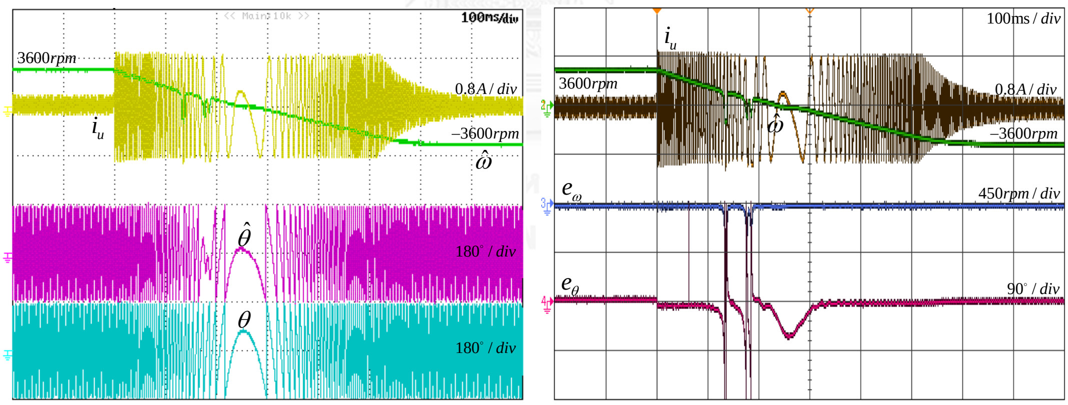
จากผลการทดลองในรูปที่ 6.14 จะเห็นว่าความเร็วประมาณสามารถติดตามความเร็วจริงได้เป็นอย่างดีในขณะเร่ง/ลดความเร็ว โดยที่ค่าความผิดพลาดของความเร็ว มีค่าโดยเฉลี่ยเป็นศูนย์

โดยตลอดไม่ว่าจะอยู่ในสภาวะชั่วครู่หรือสภาวะอยู่ตัวสอดคล้องกับทฤษฎี สำหรับค่าความผิดพลาดของตำแหน่งนั้นก็มีค่าโดยเฉลี่ยใกล้เคียงศูนย์ในสภาวะอยู่ตัวและมีค่าน้อยกว่า 8 องศาในสภาวะชั่วครู่

6.3.6 ผลการทดลองในขณะกลับทิศทางการหมุน



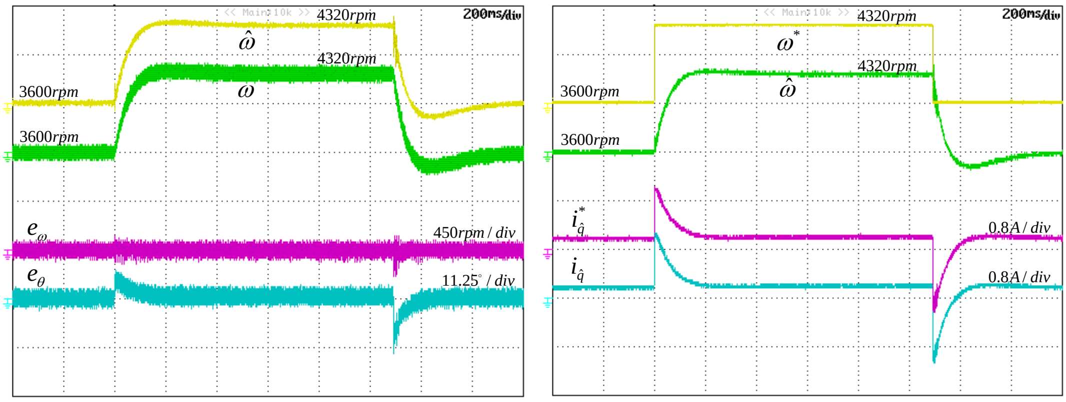
รูปที่ 6.15 ผลการทดลองในขณะกลับทิศทางการหมุนจาก -3600 rpm ไปที่ 3600 rpm



รูปที่ 6.16 ผลการทดลองในขณะกลับทิศทางการหมุนจาก 3600 rpm ไปที่ -3600 rpm

รูปที่ 6.15 และ 6.16 เป็นผลตอบสนองในขณะกลับทิศทางการหมุนระหว่าง 3600 rpm และ -3600 rpm ซึ่งจะเห็นว่าระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งที่นำเสนอ สามารถควบคุมมอเตอร์ให้กลับทิศทางการหมุนตามค่าคำสั่งได้เป็นที่น่าพอใจ ซึ่งจะเห็นได้จากค่าความเร็วประมาณและค่าความเร็วจริงสามารถติดตามค่าความเร็วคำสั่งได้เป็นอย่างดี แต่ก็ยังเห็นค่าความผิดพลาดเกิดขึ้นบ้างก็เนื่องจากอัตราขยายที่ได้ออกแบบไว้อาจจะยังไม่สูงพอ

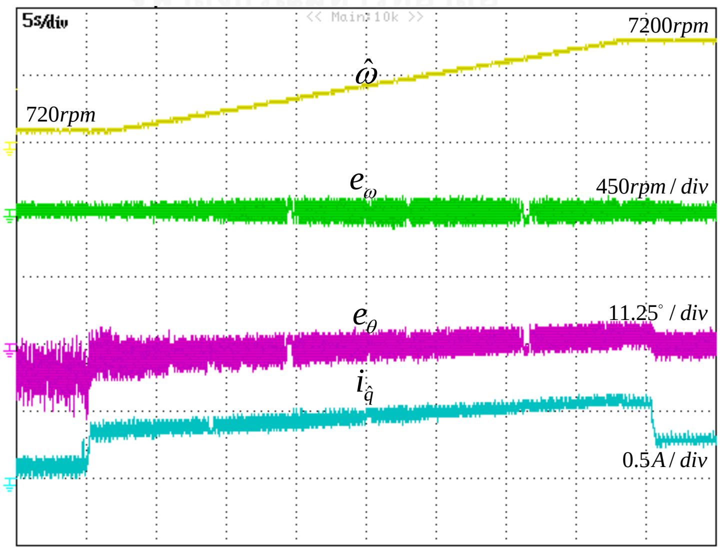
6.3.7 ผลการทดลองในขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วคำสั่งในช่วงแคบ



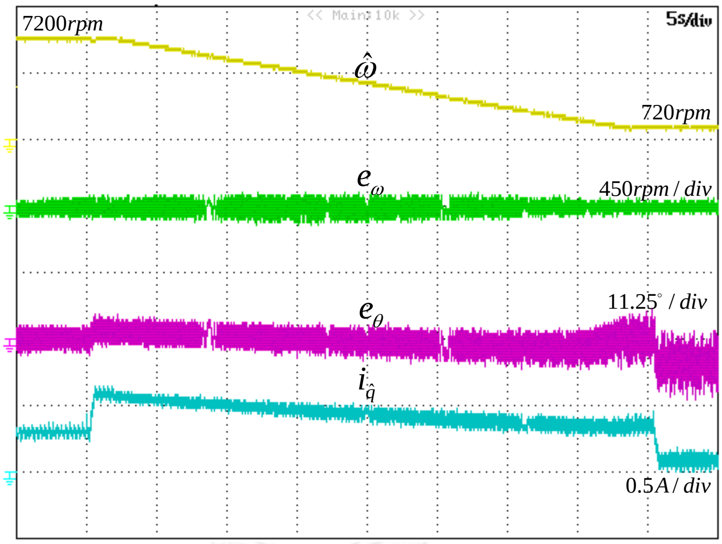
รูปที่ 6.17 ผลการทดลองในขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วคำสั่งจาก 3600 rpm ไปที่ 4320 rpm

รูปที่ 6.17 เป็นผลการทดลองขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วคำสั่งในช่วงแคบเพื่อตรวจสอบสมรรถนะของวงรอบควบคุมความเร็วและระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์ จะเห็นว่าระบบควบคุมสามารถควบคุมความเร็วได้ตามค่าคำสั่งอย่างรวดเร็วภายในเวลาไม่เกิน 200ms ความเร็วประมาณสามารถติดตามความเร็วจริงได้เป็นอย่างดี ความผิดพลาดความเร็วมีค่าโดยเฉลี่ยเป็นศูนย์ ในส่วนของค่าความผิดพลาดตำแหน่งนั้นมีค่าในสภาวะชั่วครู่ไม่เกิน 5 องศาแต่ก็ลู่เข้าสู่ศูนย์ได้อย่างรวดเร็ว

6.3.8 ผลการทดลองในขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วคำสั่งในช่วงกว้างอย่างช้า ๆ



รูปที่ 6.18 ผลการทดลองในขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วช้า ๆ ในช่วงกว้าง
จาก 720 rpm ไป 7200 rpm ที่โหลดพิกัด



รูปที่ 6.19 ผลการทดลองในขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วช้า ๆ ในช่วงกว้าง จาก 7200 rpm ไป 720 rpm ที่โหลดพิกัด

เพื่อแสดงให้เห็นว่าระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสแม่เหล็กถาวรแบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งที่นำเสนอนี้สามารถทำงานและขับโหลดที่พิกัดได้ตั้งแต่ย่านความเร็วต่ำจนถึงย่านความเร็วสูง ในหัวข้อนี้จึงทำการทดสอบโดยเปลี่ยนแปลงค่าความเร็วคำสั่งอย่างช้า ๆ ในช่วงกว้างระหว่าง 720 rpm และ 7200 rpm โดยคงโหลดไว้ที่พิกัดตลอดเวลา ผลตอบสนองแสดงได้ดังรูปที่ 6.18 และ 6.19 จะเห็นว่าความเร็วประมาณสามารถติดตามความเร็วจริงได้ตลอดช่วงการทำงาน รวมทั้งตำแหน่งประมาณก็สามารถติดตามตำแหน่งจริงได้ตลอดช่วงการทำงานเช่นกัน จากผลการทดลองสามารถสรุปได้ว่า ตัวสังเกตและระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งที่ออกแบบสามารถทำงานได้อย่างมีเสถียรภาพในทุกย่านความเร็ว

6.4 ผลการทดลองเกี่ยวกับสมรรถนะโดยรวมของระบบประมาณลดอันดับแบบที่ 2

การทดลองการทำงานของระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์ที่ใช้ระบบประมาณลดอันดับแบบที่ 2 มีค่าพารามิเตอร์ของระบบประมาณแสดงได้ดังตารางที่ 6.3

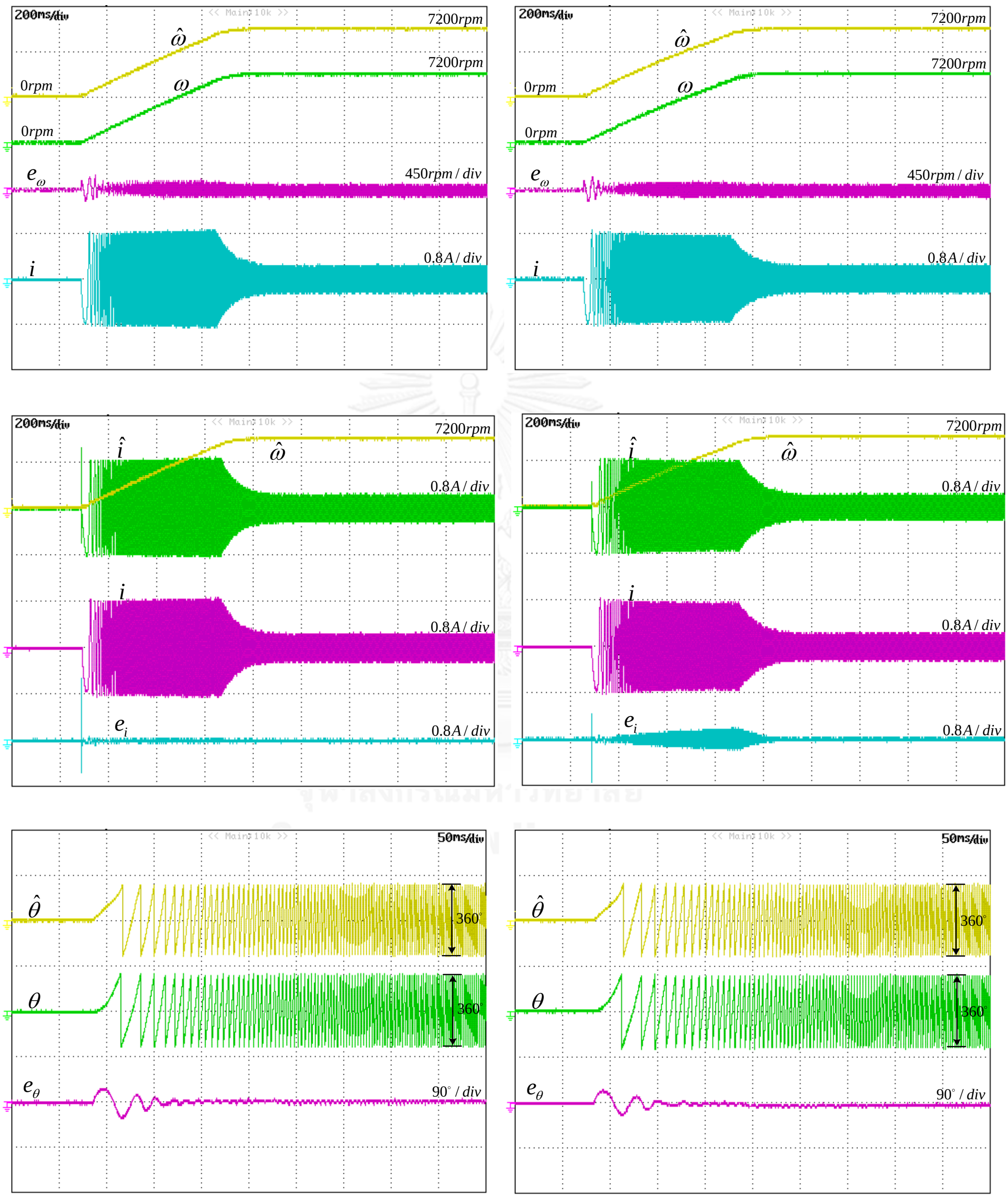
ตารางที่ 6.3 ค่าพารามิเตอร์ของระบบประมาณแบบที่ 2

<table>
<tr><th rowspan="2"></th><th rowspan="2">Item</th><th colspan="2">Values</th></tr>
<tr><th>$(k_P, k_I)_{\text{Constant}}$</th><th>$(k_P, k_I)_{\text{Vary}}$</th></tr>
<tr><td rowspan="4">Estimator Parameters</td><td>Desired steady-state position error $(\Delta\theta_{ss})$</td><td colspan="2">$0.03\pi, \approx 5.4^\circ$</td></tr>
<tr><td>Proportional gain (k_P)</td><td>$682.58 \frac{rad}{As}$</td><td>$\frac{2.14\times10^5}{\hat{\omega}} \frac{rad}{As}$</td></tr>
<tr><td>Integral gain (k_I)</td><td>$3.41\times10^5 \frac{rad}{As^2}$</td><td>$\frac{1.07\times10^8}{\hat{\omega}} \frac{rad}{As^2}$</td></tr>
<tr><td>Feedback gain (K)</td><td colspan="2">$0.1R$</td></tr>
</table>

6.4.1 ผลการทดลองเมื่อเร่งความเร็วโรเตอร์จากหยุดนิ่งด้วยความเร็วคำสั่งที่พิกัด

รูปที่ 6.20 แสดงผลตอบสนองของระบบเมื่อสั่งให้มอเตอร์เริ่มหมุนจากหยุดนิ่งไปสู่ค่าความเร็วพิกัด ผลในแนวตั้งด้านซ้ายเป็นผลการทดลองกรณีอัตราขยาย k_P, k_I คงตัวที่ 682.58 rad/As และ 3.41×10^5 rad/As^2 ตามลำดับ (มาจากการคำนวณโดยคงค่าความถี่ที่ 50Hz) ส่วนผลการทดลองในแนวตั้งด้านขวาเป็นกรณีอัตราขยาย k_P, k_I แปรค่าตามความเร็ว $\hat{\omega}$ ที่เงื่อนไขการทำงานทั้ง 2 รูปแบบจะเห็นว่าความผิดพลาดความเร็วมีค่าโดยเฉลี่ยเป็นศูนย์ ส่วนความผิดพลาดตำแหน่งนั้นมีค่าสูงสุดประมาณ 18 องศา ในขณะมอเตอร์เริ่มหมุนแต่ก็ลู่เข้าสู่ศูนย์ได้ภายในเวลาประมาณ 150 ms แต่จะมีความแตกต่างกันในความผิดพลาดกระแส กรณีอัตราขยายคงตัว ความผิดพลาดกระแสจะมีค่าโดยเฉลี่ยเป็นศูนย์โดยตลอดตั้งแต่มอเตอร์เริ่มหมุนจนกระทั่งความเร็วเข้าสู่ค่าพิกัด แต่ในกรณีแปรค่าอัตราขยาย ช่วงที่มอเตอร์กำลังเร่งความเร็ว ความผิดพลาดกระแสจะมีค่าไม่เป็นศูนย์ จนเมื่อความเร็วเข้าสู่ค่าคงที่ ความผิดพลาดกระแสจึงจะมีค่าโดยเฉลี่ยเป็นศูนย์ ที่เป็นเช่นนี้ก็เนื่องจากการแปรค่าอัตราขยายตามความเร็ว $\hat{\omega}$ นั้นเป็นเหมือนการปรับ tracking performance

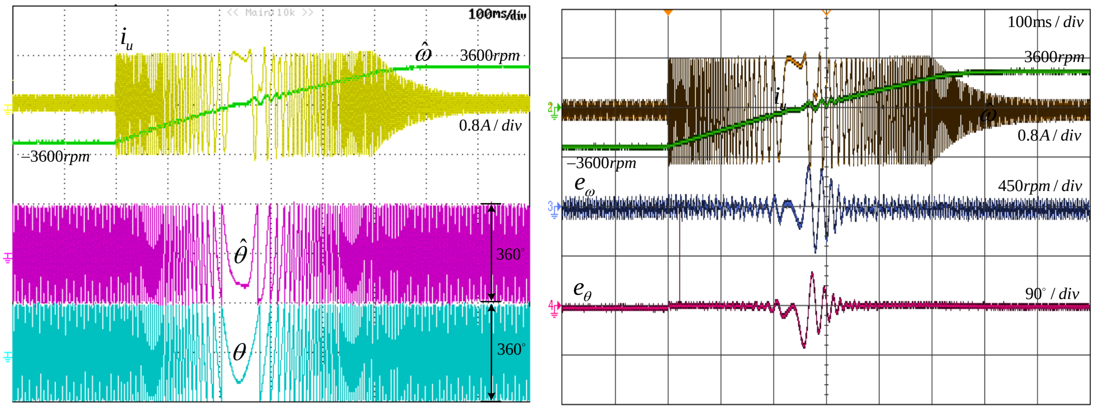
ให้มีสมรรถนะคงที่ตลอดทุกย่านความเร็ว โดยอัตราขยายจะลดลงเมื่อความเร็วสูงขึ้นจึงมีค่าผิดพลาดกระแสเกิดขึ้น



(ก) กรณีอัตราขยาย k_P, k_I คงที่ (ข) กรณีอัตราขยาย k_P, k_I แปรค่าตาม $\hat{\omega}$

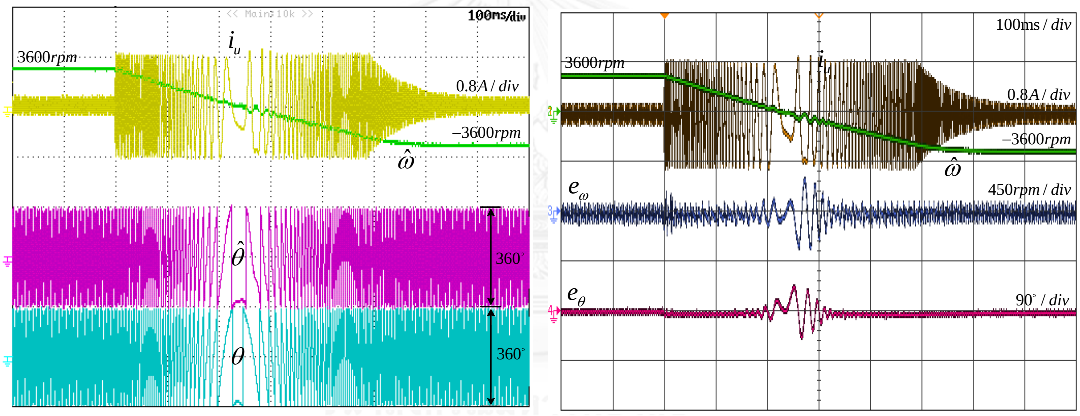
รูปที่ 6.20 ผลการทดลองเมื่อเร่งความเร็วโรเตอร์จากหยุดนิ่งด้วยความเร็วคำสั่งที่พิกัด

6.4.2 ผลการทดลองในขณะกลับทิศทางการหมุน



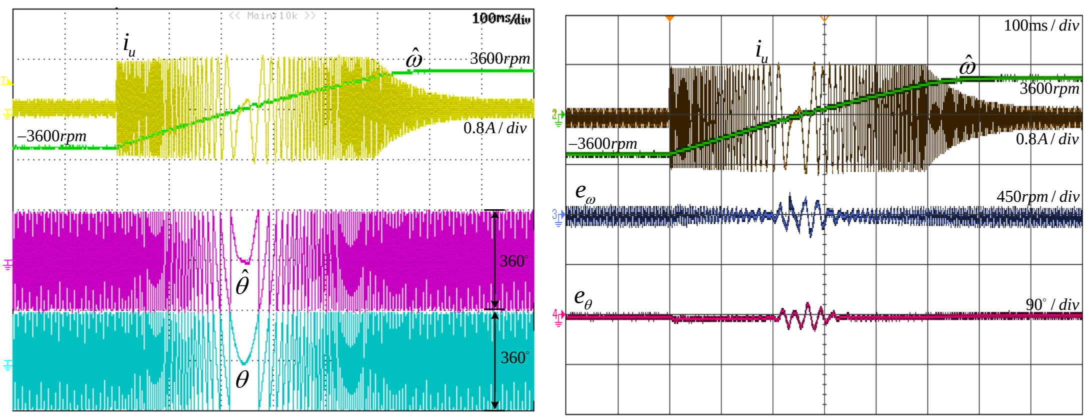
รูปที่ 6.21 ผลการทดลองในขณะกลับทิศทางการหมุนจาก -3600 rpm ไปที่ 3600 rpm

กรณีอัตราขยาย k_P, k_I คงที่



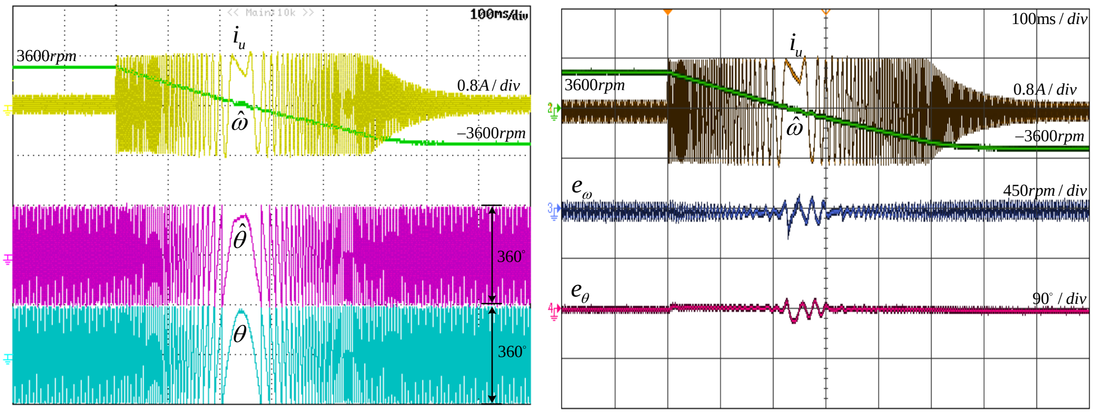
รูปที่ 6.22 ผลการทดลองในขณะกลับทิศทางการหมุนจาก 3600 rpm ไปที่ -3600 rpm

กรณีอัตราขยาย k_P, k_I คงที่



รูปที่ 6.23 ผลการทดลองในขณะกลับทิศทางการหมุนจาก -3600 rpm ไปที่ 3600 rpm

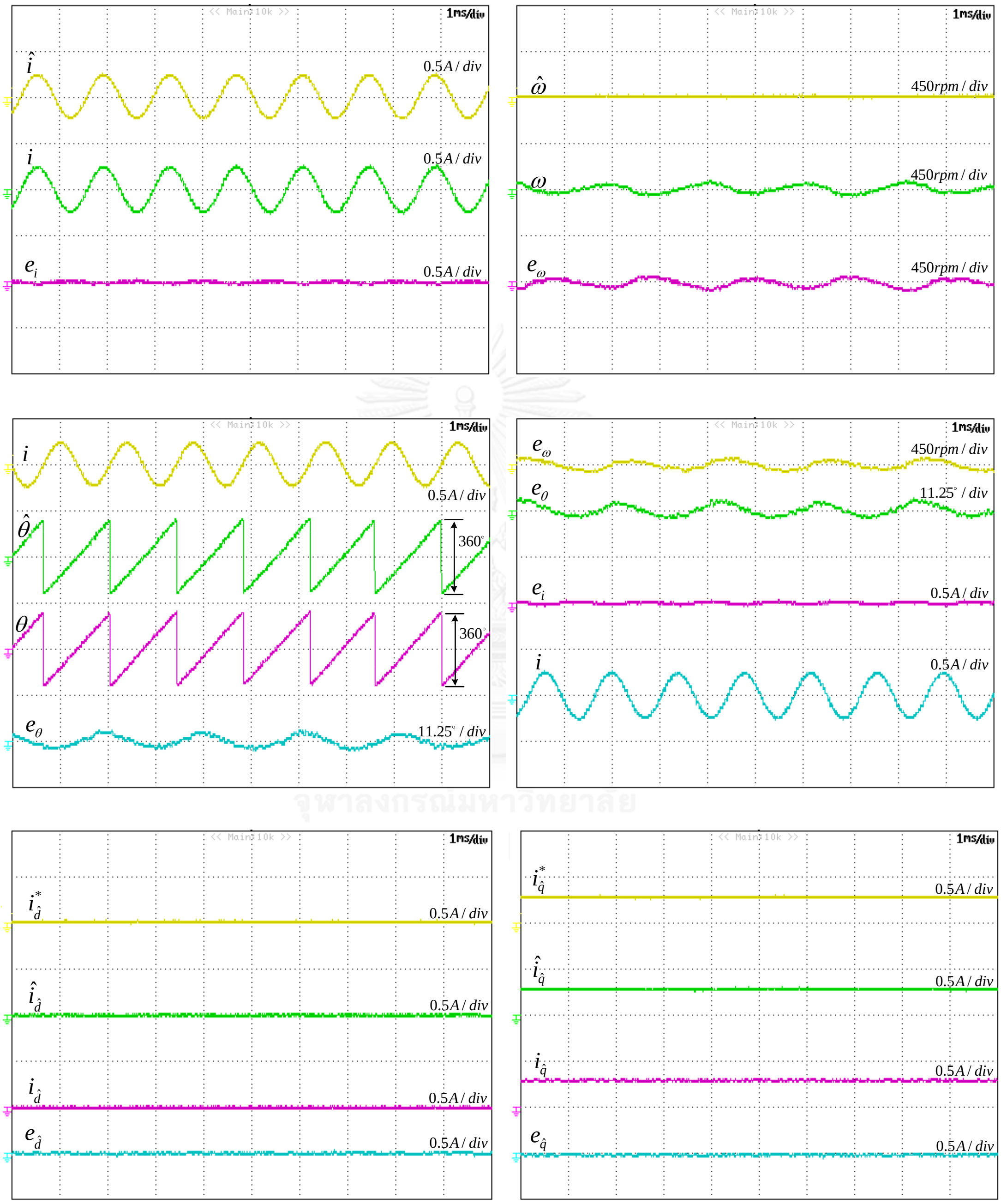
กรณีอัตราขยาย k_P, k_I แปรค่าตาม $\hat{\omega}$



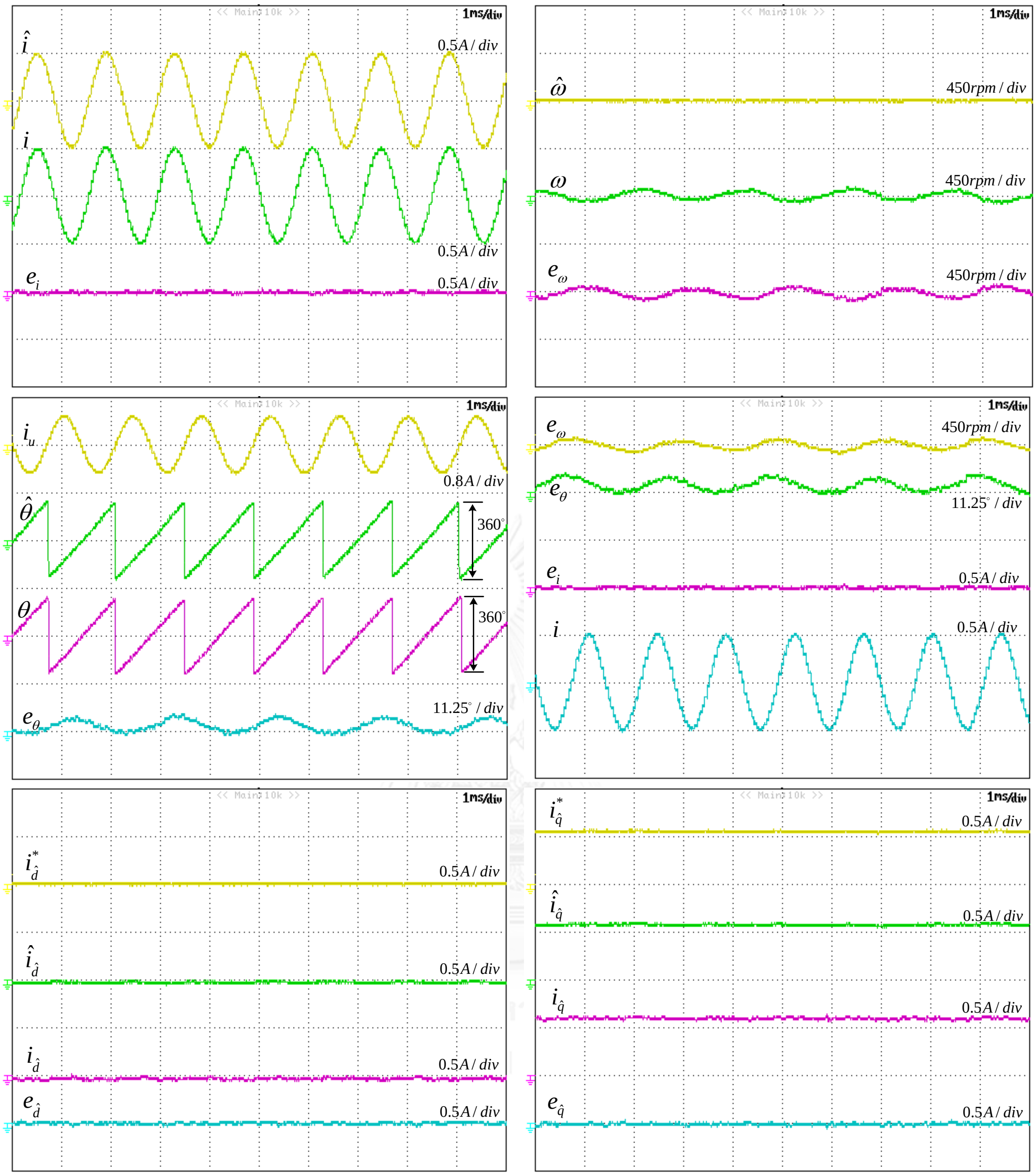
รูปที่ 6.24 ผลการทดลองในขณะกลับทิศทางการหมุนจาก 3600 rpm ไปที่ -3600 rpm กรณีอัตราขยาย k_P, k_I แปรค่าตาม $\hat{\omega}$

รูปที่ 6.21 และ 6.22 เป็นผลการทดลองในขณะกลับทิศทางการหมุนระหว่าง 3600 rpm และ -3600 rpm กรณีอัตราขยาย k_P, k_I คงที่ และรูปที่ 6.23 และ 6.24 เป็นผลการทดลองในขณะกลับทิศทางการหมุนระหว่าง 3600 rpm และ -3600 rpm กรณีอัตราขยาย k_P, k_I แปรค่าตาม $\hat{\omega}$ จะเห็นว่าระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งที่นำเสนอ สามารถควบคุมมอเตอร์ให้กลับทิศทางการหมุนตามค่าคำสั่งได้เป็นที่น่าพอใจ การกลับทางหมุนนี้ดำเนินไปได้อย่างราบรื่น ความเร็วประมาณและตำแหน่งประมาณสามารถติดตามค่าจริงได้เป็นอย่างดี แต่ก็พอที่จะสังเกตเห็นได้ถึงความแตกต่างซึ่งในกรณีของอัตราขยาย k_P, k_I แปรค่าตาม $\hat{\omega}$ ค่าความผิดพลาดของความเร็วและค่าผิดพลาดตำแหน่งจะมีค่าน้อยกว่าในกรณีอัตราขยาย k_P, k_I คงที่ทั้งนี้ก็เนื่องจากการแปรค่าอัตราขยาย k_P, k_I ตาม $\hat{\omega}$ ทำให้อัตราขยาย k_P, k_I จะยิ่งมีค่าสูงเมื่อความเร็วต่ำซึ่งส่งผลดีต่อการกลับทางหมุน แต่ถ้าเราจะออกแบบให้ระบบประมาณที่ทำงานในกรณีอัตราขยาย k_P, k_I คงที่สามารถกลับทางหมุนได้ดีขึ้นก็ต้องเพิ่มค่า k_P, k_I แต่การออกแบบดังกล่าวจะส่งผลเสียเมื่อมอเตอร์ต้องทำงานที่ความเร็วสูงเพราะค่า k_P, k_I ที่มากเกินไปจะทำให้เกิดระลอกในความเร็วประมาณ เมื่อนำผลในรูปที่ 6.20 มาพิจารณาร่วมด้วย ก็ทำให้ได้ข้อสรุปว่าการที่เราจะออกแบบอัตราขยายของระบบประมาณเพื่อนำมาใช้งานในระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์แล้วได้สมรรถนะที่ดีในภาพรวมนั้น เราจะเลือกว่าให้ใช้อัตราขยาย k_P, k_I คงที่หรือแปรตาม $\hat{\omega}$ อย่างอย่างหนึ่งนั้นไม่ได้ แต่เราต้องใช้งานอัตราขยายทั้ง 2 รูปแบบให้ผสมผสานกัน กล่าวคือเมื่อความเร็วโรเตอร์หรือความถี่ทำงานสูงถึงระดับหนึ่ง สำหรับวิทยานิพนธ์นี้เลือกที่ความถี่ 50 Hz เราจะให้อัตราขยาย k_P, k_I มีค่าคงที่ และถ้าความถี่ทำงานต่ำกว่า 50Hz ลงมาเราจะให้อัตราขยาย k_P, k_I แปรค่าตามความเร็ว เมื่อเลือกการใช้งานอัตราขยาย k_P, k_I ในลักษณะเช่นนี้แล้วก็จะทำให้ได้ผลการทดลองในขณะเร่งความเร็วโรเตอร์ที่ดีดังรูปที่ 6.20(ก) รวมทั้งได้ผลการทดลองในขณะกลับทางหมุนที่ดีดังรูปที่ 6.24

6.4.3 ผลการทดลองในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็วต่าง ๆ

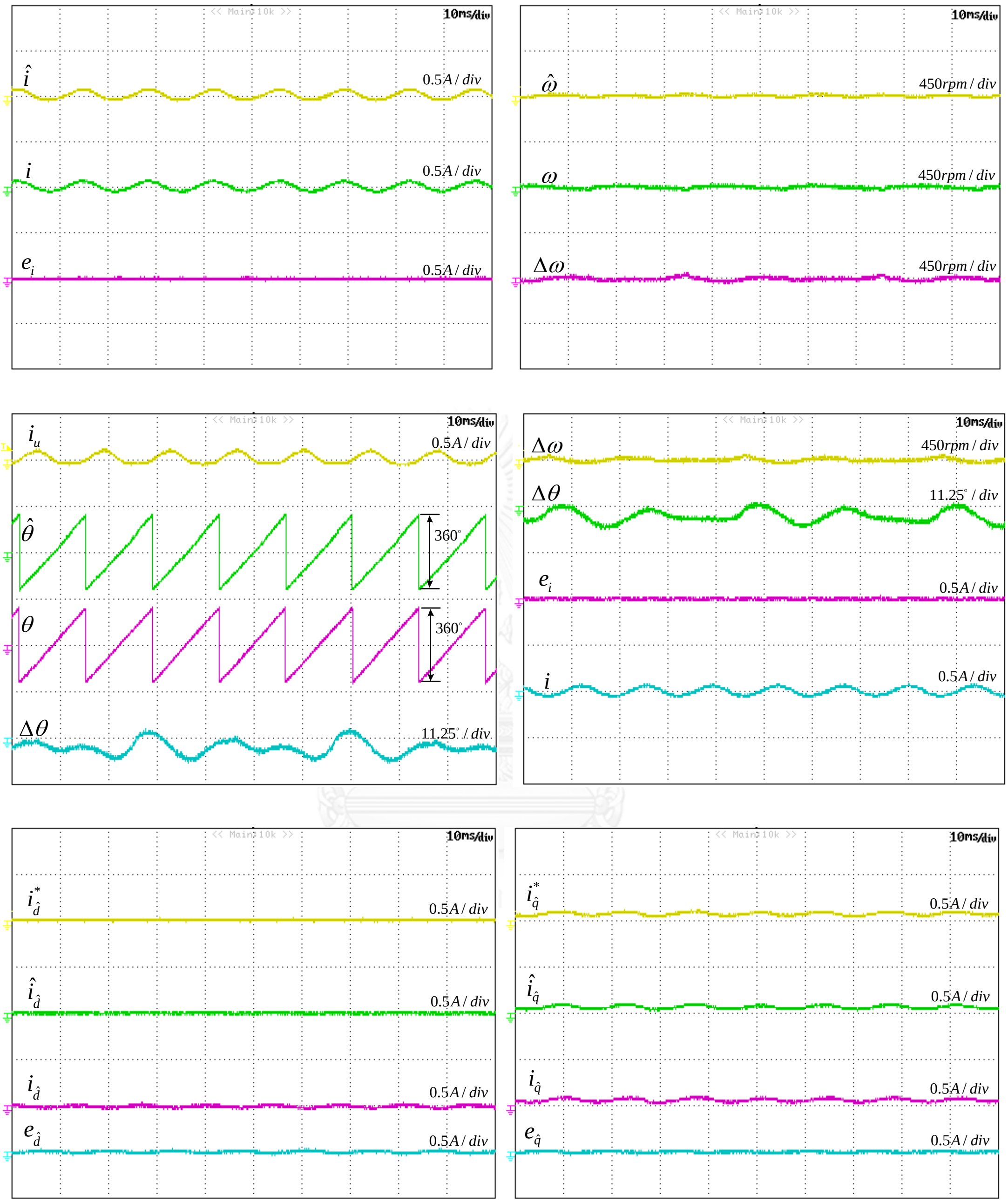


รูปที่ 6.25 ผลการทดลองในสภาวะอยู่ตัวขณะไร้โหลดที่ความเร็วคำสั่ง 7200 rpm

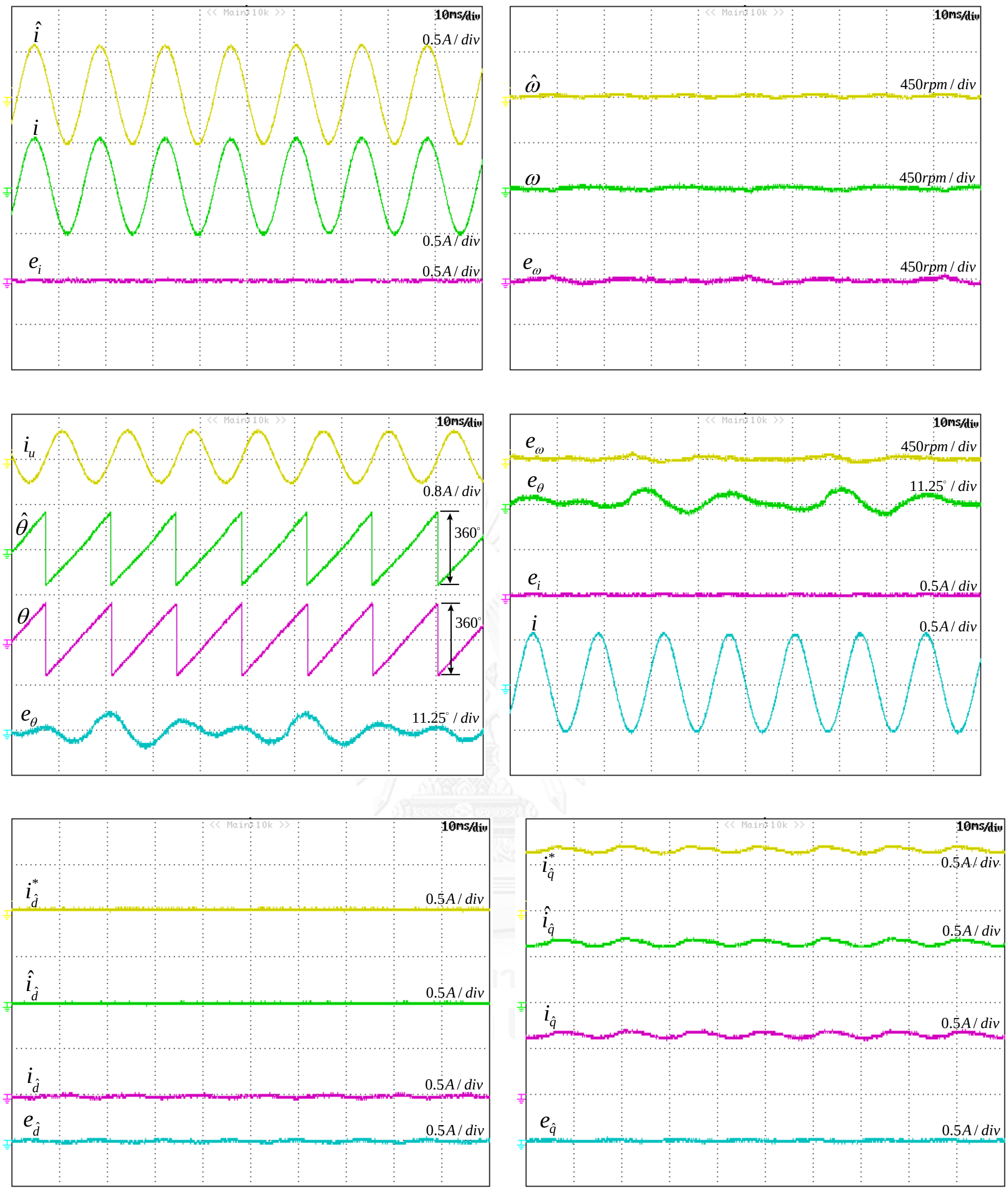


รูปที่ 6.26 ผลการทดลองในสภาวะอยู่ตัวขณะขับโหลดที่พิกัดที่ความเร็วคำสั่ง 7200 rpm

รูปที่ 6.25 – 6.26 แสดงผลการทดลองในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็วคำสั่ง 7200 rpm เมื่อมอเตอร์ไร้โหลดและขับโหลดที่พิกัดตามลำดับ จะเห็นว่าที่สภาวะไร้โหลด ค่าความผิดพลาดกระแส ความเร็ว และตำแหน่งนั้นมีค่าโดยเฉลี่ยเป็นศูนย์ และเมื่อมอเตอร์ขับโหลดที่พิกัด ค่าความผิดพลาดกระแส และความเร็วยังคงมีค่าเป็นศูนย์อยู่เช่นเดิมยกเว้นค่าความผิดพลาดตำแหน่งที่มีค่าเฉลี่ยคงที่ประมาณ 1.5 องศา



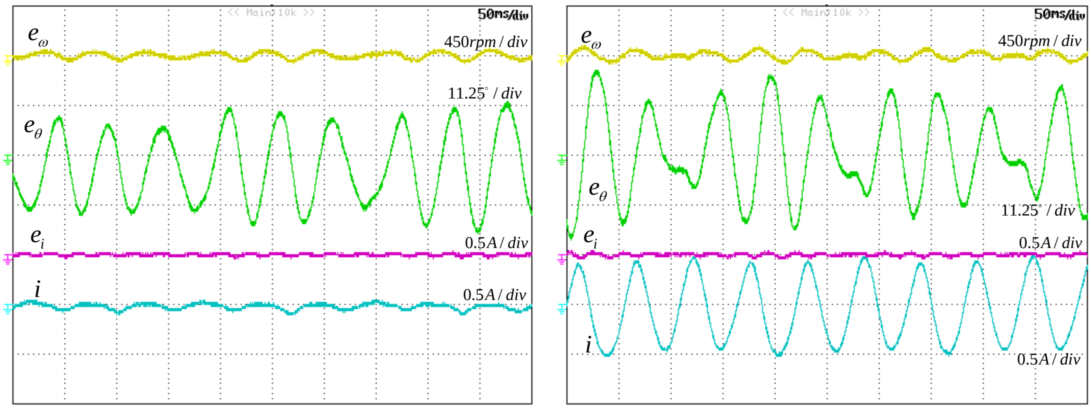
รูปที่ 6.27 ผลการทดลองในสภาวะอยู่ตัวขณะไร้โหลดที่ความเร็วคำสั่ง 720 rpm



รูปที่ 6.28 ผลการทดลองในสภาวะอยู่ตัวขณะขับโหลดที่พิกัดที่ความเร็วคำสั่ง 720 rpm

รูปที่ 6.27 – 6.28 แสดงผลการทดลองในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็วคำสั่ง 720 rpm เมื่อมอเตอร์ไร้โหลดและขับโหลดที่พิกัดตามลำดับ จะเห็นว่าที่สภาวะไร้โหลด ค่าความผิดพลาดกระแสและ ความเร็วมีค่าเป็นศูนย์ ยกเว้นความผิดพลาดตำแหน่งที่มีค่าประมาณ 4 องศา และเมื่อมอเตอร์ขับโหลดที่พิกัด ค่าความผิดพลาดกระแส และความเร็วยังคงมีค่าเป็นศูนย์อยู่เช่นเดิมส่วนความผิดพลาดตำแหน่งมีการเปลี่ยนแปลงมาอยู่ที่ค่าประมาณ 2 องศา

6.4.4 ผลการทดลองในย่านความเร็วต่ำมาก

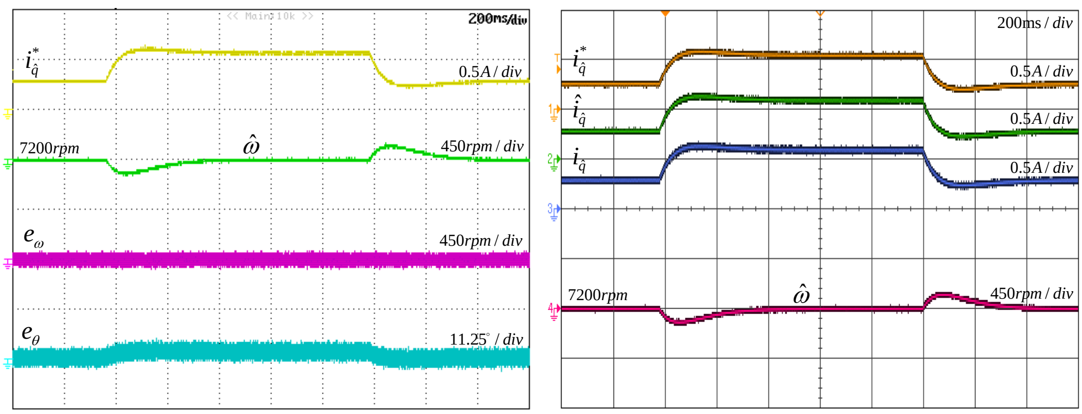


(ก) ไร้โหลด (ข) ขับโหลดที่พิกัด

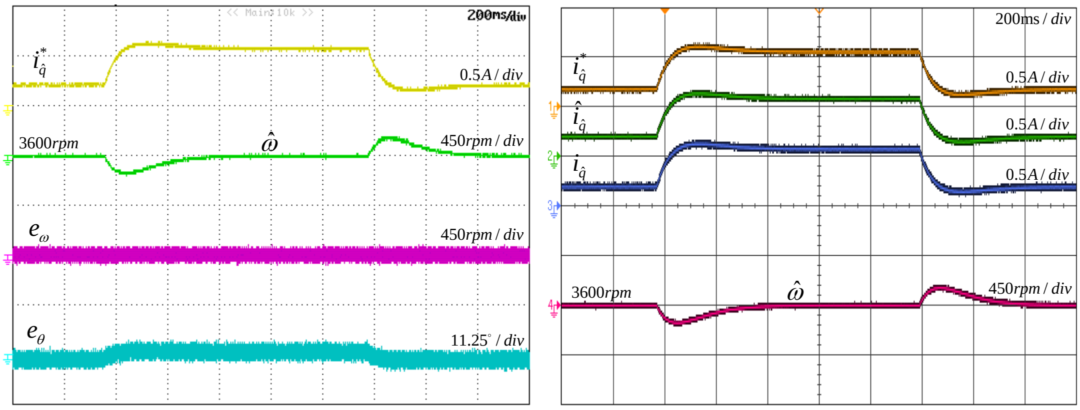
รูปที่ 6.29 ผลการทดลองในสภาวะอยู่ตัวที่ความเร็วคำสั่ง 180 rpm

จากผลการทดลองแม้ว่าระบบจะทำงานที่ความเร็วคำสั่งต่ำมากและไม่ว่าจะทำงานในสภาวะไร้โหลดหรือขับโหลดที่พิกัด ความผิดพลาดกระแส และ ความผิดพลาดความเร็วยังคงมีค่าโดยเฉลี่ยเป็นศูนย์ ส่วนค่าความผิดพลาดตำแหน่งนั้น มองได้ว่ายังแกว่งอยู่รอบ ๆ ศูนย์แต่ค่ายอดถึงยอดจะเริ่มมีขนาดที่ใหญ่ขึ้นโดยเฉพาะเมื่อขับโหลดพิกัด

6.4.5 ผลตอบสนองในขณะเกิดโหลดแบบขั้น



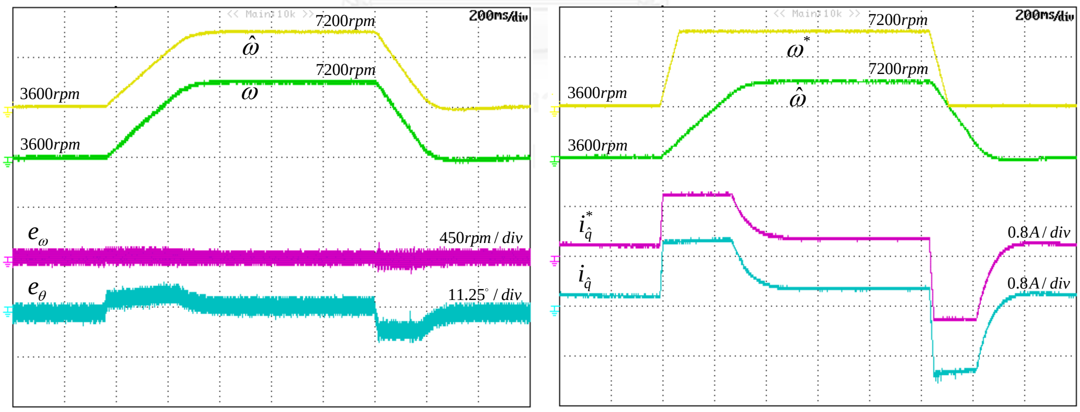
รูปที่ 6.30 ผลการทดลองขณะเกิดโหลดแบบขั้นที่แรงบิดพิกัดที่ความเร็วคำสั่ง 7200 rpm



รูปที่ 6.31 ผลการทดลองขณะเกิดโหลดแบบขั้นที่แรงบิดพิกัดที่ความเร็วคำสั่ง 3600 rpm

รูปที่ 6.30-6.31 แสดงผลตอบสนองของระบบในขณะเกิดโหลดแบบขั้นที่พิกัดขึ้น ที่ความเร็ว 7200 rpm และ 3600 rpm ตามลำดับ จะเห็นว่าค่าความผิดพลาดของความเร็วประมาณ e_{ω} มีค่าโดยเฉลี่ยเป็นศูนย์ทั้งในสภาวะชั่วครู่และในสภาวะอยู่ตัว และเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงของโหลดอย่างรวดเร็วนั้น ค่าความผิดพลาดของตำแหน่ง e_{θ} จะเพิ่มขึ้นเล็กน้อย ดังนั้นการออกแบบระบบที่นำเสนอนี้ ให้ผลตอบสนองทางพลวัตในขณะเกิดโหลดแบบขั้นได้เป็นอย่างดี

6.4.6 ผลการทดลองในขณะเร่ง/ลดความเร็ว

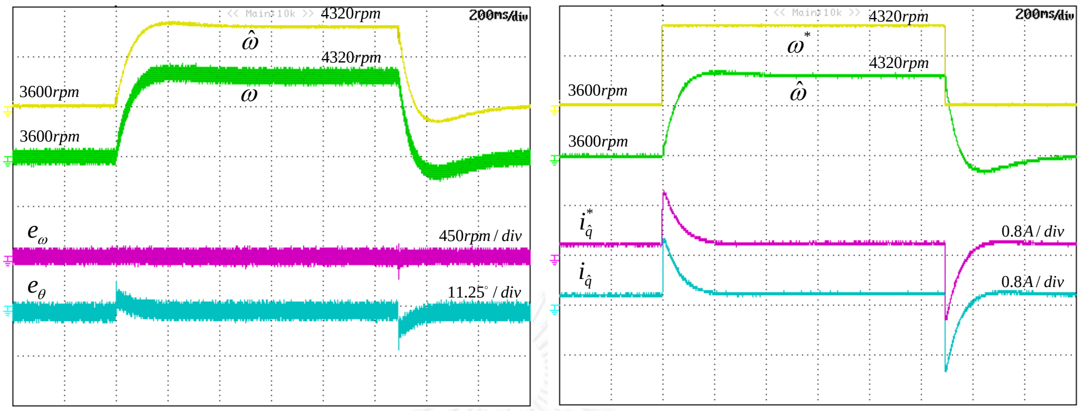


รูปที่ 6.32 ผลการทดลองขณะเร่ง/ลดความเร็วระหว่าง 3600 rpm ถึง 7200 rpm ไร้โหลด

จากผลการทดลองในรูปที่ 6.32 จะเห็นว่าความเร็วประมาณ $\hat{\omega}$ สามารถติดตามความเร็วจริงได้เป็นอย่างดีในขณะเร่งลดความเร็ว โดยที่ค่าความผิดพลาดของความเร็ว e_{ω} มีค่าโดยเฉลี่ยประมาณศูนย์โดยตลอดไม่ว่าจะอยู่ในสภาวะชั่วครู่หรือสภาวะอยู่ตัวสอดคล้องกับทฤษฎี สำหรับ

ค่าความผิดพลาดของตำแหน่ง e_θ นั้นก็มีค่าโดยเฉลี่ยเป็นศูนย์ในสภาวะอยู่ตัวและมีค่าน้อยกว่า 5 องศาในสภาวะชั่วครู่

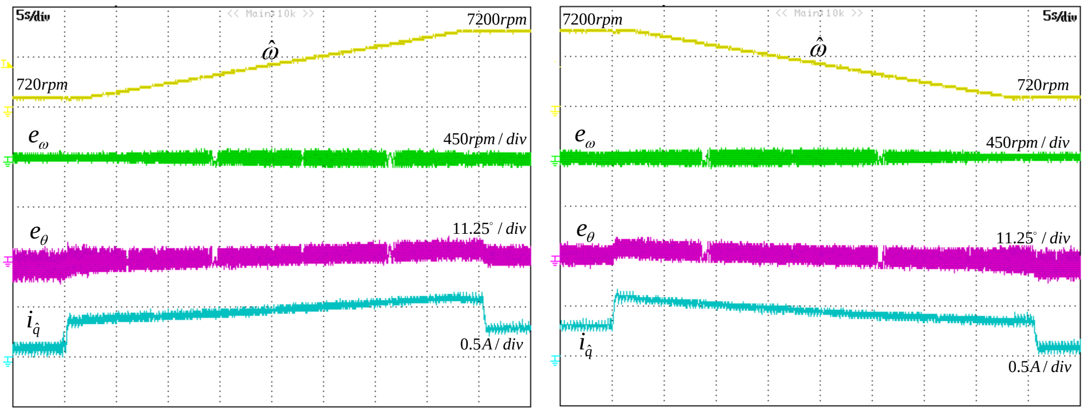
6.4.7 ผลการทดลองในขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วคำสั่งในช่วงแคบ



รูปที่ 6.33 ผลการทดลองในขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วคำสั่งจาก 3600rpm ไปที่ 4320 rpm

รูปที่ 6.33 เป็นผลการทดลองขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วคำสั่งในช่วงแคบ จะเห็นว่าระบบควบคุมสามารถควบคุมความเร็วได้ตามค่าคำสั่งอย่างรวดเร็วภายในเวลาไม่เกิน 200ms ความเร็วประมาณสามารถติดตามความเร็วจริงได้เป็นอย่างดี ความผิดพลาดความเร็วมีค่าโดยเฉลี่ยเป็นศูนย์ ในส่วนของค่าความผิดพลาดตำแหน่งนั้นจะมีค่าเกิดขึ้นเล็กน้อยในสภาวะชั่วครู่ไม่เกิน 5 องศาแต่ก็ลู่เข้าสู่ศูนย์ได้อย่างรวดเร็ว

6.4.8 ผลการทดลองในขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วคำสั่งในช่วงกว้างอย่างช้า ๆ



รูปที่ 6.34 ผลการทดลองในขณะเปลี่ยนแปลงความเร็วช้า ๆ ในช่วงกว้าง

ระหว่าง 720 rpm ถึง 7200 rpm ที่โหลดพิกัด

เพื่อแสดงให้เห็นว่าระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสแม่เหล็กถาวรแบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งที่นำเสนอนี้สามารถทำงานและขับโหลดที่พิกัดได้ตั้งแต่ย่านความเร็วต่ำจนถึงย่านความเร็วสูง ในหัวข้อนี้จึงทำการทดสอบโดยเปลี่ยนแปลงค่าความเร็วคำสั่งอย่างช้า ๆ ในช่วงกว้างระหว่าง 720 rpm และ 7200 rpm โดยคงโหลดไว้ที่พิกัดตลอดเวลา ผลตอบสนองแสดงได้ดังรูปที่ 6.34 จากผลการทดลองสามารถสรุปได้ว่า ตัวสังเกตและระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งที่ออกแบบสามารถทำงานได้อย่างมีเสถียรภาพในทุกย่านความเร็ว ความเร็วประมาณสามารถติดตามความเร็วจริงได้ตลอดช่วงการทำงาน ส่วนค่าความผิดพลาดของตำแหน่ง e_θ นั้นถ้ามอเตอร์ยังไม่จ่ายโหลดก็จะมีค่าโดยเฉลี่ยเป็นศูนย์ แต่เมื่อมอเตอร์จ่ายโหลดก็จะมีค่าเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นเล็กน้อย

บทที่ 7
บทสรุป และ ข้อเสนอแนะ

7.1 บทสรุปของการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ซิงโครนัสชนิดแม่เหล็กถาวรที่ผิวไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งโดยอาศัยแบบจำลองใหม่แบบลดอันดับ การปรับแบบจำลองของมอเตอร์ซิงโครนัสแม่เหล็กถาวรจากการพิจารณาให้ฟลักซ์แม่เหล็กทางด้านโรเตอร์ยังคงอ้างอิงอยู่บนแกนอ้างอิงโรเตอร์เช่นเดิมทำให้ได้รูปแบบของแบบจำลองใหม่แบบลดอันดับและได้นำไปใช้ในการออกแบบวิธีประมาณแบบลดอันดับแบบใหม่ที่รับรองเสถียรภาพในวงกว้างสำหรับการประมาณค่าตำแหน่งโรเตอร์ทั้งนี้เพื่อลดความซับซ้อนที่มีอยู่ในวิธีประมาณแบบเต็มอันดับ พร้อมทั้งเสนอวิธีการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณที่อาศัยแบบจำลองลดอันดับดังกล่าว และนำเสนอหลักการออกแบบอัตราขยายของระบบประมาณที่ทำให้ระบบโดยรวมมีเสถียรภาพตลอดย่านการทำงาน

ระบบประมาณที่รับรองเสถียรภาพในวงกว้างมีข้อเด่นเหนือกว่าระบบประมาณที่รับรองเสถียรภาพเฉพาะรอบจุดทำงานคือแม้ว่าค่าความผิดพลาดในระบบประมาณจะมีมากเพียงไร สุดท้ายเมื่อเข้าสู่สภาวะอยู่ตัว ค่าความผิดพลาดดังกล่าวจะลู่เข้าสู่ศูนย์ได้เสมอซึ่งยืนยันได้จากผลจำลองการทำงาน และในแง่ของการนำไปใช้จริงในทางปฏิบัติก็สามารถยืนยันได้ด้วยผลการทดลอง

7.2 ข้อเสนอแนะ

ระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ที่รับรองเสถียรภาพในวงกว้างที่วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอยังมีข้อด้อยข้อหนึ่งคือเราต้องทราบเครื่องหมายของความเร็วหรือทิศทางที่โรเตอร์กำลังหมุนจึงจะสามารถกำหนดเครื่องหมายของอัตราขยายที่ทำให้ระบบประมาณมีเสถียรภาพได้ แม้ว่าสิ่งนี้จะเป็นความก้าวหน้าหรือเป็นพัฒนาการที่สำคัญหากเทียบกับงานวิจัยในอดีตที่ต้องรู้ถึงขนาดของความเร็วจึงจะควบคุมให้ระบบประมาณมีเสถียรภาพได้ แต่งานวิจัยนี้ต้องการแค่เครื่องหมายก็เพียงพอแล้ว แต่ถ้าหากว่าจะมีงานวิจัยในอนาคตต่อไปที่จะหาวิธีที่จะก้าวข้ามข้อจำกัดตรงนี้ไปได้อีกก็น่าจะเป็นประเด็นวิจัยที่น่าสนใจ

รายการอ้างอิง

[1] Murphy JMD, Turnbull FG. Power Electronic Control of AC Motors. New York: Pergamon Press; 1988.

[2] Miller TJE. Brushless permanent-magnet and reluctance motor drives. New York: Oxford University Press; 1989.

[3] Leonhard W. Control of Electrical Drives. Berlin: Springer-Verlag; 1985.

[4] Bose BK. Power Electronics and AC Drives. Upper Saddle River, New Jersey: Prentice-Hall; 1986.

[5] Yang G, Tomioka R, Nakano M, Chin TH. Position and speed sensorless control of brushless DC motor based on an adaptive observer. IEEJ Trans Ind Appl. 1993;113:579-86.

[6] Tomita M, Senjyu T, Doki S, Okuma S. New sensorless control for brushless DC motors using disturbance observers and adaptive velocity estimations. IEEE Trans Ind Elec. 2006;45.2:274-82.

[7] Sangwongwanich S, Suwankawin S, Po-ngam S, Koonlaboon S. A Unified Speed Estimation Design Framework for Sensorless AC Motor Drives Based on Positive-Real Property. Proc of PCC-Nagoya’072007. p. 1111-8.

[8] S.Koonlaboon, Sangwongwanich S. Sensorless control of interior permanent-magnet synchronous motors based on a fictitious permanent-magnet flux model. in Conf Rec IEEE IAS 2005 Annu Meeting. Hong Kong2005. p. 311-8.

[9] Rashed M, MacConnell PFA, Stronach AF, Acarnley P. Sensorless Indirect-Rotor-Field-Orientation Speed Control of a Permanent-Magnet Synchronous Motor With Stator-Resistance Estimation. IEEE Trans Ind Elec. 2007;54:1664-75.

[10] Po-ngam S, Sangwongwanich S. Stability and Dynamic Performance Improvement of Adaptive Full-Order Observers for Sensorless PMSM Drive. IEEE Trans Power Electronics. 2012;27:588-600.

[11] Piippo A, Hinkkanen M, Luomi J. Analysis of an Adaptive Observer for Sensorless Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors. IEEE Trans Ind Electron. 2008;55:570-6.

[12] Piippo A, Hinkkanen M, Luomi J. Analysis of an adaptive observer for sensorless control of PMSM drives. Conf Rec of IEEE-IECON Annu Meeting2005.

[13] Mobarakeh BN, Meibody-Tabar F, Sargos FM. Mechanical sensorless control of PMSM with on-line estimation of stator resistance. Conf Rec of IEEE-IAS Annu Meeting2003. p. 628-35.

[14] Mobarakeh BN, Meibody-Tabar F, Sargos FM. Robustness Study of a Model-Based Technique for Mechanical Sensorless PMSM. Proc of IEEE PESC'01. 2001:811- 6.

[15] Kim JS, Sul S. High performance PMSM drives without rotational position sensors using reduced order observer. Conf Rec of IEEE-IAS Annu Meeting. 1995;1:75-82.

[16] Elbuluk M, Changsheng L. Sliding mode observer for wide-speed sensorless control of PMSM Drives. Conf Rec of IEEE-IAS Annu Meeting. 2003;1:480-5.

[17] Wu R. Permanent magnet motor drive without a shaft sensor. IEEE Trans Ind Appl. 1991;27:1005-11.

[18] Dhaouadi R. Design and implementation of an extended Kalman filter for the state estimation of a permanent magnet synchronous motor. IEEE Trans Power Electronics. 1991;6:491-7.

[19] Bado A. Effective estimation of speed and rotor position of a PM synchronous motor drive by a Kalman filtering technique. in Proc IEEE PESC'921992. p. 951-7.

[20] Zhang Y, Gu J, Wu Z, Ying J. Investigation of high frequency injection method for surface-mounted PMSM sensor-less drive. in Proc IEEE ICEMS'05Sept. 2005. p. 306-9.

[21] Ortega C, Arias A, Balcells J, Caruana C. High Frequency injection in a Matrix Converter DTC Drive for sensorless operation of a PMSM. in Proc IEEE ISIE'07June. 2007. p. 2278-83.

[22] C.Ortega, A.Arias, C.Caruana, C.Staines, J.Balcells, J.Cilia. Sensorless Direct Torque Control of a Surface Mounted PMSM using High Frequency Injection. in Proc IEEE IE'06July. 2006. p. 2332-7.

[23] Abramovitch DY. Analysis and design of a third order phase-lock loop. in Proceedings of the IEEE Military Communications ConferenceOctober 1988.

[24] Abramovitch DY. Lyapunov redesign of analog phase-lock loops. IEEE Trans Comm. Dec. 1990;38:2197-202.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก

เงื่อนไขที่จำเป็นและเพียงพอของขั้วและศูนย์ของตัวสังเกตที่มีเสถียรภาพ สำหรับระบบประมาณแบบที่ 1

ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิดในสมการที่ (3.10) ซึ่งนำเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ (ค.1)

$$\frac{\hat{\theta}}{\theta}=\frac{K'(s+b)\left(s^2+as+\hat{\omega}^2\right)}{s^4+(2aL+K')s^3+\left((a^2+\hat{\omega}^2)+K'(b+a)\right)s^2+K'(ab+\hat{\omega}^2)s+K'b\hat{\omega}^2} \qquad (ก.1)$$

โดยที่

$$K'=\frac{\lambda^2 k_P}{L},\quad a=\frac{R+K}{L},\quad b=\frac{k_I}{k_P} \qquad (ก.2)$$

ดังนั้นเราสามารถพิจารณาขั้วของตัวสังเกตได้จากพหุนาม

$$p(s)=s^4+(2aL+K')s^3+\left((a^2+\hat{\omega}^2)+K'(b+a)\right)s^2+K'(ab+\hat{\omega}^2)s+K'b\hat{\omega}^2 \qquad (ก.3)$$

เสถียรภาพของระบบควบคุมป้อนกลับพิจารณาได้จากตำแหน่งของขั้ววงรอบปิดในระนาบเชิงซ้อน เราต้องแยกตัวประกอบของ $p(s)$ เพื่อหาขั้ววงรอบปิด แต่ในกรณีนี้ $p(s)$ มีกำลังมากกว่า 2 เป็นเรื่องยากที่จะแยกตัวประกอบ แต่เราสามารถหาขั้ววงรอบปิดที่วางอยู่ทางด้านขวาของระนาบ s โดยไม่ต้องแยกตัวปะกอบได้ด้วยการอาศัย เกณฑ์การทดสอบเสถียรภาพของเราท์-เฮอร์วิตซ์

สมการลักษณะเฉพาะของระบบ $p(s)=0$

$$s^4+(2aL+K')s^3+\left((a^2+\hat{\omega}^2)+K'(a+b)\right)s^2+K'(ab+\hat{\omega}^2)s+K'b\hat{\omega}^2=0$$

$$\begin{array}{llll}
s^4 & 1 & \left((a^2+\hat{\omega}^2)+K'(a+b)\right) & K'b\hat{\omega}^2 \\
s^3 & (2aL+K') & K'(ab+\hat{\omega}^2) & 0 \\
s^2 & b_1 & b_2 & \\
s^1 & c_1 & 0 & \\
s^0 & d_1 & &
\end{array}$$

โดยที่ $b_1 = \dfrac{2a^3L + 2aL\hat{\omega}^2 + K'a^2 + K'^2(a+b) - aK'b}{(2aL+K')}$; $\therefore b_1 > 0$ เสมอ

$b_2 = K'b\hat{\omega}^2$

$d_1 = b_2 = K'b\hat{\omega}^2$; $\therefore d_1 > 0$ เสมอ

$$c_1 = \frac{1}{b_1}\left(b_1K'(ab+\hat{\omega}^2) - b_2(2a+K')\right)$$

$$= K'(ab+\hat{\omega}^2) - \frac{K'\hat{\omega}^2 b(2a+K')}{b_1}$$

c_1 จะมีเครื่องหมายเป็นบวก ถ้า $b_1(ab+\hat{\omega}^2) > \hat{\omega}^2 b(2a+K')$

แทนค่า b_1 แล้วจัดรูปสมการจะได้

$$\begin{pmatrix} K'^2(b^2+ab+\hat{\omega}^2) + K'(ab^2+3a^2b+3\hat{\omega}^2(a-b)) \\ +2a^3b + 2\hat{\omega}^2a(a-b) + 2\hat{\omega}^4 \end{pmatrix} > 0 \qquad (ก.4)$$

พิจารณาตัวแปรและพารามิเตอร์ต่าง ๆ พบว่า

1. จากสมการที่ (ก.2) อัตราขยาย k_P, k_I และพารามิเตอร์ R, L, λ ล้วนแต่มีค่ามากกว่า 0
2. เทอมความเร็วโรเตอร์ประมาณ ($\hat{\omega}$) ซึ่งมีค่าเป็นบวกและลบได้ แต่ก็ปรากฏอยู่ในรูปของ $\hat{\omega}^2$ เสมอ

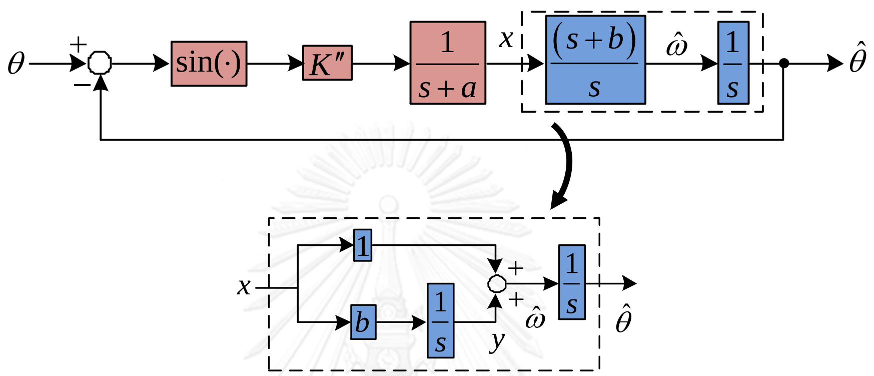
จากอสมการ (ก.3) พบว่าเทอม ($a-b$) คูณอยู่กับ $\hat{\omega}^2$ (มีค่ามากเมื่อความเร็วสูง) เพื่อให้อสมการดังกล่าวเป็นจริงอย่างแน่นอน เทอม ($a-b$) จะต้องเป็นบวกเสมอ ทำให้ได้เงื่อนไขเพียงพอที่ทำให้ระบบควบคุมมีเสถียรภาพคือ

เงื่อนไขเสถียรภาพ: $0 < b < a$ หรือ $0 < \dfrac{k_I}{k_P} < \dfrac{R+K}{L}$ (ก.5)

ภาคผนวก ข

เงื่อนไขเสถียรภาพในวงกว้างสำหรับระบบประมาณแบบที่ 2

แผนภาพบล็อกของระบบประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ที่ใช้การป้อนกลับด้วย $(\boldsymbol{KI}-\hat{\omega}\boldsymbol{LJ})\bar{e}_i$ นำมาแสดงใหม่ได้ดังรูปที่ ข.1



รูปที่ ข.1 วงรอบการประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ของระบบประมาณแบบที่ 2

สมการสถานะที่สอดคล้องกับแผนภาพบล็อกรูปที่ ข.1 เมื่อความเร็วโรเตอร์มีค่าคงที่คือ

$$\left.\begin{aligned}
&y = y' + \omega\\
&\dot{\hat{\theta}} = \hat{\omega} = x + y = x + y' + \omega\\
&\dot{x} = K''\sin(\Delta\theta) - ax\\
&\dot{y} = \dot{y}' = bx\\
&\Delta\dot{\theta} = \dot{\theta} - \dot{\hat{\theta}} = \omega - \dot{\hat{\theta}} = -x - y'
\end{aligned}\right\} \qquad (ข.1)$$

เลือก ฟังก์ชันเลียปูนอฟ: $$V = \int_0^{\Delta\theta} \sin(\sigma)d\sigma + \frac{1}{2}[x \quad y']P\begin{bmatrix} x \\ y' \end{bmatrix} \qquad (ข.2)$$

โดยที่ $P = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{12} & p_{22} \end{bmatrix}$ คือเมทริกซ์บวกแน่นอน

$$p_{11} > 0 \text{ และ } p_{11}p_{22} > (p_{12})^2 \qquad (ข.3)$$

$$\dot{V} = \sin(\Delta\theta)\Delta\dot{\theta} + \begin{bmatrix} x & y' \end{bmatrix}\begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{12} & p_{22} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y}' \end{bmatrix}$$
$$= x^2[p_{12}b - p_{11}a] + x\sin(\Delta\theta)[p_{11}K'' - 1] \qquad (ข.4)$$
$$+ y'\sin(\Delta\theta)[p_{12}K' - 1] + y'x[p_{22}b - p_{12}a]$$

จากสมการที่(ข.4) เงื่อนไขที่รับรองว่า $\dot{V} \le 0$ คือ:

$$\begin{cases} K' > 0, & (a) \\ p_{12}b - p_{11}a < 0, & (b) \\ p_{11}K' - 1 = 0, & (c) \\ p_{12}K' - 1 = 0,\ \ and & (d) \\ p_{22}b - p_{12}a = 0 & (e) \end{cases} \qquad (ข.5)$$

จาก (c) และ (d) จะได้ $$p_{11} = p_{12} = \frac{1}{K''} \qquad (ข.6)$$

จาก (e) และ (ข.6) จะได้ $$p_{22}b - \frac{a}{K''} = 0 \ \rightarrow\ p_{22} = \frac{a}{bK''} \qquad (ข.7)$$

จาก (b) จะได้ $$\frac{b}{K''} - \frac{a}{K''} < 0 \quad \rightarrow \quad a > b \qquad (ข.8)$$

สำหรับเงื่อนไข $p_{11}p_{22} > (p_{12})^2 \quad \rightarrow \quad \frac{a}{bK''^2} > \frac{1}{K''^2} \quad \rightarrow \quad a > b$ (ข.9)

ดังนั้น $$P = \begin{bmatrix} \frac{1}{K''} & \frac{1}{K''} \\ \frac{1}{K''} & \frac{a}{bK''} \end{bmatrix} \qquad (ข.10)$$

เมื่อเป็นดังเช่นนั้นแล้วก็จะทำให้ได้เงื่อนไขเพียงพอที่ทำให้ระบบควบคุมมีเสถียรภาพคือ

เงื่อนไขเสถียรภาพ: $$\begin{cases} K'' > 0; & K'' = \dfrac{-k_P\omega\lambda}{L} \\ a > b; & a = \dfrac{R+K}{L},\quad b = \dfrac{k_I}{k_P} \end{cases} \qquad (ข.11)$$

นำเงื่อนไขเสถียรภาพกลับไปแทนใน V' เพื่อตรวจสอบความถูกต้องซึ่งจะต้องได้ $\dot{V} \le 0$

$$\begin{aligned}\dot{V} &= x^2[\frac{b}{K''} - \frac{a}{K''}] + x\sin(\Delta\theta)[\frac{K''}{K''} - 1] + y'\sin(\Delta\theta)[\frac{K''}{K''} - 1] + y'x[\frac{a}{bK''}b - \frac{a}{K''}] \\ &= -x^2[\frac{(a-b)}{K''}] \le 0\end{aligned} \quad (ข.12)$$

จากสมการที่ (ข.12) สามารถสรุปได้ว่า $x(t) \to 0$ และ $\dot{V} \to 0$ เนื่องจากสมการที่ (ข.1) แสดงให้เห็นว่าเงื่อนไข $x \equiv 0$ หมายความว่า $y' \equiv \Delta\theta \equiv 0$ ด้วย ดังนั้นจากทฤษฎีบทของ Lasalle สามารถสรุปได้ว่า $x(t),\ y'(t),\ \Delta\theta(t) \to 0$ เงื่อนไข (ข.11) จึงเป็นเงื่อนไขเพียงพอต่อเสถียรภาพของระบบประมาณ

กล่าวได้ว่าระบบประมาณแบบที่ 2 ภายใต้เงื่อนไข (ข.11) จึงมีเสถียรภาพและ $e_{\hat{d}}$ ลู่เข้าสู่ค่าศูนย์แล้ว ความเร็วประมาณ ($\hat{\omega}$) และตำแหน่งประมาณ ($\hat{\theta}$) จะลู่เข้าสู่ค่าจริง นอกจากนั้นเนื่องจากความสัมพันธ์ระหว่างค่าความผิดพลาดกระแสบนแกนอ้างอิงโรเตอร์ประมาณ (พิกัด $\hat{d},\hat{q}$) และค่าความผิดพลาดตำแหน่งแสดงได้ดังสมการที่ (ข.13)

$$\begin{bmatrix} e_{\hat{d}} \\ e_{\hat{q}} \end{bmatrix} = \frac{\lambda}{L}(s+a)^{-1}\begin{bmatrix} -\omega\sin(\theta-\hat{\theta}) \\ \omega\cos(\theta-\hat{\theta}) - \hat{\omega} \end{bmatrix} \quad (ข.13)$$

จากสมการที่ (ข.13) พิจารณาในส่วนเทอมค่าความผิดพลาดของกระแสในแกน $\hat{q}$ ($e_{\hat{q}}$) จะเห็นว่าเมื่อความเร็วประมาณและตำแหน่งประมาณลู่เข้าสู่ค่าจริงแล้วจะทำให้ $\cos(\theta-\hat{\theta})=1$ และ $\omega\cos(\theta-\hat{\theta}) - \hat{\omega} = 0$ หมายความว่าค่าความผิดพลาดของกระแส $e_{\hat{q}}$ ก็จะลู่เข้าสู่ค่าศูนย์เช่นเดียวกันกับ $e_{\hat{d}}$

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายประจวบ เอี่ยมสำอาง เกิดเมื่อวันที่ 11 ตุลาคม พ.ศ. 2518 ที่อำเภอทับสะแก จังหวัดประจวบคีรีขันธ์ สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเอเชียอาคเนย์ ปีการศึกษา 2540 และ ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2546 และได้เข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (อิเล็กทรอนิกส์กำลัง) ณ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2552 ปัจจุบันทำงานที่ฝ่ายวิจัยและพัฒนา บริษัท โนเวมเอนจิเนียริง จำกัด