รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

การใช้งานตัวเองสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว

Self-commissioning for a Single-phase Induction Motor Drive

โดย ธนัดชัย กุลวรวานิชพงษ์ และคณะ

สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

มีนาคม 2552

สัญญาเลขที่ MRG5080029

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

การใช้งานตัวเองสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว

Self-commissioning for a Single-phase Induction Motor Drive

คณะผู้วิจัย

ผศ. ดร. ธนัดชัย กุลวรวานิชพงษ์ **หัวหน้าโครงการ**

ศ. ดร.สราวุฒิ สุจิตจร **นักวิจัยที่ปรึกษา**

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

สนับสนุนโดยสำนักงานคณะกรรมการอุดมศึกษาแห่งชาติและสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัยแห่งชาติ

(ความเห็นในรายงานนี้เป็นของผู้วิจัย สกอ. และ สกว. ไม่จำเป็นต้องเห็นด้วยเสมอไป)

กิตติกรรมประกาศ

โครงการนี้สามารถดำเนินการลุล่วงไปด้วยดีด้วยความช่วยเหลือและสนับสนุนจากผู้ร่วมงานทุกท่านและหน่วยงานต่าง ๆ ผู้วิจัยขอขอบคุณสำนักงานคณะกรรมการอุดมศึกษาและสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัยที่ให้การสนับสนุนทุนวิจัย อันเป็นจุดเริ่มต้นให้โครงการนี้เกิดขึ้นได้ ขอขอบคุณ ศาสตราจารย์ นาวาอากาศโท ดร.สราวุฒิ สุจิตจร ผู้อำนวยการสถาบันวิจัยและพัฒนา มหาวิทยาลัยเทคโนโลยสุรนารี ในฐานะนักวิจัยที่ปรึกษา ที่ให้คำปรึกษาและแนะนำทางวิชาการมาโดยตลอด ผูช่วยศาสตราจารย์ ดร.เดชา พวงดาวเรือง คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเอเชียอาคเนย์ ที่ให้ข้อเสนอแนะและความคิดเห็นที่มีคุณค่าต่องานวิจัย ขอขอบคุณ คุณนิรันดร์ แนวเงินดี และ คุณธวัช ชูชิต นักศึกษาปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่ให้ความช่วยเหลือต่อกิจกรรมที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยในทุก ๆ ด้าน

บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้นำเสนอการพัฒนาอัลกอริทึมการใช้งานตัวเองสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว เป็นการคำนวณพารามิเตอร์ของมอเตอร์เพื่อเตรียมสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์สมรรถนะสูง งานวิจัยนี้ได้นำเสนอรูปแบบการจัดเตรียมพารามิเตอร์สำหรับแรงดันทำงานที่แตกต่างกันทั้งสิ้น 6 ระดับ ในช่วง 220 V 220 V 180 V 160 V 140 V และ 120 V โดยการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์สำหรับแรงดันแต่ละระดับนั้นใช้เทคนิคการค้นหาผลเฉลยเหมาะที่สุดด้วยจีนเนติกอัลกอริทึม อย่างไรก็ตาม เพื่อให้สามารถนำไปใช้งานได้กับกรณีที่เกิดความคลาดเคลื่อนจากการคำนวณค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ เทคนิคการปรับแต่งพารามิเตอร์อัตโนมัติที่ใช้หลักการระบบควบคุมแบบป้อนกลับด้วยตัวควบคุมพีไอดีได้ถูกนำมาใช้งาน ผลของการปรับแต่งค่าพารามิเตอร์อัตโนมัตินี้แสดงให้เห็นว่าผลจากความคลาดเคลื่อนของพารามิเตอร์ที่ใช้ถูกชดเชยได้ด้วยการออกแบบตัวควบคุมที่เหมาะสม ส่งผลให้การประมาณค่าสถานะของระบบมีความถูกต้องและแม่นยำมากยิ่งขึ้น การประมาณค่าความเร็วรอบการหมุนของโรเตอร์โดยใช้เทคนิคต่าง ๆ ได้รับการพัฒนาขึ้นในงานวิจัยนี้เพื่อแสดงให้เห็นถึงความสำคัญของความถูกต้องจากค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในแบบจำลอง เทคนิคที่ใช้นี้ได้นำเทคนิคที่ประสบความสำเร็จสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ 3 เฟส มาดัดแปลงให้ใช้ได้ในกรณีที่เป็นมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว ซึ่งความแตกต่างที่สำคัญ ได้แก่ แบบจำลองและความไม่สมมาตรของวงจรสเตเตอร์ที่เด่นชัด ทำให้การรูปแบบสมการประมาณค่า สมการอ้างอิง แบบจำลองต่าง ๆ ต้องได้รับการพิสูจน์ขึ้นใหม่ทั้งหมด ผลจากการประมาณค่าแสดงให้เห็นถึงความถูกต้องแม่นยำโดยเฉพาะอย่างยิ่งเทคนิคการประมาณค่าด้วยตัวสังเกตลูเอนเบอร์เกอร์แบบขยายและการใช้ตัวกรองคาลมานแบบขยาย ผลการประมาณค่านี้จะเป็นพื้นฐานต่อการควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียวที่มีสมรรถนะสูงต่อไป เช่น การควบคุมแบบไร้เซนเซอร์ (Sensorless control) รูปแบบต่าง ๆ ได้แก่ การควบคุมแรงบิดโดยตรง (Direct torque control: DTC) การควบคุมเชิงเวกเตอร์ (Vector control: VC) หรือการควบคุมการจัดเรียงสนามแม่เหล็ก (Field oriented control: FOC) เป็นต้น

Abstract

This research proposes algorithm development of a self-commissioning scheme for single-phase induction motor drives. It is to provide necessarily motor's parameters for high performance drives. The work conducted here presented the scheme to provide sets of machine parameters classified by the applied stator voltage. It consisted of six different voltage levels: 220 V, 220 V, 180 V, 160 V, 140 V and 120 V. Calculation of parameters at each voltage was carried out by using genetic algorithms. Although machine parameters were provided by six different voltages applied to the stator circuit, a parameter auto-tuning scheme was also developed in order to handle parameter inaccuracy caused by the calculation. Principles of feedback control system with a PID controller were utilized. Satisfactory results showed that parameter inaccuracy can be compensated if appropriate design of the controller was met. These also gave more accurate estimation of states. Various rotor speed estimation described here demonstrated how important machine parameters could result in state estimation accuracy. In this research, many estimation schemes that have been commonly used for three-phase induction motors were adapted. Due to asymmetrical stator windings, mathematical modeling used for estimation was needed to be developed. Development of a full-order extended Luenberger state observer and an extended Kalman filters in this research was a rigid foundation in order to implement high performance drives for single-phase induction motors, for example, a sensorless scheme incorporating with vector control or field oriented control.

บทสรุปสำหรับผู้บริหาร

งานวิจัยนี้จะมุ่งเน้นไปที่การพัฒนาอัลกอริทึมการใช้งานตัวเองเพื่อช่วยให้การขับเคลื่อนมอเตอร์ฟ้าเหนี่ยวนำมีประสิทธิภาพสูงและประหยัด การใช้งานตัวเองที่อ้างถึงนี้มีองค์ประกอบที่สำคัญ คือ การพัฒนาอัลกอริทึมการคำนวณปริมาณทางกายภาพบางประการของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว เช่น แรงบิด ความเร็วรอบ หรือ ฟลักซ์เชื่อมโยงแม่เหล็ก เป็นต้น ซึ่งปริมาณดังกล่าวไม่สามารถที่จะใช้เครื่องมือวัดที่มีอยู่วัดค่าได้โดยตรง หรือถ้ามีให้ใช้ได้ ส่วนใหญ่จะมีราคาแพง นอกจากนี้ การประมาณค่าปริมาณที่ไม่สามารถวัดได้โดยตรง เช่น ฟลักซ์เชื่อมโยงแม่เหล็กจะช่วยให้การพัฒนาเทคนิคการควบคุมเชิงเวกเตอร์ (vector control) และเทคนิคการจัดเรียงสนามแม่เหล็ก (field orientation) สำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียวมีความก้าวหน้า การประมาณค่าที่จะพัฒนาขึ้นนี้จะอาศัยการวัดปริมาณจากเซนเซอร์พื้นฐานที่มีราคาถูก ได้แก่ แรงดันและกระแส เป็นต้น ปริมาณพื้นฐานที่วัดได้จะถูกส่งไปยังชุดประมวลผลเพื่อคำนวณค่าปริมาณสถานะที่ต้องการ การพัฒนาอัลกอริทึมการปรับแต่งค่าพารามิเตอร์อัตโนมัติสำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว โดยอาศัยการประมาณค่าจากตัวประมาณสถานะที่ถูกพัฒนาขึ้น การปรับแต่งพารามิเตอร์นี้สืบเนื่องมาจากการพารามิเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าจะขึ้นอยู่กับสภาวะการทำงานและสภาวะแวดล้อม เช่น อาจจะมีผลจากอุณหภูมิของขดลวด ความชื้น ความอิ่มตัวของสนามแม่เหล็ก แหล่งจ่ายไฟ หรือความถี่ เป็นต้น ทำให้ตลอดย่านการใช้งานมอเตอร์ไฟฟ้าสำหรับการประยุกต์ใช้ในงานที่ต้องการความแม่นยำสูง ค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวไม่เหมาะที่จะกำหนดให้มีค่าคงตัว การปรับแต่งค่าพารามิเตอร์แบบอัตโนมัติย่อมทำให้การทำนายพฤติกรรมทางพลวัตของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำมีความถูกต้องมากยิ่งขึ้น

สารบัญ

หน้า

กิตติกรรมประกาศ

บทคัดย่อ

Abstract

บทสรุปสำหรับผู้บริหาร

สารบัญรูปภาพ

สารบัญตาราง

บทที่ 1 บทนำ

1.1 ความสำคัญและที่มาของงานวิจัย 1

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ 2

1.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง 2

1.4 ระเบียบวิธีวิจัย 7

1.5 ขอบเขตของงานวิจัย 8

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ 9

บทที่ 2 มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว

2.1 กล่าวนำ 10

2.2 โครงสร้างและประเภทของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว 11

2.3 แบบจำลองของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียวในสภาวะคงตัว 16

2.3 แบบจำลองปริภูมิเฟสเซอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว 17

2.4 ผลจากความไม่สมมาตรของขดลวดสเตเตอร์และสวิตช์
แรงเหวี่ยงหนีศูนย์ 23

2.5 สรุป 28

บทที่ 3 การประมาณค่าสถานะสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว

3.1 กล่าวนำ 29

3.2 การคำนวณฟลักซ์เชื่อมโยงและแรงบิดเหนี่ยวนำของมอเตอร์ 30

3.3 การประมาณค่าความเร็วรอบแบบวงรอบเปิดโดยใช้การเฝ้าตรวจวงจรสเตเตอร์ 35

3.4 การประมาณค่าความเร็วรอบโดยใช้ระบบเชิงปรับตัวอ้างอิงแบบจำลอง 37

3.5 ตัวสังเกตความเร็วรอบเชิงปรับตัวแบบเต็มอันดับ 43

3.6 ตัวสังเกตความเร็วรอบโดยใช้ตัวกรองคาลมานแบบขยาย 52

3.7 สรุป 56

บทที่ 4 การใช้งานตัวเองสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว

4.1 กล่าวนำ 57

4.2 การทดสอบเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธีดั้งเดิม 57

4.3 การเตรียมข้อมูลพารามิเตอร์ของมอเตอร์สำหรับใช้งานด้วยการควบคุมแรงดันสเตเตอร์ 62

4.4 การปรับแต่งพารามิเตอร์อัตโนมัติสำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว 74

4.5 สรุป 77

บทที่ 5 สรุป 78

เอกสารอ้างอิงและบรรณานุกรม 79

ภาคผนวก ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ 83

สารบัญรูปภาพ

หน้า

รูปที่ 1.1 มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว 4
รูปที่ 1.2 เทคนิคการควบคุมแรงดันสำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว 6
รูปที่ 1.3 แผนภาพตัวอย่างการควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้าเฟสเดียวด้วยวิธี PWM AC choppers 7
รูปที่ 2.1 โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว 11
รูปที่ 2.2 โครงสร้างของโรเตอร์แบบกรงกระรอก 11
รูปที่ 2.3 โครงสร้างของสเตเตอร์ 12
รูปที่ 2.4 การแสดงทฤษฎีสนามแม่เหล็กหมุนคู่ 14
รูปที่ 2.5 เส้นโค้งแรงบิดและควบเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว 14
รูปที่ 2.6 ลักษณะของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส 15
รูปที่ 2.7 เส้นโค้งแรงบิดและความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบแยกเฟส 15
รูปที่ 2.8 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว 16
รูปที่ 2.9 โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส 17
รูปที่ 2.10 ขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส 18
รูปที่ 2.11 นิยามเฟสเซอร์และการแปลงเฟสเซอร์ภายใต้กรอบอ้างอิงที่กำหนด 22
รูปที่ 2.12 เฟสเซอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์ 23
รูปที่ 2.13 แผนภาพระนาบเฟสของฟลักซ์เชื่อมโยงในกรณีของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว 24
รูปที่ 2.14 แผนภาพระนาบเฟสของฟลักซ์เชื่อมโยงในกรณีของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส 25
รูปที่ 2.15 ผลการทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวขณะเริ่มเดินเครื่อง 26
รูปที่ 2.16 ผลการจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวขณะเริ่มเดินเครื่อง 26
รูปที่ 2.17 แผนภาพระนาบเฟสของฟลักซ์เชื่อมโยงในกรณีของมอเตอร์แบบแยกเฟส 27
รูปที่ 3.1 แผนภาพการประมาณค่าฟลักซ์เชื่อมโยงของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว 32
รูปที่ 3.2 ผลการคำนวณฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ 33
รูปที่ 3.3 ผลการคำนวณฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์ 34
รูปที่ 3.4 ผลการคำนวณแรงบิดเหนี่ยวนำที่โรเตอร์ 34
รูปที่ 3.5 ผลการประมาณค่าความเร็วรอบของโรเตอร์โดยใช้สมการที่ 3.24 36
รูปที่ 3.6 ผลการประมาณค่าความเร็วรอบของโรเตอร์ในกรณีของมอเตอร์สองเฟส ไม่ปลดขดลวดช่วย 36
รูปที่ 3.7 โครงสร้างของระบบเชิงปรับตัวอ้างอิงแบบจำลอง 38
รูปที่ 3.8 ระบบเชิงปรับตัวอ้างอิงแบบจำลองสำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว 39
รูปที่ 3.9 แบบจำลองอ้างอิงสำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว 40
รูปที่ 3.10 แบบจำลองเชิงปรับตัวสำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว 42

รูปที่ 3.11 ผลการประมาณค่าความเร็วรอบโดยใช้เทคนิค MRAS 43
รูปที่ 3.12 โครงสร้างของตัวสังเกตแบบเต็มอันดับด้วย ELO สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว 46
รูปที่ 3.13 การลู่เข้าของผลเฉลยโดยใช้การค้นหาแบบพึ่งพาเกรเดียนต์ 49
รูปที่ 3.14 ผลการประมาณค่าความเร็วรอบด้วย ELO ที่ใช้การค้นหาแบบพึ่งพาเกรเดียนต์ 49
รูปที่ 3.15 ผลการประมาณค่าความเร็วรอบด้วย ELO ที่ใช้การค้นหาแบบพึ่งพาเกรเดียนต์ 2 50
รูปที่ 3.16 การลู่เข้าของผลเฉลยโดยใช้จีนเนติกอัลกอริทึม 51
รูปที่ 3.17 ผลการประมาณค่าความเร็วรอบด้วย ELO ที่ใช้การค้นหาด้วยจีนเนติกอัลกอริทึม 51
รูปที่ 3.18 การลู่เข้าของผลเฉลยโดยใช้จีนเนติกอัลกอริทึม 55
รูปที่ 3.19 ผลการประมาณค่าความเร็วรอบด้วย EKF ที่ใช้การค้นหาด้วยจีนเนติกอัลกอริทึม 56
รูปที่ 4.1 วงจรสมมูลของการทดสอบตรึงตัวหมุนที่ปลดขดลวดช่วย 58
รูปที่ 4.2 วงจรสมมูลของการทดสอบไร้โหลดที่ปลดขดลวดช่วย 59
รูปที่ 4.3 วงจรสมมูลของการทดสอบตรึงตัวหมุนที่ปลดขดลวดหลัก 59
รูปที่ 4.4 ผลการทดสอบหน่วงการหมุนของโรเตอร์ 60
รูปที่ 4.5 ระบบทดสอบมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำในห้องทดลอง 60
รูปที่ 4.6 แผนภาพโครงสร้างระบบทดสอบมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำในห้องทดลอง 61
รูปที่ 4.7 แผ่นป้ายประจำเครื่องและโครงสร้างขดลวดของมอเตอร์ทดสอบ 61
รูปที่ 4.8 ผลการทดสอบหน่วงโรเตอร์เพื่อคำนวณโมเมนต์ความเฉื่อยของโรเตอร์ 62
รูปที่ 4.9 ผลการจำลองความเร็วรอบของโรเตอร์ที่ได้จากผลทดสอบพารามิเตอร์ 63
รูปที่ 4.10 การลู่เข้าของผลเฉลยกรณีการทดสอบที่ระดับแรงดัน 220 V 64
รูปที่ 4.11 การเปรียบเทียบผลตอบสนองกรณีการทดสอบที่ระดับแรงดัน 220 V 65
รูปที่ 4.12 การลู่เข้าของผลเฉลยกรณีการทดสอบที่ระดับแรงดัน 200 V 66
รูปที่ 4.13 การเปรียบเทียบผลตอบสนองกรณีการทดสอบที่ระดับแรงดัน 200 V 67
รูปที่ 4.14 การลู่เข้าของผลเฉลยกรณีการทดสอบที่ระดับแรงดัน 180 V 67
รูปที่ 4.15 การเปรียบเทียบผลตอบสนองกรณีการทดสอบที่ระดับแรงดัน 180 V 68
รูปที่ 4.16 การลู่เข้าของผลเฉลยกรณีการทดสอบที่ระดับแรงดัน 160 V 69
รูปที่ 4.17 การเปรียบเทียบผลตอบสนองกรณีการทดสอบที่ระดับแรงดัน 160 V 70
รูปที่ 4.18 การลู่เข้าของผลเฉลยกรณีการทดสอบที่ระดับแรงดัน 140 V 70
รูปที่ 4.19 การเปรียบเทียบผลตอบสนองกรณีการทดสอบที่ระดับแรงดัน 140 V 71
รูปที่ 4.20 การลู่เข้าของผลเฉลยกรณีการทดสอบที่ระดับแรงดัน 120 V 72
รูปที่ 4.21 การเปรียบเทียบผลตอบสนองกรณีการทดสอบที่ระดับแรงดัน 120 V 73
รูปที่ 4.22 การเปรียบเทียบผลตอบสนองกรณีการทดสอบที่ระดับแรงดันทั้ง 6 ระดับ 74
รูปที่ 4.23 ผลจากความเคลื่อนของค่าความต้านทานขดลวดหลักต่อการประมาณค่าความเร็วรอบ 75
รูปที่ 4.24 ผลจากความเคลื่อนของค่าความเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กต่อการประมาณค่าความเร็วรอบ 75

รูปที่ 4.25 แผนภาพระบบควบคุมสำหรับการปรับแต่งพารามิเตอร์อัตโนมัติ 76
รูปที่ 4.26 ผลการประมาณค่าความเร็วรอบที่มีกลไกการปรับแต่งพารามิเตอร์อัตโนมัติ
เมื่อพิจารณาผลจากความคลาดเคลื่อนของความต้านทานขดลวดหลัก +40% 76
รูปที่ 4.27 ผลการประมาณค่าความเร็วรอบที่มีกลไกการปรับแต่งพารามิเตอร์อัตโนมัติ
ที่ใช้ตัวควบคุมพีไอดี 77

สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 4.1 ผลการทดสอบไร้โหลดและตรึงตัวหมุน 61
ตารางที่ 4.2 ขอบเขตการค้นหาของพารามิเตอร์ 64
ตารางที่ 4.3 ผลเฉลยพารามิเตอร์ในกรณีการทดสอบที่ระดับแรงดัน 220 V 65
ตารางที่ 4.4 ผลเฉลยพารามิเตอร์ในกรณีการทดสอบที่ระดับแรงดัน 200 V 66
ตารางที่ 4.5 ผลเฉลยพารามิเตอร์ในกรณีการทดสอบที่ระดับแรงดัน 180 V 68
ตารางที่ 4.6 ผลเฉลยพารามิเตอร์ในกรณีการทดสอบที่ระดับแรงดัน 160 V 69
ตารางที่ 4.7 ผลเฉลยพารามิเตอร์ในกรณีการทดสอบที่ระดับแรงดัน 140 V 71
ตารางที่ 4.8 ผลเฉลยพารามิเตอร์ในกรณีการทดสอบที่ระดับแรงดัน 120 V 72
ตารางที่ 4.9 สรุปค่าพารามิเตอร์จำแนกตามระดับแรงดันทั้ง 6 ระดับ 73

บทที่ 1 บทนำ

1.1 ความสำคัญและที่มาของงานวิจัย

พัฒนาการทางด้านมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำได้เริ่มต้นขึ้นจากการประดิษฐ์ของ นิโคลา เทสลา ตั้งแต่ปลายคริสต์ศตวรรษที่ 19 จนกระทั่งปัจจุบันที่สวิตช์สารกึ่งตัวนำความเร็วสูงได้ถูกสร้างขึ้นและนำมาใช้ควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้า ประกอบกับสมรรถนะในการส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าในรูปของไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส (อาจจะใช้ความถี่ทำงานที่ 50 Hz หรือ 60 Hz ก็ได้) ได้กลายเป็นมาตรฐานสากล ส่งผลให้งานอุตสาหกรรมเกือบทุกประเภทใช้มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำในการขับโหลดทางกล เป็นเวลายาวนานกว่าครึ่งศตวรรษที่งานวิจัยขั้นสูงเกี่ยวกับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำมุ่งเน้นไปที่การพัฒนาเทคนิคการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยว 3 เฟส เพื่อทำงานแทนที่มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงที่ถูกจำกัดด้วยแหล่งจ่ายไฟผ่านวงจรเรียงกระแส อย่างไรก็ตาม มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ 3 เฟส ที่ใช้ในงานอุตสาหกรรมส่วนใหญ่มีพิกัดกำลังหรือพิกัดแรงม้าสูง ทำให้งานวิจัยทั้งหมดเกี่ยวกับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ 3 เฟส ไม่สามารถนำมาใช้ได้กับเครื่องใช้ไฟฟ้าขนาดเล็กในครัวเรือนที่ใช้มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียวได้ เช่น ปั๊มน้ำ เครื่องปั่นน้ำผลไม้ เครื่องบดเนื้อ พัดลม เครื่องปรับอากาศ หรือ เครื่องซักผ้า เป็นต้น การควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียวสำหรับเครื่องใช้ไฟฟ้าเหล่านี้มีรูปแบบที่ง่าย และโดยปกติไม่ประหยัดพลังงาน

ในยุควิกฤตพลังงานภายใต้ความต้องการผลักดันระบบเศรษฐกิจระดับรากหญ้า อุตสาหกรรมขนาดเล็กถึงขนาดกลางที่เรียกย่อ ๆ ว่า SME (Small and Medium Enterprises) ได้ถือกำเนิดขึ้น ซึ่งส่วนใหญ่เป็นกิจการในครัวเรือน เช่น กิจการทำเส้นหมี่ กิจการทำขนม กิจการทอผ้าไหม หรือกิจการประเภทงานฝีมือและหัตถกรรมต่างๆ เป็นต้น โดยกิจการในลักษณะนี้ส่วนใหญ่จะใช้ไฟฟ้ากระแสสลับเฟสเดียวที่ความถี่ 50 Hz ป้อนให้อุปกรณ์ไฟฟ้า ทำให้การพัฒนาการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียวเพื่อการประหยัดพลังงานมีคุณค่าและเป็นประโยชน์ต่อเจ้าของกิจการโดยตรง สำหรับในส่วนของผู้ใช้ไฟฟ้าทั่วไปจะได้ประโยชน์โดยอ้อมเนื่องจากได้เทคโนโลยีการประหยัดพลังงานในมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว ที่พบได้ทั่วไปในทุกครัวเรือน นอกจากนี้ ในส่วนของโรงงานอุตสาหกรรมขนาดใหญ่จะได้รับประโยชน์นี้ด้วยเช่นกัน เนื่องจากงานการขับเคลื่อนโหลดทางกลขนาดเล็กภายในโรงงานส่วนใหญ่จำเป็นต้องใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ซึ่งมีราคาแพงและไม่เหมาะสมเนื่องจากประสิทธิภาพการทำงานจะลดลง การนำมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียวมาทดแทนย่อมช่วยประหยัดพลังงานและมีราคาที่ถูกกว่า จะเห็นได้ว่า ภายใต้เงื่อนไขแวดล้อมดังกล่าว แนวโน้มของการใช้งานมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียวย่อมมีสัดส่วนที่เพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ และกลายเป็นปัจจัยสำคัญต่อการพัฒนาอุตสาหกรรมขนาดกลางและขนาดเล็ก

ด้วยเหตุผลดังกล่าวทำให้งานวิจัยนี้จะมุ่งเน้นไปที่การพัฒนาอัลกอริทึมการใช้งานตัวเองเพื่อช่วยให้การขับเคลื่อนมอเตอร์ฟ้าเหนี่ยวนำมีประสิทธิภาพสูงและประหยัด การใช้งานตัวเองที่อ้างถึงนี้ประกอบด้วยส่วนต่าง ๆ ดังนี้

1) การพัฒนาอัลกอริทึมการคำนวณปริมาณทางกายภาพบางประการของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว เช่น แรงบิด ความเร็วรอบ หรือ ฟลักซ์แม่เหล็ก เป็นต้น ซึ่งปริมาณดังกล่าวไม่สามารถที่จะใช้เครื่องมือวัดที่มีอยู่วัดค่าได้โดยตรง หรือถ้ามีให้ใช้ได้ ส่วนใหญ่จะมีราคาแพง นอกจากนี้ การประมาณค่าปริมาณที่ไม่สามารถวัดได้โดยตรง เช่น ฟลักซ์แม่เหล็กจะช่วยให้การพัฒนาเทคนิคการควบคุมเวกเตอร์ (vector control) และเทคนิคการจัดเรียงสนามแม่เหล็ก (field orientation) สำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียวมีความก้าวหน้า การประมาณค่าที่จะพัฒนาขึ้นนี้จะอาศัยการวัดปริมาณจากเซนเซอร์พื้นฐานที่มีราคาถูก ได้แก่ แรงดันและกระแส เป็นต้น ปริมาณพื้นฐานที่วัดได้จะถูกส่งไปยังชุดประมวลผลเพื่อคำนวณค่าปริมาณสถานะที่ต้องการ

2) การพัฒนาอัลกอริทึมการปรับแต่งค่าพารามิเตอร์อัตโนมัติสำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว โดยอาศัยการประมาณค่าจากตัวประมาณสถานะที่ถูกพัฒนาขึ้น การปรับแต่งพารามิเตอร์นี้สืบเนื่องมาจากการพารามิเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าจะขึ้นอยู่กับสภาวะการทำงานและสภาวะแวดล้อม เช่น อาจจะมีผลจากอุณหภูมิของขดลวด ความชื้น ความอิ่มตัวของสนามแม่เหล็ก แหล่งจ่ายไฟ หรือความถี่ เป็นต้น ทำให้ตลอดย่านการใช้งานมอเตอร์ไฟฟ้าสำหรับการประยุกต์ใช้ในงานที่ต้องการความแม่นยำสูง ค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวไม่เหมาะที่จะกำหนดให้มีค่าคงตัว การปรับแต่งค่าพารามิเตอร์แบบอัตโนมัติย่อมทำให้การทำนายพฤติกรรมทางพลวัตของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำมีความถูกต้องมากยิ่งขึ้น

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. เพื่อพัฒนาอัลกอริทึมสำหรับการประมาณค่าสถานะของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว ซึ่งประกอบ ด้วยความเร็วรอบ แรงบิด และฟลักซ์แม่เหล็ก
2. เพื่อพัฒนาชุดประมวลผลต้นแบบที่สอดคล้องกับอัลกอริทึมการประมาณค่าสถานะที่ถูกพัฒนาขึ้น
3. เพื่อพัฒนาอัลกอริทึมการปรับแต่งพารามิเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเฟสเดียวอัตโนมัติ
4. เพื่อพัฒนาชุดทดลองต้นแบบที่สอดคล้องกับอัลกอริทึมการปรับแต่งพารามิเตอร์อัตโนมัติที่ได้รับการพัฒนาขึ้นเพื่อวัตถุประสงค์การใช้งานตัวเองสำหรับงานขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว

1.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

จากการทบทวนวรรณกรรมที่เกี่ยวข้องสามารถสรุปทฤษฎี หลักการ และ การวิธีดำเนินงานวิจัยต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องกับเทคนิคการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวเพื่อให้ได้สมรรถนะและ

ประสิทธิภาพที่ดี รวมถึงการประหยัดพลังงาน ดังนี้ งานวิจัย เรื่อง “High Performance Drive of Single-Phase Induction Motor” [1] และ งานวิจัย เรื่อง “Torque and Slip Behavior of Single-Phase Induction Motors driven From Variable Frequency Supplies” [2] ได้อธิบายถึงการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวด้วยการปรับเปลี่ยนค่าความถี่ของแหล่งจ่ายเพื่อหาจุดที่มีแรงบิดสูงสุดและพิจารณาการกระเพื่อมของค่าแรงบิด (torque ripple) ด้วย งานวิจัยของเรื่อง “An Improved Energy-Saving Scheme for Capacitor – Run Induction Motor” [3] ได้อธิบายถึงการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวด้วยวิธีการควบคุมแรงดันที่ขดลวดหลัก (main winding) โดยการปรับมุมจุดชนวนของไตรแอค (Triac) ซึ่งอาศัยการวางไตรแอคไว้ระหว่างแหล่งจ่ายกับตัวมอเตอร์ งานวิจัยนี้พิจารณาตัวประกอบกำลัง (power factor) กำลังงานที่จ่ายให้กับมอเตอร์ งานวิจัยเรื่อง “Single Phase Induction Motor Drives - A Literature Survey” [4] ได้รวบรวมงานวิจัยที่เกี่ยวของกับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียวโดยเฉพาะในช่วงเวลาตั้งแต่ปี ค.ศ. 1988 – 2002 จากบทความนี้จะได้ข้อสังเกตประการสำคัญ คือ การขับเคลื่อนโดยใช้หลักการควบคุมเวกเตอร์และการจัดเรียงสนามแม่เหล็กได้เริ่มต้นพัฒนาขึ้นเมื่อประมาณปี ค.ศ. 2000 ถึงแม้จะมีงานวิจัยที่เกี่ยวของกับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบไร้เซนเซอร์แรงบิด [5] ก็ตาม งานวิจัยดังกล่าวเพิ่งได้รับการตีพิมพ์ในปี ค.ศ. 2005 นี้เอง ในส่วนของการพัฒนาตัวประมาณหรือตัวสังเกตทั้งความเร็วรอบ แรงบิด และสนามแม่เหล็กแบบครบวงจร เพื่อประมาณค่าพารามิเตอร์และพัฒนาการใช้งานตัวเองของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียวนี้ยังไม่มีรายงานของการตีพิมพ์เผยแพร่แต่อย่างใด ซึ่งจากการทบทวนวรรณกรรมดังกล่าว จะเห็นได้ว่า ไม่มีคณะนักวิจัยใดได้เคยพิจารณางานวิจัยที่คล้ายหรือซ้ำซ้อนกับงานวิจัยที่จะดำเนินการในครั้งนี้มาก่อน

จากการศึกษาทฤษฎีเบื้องต้นของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว [6-8] พบว่า โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำประกอบไปด้วย 2 ส่วนสำคัญ คือ ส่วนที่อยู่กับที่ (stator) และส่วนที่เคลื่อนที่ (rotor) หลักการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวซึ่งไม่มีวงจรไฟฟ้าต่อเชื่อมกันระหว่างสเตเตอร์กับโรเตอร์เกิดการการเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้าจากกระแสที่ไหลวนในโรเตอร์ อันเนื่องมาจากแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ถูกสร้างขึ้นที่ตัวโรเตอร์ แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้นนี้เกิดจากสนามแม่เหล็กหมุนที่มาจากตัวสเตเตอร์ ซึ่งได้รับกำลังไฟฟ้ากระแสสลับจากแหล่งจ่าย โดยขนาดของแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้นอยู่กับอัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็ก สนามแม่เหล็กลัพธ์ที่เกิดขึ้นบนสเตเตอร์จะหมุนคล้ายกับการหมุนของแม่เหล็กถาวรด้วยความเร็วซิงโครนัส (synchronous speed) ซึ่งทำให้เกิดการตัดกันของสนามแม่เหล็กทั้งสองชุดบนโรเตอร์ ทำให้เกิดการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้นที่ตัวแท่งโรเตอร์ แรงเคลื่อนไฟฟ้านี้จะส่งผลให้เกิดกระแสไหลในตัวนำ และการสร้างแรงบิด (torque) ขึ้นที่โรเตอร์ ทำให้โรเตอร์หมุนไปในทิศทางเดียวกับการเคลื่อนที่ของสนามแม่เหล็กหมุน

มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวสามารถแบ่งได้หลายประเภทขึ้นกับลักษณะการออกแบบใช้งาน เช่น การเพิ่มตัวเก็บประจุเพื่อช่วยในการเริ่มเดินเครื่องและการทำงานในสภาวะคงตัว เป็นต้น อย่างไรก็ตาม มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียวที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายมี 2 ประเภทคือ มอเตอร์แบบแยกเฟสและมอเตอร์แบบเริ่มเดินเครื่องด้วยตัวเก็บประจุ โดยมีรายละเอียดดังนี้

1. **มอเตอร์แบบแยกเฟส** (Split–phase Motor) ดังรูปที่ 1-ก ประกอบด้วยส่วนสเตเตอร์ที่มีขดลวดอยู่ 2 ชุด ขดลวดหลัก (main winding) และขดลวดสตาร์ท (starting winding or auxiliary winding) ในส่วนของขดลวดหลักจะมีไฟผ่านตลอดเวลาทั้งตอนเริ่มหมุนและในขณะทำงาน ในขณะที่ขดลวดสตาร์ทจะทำหน้าที่สร้างสนามแม่เหล็กหมุนขึ้นในขณะเริ่มเดินเครื่องเท่านั้นโดยจะมีสวิทช์เริ่มเดินใช้แรงเหวี่ยง (centrifugal starting switch) เป็นตัวตัดขดลวดชุดนี้ออกเมื่อมอเตอร์มีความเร็วประมาณ 75% ของความเร็วซิงโครนัส อีกส่วนหนึ่ง คือ โรเตอร์ มีลักษณะเป็นกรงกระรอก โดยจะมีตัวนำฝังอยู่ คุณสมบัติของมอเตอร์ประเภทนี้ คือ มีแรงบิดเริ่มหมุน 1-2 เท่าของแรงบิดพิกัด และมีกระแสเริ่มหมุน (starting current) 5-7 เท่าของกระแสพิกัด มอเตอร์ชนิดนี้ราคาถูกและเป็นมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียวที่ถูกนำมาใช้งานแพร่หลายที่สุด เช่น นำมาขับปั๊มน้ำ พัดลม เครื่องซักผ้า เครื่องมือกลขนาดเล็ก เป็นต้น โดยปกติมีพิกัดระหว่าง 1/12 hp ถึง 1/3 hp [6-8]

2. **มอเตอร์แบบเริ่มเดินเครื่องด้วยตัวเก็บประจุ** (Capacitor-Start Motor) ดังรูปที่ 1.1-ข จะมีการต่อตัวเก็บประจุอนุกรมกับขดลวดสตาร์ท ตัวเก็บประจุจะโดนตัดออกโดยสวิทช์แรงเหวี่ยงเมื่อมอเตอร์มีความเร็วประมาณ 75% ของความเร็วซิงโครนัส คุณสมบัติของมอเตอร์ชนิดนี้จะมีแรงบิดเริ่มหมุนสูงเนื่องจากกระแสไหลผ่านขดลวดหลักจะหล้าหลัง (lagging) แรงดันด้วยมุมทางไฟฟ้าค่าหนึ่ง ขณะเดียวกันกระแสที่ไหลผ่านขดลวดสตาร์ทจะนำหน้า (leading) แรงดันด้วยมุมทางไฟฟ้าค่าหนึ่งทำให้ผลลัพธ์ของกระแสเกือบทับกันกับแรงดัน ด้วยคุณสมบัตินี้ ทำให้มอเตอร์ชนิดนี้ถูกนำไปขับโหลดที่ต้องการแรงบิดตอนเริ่มเดินเครื่องสูง เช่น คอมเพรสเซอร์ (compressor) ของปั๊ม พัดลมขนาดใหญ่ โหลดที่มีโมเมนต์ความเฉื่อยสูง เป็นต้น โดยทั่วไปมอเตอร์ชนิดนี้มีค่าพิกัดประมาณ 1/6 hp ถึง 10 hp [6-8]

ก) ข)

รูปที่ 1.1 มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว

ก) มอเตอร์แบบแยกเฟส http://www.kingsolar.com

ข) มอเตอร์แบบเริ่มเดินเครื่องด้วยตัวเก็บประจุ http://www.blowerwheel.com

การใช้งานมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำในปัจจุบันเป็นที่นิยมเนื่องจากคุณสมบัติหลายประการที่ดีกว่ามอเตอร์กระแสตรง แต่การควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนียวนำเป็นไปได้ยาก แต่ด้วยการพัฒนาทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง เราจึงสามารถความคุมความเร็วของมอเตอร์เหนียวนำได้มากขึ้น โดยมีวิธีการดังนี้ [9-14]

1. **การแปรค่าแรงดันสเตเตอร์ที่ความถี่คงที่** (Variable Voltage, Fixed Frequency: VVFF) วิธีนี้จะใช้หลักการของการควบคุมเฟส (phase control) เป็นวิธีที่ทำได้ง่ายและมีราคาถูก แต่ระบบมีประสิทธิภาพต่ำ เนื่องจากเปอร์เซ็นต์ของกำลังการสูญเสียในโรเตอร์ของมอเตอร์จะเพิ่มขึ้นตามสลิป (slip: s) กำลังสูญเสียในสเตเตอร์จะเพิ่มขึ้นด้วยเนื่องจากการเพิ่มขึ้นของกระแสในสเตเตอร์เมื่อสลิปเพิ่มขึ้น การควบคุมแรงดันนี้ ประสิทธิภาพของมอเตอร์รวมทั้งแรงบิดจะลดลงมากโดยเฉพาะที่ความเร็วต่ำๆ เนื่องจากมอเตอร์ต้องทำงานที่ค่าสลิปสูง ดังนั้น ถ้าดำเนินการควบคุมแรงดันด้วยวิธีนี้จะทำให้เกิดฮาโมนิกส์มากขึ้น ทั้งใน AC line และในตัวมอเตอร์ ทำให้กำลังสูญเสียเพิ่มขึ้น อีกทั้งตัวประกอบกำลังของระบบจะลดลงตามความเร็วรอบของมอเตอร์ด้วย ข้อเสียดังกล่าวทำให้การใช้งานของระบบควบคุมความเร็วโดยวิธีควบคุมแรงดันถูกจำกัดเฉพาะในระบบที่มีขนาดเล็กและขนาดกลาง ซึ่งต้องการราคาถูกมากกว่าประสิทธิภาพและตัวประกอบกำลัง รูปที่ 1.2 นำเสนอแผนภาพการควบคุมแรงดันด้วยวิธีการปรับแท็บของขดลวดหลัก และการใช้อิเล็กทรอนิกส์กำลังเป็นตัวควบคุม

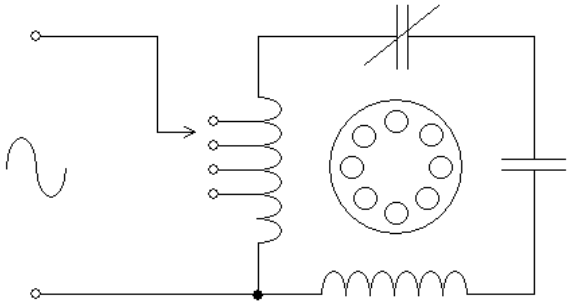
2. **การควบคุมความถี่ของแรงดันสเตเตอร์** (Frequency Control)

2.1 การควบคุมโดยการรักษาอัตราส่วนของแรงดันกับความถี่ให้คงที่

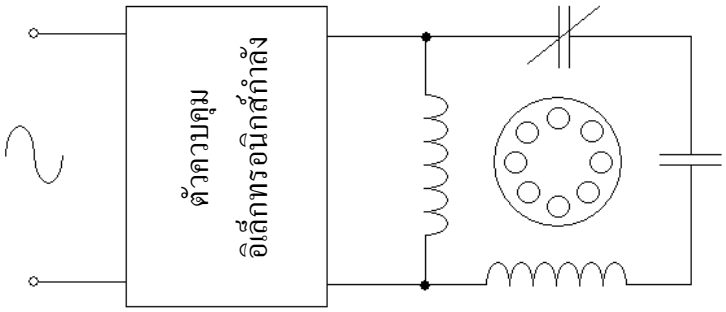
เมื่อเราต้องการเพิ่มความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำทำได้โดยการการเพิ่มความถี่ของแรงดันจากชุดอินเวอร์เตอร์ที่ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายไฟ แต่เมื่อเพิ่มความถี่จะทำให้ ฟลักซ์ของแม่เหล็กในช่องอากาศ (air-gap flux) ลดลงเนื่องจากการลดลงของกระแสแม่เหล็ก (magnetizing current) ทำให้แรงบิดสูงสุด (pullout torque) ลดลง เพื่อรักษาระดับของ กระแสแม่เหล็กและแรงบิดสูงสุดกล่าวให้คงที่ จำเป็นต้องรักษาอัตราส่วนของแรงดันของแหล่งจ่ายต่อความถี่ให้มีค่าคงที่ ส่งผลให้เกิดการขับเคลื่อนมอเตอร์ที่ค่าแรงบิดคงที่ (constant torque drive) อย่างไรก็ตาม การควบคุมแบบนี้ทำได้ในย่านความเร็วต่ำกว่าความเร็วพิกัด

2.2 การควบคุมโดยการรักษาอัตราส่วนของแรงกับความถี่ไม่คงที่

ในกรณีที่ต้องการควบคุมการทำงานของมอเตอร์ที่ย่านความเร็วสูงกว่าความเร็วพิกัด แรงบิดไม่สามารถรักษาให้คงที่ได้เนื่องจากจะทำให้มอเตอร์เกิดสภาวะโหลดเกิน ดังนั้นการควบคุมมอเตอร์ในลักษณะนี้ใช้วิธี Variable Voltage, Variable Frequency (VVVF) การควบคุมความเร็วในย่านนี้กำลังงานสูงสุดของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะมีค่าคงที่ แต่แรงบิดมีค่าลดลงเมื่อความเร็วเพิ่มขึ้น



ก) การควบคุมแรงดันสเตเตอร์ด้วยการปรับแท็บของขดลวดหลัก

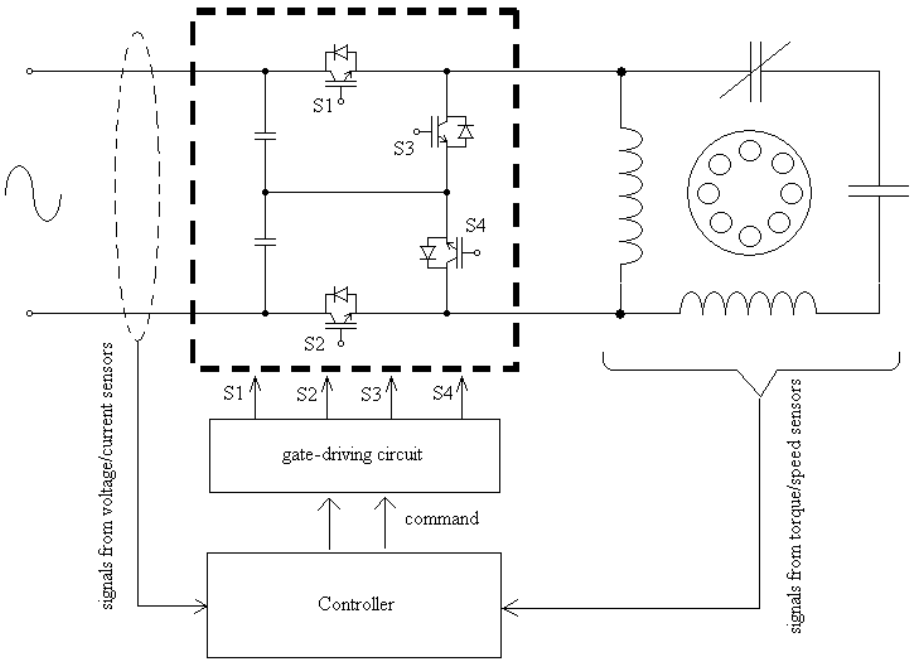


ข) การควบคุมแรงดันสเตเตอร์ด้วยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

รูปที่ 1.2 เทคนิคการควบคุมแรงดันสำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว [4]

ข้อดีของการใช้วิธีการควบคุมแรงดัน คือ สามารถควบคุมแรงบิดของมอเตอร์ได้โดยการควบคุมอัตราส่วนของแรงดันกับความถี่ของมอเตอร์ แรงบิดเริ่มต้น (starting torque) ของมอเตอร์มีค่าสูง นอกจากนี้การควบคุมความเร็วโดยใช้การควบคุมแรงดันทำได้โดยไม่จำเป็นต้องมีการป้อนกลับ หรือถ้าระบบป้อนกลับเกิดขัดข้องก็จะไม่ก่อให้เกิดผลเสียหายที่รุนแรงต่อระบบ แต่จะทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนของการควบคุมความเร็วรอบเท่านั้น

งานวิจัยชิ้นนี้ จะดำเนินการพัฒนาชุดควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียวที่มีแผนภาพคล้ายกับรูปที่ 1.2-ข แต่คำสั่งการควบคุมการทำงานของอุปกรณ์สวิทช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังจะมาจากการตรวจวัดคุณลักษณะการทำงานของมอเตอร์ในขณะใดๆ โดยมีวัตถุประสงค์ของการควบคุมเพื่อค้นหาจุดทำงานที่มีสมรรถนะการขับโหลดหรือการทำงานทางกลใกล้เคียงกับสภาวะเดิมแต่มีกำลังงานสูญเสียโดยรวมต่ำที่สุด ดังนั้น ชุดควบคุมด้วยวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังจะมีความซับซ้อนมากขึ้น ต้องมีการตรวจวัดหรือประมาณค่าการทำงานของมอเตอร์และต้องใช้เทคโนโลยีไมโครคอนโทรเลอร์เข้ามาช่วย ดังตัวอย่างการควบคุมในแผนภาพในรูปที่ 1.3 เป็นต้น



รูปที่ 1.3 แผนภาพตัวอย่างการควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้าเฟสเดียวด้วยวิธี PWM AC choppers [12]

1.4 ระเบียบวิธีวิจัย

ขั้นตอนการทำวิจัยแบ่งได้เป็นส่วน ๆ ดังนี้

1. การพัฒนาอัลกอริทึมการประมาณค่าสถานะของความเร็วรอบ แรงบิดและสนามแม่เหล็ก ดำเนินการศึกษาและสืบค้นงานวิจัยที่เกี่ยวข้องทางด้านการประมาณค่าสถานะของความเร็วรอบ แรงบิดและฟลักซ์แม่เหล็กจากฐานข้อมูล IEEE หรือ ScienceDirect เพื่อค้นหาเทคนิคการประมาณค่าที่มีประสิทธิภาพ ถึงแม้ว่า งานวิจัยทางการการประมาณค่าสถานะของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำมีหลากหลาย เช่น การคำนวณค่าสลิป (slip calculation) การคำนวณโดยตรงจากสมการปริภูมิสถานะ (direct synthesis from state equations) ระบบแบบจำลองอ้างอิงปรับตัวได้ (model reference adaptive system) ตัวกรองคาลมาน (Kalman filter) หรือเทคนิคปัญญาประดิษฐ์ เป็นต้น สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวนั้น กำลังอยู่ในช่วงเริ่มต้นของการพัฒนา เทคนิคการประมาณค่าสถานะที่ปรากฏในงานวิจัยจากฐานข้อมูลมีน้อยมาก โดยตัวประมาณค่าสถานะเกือบทั้งหมดใช้พื้นฐานมาจากการคำนวณโดยตรงจากสมการปริภูมิสถานะทั้งสิ้น งานวิจัยชิ้นนี้ การพัฒนาอัลกอริทึมจะดำเนินการในเชิงเปรียบเทียบ โดยล้อเลียนเทคนิคต่าง ๆ ที่ใช้สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวสามเฟสดังที่ได้กล่าวมา การตรวจสอบความถูกต้องของอัลกอริทึมจะดำเนินการผ่านโปรแกรมจำลองผล MATLAB คาดว่าด้วยการประยุกต์เทคนิคดังกล่าวจะทำให้การประมาณค่าสถานะของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวมีความแม่นยำมากขึ้น

2. การพัฒนาอัลกอริทึมการปรับแต่งพารามิเตอร์อัตโนมัติ ทำการศึกษาและสืบค้นงานวิจัยที่เกี่ยวข้องทางด้านการปรับแต่งพารามิเตอร์อัตโนมัติ และผลจากความไวของพารามิเตอร์ต่อความแม่นยำในการการประมาณค่าสถานะจากฐานข้อมูล IEEE หรือฐานข้อมูล ScienceDirect เพื่อค้นหาเทคนิคการปรับแต่งพารามิเตอร์ที่มีประสิทธิภาพและแม่นยำ เนื่องจากงานวิจัยในแนวทางนี้สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวยังไม่มีปรากฏในฐานข้อมูลใดๆ มาก่อน ทำให้การพัฒนาเทคนิคการปรับแต่งพารามิเตอร์ดำเนินการได้อย่างอิสระ อย่างไรก็ตาม แนวทางการปรับแต่งพารามิเตอร์จะเน้นไปที่ระบบแบบจำลองในกรอบอ้างอิง dq เป็นหลัก การตรวจสอบความถูกต้องของอัลกอริทึมจะดำเนินการผ่านโปรแกรมจำลองผล MATLAB คาดว่า ด้วยเทคนิคการปรับแต่งที่พัฒนาขึ้นจะทำให้การประมาณค่าสถานะของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวมีความแม่นยำมากยิ่งขึ้น

3. การพัฒนาอัลกอริทึมและสร้างชุดทดสอบการใช้งานตัวเองของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว พัฒนาอัลกอริทึมการใช้งานตัวเองจากผลงานวิจัยที่ได้ดำเนินการไปทั้งหมด พร้อมทั้งสร้างชุดทดสอบเพื่อตรวจสอบความแม่นยำของผลการดำเนินงาน งานวิจัยนี้จะนำไปสู่การสร้างชุดขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวเฟสเดียวในเชิงพาณิชย์สำหรับงานอุตสาหกรรมได้ โดยเฉพาะอย่างยิ่ง เครื่องใช้ไฟฟ้าสำนักงาน หรือเครื่องจักรขนาดเล็กถึงขนาดกลาง ซึ่งเดิมต้องนำชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสมาใช้งานในเงื่อนไขการทำงานไม่สมดุล ทำให้ประสิทธิภาพของการขับเคลื่อนลดลงและการใช้พลังงานไม่ประหยัด นอกจากนี้ เนื่องจากระบบขับเคลื่อนถูกออกแบบมาให้ใช้สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส จึงมีพิกัดสูงและราคาแพง สถานประกอบการณ์ไม่นิยมใช้มากนัก คาดว่า ผลจากการออกแบบชุดขับเคลื่อนสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวโดยเฉพาะจะทำให้ราคาของชุดขับเคลื่อนต่ำลงอยู่ในเกณฑ์ที่น่าพอใจ

1.5 ขอบเขตของการวิจัย

งานวิจัยนี้มีขอบเขตวิจัยดังนี้

- พัฒนาเทคนิคการใช้งานตัวเองสำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียวเท่านั้น
- ใช้แหล่งจ่ายไฟกระแสสลับเฟสเดียว 50 Hz ที่ไม่มีองค์ประกอบฮาร์มอนิก
- ตัวประมาณค่าสถานะสามารถประมาณค่าได้ทั้งในสภาวะไร้โหลดจนถึงการขับโหลดที่ค่าพิกัด
- เซนเซอร์ที่ใช้ประกอบด้วยเซนเซอร์กระแสและเซนเซอร์แรงดันเท่านั้น
- ตัวประมาณค่าสถานะที่พัฒนาขึ้นได้แก่ ตัวประมาณค่าความเร็ว ตัวประมาณค่าแรงบิดและตัวประมาณค่าฟลักซ์เชื่อมโยงแม่เหล็ก
- การปรับแต่งพารามิเตอร์ใช้ระเบียบวิธีกำลังสองน้อยที่สุดแบบไม่เชิงเส้น

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- ได้อัลกอริทึมการประมาณค่าสถานะ อัลกอริทึมการปรับแต่งพารามิเตอร์อัตโนมัติและอัลกอริทึมการใช้งานตัวเองสำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เหมาะสมสำหรับการควบคุมสมรรถนะมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว
- ได้ชุดทดสอบอัลกอริทึมต่าง ๆ ที่พัฒนาขึ้น
- ได้บทความวิจัยตีพิมพ์ในวารสารระดับนานาชาติที่มีชื่อเสียงในแวดวงวิชาการทางด้านวิศวกรรมไฟฟ้ากำลังเกี่ยวกับการขับเคลื่อนมอเตอร์

บทที่ 2 มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว

2.1 กล่าวนำ

ปัจจุบันมอเตอร์เหนี่ยวนำ (Induction Motor) มีบทบาทสำคัญในอุตสาหกรรมอย่างกว้างขวาง เนื่องจากมอเตอร์ชนิดนี้มีราคาถูก สร้างได้ง่าย ต้องการการดูแลรักษาน้อยเมื่อเปรียบเทียบกับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง (DC Motor) และมีความเร็วเกือบคงที่ คือ ความเร็วลดลงจากสภาพไม่มีโหลดจนกระทั่งขับโหลดเต็มที่เพียงไม่กี่เปอร์เซ็นต์ อีกทั้งยังมีความน่าเชื่อถือในด้านความปลอดภัยในสภาวะแวดล้อมที่ต้องการความปลอดภัยสูง สามารถใช้งานได้ทั้งผ่านชุดขับเคลื่อนและแบบต่อโดยตรง แต่มอเตอร์เหนี่ยวนำนั้น มีข้อเสียอยู่เช่นกัน คือ ควบคุมได้ยาก ขณะมีโหลดน้อยจะทำงานที่ค่าตัวประกอบกำลังต่ำและล้าหลัง กระแสไฟฟ้าเริ่มต้นหมุน มีค่าประมาณ 5-7 เท่าของกระแสไฟฟ้าขณะขับโหลดเต็มที่ (หรือกระแสไฟฟ้าที่พิกัด) และที่สำคัญมีแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่มีความไม่เป็นเชิงเส้น (Non-Linearity) และยังมีตัวแปรทางพลวัตซับซ้อน ตรวจวัดค่าที่ถูกต้องได้ยาก

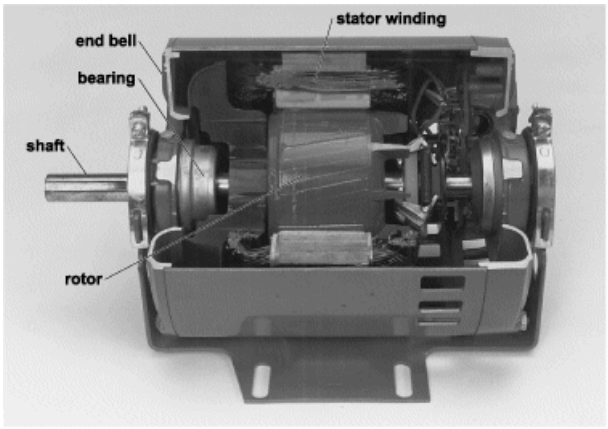
ปัจจุบันประทศไทยมีความต้องการใช้พลังงานไฟฟ้าเป็นปริมาณมาก และเพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่อง อันเนื่องมาจากการขยายตัวของภาคอุตสาหกรรม และการเพิ่มจำนวนของประชากร ส่งผลให้ภาครัฐต้องเพิ่มกำลังการผลิตพลังงานไฟฟ้าเพื่อสนองตอบต่อความต้องการของผู้ใช้ไฟและในขณะเดียวกันโครงการรณรงค์การประหยัดพลังงานไฟฟ้าก็เป็นอีกทางเลือกหนึ่ง ในภาคครัวเรือนพลังงานไฟฟ้าส่วนใหญ่ถูกใช้ไปสำหรับเครื่องอำนวยความสะดวกในชีวิตประจำวันต่าง ๆ เช่น พัดลม เครื่องปรับอากาศ ปั๊มน้ำ ตู้เย็น เป็นต้น โดยส่วนใหญ่เครื่องใช้ไฟฟ้าเหล่านี้มีมอเตอร์เป็นส่วนประกอบที่สำคัญ ได้แก่ มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว (single-phase induction motor) ซึ่งเป็นเครื่องจักรกลไฟฟ้าที่ใช้พลังงานไฟฟ้าสูงในการทำงาน จะเห็นได้ว่ามอเตอร์เหนี่ยวเฟสเดียวจะเป็นที่นิยมใช้เป็นอย่างมากเนื่องจากราคาถูก การบำรุงรักษาง่าย จึงทำให้มีการนำมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวมาเป็นส่วนประกอบของเครื่องใช้ไฟฟ้าภายในบ้านและสำนักงาน

ถึงแม้ว่า มอเตอร์เฟสเดียวจะมีลักษณะสมบัติคล้ายกับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ก็ตาม ปัญหาเรื่องความไม่สมมาตรของขดลวดสเตเตอร์ทำให้พฤติกรรมทางพลวัตบางประการแตกต่างกันออกไป รวมถึงรูปแบบการควบคุมด้วย โดยจะกล่าวถึงรายละเอียดต่าง ๆ ในลำดับต่อไป สำหรับในเบื้องต้นนี้ โครงสร้างและการทำงานพื้นฐานของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวจะถูกนำเสนอก่อนดังนี้

2.2 โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส [6,7,10]

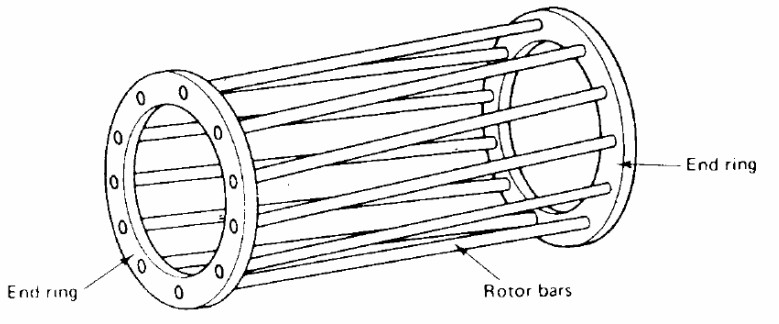
รูปที่ 2.1 แสดงส่วนประกอบสำคัญของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว มีรายละเอียดดังนี้

1. ส่วนที่หมุน เรียกว่า โรเตอร์ (Rotor)
2. ส่วนที่อยู่กับที่ เรียกว่า “สเตเตอร์ (Stator)
3. ฝาครอบหัวท้ายของมอเตอร์ (End plate)
4. สวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลาง (Centrifugal switch)



รูปที่ 2.1 โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

โรเตอร์ประกอบด้วยแผ่นเหล็กบาง ๆ (Laminated Iron Core) นำมาอัดซ้อนกันเป็นรูปทรงกระบอก ตรงกลางเจาะเป็นร่องไว้สำหรับใส่แกนหมุน หรือเพลา (Shaft) โดยจะร้อยทะลุเหล็กแผ่นเหล่านี้ รอบ ๆ ผิวของโรเตอร์ถูกเซาะเป็นร่องตามแนวยาว และมีแท่งทองแดง (Copper bar) หรือแท่งอะลูมิเนียม (Aluminium bar) ฝังอยู่ในร่องนั้นมีลักษณะคล้ายกับกรงกระรอก (Squirrel cage) ปลายของทองแดงทั้ง 2 ด้าน จะถูกเชื่อมไว้ด้วยกันด้วยแหวนทองแดงหรืออะลูมิเนียม เรียกว่า วงแหวนปิดปลาย (End ring) จากลักษณะดังกล่าว ทำให้โรเตอร์ชนิดนี้เรียกว่า โรเตอร์แบบกรงกระรอก (Squirrel-Cage Rotor) ดังรูปที่ 2.2



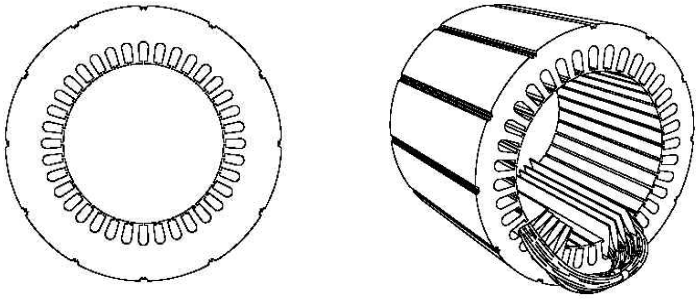
รูปที่ 2.2 โครงสร้างของโรเตอร์แบบกรงกระรอก

สเตเตอร์เป็นส่วนที่อยู่กับที่ ประกอบด้วยเหล็กแผ่นบาง ๆ เช่นเดียวกับโรเตอร์ ถูกเซาะเป็นร่อง และอัดอยู่ภายในโครงเปลือกนอก (Frame) ของมอเตอร์ที่ทำด้วยเหล็กหล่อ (Cast iron) หรือเหล็กเหนียว (Steel) ดังรูปที่ 2.3 โดยมีร่องที่เรียกว่า สล็อต (Slot) เซาะเอาไว้สำหรับพันขดลวด (Winding) ลงไปในร่องนั้น ขดลวดที่พันจะมีอยู่ด้วยกัน 2 ชุด คือ

1. ขดลวดรันหรือขดลวดหลัก (Running winding หรือ main winding) พันด้วยขดลวดเส้นใหญ่จำนวนรอบสูงพันอยู่ในชั้นใน เพื่อให้มีคุณสมบัติค่ารีแอกแตนซ์สูงและความต้านทานต่ำ

2. ขดลวดสตาร์ทหรือขดลวดช่วย (Staring winding หรือ auxiliary winding) พันด้วยขดลวดเส้นเล็กพันทับขดลวดรัน เพื่อให้มีคุณสมบัติค่ารีแอกแตนซ์ต่ำและความต้านทานสูง

โดยขดลวดทั้ง 2 ชุดนี้จะวางห่างกัน 90° ทางไฟฟ้า เพื่อให้เกิดการแยกเฟสกัน



รูปที่ 2.3 โครงสร้างของสเตเตอร์

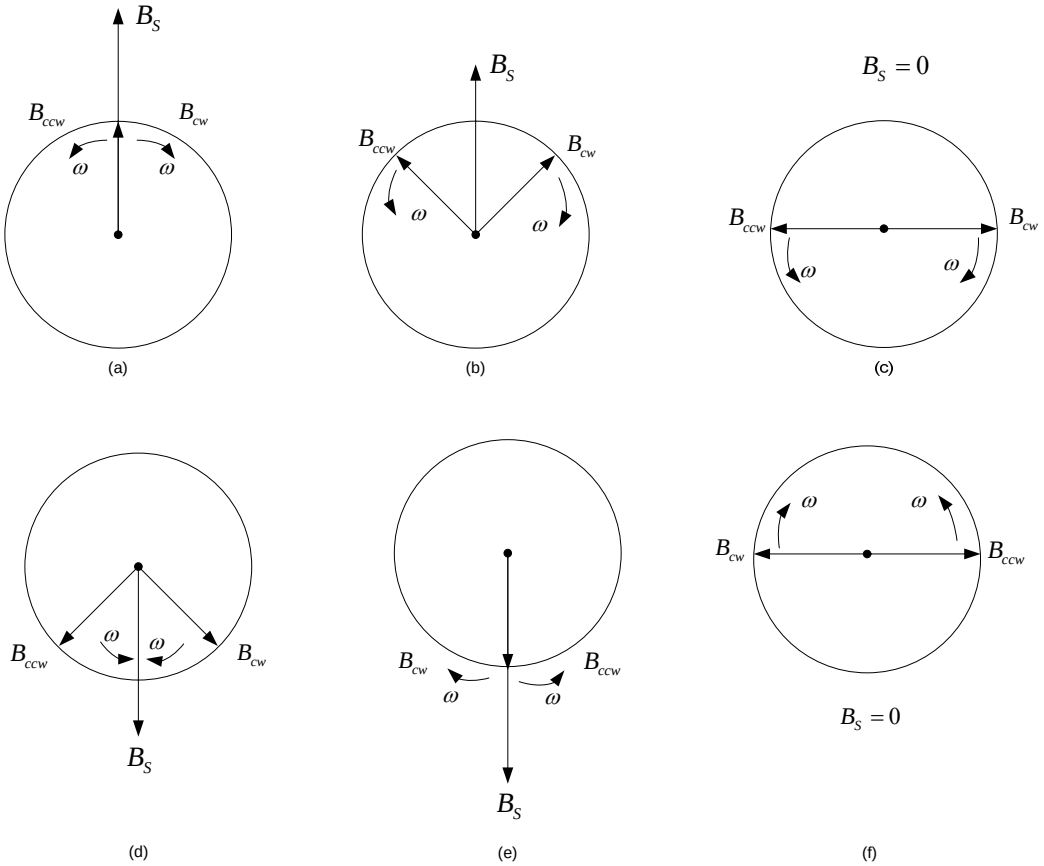
ฝาครอบหัวท้ายของมอเตอร์ส่วนมากจะสร้างด้วยเหล็กหล่อหรือเหล็กเหนียว จะมีรูสำหรับใส่สลักเกลียว (Bolt and nut) เพื่อยึดฝาครอบให้ติดกับตัวสเตเตอร์โดยจะมีปลอกทองเหลือง (Bush) หรือตลับลูกปืน (Ball Bearing) สำหรับรองรับเพลาหมุน เพื่อให้ตัวโรเตอร์หมุนอยู่ในแนวศูนย์กลาง และป้องกันไม่ให้เกิดการเสียดสีระหว่างโรเตอร์กับสเตเตอร์อีกด้วย

สวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลางเป็นสวิตช์ทางกลที่อาศัยแรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลางดึงให้หน้าสัมผัสแยกออกจากกันเมื่อความเร็วรอบมีค่าสูงพอ สวิตช์นี้ถูกติดอยู่ภายในมอเตอร์ ประกอบด้วยส่วนสำคัญ 2 ส่วน คือ ส่วนที่อยู่กับที่ (Stationary part) และส่วนที่หมุน (Rotating part) ส่วนที่อยู่กับที่ติดอยู่กับฝาครอบมอเตอร์ และส่วนที่หมุนติดอยู่กับตัวโรเตอร์ สวิตช์นี้มีหน้าที่เพียงอย่างเดียว คือ ตัดชุดขดลวดช่วยออกจากวงจรเมื่อความเร็วรอบของเพลาหมุนมีค่าตามที่กำหนด ในขณะเริ่มต้นหมุนสวิตช์นี้ทำหน้าที่เชื่อมต่อขดลวดช่วยเข้ากับขดลวดหลัก และตัดขดลวดช่วยออกไปเมื่อมอเตอร์มีความเร็วรอบประมาณ 75% ของความเร็วรอบพิกัดโดยอาศัยแรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลางเหวี่ยงให้หน้าสัมผัสที่ติดอยู่กับโรเตอร์แยกออกจากสเตเตอร์

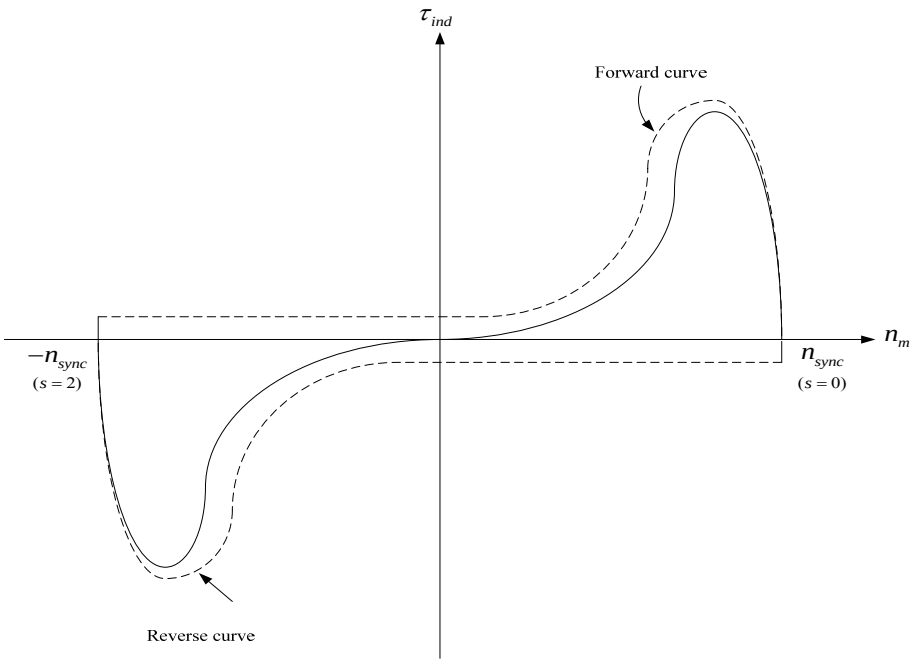
อย่างไรก็ตาม เพื่อให้มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวมีคุณสมบัติควบคุมได้ การต่อขดลวดช่วยไว้และทำการแยกชุดแหล่งจ่ายไฟเพื่อควบคุมเฟสที่จ่ายให้กับขดลวดช่วยทำให้การควบคุมด้วยเทคนิคปริภูมิเฟสเซอร์นำมาประยุกต์ใช้ได้อย่างมีประสิทธิภาพกว่าแบบแยกเฟสที่ตัดขดลวดช่วยออกไปในขณะเริ่มหมุน

- **หลักการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส**

มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวบางชนิดไม่สามารถเริ่มต้นหมุนได้ด้วยขดลวดหลัก เพียงขดลวดเดียว เพราะไม่มีแรงบิดเริ่มต้น (Initial torque) เนื่องจากสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นเมื่อจ่ายไฟเข้าที่ขดลวดสเตเตอร์ไม่หมุน เพียงแต่สนามแม่เหล็กเกิดขึ้นกลับไปกลับมาที่ขดลวดสเตเตอร์เท่านั้น จึงไม่สามารถเหนี่ยวนำให้โรเตอร์หมุนได้ อีกทั้งตัวประกอบกำลังและประสิทธิภาพต่ำ การอธิบายลักษณะสมบัติของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวได้โดยใช้ทฤษฎีสนามแม่เหล็กหมุนคู่ (Double-revolving-field theory) โดยแทนสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นในตัวสเตเตอร์ด้วยเวกเตอร์ 2 เวกเตอร์ ที่มีทิศทางการหมุนตรงข้ามกันดังแสดงในรูปที่ 2.4 สนามแม่เหล็กทั้งสองที่หมุนรอบสเตเตอร์จะหมุนตัดกับโรเตอร์ทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำและเป็นผลให้เกิดแรงบิดขึ้น โดยมีแรงบิดเกิดขึ้น 2 ค่า ซึ่งเรียกว่าแรงบิดไปข้างหน้า (Forward torque) และแรงบิดย้อนกลับ (Backward torque) มีทิศทางตรงข้ามกัน ดังนั้นแรงบิดลัพธ์ของมอเตอร์จึงได้จากสนามแม่เหล็กทั้งสองดังแสดงในรูปที่ 2.5 โดยแสดงให้เห็นถึงแรงบิดทั้งสองและผลรวมของแรงบิด โดยตำแหน่งที่หยุดนิ่งหรือต่ำแหน่งเริ่มเดินเครื่องแรงบิดลัพธ์จะมีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นจะต้องมีตัวช่วยหมุนเสียก่อน (อาจใช้มือช่วยบิดหรือใช้พลังงานหมุนจากภายนอก) มอเตอร์จึงจะสามารถเร่งการหมุนขึ้นไปได้ ทำให้เกิดความยุ่งยากในการใช้งานมอเตอร์ชนิดนี้ ดังนั้นได้มีการคิดค้นอุปกรณ์ต่าง ๆ เพื่อให้มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวสามารถเริ่มเดินเครื่องได้ด้วยตัวเอง โดยตัวช่วยหมุนทำให้เกิดแรงบิดและอัตราเร่งให้มอเตอร์หมุนได้ ซึ่งตัวช่วยที่ได้รับการพัฒนาและนิยมใช้อย่างแพร่หลายในปัจจุบัน คือ การใช้ขดลวดช่วย



รูปที่ 2.4 การแสดงทฤษฎีสนามแม่เหล็กหมุนคู่

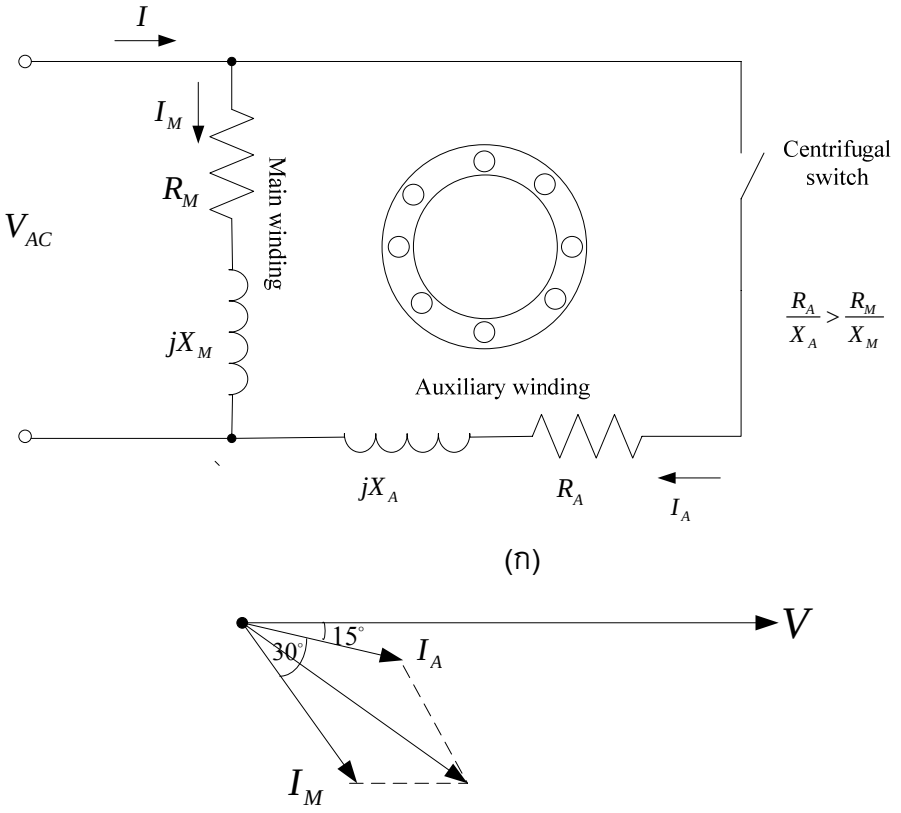


รูปที่ 2.5 เส้นโค้งแรงบิดและควบเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

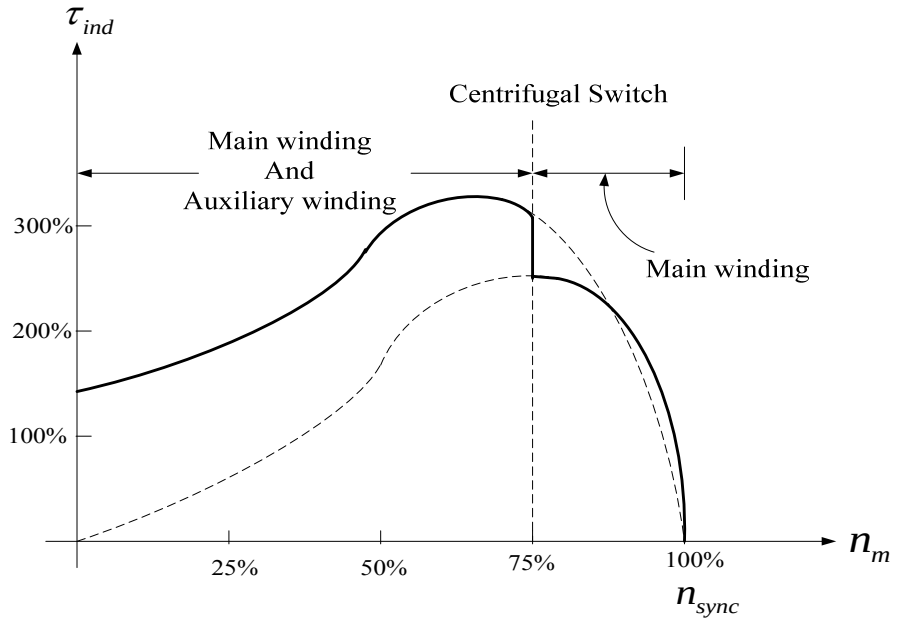
- **การทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส (Split phase motor)**

มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟสได้มีการเพิ่มขดลวดช่วยเข้าไปอีกชุดหนึ่งติดตั้งที่สเตเตอร์ วิธีนี้เป็นวิธีที่นิยมกันมากในการผลิตมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวในปัจจุบัน โดยชุดขดลวดหลักมีกระแส I_M ไหลผ่านจะมีค่ารีแอกแตนซ์สูง แต่ค่าความต้านทานของขดลวดต่ำ ทำให้มีมุมเฟสล้าหลัง ในขณะที่ขดลวดช่วยจะถูกพันห่างจากขดลวดหลักเป็นมุม 90° ทางไฟฟ้า มีกระแส I_A ไหลผ่าน ขดลวดชุดนี้มีค่ารีแอกแตนซ์ต่ำแต่ค่าความต้านทานของขดลวดสูง โดยขดลวดทั้งสองจะต่อขนานกันและต่อกับแหล่งจ่ายไฟชุดเดียวกัน ซึ่งจะมีกระแส I ไหลผ่าน ดังแสดงในรูปที่ 2.6(ก) มอเตอร์ชนิดนี้ถูกออกแบบให้ I_M กับ I_A มีมุมเฟสแตกต่างกันประมาณ 30° ดังแสดงด้วยรูปที่ 2.6(ข) จะทำให้เกิดฟลักซ์ต่างเฟสกันมีผลทำให้เกิดแรงบิดตอนเริ่มเดินเครื่อง ลักษณะการจัดวางขดลวดคล้ายกับแบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำสองเฟสบนแกน d และแกน q แตกต่างกันตรงที่ กระแสและอิมพีแดนซ์ของขดลวดทั้งสองจะมีค่าไม่เท่ากัน สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นไม่สม่ำเสมอดังเช่นกรณีมอเตอร์เหนี่ยวนำหลายเฟส อย่างไรก็ตาม ผลของขดลวดช่วยนี้เพียงพอที่จะทำให้เกิดแรงบิดตอนเริ่มเดินเครื่องได้

ขดลวดช่วยมีหน้าที่ช่วยให้เกิดแรงบิดตอนเริ่มต้นเดินเครื่อง ซึ่งมีค่าความต้านทานสูง ขดลวดนี้มีขนาดเล็กไม่เหมาะที่จะต่อไว้กับแหล่งจ่ายตลอดเวลา จะเกิดความร้อนเกินทำให้ขดลวดเสียหาย ดังนั้นในการออกแบบจะมีสวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลางต่ออนกรมเข้ากับขดลวดชุดนี้เสมอ เมื่อมอเตอร์หมุนไปที่ความเร็วประมาณ 75% ของความเร็วพิกัด สวิตช์นี้จะเปิดตัวเพื่อปลดขดลวดช่วยออกจากวงจร สามารถแสดงเส้นโค้งแรงบิดและความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส ได้ดังรูปที่ 2.7



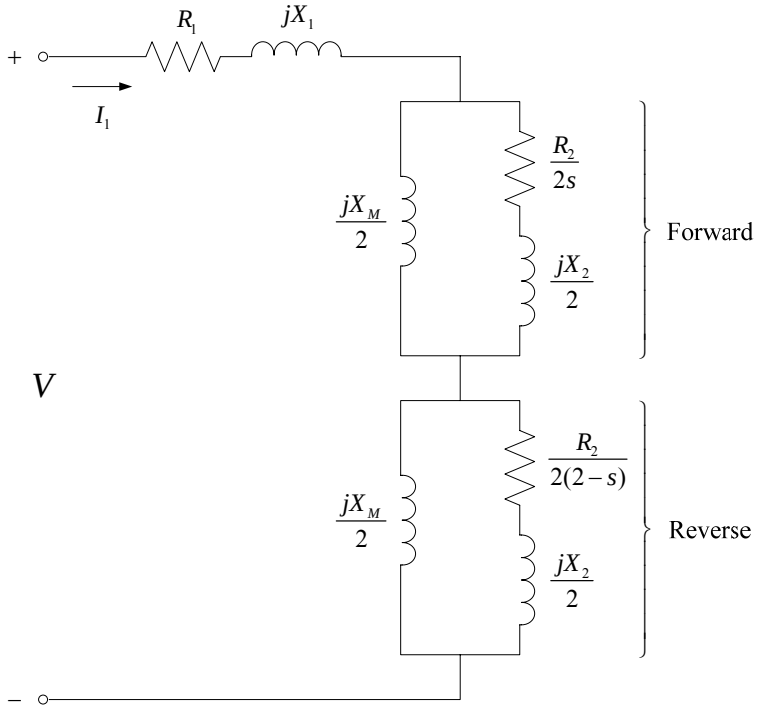
รูปที่ 2.6 ลักษณะของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส



รูปที่ 2.7 เส้นโค้งแรงบิดและความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบแยกเฟส

2.3 แบบจำลองของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียวในสภาวะคงตัว

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวอาจจะแบ่งตามการวิเคราะห์ออกเป็น 2 รูปแบบ คือ แบบจำลองในสภาวะคงตัว (Steady-state model) และแบบจำลองในสภาวะพลวัต (Dynamic model) โดยจะพิจารณาวงจรสมมูลจากทฤษฎีสนามแม่เหล็กหมุนคู่ทำให้วงจรเสมือนของโรเตอร์ถูกแยกออกเป็นสองส่วน ผลจากเส้นแรงแม่เหล็กหมุนไปข้างหน้า และเส้นแรงแม่เหล็กหมุนไปด้านหลัง ดังแสดงในรูปที่ 2.8 โดยวงจรสมมูลนี้จะพิจารณาได้เฉพาะในสภาวะคงตัวได้เท่านั้น ดังนั้นจำเป็นต้องหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวที่สามารถวิเคราะห์ได้ทั้งแบบสภาวะคงตัวและสภาวะพลวัต

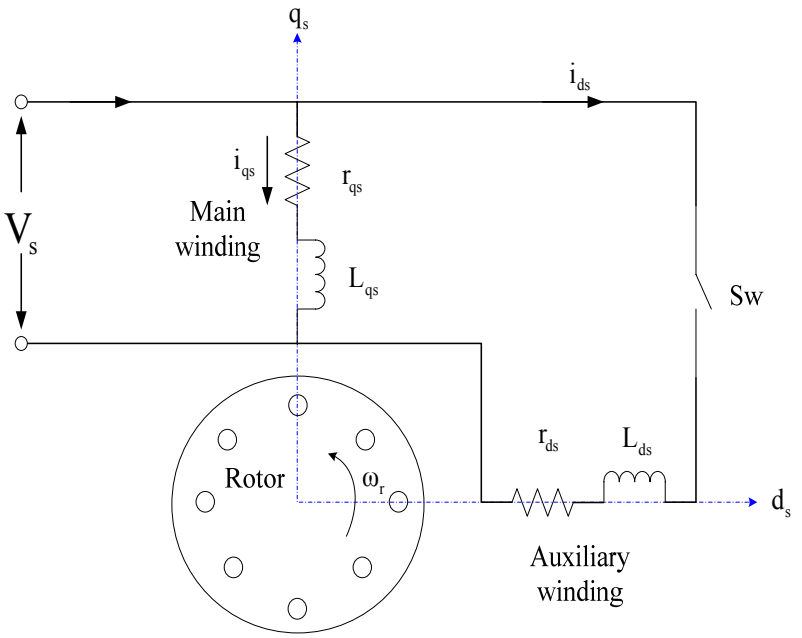


รูปที่ 2.8 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวที่สามารถวิเคราะห์ได้ทั้งแบบสภาวะคงตัวและแบบสภาวะพลวัต (Chee-Mun one., 1998 และ P.C. Krause., 1987) โดยพิจารณาจากโครงสร้างของมอเตอร์ซึ่งประกอบด้วยขดลวด 2 ชุด คือ ชุดที่อยู่บนสเตเตอร์ประกอบด้วยขดลวดหลักและขดลวดช่วยวางห่างกันเป็นมุม 90° ทางไฟฟ้า ส่วนชุดที่สองนั้นวางอยู่ที่โรเตอร์ ดังนั้น การพิจารณาแบบจำลองสามารถนำเอาทฤษฎีแกน d และ q (dq-frame theory) มาใช้วิเคราะห์เช่นเดียวกับการวิเคราะห์มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ทำให้สมการแรงดันของสเตเตอร์และโรเตอร์ปรากฏอยู่บนแกน d และ แกน q สมการแรงดันของแต่ละแกนจะอยู่ในรูปผลรวมของแรงดันคร่อมตัวต้านทานของขดลวดกับอนุพันธ์ของฟลักซ์แม่เหล็กที่ขดลวดสร้างขึ้น แบบจำลองรูปแบบนี้ไม่ใช่แบบจำลองที่นำมาใช้ในงานวิจัย ดังนั้นจะไม่กล่าวในรายละเอียดมากไปกว่านี้

2.4 แบบจำลองปริภูมิเฟสเซอร์

การวิเคราะห์แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวจะพิจารณาโครงสร้างของมอเตอร์ซึ่งประกอบด้วยขดลวด 2 ชุด คือ ชุดที่อยู่บนสเตเตอร์ ประกอบด้วย ขดลวดหลักและขดลวดช่วย ส่วนชุดที่สองนั้นอยู่ในโรเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 2.9 ซึ่งแสดงการวางตัวของชุดขดลวดที่อยู่บนสเตเตอร์ การพัฒนาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์จะใช้แบบจำลองสองเฟส หรืออาจจะเรียกว่าแบบจำลองสองแกนประกอบด้วย แกน d และแกน q ที่ตั้งฉากกัน การวิเคราะห์เพื่อสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์อาศัยหลักการแปลงแกน เพื่อย้ายตัวแปรบนโรเตอร์ไปอยู่บนสเตเตอร์ตามทฤษฎีกรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง (Stationary reference frame theory) [15 – 22]



รูปที่ 2.9 โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส

จากแผนภาพขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำพิจารณาแบบสองแกนดังที่แสดงในรูปที่ 2.10 สามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ของแรงดันได้ดังสมการที่ 2.1 – 2.4

$$v_{qs} = r_{qs} i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} \tag{2.1}$$

$$v_{ds} = r_{ds} i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} \tag{2.2}$$

$$v_{qr} = r_{qr} i_{qr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt} \tag{2.3}$$

$$v_{dr} = r_{dr} i_{dr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} \tag{2.4}$$

โดยที่ r_{qs} และ r_{ds} แทนความต้านทานขดลวดสเตเตอร์บนแกน q และแกน d ตามลำดับ

r_{qr} และ r_{dr} แทนความต้านทานสมมูลของวงจรโรเตอร์บนแกน q และแกน d ตามลำดับ

λ_{qs} และ λ_{ds} แทนฟลักซ์เชื่อมโยงที่ขดลวดสเตเตอร์สร้างขึ้นบนแกน q และแกน d ตามลำดับ

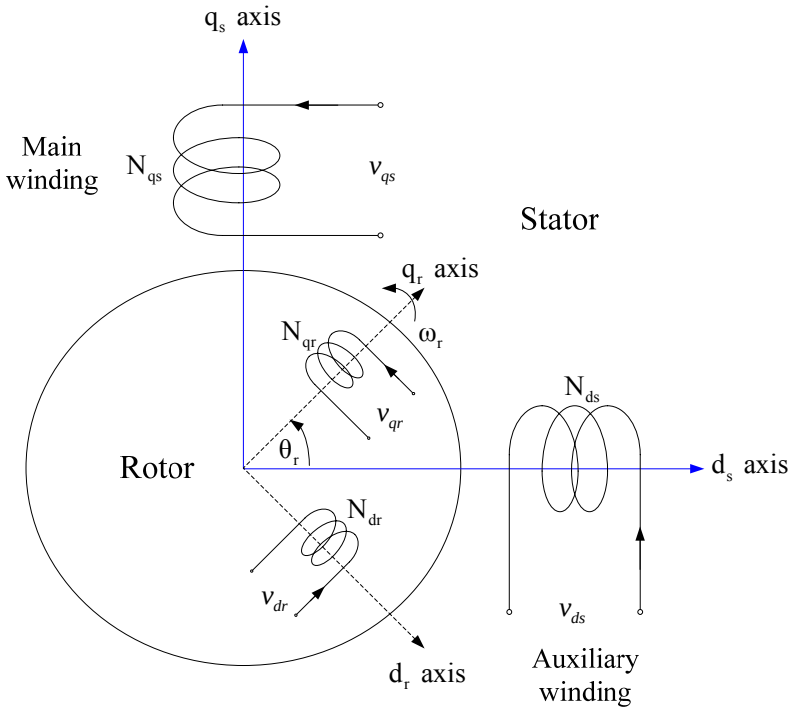
λ_{qr} และ λ_{dr} แทนฟลักซ์เชื่อมโยงที่วงจรโรเตอร์สร้างขึ้นบนแกน q และแกน d ตามลำดับ

v_{qs} และ v_{ds} แทนแหล่งจ่ายแรงดันที่ป้อนให้ขดลวดสเตเตอร์บนแกน q และแกน d ตามลำดับ

v_{qr} และ v_{dr} แทนแหล่งจ่ายแรงดันที่ป้อนให้วงจรโรเตอร์บนแกน q และแกน d ตามลำดับ

i_{qs} และ i_{ds} แทนกระแสที่ไหลในขดลวดสเตเตอร์บนแกน q และแกน d ตามลำดับ

i_{qr} และ i_{dr} แทนกระแสที่ไหลในวงจรโรเตอร์บนแกน q และแกน d ตามลำดับ



รูปที่ 2.10 ขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟส

ฟลักซ์เชื่อมโยงของขดลวดทางด้านสเตเตอร์และโรเตอร์ โดยที่ค่าความเหนี่ยวนำเชื่อมโยงระหว่างขดลวดทางด้านสเตเตอร์และโรเตอร์ทำมุมตั้งฉากกัน ทำให้ค่าความเหนี่ยวนำเชื่อมโยงในแนวแกน d และ q ของขดลวดมีค่าเป็นศูนย์ สามารถเขียนให้อยู่ในรูปเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{qr} \\ \lambda_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{qsqs} & 0 & L_{qsqr}\sin\theta_r & -L_{qsdr}\cos\theta_r \\ 0 & L_{dsds} & L_{dsqr}\cos\theta_r & L_{dsdr}\sin\theta_r \\ L_{qrqs}\sin\theta_r & L_{qrds}\cos\theta_r & L_{qrqr} & 0 \\ -L_{drqs}\cos\theta_r & L_{drds}\sin\theta_r & 0 & L_{drdr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

โดยที่ $L_{qs,qs}$ และ $L_{ds,ds}$ แทนค่าความเหนี่ยวนำตัวเองของขดลวดสเตเตอร์แกน q และแกน d

$L_{qr,qr}$ และ $L_{dr,dr}$ แทนค่าความเหนี่ยวนำตัวเองของวงจรโรเตอร์แกน q และแกน d

$L_{qr,qs}$ และ $L_{dr,ds}$ แทนค่าความเหนี่ยวนำร่วมสเตเตอร์และโรเตอร์บนแกน q และแกน d

$L_{qr,ds}$ และ $L_{dr,qs}$ แทนค่าความเหนี่ยวนำร่วมสเตเตอร์และโรเตอร์ระหว่างแกน q และแกน d

พิจารณาที่แกนอ้างอิงหยุดนิ่ง ทำการย้ายแรงดันและกระแสในโรเตอร์ (v_{qr}, v_{dr}, i_{qr}, i_{dr}) ไปอยู่บนสเตเตอร์ โดยใช้การแยกองค์ประกอบเข้าสู่แกนอ้างอิงดังกล่าว จากรูปที่ 2.10 กำหนดให้แกน qr ทำมุมกับแกน qs เท่ากับ θ_r ดังนั้น จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$\begin{bmatrix} v_{qr}^s \\ v_{dr}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\theta_r & -\cos\theta_r \\ \cos\theta_r & \sin\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qr}^r \\ v_{dr}^r \end{bmatrix} \tag{2.6}$$

สมการที่ 2.7 สามารถเขียนให้กระชับได้ดังนี้

$$\left[\Im_{xr}^s\right] = [k]\left[\Im_{xr}^r\right]$$

เมื่อ $\left[\Im_{xr}^s\right]$ คือ ค่าตัวแปรที่แปลงแกนจากโรเตอร์มายังสเตเตอร์

$\left[\Im_{xr}^r\right]$ คือ ค่าตัวแปรที่อยู่บนโรเตอร์

$[k]$ คือ เมตริกซ์การแปลงระหว่างสเตเตอร์กับโรเตอร์

ในที่นี้จะพิจารณาภายใต้ข้อสมมติให้โรเตอร์สมมาตร (Symmetrical cage rotor) โดยค่าจำนวนรอบประสิทธิผล (Effective turn: *N*) ค่าความเหนี่ยวนำรั่วของโรเตอร์ (rotor's leakage inductances) และค่าความต้านทานของโรเตอร์ (Rotor's resistances) ในแนวแกน d และแกน q มีค่าเท่ากัน นั่นคือ $N_{qr} = N_{dr}$, $L_{lqr} = L_{ldr}$ และ $r_{qr} = r_{dr} = r_r$ จะได้สมการแรงดันทางด้านสเตเตอร์และโรเตอร์ดังนี้

<u>สมการแรงดันทางด้านสเตเตอร์</u>

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^s \\ v_{ds}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{qs} + pL_{qsqs} & 0 \\ 0 & r_{ds} + pL_{dsds} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^s \\ i_{ds}^s \end{bmatrix} + p\left\{ \begin{bmatrix} L_{qsqr}\sin\theta_r & -L_{qsdr}\cos\theta_r \\ L_{dsqr}\cos\theta_r & L_{dsdr}\sin\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qr}^r \\ i_{dr}^r \end{bmatrix} \right\} \tag{2.7}$$

<u>สมการแรงดันทางด้านโรเตอร์</u>

$$\begin{bmatrix} v_{qr}^r \\ v_{dr}^r \end{bmatrix} = p\left\{ \begin{bmatrix} L_{qrqs}\sin\theta_r & L_{qrds}\cos\theta_r \\ -L_{drqs}\cos\theta_r & L_{drds}\sin\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} \right\} + \begin{bmatrix} r_{qr} + pL_{qrqr} & 0 \\ 0 & r_{dr} + pL_{drdr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qr}^r \\ i_{dr}^r \end{bmatrix} \tag{2.8}$$

เมื่อ *p* แทนตัวดำเนินการอนุพันธ์เทียบกับเวลา

ทำการย้ายแรงดันและกระแสที่อยู่บนโรเตอร์ไปยังสเตเตอร์ด้วยหลักการถ่ายโอนแกน โดยค่าความเหนี่ยวนำร่วมระหว่างแกน d และแกน q มีค่าเท่ากับศูนย์ จากสมการแรงดันของทั้งโรเตอร์และสเตเตอร์เมื่อพิจารณาด้วยแกนอ้างอิงหยุดนิ่งโดยทั่วไปแล้วการจำลองผลการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวนิยมอ้างอิงไปที่ขดลวดหลัก จึงจำเป็นต้องการย้ายตัวแปรที่อยู่บนแกน d (ขดลวดช่วย) ของสเตเตอร์ และแกน d และ q ของโรเตอร์ไปอยู่บนแกน q (ขดลวดหลัก) ของสเตเตอร์ ด้วยความสัมพันธ์ของจำนวนรอบประสิทธิผล จะได้แบบจำลองปริภูมิสถานะ (State-Space) บนแกนอ้างอิงหยุดนิ่งดังนี้

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v'_{ds} \\ v'^{s}_{qr} \\ v'^{s}_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{qs} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r'_{ds} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r'_{r} & -\omega_r \\ 0 & 0 & \omega_r & r'_{r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i'_{ds} \\ i'^{s}_{qr} \\ i'^{s}_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{lqs}+L_{mq} & 0 & L_{mq} & 0 \\ 0 & L'_{lds}+L_{mq} & 0 & L_{mq} \\ L_{mq} & 0 & L'_{lr}+L_{mq} & 0 \\ 0 & L_{mq} & 0 & L'_{lr}+L_{mq} \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i'_{ds} \\ i'^{s}_{qr} \\ i'^{s}_{dr} \end{bmatrix} \tag{2.9}$$

โดยที่ ω_r แทนความเร็วการหมุนของโรเตอร์ในหน่วย rad/s

สามารถจัดให้อยู่ในรูปสมการเมตริกซ์แบบย่อได้ดังนี้

$$\frac{d}{dt}[x] = [\Re][x] + [\aleph][u] \tag{2.10}$$

โดยที่

$$[x] = \begin{bmatrix} i_{qs} & i'_{ds} & i'^{s}_{qr} & i'^{s}_{dr} \end{bmatrix}^T$$

$$[u] = \begin{bmatrix} v_{qs} & v'_{ds} & v'^{s}_{qr} & v'^{s}_{dr} \end{bmatrix}^T$$

$$[\Re] = [D]^{-1}[C]$$

$$[\aleph] = [D]^{-1}$$

$$[C] = \begin{bmatrix} -r_{qs} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -r'_{ds} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -r'_{r} & \omega_r \\ 0 & 0 & -\omega_r & -r'_{r} \end{bmatrix}$$

$$[D] = \begin{bmatrix} L_{lqs}+L_{mq} & 0 & L_{mq} & 0 \\ 0 & L'_{lds}+L_{mq} & 0 & L_{mq} \\ L_{mq} & 0 & L'_{lr}+L_{mq} & 0 \\ 0 & L_{mq} & 0 & L'_{lr}+L_{mq} \end{bmatrix}$$

เมื่อพิจารณาการเคลื่อนที่ของโรเตอร์ โดยใช้กฎการเคลื่อนที่ของนิวตันเพื่อพิจารณาพลวัตของโรเตอร์ ช่วยให้เขียนสมการการเคลื่อนที่เชิงมุมของโรเตอร์ได้ดังนี้

$$\frac{P}{2}T_e(t)-\frac{P}{2}T_L(t)-B_m\omega_r(t)=J_m\alpha=J_m\frac{d\omega_r}{dt} \tag{2.11}$$

จัดรูปใหม่ได้ดังสมการที่

$$\frac{d\omega_r}{dt}=\frac{P}{2J_m}T_e(t)-\frac{P}{2J_m}T_L(t)-\frac{B_m}{J_m}\omega_r(t) \tag{2.12}$$

เมื่อแรงบิดทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า T_e มีค่าเท่ากับ

$$T_e=\lambda'^s_{qr}i'^s_{dr}-\lambda'^s_{dr}i'^s_{qr}=L_{mqs}\left(i'^s_{dr}i_{qs}-i'^s_{qr}i'^s_{ds}\right) \tag{2.13}$$

ดังนั้น สร้างสมการปริภูมิสถานะของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix}\frac{d[i]_{4\times1}}{dt}\\ \frac{d\omega_r}{dt}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}[\Re]_{4\times4} & [0]_{4\times1}\\ \begin{bmatrix}\frac{P}{2J_m}L_{mqs}i'^s_{dr} & -\frac{P}{2J_m}L_{mqs}i'^s_{qr} & [0]_{1\times2}\end{bmatrix} & -\frac{B_m}{J_m}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}[i]_{4\times1}\\ \omega_r\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}[\aleph]_{4\times4} & [0]_{4\times1}\\ [0]_{1\times4} & -\frac{P}{2J_m}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}[v]_{4\times1}\\ T_L\end{bmatrix} \tag{2.14}$$

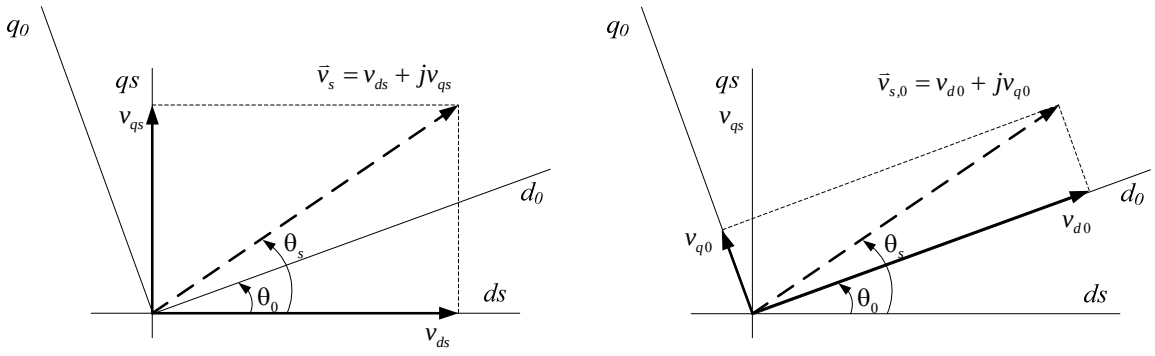
และเมื่อพิจารณาแรงดัน $v'^s_{qr}=v'^s_{dr}=0$ สำหรับกรณีโรเตอร์แบบกรงกระรอก จะได้สมการใหม่เป็น

$$\frac{d[x]}{dt}=[A][x]+[B][u] \tag{2.15}$$

โดยที่

$$[x]=\begin{bmatrix}i_{qs} & i'_{ds} & i'^s_{qr} & i'^s_{dr}\end{bmatrix}^T$$

$$[u]=\begin{bmatrix}v_{qs} & v'_{ds} & T_L\end{bmatrix}^T$$



(ก) เฟสเซอร์แรงดันบนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ (ข) เฟสเซอร์แรงดันบนกรอบอ้างอิง *q*0, *d*0

รูปที่ 2.11 นิยามเฟสเซอร์และการแปลงเฟสเซอร์ภายใต้กรอบอ้างอิงที่กำหนด

สมการปริภูมิสถานะที่ได้นำเสนอมีความยุ่งยาก การนำหลักการของเฟสเซอร์กระแส แรงดัน และฟลักซ์แม่เหล็กมาใช้ ทำให้การวิเคราะห์คุณลักษณะสมบัติต่าง ๆ ของมอเตอร์สั้นลง เนื่องจากขดลวดสเตเตอร์ทั้งสองชุดวางห่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้า เฟสเซอร์ของกระแส แรงดัน หรือฟลักซ์แม่เหล็กจากขดลวดหลักและขดลวดช่วยจะมีเฟสต่างกัน 90 องศาเสมอ เพื่อให้ง่ายในการวิเคราะห์กำหนดการวางแกน q ทับกับขดลวดหลัก จะทำให้ปริมาณต่าง ๆ ของขดลวดหลักอยู่บนแกน q เสมอ ในทำนองเดียวกัน ปริมาณต่าง ๆ ของขดลวดช่วยจะถูกวางอยู่บนแกน d ดังแสดงในรูปที่ 2.9 และ 2.10 ในที่นี้ ยกตัวอย่างปริมาณแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้ขดลวดทั้งสอง เขียนแทนได้ด้วยเฟสเซอร์ดังรูปที่ 2.11 จะได้ $\vec{v}_s = v_{ds} + jv_{qs} = |\vec{v}_s| \angle \theta_s$ แทนเฟสเซอร์แรงดันสเตอร์บนกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ (stator reference frame) ซึ่งกรอบอ้างอิงนี้เป็นกรอบอ้างอิงที่ไม่มีการเคลื่อนที่ จัดเป็นกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งรูปแบบหนึ่ง อย่างไรก็ตาม เฟสเซอร์แรงดันนี้จะเปลี่ยนมุมเฟสได้ตามกรอบอ้างอิงที่พิจารณา เช่น ในรูปที่ 2.11 กำหนดกรอบอ้างอิง q0, d0 สามารถเขียนเฟสเซอร์แรงดันสเตเตอร์ในกรอบอ้างอิงใหม่นี้ได้เป็น $\vec{v}_{s,0} = v_{d0} + jv_{q0} = |\vec{v}_s| \angle \theta_s - \theta_0$ ในทำนองเดียวกัน เมื่อดำเนินการแทนค่าตัวแปรทางไฟฟ้าด้วยเฟสเซอร์เทียบกับกรอบอ้างอิงที่กำหนด ดังแสดงในรูปที่ 2.12 จะทำให้สมการปริภูมิสถานะถูกดัดแปลงกลายเป็นสมการปริภูมิเฟสเซอร์ดังนี้

$$\vec{v}_s = \mathbf{R_s}\vec{i}_s + \mathbf{L_s}\frac{d}{dt}\vec{i}_s + \mathbf{L_m}\frac{d}{dt}\vec{i}_r \tag{2.16}$$

$$\vec{v}_r = \mathbf{r_r}\vec{i}_r + \mathbf{L_r}\frac{d}{dt}\vec{i}_r + \mathbf{L_m}\frac{d}{dt}\vec{i}_s \tag{2.17}$$

โดยที่

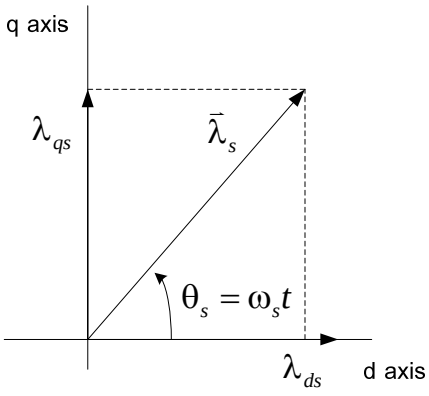
$\vec{i}_s, \vec{i}_r$ แทนเฟสเซอร์กระแสสแตอร์และโรเตอร์ตามลำดับ

$\mathbf{R_s}$, $\mathbf{R_r}$ แทนเมตริกซ์ความต้านทานสเตเตอร์และโรเตอร์ตามลำดับ

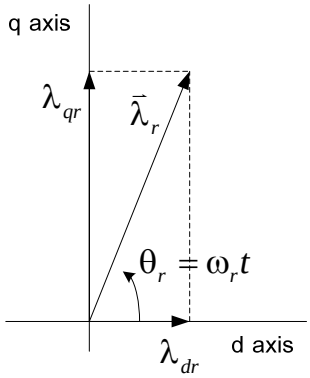
$\mathbf{L_s}$, $\mathbf{L_r}$ แทนเมตริกซ์ความเหนี่ยวนำตัวเองของขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์ตามลำดับ

$\mathbf{L_m}$ แทนเมตริกซ์ความเหนี่ยวนำเชื่อมโยงระหว่างขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์

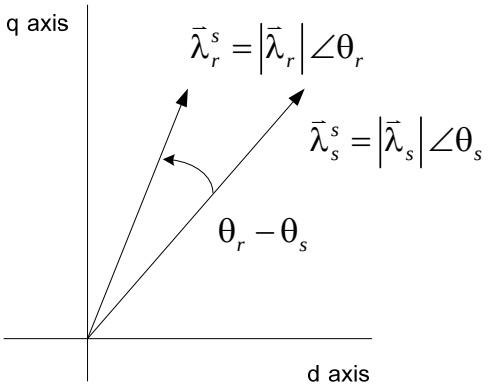
$\vec{v}_r$ แทนเฟสเซอร์แรงดันโรเตอร์ มีค่าเป็นศูนย์สำหรับโรเตอร์แบบกรงกระรอก



(ก) ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์



(ข) ฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์

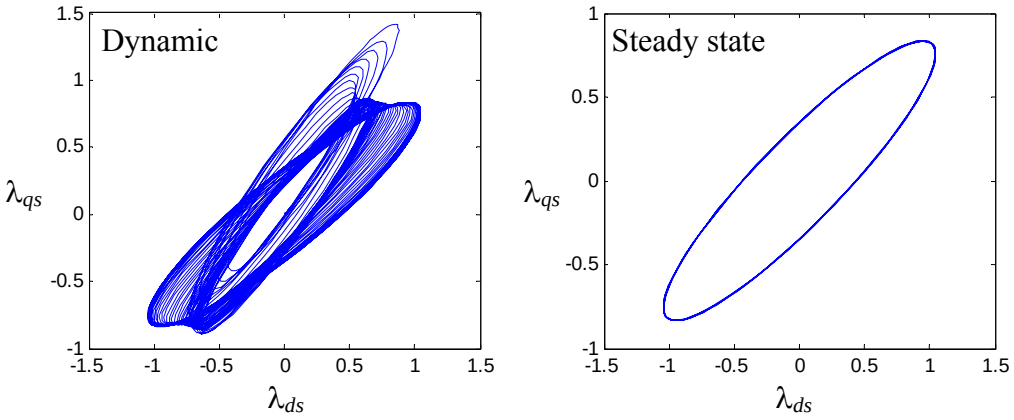


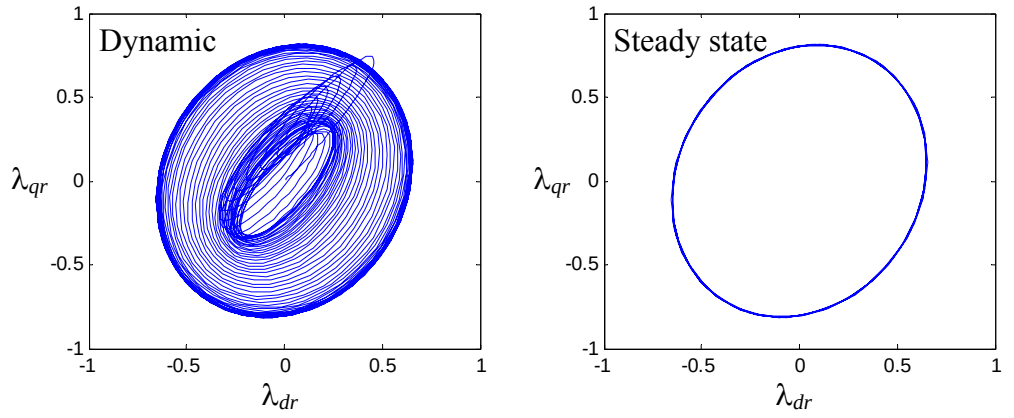
(ค) ฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และโรเตอร์ในกรอบอ้างอิงสเตเตอร์

รูปที่ 2.12 เฟสเซอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์

2.5 ผลจากความไม่สมมาตรของขดลวดสเตเตอร์และสวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์

ขดลวดสเตเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียวประกอบด้วยขดลวดหลักและขดลวดช่วย จากคำอธิบายในหัวข้อที่ 2.2 ขดลวดทั้งสองมีจำนวนรอบไม่เท่ากัน ขนาดเส้นลวดที่ใช้แตกต่างกัน ทำให้ค่าความต้านทานและความเหนี่ยวนำไม่เท่ากัน นอกจากนี้ ขดลวดทั้งสองชุดถูกวางห่างกัน 90 องศาทางไฟฟ้า ความไม่สมดุลนี้ส่งผลต่อเฟสเซอร์ของฟลักซ์เชื่อมโยงทั้งที่สเตเตอร์และที่โรเตอร์ ทำให้เกิดความไม่สมมาตรขึ้น คุณสมบัตินี้ทำให้มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวมีความแตกต่างจากมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส อย่างเด่นชัด รูปที่ 2.13 นำเสนอฟลักซ์เชื่อมโยงที่สเตเตอร์และโรเตอร์ในรูปของแผนภาพระนาบเฟส (phase-plane plot) รูปที่ 2.13-ข และรูปที่ 2.13-ง



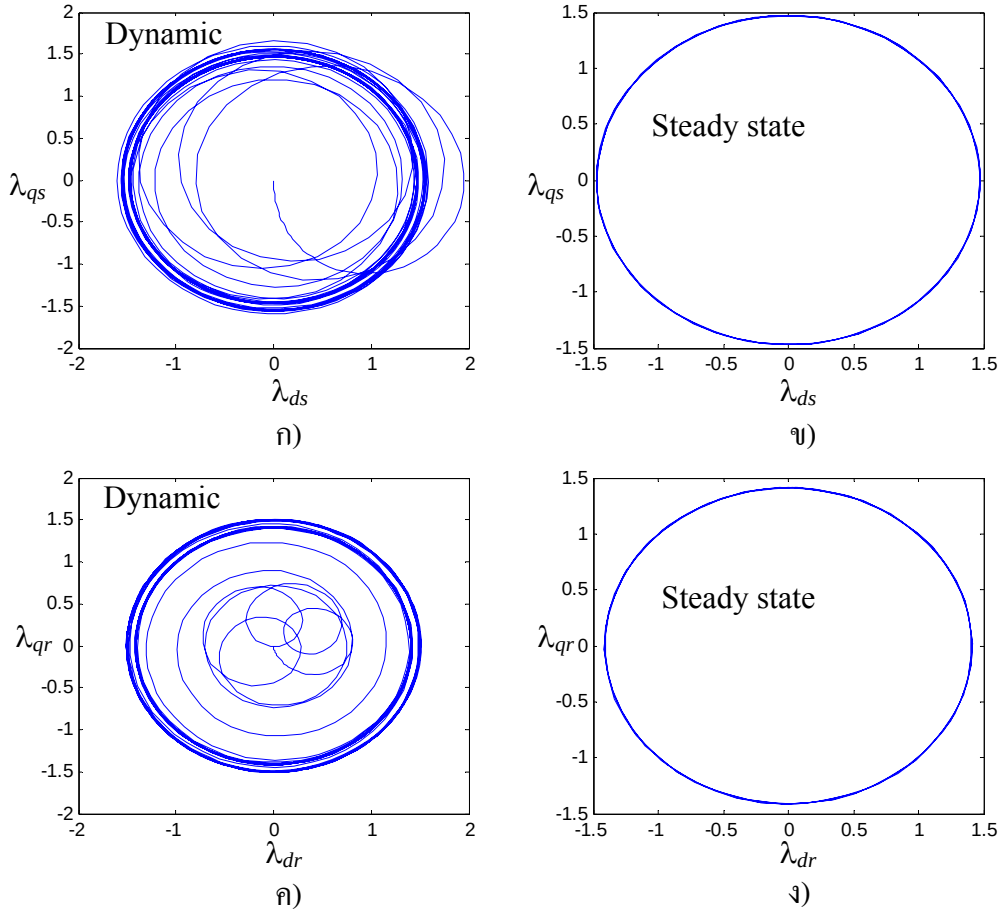


รูปที่ 2.13 แผนภาพระนาบเฟสของฟลักซ์เชื่อมโยงในกรณีของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

ก) พลวัตของฟลักซ์สเตเตอร์ ข) ฟลักซ์สเตเตอร์ในสภาวะคงตัว

ค) พลวัตของฟลักซ์โรเตอร์ ง) ฟลักซ์โรเตอร์ในสภาวะคงตัว

ผลนี้แตกต่างอย่างเห็นได้ชัดเมื่อนำมาเปรียบเทียบกับกรณีของฟลักซ์เชื่อมโยงในมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ดังรูปที่ 2.14

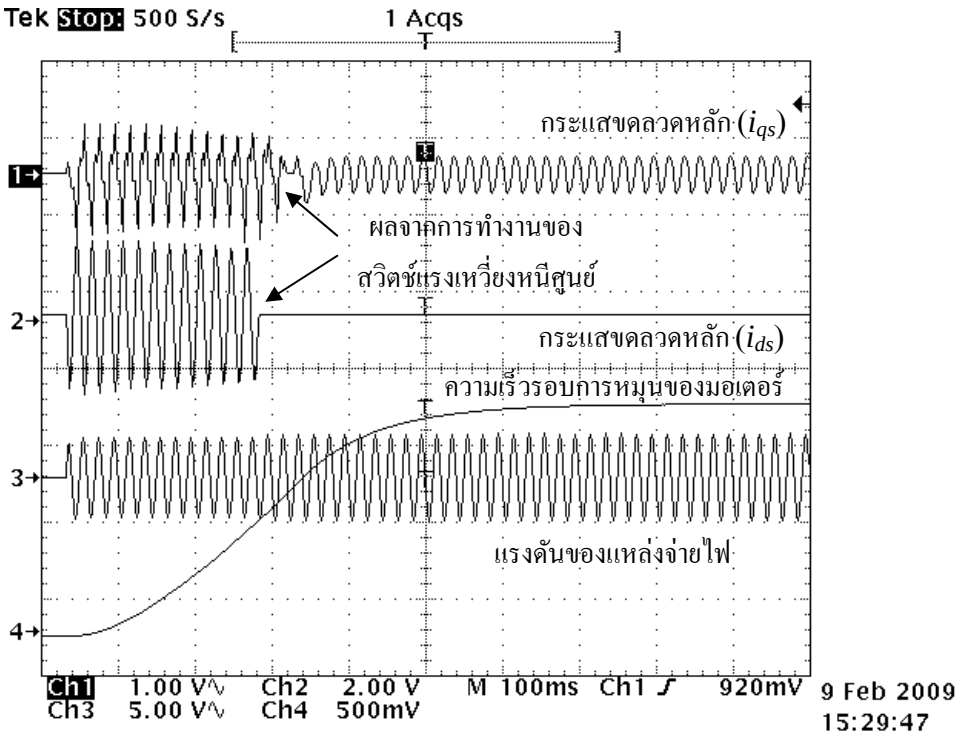


รูปที่ 2.14 แผนภาพระนาบเฟสของฟลักซ์เชื่อมโยงในกรณีของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

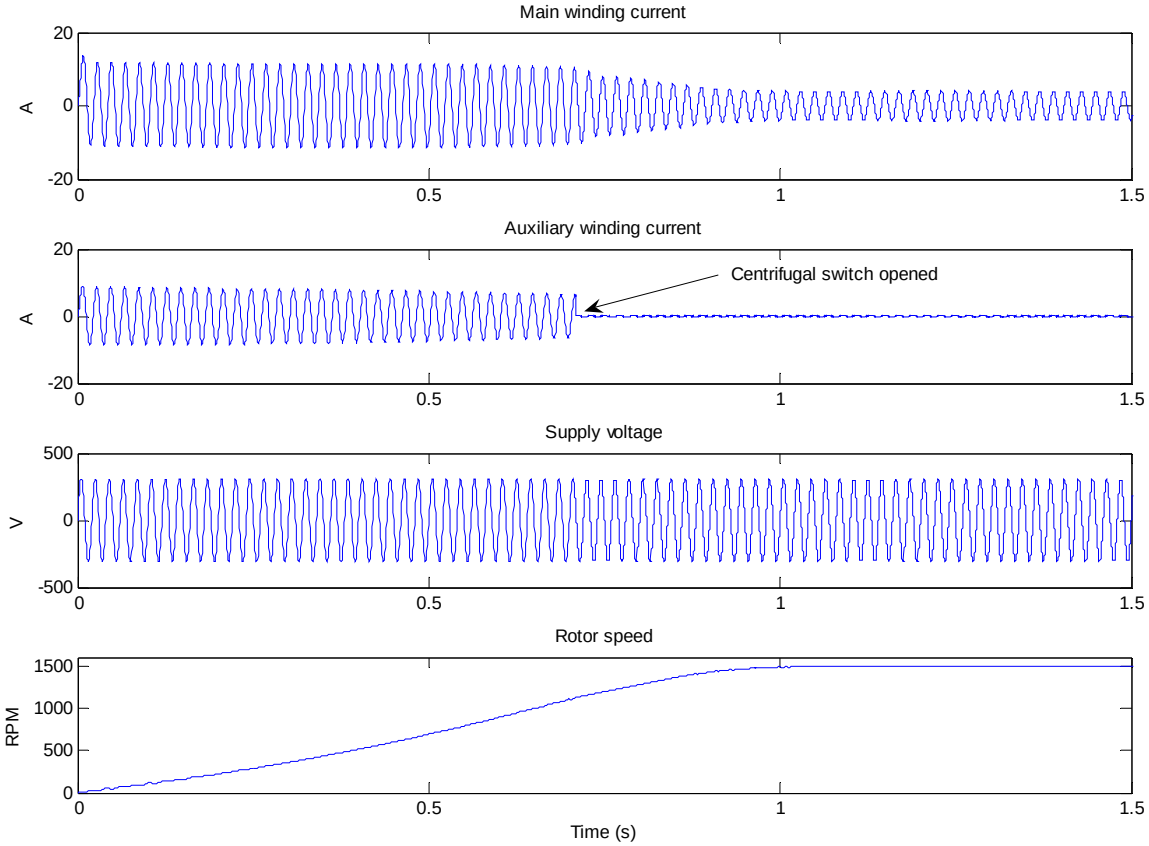
ก) พลวัตของฟลักซ์สเตเตอร์ ข) ฟลักซ์สเตเตอร์ในสภาวะคงตัว

ค) พลวัตของฟลักซ์โรเตอร์ ง) ฟลักซ์โรเตอร์ในสภาวะคงตัว

อย่างไรก็ตาม เมื่อพิจารณามอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียวใช้งานทั่วไป โครงสร้างโดยปกติจะมีสวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลางติดตั้งอยู่ ทำหน้าที่ปลดขดลวดช่วยออกจากวงจรสเตเตอร์เมื่อเพลาโรเตอร์หมุนด้วยความเร็วรอบสูงกว่าประมาณ 75% ของค่าพิกัด ส่งผลให้การวิเคราะห์วงจรมีความยุ่งยากและซับซ้อน ในที่นี้จะใช้เทคนิคการจำลองโดยให้สวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์แทนด้วยค่าความต้านทาน เมื่อสวิตช์ปิดตัว กำหนดให้ความต้านทานสวิตช์มีค่าเป็นศูนย์ และเมื่อเปิดวงจรออกไปให้มีความต้านทานสูงมาก ในทางทฤษฎีจะมีค่าเป็นอนันต์ แต่ในทางปฏิบัติ การจำลองผลเชิงตัวเลขไม่สามารถกำหนดค่าให้เป็นอนันต์ได้ และการกำหนดให้ค่าความต้านทานนี้มีค่าสูงเกินไปจะทำให้การคำนวณเชิงตัวเลขขาดเสถียรภาพการคำนวณและสูญเสียค่าความแม่นยำของผลเฉลย รูปที่ 2.15 นำเสนอผลการทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวในห้องทดลอง เปรียบเทียบกับรูปที่ 2.16 ซึ่งนำเสนอผลที่ได้จากการจำลองผลด้วย MATLAB โดยใช้ค่าความต้านทานของสวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์ขณะเปิดวงจรเป็น 5 kΩ เมื่อสวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์ทำงาน ขดลวดช่วยจะถูกตัดออกไป ส่งผลให้เหลือเฉพาะขดลวดหลักเท่านั้น

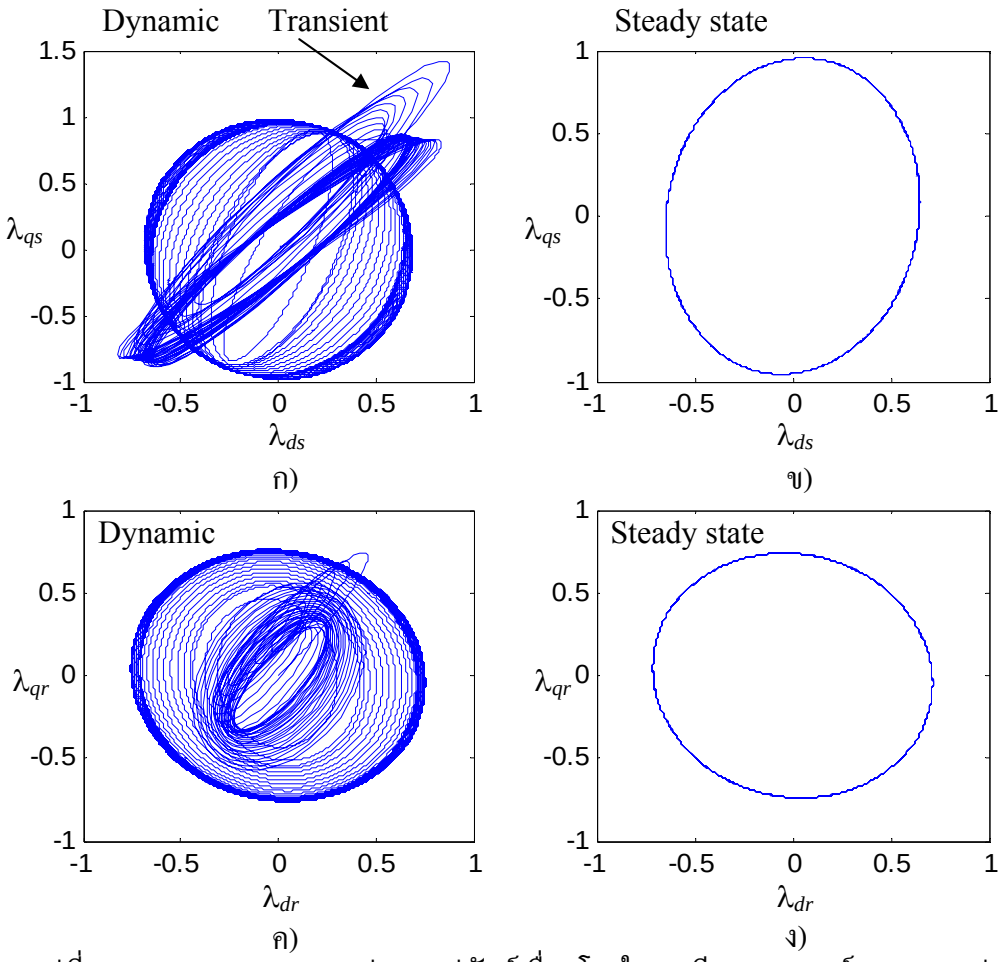


รูปที่ 2.15 ผลการทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวขณะเริ่มเดินเครื่อง



รูปที่ 2.16 ผลการจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวขณะเริ่มเดินเครื่อง

เมื่อพิจารณามอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียวที่ติดตั้งสวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์ เมื่อสวิตช์ทำงานขดลวดช่วยจะถูกปลดออกไป กระแสที่ขดลวดช่วยจะมีค่าเป็นศูนย์ ในกรณีนี้จะพบว่า เมื่อนำมาสร้างแผนภาพระนาบเฟสของฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และโรเตอร์ดังรูปที่ 2.17 จะมีความแตกต่างออกไปจากกรณีที่ไม่ปลดขดลวดช่วยออก ที่สภาวะคงตัวฟลักซ์เชื่อมโยงทั้ง 2 มีความสมมาตรหรือเกือบสมมาตร ทำให้พฤติกรรมต่าง ๆ ของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบนี้เหมือนกันกับมอเตอร์แบบสองเฟส (two-phase motor) ซึ่งเป็นแบบจำลองในระนาบตั้งฉาก d และ q ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส นั่นเอง



รูปที่ 2.17 แผนภาพระนาบเฟสของฟลักซ์เชื่อมโยงในกรณีของมอเตอร์แบบแยกเฟส

ก) พลวัตของฟลักซ์สเตเตอร์ ข) ฟลักซ์สเตเตอร์ในสภาวะคงตัว

ค) พลวัตของฟลักซ์โรเตอร์ ง) ฟลักซ์โรเตอร์ในสภาวะคงตัว

2.6 สรุป

บทที่ 2 นี้ กล่าวถึงมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียวในภาพรวม ในส่วนแรกนำเสนอโครงสร้างในทางกายภาพ การทำงานที่สำคัญและการสร้างสนามแม่เหล็กของมอเตอร์เพื่อสร้างแรงบิด หัวข้อย่อยถัดไปกล่าวถึงแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวในสภาวะคงตัวและในสภาวะชั่วครู่ โดยในส่วนแรกเน้นไปที่การนำเสนอแบบจำลองปริภูมิสถานะที่พัฒนาขึ้นภายใต้ทฤษฎีกรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง แบบจำลองที่นำเสนอนี้เป็นแบบจำลองในกรณีของโรเตอร์แบบกรงกระรอกเท่านั้น ในส่วนถัดไปได้กล่าวถึงแบบจำลองในรูปปริภูมิเฟสเซอร์ ทำให้รูปของสมการสั้นลง แต่ความซับซ้อนในการคำนวณเพิ่มมากขึ้น ในตอนท้ายของการนำเสนอแบบจำลองได้กล่าวถึงผลจากขดลวดช่วยและการทำงานของสวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลาง โดยการรวมผลดังกล่าวไว้ในแบบจำลอง และการนำเสนอผลการจำลองในเบื้องต้นเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวัดค่าสถานะของมอเตอร์ทดสอบ การนำเสนอแผนภาพระนาบเฟสที่ชี้ให้เห็นถึงความไม่สมมาตรของฟลักซ์เชื่อมโยงที่เกิดขึ้นในกรณีของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวเทียบกับแบบสามเฟส ตลอดจนการลดผลดังกล่าว

แบบจำลองที่นำเสนอนี้จะถูกนำไปใช้ในบทถัดไปที่เน้นในเรื่องการใช้ประโยชน์ของจากการประมาณค่าสถานะในรูปแบบต่าง ๆ ไม่ว่าจะเป็นการประมาณค่าฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์และโรเตอร์ การประมาณค่าแรงบิด และการประมาณค่าความเร็วรอบของโรเตอร์ แบบจำลองที่จะถูกนำไปใช้จะเป็นรูปแบบใดขึ้นอยู่กับความเหมาะสมของการใช้งาน เมื่อต้องการเน้นไปที่การควบคุมสมรรถนะมอเตอร์แบบแยกเฟสที่ออกแบบให้มีขดลวดช่วยต่อเชื่อมกับวงจรตลอดเวลา และทำการแยกแหล่งจ่ายไฟออกเป็น 2 ชุด ควบคุมผ่านอินเวอร์เตอร์มีความเหมาะสมมากกว่าแบบแยกเฟสที่ใช้สวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลาง

บทที่ 3 การประมาณค่าสถานะสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

3.1 กล่าวนำ

การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำมีหลายรูปแบบ การควบคุมความเร็วรอบการหมุนของโรเตอร์อาจจะใช้วิธีการตรวจวัดความเร็วจากอัตราการเปลี่ยนตำแหน่งเชิงมุมของโรเตอร์ เซนเซอร์วัดมุมที่เปลี่ยนแปลงจากการหมุนถูกนำมาใช้ ความเร็วรอบคำนวณได้จากอนุพันธ์ของสัญญาณที่ได้จากเซนเซอร์วัดตำแหน่งเชิงมุมนี้ สำหรับเซนเซอร์ตรวจวัดความเร็วรอบของการหมุนของโรเตอร์โดยตรง เช่น ทาโคเจนเนอเรเตอร์ (tachogenerator) สามารถนำมาใช้ได้ หรือการควบคุมมอเตอร์ให้มีสมรรถนะสูง อาจจะมีการติดตั้งเอนโคดเดอร์ (encoder) ภายในโครงของมอเตอร์พร้อมใช้งาน การขับเคลื่อนมอเตอร์ในรูปแบบการจัดเรียงตัวของสนามแม่เหล็ก (field orientation) อาจจะมีการติดตั้งเซนเซอร์ตรวจวัดสนามแม่เหล็กในช่องอากาศ (air-gap flux) เซนเซอร์วัดตำแหน่ง ความเร็วรอบการหมุน หรือสนามแม่เหล็กมีส่วนสำคัญที่ช่วยปรับปรุงคุณลักษณะสมบัติการทำงานของมอเตอร์ให้ดีขึ้น แต่ข้อเสียที่เด่นชัด คือ เมื่อเพิ่มอุปกรณ์เหล่านี้เข้าไปจะทำให้ราคาโดยรวมของอุปกรณ์สูงขึ้นและมีผลต่อขนาดของมอเตอร์ด้วย ทำให้เกิดการนำเทคนิคการขับเคลื่อนแบบไร้เซนเซอร์ (sensorless drives) มาใช้งาน รูปแบบการขับเคลื่อนแบบนี้จะไม่ใช้เซนเซอร์ทั้ง 3 รูปแบบที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น อย่างไรก็ตาม โดยปกติเซนเซอร์วัดสนามแม่เหล็กไม่ค่อยได้รับความนิยมในการติดตั้งเพื่อใช้งานมากนัก ดังนั้นเซนเซอร์ที่กล่าวถึงโดยทั่วไปจะเป็นเซนเซอร์วัดตำแหน่งของโรเตอร์หรือวัดความเร็วรอบการหมุน ดังนั้น รูปแบบการขับเคลื่อนนี้อาจมีชื่อเรียกอื่น เช่น การขับเคลื่อนแบบไร้เอนโคดเดอร์ (encoderless drives) ถึงแม้จะมีชื่อว่ารูปแบบการขับเคลื่อนแบบไร้เซนเซอร์ การวัดแรงดันและกระแสในวงจรสเตเตอร์ถือเป็นสิ่งจำเป็น และต้องมีเป็นส่วนประกอบสำคัญ แต่เซนเซอร์วัดแรงดันและกระแสนี้ราคาไม่แพงเมื่อเทียบกับเซนเซอร์ทางกลที่ใช้วัดปริมาณทางพลวัตของโรเตอร์ ถึงแม้ว่าเซนเซอร์วัดความเร็วรอบจะไม่ค่อยปรากฏในการควบคุมเชิงสเกลาร์ก็ตาม การขับเคลื่อนแบบไร้เซนเซอร์นี้โดยทั่วไปหมายถึงรูปแบบที่ใช้ในการควบคุมเชิงเวกเตอร์ และในงานวิจัยนี้จะใช้ในความหมายเพื่อประกอบการใช้งานร่วมกับการควบคุมเชิงเวกเตอร์

ในทางอุตสาหกรรมผู้ผลิตและจัดจำหน่ายมอเตอร์และอุปกรณ์ขับเคลื่อนจำแนกประเภทการขับเคลื่อนออกเป็น 3 รูปแบบ ได้แก่ 1) การขับเคลื่อนแบบสัดส่วนโวลต์ต่อเฮิรตซ์คงที่ (constant volt per hertz) หรืออาจจะเรียกว่า การขับเคลื่อนแบบผันแปรความถี่ (variable frequency drive) 2) การขับเคลื่อนเชิงเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์ (sensorless vector control) และ 3) การขับเคลื่อนแบบจัดเรียงสนามแม่เหล็ก (field oriented drive)

โดยทั่วไป การขับเคลื่อนแบบไร้เซนเซอร์ถูกนำมาใช้สำหรับงานควบคุมแรงบิดและความเร็วรอบ การขับเคลื่อนแบบจัดเรียงสนามแม่เหล็กต้องการตัวประมาณค่าสถานะที่มีความคลาดเคลื่อนใน

เกณฑ์ที่ดี แต่การประมาณค่าความเร็วรอบและตัวสังเกตความเร็วในปัจจุบันยังมีข้อจำกัดโดยเฉพาะอย่างยิ่งปัญหาการประมาณค่าที่ความเร็วรอบต่ำ ยิ่งไปกว่านั้น การพัฒนาเทคนิคดังกล่าวสำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียวมีน้อย ถึงแม้ว่าการใช้งานส่วนใหญ่ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวจะมีความต้องการคุณภาพของการขับเคลื่อนต่ำ เช่น ปั๊มน้ำ พัดลม หรือคอมเพรสเซอร์ เป็นต้น การพัฒนางานวิจัยในด้านนี้อาจจะช่วยส่งเสริมการใช้งานมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียวให้แพร่หลายยิ่งขึ้น โดยเฉพาะในกลุ่มประเทศกำลังพัฒนา การขับเคลื่อนแบบไร้เซนเซอร์ต้องอาศัยตัวประมาณค่า (estimator) และตัวสังเกต (observer) ความเร็วรอบ แรงบิดและฟลักซ์แม่เหล็ก ตัวประมาณค่าคำนวณตัวแปรที่ต้องการจากการแทนค่าตัวแปรที่ทราบค่า ตัวแปรจากการวัด และพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในสมการที่เกี่ยวข้องซึ่งได้มาจากสมการคุณลักษณะสมบัติของมอเตอร์โดยตรง สำหรับตัวสังเกตจะมีโครงสร้างที่ซับซ้อน มีกระบวนการปรับต่างที่แน่ชัด อาจจะมีการนำผลจากตัวประมาณค่ามาร่วมใช้งานด้วย ผลต่างของปริมาณที่กำหนดจะถูกป้อนกลับเพื่อควบคุมความคลาดเคลื่อนของปริมาณที่ถูกสังเกตในรูปแบบของระบบควบคุมวงปิด อย่างไรก็ตาม การควบคุมที่ซับซ้อนดังกล่าวมีพื้นฐานมาจากการประมาณค่าสถานะที่แม่นยำ หัวข้อถัดไปกล่าวถึงการคำนวณฟลักซ์แม่เหล็กและแรงบิดจากข้อมูลการวัดพื้นฐานที่ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวโดยทั่วไปมีเป็นส่วนประกอบดังนี้

3.2 การคำนวณฟลักซ์เชื่อมโยงและแรงบิดเหนี่ยวนำของมอเตอร์

จากแบบจำลองปริภูมิเฟสเซอร์และปริภูมิสถานะของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวที่นำเสนอในบทที่ 2 โดยอ้างอิงสมการแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำของวงจรสเตเตอร์และโรเตอร์ (stator and rotor voltage equations) [14, 23, 24] จะพบว่า

$$\frac{d\lambda_{qs}}{dt} = v_{qs} - r_{qs} i_{qs} \tag{3.1}$$

$$\frac{d\lambda'_{ds}}{dt} = v'_{ds} - r'_{ds} i'_{ds} \tag{3.2}$$

$$\frac{d\lambda'_{qr}}{dt} = \omega_r \lambda'_{dr} - r'_r i'_{qr} \tag{3.3}$$

$$\frac{d\lambda'_{dr}}{dt} = -\omega_r \lambda'_{qr} - r'_r i'_{dr} \tag{3.4}$$

โดยที่

$$\lambda_{qs} = \left(L_{lqs} + L_{mq}\right) i_{qs} + L_{mq} i'_{qr} \tag{3.5}$$

$$\lambda'_{ds} = \left(L'_{lds} + L_{mq}\right) i'_{ds} + L_{mq} i'_{dr} \tag{3.6}$$

$$\lambda'_{qr} = L_{mq} i_{qs} + \left(L'_{lr} + L_{mq}\right) i'_{qr} \tag{3.7}$$

$$\lambda'_{dr} = L_{mq} i_{ds} + \left(L'_{lr} + L_{mq}\right) i'_{dr} \tag{3.8}$$

ตัวแปรใด ๆ ที่มีเครื่องหมาย _′ (dash) ปรากฏอยู่ หมายถึง ตัวแปรนั้นได้ถูกโอนย้ายไปเทียบกับแกน q ของสเตเตอร์ตามทฤษฎีกรอบอ้างอิงแบบหยุดนิ่งเทียบกับขดลวดหลักของสเตเตอร์

เนื่องจากวงจรสเตเตอร์สามารถตรวจวัดได้ในรูปของแรงดันและกระแส ทำให้ตัวแปรต่าง ๆ ถูกแบ่งออกเป็น 2 กลุ่ม คือ ตัวแปรที่ได้จากการวัด (measured variables) และตัวแปรที่ถูกประมาณค่า (estimated variables) ดังนี้

- ตัวแปรที่ได้จากการวัด ได้แก่ $v_{qs}, v_{ds}, i_{qs}, i_{ds}$
- ตัวแปรที่ถูกประมาณค่า ได้แก่ $\lambda_{qs}, \lambda'_{ds}, \lambda'_{qr}, \lambda'_{dr}, i'_{qr}, i'_{dr}, \omega_r$

อ้างอิงจากสมการที่ 3.5 และ 3.6 กระแสโรเตอร์แกน q และ d คำนวณได้ดังนี้

$$i'_{qr} = \frac{\lambda_{qs} - \left(L_{lqs} + L_{mq}\right) i_{qs}}{L_{mq}} \tag{3.9}$$

$$i'_{dr} = \frac{\lambda'_{ds} - \left(L'_{lds} + L_{mq}\right) i'_{ds}}{L_{mq}} \tag{3.10}$$

แทนสมการที่ 3.9 และ 3.10 ลงในสมการที่ 3.7 และ 3.8 ตามลำดับ จะได้สมการสำหรับคำนวณฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์

$$\lambda'_{qr} = \left(\frac{L'_{lr} + L_{mq}}{L_{mq}}\right)\left\{\lambda_{qs} - \left(L_{lqs} + L_{mq}\right) i_{qs}\right\} + L_{mq} i_{qs} \tag{3.11}$$

$$\lambda'_{dr} = \left(\frac{L'_{lr} + L_{mq}}{L_{mq}}\right)\left\{\lambda'_{ds} - \left(L_{lds} + L_{mq}\right) i'_{ds}\right\} + L_{mq} i'_{ds} \tag{3.12}$$

สมการที่ 3.11 และ 3.12 ต้องการตัวแปรฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ ซึ่งสามารถคำนวณได้โดยใช้เทคนิคการปริพันธ์สมการที่ 3.1 และ 3.2 ตามลำดับ

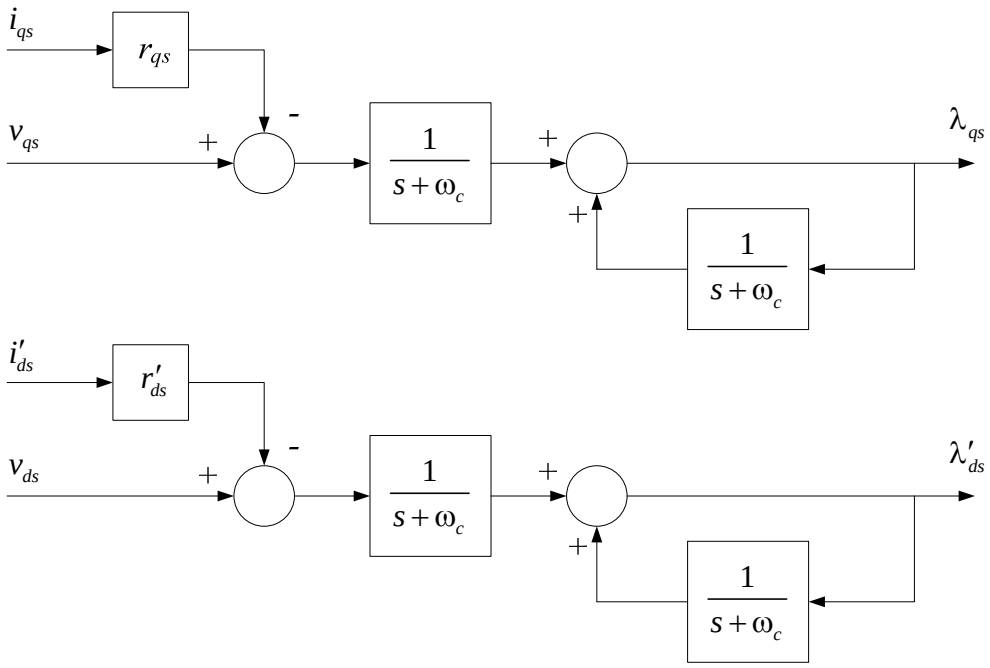
$$\lambda_{qs} = \int \left(v_{qs} - r_{qs} i_{qs}\right) dt \tag{3.13}$$

$$\lambda'_{ds} = \int \left(v'_{ds} - r'_{ds} i'_{ds}\right) dt \tag{3.14}$$

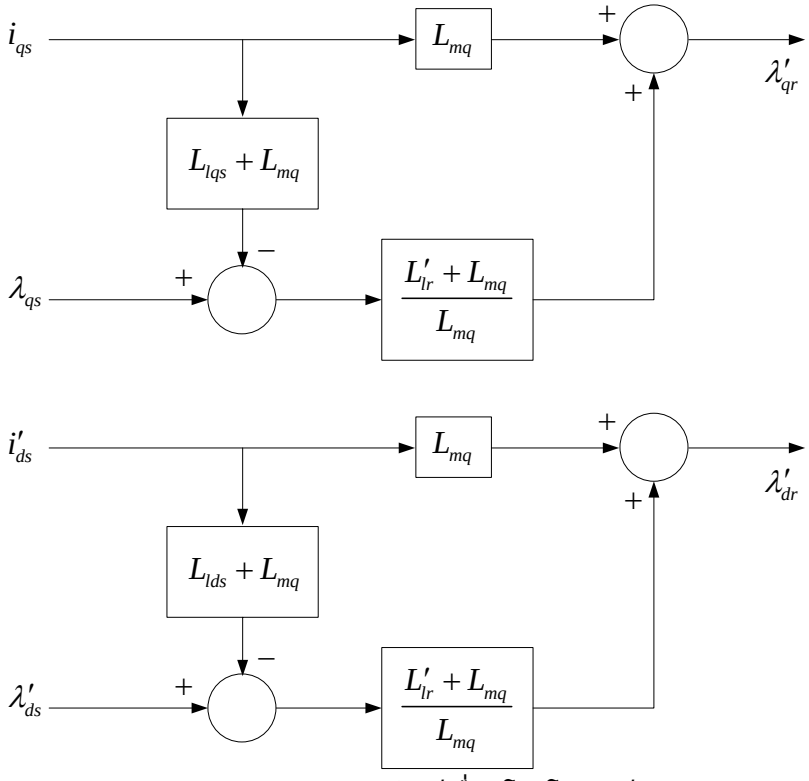
สมการที่ได้นี้ ถึงแม้จะง่าย แต่จำกัดเฉพาะในทางทฤษฎีเท่านั้น ในทางปฏิบัติ การปริพันธ์สมการเหล่านี้จะมีค่าดีซีจากสัญญาณรบกวนเข้ามาด้วย ทำให้ค่าที่ได้ไม่ถูกต้อง ในการนำไปใช้งานกับตัวประมวลผลสัญญาณดิจิตอล การประยุกต์ตัวกรองความถี่ผ่านต่ำ (low-pass filter) ที่ค่าความถี่คัทออฟ ω_c ตามสมการที่ 3.15 – 3.16 มีประสิทธิภาพดีกว่า ดังแสดงในรูปที่ 3.1(ก) เมื่อคำนวณฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์ตามสมการดังกล่าว ฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 3.11 – 3.12 ดังแสดงในรูปที่ 3.1 (ข)

$$\lambda_{qs} = \frac{1}{s + \omega_c}\left(v_{qs} - r_{qs} i_{qs}\right) + \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \lambda_{qs} \tag{3.15}$$

$$\lambda'_{ds} = \frac{1}{s + \omega_c}\left(v'_{ds} - r'_{ds} i'_{ds}\right) + \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \lambda'_{ds} \tag{3.16}$$



ก) การคำนวณฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์



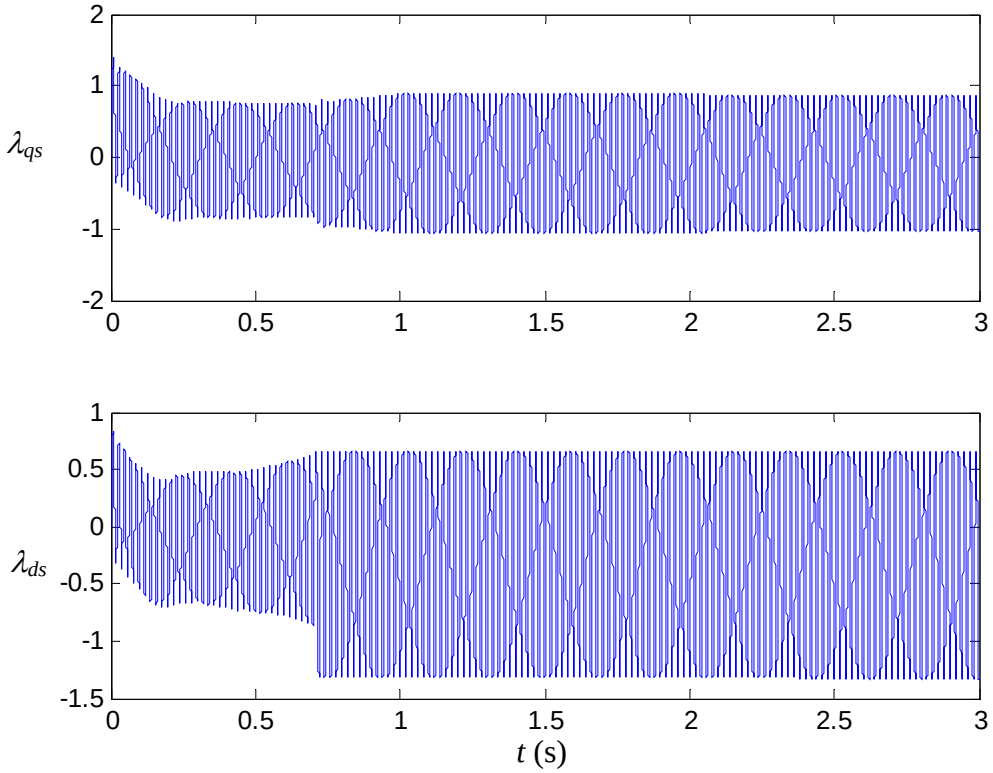
ข) การคำนวณฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์

รูปที่ 3.1 แผนภาพการประมาณค่าฟลักซ์เชื่อมโยงของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

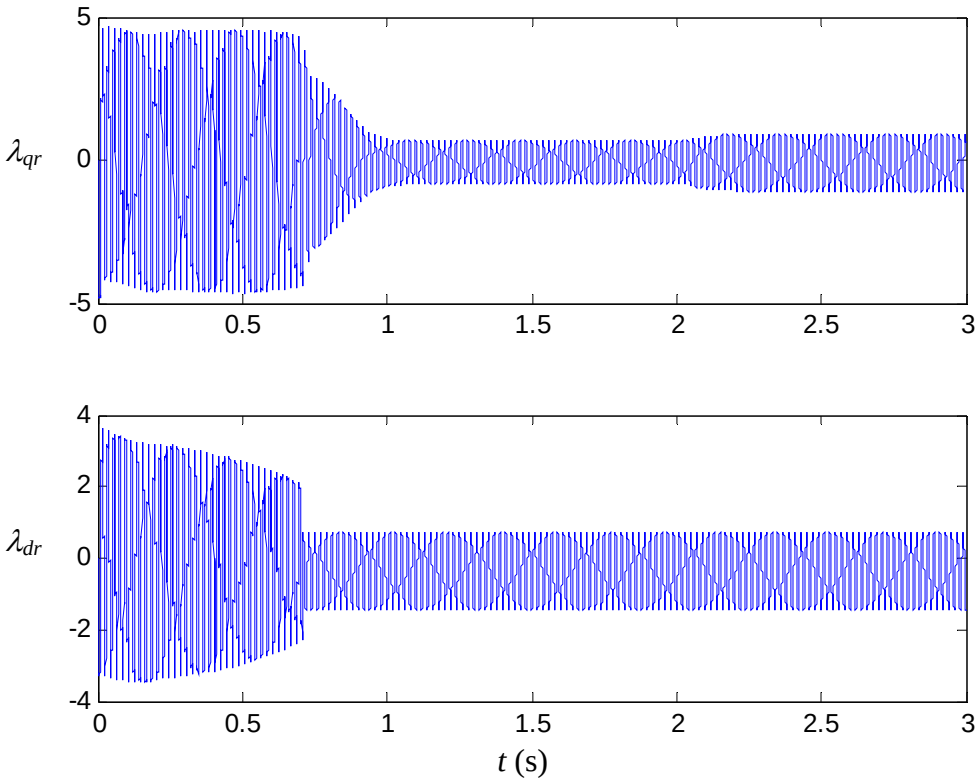
สำหรับแรงบิดเหนี่ยวนำของมอเตอร์มีความสัมพันธ์ดังนี้

$$T_E = \frac{1}{2} P L_{mq} \left(i'_{dr} i_{qs} - i'_{qr} i'_{ds} \right) \tag{3.17}$$

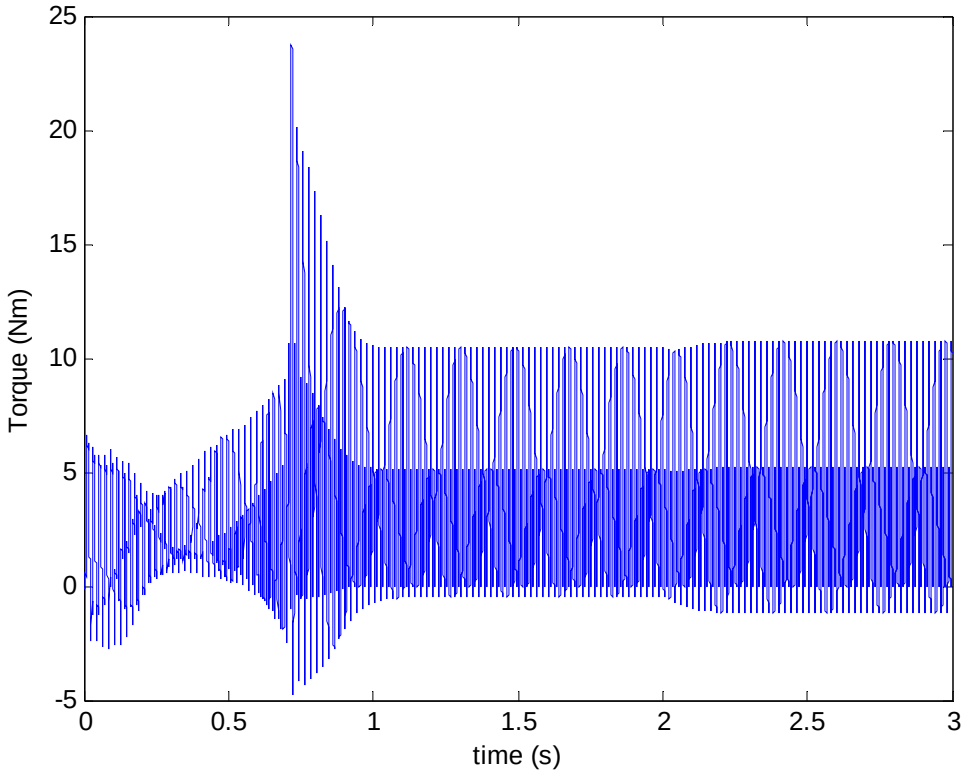
โดยที่กระแสในวงจรสเตเตอร์สามารถวัดได้ ในขณะที่กระแสจากวงจรโรเตอร์สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 3.9 และ 3.10 เพื่อแสดงตัวอย่างการคำนวณฟลักซ์เชื่อมโยง และแรงบิดเหนี่ยวนำในที่นี้ได้นำผลการจำลองกระแสสเตเตอร์และแรงดันแหล่งจ่ายของกรณีมอเตอร์แบบแยกเฟสในบทที่ 2 มาทดสอบ ได้ผลดังนี้



รูปที่ 3.2 ผลการคำนวณฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์



รูปที่ 3.3 ผลการคำนวณฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์



รูปที่ 3.4 ผลการคำนวณแรงบิดเหนี่ยวนำที่โรเตอร์

3.3 การประมาณค่าความเร็วรอบแบบวงเปิดโดยใช้การเฝ้าตรวจวงจรสเตเตอร์

ส่วนนี้เป็นการนำเสนอการประมาณค่าความเร็วรอบของโรเตอร์ ซึ่งเน้นไปที่มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียวเท่านั้น การประมาณค่าจะใช้เทคนิคการเฝ้าตรวจวงจรสเตเตอร์ [23, 25, 26] หมายถึง การตรวจวัดปริมาณจากวงจรสเตเตอร์ ได้แก่ แรงดันที่ป้อนให้ขดลวดสเตเตอร์และกระแสที่ไหลในขดลวดทั้งขดลวดหลักและขดลวดช่วย ในกรณีของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส เทคนิคนี้ถูกนำไปใช้ในเชิงพาณิชย์เนื่องจากมีโครงสร้างที่ง่าย แต่มีข้อด้อยหลายประการ เช่น ข้อจำกัดในการประมาณค่าที่ความเร็วรอบต่ำ และเป็นเทคนิคที่ต้องใช้ข้อมูลค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ ซึ่งมีความคลาดเคลื่อนสูงทำให้มีผลกระทบต่อสมรรถนะทั้งในสภาวะคงตัวและชั่วครู่ของการขับเคลื่อนที่ใช้การประมาณค่าแบบวงรอบเปิดนี้ พิจารณาจากสมการที่ 3.3 และ 3.4 ซึ่งนำเสนอแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่วงจรโรเตอร์

$$\frac{d\lambda'_{qr}}{dt} = \omega_r \lambda'_{dr} - r'_r i'_{qr} \tag{3.18}$$

$$\frac{d\lambda'_{dr}}{dt} = -\omega_r \lambda'_{qr} - r'_r i'_{dr} \tag{3.19}$$

จะพบว่า สมการทั้ง 2 ชุดนี้ ประกอบด้วยพจน์ความเหนี่ยวนำร่วมซึ่งมีค่าสัมประสิทธิ์เป็นความเร็วรอบของโรเตอร์ ดังนั้น ดำเนินการจัดรูปสมการนี้ใหม่ จะได้ว่า

$$\omega_r = \frac{1}{\lambda'_{dr}}\left(\frac{d\lambda'_{qr}}{dt} + r'_r i'_{qr}\right) \tag{3.20}$$

$$\omega_r = -\frac{1}{\lambda'_{qr}}\left(\frac{d\lambda'_{dr}}{dt} + r'_r i'_{dr}\right) \tag{3.21}$$

โดยใช้สมการที่ 3.7 และ 3.8 เพื่อคำนวณค่ากระแสโรเตอร์ จะได้ว่า

$$i'_{qr} = \frac{\lambda'_{qr} - L_{mq} i_{qs}}{L'_{lr} + L_{mq}} \tag{3.22}$$

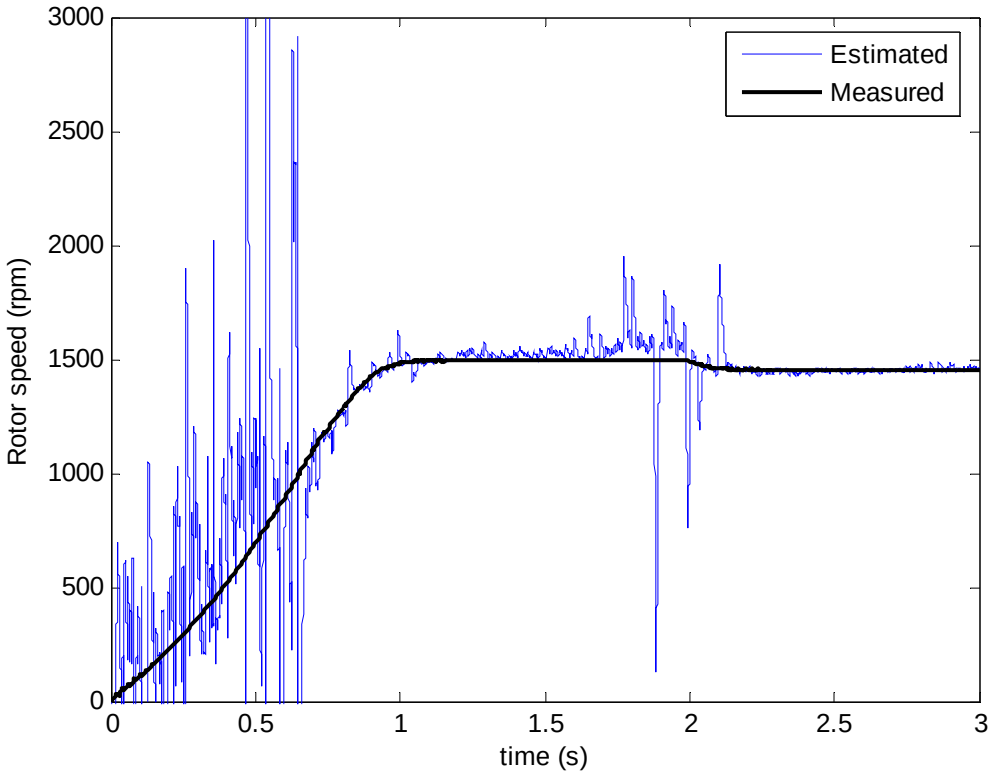
$$i'_{dr} = \frac{\lambda'_{dr} - L_{mq} i_{ds}}{L'_{lr} + L_{mq}} \tag{3.23}$$

แทนค่ากระแสโรเตอร์จากสมการที่ 3.22 และ 3.23 พร้อมทั้งลดรูปสมการให้สั้นลง จะได้ว่า

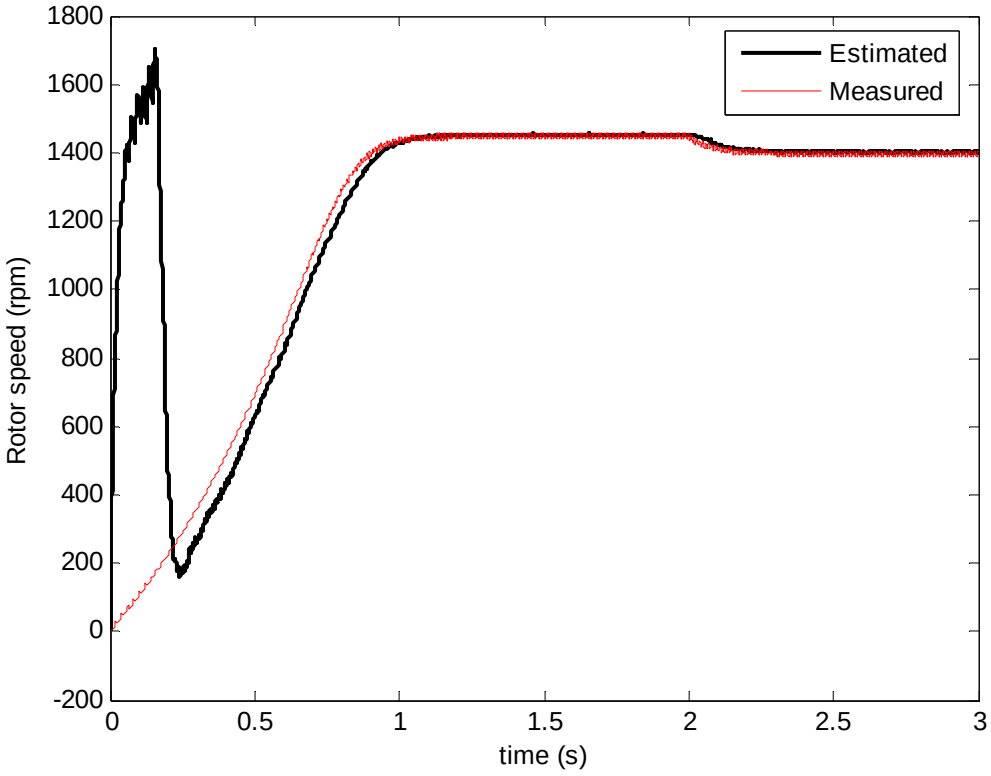
$$\omega_r = \frac{1}{\lambda'_{dr}}\left\{\frac{d\lambda'_{qr}}{dt} + \left(\frac{r'_r}{L'_{lr} + L_{mq}}\right)\lambda'_{qr} - \left(\frac{r'_r L_{mq}}{L'_{lr} + L_{mq}}\right) i_{qs}\right\} \tag{3.24}$$

$$\omega_r = -\frac{1}{\lambda'_{qr}}\left\{\frac{d\lambda'_{dr}}{dt} + \left(\frac{r'_r}{L'_{lr} + L_{mq}}\right)\lambda'_{dr} - \left(\frac{r'_r L_{mq}}{L'_{lr} + L_{mq}}\right) i'_{ds}\right\} \tag{3.25}$$

ทดลองประมาณค่าความเร็วรอบของโรเตอร์โดยใช้สมการที่ 3.24 ได้ผลดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.5 ผลการประมาณค่าความเร็วรอบของโรเตอร์โดยใช้สมการที่ 3.24

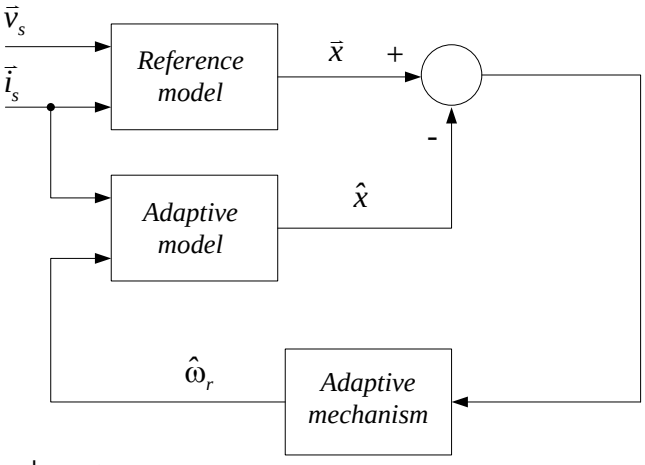


รูปที่ 3.6 ผลการประมาณค่าความเร็วรอบของโรเตอร์ในกรณีของมอเตอร์สองเฟสไม่ปลดขดลวดช่วย

ผลลัพธ์ที่ได้ในรูปที่ 3.6 ไม่ดีนักโดยเฉพาะที่ความเร็วรอบต่ำ การประมาณค่าด้วยเทคนิคนี้ยืนยันข้อสรุปดังเช่นกรณีของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส นอกจากนี้ ที่สภาวะคงตัวความคลาดเคลื่อนจากการประมาณค่ามีค่าสูง และผลเฉลยความเร็วรอบแกว่งอย่างมาก ทดสอบอีกครั้งโดยเปลี่ยนการจำลองมาใช้แบบจำลองของมอเตอร์เฟสเดียวที่ไม่มีการปลดขดลวดช่วยออก นั่นคือ ขดลวดช่วยถูกต่อเชื่อมตลอดเวลาเป็นมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสองเฟสแยกจากกัน ซึ่งโครงสร้างนี้นิยมใช้ในงานวิจัยต่าง ๆ เนื่องจากสามารถควบคุมสมรรถนะได้ดีกว่าแบบแยกเฟส เพื่อยืนยันผลนี้ การประมาณค่าดังกล่าวนำเสนอไว้ในรูปที่ 3.7 สาเหตุหลักที่ทำให้คุณสมบัติของตัวประมาณค่านี้ใช้ได้ดีในกรณีที่มีขดลวดช่วย เนื่องจากสมการประมาณค่านี้ใช้ตัวแปรฟลักซ์เชื่อมโยงในการคำนวณ และเป็นตัวหารของสมการ เมื่อขดลวดช่วยถูกปลดออกไป ฟลักซ์แม่เหล็กที่สเตเตอร์จะเกิดการเปลี่ยนแปลง การเปลี่ยนแปลงนี้มีผลกระทบต่อความคลาดเคลื่อนในการคำนวณตามสมการที่ได้นำเสนอไว้ เมื่อการขับเคลื่อนมอเตอร์แบบแยกเฟสโดยไม่ปลดขดลวดช่วยออกย่อมทำให้สนามแม่เหล็กเชื่อมโยงมีค่าสูงขึ้น การเหนี่ยวนำร่วมมีผลสำคัญต่อการคำนวณ ทำให้ผลการประมาณค่าที่ได้มีผลลัพธ์ที่ดีกว่า อย่างไรก็ตาม ข้อด้อยของการประมาณค่ารูปแบบนี้ คือ ไม่สามารถใช้ได้ที่ความเร็วรอบค่าต่ำ ข้อสรุปนี้เป็นเช่นเดียวกับกรณีของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ 3 เฟส

3.4 การประมาณค่าความเร็วรอบโดยใช้ระบบเชิงปรับตัวอ้างอิงแบบจำลอง

การประมาณค่าความเร็วรอบที่ใช้ตัวประมาณค่าวงรอบเปิดมีข้อจำกัดที่สำคัญ คือ ความถูกต้องของพารามิเตอร์ที่ใช้ เนื่องจากการผันแปรของพารามิเตอร์บางตัว เช่น ความต้านทานของขดลวดที่เปลี่ยนแปลงไปตามสภาวะของโหลดสืบเนื่องมาจากความร้อน หรือกรณีของค่าความเหนี่ยวนำเมื่อจ่ายโหลดที่พิกัดหรือสูงกว่า ทำให้แกนเหล็กเกิดการอิ่มตัว (Magnetic saturation) ผลนี้ทำให้ค่าความเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กของวงจรมีค่าเปลี่ยนแปลงไป การเปลี่ยนแปลงนี้ย่อมส่งผลต่อการประมาณค่าทั้งสิ้น นอกจากนี้ปัญหาของการปลดขดลวดช่วยออกไปทำให้การประมาณค่าแย่ลงเป็นสิ่งที่ต้องได้รับการแก้ไข ดังนั้น การแสวงหาแนวทางเพื่อประมาณค่าความเร็วรอบต้องอาศัยโครงสร้างที่มีความยืดหยุ่นและปรับตัวได้ ระบบเชิงปรับตัวอ้างอิงแบบจำลอง (Model reference adaptive system: MRAS) ถือเป็นโครงสร้างหนึ่งที่ใช้งานแพร่หลายในระบบควบคุม โครงสร้างของ MRAS ประกอบด้วยแบบจำลองอ้างอิง (Reference model) ในรูประบบเชิงเส้นไม่ผันแปรตามเวลา (Linear time-invariant system) และแบบจำลองเชิงปรับตัว (Adaptive model) ในรูปของระบบไม่เชิงเส้นแบบป้อนกลับ (Nonlinear feedback system) ซึ่งมีองค์ประกอบย่อย 2 ชุด ได้แก่ ระบบเชิงเส้นไม่ผันแปรตามเวลาแบบป้อนไปข้างหน้า (Feedforward linear time-invariant subsystem) และระบบไม่เชิงเส้นผันแปรตามเวลาแบบป้อนกลับ (Feedback nonlinear time-varying subsystem) การประมาณค่าความเร็วรอบด้วยเทคนิคนี้อาศัยการปรับแต่งสัญญาณความคลาดเคลื่อนจากแบบจำลองอ้างอิงและแบบจำลองเชิงปรับตัว ความคลาดเคลื่อนนี้จะถูกป้อนให้กับโครงสร้างการปรับตัวที่ใช้ตัวควบคุม [23, 24, 27-29] สำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ 3 เฟส นิยมใช้ตัวควบคุมพีไอ (PI controller) ในที่นี้จะใช้ตัวควบคุมพีไอเช่นเดียวกัน



รูปที่ 3.7 โครงสร้างของระบบเชิงปรับตัวอ้างอิงแบบจำลอง

จากแผนภาพในรูปที่ 3.8 อินพุตของแบบจำลองอ้างอิงในกรณีของระบบมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว คือ แรงดันและกระแสของวงจรสเตเตอร์ เอาต์พุตของแบบจำลองอ้างอิงสามารถเลือกใช้ได้หลายรูปแบบ ในที่นี้จะนำเสนอรูปแบบที่ง่ายที่สุด คือ ฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์ อย่างไรก็ตาม อาจจะใช้แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่วงจรโรเตอร์หรือสมการกำลังงานเชิงซ้อนมาใช้ได้ ในกรณีของแบบจำลองเชิงปรับตัว จะใช้ข้อมูลของกระแสสเตเตอร์เท่านั้น และอาศัยโครงสร้างการปรับแต่งความเร็วรอบ (Speed tuning structure) เพื่อใช้ประมาณค่าความเร็วรอบโรเตอร์ เอาต์พุตของแบบจำลองเชิงปรับตัวนี้จะถูกเลือกให้สอดคล้องกับค่าเอาต์พุตจากแบบจำลองอ้างอิง นั่นคือ สังยุคของฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์ ค่าความคลาดเคลื่อนที่ได้จะถูกป้อนให้กับตัวปรับแต่งความเร็วรอบ โครงสร้างแบบนี้ช่วยให้ความเร็วถูกปรับแต่งในวงรอบการควบคุมแบบป้อนกลับ ส่งผลให้ความถูกต้องของพารามิเตอร์ไม่มีอิทธิพลต่อการประมาณค่าความเร็วรอบดังเช่นตัวประมาณค่าแบบวงรอบเปิดที่นำเสนอในหัวข้อที่ผ่านมา โดยการสร้างเฟสเซอร์ฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์โดยใช้กรอบอ้างอิงหยุดนิ่งดังที่ได้นำเสนอในบทที่ผ่านมา จะได้ว่า

$$\vec{\lambda}'_r = \lambda'_{dr} + j\lambda'_{qr} \tag{3.26}$$

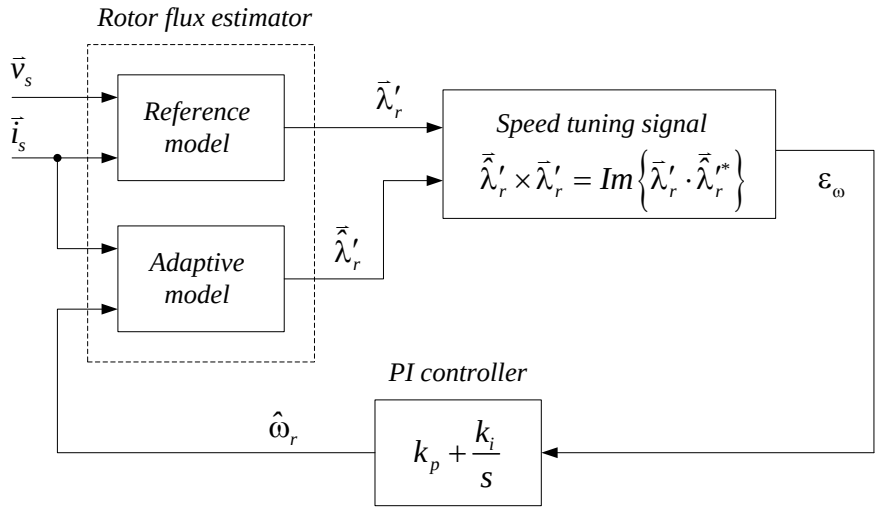
$$\hat{\vec{\lambda}}'_r = \hat{\lambda}'_{dr} + j\hat{\lambda}'_{qr} \tag{3.27}$$

ตัวแปรที่มีเครื่องหมาย _^ (cap) หมายถึง ตัวแปรที่ได้จากการประมาณค่าสถานะ โดยใช้การกำหนดสัญญาณการปรับแต่งความเร็วรอบดังสมการต่อไปนี้

$$\varepsilon_\omega = \hat{\vec{\lambda}}'_r \times \vec{\lambda}'_r = Im\left\{\vec{\lambda}'_r \cdot \hat{\vec{\lambda}}'^{*}_r\right\} = \lambda'_{qr}\hat{\lambda}'_{dr} - \lambda'_{dr}\hat{\lambda}'_{qr} \tag{3.28}$$

จะได้สมการการปรับแต่งความเร็วรอบของโรเตอร์ที่ใช้ตัวควบคุมแบบพีไอโดยมีอินพุตเป็นสัญญาณความคลาดเคลื่อนที่ได้จากสมการที่ 3.28 ดังแสดงในสมการต่อไปนี้ และโครงสร้าง MRAS ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียวนำเสนอไว้ในรูปที่ 3.9

$$\hat{\omega}_r = k_p\varepsilon_\omega + k_i\int \varepsilon_\omega dt \tag{3.29}$$



รูปที่ 3.8 ระบบเชิงปรับตัวอ้างอิงแบบจำลองสำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว

การประมาณค่านี้อาศัยแบบจำลองฟลักซ์โรเตอร์ โดยอาศัยสมการที่ได้นำเสนอไว้ 3.1 – 3.8 จะพบว่า สมการที่ 3.1 และ 3.2 เหมาะสำหรับนำไปใช้เป็นแบบจำลองอ้างอิง ในขณะที่สมการที่ 3.3 และ 3.4 เหมาะสำหรับนำไปใช้เป็นแบบจำลองเชิงปรับตัว ที่เป็นเช่นนี้ เนื่องจากในสมการที่ 3.3 และ 3.4 ปรากฏพจน์ที่มีความเร็วรอบของโรเตอร์เป็นสัมประสิทธิ์คูณอยู่ด้วย เกิดความไม่เป็นเชิงเส้นขึ้น การปรับแต่งความเร็วรอบช่วยแปรค่าสัมประสิทธิ์ของสมการ ความคลาดเคลื่อนของสมการที่ 3.28 จะมีค่าน้อยหรือเป็นศูนย์เมื่อค่าความเร็วรอบที่ประมาณได้มีค่าถูกต้อง นั่นคือ

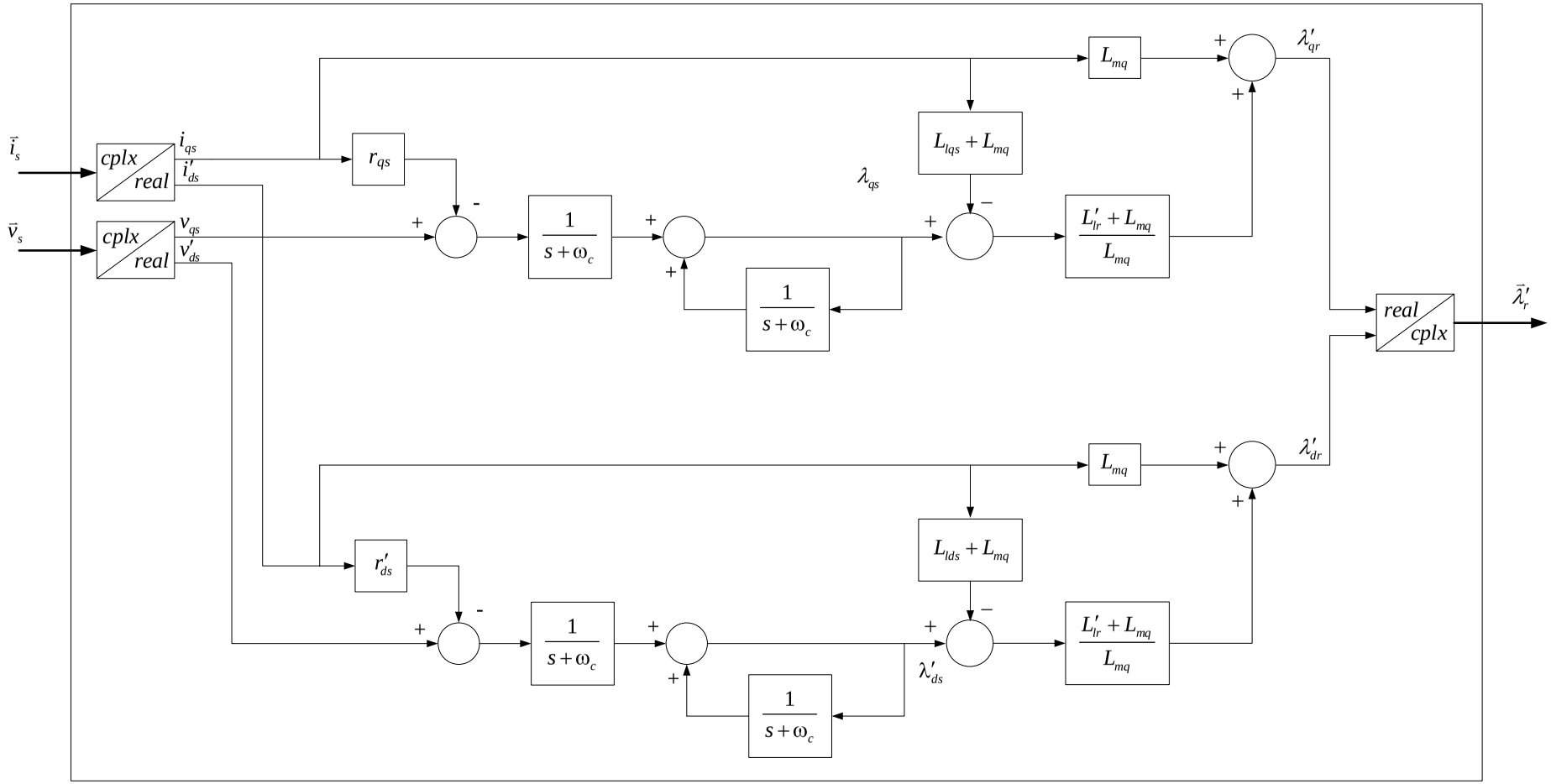
- <u>แบบจำลองอ้างอิง</u>

โดยการแทนค่าสมการที่ 3.9 ลงในสมการที่ 3.7 จะได้สมการที่ 3.30 นำเสนอแบบจำลองอ้างอิงของฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์แกน q และแทนค่าสมการที่ 3.10 ลงในสมการที่ 3.8 จะได้แบบจำลองอ้างอิงของฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์แกน d (สมการที่ 3.11 และ 3.12)

$$\lambda'_{qr} = \left(\frac{L'_{lr} + L_{mq}}{L_{mq}}\right)\left\{\lambda_{qs} - \left(L_{lqs} + L_{mq}\right)i_{qs}\right\} + L_{mq}i_{qs} \tag{3.30}$$

$$\lambda'_{dr} = \left(\frac{L'_{lr} + L_{mq}}{L_{mq}}\right)\left\{\lambda_{ds} - \left(L_{lds} + L_{mq}\right)i_{ds}\right\} + L_{mq}i_{ds} \tag{3.31}$$

โดยที่ กระแสสเตเตอร์แกน q และแกน d เป็นตัวแปรที่ได้จากการวัด สำหรับฟลักซ์เชื่อมโยงสเตเตอร์สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 3.13 และ 3.14 รูปที่ 3.10 แสดงถึงแผนภาพแบบจำลองอ้างอิงที่ใช้ในกระบวนการประมาณค่าความเร็วรอบด้วยเทคนิค MRAS



รูปที่ 3.9 แบบจำลองอ้างอิงสำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว

- <u>แบบจำลองเชิงปรับตัว</u>

โดยการแทนค่า 3.9 ลงในสมการที่ 3.3 จากนั้นทำการคำนวณปริพันธ์ จะได้แบบจำลองอ้างอิงของฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์แกน q และแทนค่าสมการที่ 3.10 ลงในสมการที่ 3.4 จะได้แบบจำลองอ้างอิงของฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์แกน d ดังต่อไปนี้

$$\frac{d\hat{\lambda}'_{qr}}{dt} = \hat{\omega}_r \hat{\lambda}'_{dr} - r'\hat{i}'_{qr} \tag{3.32}$$

$$\frac{d\hat{\lambda}'_{dr}}{dt} = -\hat{\omega}_r \hat{\lambda}'_{qr} - r'_r \hat{i}'_{dr} \tag{3.33}$$

$$\hat{\lambda}'_{qr} = \int \frac{d\hat{\lambda}'_{qr}}{dt} dt = \int \left\{ \hat{\omega}_r \hat{\lambda}'_{dr} - r'_r \hat{i}'_{qr} \right\} dt \tag{3.34}$$

$$\hat{\lambda}'_{dr} = \int \frac{d\hat{\lambda}'_{dr}}{dt} dt = \int \left\{ -\hat{\omega}_r \hat{\lambda}'_{qr} - r'_r \hat{i}'_{dr} \right\} dt \tag{3.35}$$

แบบจำลองเชิงปรับตัวนี้จะใช้ตัวแปรอินพุตเป็นค่ากระแสจากวงจรสเตเตอร์เท่านั้น และไม่นำข้อมูลแรงดันที่สเตเตอร์มาใช้ ดังนั้น จากสมการที่ 3.34 – 3.35 การคำนวณฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์ต้องใช้สมการที่ไม่พึ่งพาเฟสเซอร์แรงดัน ดังนั้น จากสมการที่ 3.7 – 3.8 จัดรูปสมการใหม่ได้ดังนี้

$$i'_{qr} = \left(\frac{1}{L'_{lr} + L_{mq}} \right) \lambda'_{qr} - \left(\frac{L_{mq}}{L'_{lr} + L_{mq}} \right) i_{qs} \tag{3.36}$$

$$i'_{dr} = \left(\frac{1}{L'_{lr} + L_{mq}} \right) \lambda'_{dr} - \left(\frac{L_{mq}}{L'_{lr} + L_{mq}} \right) i_{ds} \tag{3.37}$$

แทนค่ากระแสโรเตอร์ที่ได้ลงในสมการที่ 3.34 และ 3.35 จะได้สมการของแบบจำลองเชิงปรับตัวดังต่อไปนี้

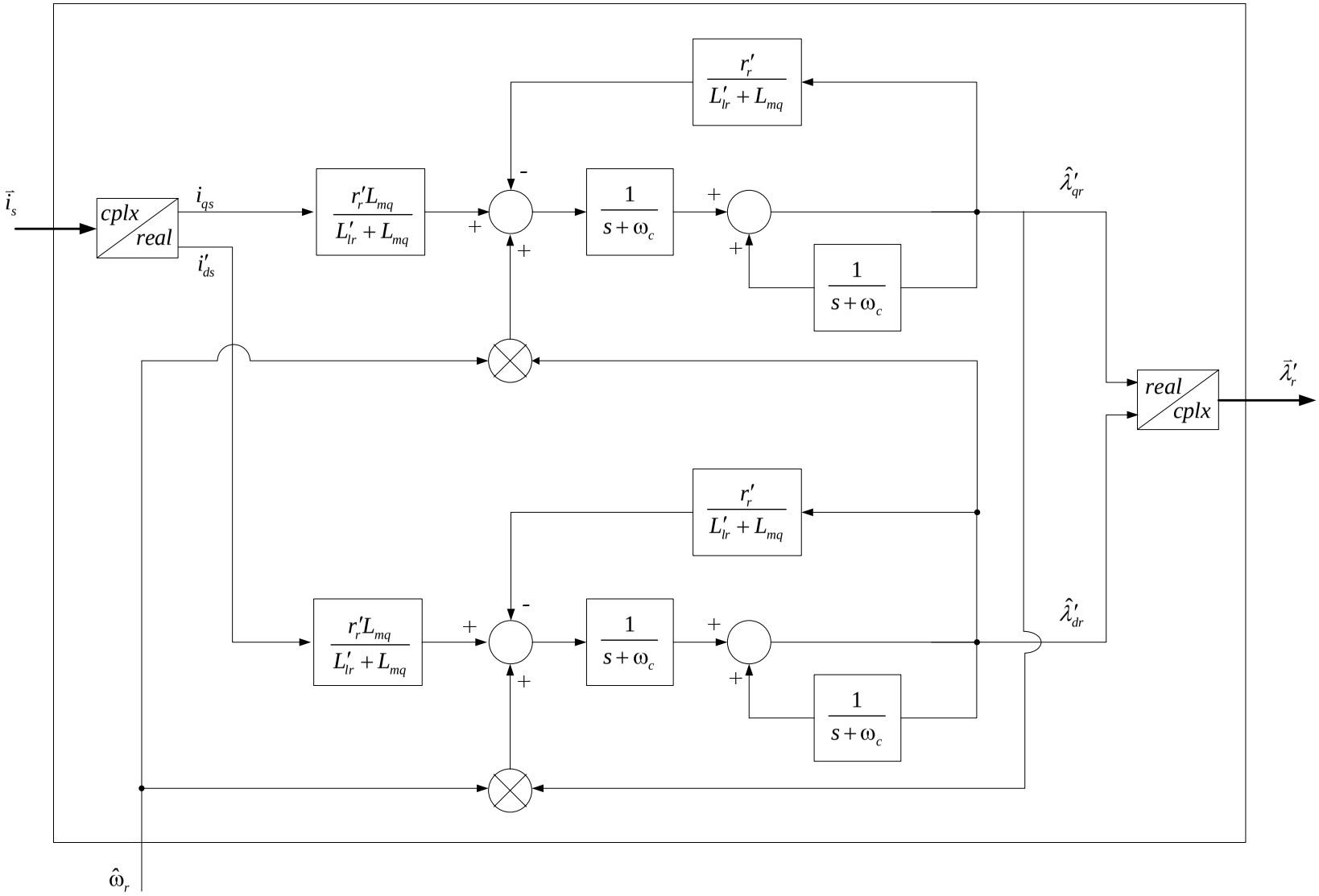
$$\hat{\lambda}'_{qr} = \int \frac{d\hat{\lambda}'_{qr}}{dt} dt = \int \left\{ \hat{\omega}_r \hat{\lambda}'_{dr} - \left(\frac{r'_r}{L'_{lr} + L_{mq}} \right) \hat{\lambda}'_{qr} + \left(\frac{r'_r L_{mq}}{L'_{lr} + L_{mq}} \right) i_{qs} \right\} dt \tag{3.34}$$

$$\hat{\lambda}'_{dr} = \int \frac{d\hat{\lambda}'_{dr}}{dt} dt = \int \left\{ -\hat{\omega}_r \hat{\lambda}'_{qr} - \left(\frac{r'_r}{L'_{lr} + L_{mq}} \right) \hat{\lambda}'_{dr} + \left(\frac{r'_r L_{mq}}{L'_{lr} + L_{mq}} \right) i'_{ds} \right\} dt \tag{3.35}$$

แทนการคำนวณปริพันธ์ด้วยรูปแบบการกรองความถี่ผ่านต่ำเพื่อกำจัดผลจากสัญญาณรบกวน จะได้ดังสมการที่ 3.36 และ 3.37 รูปที่ 3.11 นำเสนอแผนภาพแบบจำลองเชิงปรับตัวที่พัฒนาขึ้นจากแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

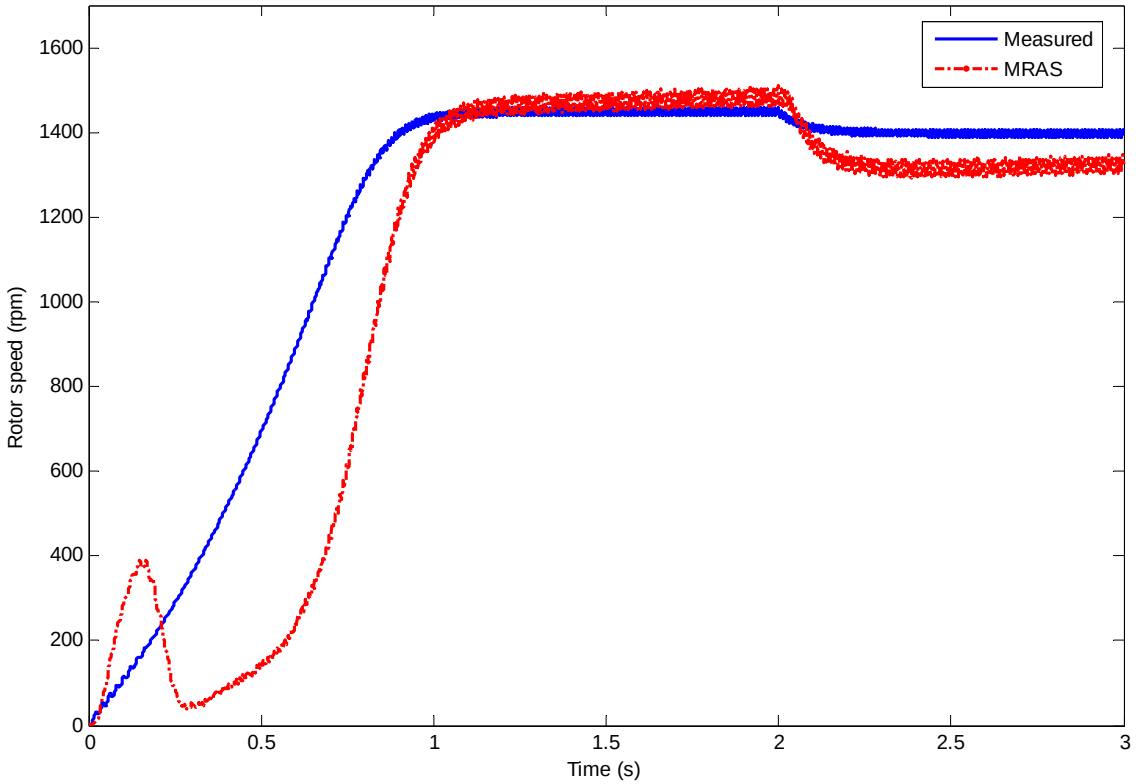
$$\hat{\lambda}'_{qr} = \frac{1}{s + \omega_c} \left\{ \hat{\omega}_r \hat{\lambda}'_{dr} - \left(\frac{r'_r}{L'_{lr} + L_{mq}} \right) \hat{\lambda}'_{qr} + \left(\frac{r'_r L_{mq}}{L'_{lr} + L_{mq}} \right) i_{qs} \right\} + \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \hat{\lambda}'_{qr} \tag{3.36}$$

$$\hat{\lambda}'_{dr} = \frac{1}{s + \omega_c} \left\{ -\hat{\omega}_r \hat{\lambda}'_{qr} - \left(\frac{r'_r}{L'_{lr} + L_{mq}} \right) \hat{\lambda}'_{dr} + \left(\frac{r'_r L_{mq}}{L'_{lr} + L_{mq}} \right) i'_{ds} \right\} + \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \hat{\lambda}'_{dr} \tag{3.37}$$



รูปที่ 3.10 แบบจำลองเชิงปรับตัวสำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว

รูปที่ 3.10 และ 3.11 เป็นส่วนขยายเพื่อให้เห็นถึงรายละเอียดของตัวประมาณค่าฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์ที่ได้จากแบบจำลองทั้งสอง ความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นจากแบบจำลองทั้งสองจะถูกปรับแต่งผ่านกลไกการควบคุมพีไอเพื่อปรับค่าความเร็วรอบการหมุนของโรเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 3.9 อย่างไรก็ตาม วิธีการนี้มีข้อจำกัดหลายประการ ได้แก่ การออกแบบตัวกรองความถี่ผ่านต่ำ ที่ต้องดำเนินการควบคู่กับการปรับตั้งพารามิเตอร์ของตัวชดเชยพีไอ ทำให้ใช้งานได้ยากและมีความซับซ้อน ในงานวิจัยนี้จะนำเสนอเฉพาะตัวอย่างการจำลองผลการประมาณค่าความเร็วรอบโดยใช้เทคนิค MRAS ซึ่งไม่ได้ปรับตั้งค่าพารามิเตอร์ให้เหมาะสมที่สุด ทำให้ความคลาดเคลื่อนที่ได้ไม่ดีเท่าที่ควร ดังแสดงในรูปที่ 3.12 การปรับแต่งพารามิเตอร์ของตัวชดเชยและของตัวกรองความถี่ผ่านต่ำอาจจะใช้เทคนิคการหาค่าเหมาะที่สุดทั้งแบบดั้งเดิม เช่น วิธีการค้นหาเกรเดียนต์ (gradient serahc) และแบบชาญฉลาด เช่น วิธีการค้นหาด้วยจีนเนติกอัลกอริทึม (genetic algorithms)



รูปที่ 3.11 ผลการประมาณค่าความเร็วรอบโดยใช้เทคนิค MRAS

3.5 ตัวสังเกตความเร็วรอบเชิงปรับตัวแบบเต็มอันดับ

ตัวสังเกตลูเอนเบอร์เกอร์แบบขยาย (extended Luenberger state observer: ELO) สามารถนำมาใช้เป็นตัวสังเกตแบบเต็มอันดับสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวได้ อย่างไรก็ตาม แบบจำลองที่ใช้กับตัวสังเกตนี้ไม่สามารถนำสมการฟลักซ์เชื่อมโยงหรือสมการสถานะในรูปของกระแสมาใช้ได้โดยตรง จำเป็นต้องจัดรูปของสมการเสียใหม่เพื่อให้เข้ากับรูปแบบของตัวสังเกตลูเอนเบอร์เกอร์แบบขยายที่ต้องการให้เพิ่มพจน์ของความคลาดเคลื่อนรวมไว้ในสมการด้วย และเนื่องจากงานวิจัยด้านการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ 3 เฟส ถูกพัฒนาไว้อย่างต่อเนื่องและแพร่หลาย รูปแบบของ

สมการที่นำมาใช้สำหรับตัวสังเกตลูเอนเบอร์เกอร์แบบขยายจะใช้กระแสสเตเตอร์และฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์เป็นตัวแปรสถานะ อาศัยหลักการเดียวกันนี้นำมาสร้างสมการตัวสังเกตลูเอนเบอร์เกอร์แบบขยายสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว [23, 24, 30-32] จะได้ว่า

$$\frac{d}{dt}[x]=[A][x]+[B][u] \tag{3.38}$$

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{qs} \\ i'_{ds} \\ \lambda'_{qr} \\ \lambda'_{dr} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \frac{1}{L_{\sigma q}^2}\left(r_{qs}L_r+\frac{L_{mq}^2}{\tau_r}\right) & 0 & -\frac{L_{mq}}{\tau_r L_{\sigma q}^2} & \frac{\omega_r L_{mq}}{L_{\sigma q}^2} \\ 0 & \frac{1}{L_{\sigma d}^2}\left(r'_{ds}L_r+\frac{L_{mq}^2}{\tau_r}\right) & -\frac{\omega_r L_{mq}}{L_{\sigma d}^2} & -\frac{L_{mq}}{\tau_r L_{\sigma d}^2} \\ \frac{L_r}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & \omega_r \\ 0 & \frac{L_r}{\tau_r} & -\omega_r & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_{qs} \\ i'_{ds} \\ \lambda'_{qr} \\ \lambda'_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{L_r}{L_{\sigma q}^2} & 0 \\ 0 & -\frac{L_r}{L_{\sigma d}^2} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v'_{ds} \end{bmatrix} \tag{3.39}$$

โดยที่

$$L_{sq}=L_{lqs}+L_{mq}$$
$$L_{sd}=L'_{lds}+L_{mq}$$
$$L_r=L'_{lr}+L_{mq}$$
$$L_{\sigma q}^2=L_{mq}^2-L_{sq}L_r$$
$$L_{\sigma d}^2=L_{mq}^2-L_{sd}L_r$$
$$\tau_r=\frac{L_r}{r'_r}$$
$$[x]=\begin{bmatrix} i_{qs} & i'_{ds} & \lambda'_{qr} & \lambda'_{dr} \end{bmatrix}^T$$

เมื่อนำสมการที่ 3.38 มาใช้ประมาณค่าสถานะ สมการนี้ต้องเพิ่มพจน์ที่ใช้ชดเชยความคลาดเคลื่อนจากการประมาณค่า ซึ่งระบบมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวนี้ตั้งอยู่บนข้อกำหนดของการวัดค่ากระแสสเตเตอร์ ทำให้ความคลาดเคลื่อนของกระแสสเตเตอร์ถูกนำมาใช้เป็นตัวชดเชยดังกล่าวผ่านเมตริกซ์อัตราขยาย (matrix gain: $[G]$) ดังแสดงในสมการที่ 3.40

$$\frac{d}{dt}[\hat{x}]=\left[\hat{A}\right][\hat{x}]+[B][u]+[G]\left\{[i_s]-\left[\hat{i}_s\right]\right\} \tag{3.40}$$

โดยที่

$$[i_s]=\begin{bmatrix} i_{qs} & i'_{ds} \end{bmatrix}^T=[C][x]$$

$$\begin{bmatrix} i_{qs} \\ i'_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i'_{ds} \\ \lambda'_{qr} \\ \lambda'_{dr} \end{bmatrix}$$

$$\left[\hat{A}\right] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{\sigma q}^2}\left(r_{qs}L_r + \frac{L_{mq}^2}{\tau_r}\right) & 0 & -\frac{L_{mq}}{\tau_r L_{\sigma q}^2} & \frac{\hat{\omega}_r L_{mq}}{L_{\sigma q}^2} \\ 0 & \frac{1}{L_{\sigma d}^2}\left(r'_{ds}L_r + \frac{L_{mq}^2}{\tau_r}\right) & -\frac{\hat{\omega}_r L_{mq}}{L_{\sigma d}^2} & -\frac{L_{mq}}{\tau_r L_{\sigma d}^2} \\ \frac{L_r}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & \hat{\omega}_r \\ 0 & \frac{L_r}{\tau_r} & -\hat{\omega}_r & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix}$$

$$[G] = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 \\ g_3 & g_4 \\ g_5 & g_6 \\ g_7 & g_8 \end{bmatrix}$$

เพื่อคำนวณหาพลวัตของความคลาดเคลื่อน ผลต่างระหว่างสมการที่ 3.40 และ 3.38 นำเสนอสมการความคลาดเคลื่อนของตัวสังเกตดังต่อไปนี้

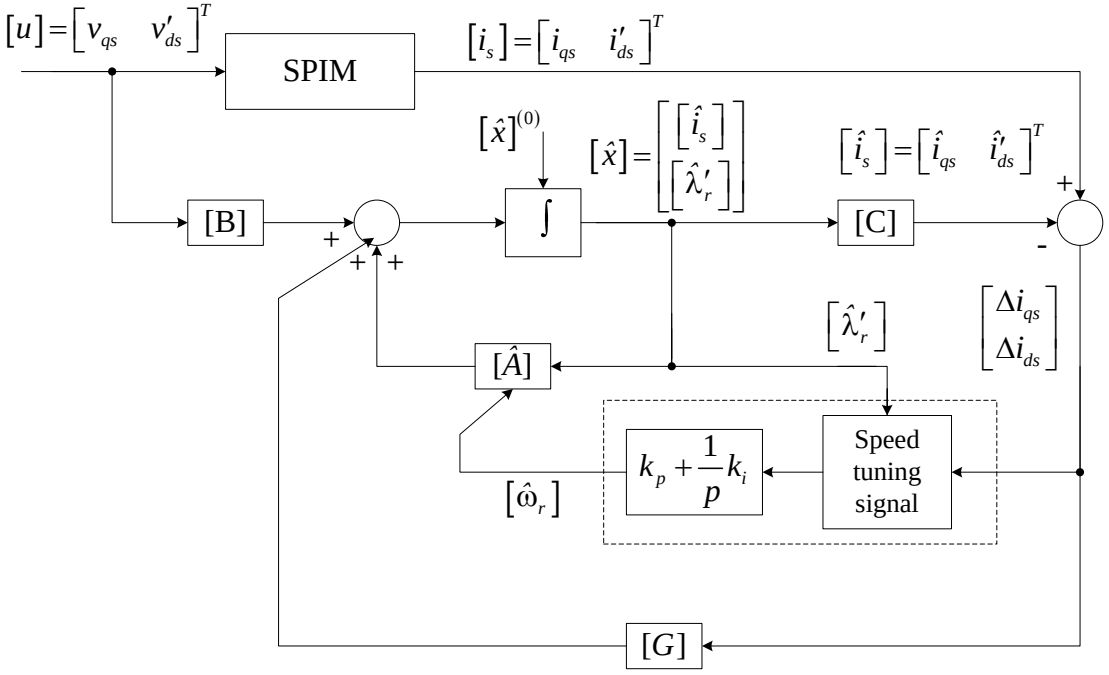
$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}[e] &= \frac{d}{dt}\{[x]-[\hat{x}]\} = \{[A]-[G][C]\}\{[x]-[\hat{x}]\} + \left\{[A]-\left[\hat{A}\right]\right\}[\hat{x}] \\ &= \{[A]-[G][C]\}[e] + [\Delta A][\hat{x}] = [E][e] + [\Delta A][\hat{x}] \end{aligned} \tag{3.41}$$

โดยที่

$$[E] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{\sigma q}^2}\left(r_{qs}L_r + \frac{L_{mq}^2}{\tau_r}\right) - g_1 & -g_2 & -\frac{L_{mq}}{\tau_r L_{\sigma q}^2} & \frac{\omega_r L_{mq}}{L_{\sigma q}^2} \\ -g_3 & \frac{1}{L_{\sigma d}^2}\left(r'_{ds}L_r + \frac{L_{mq}^2}{\tau_r}\right) - g_4 & -\frac{\omega_r L_{mq}}{L_{\sigma d}^2} & -\frac{L_{mq}}{\tau_r L_{\sigma d}^2} \\ \frac{L_r}{\tau_r} - g_5 & -g_6 & -\frac{1}{\tau_r} & \omega_r \\ -g_7 & \frac{L_r}{\tau_r} - g_8 & -\omega_r & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix}$$

$$[\Delta A]=\begin{bmatrix} 0 & 0 & -\dfrac{L_{mq}}{\tau_r L_{\sigma q}^2} & \dfrac{(\omega_r-\hat{\omega}_r)L_{mq}}{L_{\sigma q}^2} \\ 0 & 0 & -\dfrac{(\omega_r-\hat{\omega}_r)L_{mq}}{L_{\sigma d}^2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & (\omega_r-\hat{\omega}_r) \\ 0 & 0 & -(\omega_r-\hat{\omega}_r) & 0 \end{bmatrix}$$

จากสมการที่ 3.41 จะพบว่า พลวัตของความคลาดเคลื่อนของตัวสังเกตนี้ขึ้นอยู่กับค่าเจาะจงของเมตริกซ์ $[E]$ ซึ่งสามารถนำมาใช้ออกแบบตัวสังเกตที่มีสเถียรภาพได้โดยการปรับตั้งค่าพารามิเตอร์ของเมตริกซ์อัตราขยาย อาศัยหลักการวางตำแหน่งโพลที่เหมาะสมในการออกแบบจะได้ค่าสัมประสิทธิ์สำหรับเมตริกซ์อัตราขยายที่ทำให้พลวัตของความคลาดเคลื่อนมีเสถียรภาพ



รูปที่ 3.12 โครงสร้างของตัวสังเกตแบบเต็มอันดับด้วย ELO สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

ทุกรอบการคำนวณ ความคลาดเคลื่อนที่ได้จากการประมาณค่ากระแสสเตเตอร์เทียบกับค่าที่วัดได้และค่าฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์ที่ประมาณได้จะถูกนำมาปรับแต่งความเร็วรอบผ่านตัวชดเชยพีไอ โครงสร้างการปรับแต่งนี้แสดงไว้ในรูปที่ 3.12 โดยสมการการปรับแต่งความเร็วรอบของโรเตอร์นำเสนอไว้ในสมการที่ 3.42

$$\hat{\omega}_r = k_p\left(\lambda'_{qr}\Delta i_{ds}-\lambda'_{dr}\Delta i_{qs}\right)+k_i\int\left(\lambda'_{qr}\Delta i_{ds}-\lambda'_{dr}\Delta i_{qs}\right)dt \qquad (3.42)$$

โดยที่

$$\Delta i_{qs} = i_{qs}-\hat{i}_{qs}$$
$$\Delta i_{ds} = i_{ds}-\hat{i}_{ds}$$

k_p และ k_i คือ สัมประสิทธิ์ของตัวชดเชยพีไอ

ปัญหาที่สำคัญ คือ การเลือกสัมประสิทธิ์ของเมตริกซ์อัตราขยายของตัวสังเกต โดยใช้เทคนิคของการวางตำแหน่งโพลที่เหมาะสม (pole placement) งานวิจัยสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส แนะนำให้เลือกวางตำแหน่งโพลของตัวสังเกตให้เป็นสัดส่วนกับโพลของมอเตอร์ เนื่องจากถ้าพลวัตของมอเตอร์มีเสถียรภาพแล้วจะส่งผลให้พลวัตของตัวสังเกตมีเสถียรภาพด้วย สำหรับระบบเวลาต่อเนื่อง (continuous-time system) ค่าเจาะจงเป็นตัวบ่งชี้ถึงตำแหน่งของโพลและแสดงถึงเสถียรภาพของระบบ โดยที่ค่าเจาะจงของระบบต้องมีค่าเป็นลบทุกตัว นั่นคือ

$$\left|[E]-\lambda[I]\right|=0$$

$$\begin{vmatrix} \frac{1}{L_{\sigma q}^2}\left(r_{qs}L_r+\frac{L_{mq}^2}{\tau_r}\right)-g_1-\lambda & -g_2 & -\frac{L_{mq}}{\tau_r L_{\sigma q}^2} & \frac{\omega_r L_{mq}}{L_{\sigma q}^2} \\ -g_3 & \frac{1}{L_{\sigma d}^2}\left(r'_{ds}L_r+\frac{L_{mq}^2}{\tau_r}\right)-g_4-\lambda & -\frac{\omega_r L_{mq}}{L_{\sigma d}^2} & -\frac{L_{mq}}{\tau_r L_{\sigma d}^2} \\ \frac{L_r}{\tau_r}-g_5 & -g_6 & -\frac{1}{\tau_r}-\lambda & \omega_r \\ -g_7 & \frac{L_r}{\tau_r}-g_8 & -\omega_r & -\frac{1}{\tau_r}-\lambda \end{vmatrix}=0$$

จากสมการที่นำเสนอจะเห็นได้ว่าการคำนวณค่าเจาะจงมีความซับซ้อนและเสียเวลามาก การใช้ระเบียบวิธีเชิงตัวเลขไม่ได้ช่วยให้คำนวณผลเฉลยง่ายขึ้นแต่อย่างใด เนื่องจากเมตริกซ์อัตราขยายต้องปรับปรุงทุกรอบการคำนวณ การเลือกอัตราขยายดังกล่าวจะกล่าวถึงในภายหลัง

เพื่อให้สามารถนำไปใช้ได้กับตัวประมวลผลดิจิตอล สมการของตัวสังเกตลูเอนเบอร์เกอร์แบบขยายต้องถูกเขียนให้อยู่ในรูปสมการของระบบไม่ต่อเนื่อง (discretized form of extended Luenberger state observer) โดยใช้สูตรผลต่างของออยเลอร์ (Euler's difference formulae) ประยุกต์ใช้กับสมการที่ 3.40 จะได้ว่า

$$\frac{d}{dt}[\hat{x}]=\left[\hat{A}\right][\hat{x}]+[B][u]+[G]\left\{[i_s]-\left[\hat{i}_s\right]\right\}$$

$$\frac{\left[\hat{x}(k+1)\right]-\left[\hat{x}(k)\right]}{\Delta t}=\left[\hat{A}(k)\right]\left[\hat{x}(k)\right]+[B]\left[u(k)\right]+\left[G(k)\right]\left\{\left[i_s(k)\right]-\left[\hat{i}_s(k)\right]\right\}$$

จัดรูปสมการใหม่ให้ง่ายขึ้น จะได้สมการตัวสังเกตลูเอนเบอร์เกอร์แบบขยายสำหรับระบบไม่ต่อเนื่องดังต่อไปนี้

$$[\hat{x}]_{k+1}=\left\{[I_{4\times4}]+\Delta t\cdot\left[\hat{A}\right]_k\right\}[\hat{x}]_k+\Delta t\cdot[B][u]_k+\Delta t\cdot[G]_k\left\{[i_s]_k-\left[\hat{i}_s\right]_k\right\}$$

$$[\hat{x}]_{k+1}=\left[\hat{A}_d\right]_k[\hat{x}]_k+\left[B_d\right][u]_k+\left[G_d\right]_k\left\{[i_s]_k-\left[\hat{i}_s\right]_k\right\} \quad (3.43)$$

โดยที่

$$\left[\hat{A}_d\right]_k = \left\{\left[I_{4\times4}\right] + \Delta t \cdot \left[\hat{A}\right]_k\right\}$$
$$\left[B_d\right] = \Delta t \cdot [B]$$
$$\left[G_d\right]_k = \Delta t \cdot [G]_k$$

อ้างอิงจากงานวิจัยทางด้านมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ 3 เฟส [23, 24, 33] ที่เลือกเมตริกซ์อัตราขยายให้มีค่าคงที่ทำให้ง่ายในการปรับแต่งค่าพารามิเตอร์ ในที่นี้จะใช้เมตริกซ์อัตราขยายเป็นดังสมการที่ 3.44

$$[G] = \begin{bmatrix} \alpha & \alpha \\ -\alpha & \alpha \\ \alpha & \alpha \\ -\alpha & \alpha \end{bmatrix} \tag{3.44}$$

จากข้อกำหนดนี้ทำให้พารามิเตอร์ที่ต้องปรับแต่งลดจำนวนลงจาก 10 ตัว เหลือเพียง 3 ตัวเท่านั้น การค้นหาพารามิเตอร์ทั้ง 3 ได้แก่ k_p k_i และ α นั้น อาจจะใช้วิธีการแก้ปัญหาค่าเหมาะที่สุดหรือใช้เทคนิคการค้นหาแบบชาญฉลาด เช่น จีนเนติกอัลกอริทึม เป็นต้น โดยการกำหนดช่วงการค้นหาที่เหมาะสมจากการลองผิดลองถูกเพื่อสุ่มดูแนวโน้มของผลตอบสนอง ทำให้เลือกใช้ขอบเขตการค้นหาเป็นดังต่อไปนี้

$$0.1 \le k_p \le 10,\ 0.01 \le k_i \le 1,\ -10 \le \alpha \le 10$$

โดยใช้การแก้ปัญหาค่าเหมาะที่สุดด้วย MATLAB's Optimization Toolbox [34] ซึ่งเป็นการค้นหาค่าเหมาะที่สุดแบบพึ่งพาการคำนวณเกรเดียนต์ของฟังก์ชัน [35 – 39] โดยใช้ฟังก์ชัน fminunc ซึ่งกำหนดฟังก์ชันวัตถุประสงค์ด้วยค่าความคลาดเคลื่อนสัมพัทธ์ของความเร็วรอบโรเตอร์ดังต่อไปนี้

$$f = \sum_{k=1}^{n} \left\{ \frac{\omega_r^{est}(k) - \omega_r^{meas}(k)}{100\pi} \right\}^2 \tag{3.45}$$

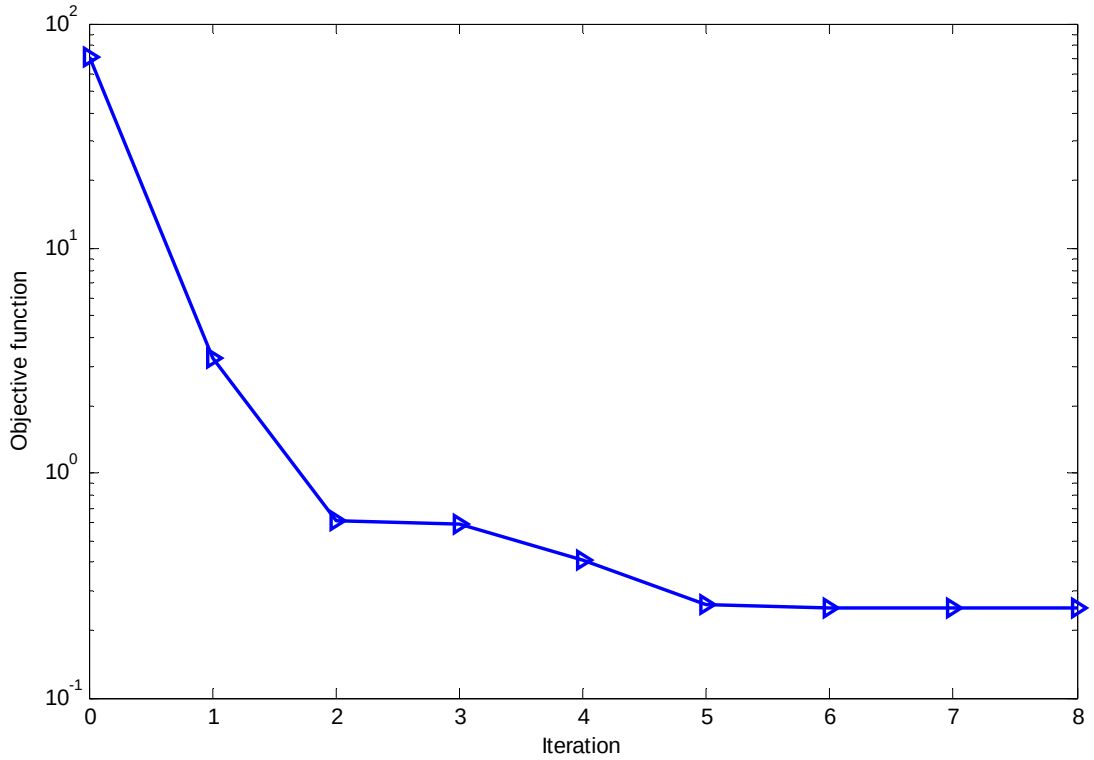
โดยที่

$\omega_r^{est}(k)$ แทนค่าความเร็วรอบที่ได้จากตัวสังเกตตำแหน่งการคำนวณที่ k

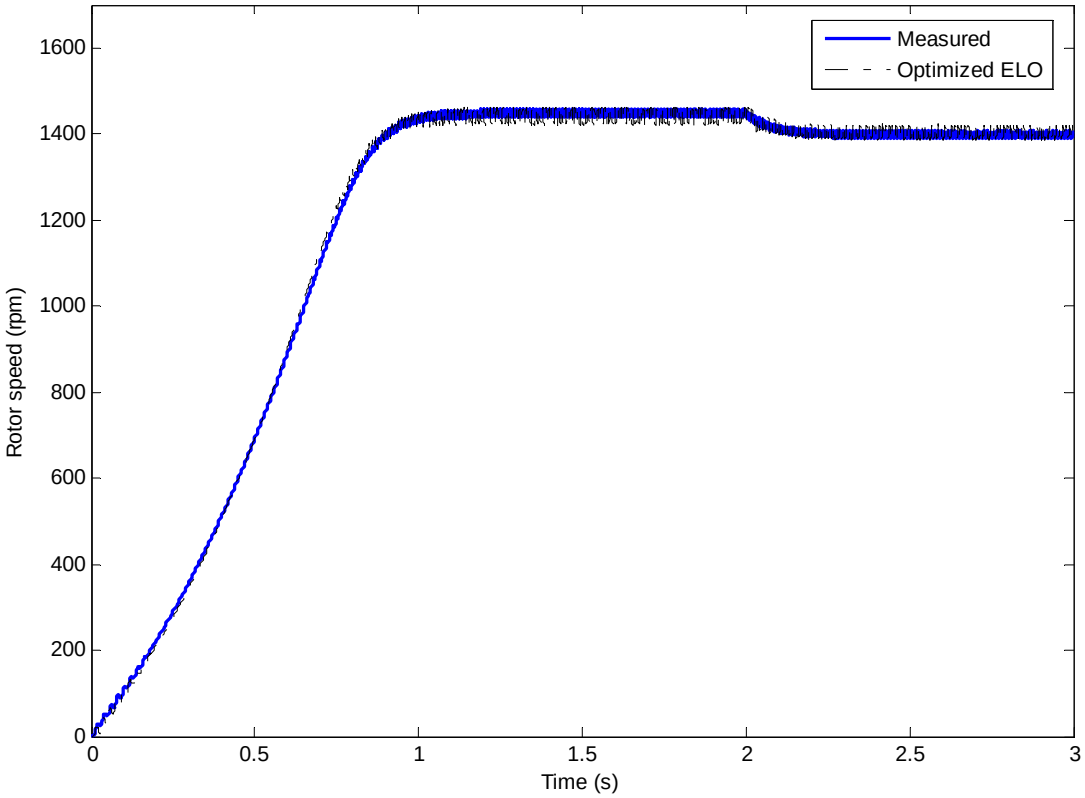
$\omega_r^{meas}(k)$ แทนค่าความเร็วรอบที่ได้จากการวัดตำแหน่งที่ k

เนื่องจากการค้นหาต้องกำหนดผลเฉลยเริ่มต้น ดังนั้นเพื่อให้การค้นหาดำเนินการอัตโนมัติได้ กำหนดให้ใช้การสุ่มผลเฉลยเริ่มต้นโดยการสุ่มค่าอย่างสม่ำเสมอจากขอบเขตของตัวแปรที่กำหนด เนื่องจากผลเฉลยเริ่มต้นมีผลอย่างมากต่อการลู่เข้าของผลเฉลยสำหรับการแก้ปัญหาด้วยเทคนิคนี้ การสุ่มตัวอย่างที่ดำเนินการในงานวิจัยนี้ประสบความสำเร็จได้ผลเฉลยที่ดี ซึ่งนำไปใช้ได้ประมาณ 25% ของการทดลองจำลองผลเท่านั้น 75% ที่เหลือได้ผลไม่ดีเท่าที่ควรจะเป็น อย่างไรก็ตาม เมื่อพิจารณาจากข้อดีของวิธีการนี้ คือ ความเร็วในการคำนวณผลเฉลย ทำให้จำนวน 25% ที่ได้ ใช้เวลาไม่นานนัก เนื่องจากการรันโปรแกรมแต่ละครั้งใช้เวลาประมาณ 20 – 60 วินาที ด้วยคอมพิวเตอร์

Intel Core 2 Duo Processor T8100 2.1 GHz, 2-GB RAM ผลการรันโปรแกรมจะได้ผลเฉลยเป็นดังนี้ k_p = 1.3455, k_i = 0.1046 และ α = -0.0636 ให้ค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ต่ำสุดที่ 0.2528 จากการคำนวณ 8 รอบ ดังแสดงในรูปที่ 3.13 นำผลเฉลยที่ได้ไปสร้างผลตอบสนองจะได้ดังรูปที่ 3.14

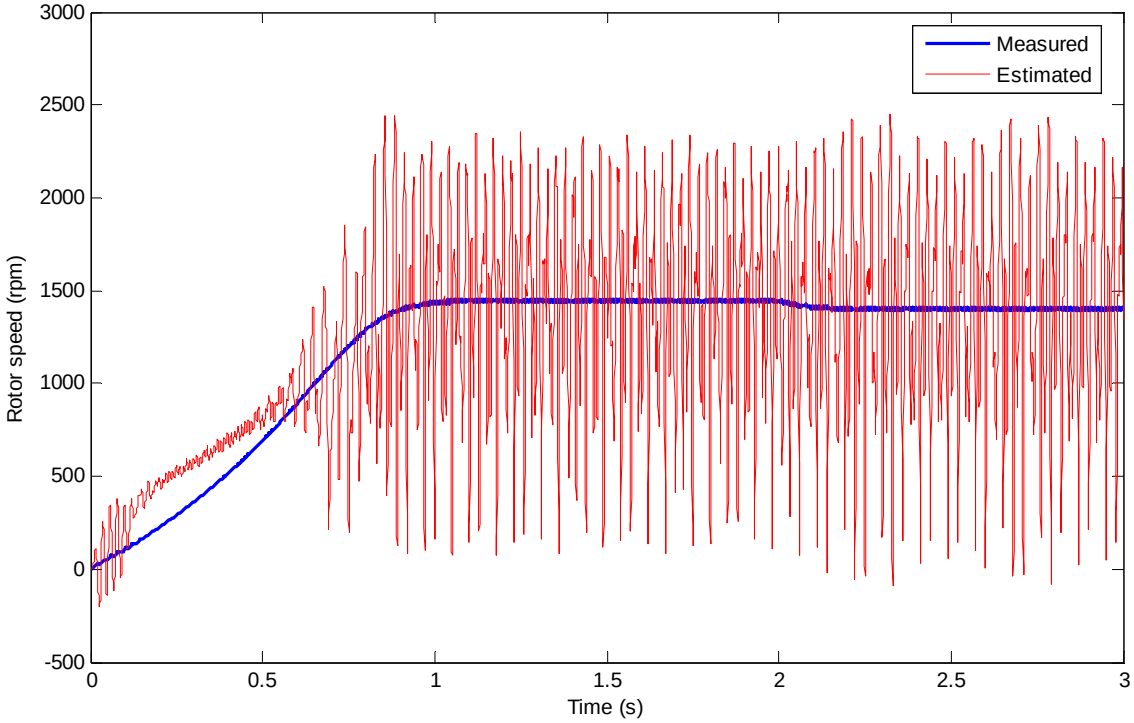


รูปที่ 3.13 การลู่เข้าของผลเฉลยโดยใช้การค้นหาแบบพึ่งพาเกรเดียนต์



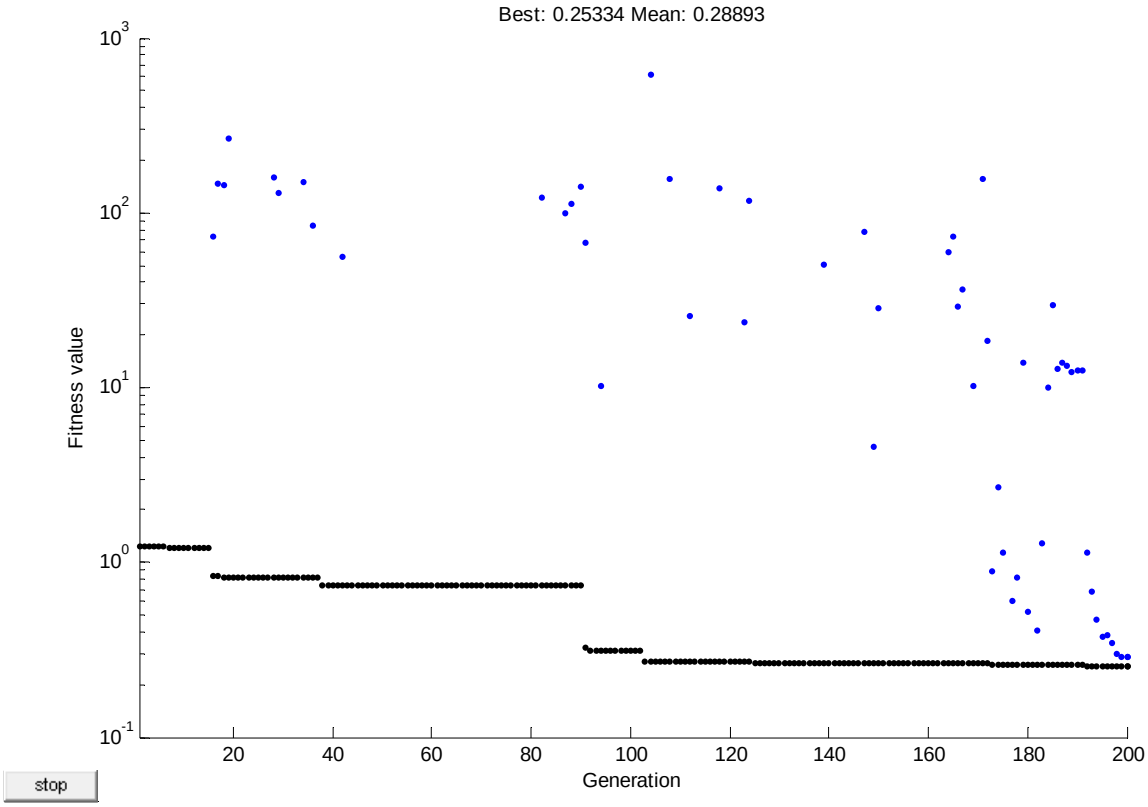
รูปที่ 3.14 ผลการประมาณค่าความเร็วรอบด้วย ELO ที่ใช้การค้นหาแบบพึ่งพาเกรเดียนต์

อย่างไรก็ตาม การค้นหาด้วยวิธีนี้ขึ้นกับผลเฉลยเริ่มต้น ถ้าสุ่มเลือกผลเฉลยเริ่มต้นที่ไม่ดีผลเฉลยที่ได้จะไม่ดีเช่นกันดังรูปที่ 3.15 ในกรณีนี้ ผลการค้นหาให้ค่า k_p = 14.1772, k_i = 0.9252 และ α = 1.3112 ให้ค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ต่ำสุดที่ 544.249

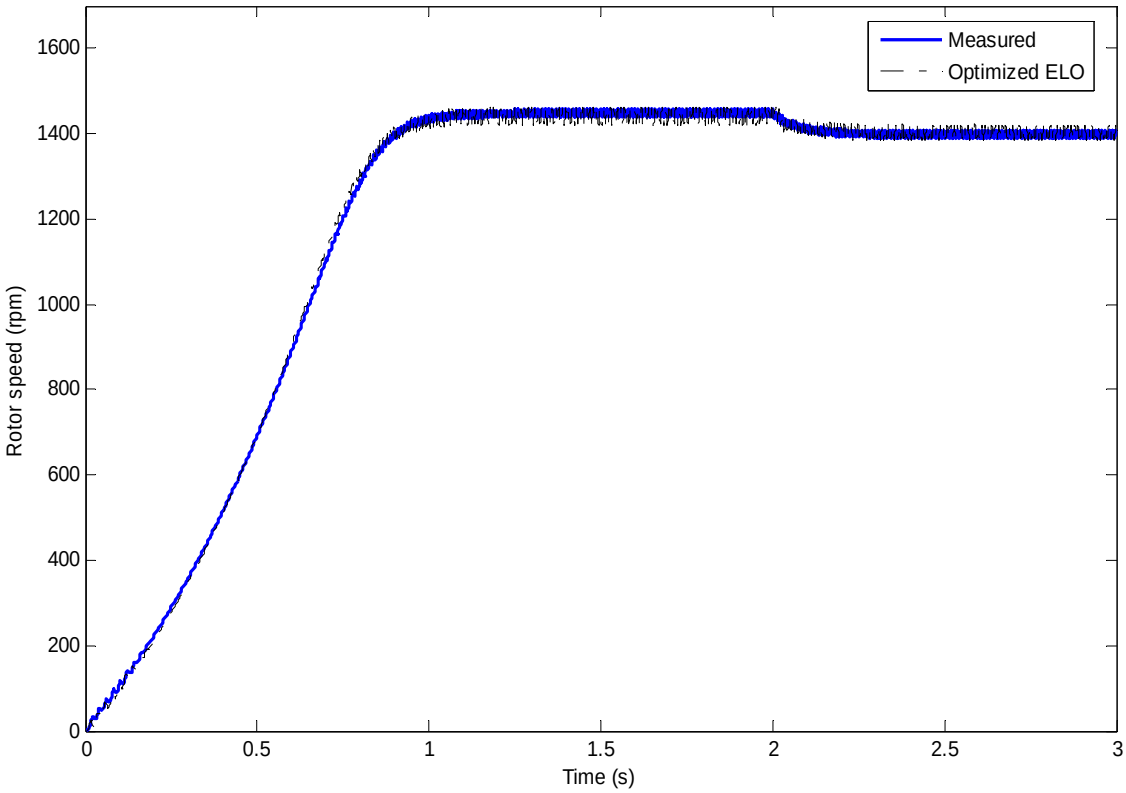


รูปที่ 3.15 ผลการประมาณค่าความเร็วรอบด้วย ELO ที่ใช้การค้นหาแบบพึ่งพาเกรเดียนต์ 2

โดยใช้จีนเนติกอัลกอริทึม [41-43] ผลเฉลยที่ได้มีค่าสำเร็จมากกว่า นั่นคือ จีนเนติกอัลกอริทึมให้ผลเฉลยที่ดีทุกครั้งที่ทำการทดสอบ ให้ค่าฟังก์ชันวัตถุประสงค์ประมาณ 0.253 รูปที่ 3.16 แสดงถึงการลู่เข้าของผลเฉลยที่ค้นหาด้วยจีนเนติกอัลกอริทึม และรูปที่ 3.17 แสดงถึงผลการประมาณค่าความเร็วรอบของโรเตอร์เทียบกับค่าที่วัด อย่างไรก็ตาม เวลาที่ใช้ในการคำนวณช้ากว่าการค้นหาแบบพึ่งพาเกรเดียนต์มาก โดยการค้นหาผลเฉลยหนึ่งครั้งในเวลาประมาณ 20 – 30 นาที สำหรับจำนวนประชากรเท่ากับ 10 และจำนวนรุ่นถ่ายทอดสูงสุดเป็น 200 รุ่น ถ้าจำนวนรุ่นถ่ายทอดหรือจำนวนประชากรมากกว่านี้จะใช้เวลาในการคำนวณยาวนานกว่านี้ เมื่อพิจารณาถึงอัตราส่วนเวลา จะพบว่า จีนเนติกอัลกอริทึมใช้เวลาในการแก้ปัญหานี้นานกว่าการค้นหาแบบพึ่งพาเกรเดียนต์ถึง 60 เท่า



รูปที่ 3.16 การลู่เข้าของผลเฉลยโดยใช้จีนเนติกอัลกอริทึม



รูปที่ 3.17 ผลการประมาณค่าความเร็วรอบด้วย ELO ที่ใช้การค้นหาด้วยจีนเนติกอัลกอริทึม

3.6 ตัวสังเกตความเร็วรอบโดยใช้ตัวกรองคาลมานแบบขยาย

ตัวกรองคาลมานแบบขยาย (Extended Kalman filter: EKF) [23, 24, 44] นิยมนำมาใช้กับระบบที่มีการพิจารณาผลของสัญญาณรบกวน ได้แก่ การรบกวนจากการวัด (measurement noise) ในกรณีนี้เกิดจากการอ่านค่าของเซนเซอร์วัดกระแสสเตเตอร์ และการรบกวนจากระบบ (system noise) หมายถึง ผลจากความคลาดเคลื่อนของแบบจำลองการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียวที่นำมาใช้ประมาณค่า (truncation error หรือ model inaccuracy) ตัวกรองคาลมานแบบขยายนี้เป็นรูปแบบหนึ่งของตัวกรองคาลมานแบบปกติ มีคุณสมบัติที่คล้ายกัน ต่างกันที่ตัวกรองคาลมานแบบขยายสามารถนำมาใช้กับระบบไม่เชิงเส้นได้ ข้อด้อยที่เด่นชัดของวิธีการนี้ คือ การคำนวณยุ่งยากและซับซ้อนกว่าตัวสังเกตลูเอนเบอร์เกอร์แบบขยาย ข้อแตกต่างกันที่ชัดเจนอีกประการหนึ่ง ได้แก่ การพิจารณาตัวแปรความเร็วรอบของโรเตอร์ สำหรับในกรณีของตัวสังเกตลูเอนเบอร์เกอร์แบบขยาย ความเร็วรอบของโรเตอร์จะถูกปรับแต่งจากค่าความคลาดเคลื่อนของผลการวัดและค่าประมาณที่สอดคล้องกันทุก ๆ รอบเวลาการคำนวณ ความคลาดเคลื่อนที่จะถูกนำมาใช้สังเคราะห์ความเร็วรอบของโรเตอร์ผ่านตัวควบคุมพีไอ สำหรับกรณีของตัวสังเกตที่ใช้ตัวกรองคาลมานแบบขยายนี้ ตัวแปรความเร็วรอบของโรเตอร์จะถูกกำหนดให้เป็นตัวแปรสถานะตัวที่ห้า การประมาณค่าความเร็วรอบด้วยตัวกรองคาลมานแบบขยายจึงอาจกล่าวได้ว่าเป็นตัวประมาณค่าสถานะอย่างแท้จริง

ตัวกรองคาลมานแบบขยายตั้งอยู่บนสมมติฐานของการรบกวนสัญญาณดังที่ได้กล่าวไว้ โดยอ้างอิงจากสมการสถานะของระบบแบบไม่ต่อเนื่อง จะได้ว่า

$$[x(k+1)] = [A_d(x)][x(x)] + [B_d(x)][u(x)] + [v(x)] \tag{3.46}$$

$$[y(k+1)] = [C_d][x(k+1)] + [w(k)] \tag{3.47}$$

โดยที่

$[v(k)]$และ $[w(k)]$ แทนเวกเตอร์สัญญาณรบกวนแบบค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และมีการกระจายแบบไวท์เกาส์เซียน (zero-mean, white Gaussian noise)

$[x(k)] = \left[i_{qs}(k) \quad i'_{ds}(k) \quad \lambda'_{qr}(k) \quad \lambda'_{dr}(k) \quad \omega_r(k) \right]^T$ แทนเวกเตอร์สถานะ

$[y(k)]$ แทนเวกเตอร์เอาต์พุตที่สอดคล้องกับตัวแปรที่ได้จากวัด

การประมาณค่าสถานะด้วยตัวกรองคาลมานแบบขยายนี้มีขั้นตอนต่าง ๆ ได้แก่

1. การกำหนดค่าเริ่มต้นให้เวกเตอร์สถานะและเมตริกซ์โคแวเรียนซ์

เวกเตอร์สถานะ $[x]_0$ จะถูกกำหนดค่าเริ่มต้นตามความเหมาะสม อย่างไรก็ตาม เวกเตอร์ศูนย์ (zero vector) อาจจะถูกนำมาใช้ในกรณีนี้ได้ สำหรับตัวกรองคาลมานนี้จะใช้เมตริกซ์โคแวเรียนซ์ (Covariance matrices) ทั้งสิ้น 3 ตัว ได้แก่ $[Q]$ $[R]$ และ $[P]$ นำเสนอเมตริกซ์โคแวเรียนซ์ของเวกเตอร์สัญญาณรบกวนของระบบ เมตริกซ์โคแวเรียนซ์ของเวกเตอร์สัญญาณรบกวนจากการวัด

และเมตริกซ์โคแวเรียนซ์ของเวกเตอร์สถานะ (เมตริกซ์โคแวเรียนซ์ของการทำนาย: Covariance matrix of prediction) ตามลำดับ โดยที่ $[Q]$ มีขนาด 5×5 $[R]$ มีขนาด 2×2 และ $[P]_0$ มีขนาด 5×5

2. การทำนายเวกเตอร์สถานะ

เวกเตอร์สถานะจะถูกทำนายจากข้อมูลย้อนหลังหนึ่งคาบเวลาการสุ่มข้อมูล โดยพิจารณาจากข้อมูลอินพุตและค่าประมาณของเวกเตอร์สถานะของการสุ่มข้อมูลก่อนหน้าดังสมการต่อไปนี้

$$\left[\tilde{x}(k+1|k)\right]=\left[A_d\right]\left[\hat{x}(k|k)\right]+\left[B_d\right]\left[u(k)\right] \tag{3.48}$$

โดยที่

$\left[\tilde{x}(k+1|k)\right]$ แทนค่าทำนายของเวกเตอร์สถานะ (prediction of state vector)

$\left[\hat{x}(k|k)\right]$ แทนค่าประมาณของเวกเตอร์สถานะ (state vector at previous estimation)

3. การประมาณค่าโคแวเรียนซ์ของการทำนายเวกเตอร์สถานะ

เมตริกซ์โคแวเรียนซ์ของการทำนายตามสมการที่ 3.48 สามารถประมาณค่าได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\left[\tilde{P}(k+1|k)\right]=\left[F(k+1)\right]\left[\hat{P}(k|k)\right]\left[F(k+1)\right]^T+\left[Q\right] \tag{3.48}$$

โดยที่

$\left[\tilde{P}(k+1|k)\right]$ แทนเมตริกซ์โคแวเรียนซ์ของการทำนาย

$\left[\hat{P}(k|k)\right]$ แทนเมตริกซ์โคแวเรียนซ์ของการประมาณค่าสถานะภายหลังการปรับแก้

$$\left[F(k+1)\right]=\frac{\partial}{\partial x}\left\{\left[A_d\right][x]+\left[B_d\right][u]\right\}\Big|_{x=\hat{x}(k+1)}$$

$$=\begin{bmatrix}
\frac{1}{L_{\sigma q}^2}\left(r_{qs}L_r+\frac{L_{mq}^2}{\tau_r}\right) & 0 & -\frac{L_{mq}}{\tau_r L_{\sigma q}^2} & \frac{\hat{\omega}_r(k)L_{mq}}{L_{\sigma q}^2} & \frac{\hat{\lambda}'_{dr}(k)L_{mq}}{L_{\sigma q}^2} \\
0 & \frac{1}{L_{\sigma d}^2}\left(r'_{ds}L_r+\frac{L_{mq}^2}{\tau_r}\right) & -\frac{\hat{\omega}_r(k)L_{mq}}{L_{\sigma d}^2} & -\frac{L_{mq}}{\tau_r L_{\sigma d}^2} & -\frac{\hat{\lambda}'_{qr}(k)L_{mq}}{L_{\sigma d}^2} \\
\frac{L_r}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & \hat{\omega}_r(k) & \hat{\lambda}'_{dr}(k) \\
0 & \frac{L_r}{\tau_r} & -\hat{\omega}_r(k) & -\frac{1}{\tau_r} & -\hat{\lambda}'_{qr}(k) \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0
\end{bmatrix}$$

4. การคำนวณเมตริกซ์อัตราขยายของตัวกรองคาลมาน

อัตราขยายของตัวกรองคาลมาน (Kalman filter gain: $[K(k+1)]$) หรืออาจจะเรียกว่า เมตริกซ์การปรับแก้ (correction matrix) เพื่อให้ชดเชยความคลาดเคลื่อนจากการทำนายค่าซึ่งคำนวณได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\left[K(k+1)\right]=\left[\tilde{P}(k+1|k)\right]\left[F(k+1)\right]^{T}\left\{\left[F(k+1)\right]\left[\tilde{P}(k+1|k)\right]\left[F(k+1)\right]^{T}+\left[R\right]\right\}^{-1} \quad (3.49)$$

5. การประมาณค่าเวกเตอร์สถานะ

การประมาณค่าเวกเตอร์สถานะ หรือเรียกว่า การประมาณค่าเวกเตอร์สถานะที่ถูกปรับแก้ (corrected state vector) จะใช้หลักการปรับแก้แบบป้อนกลับ (feedback correction scheme) คล้ายกับกรณีของตัวสังเกตลูเอนเบอร์เกอร์ โดยนำค่าผลต่างระหว่างเวกเตอร์ของการวัดกับเวกเตอร์ผลการประมาณค่าเอาต์พุตที่สอดคล้องกันมาปรับแต่งด้วยเมตริกซ์อัตราขยายของตัวกรองคาลมานที่ได้คำนวณได้ ดังสมการต่อไปนี้

$$\left[\hat{x}(k+1|k+1)\right]=\left[\tilde{x}(k+1|k)\right]+\left[K(k+1)\right]\left\{\left[y(k+1)\right]-\left[C_d\right]\left[\tilde{x}(k+1|k)\right]\right\} \quad (3.50)$$

โดยที่

$\left[\hat{x}(k+1|k+1)\right]$ แทนการประมาณค่าเวกเตอร์สถานะที่ถูกปรับแก้

6. การคำนวณเมตริกซ์โคแวเรียนซ์ของการประมาณค่าความคลาดเคลื่อน

เมตริกซ์โคแวเรียนซ์ของความคลาดเคลื่อนจากการประมาณค่าคำนวณได้จากสมการต่อไปนี้

$$\left[\hat{P}(k+1|k+1)\right]=\left[\tilde{P}(k+1|k)\right]-\left[K(k+1)\right]\left[F(k+1)\right]\left[\tilde{P}(k+1|k)\right] \quad (3.51)$$

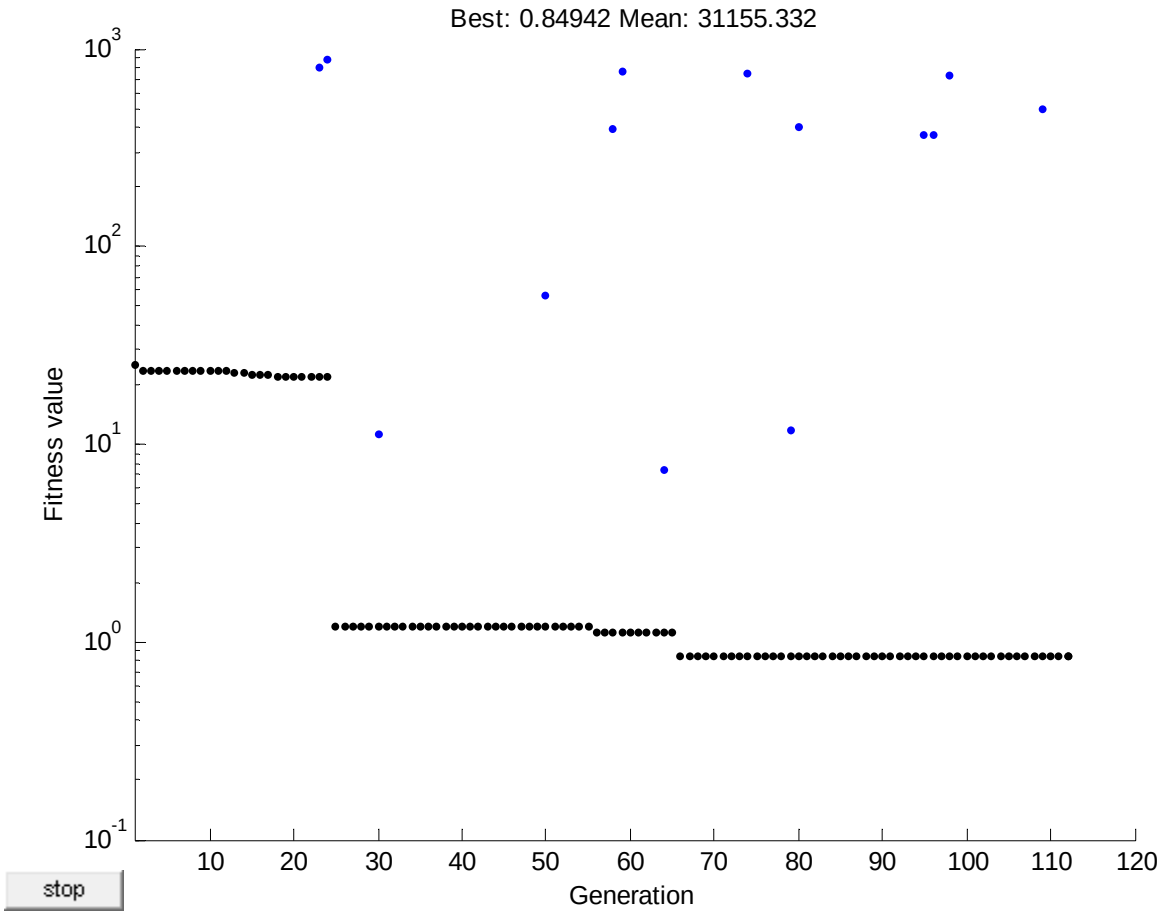
การประมาณค่าสถานะด้วยตัวกรองคาลมานแบบขยายต้องปรับตั้งค่าพารามิเตอร์ ได้แก่ สัมประสิทธิ์ของเมตริกซ์ $[Q]$ และ $[R]$ มีสมาชิกรวมกันทั้งสิ้น 29 ตัว ในทางปฏิบัติ จำนวนพารามิเตอร์มากเกินไปไม่สะดวกในการดำเนินการ การตั้งสมมติฐานเพิ่มเติมเพื่อแก้ปัญหาช่วยให้การแก้ปัญหาง่ายขึ้น การกำหนดให้สัญญาณรบกวนไม่มีโครีเลชัน (correlation) ต่อกัน ทำให้เมตริกซ์ทั้ง 2 เมตริกซ์เป็นเมตริกซ์ทแยงมุม (diagonal matrix) เหลือสมาชิกเพียง 7 ตัวเท่านั้น อย่างไรก็ตาม เมตริกซ์ $[Q]$ นำเสนอตัวแปรสถานะทั้ง 5 ตัว โดยที่ 2 ตัวแรก แทนกระแสสเตเตอร์ อาจจะกำหนดให้มีค่าเท่ากันได้ ทำนองเดียวกันสำหรับฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์ที่นำเสนอโดยสมาชิกตำแหน่งที่ 3 และ 4 กำหนดให้มีค่าเท่ากันได้เช่นกัน ในกรณีของเมตริกซ์ $[R]$ ที่แทนโคแวเรียนซ์จากการวัดซึ่งได้แก่กระแสสเตเตอร์ทั้ง 2 แกน สามารถกำหนดให้มีค่าเท่ากันได้ ดังนั้นตัวแปรที่ต้องปรับตั้งสำหรับการประมาณค่าสถานะที่ได้ตัวกรองคาลมานแบบขยายมีทั้งสิ้น 4 ตัว การตั้งค่าตัวแปรทั้ง 4 ตัวนี้มีผลต่อการตอบสนองของค่าสถานะที่ถูกประมาณ เช่น ถ้า $[R]$ มีค่าสูงจะส่งผลให้การตอบสนองของค่าสถานะรวดเร็ว ถ้า $[Q]$ มีค่ามากเกินไปจะทำให้ผลตอบสนองช้า และถ้า $[Q]$ มีค่าสูงเกินไป และ $[R]$ มีค่าต่ำเกินไปจะส่งผลให้การตอบสนองของระบบขาดเสถียรภาพ พารามิเตอร์ที่ใช้ปรับตั้งค่ามีดังต่อไปนี้

$$[Q]=\begin{bmatrix} q_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & q_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & q_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & q_5 \end{bmatrix}; \qquad [R]=\begin{bmatrix} r_1 & 0 \\ 0 & r_1 \end{bmatrix}$$

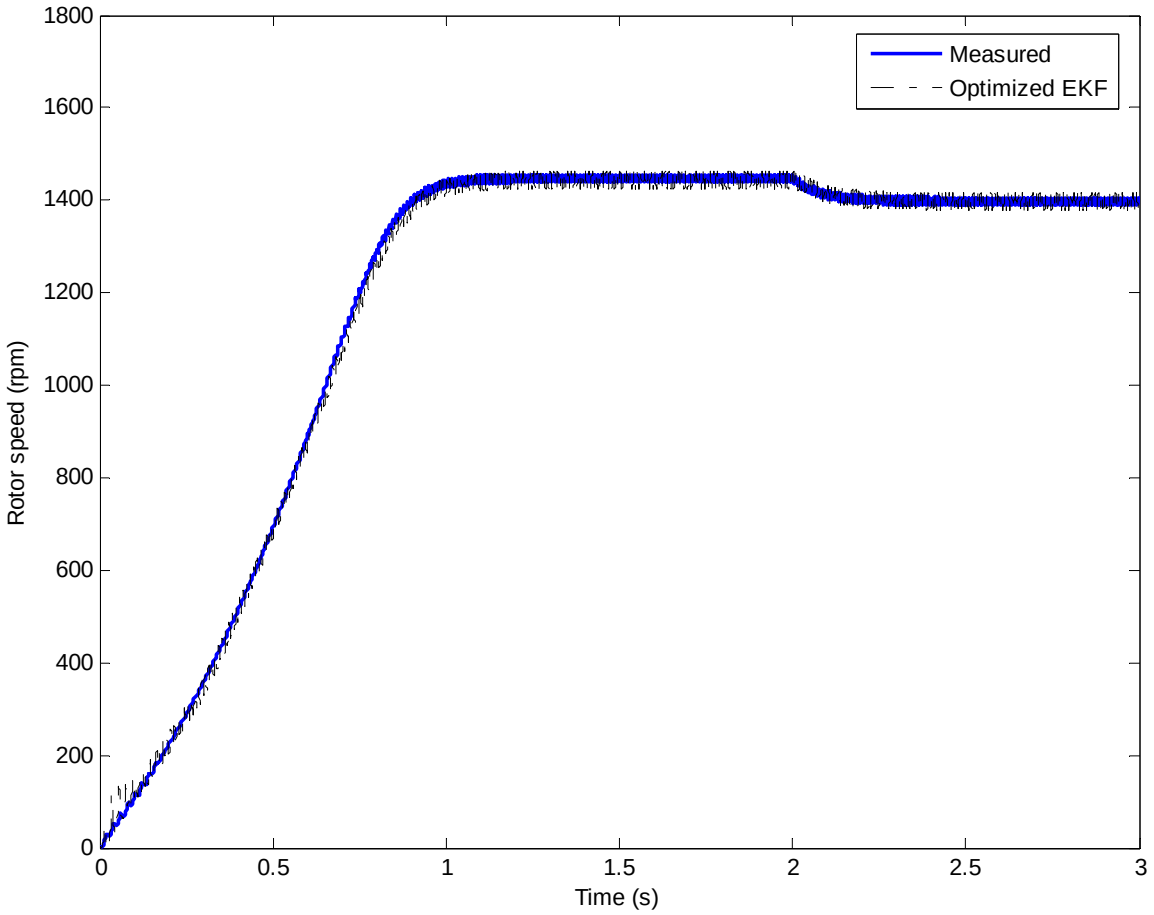
โดยการลองผิดลองถูกทดลองปรับตั้งพารามิเตอร์แบบสุ่มโดยผู้วิจัย ทำให้สามารถกำหนดขอบเขตของการค้นหาที่น่าจะให้ผลลัพธ์ที่ดีได้ โดยการใช้จีนเนติกอัลกอริทึมเช่นเดียวกับกรณีของตัวสังเกตลูเอนเบอร์เกอร์โดยกำหนดของเขตดังนี้

$$100 \le q_1 \le 10000,\ 10 \le q_3 \le 1000,\ 10000 \le q_5 \le 5000000,\ 0.1 \le r_1 \le 10$$

โดยใช้จำนวนประชากรเท่ากับ 10 รุ่นการถ่ายทอดสูงสุด 200 และกำหนดฟังก์ชันวัตถุประสงค์ดังสมการที่ 3.45 ได้ผลการค้นหาผลเฉลยดังกราฟในรูปที่ 3.18 โดยมีค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมเป็น $q_1 = 4840$, $q_3 = 44.2$, $q_5 = 259320$, $r_1 = 2.8628$



รูปที่ 3.18 การลู่เข้าของผลเฉลยโดยใช้จีนเนติกอัลกอริทึม



รูปที่ 3.19 ผลการประมาณค่าความเร็วรอบด้วย EKF ที่ใช้การค้นหาด้วยจีนเนติกอัลกอริทึม

3.7 สรุป

บทที่ 3 นี้ กล่าวถึงการประมาณค่าสถานะซึ่งได้แก่การประมาณค่าฟลักซ์เชื่อมโยงโรเตอร์และความเร็วรอบโรเตอร์ อย่างไรก็ตามในงานวิจัยนี้เน้นไปที่การประมาณค่าความเร็วรอบของโรเตอร์ด้วยเทคนิคต่าง ๆ ได้แก่ การประมาณค่าแบบวงรอบเปิดที่อาศัยการเฝ้าตรวจวงจรสเตเตอร์ การประมาณค่าความเร็วรอบโรเตอร์ด้วยเทคนิค MRAS ตัวสังเกตลูเอนเบอร์เกอร์แบบขยาย และตัวสังเกตที่ใช้ตัวกรองคาลมานแบบขยาย จะพบว่า การประมาณค่าเหล่านี้ดำเนินการได้ต้องอาศัยข้อมูลพารามิเตอร์ของเครื่องกลไฟฟ้าซึ่งได้แก่มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว ผลจากความคลาดเคลื่อนของพารามิเตอร์ของมอเตอร์นี้จะส่งผลกระทบต่อการประมาณค่าสถานะด้วย อย่างไรก็ตาม บางเทคนิคพารามิเตอร์มีผลต่อการประมาณค่าน้อยกว่าเทคนิคอื่น ผลนี้ตลอดจนการนำเสนอเทคนิคการคำนวณค่าพารามิเตอร์จะนำเสนอในบทถัดไปซึ่งเป็นบทที่สำคัญและเป็นหัวใจของงานวิจัยชิ้นนี้ การเตรียมมอเตอร์ให้พร้อมใช้งานหมายถึงการปรับตั้งค่าเริ่มต้นของพารามิเตอร์ที่เหมาะสมให้แก่ตัวควบคุมการขับเคลื่อนและพารามิเตอร์ของมอเตอร์ด้วย กิจกรรมนี้เรียกว่า การใช้งานตัวเองของการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว (self-commissioning of single-phase induction motor drives)

บทที่ 4 การใช้งานตัวเองสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว

4.1 กล่าวนำ

การจำลองผลและการประมาณค่าสถานะตามที่ปรากฏในบทที่ผ่านมาไม่ว่าจะใช้เทคนิคใดก็ตาม ความถูกต้องของพารามิเตอร์ของมอเตอร์ถือว่าเป็นสิ่งจำเป็น ความคลาดเคลื่อนของพารามิเตอร์ที่ไม่สอดคล้องกับมอเตอร์ที่นำมาใช้งานจะทำให้ผลการประมาณค่าฟลักซ์เชื่อมโยงและความเร็วรอบของโรเตอร์ตลอดจนการคำนวณแรงบิดคลาดเคลื่อน ย่อมส่งผลต่อสมรรถนะของชุดขับเคลื่อนโดยตรง มอเตอร์ที่ใช้งานในเชิงอุตสาหกรรมสำหรับงานการขับเคลื่อนสมรรถนะสูง ผู้ผลิตจะจัดเตรียมข้อมูลการทดสอบหรือค่าพารามิเตอร์ไว้ในเอกสารแผ่นข้อมูลของมอเตอร์ (motor's datasheet) สำหรับมอเตอร์พิกัดกำลังต่ำหรือขนาดปานกลางโดยเฉพาะอย่างยิ่งมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว ข้อมูลต่าง ๆ เหล่านี้ผู้ผลิตไม่ได้จัดเตรียมไว้ให้ เนื่องจากการใช้งานส่วนมากเน้นไปที่งานที่ไม่ต้องการความแม่นยำของตำแหน่งโรเตอร์ การประมาณฟลักซ์เชื่อมโยงที่ถูกต้อง การคำนวณแรงบิดหรือความเร็วรอบการหมุนที่ดีเท่าใดนัก เพื่อให้มอเตอร์เหล่านี้มีสมรรถนะที่ดี การใช้งานตัวเอง (self-commissioning) [23, 24, 45-47] หรือการดำเนินการทดสอบพารามิเตอร์สำหรับมอเตอร์ที่จะนำมาใช้งานเป็นสิ่งที่ต้องทำเป็นอันดับแรก

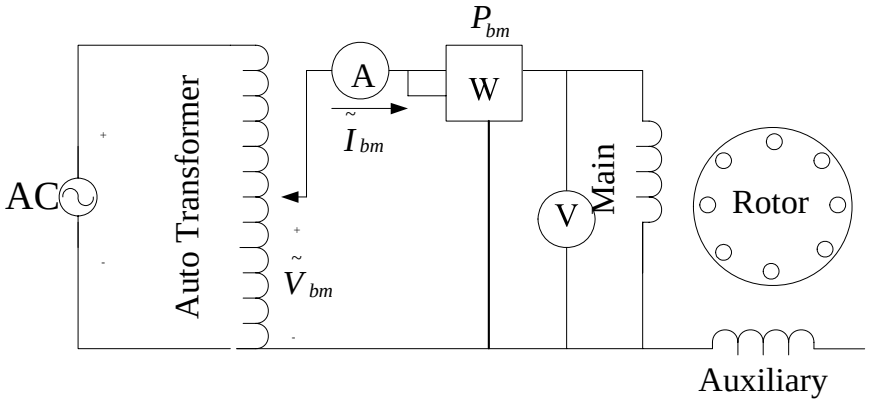
บทที่ 4 นี้กล่าวถึงการทดสอบเพื่อคำนวณค่าพารามิเตอร์ด้วยเทคนิคดั้งเดิมอ้างอิงตามมาตรฐาน IEEE [48] การปรับแต่งพารามิเตอร์สำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียวเพื่อใช้งานที่เงื่อนไขต่าง ๆ ภาพรวมของผลจากความคลาดเคลื่อนของค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ต่อการประมาณค่าสถานะ เช่น ความเร็วรอบหรือฟลักซ์เชื่อมโยง เป็นต้น และการปรับแต่งพารามิเตอร์อัตโนมัติ ดังรายละเอียดต่อไปนี้

4.2 การทดสอบเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธีดั้งเดิม

การทดสอบพื้นฐานเพื่อประมาณค่าพารามิเตอร์สำหรับมอเตอร์ทุกประเภทมีรูปแบบที่คล้ายกัน ประกอบไปด้วยการทดสอบค่าความต้านทานขดลวด ความเหนี่ยวนำตัวเองและความเหนี่ยวนำร่วมของขดลวด โมเมนต์ความเฉื่อยของโรเตอร์ และพารามิเตอร์อื่น ๆ ที่เกี่ยวข้อง การประมาณค่าเหล่านี้ดำเนินการโดยการทดสอบไร้โหลด (No-load test) การทดสอบตรึงตัวหมุน (Blocked-rotor test) การทดสอบเพื่อวัดความต้านทานขดลวด (Winding resistance test) และการทดสอบหน่วงโรเตอร์ (Retardation test) [48] มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียวแบบแยกเฟสมีโครงสร้างของวงจรสเตเตอร์ประกอบด้วยขดลวดหลักและขดลวดช่วยที่ไม่สมมาตรกันโดยอยู่บนแกน

ที่ตั้งฉากกัน ในส่วนนี้แตกต่างจากกรณีของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสอย่างชัดเจนที่มีขดลวดสมมูลบนแกน d และแกน q ที่สมมาตรกันทำให้การทดสอบต้องแยกดำเนินการที่ขดลวดหลักและขดลวดช่วยออกจากกัน โดยละทิ้งการทดสอบความต้านทานขดลวดต่าง ๆ ไว้เนื่องจากการทดสอบนี้มีความชัดเจน ดำเนินการผ่านการวัดได้หลายรูปแบบ เช่น การวัดความต้านทานขดลวดโดยตรง (Direct ohmic measurement) หรือการวัดด้วยวิธีโวลต์แอมป์ (Volt-amp method) เป็นต้น โดยใช้ข้อสมมติที่ว่า ถ้าความต้านทานของขดลวดต่าง ๆ ถูกวัดค่าได้อย่างถูกต้องแล้ว ค่าความเหนี่ยวนำสามารถประมาณค่าได้ด้วยการทดสอบดังต่อไปนี้

- <u>การทดสอบเปิดวงจรขดลวดช่วย</u> ดำเนินการทดสอบโดยการปลดขดลวดช่วยออกจากขดลวดหลัก สำหรับการทดสอบตรึงตัวหมุนมีวงจรสมมูลดังแสดงในรูปที่ 4.1 จากการทดสอบนี้อิมพีแดนซ์อินพุต ความต้านทานรวมของวงจร และรีแอกแตนซ์รวมของวงจรสามารถคำนวณค่าได้ อย่างไรก็ตามค่าที่ได้นี้เกิดจากการประเมินค่าในสภาวะคงตัวคงวงจรเท่านั้น พารามิเตอร์หลายตัวอาจจะมีลักษณะของการเปลี่ยนแปลงตามจุดทำงานได้ ซึ่งจะกล่าวถึงต่อไป



รูปที่ 4.1 วงจรสมมูลของการทดสอบตรึงตัวหมุนที่ปลดขดลวดช่วย

โดยการทดสอบดังแสดงในแผนภาพผ่านการวัดค่าต่าง ๆ สามารถนำมาคำนวณพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวได้ โดยพารามิเตอร์ที่ได้เป็นพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับการเหนี่ยวนำตัวเองของขดลวดเป็นหลัก (Self-inductances) ทั้งของโรเตอร์และสเตเตอร์ ดังต่อไปนี้

$$Z_{bm} = \frac{V_{bm}}{I_{bm}} \tag{4.1}$$

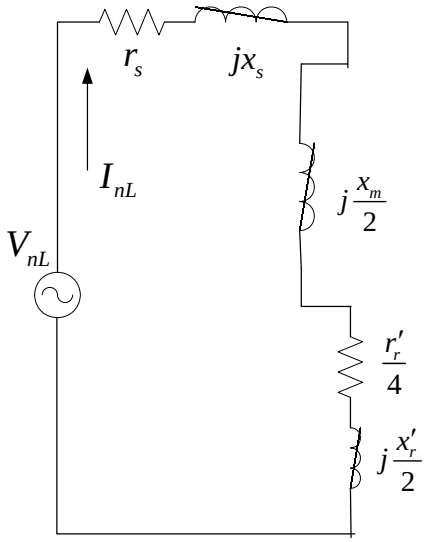
$$R_{bm} = \frac{P_{bm}}{I_{bm}^2} \tag{4.2}$$

$$X_{bm} = \sqrt{Z_{bm}^2 - R_{bm}^2} \tag{4.3}$$

$$R_{bm} = r_s + r_r' \tag{4.4}$$

$$X_{bm} = x_s + x_r' \tag{4.5}$$

สำหรับวงจรสมมูลของการทดสอบไร้โหลดในกรณีนี้แสดงไว้ในรูปที่ 4.2 ในกรณีนี้โรเตอร์ไม่ได้ถูกตรึงไว้ดังเช่นกรณีแรก



รูปที่ 4.2 วงจรสมมูลของการทดสอบไร้โหลดที่ปลดขดลวดช่วย

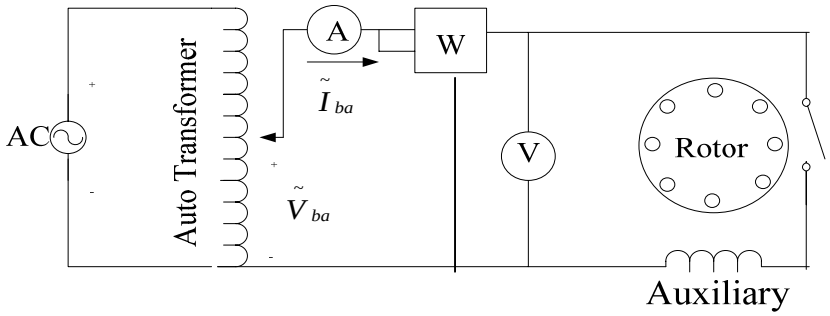
ในกรณีนี้ค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการทดสอบเป็นพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับการกระตุ้นสนามแม่เหล็ก (Magnetizing parameters) ดังต่อไปนี้

$$Z_{nL} = \frac{V_{nL}}{I_{nL}} \tag{4.6}$$

$$R_{nL} = \frac{P_{nL}}{I_{nL}^2} \tag{4.7}$$

$$X_{nL} = \sqrt{Z_{nL}^2 - R_{nL}^2} \tag{4.8}$$

$$X_m = 2x_{nL} - 1.5X_{bm} \tag{4.9}$$



รูปที่ 4.3 วงจรสมมูลของการทดสอบตรึงตัวหมุนที่ปลดขดลวดหลัก

- <u>การทดสอบเปิดวงจรขดลวดหลัก</u> ดำเนินการทดสอบโดยการปลดขดลวดหลักออกจากวงจร จากนั้นดำเนินการจ่ายไฟให้กับขดลวดช่วยเท่านั้น สำหรับการทดสอบตรึงตัวหมุนในกรณีนี้มีวงจรสมมูลดังแสดงในรูปที่ 4.3 การทดสอบนี้ช่วยให้คำนวณค่าอัตราส่วนขดลวดประสิทธิผลระหว่างวงจรสเตเตอร์และวงจรโรเตอร์ได้ ทำให้นำไปใช้คำนวณสัดส่วนของรีแอกแตนซ์ที่ได้จากการทดสอบ

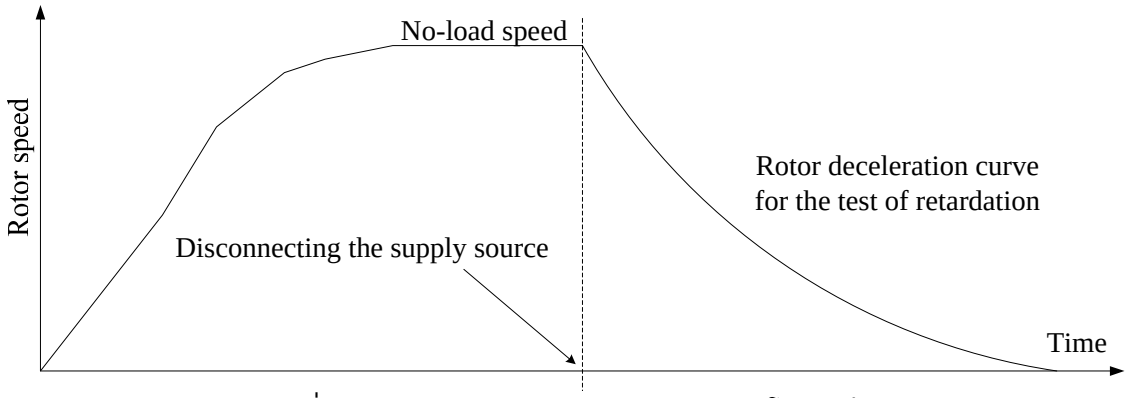
ตรึงตัวหมุนในกรณีที่ปลดขดลวดช่วยออก ทำให้ได้พารามิเตอร์ที่แยกระหว่างสเตเตอร์และโรเตอร์จากสมการที่ 4.5 ได้อย่างสมบูรณ์

$$R_{ba} = \frac{P_{ba}}{I_{ba}^2} \tag{4.10}$$

$$R_{2a} = R_{ba} - r_s \tag{4.11}$$

$$a = \sqrt{\frac{R_{2a}}{r_r'}} \tag{4.12}$$

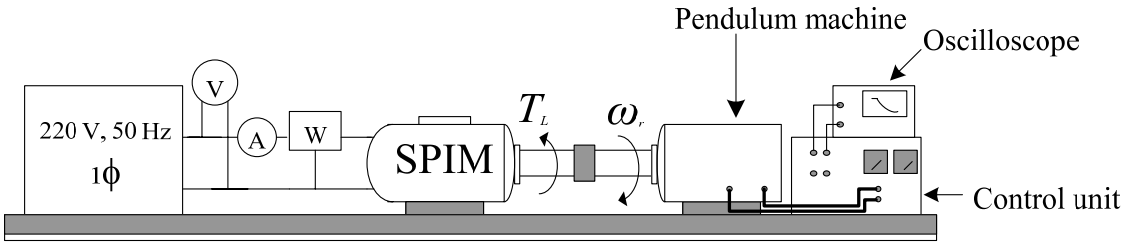
- การทดสอบหน่วงโรเตอร์ ดำเนินการทดสอบโดยการเร่งโรเตอร์ให้หมุนที่ความเร็วรอบพิกัดหรือค่าเจาะจงใด ๆ ค่าหนึ่ง จากนั้นปลดแหล่งจ่ายไฟออกจากวงจรสเตเตอร์โรเตอร์จะถูกหน่วงให้หมุนช้าลงและหยุดในที่สุด ดังแสดงในรูปที่ 4.4 คุณสมบัติของโรเตอร์ตั้งแต่ปลดแหล่งจ่ายออกไปจนกระทั่งหยุดนิ่งเป็นผลมาจากโมเมนต์ความเฉื่อยและสัมประสิทธิ์ความเสียดทานเป็นหลัก



รูปที่ 4.4 ผลการทดสอบหน่วงการหมุนของโรเตอร์

โดยการทดสอบมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดแยกเฟสขนาด ½ hp 220 V 50 Hz [17] ดังแสดงในรูปที่ 4.5 เพื่อให้เห็นภาพชัดเจน โครงสร้างของชุดทดสอบแสดงไว้ในรูปที่ 4.6

รูปที่ 4.5 ระบบทดสอบมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำในห้องทดลอง



รูปที่ 4.6 แผนภาพโครงสร้างระบบทดสอบมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำในห้องทดลอง

ก) โครงสร้างขดลวดสเตเตอร์ ข) แผ่นป้ายประจำเครื่อง

รูปที่ 4.7 แผ่นป้ายประจำเครื่องและโครงสร้างขดลวดของมอเตอร์ทดสอบ

รูปที่ 4.7 แสดงรายละเอียดของมอเตอร์ทดสอบ ภายใต้การทดสอบค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ทดสอบจะได้ผลการทดสอบดังต่อไปนี้

ก) ผลการทดสอบความต้านทานขดลวด

ความต้านทานขดลวดหลัก 7.3 Ω

ความต้านทานขดลวดช่วย 1.3 Ω

ข) การทดสอบไร้โหลดและตรึงตัวหมุน

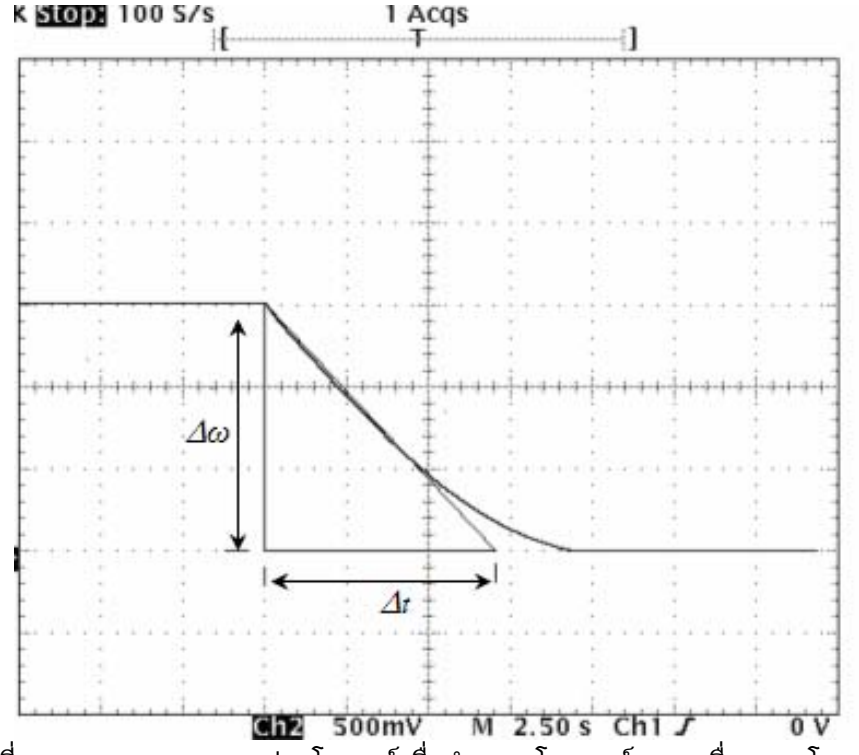
ตารางที่ 4.1 ผลการทดสอบไร้โหลดและตรึงตัวหมุน

	Voltage	Current	Power
With the auxiliary winding opened			
No-load test	220 V	2.8 A	120.6 W
Blocked-rotor test	99.6 V	3.47 A	194.5 W
With the main winding opened			
Blocked-rotor test	100.7 V	3.17 A	296.5 W

รายละเอียดการคำนวณค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ทดสอบไม่ได้แสดงไว้ในที่นี้ อย่างไรก็ตามจากสมการที่ 4.1 – 4.12 การคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของมอเตอร์ทดสอบและในกรณีของค่าความเหนี่ยวนำใช้หลักการแปลงผ่านความถี่ทำงาน 50 Hz ของแหล่งจ่ายจะได้ผลการประมาณค่าพารามิเตอร์ดังต่อไปนี้

r_{qs} = 7.3 Ω
r_{ds} = 21.3 Ω
r_r = 8.8533 Ω
L_{lqs} = 0.03776 H
L_{lds} = 0.03243 H
L_{lr} = 0.03776 H,
L_{mqs} = 0.03772 H

ค) การทดสอบหน่งโรเตอร์



รูปที่ 4.8 ผลการทดสอบหน่วงโรเตอร์เพื่อคำนวณโมเมนต์ความเฉื่อยของโรเตอร์

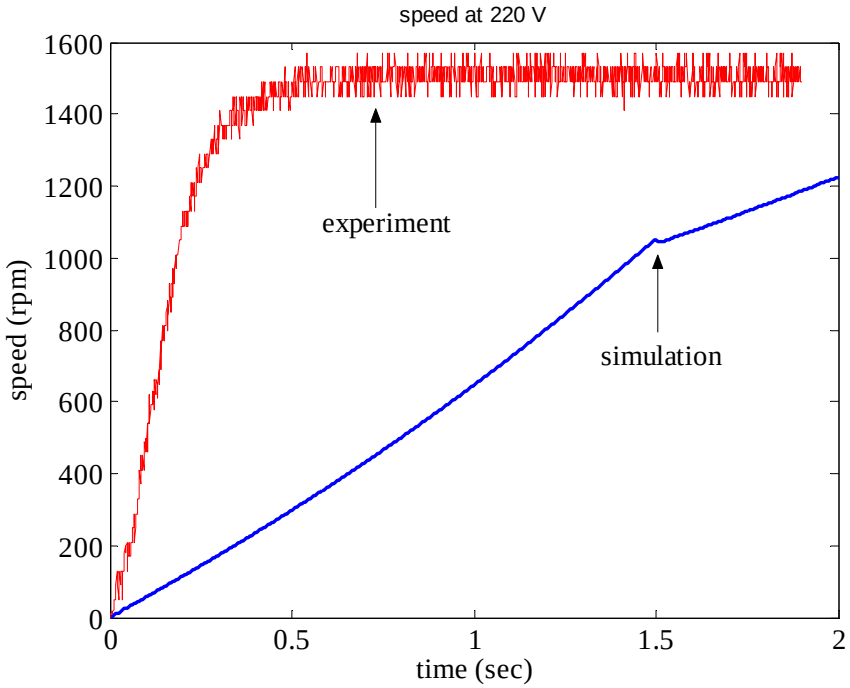
จากข้อมูลที่ได้ตามกราฟในรูปที่ 4.8 โมเมนต์ความเฉื่อยของโรเตอร์คำนวณโดยอาศัยการประยุกต์กฎการเคลื่อนที่ข้อที่สองของนิวตันได้เป็น

J_m = 0.784 kg-m^2

4.3 การเตรียมข้อมูลพารามิเตอร์ของมอเตอร์สำหรับใช้งานด้วยการควบคุมแรงดันสเตเตอร์

การทดสอบพารามิเตอร์ภายใต้การปลดขดลวดช่วยหรือขดลวดหลักโดยอาศัยเทคนิคการตรึงตัวหมุน ทดสอบไร้โหลด หรือทดสอบความต้านทานขดลวดโดยตรงนั้น เป็นการทดสอบที่เน้นไปที่คุณสมบัติของมอเตอร์ในสภาวะคงตัวในเงื่อนไขของการทดสอบนั้น พารามิเตอร์ที่ได้นี้สามารถนำไปใช้สำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำไปใช้งานทั่วไปที่ไม่ต้องการความแม่นยำของการขับเคลื่อนมากนัก เมื่อกล่าวถึงการขับเคลื่อนสมรรถนะสูง (high performance drives) คุณลักษณะสมบัติในสภาวะชั่วครู่ที่เน้นพลวัตของมอเตอร์เป็นสำคัญไม่สามารถประมาณได้จากแบบจำลองภายใต้

พารามิเตอร์ที่ทดสอบนี้ ทำให้การปรับแต่งพารามิเตอร์เพื่อให้นำไปใช้สำหรับการศึกษาพลวัตของมอเตอร์ถูกพัฒนาขึ้น [17, 20] โดยการอ้างอิงแบบจำลองดังแสดงในสมการ 2.14 ที่ใช้กระแสสเตเตอร์ กระแสโรเตอร์และความเร็วรอบการหมุนของโรเตอร์เป็นตัวแปรสถานะ ผลการจำลองโดยใช้พารามิเตอร์ที่ได้จากการทดสอบในหัวข้อที่ผ่านมาแสดงได้ในรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 ผลการจำลองความเร็วรอบของโรเตอร์ที่ได้จากผลทดสอบพารามิเตอร์

จากรูปจะพบว่าผลการจำลองไม่สอดคล้องกับผลการวัดความเร็วรอบของโรเตอร์อย่างชัดเจน โดยเฉพาะคุณสมบัติในสภาวะชั่วครู่ ทำให้การขับเคลื่อนที่จะพัฒนาต่อยอดต่อไปเกิดข้อจำกัดขึ้น ดังนั้นการจัดเตรียมพารามิเตอร์ให้พร้อมที่จะนำไปใช้งานการขับเคลื่อนสมรรถนะสูงจำเป็นต้องได้รับการปรับแต่งเสียก่อน อย่างไรก็ตาม พารามิเตอร์บางตัวอาจจะไม่จำเป็นต้องได้รับการปรับแต่ง เนื่องจากสามารถกำหนดให้มีค่าไม่เปลี่ยนแปลงตามเงื่อนไขการทำงานไม่ว่าจะเป็นสภาวะคงตัวหรือสภาวะชั่วครู่ เพื่อไม่ให้ขัดแย้งกับหลักการของการใช้งานตัวเองสำหรับมอเตอร์ไฟฟ้า การเตรียมพารามิเตอร์นี้จะไม่ดำเนินการทดสอบโหลด การปรับแต่งพารามิเตอร์นี้จะใช้ข้อมูลการทดสอบในหัวข้อที่ 4.2 เป็นค่าเริ่มต้น จากนั้นจะนำการค้นหาภายใต้เทคนิคปัญญาประดิษฐ์ ซึ่งในที่นี้ใช้จีนเนติกอัลกอริทึมเท่านั้นมาช่วยในการปรับแต่งพารามิเตอร์ให้เหมาะสม นอกจากนี้การปรับค่าพารามิเตอร์นี้จะแบ่งแยกตามระดับแรงดันทำงานที่จ่ายให้ขดลวดสเตเตอร์เพื่อนำมาสร้างเป็นฐานข้อมูล

เนื่องจากการทำงานของมอเตอร์แบบลดแรงดันถือเป็นการทำงานปกติ ชุดขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าทุกประเภทมีคุณสมบัตินี้ ดังนั้น การปรับตั้งค่าพารามิเตอร์เพื่อเป็นข้อมูลสำหรับพัฒนาการขับเคลื่อนสมรรถนะสูงต่อไปจะถูกกำหนดขึ้นภายใต้การแปรค่าของแหล่งจ่ายไฟ ในที่นี้ได้กำหนดระดับแรงดันเพื่อการทดสอบไว้ 6 ระดับ ได้แก่ 220 V 220 V 180 V 160 V 140 V และ 120 V ตามลำดับ สำหรับพารามิเตอร์ เช่น โมเมนต์ความเฉื่อย และสัมประสิทธิ์ความเสียดทานเป็น

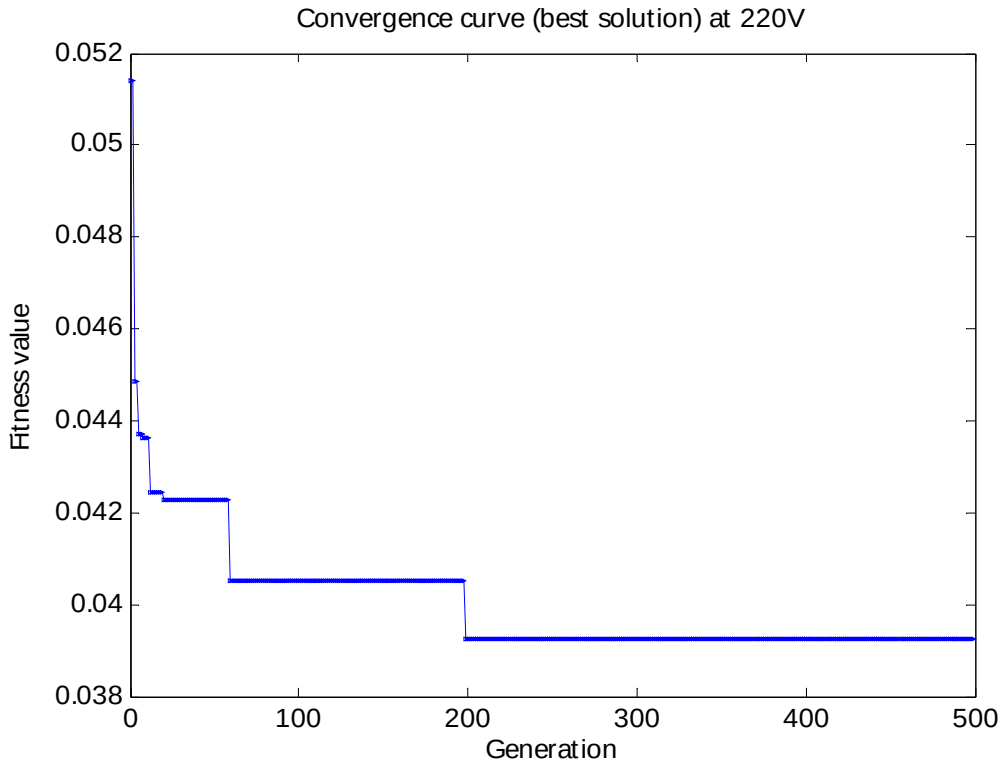
พารามิเตอร์ทางกล ในที่นี้ถือว่าการทดสอบภายใต้การแปรค่าแรงดันแหล่งจ่ายไม่ได้รับผลกระทบ ดังนั้นจะถือว่าพารามิเตอร์ทั้งสองนี้มีค่าเท่ากันทุกระดับแรงดันทดสอบ โดยการลองผิดลองถูก (trial & error) ปรับค่าพารามิเตอร์เพื่อดูแนวโน้วของช่วงค่าพารามิเตอร์แต่ละตัว ข้อมูลการทดลองปรับนี้จะนำมาใช้กำหนดขอบเขตต่ำสุดและสูงสุดของตัวแปรต่าง ๆ ที่จะถูกค้นหาต่อไป ผลการทดลองกำหนดขอบเขตทำให้ได้ค่าขอบเขตการค้นหาของพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังตารางต่อไปนี้

ตารางที่ 4.2 ขอบเขตการค้นหาของพารามิเตอร์

Parameter	Minimum	Maximum
r_{qs}	5	15
r_r	5	15
r_{ds}	20	50
L_{lqs}	0.01	0.05
L_{lr}	0.01	0.05
L_{lds}	0.01	0.06
L_{mqs}	0.1	0.6
J_m	0.003	0.02
B_m	0	0.004

โดยการนำจีนเนติกอัลกอริทึมมาใช้ประกอบการค้นหา ผลการปรับค่าพารามิเตอร์ที่สัมพันธ์กับระดับแรงดันทำงานแสดงไว้ดังรูปที่ 4.10 – 4.21 และตารางที่ 4.3 – 4.8 ดังต่อไปนี้

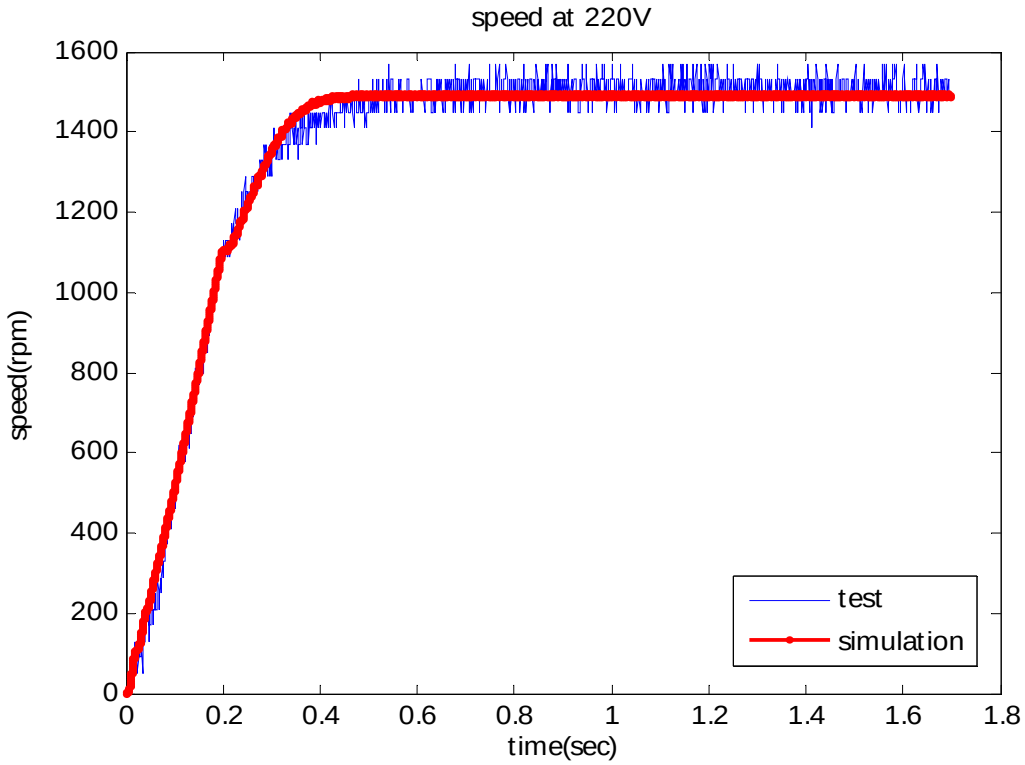
- การทดสอบที่แรงดัน 220 V



รูปที่ 4.10 การลู่เข้าของผลเฉลยกรณีการทดสอบที่ระดับแรงดัน 220 V

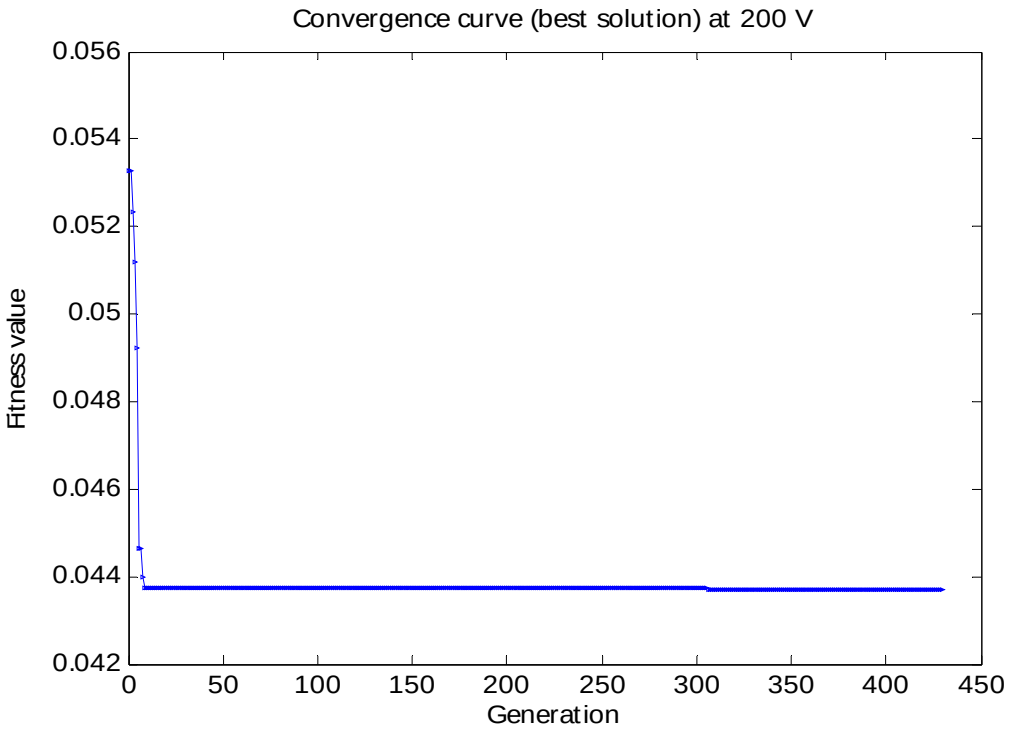
ตารางที่ 4.3 ผลเฉลยพารามิเตอร์ในกรณีการทดสอบที่ระดับแรงดัน 220 V

Parameter	Optimal value
r_{qs}	5.5219 Ω
r_r	11.94 Ω
r_{ds}	26.937 Ω
L_{lqs}	0.030599 H
L_{lr}	0.048808 H
L_{lds}	0.041793 H
L_{mqs}	0.37862 H
J_m	0.008788 kg-m^2
B_m	0.000552 kg-m/s



รูปที่ 4.11 การเปรียบเทียบผลตอบสนองกรณีการทดสอบที่ระดับแรงดัน 220 V

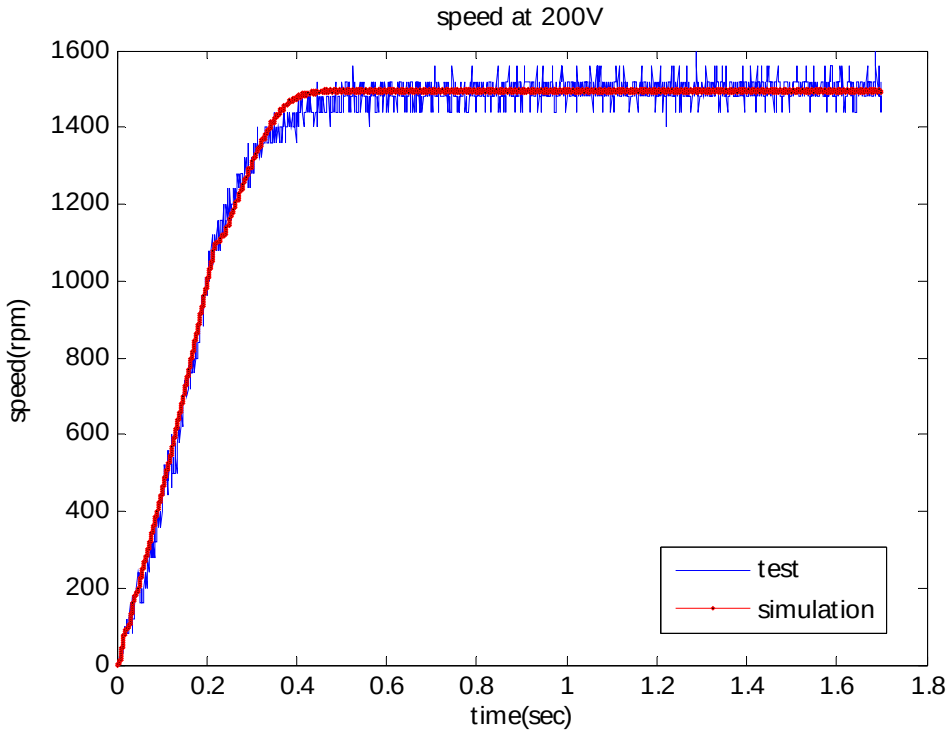
- การทดสอบที่แรงดัน 200 V



รูปที่ 4.12 การลู่เข้าของผลเฉลยกรณีการทดสอบที่ระดับแรงดัน 200 V

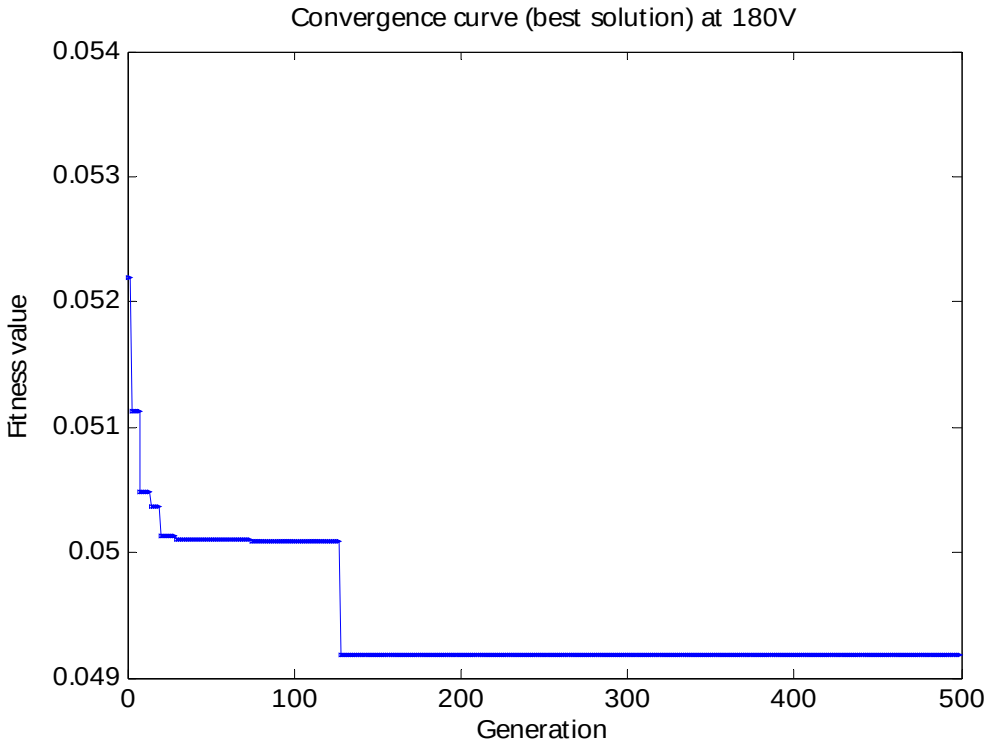
ตารางที่ 4.4 ผลเฉลยพารามิเตอร์ในกรณีการทดสอบที่ระดับแรงดัน 200 V

Parameter	Optimal value
r_{qs}	6.0995 Ω
r_r	8.3755 Ω
r_{ds}	24.595 Ω
L_{lqs}	0.037003 H
L_{lr}	0.024528 H
L_{lds}	0.025479 H
L_{mqs}	0.40243 H
J_m	0.008788 kg-m^2
B_m	0.000552 kg-m/s



รูปที่ 4.13 การเปรียบเทียบผลตอบสนองกรณีการทดสอบที่ระดับแรงดัน 200 V

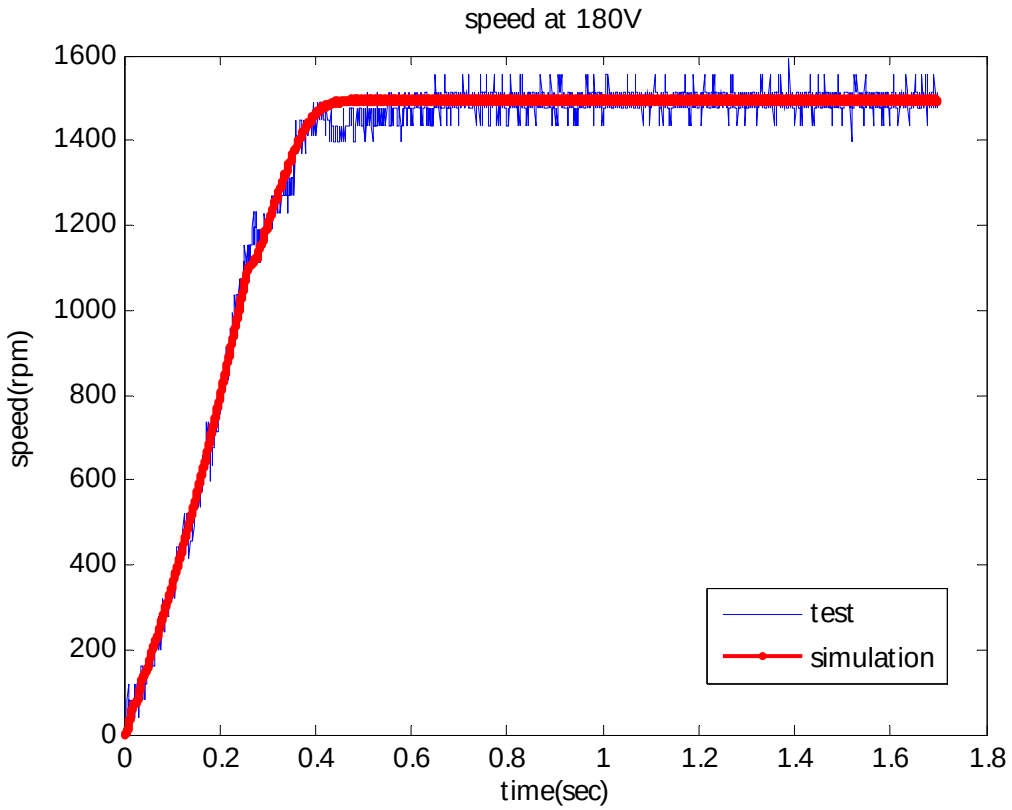
- <u>การทดสอบที่แรงดัน 180 V</u>



รูปที่ 4.14 การลู่เข้าของผลเฉลยกรณีการทดสอบที่ระดับแรงดัน 180 V

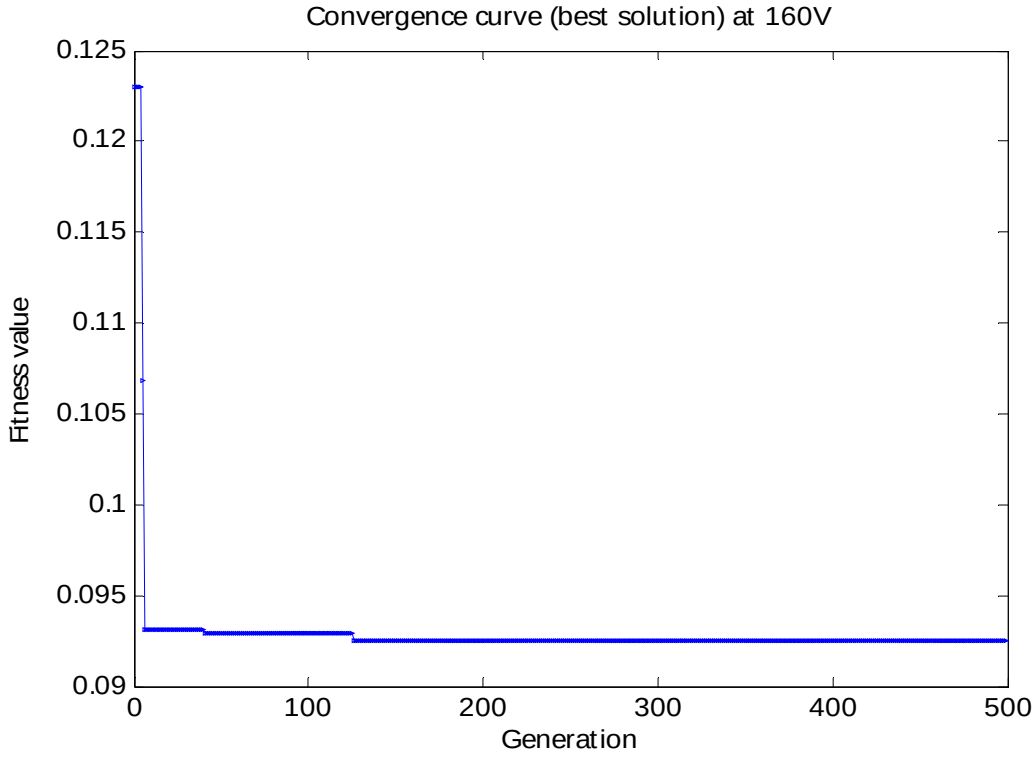
ตารางที่ 4.5 ผลเฉลยพารามิเตอร์ในกรณีการทดสอบที่ระดับแรงดัน 180 V

Parameter	Optimal value
r_{qs}	6.2126 Ω
r_r	7.4612 Ω
r_{ds}	36.18 Ω
L_{lqs}	0.028312 H
L_{lr}	0.024079 H
L_{lds}	0.051837 H
L_{mqs}	0.44792 H
J_m	0.008788 kg-m^2
B_m	0.000552 kg-m/s



รูปที่ 4.15 การเปรียบเทียบผลตอบสนองกรณีการทดสอบที่ระดับแรงดัน 180 V

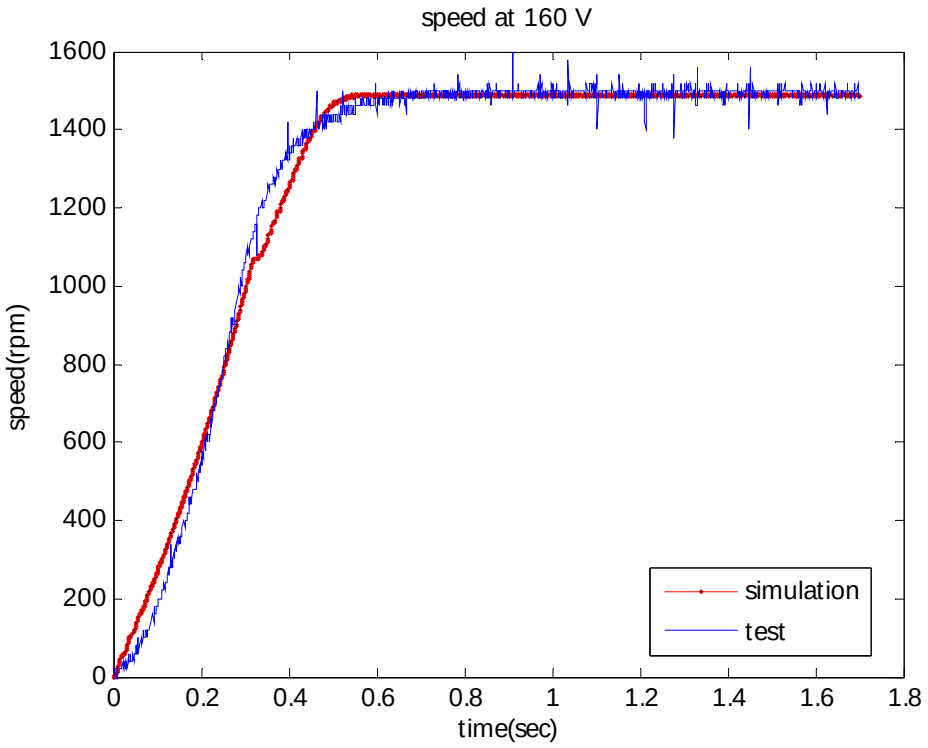
- การทดสอบที่แรงดัน 160 V



รูปที่ 4.16 การลู่เข้าของผลเฉลยกรณีการทดสอบที่ระดับแรงดัน 160 V

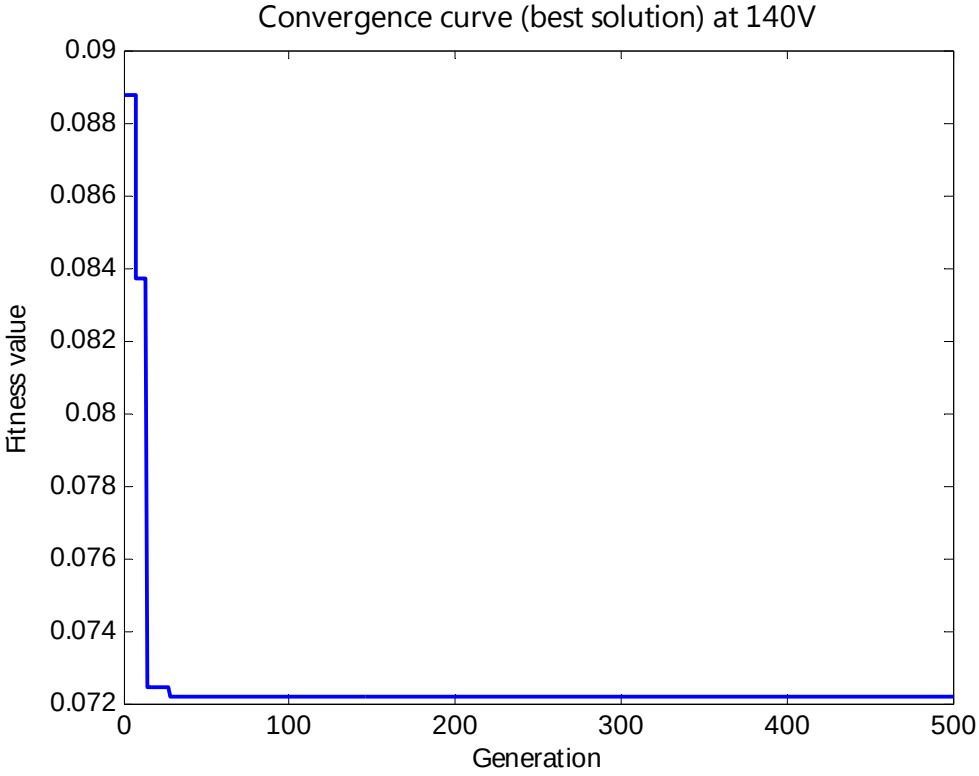
ตารางที่ 4.6 ผลเฉลยพารามิเตอร์ในกรณีการทดสอบที่ระดับแรงดัน 160 V

Parameter	Optimal value
r_{qs}	6.7585 Ω
r_r	6.1975 Ω
r_{ds}	36.626 Ω
L_{lqs}	0.02674 H
L_{lr}	0.020242 H
L_{lds}	0.04168 H
L_{mqs}	0.5004 H
J_m	0.008788 kg-m^2
B_m	0.000552 kg-m/s



รูปที่ 4.17 การเปรียบเทียบผลตอบสนองกรณีการทดสอบที่ระดับแรงดัน 160 V

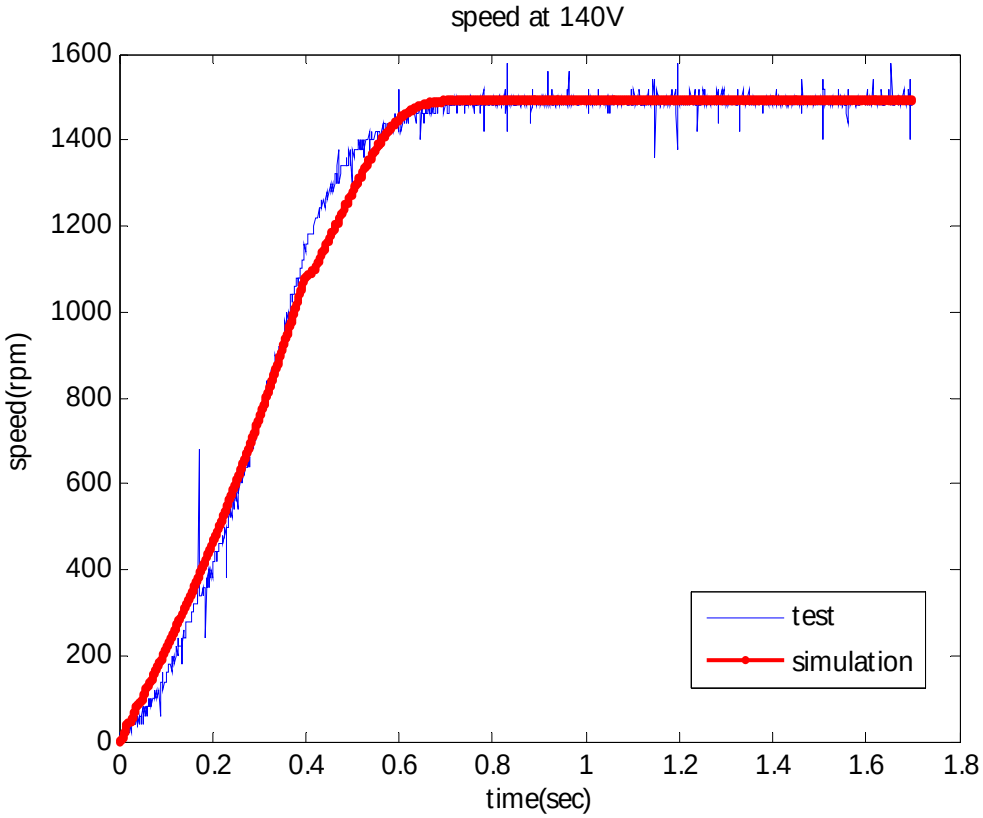
- <u>การทดสอบที่แรงดัน 140 V</u>



รูปที่ 4.18 การลู่เข้าของผลเฉลยกรณีการทดสอบที่ระดับแรงดัน 140 V

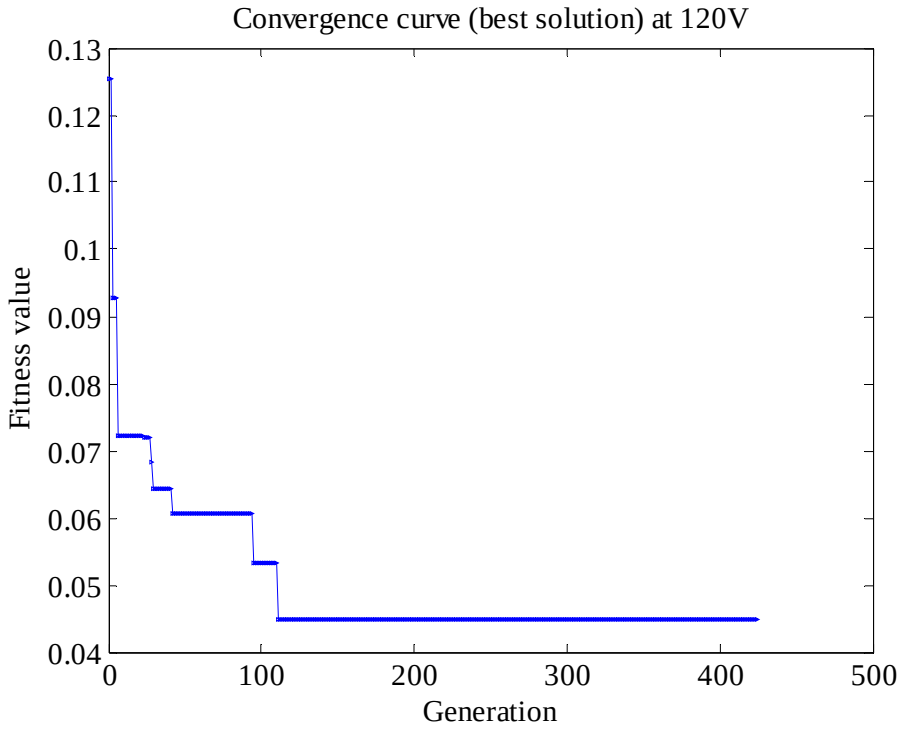
ตารางที่ 4.7 ผลเฉลยพารามิเตอร์ในกรณีการทดสอบที่ระดับแรงดัน 140 V

Parameter	Optimal value
r_{qs}	6.2702 Ω
r_r	7.1434 Ω
r_{ds}	36.305 Ω
L_{lqs}	0.036223 H
L_{lr}	0.018638 H
L_{lds}	0.049867 H
L_{mqs}	0.51775 H
J_m	0.008788 kg-m^2
B_m	0.000552 kg-m/s



รูปที่ 4.19 การเปรียบเทียบผลตอบสนองกรณีการทดสอบที่ระดับแรงดัน 140 V

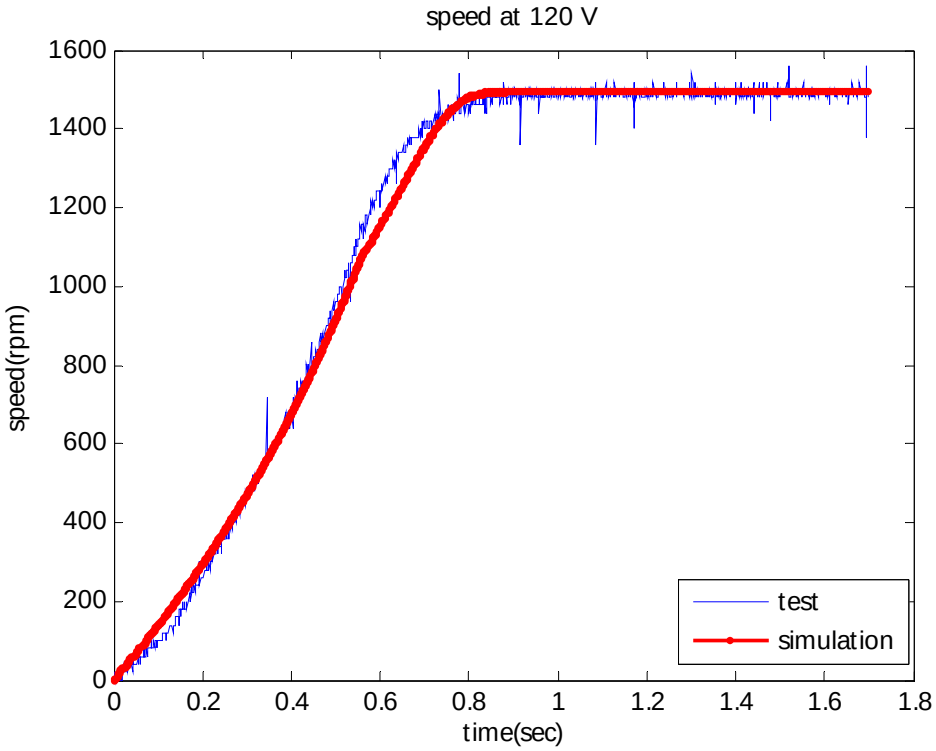
- การทดสอบที่แรงดัน 120 V



รูปที่ 4.20 การลู่เข้าของผลเฉลยกรณีการทดสอบที่ระดับแรงดัน 120 V

ตารางที่ 4.8 ผลเฉลยพารามิเตอร์ในกรณีการทดสอบที่ระดับแรงดัน 120 V

Parameter	Optimal value
r_{qs}	7.4503 Ω
r_r	5.6556 Ω
r_{ds}	45.809 Ω
L_{lqs}	0.032499 H
L_{lr}	0.015448 H
L_{lds}	0.031344 H
L_{mqs}	0.55269 H
J_m	0.008788 kg-m^2
B_m	0.000552 kg-m/s

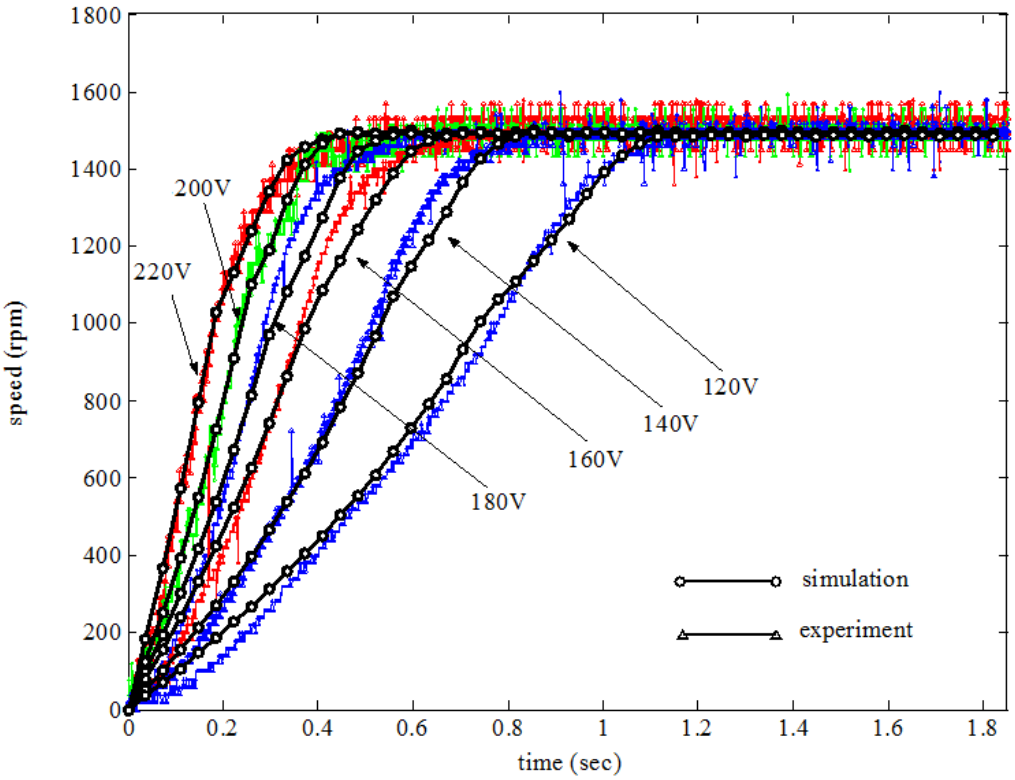


รูปที่ 4.21 การเปรียบเทียบผลตอบสนองกรณีการทดสอบที่ระดับแรงดัน 120 V

การทดสอบเหล่านี้ช่วยให้ทราบข้อมูลของพารามิเตอร์ที่เปลี่ยนแปลงตามแรงดันทำงานของระบบ พารามิเตอร์ที่เปลี่ยนไปนี้ทำให้คุณสมบัติของการขับเคลื่อนมอเตอร์สามารถจำลองได้แม่นยำมากขึ้น การนำไปใช้งานที่ระดับแรงดันอื่นนอกเหนือจากค่าทั้ง 6 ระดับนี้ทำได้หลายวิธีขึ้นอยู่กับผู้ใช้งาน เช่น การประมาณค่าในหรือนอกช่วงข้อมูล (interpolation หรือ extrapolation) หรือการสร้างสมการความสัมพันธ์ของข้อมูลเพื่อนำมาใช้คำนวณค่าที่ระดับแรงดันต่าง ๆ เป็นต้น ข้อมูลค่าพารามิเตอร์สรุปไว้ในตารางที่ 4.9 และสร้างกราฟผลตอบสนองตามระดับแรงดันต่าง ๆ ในภาพรวมดังแสดงในรูปที่ 4.22

ตารางที่ 4.9 สรุปค่าพารามิเตอร์จำแนกตามระดับแรงดันทั้ง 6 ระดับ

Level	r_{qs}	r_r	r_{ds}	L_{lqs}	L_{lr}	L_{lds}	L_{mqs}
220	5.5219	11.94	26.937	0.030599	0.048808	0.041793	0.37862
200	6.0995	8.3755	24.595	0.037003	0.024528	0.025479	0.40243
180	6.2126	7.4612	36.18	0.028312	0.024079	0.051837	0.44792
160	6.7585	6.1975	36.626	0.02674	0.020242	0.04168	0.5004
140	6.2702	7.1434	36.305	0.036223	0.018638	0.049867	0.51775
120	7.4503	5.6556	45.809	0.032499	0.015448	0.031344	0.55269

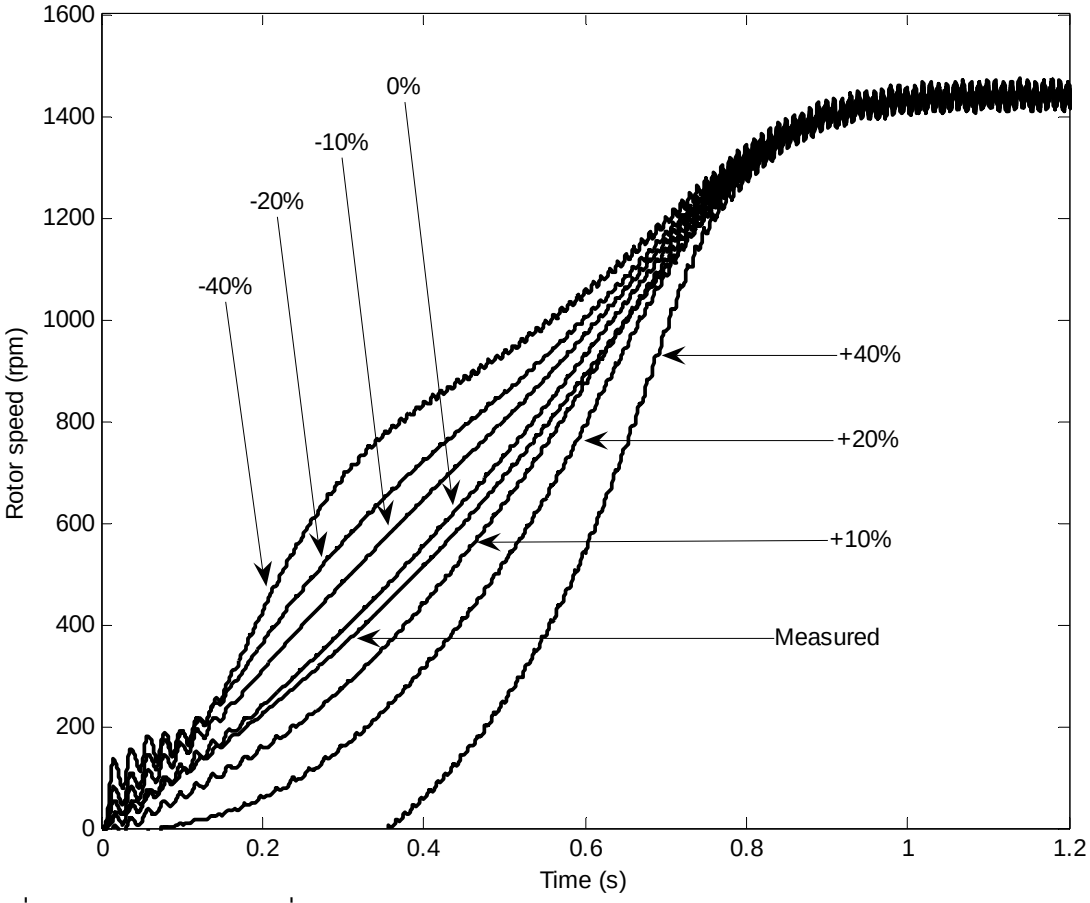


รูปที่ 4.22 การเปรียบเทียบผลตอบสนองกรณีการทดสอบที่ระดับแรงดันทั้ง 6 ระดับ

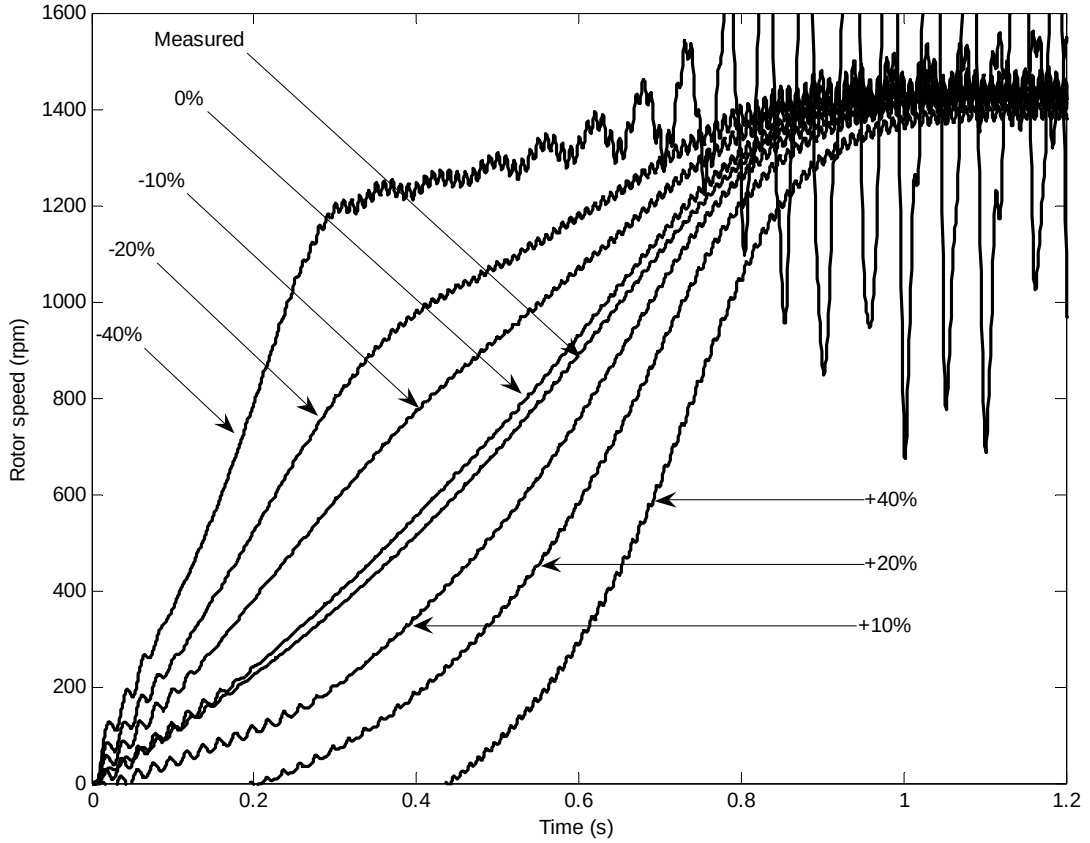
4.4 การปรับแต่งพารามิเตอร์อัตโนมัติสำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในปริภูมิสถานะหรือปริภูมิเฟสเซอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียวถูกสร้างขึ้นจากข้อกำหนดของค่าพารามิเตอร์ทั้งสิ้น 9 ตัว ได้แก่ r_{qs} r_{ds} r_r L_{lqs} L_{lds} L_{lr} L_{mq} J_m และ B_m ความไม่ถูกต้องของค่าพารามิเตอร์ส่งผลต่อการประมาณค่าสถานะโดยตรงไม่ว่าจะใช้เทคนิคการประมาณค่ารูปแบบใดก็ตาม ผลของความคลาดเคลื่อนนี้มีค่ามากหรือน้อยขึ้นอยู่กับค่าความคลาดเคลื่อนของพารามิเตอร์นั้น ๆ และตัวแปรสถานะที่ถูกประมาณค่า การแก้ปัญหานี้อาจจะทำได้โดยใช้การทดสอบเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ที่แม่นยำให้กับระบบขับเคลื่อนก่อนการใช้งาน ที่เรียกว่า ขั้นตอนการใช้งานตัวเองที่เป็นหลักการสำคัญของบทนี้ หรืออาจจะใช้การปรับแต่งพารามิเตอร์อัตโนมัติเพื่อชดเชยผลจากความคลาดเคลื่อนนี้

เพื่อให้การนำเสนอเป็นไปอย่างต่อเนื่องและเข้าใจง่าย เทคนิคการประมาณค่าที่ใช้เพื่อศึกษาผลการเปลี่ยนแปลงจากค่าพารามิเตอร์จะใช้การประมาณค่าด้วยตัวสังเกตลูเอนเบอร์เกอร์แบบขยายเท่านั้น โดยการทดลองกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์มีความคลาดเคลื่อนไปจากค่าที่เหมาะสมซึ่งได้จากการทดสอบ โดยการศึกษาผลของความต้านทานจากขดลวดหลักในวงจรสเตเตอร์ต่อการประมาณค่าสถานะความเร็วรอบด้วยตัวสังเกตลูเอนเบอร์เกอร์ จะพบว่า โดยการกำหนดให้ค่าความต้านทาน r_{qs} คลาดเคลื่อนไปจากค่าที่ถูกต้อง ±40% ±20% และ ±10% ตามลำดับ การประมาณค่าความเร็วรอบของโรเตอร์จะไม่ถูกต้อง โดยเฉพาะอย่างยิ่งคุณสมบัติในสภาวะชั่วครู่ดังแสดงในรูปที่ 4.23 ในกรณีของพารามิเตอร์ตัวอื่น เช่น L_{mq} แสดงไว้ในรูปที่ 4.24 โดยใช้การทดสอบในลักษณะเดียวกัน

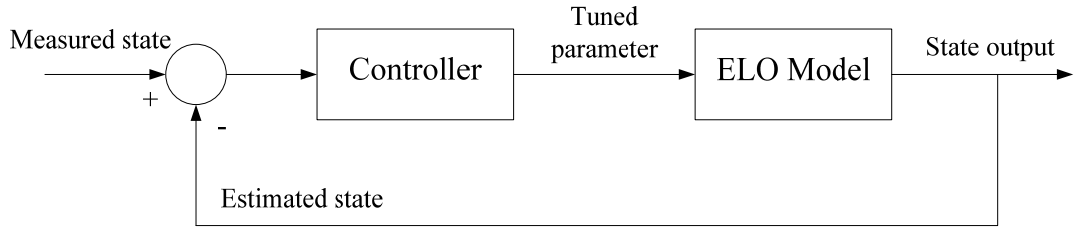


รูปที่ 4.23 ผลจากความเคลื่อนของค่าความต้านทานขดลวดหลักต่อการประมาณค่าความเร็วรอบ

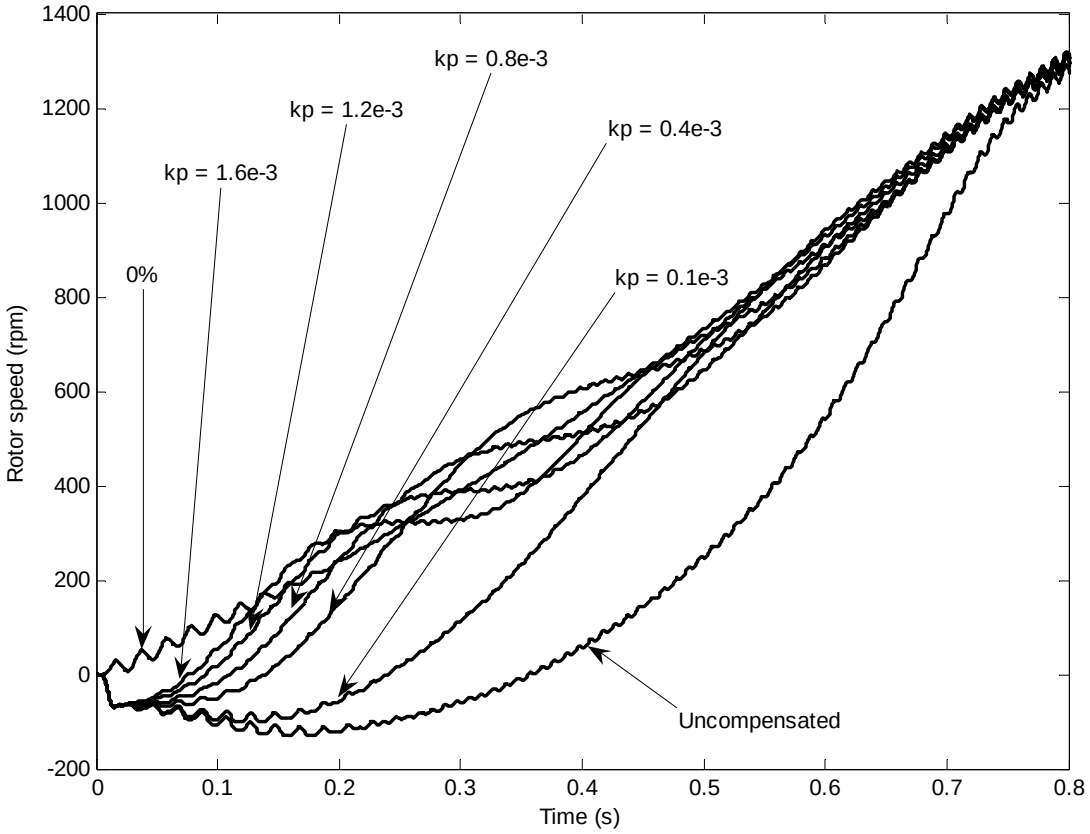


รูปที่ 4.24 ผลจากความเคลื่อนของค่าความเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กต่อการประมาณค่าความเร็วรอบ

การชดเชยผลจากความคลาดเคลื่อนของค่าพารามิเตอร์นี้อาจจะแก้ไขได้โดยการนำเอาเทคนิคการปรับแต่งพารามิเตอร์อัตโนมัติมาใช้งาน ในกรณีนี้จะต้องพึ่งพาข้อมูลจากการวัดเพื่อนำมาเปรียบเทียบกับค่าที่ประมาณได้ ความแตกต่างนี้จะถูกนำมาปรับแต่งผ่านตัวชดเชยซึ่งอาจจะมีโครงสร้างที่ง่ายแบบตัวควบคุมพี (P controller) ตัวควบคุมพีไอ (PI controller) หรือตัวควบคุมพีไอดี (PID controller)



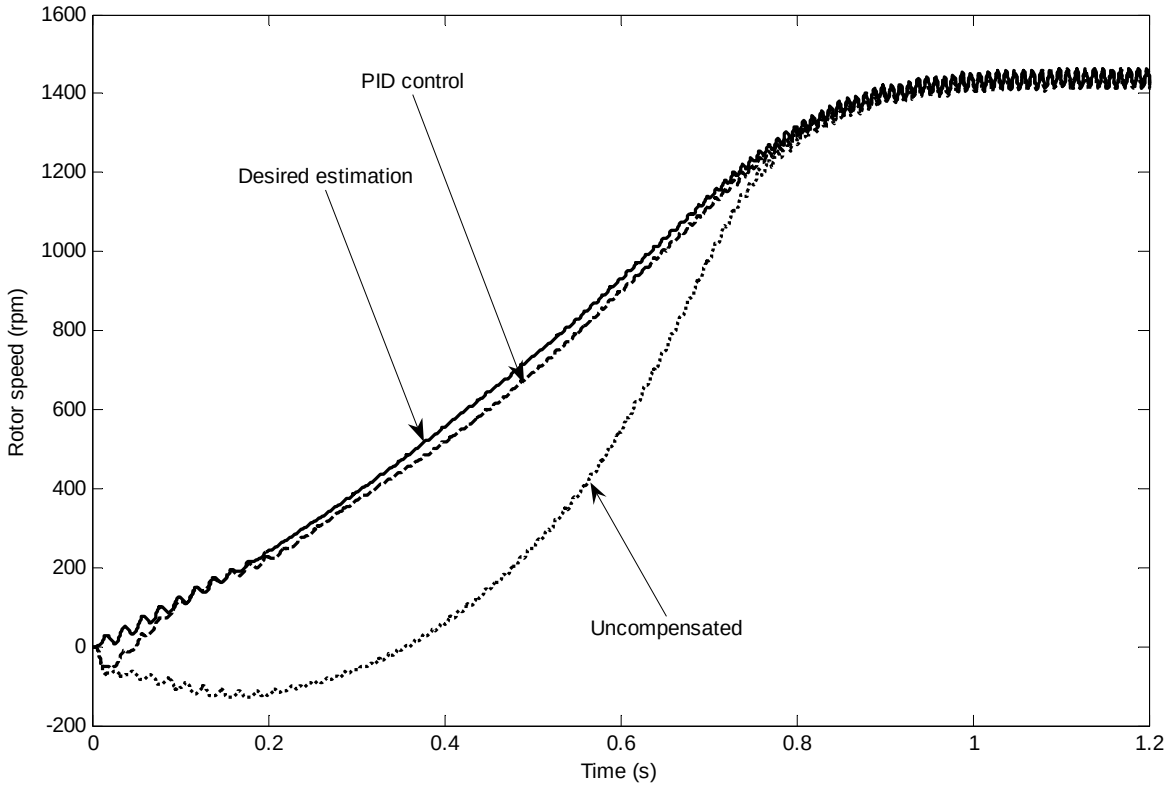
รูปที่ 4.25 แผนภาพระบบควบคุมสำหรับการปรับแต่งพารามิเตอร์อัตโนมัติ



รูปที่ 4.26 ผลการประมาณค่าความเร็วรอบที่มีกลไกการปรับแต่งพารามิเตอร์อัตโนมัติเมื่อพิจารณาผลจากความคลาดเคลื่อนของความต้านทานขดลวดหลัก +40%

เนื่องจากกระแสสเตเตอร์ทั้งสองถูกนำไปใช้ประมาณค่าความเร็วรอบทำให้ไม่อาจจะนำสัญญาณกระแสนี้มาใช้อ้างอิงได้ ดังนั้นจำเป็นต้องเพิ่มอุปกรณ์วัดเพื่อวัตถุประสงค์การปรับแต่งพารามิเตอร์โดยเฉพาะ อาจจะใช้การวัดสนามแม่เหล็ก หรือการวัดความเร็วรอบของโรเตอร์โดยตรง ถ้าให้การปรับแต่งพารามิเตอร์นี้อ้างอิงจากความคลาดเคลื่อนของการประมาณค่าความเร็วรอบกับ

ค่าที่วัดได้จากเซนเซอร์แล้วแผนภาพระบบควบคุมการปรับแต่งพารามิเตอร์นี้แสดงได้ดังรูปที่ 4.25 โดยการลองปรับค่า k_p ในกรณีที่ใช้ตัวควบคุมพีเพื่อวิเคราะห์ผลตอบสนองจะได้ผลลัพธ์ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 4.26 ผลการปรับแต่งนี้สามารถปรับปรุงให้มีสมรรถนะที่ดีขึ้นได้โดยการใช้ตัวควบคุมพีไอหรือตัวควบคุมพีไอดีดังแสดงในรูปที่ 4.27



รูปที่ 4.27 ผลการประมาณค่าความเร็วรอบที่มีกลไกการปรับแต่งพารามิเตอร์อัตโนมัติที่ใช้ตัวควบคุมพีไอดี

4.5 สรุป

การใช้งานตัวเองสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียวนี้ประกอบด้วยการดำเนินงานด้านการทดสอบพารามิเตอร์ของมอเตอร์เป็นหลัก มีวัตถุประสงค์เพื่อเตรียมข้อมูลพารามิเตอร์สำหรับแบบจำลองที่จะถูกนำไปใช้กับระบบขับเคลื่อนสมรรถนะสูงต่อไป ในบทนี้ได้จำแนกการจัดเตรียมพารามิเตอร์สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวโดยพิจารณาจากระดับแรงดันทำงานของวงจรสเตเตอร์ โดยเตรียมพารามิเตอร์แยกเป็น 6 ชุดสำหรับการทำงานที่ค่าแรงดันจำนวน 6 ระดับแรงดันทำงาน ทำให้การนำไปใช้กับแบบจำลองการขับเคลื่อนมอเตอร์มีความยืดหยุ่นและควบคุมได้อย่างมีประสิทธิภาพ นอกจากนี้ ได้มีการนำเสนอรูปแบบการปรับแต่งพารามิเตอร์อัตโนมัติที่มีพื้นฐานมาจากการประมาณค่าความเร็วรอบโดยใช้ตัวสังเกตลูเอนเบอร์เกอร์แบบขยาย ซึ่งการปรับตั้งค่าที่เหมาะสมทำให้พารามิเตอร์ถูกปรับแต่งให้มีค่าถูกต้อง ส่งผลให้การประมาณค่ามีความแม่นยำมากยิ่งขึ้นอีกด้วย

บทที่ 5 สรุป

การใช้งานตัวเองสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียวนี้พัฒนาขึ้นเพื่อสร้างอัลกอริทึมสำหรับการคำนวณพารามิเตอร์ของมอเตอร์เพื่อเตรียมสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์สมรรถนะสูง งานวิจัยนี้ได้นำเสนอรูปแบบการจัดเตรียมพารามิเตอร์สำหรับแรงดันทำงานที่แตกต่างกันทั้งสิ้น 6 ระดับ ในช่วง 220 V 220 V 180 V 160 V 140 V และ 120 V ในกรณีที่แรงดันทำงานมีค่าแตกต่างไปจากนี้ ค่าพารามิเตอร์สามารถประมาณได้จากการประมาณค่าภายในหรือการประมาณค่าภายนอกช่วงได้ หรืออาจจะนำเทคนิคการประมาณค่าความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์ที่เป็นฟังก์ชันของแรงดันทำงานเพื่อนำไปใช้งานต่อไป โดยการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์สำหรับแรงดันแต่ละระดับนั้นใช้เทคนิคการค้นหาผลเฉลยเหมาะที่สุดด้วยจีนเนติกอัลกอริทึม อย่างไรก็ตาม เพื่อให้สามารถนำไปใช้งานได้กับกรณีที่เกิดความคลาดเคลื่อนจากการคำนวณค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ เทคนิคการปรับแต่งพารามิเตอร์อัตโนมัติที่ใช้หลักการระบบควบคุมแบบป้อนกลับด้วยตัวควบคุมพีไอดีได้ถูกนำมาใช้งาน ผลของการปรับแต่งค่าพารามิเตอร์อัตโนมัตินี้แสดงให้เห็นว่าผลจากความคลาดเคลื่อนของพารามิเตอร์ที่ใช้ถูกชดเชยได้ด้วยการออกแบบตัวควบคุมที่เหมาะสม ส่งผลให้การประมาณค่าสถานะของระบบมีความถูกต้องและแม่นยำมากยิ่งขึ้น

การประมาณค่าสถานะเป็นวัตถุประสงค์ที่สำคัญอีกประการหนึ่งของงานวิจัยชิ้นนี้ การประมาณค่าความเร็วรอบการหมุนของโรเตอร์โดยใช้เทคนิคต่าง ๆ ได้รับการพัฒนาขึ้นดังที่ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 3 เทคนิคที่ใช้นี้ได้นำเทคนิคที่ประสบความสำเร็จสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ 3 เฟส มาดัดแปลงให้ใช้ได้ในกรณีที่เป็นมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียว ซึ่งความแตกต่างที่สำคัญ ได้แก่ แบบจำลองและความไม่สมมาตรของวงจรสเตเตอร์ที่เด่นชัด ทำให้การรูปแบบสมการประมาณค่า สมการอ้างอิง แบบจำลองต่าง ๆ ต้องได้รับการพิสูจน์ขึ้นใหม่ทั้งหมด ผลจากการประมาณค่าแสดงให้เห็นถึงความถูกต้องแม่นยำโดยเฉพาะอย่างยิ่งเทคนิคการประมาณค่าด้วยตัวสังเกตลูเอนเบอร์เกอร์แบบขยายและการใช้ตัวกรองคาลมานแบบขยาย ผลการประมารณค่านี้จะเป็นพื้นฐานต่อการควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเฟสเดียวที่มีสมรรถนะสูงต่อไป เช่น การควบคุมแบบไร้เซนเซอร์ (Sensorless control) รูปแบบต่าง ๆ ได้แก่ การควบคุมแรงบิดโดยตรง (Direct torque control: DTC) การควบคุมเชิงเวกเตอร์ (Vector control: VC) หรือการควบคุมการจัดเรียงสนามแม่เหล็ก (Field oriented control: FOC) เป็นต้น

บรรณานุกรมและเอกสารอ้างอิง

1. K.J. Lee, H.G. Kim, D.K. Lee, T.W. Chum and E.C. Nho**,** "High Performance Drive of Single-Phase Induction Motor"**, ISIE Conf. Rec.***,* pp.983-988, 2001
2. E.R. Collins, Jr., "Torque and Slip Behavior of Single-Phase Induction Motors driven From Variable Frequency Supplies", **IEEE**,1990
3. K. Sundareswaran, "An Improved Energy-Saving Scheme for Capacitor – Run Induction Motor", **IEEE Transaction on Industrial Electronics**, Vol. 48, pp. 238 – 240, 2001
4. A.S. Ba-thunya, R. Khopkar, K. Wei & H.A. Toliyat ,"Single-phase induction motor drive – a literature survey", **IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC-2001)**, pp. 911 – 916, 2001
5. S. Vaez-Zadeh & A. Payman, "Design and analysis of sensorless torque optimization for single phase induction motors", **Energy Conversion & Management**, 2005
6. A.E. Fitzgerald, C. Kingsley & A. Kusko, *Electric machinery*, McGraw-Hill, 1990
7. S.J. Chapman, *Electric machinery fundamentals*, McGraw-Hill, 1991
8. T. Wildi, *Electrical machines, drives, and power systems*, Prentice-Hall, 2002
9. J.P. Aggrawal, *Power electronic systems: theory and design*, Prentice-Hall, 2001
10. R. Krishnan, *Electric motor drives: modeling, analysis and control*, Prentice-Hall, 2001
11. H.M.B. Metwally, "New method for speed control of single-phase induction motor with improved motor performance", **Energy Conversion & Management**, Vol. 42, pp. 941 – 950, 2001
12. M.A, Ahmed, K. Amei & M. Sakui, "AC chopper voltage controller-fed singple-phase induction motor employing symmetrical PWM control technique", **Electric Power System Research**, 55, pp. 15 – 25, 2000
13. A-R.A.M. Makky & N.A. El-Latif, "Integral-cycle control with a d.c. chopper controller for single-phase induction motor", **Electric Power System Research**, 40, pp. 91 – 98, 1997
14. M.B. Correa, C.B. Jacobina, E.R.C. daSilva & A.M.N. Lima, "Vector control strategies for single-phase induction motor drive systems", **IEEE Transaction on Industrial Electronics**, Vol. 51, pp. 1073 – 1080, 2004

15. นิรันดร์ แนวเงินดี และ ธนัดชัย กุลวรวานิชพงษ์, “การค้นหาพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวด้วยจีนเนติกอัลกอริทึม”, **การประชุมวิชาการบัณฑิตศึกษา มทส. ครั้งที่ 1**, นครราชสีมา : มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี, 2550
16. ศักดิ์ระวี ระวีกุล, ธนัดชัย กุลวรวานิชพงษ์ และ สราวุฒิ สุจิตจร, “แบบจำลองและการจำลองผลมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวที่เชื่อมต่อหลายตัวแบบขนาน”, **วารสารสงขลานครินทร์ ฉบับวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี**, ปีที่ 28, ฉบับที่ 6, พ.ย. – ธ.ค. 2549
17. N. Naewngerndee, T. Kulworawanichpong, “Refinement of Single-phase Induction Motor Parameters using Genetic Algorithms**”, The WSEAS International Conference on Power (Power’08)**, Venice, Italy, 23 – 25 November 2008
18. S. Raweekul, T. Kulworawanichpong, S. Sujitjorn, “Modelling and Simulation of Multiple Single - Phase Induction Motors in Parallel Operation”, **The 8th WSEAS International Conference on Automatic Control, Modeling & Simulation (ACMOS '06),** Prague, Czech Republic, 12-14 March 2006, pp. 195-200
19. N. Naewngerndee, C. Sukchareon, T. Kulworawanichpong, *Optimizing voltage-frequency control strategy for single-phase induction motor drives*, **The 5th WSEAS International Conference on Applications of Electrical Engineering (AEE’06)**, Prague, Czech Republic, 12 – 14 March 2006, pp. 84 – 89, 2006
20. N. Naewngerndee, T. Kulworawanichpong, “Voltage-dependent Parameter Refinement for Single-phase Induction Motors using Genetic Algorithms”, **WSEAS TRANSACTIONS on SYSTEMS and CONTROL**, Issue 1, Volume 4, January 2009, pp. 45-54
21. N. Naewngerndee, C. Sukcharoen, T. Kulworawanichpong, “Simulation of Single-Phase Induction Motor Drives with Non-sinusoidal Power Supply”. **The WSEAS Transactions on Systems**, Issue 5, Vol 5, pp. 1029-1034, 2006
22. S. Raweekul, T. Kulworawanichpong, S. Sujitjorn (2006), “Parallel -Connected Single - Phase Induction Motor:Modelling and Simulation”, **The WSEAS Transactions on Circuits and Systems**, Issue 3, Vol 5, pp. 377-384
23. P. Vas, *Sensorless vector and direct torque control*, Oxford University Press, 1998
24. A.M. Trzyynadlowski, *Control of induction motors*, Academic Press, 2001
25. S. Bolognani, L. Peretti and M. Zigliotto, "Parameter Sensitivity Analysis of an Improved Open-Loop Speed Estimate for Induction Motor Drives", **IEEE Transaction on Power Electronics**, Vol. 23, No. 4, pp. 2127 - 2135, 2008

26. R. Krishnan and F.C. Doran, "A Method of Sensing Line Voltages for Parameter Adaptation of Inverter-Fed Induction Motor Servo Drives", **IEEE Transaction on Industry Applications**, Vol. IA-23, No. 4, pp. 617 - 622, 1987
27. M. Cirrincione and M. Pucci, "An MRAS-Based Sensorless High-Performance Induction Motor Drive With a Predictive Adaptive Model", **IEEE Transaction on Industrial Electronics**, Vol. 52, No. 2, pp. 532 - 551, 2005
28. R. Cárdenas, Rubén Peña, J. Proboste, G. Asher, and J. Clare, "MRAS Observer for Sensorless Control of Standalone Doubly Fed Induction Generators", **IEEE Transaction on Energy Conversion**, Vol. 20, No. 4, pp. 710 - 718, 2005
29. R. Cárdenas, R. Peña, G. Asher, J. Clare and J. Cartes, "MRAS Observer for Doubly Fed Induction Machines", **IEEE Transaction on Energy Conversion**, Vol. 19, No. 2, pp. 467 - 468, 2004
30. M. Montanari, S.M. Peresada, C. Rossi and A. Tilli, "Speed Sensorless Control of Induction Motors Based on a Reduced-Order Adaptive Observer", **IEEE Transaction on Control Systems Technology**, Vol. 15, No. 6, pp. 1049 - 1064, 2007
31. E.D. Mitronikas and A.N. Safacas, "An Improved Sensorless Vector-Control Method for an Induction Motor Drive", **IEEE Transaction on Industrial Electronics**, Vol. 52, No. 6, pp. 1660 - 1668, 2005
32. I. Choy, S.H. Kwon, J. Lim and S.W. Hong, "Robust speed estimation for tacholess induction motor drives", **Electronic Letters**, Vol. 32 No. 19, pp. 1836 - 1838, 1996
33. J. Kamali and G. Franklin, "Pole Placement Design: An Interpolation Theoretic Approach", **The 35th Conference on Decision and Control**, December 1996, Kobe, Japan, pp. 2014 – 2019
34. P. Venkataraman, **Applied optimization with MATLAB™ Programming**, Wiley-Interscience, 2002
35. S.G. Nash & A. Sofer, **Linear and nonlinear programming**, McGraw-Hill,1996
36. S.S. Rao, **Engineering optimization: Theory and practices**, Wiley-Interscience, 1996
37. J.J. McKeown, D. Meegan & D. Dprevak, **An introduction to unconstrained optimization**, Adam Hilger, 1990
38. E.K.P. Chong & S.H. Zak, **An introduction to optimization**, Wiley-Interscience, 2001
39. J.A. Momoh, **Electric power system applications of optimization**, Marcel Dekker, 2001
40. D.T. Pham & D. Karaboga, **Intelligent optimisation techniques**, Springer Verlag, 2000
41. S. Sujitjorn, T. Kulworawanichpong, D. Puangdownreong & K-L Areerak, **Integrated Intelligent Systems for Engineering Design**, IOS Press, The Netherlands, 2006

42. D.B. Fogel, **Evolutionary computation**, IEEE Press, 1995

43. L. Davis, **Genetic algorithms and simulated annealing**, Pitman, 1987

44. L. Harnefors, "A comparison between directly parameterised observers and extended Kalman filters for sensorless induction motor drives", **International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives**, 21-23 September 1998, pp. 275 – 280

45. C. Attaianese, V. Nardi and G. Tomasso, "A Self-Commissioning Algorithm for VSI-Fed Induction Motors", **IEEE Transaction on Power Electronics**, Vol. 17, No. 6, pp. 1017 - 1023, 2002

46. Y. Lai, J. Lin and J.J. Wang, "Direct Torque Control Induction Motor Drives with Self-Commissioning Based on Taguchi Methodology", **IEEE Transaction on Power Electronics**, Vol. 15, No. 6, pp. 1065 - 1071, 2000

47. A. M. Khambadkone and J. Holtz, "Vector-Controlled Induction Motor Drive with a Self-Commissioning Scheme", **IEEE Transaction on Industrial Electronics**, Vol. 38, No. 5, pp. 322 - 327, 1991

48. B.S. Guru & H.R. Hiziroglu, *Electric Machinery and Transformers*, Saunders College Publishing, Oxford University Press, 2001

ภาคผนวก

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

- **International Journal:**

N. Naewngerndee, T. Kulworawanichpong, “Voltage-dependent Parameter Refinement for Single-phase Induction Motors using Genetic Algorithms”, **The WSEAS TRANSACTIONS on SYSTEMS and CONTROL**, Issue 1, Volume 4, January 2009, pp. 45-54

- **International Conference:**

N. Naewngerndee, T. Kulworawanichpong, “Refinement of Single-phase Induction Motor Parameters using Genetic Algorithms**”, The WSEAS International Conference on Power (Power’08)**, Venice, Italy, 23 – 25 November 2008

Voltage-dependent Parameter Refinement for Single-phase Induction Motors using Genetic Algorithms

N. NAEWNGERNDEE & T. KULWORAWANICHPONG*
Power System Research Unit, School of Electrical Engineering
Suranaree University of Technology
111 University Avenue, Nakhon Ratchasima, THAILAND 30000
* Corresponding author: thanatchai@gmail.com

Abstract: - This paper presents a genetic-based approach to correct the parameters for single-phase induction motors in various supply voltage levels. From conventional tests, electrical (resistances and inductances) and mechanical (moment of inertia and damping coefficient) parameters of the stator and the rotor can be estimated. The set of obtained parameters is able to apply for steady-state performance analyses. In transient states, motor responses generated by these parameters are not met the condition of acceptable accuracy. By some efficient search method incorporate with experimental data, the obtained parameters can be refined to yield the best curve fitting in both transient and steady-state responses. A 0.37-kW, 220 V, 50 Hz single-phase induction motor was used for test to verify the effectiveness of the proposed algorithm. Furthermore, with six different motor supply voltages, voltage-dependent parameters of single-phase induction motors can be established. As a result, the voltage-dependent parameters of the induction motors can be satisfactorily improved to represent the motor dynamic in various supply voltages.

Key-Words: - Single-phase induction motor, Space-phasor model, Voltage-dependent parameter, Genetic algorithm, Retardation test, blocked-rotor test, No-load test.

1 Introduction

To date, three-phase induction motors have been increasingly important for industrial electric motor applications. It should note that there still exist DC motors in some limited applications, e.g. motors for vehicles. Apart from a large-size electric motor drive, single-phase induction motors are commonly used in household electric motor applications. These applications typically consume the power of a fractional horse power up to around ten horse powers. Although most electric appliances require a few amount of kilo-watt input, minimizing power losses during their operation gives a great benefit resulting in nationwide electric energy used by householders.

In general, single-phase motors are controlled by a thyristor-phase controller or a variable resistor. This is quite simple, but it is not efficient in terms of energy consumption. To achieve this goal, complex control strategy cannot be avoid as long as ac machines are involved. One of widely-used control schemes is variable-voltage, variable-frequency (VVVF) [1]. It can be applied for motor control in many forms. However, this control strategy does not guarantee minimum loss operation. Therefore, adjustable frequency and voltage of the power supply is more flexible and can lead to more economical operation of household electric appliances. To achieve these goals, model-based algorithms must be developed. Motor parameters obtained by conventional test schemes need to be corrected to support the high performance drives.

Over half a century, steady-state analysis of induction motors has become a powerful tool to characterize their performances [2-4] It is fairly good in describing steady-state behaviours. For simple control where accuracy and precision are not that much important, any steady-state model is moderate. However, nowadays, a very accurate torque-speed control of induction motors via the space phasor theory, called vector control [5,6], is increasingly required by industries [7,8]. Thus, accurate parameter identification of induction motors is challenged. Although many methods of parameter identification [8-12] have been proposed within the last decade, so far there is no strong evidence to verify their use.

In this paper, an alternative approach based on some efficient intelligent search techniques was introduced. The space phasor modelling was employed to represent induction motors. Parameters appeared in complex space phasor equations can be adjusted by using a simple tuning procedure proposed in this paper. One efficient intelligent search technique, Genetic Algorithm (GA) [13], was used to illustrate this identification by using parameter information obtained from the

conventional tests. Also, comparisons among results obtained by the use of the intelligent identification technique and the conventional technique were examined. With six different supply voltages that can possibly feed the motor stator by means of reduced voltage operation, sets of voltage-dependent parameters for single-phase induction motors were illustrated.

This paper contains six sections. Modeling of the single-phase induction motor in the space phasor expression was reviewed in the next section. Section 3 gave conventional tests for obtaining those motor's parameters. Section 4 illustrated methodology for voltage-dependent parameter refinement based on genetic algorithms. Section 5 presented simulation results and Section 6, the last section, was the conclusion.

2 Modeling of Single-phase Induction Motors

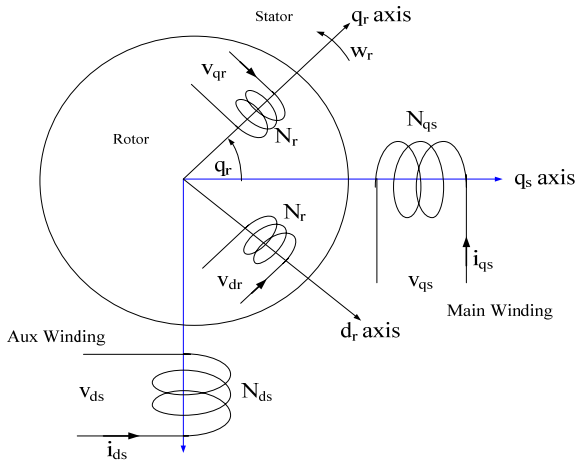


Fig. 1 Winding alignment of a single-phase motor

Single-phase induction motors can be characterized by several different models. The space-phasor approach [2,4] is the method used in this paper. With this model, motor currents, torque and speed can be observable. The space-phasor model is very complicated and needs more space for explanation. However, in this paper only a brief description is presented as follows.

Fig. 1 describes winding alignment of a single-phase induction motor consisting of main and auxiliary windings with their induced voltages and currents. As shown in the figure, a stationary reference frame which is along the axis of the main stator winding is defined and used for mathematical analysis throughout this paper. It is essential to inform that all quantities especially on the rotor need to be transferred to the stator axis. This can be performed by using the following transform matrix.

$$\begin{bmatrix} V_{qr}^{s} \\ V_{dr}^{s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} cos\theta_r & sin\theta_r \\ -sin\theta_r & cos\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qr}^{r} \\ v_{dr}^{r} \end{bmatrix} \quad (1)$$

The superscripts *s* and *r* indicate the reference axis in which the variable belongs to. The dynamic machine model for a single-phase induction motor with squirrel-cage rotor in a stationary reference can be expressed as follows [15].

$$\frac{d}{dt}\lambda_{qs} = -r_{qs}i_{qs} + v_{qs} \quad (2)$$

$$\frac{d}{dt}\lambda'_{ds} = -r'_{ds}i'_{ds} + v'_{ds} \quad (3)$$

$$\frac{d}{dt}\lambda'^{s}_{qr} = -r'_{r}i'^{s}_{qr} + \omega_r\lambda'^{s}_{dr} \quad (4)$$

$$\frac{d}{dt}\lambda'^{s}_{dr} = -r'_{r}i'^{s}_{dr} - \omega_r\lambda'^{s}_{qr} \quad (5)$$

By rearranging (2) – (5) based on flux linkage and current relations of the single-phase induction motor, the state-space model, in which stator and rotor currents, and rotor speed are state variables, can be formed.

$$\frac{d}{dt}[x] = [A][x] + [B][u] \quad (6)$$

$$[y] = [C][x] \quad (7)$$

Where

$$[x] = \begin{bmatrix} i_{qs} & i'_{ds} & i'^{s}_{qr} & i'^{s}_{dr} & \omega_r \end{bmatrix}^T$$

$$[A] = [G]^{-1}[M]$$

$$[B] = [G]^{-1}[N]$$

$$[G] = \begin{bmatrix} L_{lqs}+L_{mq} & 0 & L_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & L'_{lds}+L_{mq} & 0 & L_{mq} & 0 \\ L_{mq} & 0 & L'_{lr}+L_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & L_{mq} & 0 & L'_{lr}+L_{mq} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$[M] = \begin{bmatrix} -r_{qs} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -r'_{ds} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & X_m & -r'_r & X'_r & 0 \\ X_m & 0 & -X'_r & -r' & 0 \\ \alpha i'^{s}_{dr} & -\alpha i'^{s}_{qr} & 0 & 0 & -\dfrac{B_m}{J_m} \end{bmatrix}$$

$$[N] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\dfrac{1}{J_m} \end{bmatrix}$$

$$X_m = \omega_r L_{mq},\ X'_r = \omega_r\left(L'_{lr} + L_{mq}\right),\ \alpha = \frac{P \cdot L_{mq}}{2J_m}$$

$i_{qs}, i'_{ds}, i'^{s}_{qr}, i'^{s}_{dr}, \lambda_{qs}, \lambda'_{ds}, \lambda'^{s}_{qr}, \lambda'^{s}_{dr}$ are the current and flux linkage of the stator and rotor windings. $L_{lqs}, L'_{lds}, L'_{lr}$ are the leakage inductances of the stator and rotor windings. L_{mq} is the stator-rotor mutual inductance. r_{qs}, r'_{ds}, r'_r are the stator and rotor resistances. All variables and parameters are referred to the stationary main-winding reference. J_m is motor's moment of inertia and B_m is damping coefficient.

Applying a numerical time-stepping method to solve a set of differential equations, motor currents, angular speed and position can be calculated numerically.

3 Conventional Tests of the Single-phase Induction Motor

In practice, winding resistances, main and auxiliary (if any) windings, of the single-phase induction motor can be determined accurately. Leakage and magnetizing inductances are practical problems. These values vary considerably according to the motor operating state, transient or steady-state. The inductances calculated from the conventional tests can be fairly used when the steady-state analysis is involved. It is because these conventional tests are performed in the steady-state operation. In this paper, detail of the conventional tests is not necessarily discussed because readers can find this associated information from several research articles or even some well-known textbooks [11,15]. Briefly, the conventional tests for the electrical parameters can be categorized in two procedures, the blocked-rotor and the no-load tests. Each of which is also divided by winding configuration to be i) auxiliary winding opened and ii) main winding opened.

3.1 Auxiliary winding opened

This test performed by disconnecting the auxiliary winding from the main winding. For blocked-rotor test, an equivalent circuit representing the circuit connection is shown in Fig. 2.

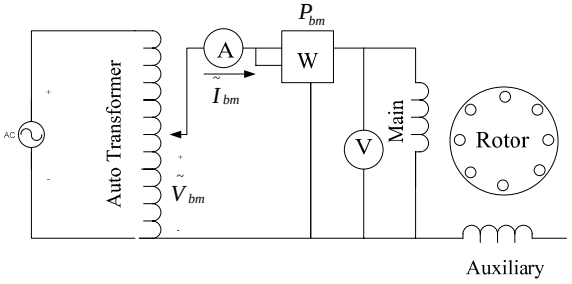


Fig. 2. Blocked-rotor test of auxiliary winding opened

From this test, input impedance, total resistance and total reactance of the circuit can be determined by (8) – (10). With stator resistance information from the winding resistance tests e.g. volt-ampere method or direct ohmic measurement, effective resistance and leakage reactance of the rotor bars can be calculated by using (11) – (12), respectively.

$$Z_{bm} = \frac{V_{bm}}{I_{bm}} \tag{8}$$

$$R_{bm} = \frac{P_{bm}}{I_{bm}^2} \tag{9}$$

$$X_{bm} = \sqrt{Z_{bm}^2 - R_{bm}^2} \tag{10}$$

$$R_{bm} = R_1 + R_2 \tag{11}$$

$$X_{bm} = X_1 + X_2 \tag{12}$$

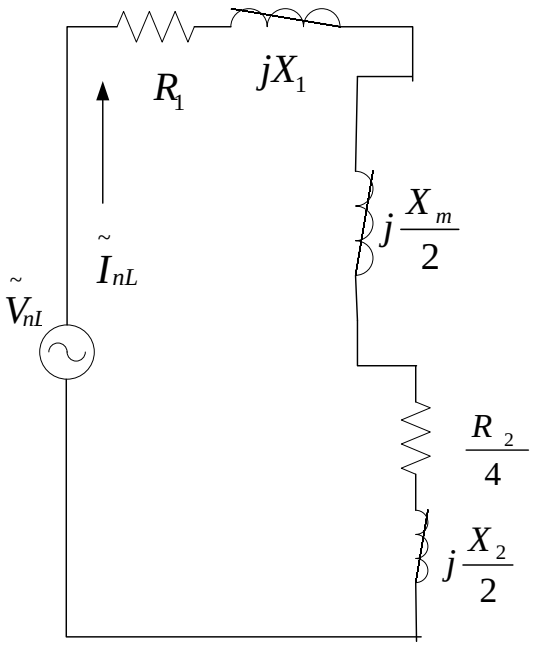


Fig. 3. No-load test of auxiliary winding opened

For the no-load test, an equivalent circuit representing the schematic connection is shown in Fig. 3.

From this test, magnetizing reactance of the circuit can be determined by (13) – (16).

$$Z_{nL} = \frac{V_{nL}}{I_{nL}} \tag{13}$$

$$R_{nL} = \frac{P_{nL}}{I_{nL}^2} \tag{14}$$

$$X_{nL} = \sqrt{Z_{nL}^2 - R_{nL}^2} \tag{15}$$

$$X_M = 2X_{nL} - 1.5X_{bm} \tag{16}$$

3.2 Main winding opened

This test performed by disconnecting the main winding from the main winding. For blocked-rotor test, an equivalent circuit representing the circuit connection is shown in Fig. 4.

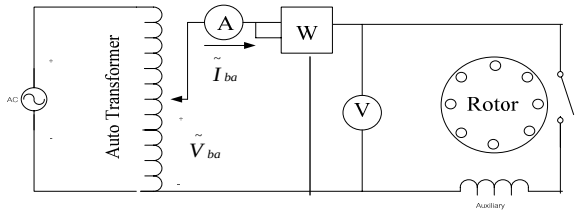


Fig. 4. Blocked-rotor test of main winding opened

This test is employed in order to determine the effective turn ratio of the auxiliary winding to the main winding by executing (17) – (19).

$$R_{ba} = \frac{P_{ba}}{I_{ba}^2} \tag{17}$$

$$R_{2a}=R_{ba}-R_a \tag{18}$$

$$a = \sqrt{\frac{R_{2a}}{R_2}} \tag{19}$$

3.3 Retardation test

Mechanical parameters, the rotor inertia and the viscous friction coefficient, can be determined by the test of retardation. This test performed by applying the rated stator voltage. The rotor is accelerating to its no-load speed. Without any connection of additional inertia mass coupling to the rotor shaft, the rotor will be decelerated from the no-load speed down to zero dependent on its rotor inertia only. By observing this deceleration, the rotor moment of inertia can be approximated.

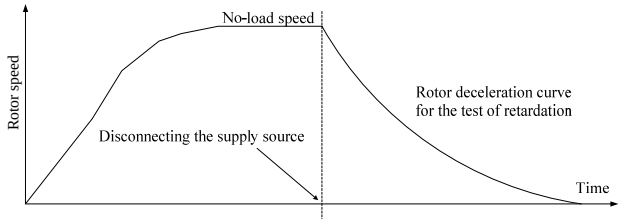


Fig. 5. Rotor deceleration curve for machine's retardation

4 GAs for Parameter Refinement

There exist many different approaches to adjust the motor parameters. The GAs is well-known [16,17], there exist a hundred of works employing the GAs technique to identify system parameters in various forms. The GAs is a stochastic search technique that leads a set of population in solution space evolved using the principles of genetic evolution and natural selection, called genetic operators e.g. crossover, mutation, etc. With successive updating new generation, a set of updated solutions gradually converges to the real solution. Because the GAs is very popular and widely used in most research areas [16-21] where an intelligent search technique is applied, it can be summarized briefly as shown in the flowchart of Fig. 6 [18].

In this paper, the GAs is selected to build up an algorithm to refine all motor parameters (all resistances and inductances, the rotor inertia and the friction coefficient). To reduce programming complication, the Genetic Algorithms (GADS TOOLBOX in MATLAB [17]) is employed to generate a set of initial random parameters. With the searching process, the parameters are adjusted to give response best fitting close to the desired response based on the minimum least square error.

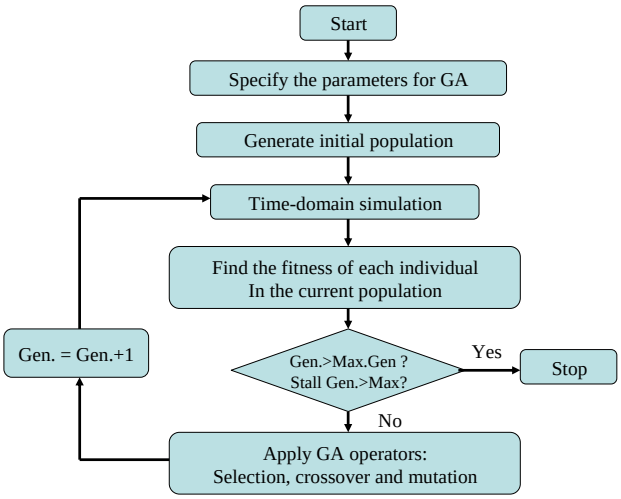


Fig. 6. Flowchart of the GAs procedure

5 Voltage-dependent Parameters

The key assumption made in this research is that motor's parameters are not constant for all operating conditions. They can be varied from one operating condition to others. However, some parameters can be considered as fixed parameters. These are the rotor inertia and the damping coefficient. They are mechanical parameters and their values do not change with electrical excitation. The electrical excitation can be categorized into current and voltage excitations. The current excitation depends on a mechanical loading condition. This excitation strongly results in change of winding resistances due to material thermal characteristics and leakage inductances due to magnetic saturation of magnetic cores.

In this paper, only voltage-dependent parameters are emphasized. The tests can be conducted by varying the 50-Hz single-phase supply voltage source of 220 V, 200 V, 180 V, 160 V, 140 V and

120 V. Neglecting all loading conditions, no-load tests for the six supply voltages are performed. No-load speeds are recorded for each case and used for parameter refinement. With the help of genetic algorithms, accurate parameters for each supply voltage can be obtained.

6 Results and Discussion

To examine the effectiveness of the proposed intelligent identification, a 0.37-kW, 220-V, 50-Hz, single-phase, squirrel-cage induction motor was used for test as shown in Fig. 7.

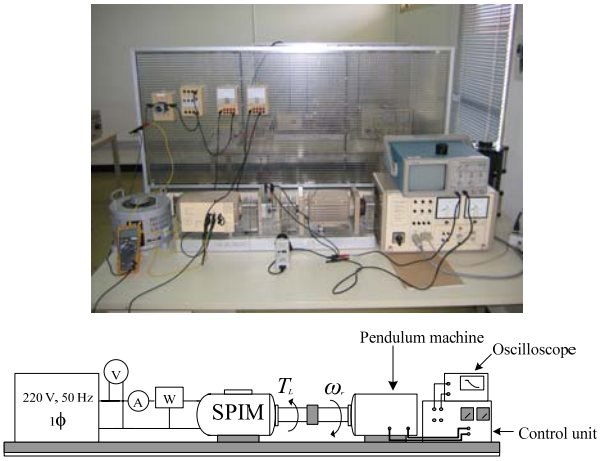


Fig. 7. Experimental setup

With the conventional resistance, no-load, blocked-rotor and retardation tests, the parameters of the single-phase induction motor can be obtained as follows.

Resistance Test:

Main winding resistance = 7.3 Ω

Auxiliary winding resistance = 1.3 Ω

No-load and blocked-rotor tests:

	Voltage	Current	Power
With the auxiliary winding opened			
No-load test	220 V	2.8 A	120.6 W
Blocked-rotor test	99.6 V	3.47 A	194.5 W
With the main winding opened			
Blocked-rotor test	100.7 V	3.17 A	296.5 W

The estimated parameters are listed below.

r_{qs} = 7.3 Ω, r_r = 8.8533 Ω, r_{ds} = 21.3 Ω,

L_{lqs} = 0.03776 H, L_{lds} = 0.03243 H,

L_{lr} = 0.03776 H, L_{mqs} = 0.03772 H,

Retardation test: (Result shown in Fig. 8)

The estimated rotor inertia is 0.784 kg-m^2.

With the parameters obtained by using the conventional tests, the simulation result of the motor speed at the rated voltage can be compared against the experimental result as shown in Fig. 9.

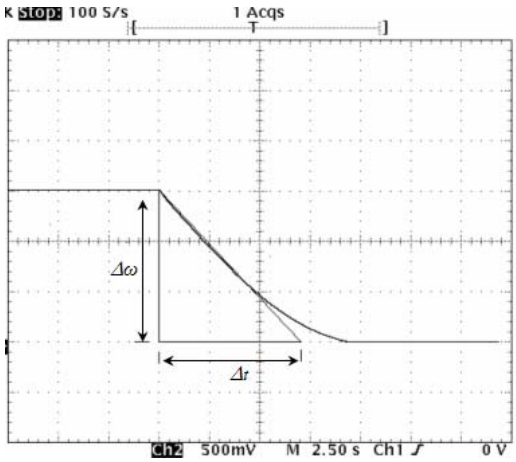


Fig. 8. Retardation test result

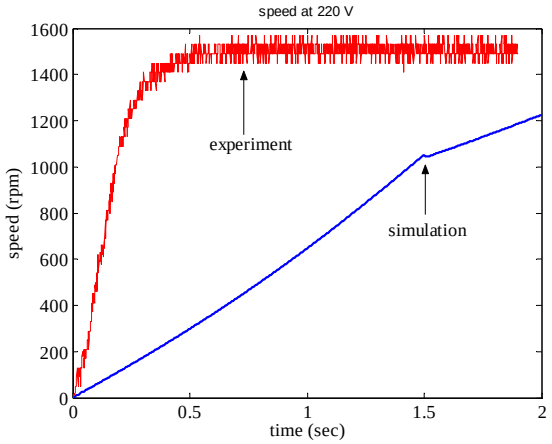


Fig. 9. Simulation result using a set of parameters from the conventional tests (220 V)

As can be seen, the response of the simulation result is able to satisfactorily fit the experimental data in the steady-state condition only. This parameter set is not suitable to be used for the parameters of the space phasor model where the transient behavior is typically an important issue.

To correct the parameters for appropriate use with the space phasor model, some refinement technique to adjust those obtained parameters from the conventional tests must be applied. For intelligent identification, the GAs is employed. The followings describe parameter setting and search space (set arbitrarily) for the GAs used in this paper.

Number of population = 100

Crossover probability = 70%
Mutation probability = 4.7%

From the parameter setting given above with initial values from the conventional tests, the rotor speed can be simulated within the GAs loop through the space phasor equations as described in Section 2. When one of the termination criteria is met, the search process is terminated. Hence, a set of the best parameters, as shown in Table 1, that fit to the experimental data can be found. Fig. 10 shows the convergence of the search process performed by using the GAs.

Table 1. Variable limits (search space):

Parameter	Minimum	Maximum
r_{qs}	5	15
r_r	5	15
r_{ds}	20	50
L_{lqs}	0.01	0.05
L_{lr}	0.01	0.05
L_{lds}	0.01	0.06
L_{mqs}	0.1	0.6
J_m	0.003	0.02
B_m	0	0.004

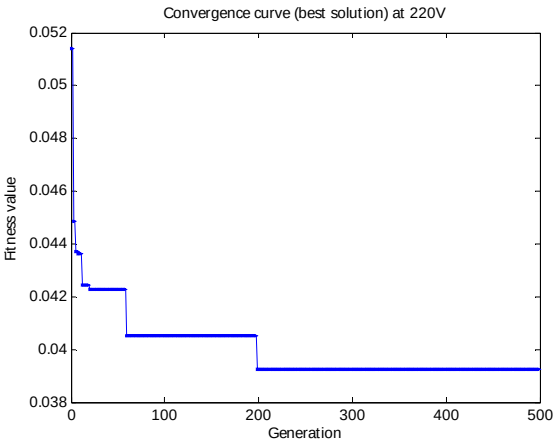


Fig. 10. Solution convergence for 220-V case

Table 2. Optimal parameters for 220-V case

Parameter	Optimal value
r_{qs}	5.5219 Ω
r_r	11.94 Ω
r_{ds}	26.937 Ω
L_{lqs}	0.030599 H
L_{lr}	0.048808 H
L_{lds}	0.041793 H
L_{mqs}	0.37862 H
J_m	0.008788 kg-m^2
B_m	0.000552 kg-m/s

With the parameters obtained by using the search, the simulation result of the motor speed can be compared against the experimental result as shown in Fig. 11.

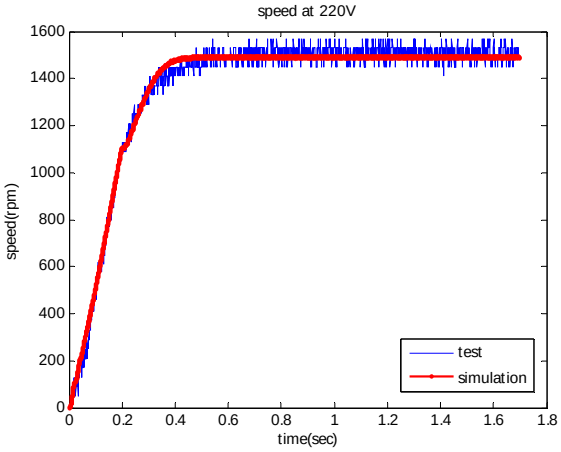


Fig. 11. Simulation result using the set of parameters from the GAs (220-V case)

In the same manner, parameters for each voltage case can be obtained and summarized in Table 3-7. Fig. 12, 14, 16, 18 and 20 are solution convergences of GA search results for 200-V, 180-V, 160-V, 140-V and 120-V cases, respectively. Fig. 13, 15, 17, 19 and 21 are comparison of the test result and the best-fit of the simulated motor speed for other five respective cases.

Table 3. Optimal parameters for 200-V case

Parameter	Optimal value
r_{qs}	6.0995 Ω
r_r	8.3755 Ω
r_{ds}	24.595 Ω
L_{lqs}	0.037003 H
L_{lr}	0.024528 H
L_{lds}	0.025479 H
L_{mqs}	0.40243 H
J_m	0.008788 kg-m^2
B_m	0.000552 kg-m/s

Table 4. Optimal parameters for 180-V case

Parameter	Optimal value
r_{qs}	6.2126 Ω
r_r	7.4612 Ω
r_{ds}	36.18 Ω
L_{lqs}	0.028312 H
L_{lr}	0.024079 H
L_{lds}	0.051837 H
L_{mqs}	0.44792 H
J_m	0.008788 kg-m^2
B_m	0.000552 kg-m/s

Table 5. Optimal parameters for 160-V case

Parameter	Optimal value
r_{qs}	6.7585 Ω
r_r	6.1975 Ω
r_{ds}	36.626 Ω
L_{lqs}	0.02674 H
L_{lr}	0.020242 H
L_{lds}	0.04168 H
L_{mqs}	0.5004 H
J_m	0.008788 kg-m^2
B_m	0.000552 kg-m/s

Table 6. Optimal parameters for 140-V case

Parameter	Optimal value
r_{qs}	6.2702 Ω
r_r	7.1434 Ω
r_{ds}	36.305 Ω
L_{lqs}	0.036223 H
L_{lr}	0.018638 H
L_{lds}	0.049867 H
L_{mqs}	0.51775 H
J_m	0.008788 kg-m^2
B_m	0.000552 kg-m/s

Table 7. Optimal parameters for 120-V case

Parameter	Optimal value
r_{qs}	7.4503 Ω
r_r	5.6556 Ω
r_{ds}	45.809 Ω
L_{lqs}	0.032499 H
L_{lr}	0.015448 H
L_{lds}	0.031344 H
L_{mqs}	0.55269 H
J_m	0.008788 kg-m^2
B_m	0.000552 kg-m/s

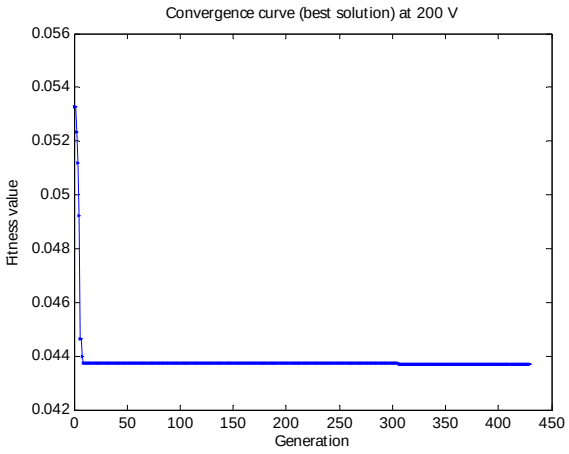


Fig. 12. Solution convergence for 200-V case

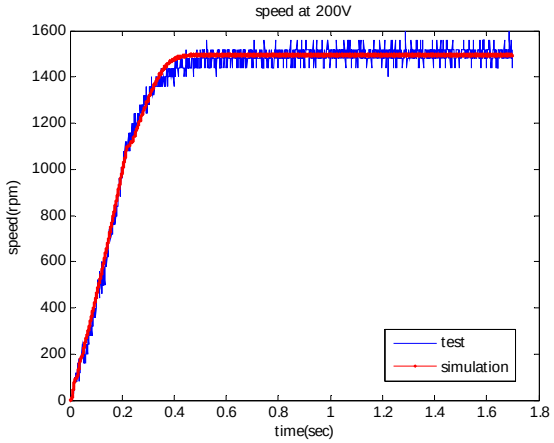


Fig. 13. Simulation result using the set of parameters from the GAs (200-V case)

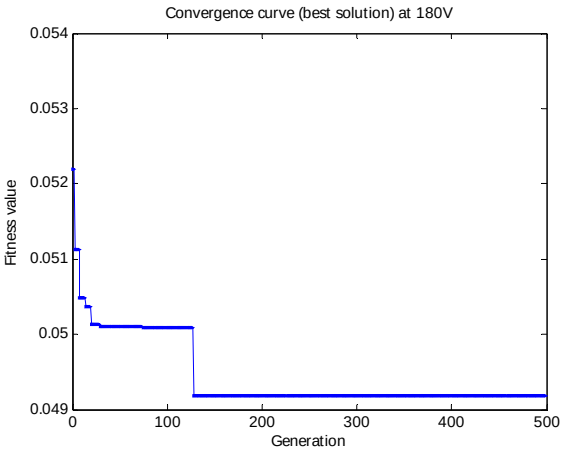


Fig. 14. Solution convergence for 180-V case

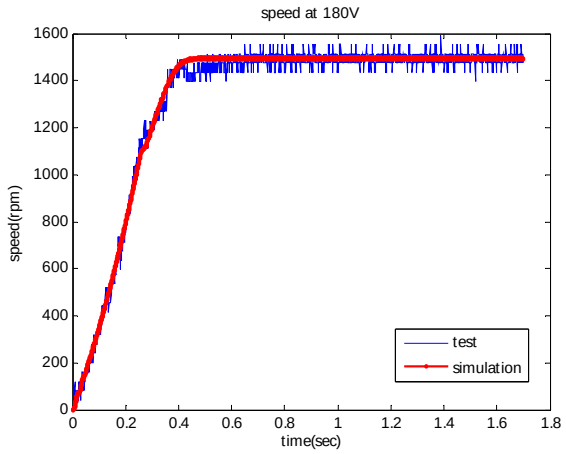


Fig. 15. Simulation result using the set of parameters from the GAs (180-V case)

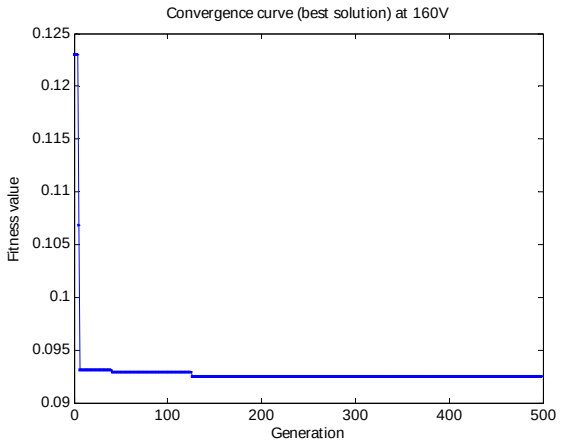


Fig. 16. Solution convergence for 160-V case

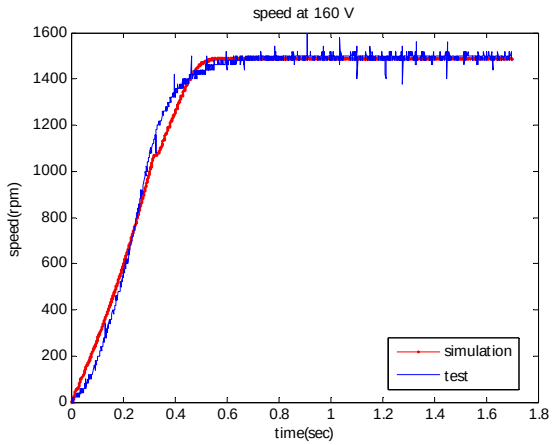


Fig. 17. Simulation result using the set of parameters from the GAs (160-V case)

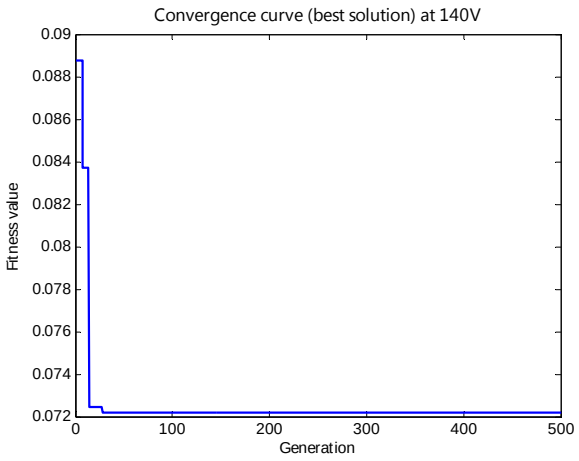


Fig. 18. Solution convergence for 140-V case

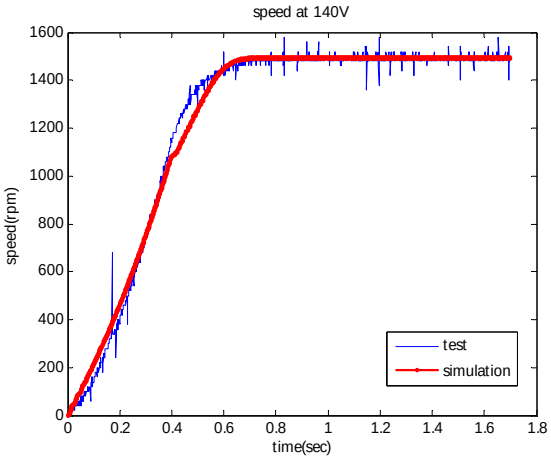


Fig. 19. Simulation result using the set of parameters from the GAs (140-V case)

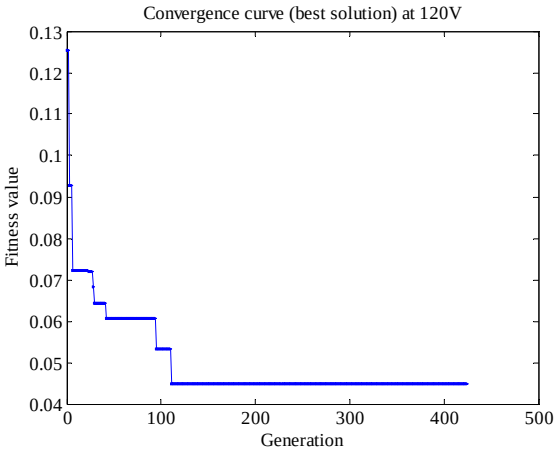


Fig. 20. Solution convergence for 120-V case

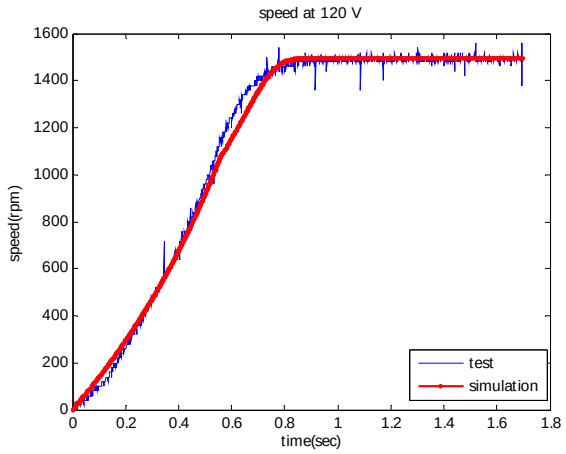


Fig. 21. Simulation result using the set of parameters from the GAs (120-V case)

With the refined parameters obtained in this paper, control and drive of single-phase induction motors can be performed more accurately. Parameter-based or model-reference approaches can be used extensively to a wide range of applications. Fig. 20 concludes the simulated speed response of all cases in comparative with their corresponding experimental result.

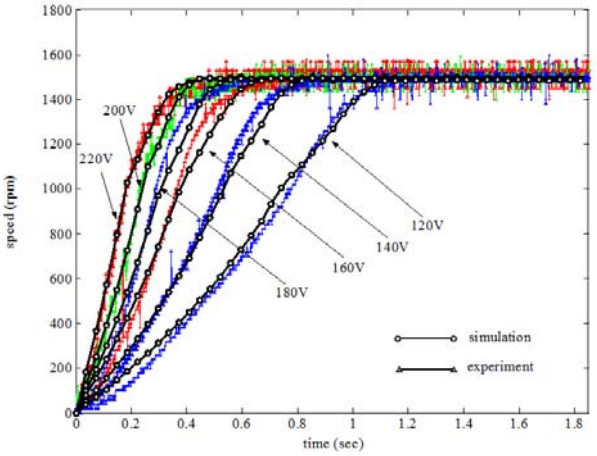


Fig. 20. Comparison among simulation and test results for six voltage cases

7 Conclusion

This paper illustrates an intelligent approach to estimate dynamic parameters of a single-phase induction motor. Due to the complication of the space phasor equations describing dynamic behaviors of the single-phase induction motor, the parameters can be roughly estimated through conventional tests (no-load, blocked-rotor and retardation tests). These tests are based on the steady-state analysis. Therefore, they may cause inaccurate estimation, especially when transient characteristics are interested. In this paper, some efficient intelligent search technique, Genetic Algorithms (GAs), is employed to demonstrate this intelligent identification. With the additional key assumption made in this paper, some parameters are voltage-dependent and can be varied due to the supply voltage. In single-phase motor applications, reduced voltage control is typical for domestic-based electric appliances due to its lower cost. As a result, the speed response simulated from the proposed method satisfactorily fits to that obtained from the experiment. In comparison with the conventional parameter tests, the effectiveness of the proposed scheme is confirmed.

8 Acknowledgement

The authors would like to acknowledge the financial support of the research grant (MRG5080029) sponsored by the Thailand Research Fund, during a period of this work.

References:

[1] P.C. Krause, *Analysis of Electric Machines*, McGraw-Hill, 1987.

[2] N. Naewngerndee, C. Sukcharoen, T. Kulworawanichpong, "Simulation of Single-Phase Induction Motor Drives with Non-sinusoidal Power Supply". *The WSEAS Transactions on Systems*, Issue 5, Vol 5, pp. 1029-1034, 2006

[3] R. Krishnan, *Electric motor drives – modelling, analysis and control*, Prentice-Hall, 2001

[4] S. Raweekul, T. Kulworawanichpong, S. Sujitjorn, "Parallel -Connected Single -Phase Induction Motor:Modelling and Simulation", *The WSEAS Transactions on Circuits and Systems*, Issue 3, Vol 5, pp. 377-384

[5] J.W.L. Nerys, A. Hughes & J. Corda, Alternative implementation of vector control for induction motor and its experimental evaluation, *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, 147(1), 2000, pp. 7–13.

[6] M. Yano & M. Iwahori, Transition from slip-frequency control to vector control for induction motor drives of traction applications in Japan, *The 5th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 2003, Saitama, Japan, pp. 1246–1251.

[7] S. Shinnaka, S. Takeuchi, A. Kitajima, F. Eguchi & H. Haruki, Frequency-hybrid vector control for sensorless induction motor and its application to electric vehicle drive, *IEEE 16th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001*, Yokohama, Japan, pp. 32–39.

[8] M. Benhaddadi, K. Yazid & P. Khaldi, An effective identification of rotor resistance for induction motor vector control, *Proc. IEEE Instru. and Meas. Tech. Conf.*, 1997, Ottawa, Canada, pp. 339–342.

[9] M.J. Duran, M.J. Martinez, P. Duran, J.L. Perez, F.M. Hidalgo & J. F. Moreno, Improved sensorless induction machine vector control with on-line parameters estimation taking into account the deep-bar and thermal effects, *IEEE 28th Annual Conf. on Industrial Electronics Society*, 2002, Malaga, Spain, pp. 1716-1720.

[10] T. Hamajima, M. Hasegawa, S. Doki & S. Okuma, Sensorless vector control of induction motor with stator resistance identification based on augmented error, *Proc. Power Conversion Conf.*, 2002, Osaka, Japan, pp. 504 – 509.

[11] P. Vas, *Parameter estimation, condition monitoring, and diagnosis of electrical machines*, Oxford University Press, 1993.

[12] K.S. Huang, Q.H. Wu & D.R. Turner, Effective identification of induction motor parameters based on fewer measurements, *IEEE Trans. On Energy Conversion*, 17(1), 2002, pp. 55–60.

[13] L. Feng, Z. Hongtao & Y. Qiwen, Sensorless vector control of induction motors based on online GA tuning PI controllers, *The 5th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 2003, Saitama, Japan, pp. 222–225.

[14] M.B. Correa, C.B. Jacobina, E.R.C. da Silva & A.M.N. Lima, Vector control strategies for single-phase induction motor drive systems, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 51, Issue 5, 2004, pp. 1073 – 1080.

[15] B.S. Guru. *Electric machinery and transformers*, Oxford University Press, 2001.

[16] D.E. Goldberg, and D. Edward, *Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning*, Wiley, 1989.

[17] The MathWorks Inc., *Genetic Algorithms and Direct Search TOOLBOX*, CD-ROM Manual, 2004.

[18] K. Somsai, A. Oonsivilai, A. Srikaew, and T. Kulworawanichpong, Optimal PI controller design and simulation of a static var compensator using MATLAB's SIMULINK, *The 7th WSEAS International Conference on POWER SYSTEMS*, Beijing, China, pp. 30 – 35.

[19] T. Charuwat, T. Kulworawanichpong, Genetic based distribution service restoration with minimum average energy not supplied, *The 8th International Conference on Adaptive and Natural Computing Algorithms (ICANNGA2007)*, 11–14 April 2007, pp. 230-239.

[20] T. Kulworawanichpong, K-L. Areerak, K-N. Areerak, P. Pao-la-or, P. Puangdownreong, S. Sujitjorn, Dynamic parameter identification of induction motors using intelligent search techniques, *The 24th IASTED Int. Conf. Modelling, Identification, and Control (MIC 2005)*, Austria 2005, pp. 328-332.

[21] M. Rashidi, F. Rashidi, H. Monavar, Tuning of power system stabilizers via genetic algorithm for stabilization of power system, *IEEE Int. Conf. Systems, Man and Cybernetics*, Vol. 5, 5-8 October 2003, pp. 4649 – 4654.

Refinement of Single-phase Induction Motor Parameters using Genetic Algorithms

N. NAEW-NGERNDEE & T. KULWORAWANICHPONG*
Power System Research Unit, School of Electrical Engineering
Suranaree University of Technology
111 University Avenue, Nakhon Ratchasima, THAILAND 30000
thanatchai@gmail.com
*Corresponding author

Abstract: - This paper presents a genetic-based approach to correct the parameters for single-phase induction motors. From conventional tests, electrical (resistances and inductances) and mechanical (moment of inertia and damping coefficient) parameters of the stator and the rotor can be estimated. The set of obtained parameters is able to apply for steady-state performance analyses. In transient states, motor responses generated by these parameters are not met the condition of acceptable accuracy. By some efficient search method incorporate with experimental data, the obtained parameters can be refined to yield the best curve fitting in both transient and steady-state responses. A 0.37-kW, 220 V, 50 Hz single-phase induction motor is used for test to verify the effectiveness of the proposed algorithm. As a result, the parameters of the induction motors can be satisfactorily improved to represent the motor dynamic.

Key-Words: - Single-phase induction motor, motor parameter, genetic algorithm.

1 Introduction

To date, three-phase induction motors have been increasingly important for industrial electric motor applications. It should note that there still exist DC motors in some limited applications, e.g. motors for vehicles. Apart from a large-size electric motor drive, single-phase induction motors are commonly used in household electric motor applications. These applications typically consume the power of a fractional horse power up to around ten horse powers. Although most electric appliances require a few amount of kilo-watt input, minimizing power losses during their operation gives a great benefit resulting in nationwide electric energy used by householders.

In general, single-phase motors are controlled by a thyristor-phase controller or a variable resistor. This is quite simple, but it is not efficient in terms of energy consumption. To achieve this goal, complex control strategy cannot be avoid as long as ac machines are involved. One of widely-used control schemes is variable-voltage, variable-frequency (VVVF) [1,2]. It can be applied for motor control in many forms. However, this control strategy does not guarantee minimum loss operation. Therefore, adjustable frequency and voltage of the power supply is more flexible and can lead to more economical operation of household electric appliances. To achieve these goals, model-based algorithms must be developed. Motor parameters obtained by conventional test schemes need to be corrected to support the high performance drives.

Over half a century, steady-state analysis of induction motors has become a powerful tool to characterize their performances [3,4] It is fairly good in describing steady-state behaviours. For simple control where accuracy and precision are not that much important, any steady-state model is moderate. However, nowadays, a very accurate torque-speed control of induction motors via the space phasor theory, called vector control [5,6], is increasingly required by industries [7,8]. Thus, accurate parameter identification of induction motors is challenged. Although many methods of parameter identification [8-12] have been proposed within the last decade, so far there is no strong evidence to verify their use.

In this paper, an alternative approach based on some efficient intelligent search techniques is introduced. The space phasor modelling is employed to represent induction motors. Parameters appeared in complex space phasor equations can be adjusted by using a simple tuning procedure proposed in this paper. One efficient intelligent search technique, Genetic Algorithm (GA) [13], is used to illustrate this identification by using parameter information obtained from the conventional tests. Also, comparisons among results obtained by the use of the intelligent identification technique and the conventional technique are examined.

This paper contains six sections. Modeling of the single-phase induction motor in the space phasor expression is reviewed in the next section. Section 3 gives conventional tests for obtaining those motor's parameters. Section 4 illustrates methodology for parameter refinement based on genetic algorithms. Section 5 presents simulation results and Section 6, the last section, is the conclusion.

2 Modeling of Single-phase Induction Motors

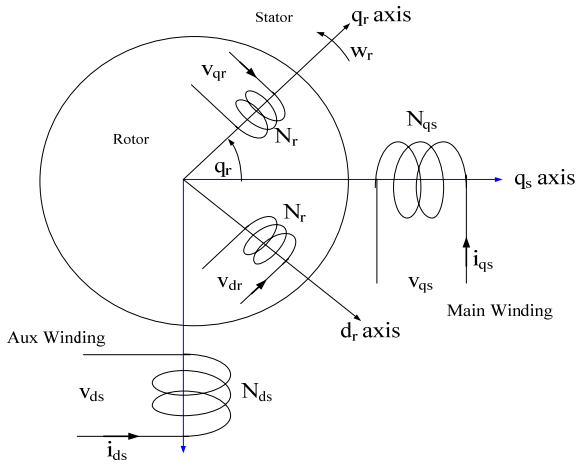


Fig. 1 winding alignment of a single-phase motor

Single-phase induction motors can be characterized by several different models. The space-phasor approach [2,4] is the method used in this paper. With this model, motor currents, torque and speed can be observable. The space-phasor model is very complicated and needs more space for explanation. However, in this paper only a brief description is presented as follows.

Fig. 1 describes winding alignment of a single-phase induction motor consisting of main and auxiliary windings with their induced voltages and currents. As shown in the figure, a stationary reference frame which is along the axis of the main stator winding is defined and used for mathematical analysis throughout this paper. It is essential to inform that all quantities especially on the rotor need to be transferred to the stator axis. This can be performed by using the following transform matrix.

$$\begin{bmatrix} V_{qr}^{s} \\ V_{dr}^{s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} cos\theta_r & sin\theta_r \\ -sin\theta_r & cos\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qr}^{r} \\ v_{dr}^{r} \end{bmatrix} \quad (1)$$

The superscripts *s* and *r* indicate the reference axis in which the variable belongs to. The dynamic machine model for a single-phase induction motor with squirrel-cage rotor in a stationary reference can be expressed as follows [14].

$$\frac{d}{dt}\lambda_{qs} = -r_{qs}i_{qs} + v_{qs} \quad (1)$$

$$\frac{d}{dt}\lambda'_{ds} = -r'_{ds}i'_{ds} + v'_{ds} \quad (2)$$

$$\frac{d}{dt}\lambda'^{s}_{qr} = -r'_{r}i'^{s}_{qr} + \omega_r\lambda'^{s}_{dr} \quad (3)$$

$$\frac{d}{dt}\lambda'^{s}_{dr} = -r'_{r}i'^{s}_{dr} - \omega_r\lambda'^{s}_{qr} \quad (4)$$

By rearranging (1) – (4) based on flux linkage and current relations of the single-phase induction motor, the state-space model, in which stator and rotor currents, and rotor speed are state variables, can be formed.

$$\frac{d}{dt}[x] = [A][x] + [B][u] \quad (5)$$

$$[y] = [C][x] \quad (6)$$

Where

$$[x] = \begin{bmatrix} i_{qs} & i'_{ds} & i'^{s}_{qr} & i'^{s}_{dr} & \omega_r \end{bmatrix}^T$$

$$[A] = [G]^{-1}[M]$$

$$[B] = [G]^{-1}[N]$$

$$[G] = \begin{bmatrix} L_{lqs}+L_{mq} & 0 & L_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & L'_{lds}+L_{mq} & 0 & L_{mq} & 0 \\ L_{mq} & 0 & L'_{lr}+L_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & L_{mq} & 0 & L'_{lr}+L_{mq} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$[M] = \begin{bmatrix} -r_{qs} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -r'_{ds} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & X_m & -r'_r & X'_r & 0 \\ X_m & 0 & -X'_r & -r' & 0 \\ \alpha i'^{s}_{dr} & -\alpha i'^{s}_{qr} & 0 & 0 & -\frac{B_m}{J_m} \end{bmatrix}$$

$$[N] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J_m} \end{bmatrix}$$

$$X_m = \omega_r L_{mq},\ X'_r = \omega_r\left(L'_{lr} + L_{mq}\right),\ \alpha = \frac{P \cdot L_{mq}}{2J_m}$$

$i_{qs}, i'_{ds}, i'^{s}_{qr}, i'^{s}_{dr}, \lambda_{qs}, \lambda'_{ds}, \lambda'^{s}_{qr}, \lambda'^{s}_{dr}$ are the current and flux linkage of the stator and rotor windings. $L_{lqs}, L'_{lds}, L'_{lr}$ are the leakage inductances of the stator and rotor windings. L_{mq} is the stator-rotor mutual inductance. r_{qs}, r'_{ds}, r'_r are the stator and rotor resistances. All variables and parameters are referred to the

stationary main-winding reference. J_m is motor's moment of inertia and B_m is damping coefficient.

Applying a numerical time-stepping method to solve a set of differential equations, motor currents, angular speed and position can be calculated numerically.

3 Conventional Tests of the Single-phase Induction Motor

In practice, winding resistances, main and auxiliary (if any) windings, of the single-phase induction motor can be determined accurately. Leakage and magnetizing inductances are practical problems. These values vary considerably according to the motor operating state, transient or steady-state. The inductances calculated from the conventional tests can be fairly used when the steady-state analysis is involved. It is because these conventional tests are performed in the steady-state operation. In this paper, detail of the conventional tests is not necessarily discussed because readers can find this associated information from several research articles or even some well-known textbooks [11,15]. Briefly, the conventional tests for the electrical parameters can be categorized in two procedures, the blocked-rotor and the no-load tests.

In addition, mechanical parameters, the rotor inertia and the viscous friction coefficient, can be determined by the test of retardation.

4 GAs for Parameter Refinement

There exist many different approaches to adjust the motor parameters. The GAs is well-known [16,17], there exist a hundred of works employing the GAs technique to identify system parameters in various forms. The GAs is a stochastic search technique that leads a set of population in solution space evolved using the principles of genetic evolution and natural selection, called genetic operators e.g. crossover, mutation, etc. With successive updating new generation, a set of updated solutions gradually converges to the real solution. Because the GAs is very popular and widely used in most research areas [16-21] where an intelligent search technique is applied, it can be summarized briefly as shown in the flowchart of Fig. 2 [18].

In this paper, the GAs is selected to build up an algorithm to refine all motor parameters (all resistances and inductances, the rotor inertia and the friction coefficient). To reduce programming complication, the Genetic Algorithms (GADS TOOLBOX in MATLAB [17]) is employed to generate a set of initial random parameters. With the searching process, the parameters are adjusted to give response best fitting close to the desired response based on the minimum least square error.

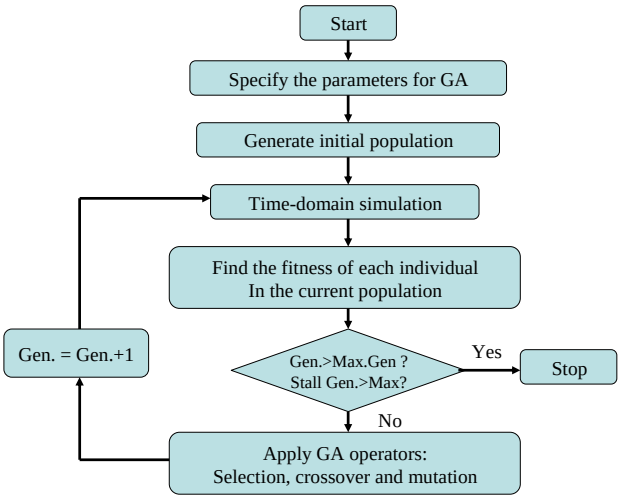


Fig. 2. Flowchart of the GAs procedure

5 Results and Discussion

To examine the effectiveness of the proposed intelligent identification, a 0.37-kW, 220-V, 50-Hz, single-phase, squirrel-cage induction motor is used for test as shown in Fig. 3.

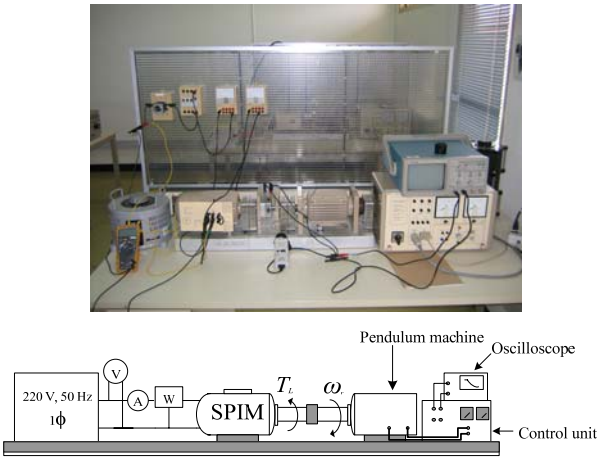


Fig. 3. Experimental setup

With the conventional resistance, no-load, blocked-rotor and retardation tests, the parameters of the single-phase induction motor can be obtained as follows.

Resistance Test:

Main winding resistance = 7.3 Ω

Auxiliary winding resistance = 1.3 Ω

No-load and blocked-rotor tests:

	Voltage	Current	Power
With the auxiliary winding opened			
No-load test	220 V	2.8 A	120.6 W

Blocked-rotor test	99.6 V	3.47 A	194.5 W
With the main winding opened			
Blocked-rotor test	100.7 V	3.17 A	296.5 W

The estimated parameters are listed below.

r_{qs} = 7.3 Ω, r_r = 8.8533 Ω, r_{ds} = 21.3 Ω,
L_{lqs} = 0.03776 H, L_{lds} = 0.03243 H,
L_{lr} = 0.03776 H, L_{mqs} = 0.03772 H,

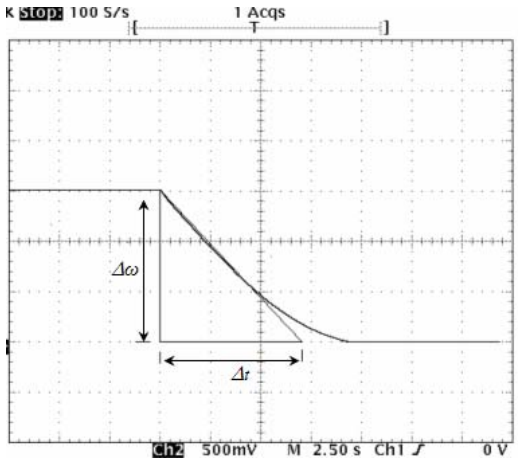


Fig. 4. Retardation test result

Retardation test:

The estimated rotor inertia is 0.784 kg-m^2.

With the parameters obtained by using the conventional tests, the simulation result of the motor speed can be compared against the experimental result as shown in Fig. 5.

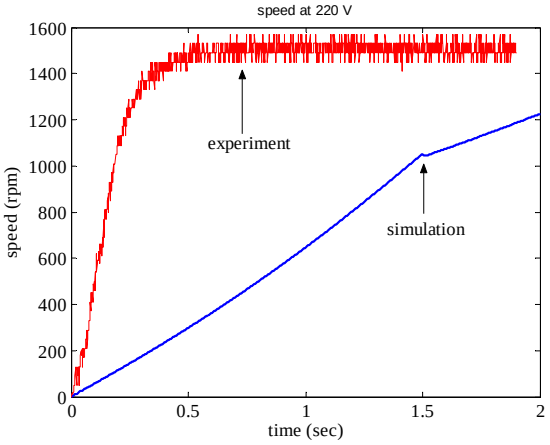


Fig. 5. Simulation result using a set of parameters from the conventional tests

As can be seen, the response of the simulation result is able to satisfactorily fit the experimental data in the steady-state condition only. This parameter set is not suitable to be used for the parameters of the space phasor model where the transient behavior is typically an important issue.

To correct the parameters for appropriate use with the space phasor model, some refinement technique to adjust those obtained parameters from the conventional tests must be applied. For intelligent identification, the GAs is employed. The followings describe parameter setting and search space (set arbitrarily) for the GAs used in this paper.

Number of population = 100
Crossover probability = 70%
Mutation probability = 4.7%

Variable limits(search space):

Parameter	Minimum	Maximum
r_{qs}	5	15
r_r	5	15
r_{ds}	20	50
L_{lqs}	0.01	0.05
L_{lr}	0.01	0.05
L_{lds}	0.01	0.06
L_{mqs}	0.1	0.6
J_m	0.003	0.02
B_m	0	0.004

From the parameter setting given above with initial values from the conventional tests, the rotor speed can be simulated within the GAs loop through the space phasor equations as described in Section 2. When one of the termination criteria is met, the search process is terminated. Hence, a set of the best parameters, as shown in Table 1, that fit to the experimental data can be found. Fig. 6 shows the convergence of the search process performed by using the GAs.

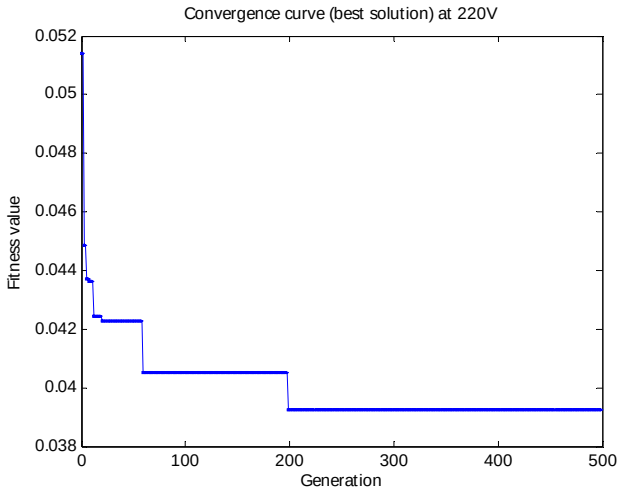


Fig. 6. Solution convergence

Table 1. Optimal parameters obtained using the GAs

Parameter	Optimal value
r_{qs}	5.5219 Ω
r_r	11.94 Ω
r_{ds}	26.937 Ω
L_{lqs}	0.030599 H
L_{lr}	0.048808 H
L_{lds}	0.041793 H
L_{mqs}	0.37862 H
J_m	0.008788 kg-m^2
B_m	0.000552 kg-m/s

With the parameters obtained by using the search, the simulation result of the motor speed can be compared against the experimental result as shown in Fig. 7.

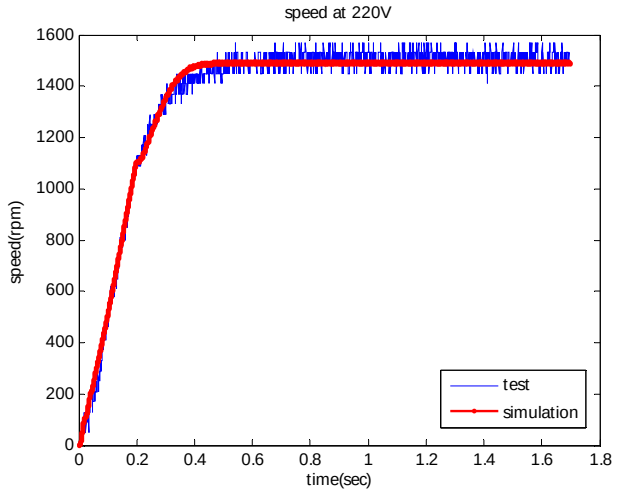


Fig. 7. Simulation result using the set of parameters from the GAs

4 Conclusion

This paper illustrates an intelligent approach to estimate dynamic parameters of a single-phase induction motor. Due to the complication of the space phasor equations describing dynamic behaviors of the single-phase induction motor, the parameters can be roughly estimated through conventional tests (no-load, blocked-rotor and retardation tests). These tests are based on the steady-state analysis. Therefore, they may cause inaccurate estimation, especially when transient characteristics are interested. In this paper, some efficient intelligent search technique, Genetic Algorithms (GAs), is employed to demonstrate this intelligent identification. As a result, the speed response simulated from the proposed method satisfactorily fits to that obtained from the experiment. In comparison with the conventional parameter tests, the effectiveness of the proposed scheme is confirmed.

5 Acknowledgement

The authors would like to acknowledge the financial support of the research grant (MRG5080029) sponsored by the Thailand Research Fund, during a period of this work.

References:

[1] A.S. Ba-thunya, R. Khopkar, K. Wei & H.A. Toliyat, Single phase induction motor drives-a literature survey, *IEEE Int. Conf. on Electric Machines and Drives (IEMDC2001)*, 17 – 20 June 2001, Cambridge, Massachusetts, USA, pp. 911 – 916.

[2] P.C. Krause, *Analysis of Electric Machines*, McGraw-Hill, 1987.

[3] S.J. Chapman, *Electric machinery fundamentals*, McGraw-Hill, 1991.

[4] R. Krishnan, *Electric motor drives – modelling, analysis and control*, Prentice-Hall, 2001

[5] J.W.L. Nerys, A. Hughes & J. Corda, Alternative implementation of vector control for induction motor and its experimental evaluation, *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, 147(1), 2000, pp. 7–13.

[6] M. Yano & M. Iwahori, Transition from slip-frequency control to vector control for induction motor drives of traction applications in Japan, *The 5th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 2003, Saitama, Japan, pp. 1246–1251.

[7] S. Shinnaka, S. Takeuchi, A. Kitajima, F. Eguchi & H. Haruki, Frequency-hybrid vector control for sensorless induction motor and its application to electric vehicle drive, *IEEE 16th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001*, Yokohama, Japan, pp. 32–39.

[8] M. Benhaddadi, K. Yazid & P. Khaldi, An effective identification of rotor resistance for induction motor vector control, *Proc. IEEE Instru. and Meas. Tech. Conf.*, 1997, Ottawa, Canada, pp. 339–342.

[9] M.J. Duran, M.J. Martinez, P. Duran, J.L. Perez, F.M. Hidalgo & J. F. Moreno, Improved sensorless induction machine vector control with on-line parameters estimation taking into account the deep-bar and thermal effects, *IEEE 28th Annual Conf. on Industrial Electronics Society*, 2002, Malaga, Spain, pp. 1716-1720.

[10] T. Hamajima, M. Hasegawa, S. Doki & S. Okuma, Sensorless vector control of induction motor with stator resistance identification based on augmented error, *Proc. Power Conversion Conf.*, 2002, Osaka, Japan, pp. 504 – 509.

[11] P. Vas, *Parameter estimation, condition monitoring, and diagnosis of electrical machines*, Oxford University Press, 1993.
[12] K.S. Huang, Q.H. Wu & D.R. Turner, Effective identification of induction motor parameters based on fewer measurements, *IEEE Trans. On Energy Conversion*, 17(1), 2002, pp. 55–60.
[13] L. Feng, Z. Hongtao & Y. Qiwen, Sensorless vector control of induction motors based on online GA tuning PI controllers, *The 5th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 2003, Saitama, Japan, pp. 222–225.
[14] M.B. Correa, C.B. Jacobina, E.R.C. da Silva & A.M.N. Lima, Vector control strategies for single-phase induction motor drive systems, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 51, Issue 5, 2004, pp. 1073 – 1080.
[15] B.S. Guru. *Electric machinery and transformers*, Oxford University Press, 2001.
[16] D.E. Goldberg, and D. Edward, *Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning*, Wiley, 1989.
[17] The MathWorks Inc., *Genetic Algorithms and Direct Search TOOLBOX*, CD-ROM Manual, 2004.
[18] K. Somsai, A. Oonsivilai, A. Srikaew, and T. Kulworawanichpong, Optimal PI controller design and simulation of a static var compensator using MATLAB's SIMULINK, *The 7th WSEAS International Conference on POWER SYSTEMS*, Beijing, China, pp. 30 – 35.
[19] T. Charuwat, T. Kulworawanichpong, Genetic based distribution service restoration with minimum average energy not supplied, *The 8th International Conference on Adaptive and Natural Computing Algorithms (ICANNGA2007)*, 11–14 April 2007, pp. 230-239.
[20] T. Kulworawanichpong, K-L. Areerak, K-N. Areerak, P. Pao-la-or, P. Puangdownreong, S. Sujitjorn, Dynamic parameter identification of induction motors using intelligent search techniques, *The 24th IASTED Int. Conf. Modelling, Identification, and Control (MIC 2005)*, Austria 2005, pp. 328-332.
[21] M. Rashidi, F. Rashidi, H. Monavar, Tuning of power system stabilizers via genetic algorithm for stabilization of power system, *IEEE Int. Conf. Systems, Man and Cybernetics*, Vol. 5, 5-8 October 2003, pp. 4649 – 4654.