



รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการ ระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งสำหรับ
เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง

โดย ผศ. ดร. สุรพงศ์ สุวรรณกรวิน

กรกฎาคม 2557

สัญญาเลขที่ RSA5580039

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการ ระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดตำแหน่งสำหรับ
เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง

ผู้วิจัย ผศ. ดร. สุรพงศ์ สุวรรณกวิน

สังกัด ภาควิชาวิศวกรรมศาสตร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สนับสนุนโดยสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัยและจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
(ความเห็นในรายงานนี้เป็นของผู้วิจัย สกว. และจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
ไม่จำเป็นต้องเห็นด้วยเสมอไป)

กิตติกรรมประกาศ

โครงการวิจัยนี้สำเร็จลงได้ด้วยการสนับสนุนทางด้านงบประมาณจาก สำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย (สกว. ทุนนักวิจัยรุ่นกลาง) และ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ขอขอบคุณห้องปฏิบัติการวิจัยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ที่ได้เอื้อเฟื้อสถานที่ในการดำเนินงานวิจัย ขอขอบคุณ ผศ. ดร. สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ที่ได้ให้ข้อคิดเห็นทางวิชาการที่ประโยชน์ต่อโครงการวิจัย ขอขอบคุณ ศ. ดร. บุญชัย เตชะอำนาจ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย และ รศ. ดร. ไพโรจน์ สิงหนัดกิจ ภาควิชาวิศวกรรมเครื่องกล คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย สำหรับข้อแนะนำในการดำเนินงานวิจัย และขอขอบคุณ นายจิรวิทย์ อุดมศรี และ นายสมรัฐ สมितिสมบูรณ์ นิสิตปริญญาโท ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ที่ให้ความช่วยเหลือในการจัดเตรียมการทดลองและรวบรวมผลการทดลอง

บทคัดย่อ

(รหัสโครงการ): RSA5580039

ชื่อโครงการ : ระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งสำหรับเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง

ชื่อนักวิจัย : ผศ. ดร. สุรพงศ์ สุวรรณกวิน
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

E-mail Address : suapong.su@eng.chula.ac.th

ระยะเวลาโครงการ : 2 ปี

โครงการวิจัยนี้นำเสนอวิธีประมาณค่าความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์แบบใหม่สำหรับระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง โดยใช้ตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัวในการประมาณความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ที่มีการคำนวณที่ง่าย และไม่ต้องอาศัยการคำนวณสเตเตอร์ฟลักซ์ด้วยการอินทิเกรตแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ จึงไม่มีปัญหาการเลื่อนของสัญญาณไฟตรง งานวิจัยนี้ยังได้ยืนยันถึงความมีเสถียรภาพของระบบประมาณด้วยวิธีการวิเคราะห์แบบทำให้เป็นเชิงเส้น และนำเสนอแนวทางการออกแบบอัตราขยายการปรับตัวของระบบประมาณเพื่อให้ได้ผลตอบสนองอันดับหนึ่งแบบหน่วงเกิน ผลการทดลองกับระบบจริงในทางปฏิบัติแสดงให้เห็นว่าระบบประมาณสามารถประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์ได้ในทุกเงื่อนไขการทำงาน และสามารถทำงานร่วมกับระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ชนิดสเตเตอร์ได้โดยมีสมรรถนะในการควบคุมความเร็วและแรงบิดที่ดี

คำหลัก: ระบบควบคุมเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่ง ค่าผิดพลาดของแบบจำลองแบบลดอันดับ
การวิเคราะห์เสถียรภาพ เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง

Abstract

Project Code : RSA5580039

Project Title : A Position-Sensorless Vector Control System for Doubly-Fed Induction Machines

Investigator : Surapong Suwankain

E-mail Address : surapong.su@eng.chula.ac.th

Project Period : 2 Years

In this research work, a novel rotor position and speed is introduced to the sensorless vector control of doubly-fed induction machines. The rotor position and speed are simultaneously identified by a reduced-order adaptive observer. The proposed estimation scheme is conducted by the reduced-order model of the machine; only stator equation is involved in the estimation. The proposed scheme is straightforward without DC drift problem since the pure integration of induced EMF is not required for the calculation. The stability of the estimation scheme is confirmed by the linearization method and the design guideline of the adaptation gain is provided in order to obtain the over-damped response. Experiment on the real drive system shows the effectiveness of the proposed scheme; the estimation system has the capability to identify the rotor position and speed correctly for various operating conditions. Also, the estimation system can perform well with the stator-flux vector control by which the speed and torque can be satisfactorily controlled.

Keywords : Position-sensorless vector control system, Reduced-order error model, stability analysis, doubly-fed induction machine.

บทนำ

ระบบขับเคลื่อนเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางมีการประยุกต์ใช้อย่างแพร่หลายในระบบผลิตไฟฟ้าจากกังหันลม การควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์เป็นส่วนควบคุมที่สามารถยอมให้เกิดความผิดพร่องของตัวตรวจจับตำแหน่งโรเตอร์ได้ โดยระบบจะมีส่วนประมาณตำแหน่งโรเตอร์จากข้อมูลแรงดันและกระแสของเครื่องจักรกล ทำให้ระบบขับเคลื่อนโดยรวมสามารถทำงานต่อเนื่องได้ในระหว่างที่รอการบำรุงรักษา โครงการวิจัยนี้นำเสนอวิธีการประมาณตำแหน่งโรเตอร์แบบใหม่สำหรับเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางที่ลดข้อจำกัดทั้งทางทฤษฎีและทางปฏิบัติของงานวิจัยในอดีต

วัตถุประสงค์

- 1) พัฒนาวิธีการประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์แบบใหม่ที่ไม่มีปัญหาการเลื่อนของสัญญาณไฟตรงจากการคำนวณสเตเตอร์ฟลักซ์ด้วยการอินทิเกรตแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ
- 2) วิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณพร้อมกับนำเสนอแนวทางการออกแบบอัตราขยายการปรับตัว
- 3) ระบบประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์มีโครงสร้างที่ง่าย และสามารถทำงานครอบคลุมทุกเงื่อนไขการทำงาน อาทิเช่น ย่านซิงโครนัส ย่านซับซิงโครนัส และย่านซูเปอร์ซิงโครนัส และสามารถทำงานได้ทั้งในโหมดมอเตอร์และเครื่องกำเนิดไฟฟ้า

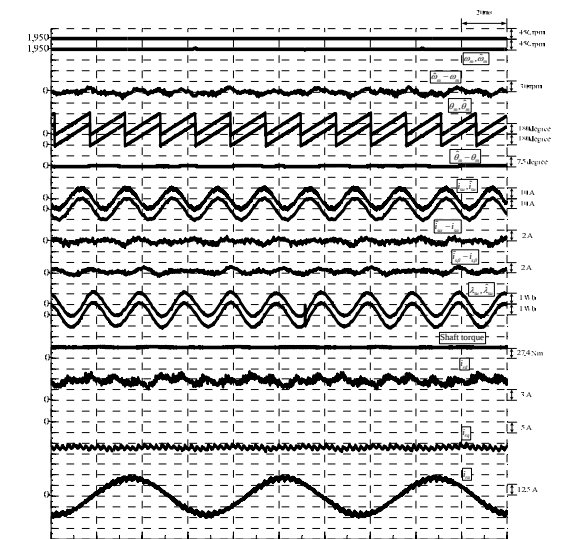
วิธีการทดลอง

- 1) ทดสอบแนวคิดทางทฤษฎีด้วยการจำลองการทำงานด้วยคอมพิวเตอร์ด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink
- 2) จัดสร้างชุดทดลองประกอบด้วยวงจรไฟฟ้า เครื่องจักรกลไฟฟ้า และการเชื่อมต่อทางกล
- 3) ทดสอบระบบจริง พร้อมเก็บผลการทดลอง

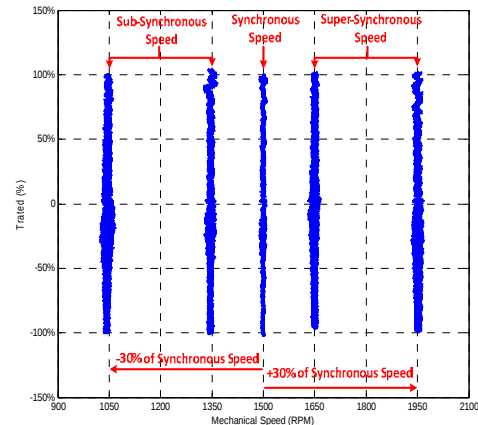


รูปที่ 1 ระบบจริงที่ใช้ทดสอบ

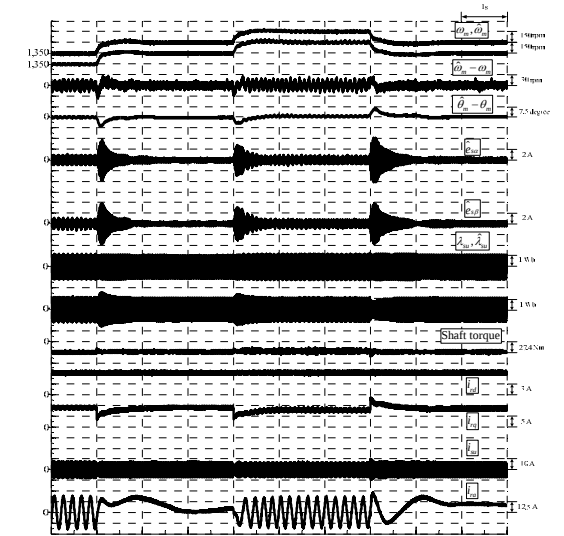
ผลการทดลอง



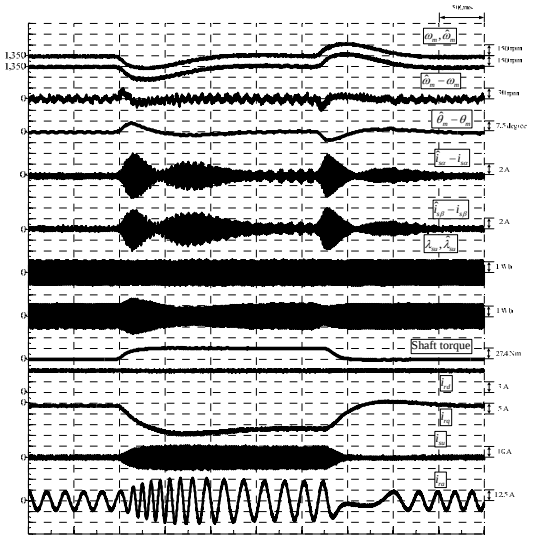
(ก) การทำงานในโหมดมอเตอร์ที่โหลดพิกัด ณ ความเร็วซิงโครนัส



(ข) ลักษณะสมบัติของแรงบิดและความเร็ว



(ค) การปรับความเร็วรอบในโหมดเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่มีโหลดพิกัด



(ง) ผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงโหลดในโหมดมอเตอร์ที่ความเร็วซิงโครนัส

รูปที่ 2 ผลการทดลองระบบที่เงื่อนไขการทำงานต่างๆ

สรุปและบทวิจารณ์ผลการทดลอง

จากผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าระบบประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์ที่นำเสนอสามารถทำงานได้อย่างถูกต้องในทุกเงื่อนไขการทำงาน และสามารถทำงานร่วมกับระบบควบคุมเวกเตอร์ชนิดสเตเตอร์ฟลักซ์ได้เป็นอย่างดี โดยจะสังเกตเห็นได้ว่าระบบมีประสิทธิภาพที่ดีในการควบคุมแรงบิดและความเร็ว ทั้งในผลตอบสนองแบบอยู่ตัว (รูปที่ 2 (ก) และ 2 (ข)) และผลตอบสนองแบบชั่วครู่ (รูปที่ 2 (ค) และ 2 (ง))

ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในอนาคต

เพื่อให้สามารถยืนยันถึงประสิทธิภาพในวงกว้างได้ จึงควรหาวิธีพิสูจน์ประสิทธิภาพในวงกว้างสำหรับระบบประมาณ รวมถึงหาแนวทางการพัฒนาระบบประมาณที่คงทนต่อการแปรเปลี่ยนของค่าพารามิเตอร์ของเครื่องจักรกลโดยเฉพาะค่าความเหนี่ยวนำ นอกจากนี้ควรมีการทดสอบ

สมรรถนะการทำงานที่เจือจางขึ้นเรื่อยๆเพิ่มเติม อาทิเช่น การเริ่มต้นเดินเครื่อง (Start Up) การทำงานตามข้อกำหนดการเชื่อมต่อระบบไฟฟ้ากำลัง (Grid-Connection Codes) เป็นต้น

Output จากโครงการวิจัยที่ได้รับทุนจาก สกว.

1. ผลงานตีพิมพ์ในวารสารวิชาการนานาชาติ
สถานะ กำลังอยู่ระหว่างเตรียมบทความ ที่จะส่งเพื่อพิจารณาตีพิมพ์ ในวารสาร
IEEE Transactions on Industrial Electronics (Impact Factor: 5.165)
2. การนำผลงานวิจัยไปใช้ประโยชน์
 - เชิงวิชาการ สร้างนักวิจัยใหม่ ที่สำเร็จการศึกษาในระดับปริญญาโท/ปริญญาตรี จำนวน 2 คน คือ นายจิรัชญ์ อุดมศรี และ นายสมรัฐ สมิตธิสมบุญ
 - ผลงานในที่ประชุมวิชาการ

[1] จิรัชญ์ อุดมศรี และ สุรพงศ์ สุวรรณกวิน, "ระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์ วัตต์ตำแหน่งสำหรับเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางด้วยตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัว", การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 34 (EECON 34), เล่ม 1, หน้า 493-496, 2554.

[2] สมรัฐ สมิตธิสมบุญ และ สุรพงศ์ สุวรรณกวิน, "ระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์วัตต์ตำแหน่งสำหรับเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางที่มีการควบคุมกำลังรีแอกทีฟทางด้านโรเตอร์", การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 36 (EECON36), หน้า 451-454, 2556.

[3] Smiththisomboon S., Udomsri J. and Suwankawin S., "A position-sensorless vector control of doubly-fed induction machines using adaptive reduced-order observers on holonomic reference frames", In Proc. IEEE ECCE-Asia, Melbourne, Australia, 2013; pp. 264-270.

[4] Smiththisomboon S. and Suwankawin S., "A Position-Sensorless Vector Control of Doubly-Fed Induction Machines using Adaptive Reduced-Order Observer", in Proc. IECON2014, Pattaya, Thailand, 2014.

[5] Smiththisomboon S. and Suwankawin S., "A stator-equation-based reduced-order observer for position-sensorless vector control system of doubly-fed induction machines", in proc. IEEE ECCE-Asia, IPEC-Hiroshima, Japan, 2014; pp. 3885-3892.

ภาคผนวก

ระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งสำหรับเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง ด้วยตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัว

A Position-Sensorless Vector Control System for Doubly-Fed Induction Machines Using Adaptive Reduced-Order Observer

จิรัช อุคมศรี สุรพงศ์ สุวรรณกวิน

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

254 ถนนพญาไท เขตปทุมวัน กรุงเทพมหานคร 10330 โทร: 0-2218-6534 E-mail: Jirat.ud@gmail.com

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอระบบควบคุมแบบเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งสำหรับเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง โดยใช้ตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัวในการประมาณตำแหน่งโรเตอร์ การวิเคราะห์เสถียรภาพด้วยการทำให้เป็นเชิงเส้นสามารถยืนยันถึงความมีเสถียรภาพของตัวสังเกตรอบจุดทำงานหนึ่งๆ ผลการจำลองการทำงานสอดคล้องกับการวิเคราะห์ทางทฤษฎี โดยระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพและมีผลตอบสนองในการประมาณตำแหน่งโรเตอร์ที่ดีสอดคล้องกับแนวทางการออกแบบที่นำเสนอ

คำสำคัญ: การควบคุมแบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่ง, ตัวสังเกตลดอันดับ, เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง

Abstract

In this paper, a position-sensorless vector control for doubly-fed induction machine is proposed. To estimate the rotor position, the proposed sensorless method is based on the adaptive reduced-order observer. The linearization method is used for the stability analysis, and can ensure the stability of the observer around a quiescent point. Simulation results confirm the validity of the theoretical analysis; the position-sensorless vector control system can work correctly, and the rotor-position estimation is stable with satisfactory response corresponding to the proposed adaptation-gain design guidelines.

Keywords: Position-sensorless vector control, reduced order observer, doubly-fed induction generator.

1. บทนำ

ปัจจุบันระบบขับเคลื่อนเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางเป็นที่นิยมใช้ในอุตสาหกรรมที่เกี่ยวข้องกับพลังงานทางเลือกเช่น พลังงานลม เป็นอย่างมาก เนื่องจากวงจรแปลงผันกำลังพิกัดกำลังที่เล็ก ทำให้ลดค่าใช้จ่ายของระบบโดยรวมได้ [1] การควบคุม

แบบเวกเตอร์สำหรับเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำต้องการข้อมูลตำแหน่งโรเตอร์ ซึ่งตัวเซนเซอร์วัดตำแหน่งและวงจรส่วนเชื่อมต่อต้องทนทานต่อสัญญาณรบกวน นอกจากนี้การซ่อมบำรุงส่วนตรวจวัดตำแหน่งภายหลังติดตั้งใช้งานแล้วยังเป็นอุปสรรคที่สำคัญในทางปฏิบัติ งานวิจัยที่ผ่านมาได้มีการนำเสนอการควบคุมแบบเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งโดยการประมาณความเร็วโรเตอร์ด้วยวิธี MRAS (Model Reference Adaptive System) [2] และการใช้ตัวสังเกตแบบลดอันดับ [3] ทั้งสองวิธีนี้ใช้การคำนวณสเตเตอร์ฟลักซ์โดยการอินทิเกรตแรงดันและกระแสสเตเตอร์ ซึ่งจะเกิดปัญหาการเลื่อนเนื่องจากสัญญาณรบกวนดิจิตอลเฟสจากวงจรตรวจวัดแรงดันและกระแส การแก้ปัญหานี้ด้วยการใช้วงจรกรองผ่านต่ำแทนตัวอินทิเกรตล้วน ทำให้ลักษณะสมบัติในการประมาณสเตเตอร์ฟลักซ์ผิดพลาดไปได้

บทความนี้เสนอ 1) ตัวสังเกตลดอันดับสำหรับการควบคุมแบบเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่ง โดยประมาณค่าตำแหน่งโรเตอร์ผ่านความผิดพลาดของผลตอบทางพลวัตของกระแสโรเตอร์ 2) การวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณตำแหน่งโดยการทำให้เป็นเชิงเส้น 3) การออกแบบอัตราขยายการปรับตัวสำหรับระบบประมาณตำแหน่ง และ 4) ผลจำลองการทำงานเพื่อยืนยันความถูกต้องของแนวคิดทางทฤษฎี

2. หลักการควบคุมแบบเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งโดยอาศัยตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัว

2.1 แบบจำลองเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง

ในกรณีของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางเราสามารถตรวจจับกระแสและแรงดันได้โดยตรงทั้งฝั่งสเตเตอร์และโรเตอร์ ฉะนั้นเราจะเขียนแบบจำลองที่อ้างอิงแต่ละขดลวด (สเตเตอร์และโรเตอร์) ได้ดังนี้

สมการสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงสเตเตอร์:

$$\frac{d\vec{i}_s}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\vec{i}_s - \frac{M}{L_s}\frac{d}{dt}\left(e^{j\theta_r} \cdot \vec{i}_r'\right) + \vec{v}_s \quad (1)$$

สมการโรเตอร์บนแกนอ้างอิงโรเตอร์:

$$\frac{d\vec{i}_r'}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}\vec{i}_r' - \frac{M}{L_r}\frac{d}{dt}\left(e^{-j\theta_r} \cdot \vec{i}_s\right) + \vec{v}_r' \quad (2)$$

สมการความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (3)$$

สมการแรงบิด:

$$T_m = -p(\vec{i}_s \times \vec{\psi}_s) \quad (4)$$

โดยที่ $\vec{\psi}_s = L_s \vec{i}_s + M \vec{i}_r'$ (5)

2.2 ตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัวด้วยสมการโรเตอร์

ในกรณีที่ไม่มีเซนเซอร์วัดตำแหน่งจะเห็นได้จากแบบจำลองในสมการ (1)-(2) ว่ามีเพียงพารามิเตอร์ตำแหน่งโรเตอร์ θ_r เท่านั้นที่ไม่ทราบค่าและต้องการประมาณ ซึ่งสำหรับตัวสังเกตลดอันดับแล้วเราสามารถเลือกสมการสเตเตอร์หรือสมการโรเตอร์ สมการใดสมการหนึ่งในการประมาณได้ ในบทความวิจัยนี้เราเลือกใช้สมการโรเตอร์สำหรับตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัวดังแสดงไว้ดังต่อไปนี้

สมการประมาณค่ากระแสโรเตอร์:

$$\frac{d\hat{i}_r'}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \hat{i}_r' - \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} (e^{-j\hat{\theta}_r} \cdot \vec{i}_s) + \vec{v}_r' \quad (6)$$

สมการประมาณความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์:

$$\dot{\hat{\omega}}_r = (K_p + K_i \int dt) \cdot (-j e^{-j\hat{\theta}_r} \vec{i}_s)^T \vec{e}_r \quad (7)$$

$$\dot{\hat{\theta}}_r = \int \dot{\hat{\omega}}_r dt \quad (8)$$

โดยที่ $\vec{e}_r = \hat{i}_r' - \vec{i}_r'$ และ $K_p, K_i > 0$

2.3 เสถียรภาพของตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัว

จากแบบจำลองสมการโรเตอร์ (2)-(3) และตัวสังเกตแบบลดอันดับ (6)-(8) เราสามารถเขียนสมการค่าผิดพลาดของระบบประมาณได้ดังนี้

- สมการค่าผิดพลาดกระแสโรเตอร์บนแกนอ้างอิงโรเตอร์:

$$\frac{d\vec{e}_r}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \vec{e}_r - \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \left((I - e^{j\hat{\theta}_r} e^{-j\theta_r}) e^{-j\hat{\theta}_r} \vec{i}_s \right) \quad (9)$$

- สมการค่าผิดพลาดของความเร็วโรเตอร์:

$$\frac{d(\hat{\omega}_r - \omega_r)}{dt} \triangleq \frac{d\omega_e}{dt} = K_p \frac{d}{dt} \left((-j e^{-j\hat{\theta}_r} \vec{i}_s)^T \vec{e}_r \right) + K_i (-j e^{-j\hat{\theta}_r} \vec{i}_s)^T \vec{e}_r \quad (10)$$

(พิจารณาในกรณีที่ระบบประมาณที่ความเร็วคงที่ $\frac{d\omega_r}{dt} = 0$)

- สมการค่าผิดพลาดของมุมโรเตอร์:

$$\frac{d(\hat{\theta}_r - \theta_r)}{dt} \triangleq \frac{d\theta_e}{dt} = \omega_e \quad (11)$$

เราจะนิยามตัวแปรใหม่สำหรับสมการค่าผิดพลาดความเร็วโรเตอร์ใน (10) ซึ่งจะใช้ในการวิเคราะห์เสถียรภาพในลำดับถัดไปดังนี้

$$\zeta \triangleq \omega_e - K_p (-j e^{-j\hat{\theta}_r} \vec{i}_s)^T \vec{e}_r \quad (12)$$

การวิเคราะห์เสถียรภาพของตัวสังเกตลดอันดับ เราจะใช้วิธีการทำให้เป็นเชิงเส้นโดยพิจารณาเสถียรภาพของระบบประมาณรอบๆจุดทำงานที่ค่าผิดพลาดการประมาณใน (9)-(12) มีค่ารอบๆศูนย์

$\vec{e}_r = 0; \theta_e = \omega_e = 0$ สมการที่ (13) แสดงผลจากการทำระบบประมาณ

(9)-(12) ให้เป็นเชิงเส้นในปริภูมิสเตต

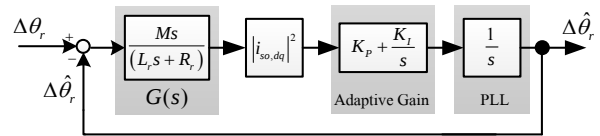
$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{e}_{rd} \\ \Delta \dot{e}_{rq} \\ \Delta \dot{\zeta} \\ \Delta \dot{e}_\theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(MK_p + R_r)|i_{so,dq}|^2}{L_r} & 0 & \frac{-M}{L_r}(i'_{so,q}) & 0 \\ 0 & \frac{-(MK_p + R_r)|i_{so,dq}|^2}{L_r} & \frac{-M}{L_r}(-i'_{so,d}) & 0 \\ K_i' i_{so,q} & -K_i' i_{so,d} & 0 & 0 \\ K_p' i_{so,q} & -K_p' i_{so,d} & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta e_{rd} \\ \Delta e_{rq} \\ \Delta \zeta \\ \Delta e_\theta \end{bmatrix} \quad (13)$$

จากสมการสถานะ (13) เราสามารถวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณได้โดยการหาค่าลักษณะเฉพาะ (Eigenvalue) ดังนี้

$$\left. \begin{aligned} s &= 0 \\ s &= -\frac{(MK_p + R_r)|i_{so,dq}|^2}{L_r} \\ s &= \frac{(MK_p + R_r)|i_{so,dq}|^2}{2L_r} \left[-1 \pm \sqrt{1 - \frac{4MK_i L_r}{(MK_p + R_r)^2 |i_{so,dq}|^2}} \right] \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

พิจารณาค่าลักษณะเฉพาะ (Eigenvalue) ใน (14) ขั้วทั้งหมดของระบบประมาณมีเสถียรภาพ ซึ่งสามารถสรุปได้ว่าระบบประมาณ (6)-(8) มีเสถียรภาพบริเวณรอบๆค่าความผิดพลาดของการประมาณหนึ่งๆ

2.4. การออกแบบอัตราขยายการปรับตัวสำหรับการประมาณตำแหน่งโรเตอร์



รูปที่ 1 บล็อกโคแอดแกรมของระบบประมาณตำแหน่งโรเตอร์

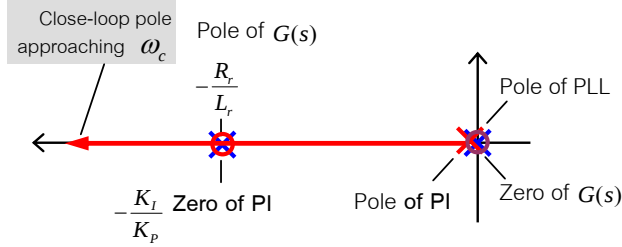
จากสมการ (13) เราสามารถแสดงบล็อกโคแอดแกรมของระบบประมาณตำแหน่งโรเตอร์ได้ดังรูปที่ 1 การออกแบบอัตราขยายการปรับตัวเพื่อให้ผลตอบสนองของระบบวงรอบปิดเป็นแบบหน่วงเกินที่มีผลตอบสนองอันดับหนึ่ง เราจะกำหนดให้ค่าความถี่หักมุมของอัตราขยายการปรับตัว PI $-K_i/K_p$ มีค่าเท่ากับ $-R_r/L_r$ ดังแสดงในรูปที่ 2 การหักล้างกันของขั้วและศูนย์ทั้ง 2 คู่จะทำให้ทางเดินรากของระบบวงรอบปิดถูกกำหนดด้วยขั้วเด่นที่จุดกำเนิด (ขั้วของอัตราขยายการปรับตัว PI) ซึ่งจะวิ่งไปทางซ้ายตามค่าอัตราขยายที่ออกแบบ ระบบวงรอบปิดจะมีผลลัพธ์เป็นผลตอบสนองอันดับหนึ่งที่มีค่าคงตัวเวลาตามแบนด์วิดท์ที่กำหนด ($\tau_c = 1/\omega_c$)

ยกตัวอย่างเช่นหากเรากำหนดให้ค่าคงตัวเวลาของวงรอบประมาณตำแหน่งโรเตอร์ในรูปที่ 1 เท่ากับ 2 ms (แบนด์วิดท์ ω_c เท่ากับ 500 rad/s) เราสามารถออกแบบอัตราขยายการปรับตัวได้ดังนี้

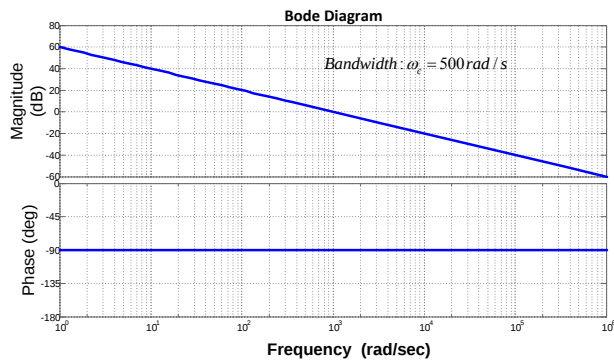
$$K_p = \frac{L_r}{M} \frac{1}{|i_{so}|^2} |j\omega|_{\omega=500} \quad (15)$$

$$K_i = \frac{R_r}{L_r} K_p \quad (16)$$

รูปที่ 3 แสดงถึงผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของระบบประมาณตำแหน่งโรเตอร์ โดยใช้อัตราขยายการปรับตัวในสมการ (15)-(16) และค่าพารามิเตอร์ของเครื่องจักรกลในตารางที่ 1



รูปที่ 2 ตำแหน่งของขั้วและศูนย์และทางเดินรากของระบบประมาณตำแหน่งโรเตอร์



รูปที่ 3 ผลตอบสนองทางความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของระบบประมาณตำแหน่งโรเตอร์

3 การควบคุมแบบเวกเตอร์บนแกนอ้างอิงสเตเตอร์ฟลักซ์

จากแบบจำลองบนแกนนิ่งใน (1)-(4) เราสามารถเขียนแบบจำลองของเครื่องจักรกลไฟฟ้าบนแกนอ้างอิงสเตเตอร์ฟลักซ์ได้ ดังสมการที่ (19)-(23)

สมการสเตเตอร์:

$$\frac{di_o}{dt} = \frac{R_s}{L_s} i_{rd} - \frac{R_s}{L_s} i_o + \frac{v_{sd}}{M} \quad (17)$$

$$\frac{d\theta_o}{dt} = \omega_o = \frac{R_s}{L_s} i_{rq} + \frac{v_{sq}}{Mi_o} \quad (18)$$

สมการโรเตอร์:

$$\frac{di_{rd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_r} \left\{ -R_r i_{rd} + \omega_s \sigma L_r i_{rq} + \frac{M}{L_s} (R_s i_{sd} - v_{sd}) + v_{rd} \right\} \quad (19)$$

$$\frac{di_{rq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_r} \left\{ -R_r i_{rq} + \omega_s \sigma L_r i_{rd} + \frac{M}{L_s} (R_s i_{sq} - v_{sq}) + \frac{M^2}{L_s} p \omega_r i_o + v_{rq} \right\} \quad (20)$$

สมการแรงบิด:

$$T_m = -p \frac{M^2}{L_s} i_o i_{rq} \quad (21)$$

โดยที่ i_o คือกระแสกระตุ้นสร้างสเตเตอร์ฟลักซ์

$$\vec{\psi}_s \triangleq M \vec{i}_o \quad (22)$$

จะเห็นได้จากสมการ (17), (21)-(22) เราสามารถควบคุมขนาดกระแสกระตุ้นสเตเตอร์ฟลักซ์ผ่านกระแสโรเตอร์ในแกน d, i_{rd} และควบคุมแรงบิดผ่านกระแสโรเตอร์ในแกน q, i_{rq} ทั้งนี้สมการที่ (18) เป็นการคำนวณมุมของสเตเตอร์ฟลักซ์ที่ใช้สำหรับการแปลงแกนสำหรับเครื่องจักรกลเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทางโดยทั่วไปจะให้กระแสกระตุ้นสเตเตอร์ฟลักซ์มาจากแรงดันสเตเตอร์ v_{sd} ดังนั้นจะกำหนดให้องค์ประกอบในแกน d มีค่าเท่ากับศูนย์ ($i_{rd} = 0$)

การควบคุมกระแส i_{rd} และ i_{rq} เราจะใช้วงรอบป้อนกลับเป็นหลักในการกระแส และพร้อมกับการควบคุมแบบป้อนไปหน้าที่มีการชดเชยแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่เชื่อมร่วมระหว่างแกน[4] การควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วมจะพิจารณาจากสมการโรเตอร์ (19)-(20) ผลลัพธ์โดยรวมของแรงดันที่ป้อนให้แก่ขดลวดโรเตอร์ทั้งที่ได้จากวงรอบป้อนกลับของการควบคุมกระแส ร่วมกับการชดเชยแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำเชื่อมโยงจากการป้อนไปหน้าสามารถแสดงดังนี้

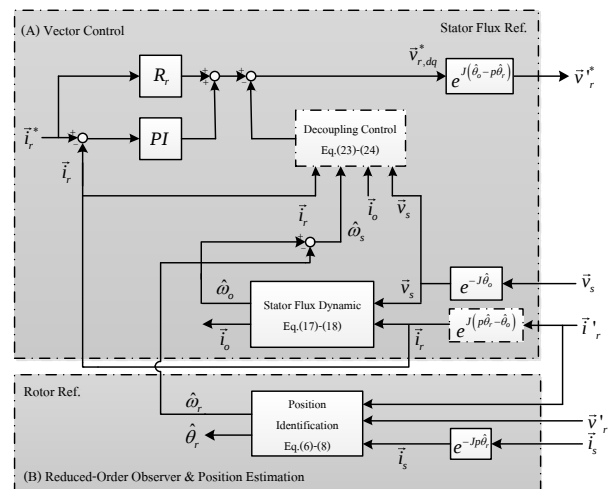
$$v_{rd}^* = R_r i_{rd}^* - \sigma \omega_s L_r i_{rq} + \frac{M}{L_s} (v_{sd} - R_s i_{sd}) + R_r i_{cd} \quad (23)$$

$$v_{rq}^* = R_r i_{rq}^* - \sigma \omega_s L_r i_{rd} + \frac{M}{L_s} (v_{sq} - R_s i_{sq}) - \frac{M^2}{L_s} p \omega_r i_o + R_r i_{cq} \quad (24)$$

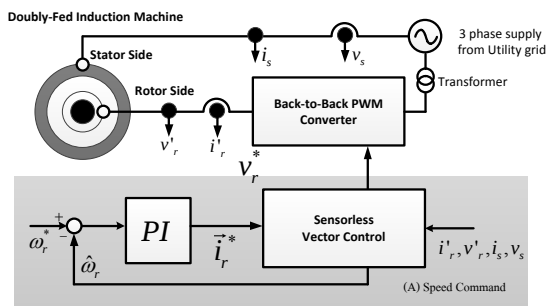
4. โครงสร้างการควบคุมแบบเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดความเร็ว

โดยอาศัยการควบคุมแบบแยกการเชื่อมร่วม

จากแนวคิดการใช้ตัวสังเกตลดอันดับและการควบคุมแบบเวกเตอร์ เราสามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมแบบเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งได้ดังรูปที่ 4 และระบบควบคุมความเร็วในรูปที่ 5



รูปที่ 4 โครงสร้างของตัวควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งโดยใช้ตัวสังเกตลดอันดับ



รูปที่ 5 ระบบควบคุมความเร็วสำหรับเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบป้อนสองทาง

5. ผลการจำลองการทำงาน

พารามิเตอร์และพิกัดการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่ใช้ในการจำลองแสดงในตารางที่ 1

ตารางที่ 1 พารามิเตอร์และพิกัดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำขนาด 4 kW

แรงดันและกระแสที่กักฝั่งโรเตอร์	196V , 13.5A
แรงดันและกระแสที่กักฝั่งสเตเตอร์	400V , 6.1A
ความถี่/ความเร็ว	50 Hz/1393 rpm
R_s, R_r	1.6065, 1.2351 Ω
L_s, L_r	172.6, 172.6 mH
M	165.8 mH
จำนวนคู่ขั้วแม่เหล็ก	2

รูปที่ 6 แสดงผลจำลองการทำงานเมื่อเครื่องจักรกลทำงานเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่แรงบิด -10 Nm. และมีการเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบๆ ระบบทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพสอดคล้องกับการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณ และระบบมีผลตอบสนองในการประมาณตำแหน่งโรเตอร์ที่ติดตามแนวทางการออกแบบอัตราขยายการปรับตัวที่นำเสนอ

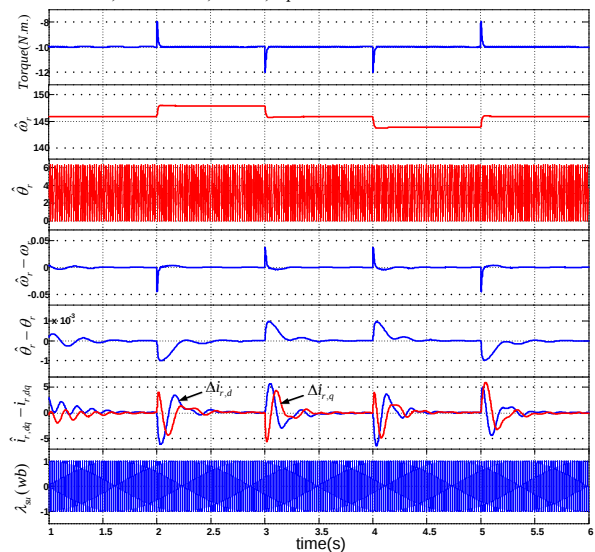
รูปที่ 7 แสดงผลจำลองการทำงานของระบบควบคุมที่ความเร็ว 1393 rpm และมีการเปลี่ยนแปลงโหลดเพื่อให้เครื่องจักรกลทำงานเป็นทั้งเครื่องกำเนิดไฟฟ้าและมอเตอร์ ซึ่งผลจำลองการทำงานแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะที่ดีในการควบคุมความเร็ว ฟลักซ์และแรงบิด

6. สรุป

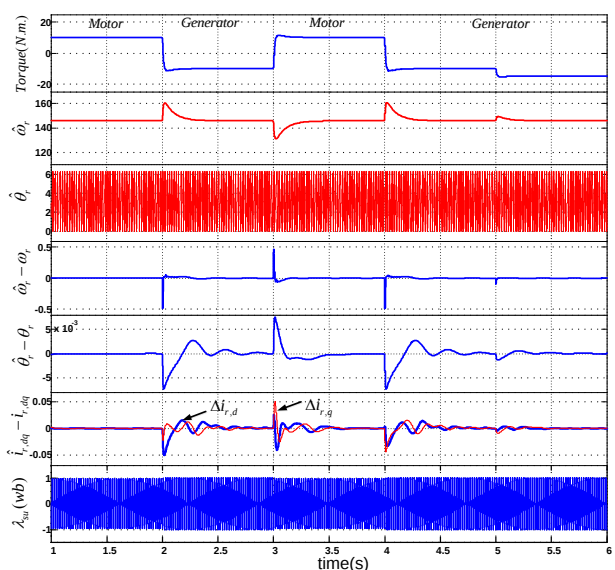
บทความนี้นำเสนอระบบเวกเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดตำแหน่งสำหรับเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางโดยใช้ตัวสังเกตลดอันดับในการประมาณตำแหน่งโรเตอร์ และนำเสนอแนวทางการออกแบบอัตราขยายปรับตัว ผลจำลองการทำงานแสดงถึงสมรรถนะของการประมาณตำแหน่งโรเตอร์และการควบคุมความเร็ว และแรงบิดของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางที่สอดคล้องกับทฤษฎีที่นำเสนอ

เอกสารอ้างอิง

- [1] Muller S., Deicke M., and De Doncker R.W., "Doubly fed induction generator systems for wind turbines," Industry Application Magazine, IEEE, 2002
- [2] Pena R., Cerdas R., Probst J., Asher G., and Clare J., "Sensorless control of doubly-fed induction generator using a rotor-current-based MRAS observer," Industrial Electronics, IEEE Trans., vol. 55, Jan. 2008
- [3] Sheng Yang, and Ajarapu V., "A speed-adaptive reduced-order observer for sensorless vector control of doubly fed induction generator-based variable-speed wind turbines," Energy Conversion, IEEE Trans., vol.25, No. 3, sept. 2010
- [4] Suwankawin S., and Sangwongwanich S., "A speed-sensorless IM with decoupling control and stability analysis of speed estimation," Industrial Electronics, IEEE Trans., vol. 49, Apr. 2002



รูปที่ 6 ผลจำลองการทำงานที่สภาวะแรงบิด -10 Nm. และมีการเปลี่ยนแปลงความเร็วในช่วงแคบๆ



รูปที่ 7 ผลจำลองการทำงานที่ความเร็ว 1393 rpm ในกรณีที่เปลี่ยนมอเตอร์และเครื่องกำเนิดไฟฟ้า

ระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งสำหรับเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง ที่มีการควบคุมกำลังรีแอกทีฟทางด้านโรเตอร์

A Position-Sensorless Vector Control System for Doubly-Fed Induction Machines with Rotor-Side Reactive Power Control

สมรัฐ สมทธิสมบุรณ์ สุรพงศ์ สุวรรณกวิน

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

254 ถนนพญาไท เขตปทุมวัน กรุงเทพฯ 10330 โทรศัพท์ : 0-2218-6534 e-mail: Surapong.su@eng.chula.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งสำหรับเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางที่มีการควบคุมกำลังรีแอกทีฟทางด้านโรเตอร์ การประมาณตำแหน่งโรเตอร์จะอาศัยแบบจำลองลดอันดับแบบปรับตัวที่มีกระแสโรเตอร์เป็นเวกเตอร์รีเกรสเซอร์ เพื่อให้ระบบสามารถทำงานในโหมดควบคุมกำลังรีแอกทีฟตามข้อกำหนดโครงข่ายไฟฟ้าได้ บทความยังได้นำเสนอการวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบประมาณด้วยการประมาณระบบเป็นเชิงเส้น รวมถึงนำเสนอขั้นตอนการออกแบบอัตราขยายการปรับตัวแบบ PI ผลการทดลองสอดคล้องกับผลการวิเคราะห์ทางทฤษฎี โดยระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งสามารถทำงานได้ถูกต้องตลอดย่านการควบคุมกำลังรีแอกทีฟทางด้านโรเตอร์

คำสำคัญ: ตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัว, การควบคุมแบบเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่ง, เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง, การควบคุมกำลังรีแอกทีฟทางด้านโรเตอร์

Abstract

This paper proposes a position-sensorless vector control for doubly-fed induction machines with rotor-side reactive power control. The proposed method is based on reduced-order adaptive observer by using the rotor current as a regressor vector in order to comply with grid codes with the requirement of reactive-power control. The stability of the estimation system is assured by linearization method and the design guidelines of the adaptation PI gains are also described. Experimental results confirm the validity of theoretical analysis; the position-sensorless vector control can work correctly along with the reactive power control on the rotor side.

Keywords: Reduced-order adaptive observer, Position-sensorless vector control, DFIM, Rotor-side reactive power control

งานวิจัยนี้ได้รับการสนับสนุนจากสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย (สกว.) ภายใต้ทุนพัฒนานักวิจัยเลขที่ RSA5580039

1. บทนำ

เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางเป็นที่นิยมใช้ในอุตสาหกรรมอย่างแพร่หลาย เช่น ระบบผลิตไฟฟ้าพลังงานลม เนื่องจากวงจรแปลงผันกำลังงานมีพิกัดกำลังขนาดเล็ก ทำให้ลดค่าใช้จ่ายของระบบ อีกทั้งยังสามารถผลิตกำลังไฟฟ้าสูงสุดและควบคุมกำลังรีแอกทีฟ ณ จุดเชื่อมต่อกริดด้วยการควบคุมแบบเวกเตอร์ได้อย่างมีประสิทธิภาพ เซนเซอร์วัดตำแหน่งและวงจรตรวจวัดต้องมีความทนทานต่อสัญญาณรบกวน รวมถึงการซ่อมบำรุงส่วนตรวจวัดภายหลังการติดตั้งยังเป็นอุปสรรคในทางปฏิบัติ การควบคุมแบบเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งจึงเป็นโหมดการทำงานเสริมที่ช่วยให้ระบบยังคงสามารถทำงานต่อไปได้ แม้ว่าส่วนตรวจวัดตำแหน่งทำงานผิดพลาด (Fail-safe mode)

จากงานวิจัยที่ผ่านมาได้มีการนำเสนอการควบคุมแบบเวกเตอร์ไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งด้วยระบบแบบจำลองปรับตัว (MRAS) โดยใช้แบบจำลองค่าผิดพลาดในการประมาณตำแหน่งโรเตอร์ บทความวิจัย [2] ใช้แบบจำลองค่าผิดพลาดกระแสสเตเตอร์ และมีข้อจำกัดที่สภาวะไร้โหลดตามข้อกำหนดการควบคุมกำลังรีแอกทีฟของโครงข่ายไฟฟ้า บทความวิจัย [3] ใช้แบบจำลองค่าผิดพลาดโรเตอร์โดยคำนวณสเตเตอร์ฟลักซ์จากการอินทิเกรตแรงดันและกระแส ทำให้เกิดปัญหาการเลื่อนของสัญญาณดีซีออฟเซตในทางปฏิบัติ และบทความวิจัย [4] ใช้ค่าผิดพลาดระหว่างกระแสโรเตอร์และแรงบิด ซึ่งปริมาณทั้งสองคำนวณจากกำลังที่ช่ออากาศ โดยการคำนวณค่อนข้างซับซ้อนและต้องการข้อมูลกำลังสูญเสียแกนเหล็ก ซึ่งเป็นอุปสรรคในทางปฏิบัติ

บทความนี้เสนอระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่งโดยใช้ตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัวที่ใช้แบบจำลองค่าผิดพลาดกระแสสเตเตอร์ ระบบที่นำเสนอมีคุณสมบัติดังนี้ 1) ระบบประมาณสามารถทำงานได้ในโหมดควบคุมกำลังรีแอกทีฟตามข้อกำหนดโครงข่ายไฟฟ้า 2) หลีกเลี่ยงการเลื่อนของสัญญาณดีซีออฟเซต จากการคำนวณสเตเตอร์ฟลักซ์ด้วยวิธีอินทิเกรต และ 3) การคำนวณของระบบประมาณตำแหน่งไม่ซับซ้อน และไม่ใช้พารามิเตอร์ที่มากเกินความจำเป็น

2. แบบจำลองเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทาง

สมการสเตเตอร์บนแกนอ้างอิงสเตเตอร์

$$\frac{d\bar{i}_s}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\bar{i}_s - \frac{M}{L_s}\frac{d}{dt}(e^{j\theta_r} \cdot \bar{i}_r') + \frac{\bar{v}_s}{L_s} \quad (1)$$

สมการโรเตอร์บนแกนอ้างอิงโรเตอร์

$$\frac{d\bar{i}_r'}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}\bar{i}_r' - \frac{M}{L_r}\frac{d}{dt}(e^{-j\theta_r} \cdot \bar{i}_s) + \frac{\bar{v}_r}{L_r} \quad (2)$$

สมการความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (3)$$

สมการแรงบิด

$$T_m = -p(\bar{i}_s \times \bar{\lambda}_s) \quad (4)$$

$$\text{โดยที่ } \bar{\lambda}_s = L_s \bar{i}_s + M(e^{j\theta_r} \bar{i}_r') \quad (5)$$

3. การประมาณตำแหน่งโรเตอร์ด้วยตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัว

เครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางสามารถตรวจวัดแรงดันและกระแสได้ทั้งทางด้านสเตเตอร์และด้านโรเตอร์ จากสมการ (1) พบว่ามีเพียงตำแหน่งโรเตอร์เท่านั้นที่ไม่ทราบค่า ดังนั้นระบบประมาณตำแหน่งโรเตอร์สามารถใช้สมการสเตเตอร์ในการประมาณตำแหน่งโรเตอร์ได้

3.1 แบบจำลองค่าผิดพลาดกระแสสเตเตอร์

จากสมการสเตเตอร์ (1) เราสามารถสร้างตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัวได้ดังสมการ (6)-(8) และรูปที่ 1 ระบบประมาณจะใช้ค่าผิดพลาดของกระแสสเตเตอร์ในการคำนวณความเร็วและตำแหน่งโรเตอร์ โดยการคำนวณของระบบประมาณไม่ต้องการข้อมูลสเตเตอร์ฟลักซ์ ทำให้ลดปัญหาการเลื่อนของสัญญาณดิจิตอลเฟส อีกทั้งการคำนวณไม่ซับซ้อนและไม่ใช้พารามิเตอร์เกินความจำเป็นอีกด้วย

$$\frac{d\bar{i}_s}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\bar{i}_s - \frac{M}{L_s}\frac{d}{dt}(e^{j\theta_r} \cdot \bar{i}_r') + \frac{\bar{v}_s}{L_s} - G(\bar{i}_s - \hat{\bar{i}}_s) \quad (6)$$

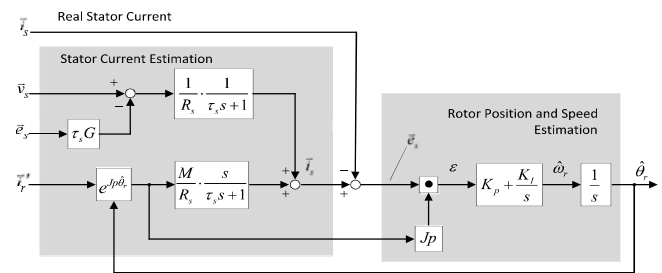
$$\hat{\omega}_r = (K_p + K_i \int dt)(Jpe^{j\theta_r} \cdot \bar{i}_r')^T (\bar{i}_s - \hat{\bar{i}}_s) \quad (7)$$

$$\hat{\theta}_r = \int \hat{\omega}_r dt \quad (8)$$

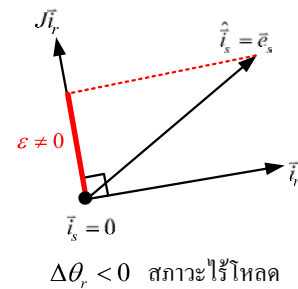
3.2 กลไกการทำงานของระบบประมาณตำแหน่งโรเตอร์

กลไกการทำงานของระบบประมาณตำแหน่งแบบปรับตัวตามสมการ (7) สามารถประมาณตำแหน่งโรเตอร์ได้โดยการโปรเจกต์ค่าผิดพลาดของกระแสสเตเตอร์ลงบนเวกเตอร์รีเกรสเซอร์ $Jpe^{j\theta_r} \cdot \bar{i}_r'$ จะเห็นว่า ระบบจะมีคุณสมบัติในการประมาณค่าได้เมื่อ $\bar{i}_r' \neq 0$

ยกตัวอย่างเช่น การควบคุมกำลังรีแอกทีฟผ่านทางด้านโรเตอร์ โดยกระแสสร้างฟลักซ์จะถูกสร้างจากทางด้านโรเตอร์ ทำให้กระแสโรเตอร์มีค่าไม่เท่ากับศูนย์ เวกเตอร์รีเกรสเซอร์ $Jpe^{j\theta_r} \cdot \bar{i}_r'$ จึงมีค่าที่ทุกๆจุดการทำงาน ทำให้ระบบประมาณสามารถทำงานได้แม้ในสภาวะไร้โหลด ดังแสดงในรูปที่ 2 การประมาณวิธีนี้สอดคล้องกับข้อกำหนดโครงข่ายไฟฟ้าที่กำหนดให้ควบคุมค่าตัวประกอบกำลัง ณ จุดเชื่อมต่อกริด[1] เครื่องจักรกลไฟฟ้าชนิดป้อนสองทางจึงต้องมีโหมดการทำงานแบบควบคุมกำลังรีแอกทีฟ



รูปที่ 1 ระบบประมาณตำแหน่งและความเร็วโรเตอร์ด้วยตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัว



รูปที่ 2 กลไกการทำงานของระบบประมาณตำแหน่งโรเตอร์

4. การวิเคราะห์เสถียรภาพของตัวสังเกตลดอันดับแบบปรับตัว

จากแบบจำลองสมการสเตเตอร์(1), (3) และตัวสังเกตแบบลดอันดับแบบปรับตัว (6)-(8) (กำหนดให้อัตราขยายการป้อนกลับ $G = 0$) เราสามารถเขียนสมการค่าผิดพลาดได้ดังนี้

$$\dot{\bar{e}}_s = \frac{d(\bar{i}_s - \hat{\bar{i}}_s)}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\bar{e}_s - \frac{M}{L_s}\frac{d}{dt}(e^{j\theta_r} - e^{j\hat{\theta}_r})\bar{i}_r' \quad (9)$$

$$\dot{\hat{\omega}}_r = \frac{d(\hat{\omega}_r - \omega_r)}{dt} = \frac{d}{dt}(K_p + K_i \int dt) \left\{ (Jpe^{j\theta_r} \cdot \bar{i}_r')^T \cdot \bar{e}_s \right\} \quad (10)$$

$$\dot{\hat{\theta}}_r = \frac{d(\hat{\theta}_r - \theta_r)}{dt} = \hat{\omega}_r \quad (11)$$

$$\text{โดยที่ } \bar{e}_s \triangleq \begin{bmatrix} e_{sd} \\ e_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{sd} - i_{sd} \\ \hat{i}_{sq} - i_{sq} \end{bmatrix}, \quad e_{\omega_r} \triangleq \hat{\omega}_r - \omega_r \quad \text{และ}$$

$$e_{\theta_r} \triangleq \hat{\theta}_r - \theta_r$$

เมื่อประมาณสมการค่าผิดพลาดสมการ (9)-(11) เป็นเชิงเส้นรอบจุดทำงาน $\vec{e}_s = 0$, $e_{\omega_r} = 0$ และ $e_{\theta_r} = 0$ เราสามารถเขียนสมการค่าผิดพลาดในรูปแบบของปริภูมิสถานะได้ดังสมการ (12)

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{e}_{sd} \\ \Delta \dot{e}_{sq} \\ \Delta \dot{\zeta} \\ \Delta \dot{e}_{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{(R_s + MK_p)}{L_s} \|\vec{i}_r'\|^2 & 0 & \frac{M}{L_s} i_{rq} & 0 \\ 0 & -\frac{(R_s + MK_p)}{L_s} \|\vec{i}_r'\|^2 & -\frac{M}{L_s} i_{rd} & 0 \\ -K_i i_{rq} & K_i i_{rd} & 0 & 0 \\ -K_i i_{rq} & K_i i_{rd} & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta e_{sd} \\ \Delta e_{sq} \\ \Delta \zeta \\ \Delta e_{\theta} \end{bmatrix} \quad (12)$$

โดยที่ $\zeta \triangleq e_{\omega_r} - K_p (J p e^{j p \theta_r} \cdot \vec{i}_r')^T \cdot \vec{e}_s$

เราสามารถคำนวณค่าลักษณะเฉพาะ (Eigenvalue) ได้ดังแสดงในสมการ (13) ซึ่งจะเห็นได้ว่า ขั้วทั้งหมดของระบบประมาณ (6)-(8) มีเสถียรภาพรอบจุดทำงานหนึ่งๆ (ขั้วทั้งหมดของระบบประมาณน้อยกว่าเท่ากับศูนย์) $s = 0$

$$\left. \begin{aligned} s &= -\frac{(MK_p + R_s)}{2L_s} \|\vec{i}_r'\|^2 \\ s &= \frac{(MK_p + R_s)}{2L_s} \|\vec{i}_r'\|^2 \left(-1 \pm \sqrt{1 - \frac{4MK_i L_s}{\|\vec{i}_r'\|^2 (MK_p + R_s)^2}} \right) \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

5. การออกแบบอัตราขยายการปรับตัวสำหรับระบบประมาณตำแหน่งโรเตอร์

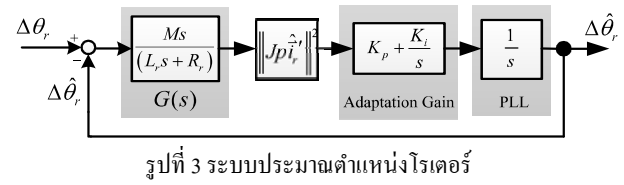
จากสมการค่าความผิดพลาดใน (12) เราสามารถแสดงระบบประมาณตำแหน่งโรเตอร์ได้ดังรูปที่ 3 การออกแบบอัตราขยายการปรับตัวแบบ PI สำหรับระบบประมาณตำแหน่งโรเตอร์ เพื่อให้ระบบมีผลตอบสนองอันดับหนึ่ง เราสามารถพิจารณาจากขั้วและศูนย์ของฟังก์ชันโอนย้ายแบบวงรอบเปิดของระบบประมาณ โดยมีเกณฑ์การออกแบบดังนี้

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{R_s}{L_s} \quad (14)$$

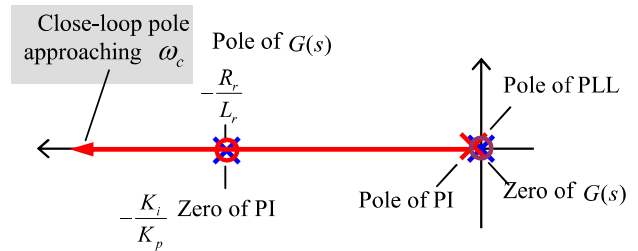
$$K_p = \frac{L_s}{M} \frac{1}{\|J p \vec{i}_r'\|^2} |j\omega_c| \quad (15)$$

การกำหนดความถี่ข้ามของตัวควบคุมการปรับตัวแบบ PI ตามสมการ (14) ขั้วและศูนย์ของฟังก์ชันโอนย้ายระหว่าง $G(s)$ และตัวควบคุมการปรับตัวแบบ PI มีวัตถุประสงค์เพื่อให้เกิดการหักล้างกัน และทำให้ขั้วของระบบวงรอบปิดถูกกำหนดด้วยทางเดินรากบนแกนจริงของขั้วเด่นที่จุดกำเนิดดังแสดงในรูปที่ 4 โดยขั้วของวงรอบปิดจะเข้าสู่ค่าความถี่ตัดข้าม ω_c (Crossover frequency) ตามอัตราขยาย K_p ที่ออกแบบในสมการ (15) ยกตัวอย่างเช่น กำหนดความถี่ตัดข้ามเท่ากับ 500 rad/s โดยใช้เกณฑ์การออกแบบตามสมการ (14)-(15) และใช้พารามิเตอร์ของเครื่องจักรกลที่แสดงในภาคผนวก ผลตอบสนองเชิงความถี่ของฟังก์ชัน

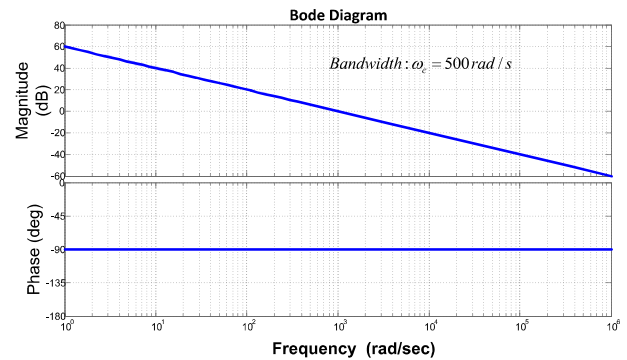
โอนย้ายวงรอบเปิดของระบบประมาณตำแหน่งโรเตอร์สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5



รูปที่ 3 ระบบประมาณตำแหน่งโรเตอร์



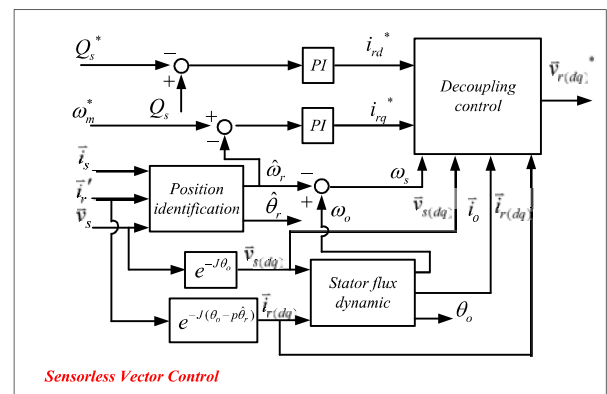
รูปที่ 4 ทางเดินรากของระบบประมาณตำแหน่งโรเตอร์



รูปที่ 5 ผลตอบสนองทางความถี่ของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของระบบประมาณตำแหน่งโรเตอร์

6. การควบคุมเวกเตอร์ชนิดสแตเตอร์ฟลักซ์

การควบคุมเวกเตอร์ชนิดสแตเตอร์ฟลักซ์สามารถควบคุมแรงบิดและฟลักซ์ได้อิสระต่อกัน โดยมีสมการคำนวณแรงดันคำสั่งด้านโรเตอร์เหมือนกับบทความวิจัย [6]



รูปที่ 6 ระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซนเซอร์วัดตำแหน่ง

7. ผลการทดลอง

รูปที่ 6 แสดงถึงระบบควบคุมความเร็วเพื่อจำลองการทำงานของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางด้วยตัวควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดตำแหน่ง ผลการทดลองในรูปที่ 7 แสดงถึงผลตอบสนองในการควบคุมความเร็ว เมื่อเปลี่ยนความเร็วจากซิงโครนัส(1,350rpm)ไปยังซิงโครนัส(1,500rpm) และซูเปอร์ซิงโครนัส (1,650rpm) ตามลำดับ และรูปที่ 8 แสดงผลตอบสนองต่อแรงบิดโหลดในย่านเครื่องกำเนิดไฟฟ้า จากผลการทดลองทั้งสองโหมดการทำงานพบว่า ระบบประมาณสามารถประมาณความเร็วได้อย่างถูกต้องแม่นยำ โดยค่าผิดพลาดกระแสเดือรบนเวกเตอร์รีเกรสเซอร์ ε และค่าผิดพลาดความเร็วโรเตอร์ล้วนเข้าสู่ศูนย์ สำหรับการประมาณตำแหน่งโรเตอร์ ระบบสามารถประมาณตำแหน่งโรเตอร์ได้ถูกต้องใกล้เคียงกับค่าตำแหน่งโรเตอร์ค่าจริง โดยมีค่าผิดพลาดประมาณ 3-5 องศา การควบคุมแบบเวกเตอร์ ระบบสามารถควบคุมฟลักซ์และแรงบิดได้ โดยมีผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงความเร็วและแรงบิดแบบขั้นประมาณ 100 มิลลิวินาที

8. สรุป

บทความนี้นำเสนอระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดตำแหน่งของเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำชนิดป้อนสองทางโดยใช้ตัวสังเกตอันดับแบบปรับตัว ระบบประมาณตำแหน่งสามารถทำงานได้ในโหมดควบคุมกำลังรีแอกทีฟทางด้านโรเตอร์ โดยมีการคำนวณไม่ซับซ้อนและไม่จำเป็นต้องใช้ข้อมูลสถานะเตอร์ฟลักซ์จากการอินทิเกรต จึงไม่เกิดปัญหาการเลื่อนของสัญญาณดิจิตอลเฟส การวิเคราะห์ด้วยวิธีทำให้เป็นเชิงเส้นยืนยันเสถียรภาพของระบบประมาณ บทความนี้ได้เสนอวิธีการออกแบบอัตราขยายการปรับตัวแบบ PI โดยมีผลตอบสนองอันดับหนึ่ง ผลการทดลองสอดคล้องกับการวิเคราะห์ทางทฤษฎี

กิตติกรรมประกาศ

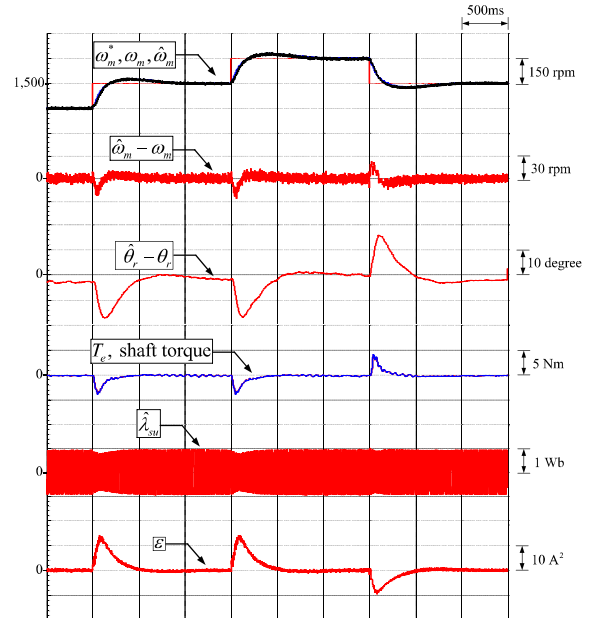
ผู้เขียนขอขอบคุณ ผศ. ดร. สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์ สำหรับข้อคิดเห็นทางวิชาการ

เอกสารอ้างอิง

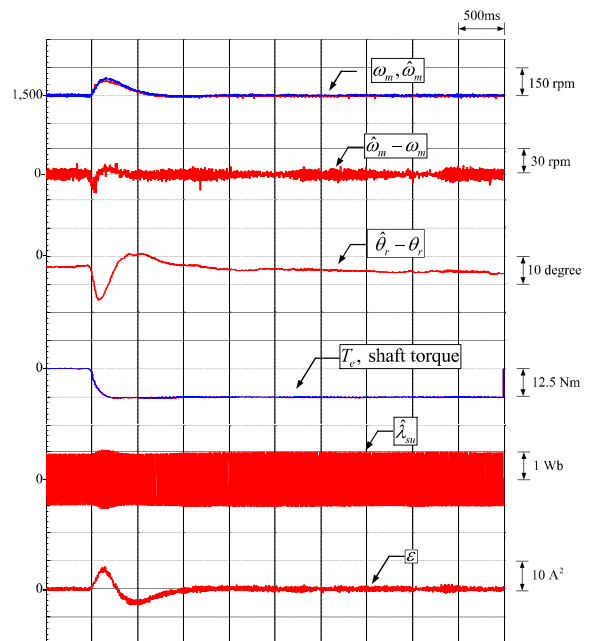
- [1] Generic Grid Code Format for Wind Power Plants, EWEA 2009.
- [2] R.Cardenas, R. Pena, J. Clare, G. Asher, and J. Proboste, "MRAS observers for sensorless control of doubly-fed induction generators," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 3, pp. 1075-1084, May 2008.
- [3] G. D. Marques., and V. F. Pires, "A DFIG Sensorless Rotor-Position Detector Based on a Hysteresis Control," *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol.26, no.1, pp. 9-17, Mar. 2011.
- [4] G. D. Marques and D. M. Sousa., "Air-Gap-Power-Vector-Based Sensorless Method for DFIG Control Without Flux Estimator," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 10, pp. 4717-4726, Oct 2011.
- [5] F. Castelli Dezza et al., "An MRAS Observer for Sensorless DFIM Drives With Direct Estimation of the Torque and Flux

Rotor Current Components," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 5, pp. 2576-2584, May 2012.

- [6] จิรัฐ อุดมศรี และ สุรพงศ์ สุวรรณกวิน, "ระบบควบคุมเวกเตอร์แบบไร้เซ็นเซอร์วัดตำแหน่งสำหรับเครื่องจักรกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำ ชนิดป้อนสองทางด้วยตัวสังเกตอันดับแบบปรับตัว," การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 34, ธันวาคม 2554, หน้า 493-496.



รูปที่ 7 ผลการทดลองการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงความเร็วแบบขั้น



รูปที่ 8 ผลการทดลองการตอบสนองต่อแรงบิดโหลดในย่านเครื่องกำเนิดไฟฟ้า

ภาคผนวก

พิกัดกำลังและพารามิเตอร์ของมอเตอร์: 4 kW , 50 Hz , 1393 RPM , stator/rotor voltage $400/196\text{ V}$, stator/rotor current $8.1/13.5\text{ A}$, $R_s = 1.6\ \Omega$, $R_r = 7.0\ \Omega$, $L_s = 172.6\text{ mH}$, $L_r = 172.6\text{ mH}$, $M = 165.8\text{ mH}$

A Position-Sensorless Vector Control of Doubly-Fed Induction Machines using Adaptive Reduced-Order Observers on Holonomic Reference Frames

Somrat Smiththisomboon, Jirat Udomsri and Surapong Suwankawin

Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Chulalongkorn University
254 Phayathai Road, Pathumwan, Bangkok, 10330 Thailand. e-mail: surapong.su@eng.chula.ac.th

Abstract—In this paper, two novel adaptive reduced-order observers are proposed for position-sensorless drives of doubly-fed induction machines. The reduced-order observers are conducted by the reduced-order models expressed on the holonomic reference frames; the stator equation on stator reference frame and the rotor equation on rotor reference frame. The proposed rotor-position estimation schemes are straightforward and simplicity for implementation without suffering from the DC drift problem arising from pure integration of stator flux. Stability analysis of the adaptive observer is carried out, and the local stability is validated by the linearization method. The design guidelines of adaptation PI gains are also introduced; the over-damped response with specified bandwidth can be successfully obtained. Simulation results of various operating conditions are provided in order to verify the proposed theoretical concepts.

Keywords—Position sensorless, DFIM, adaptive reduced-order observer, holonomic reference frame.

I. INTRODUCTION

Doubly-fed induction machines (DFIMs) are very promising for wind energy conversion systems so far. The rotor-side fed converter attains both engineering and economic aspects. Usually, the vector control with variable speed operation is employed to harvest the maximum power from wind energy conversion. In order to obtain better fault tolerance from encoder's failure and/or malfunction, position-sensorless control scheme is available as a fail-safe function.

Among rotor-position estimation methods made appearance in the literature, the model-based approach is extensively adopted [1]-[8]. In [1]-[3], model reference adaptive system (MRAS) observers were diversified with various error variables, e.g. stator and rotor currents, and the comparative performance were given. Nevertheless, these observers require the stator flux information, the common disadvantage is the DC-offset drift problem caused by the pure integral action of stator-flux calculation. In [4], the rotor current is selected as the error variable, and the estimated rotor flux is calculated through stator flux and torque calculations. This approach not only has the problem from drift problem caused by the stator-flux calculation, but it also needs much more computation than necessary.

The adaptive reduced-order observer is proposed in [5]; the stator flux is considered as the measured state variable and the rotor current is the estimated state. There are two drawbacks in this approach; the former is the drift problem from pure

integration in stator flux calculation and the latter is that the designed observer's feedback gain required the information of real rotor speed which is unrealistic for the sensorless system; from a theoretical standpoint, using the estimated rotor speed as an alternative is ambiguous. The research works in [6]-[8] avoid the aforementioned DC-offset drift problem. Instead of using pure integration method, the stator-flux observer is used in [6] and the rotor-current error is the error variable for the rotor-position estimation. The observer's gains are employed for the feedback of stator-flux error, and the real stator flux is approximated with doubt. In [7]-[8], rather than the stator flux, the induced voltage is used to calculate the air-gap power. The rotor current and torque; both derived from air-gap power, are chosen as the error variables in [7] and [8] respectively. To compute the air-gap power, these schemes require the additional parameter of core loss which is a barrier to the practice standpoint.

The major disadvantages of the model-based rotor-position estimation methods in the literature can be concluded as follows:

- 1) DC-offset drift problem arising from pure integration of stator flux [1]-[5].
- 2) Real rotor speed requirement for the observer's feedback gains caused by inappropriate selection of reference frame for the model [5].
- 3) Complexity of calculation [4] and more parameters requisition [7]-[8].

In this paper, novel rotor-position estimation methods are proposed. The structure of adaptive reduced-order observer is adopted and the models are expressed appropriately on holonomic reference frames. The proposed schemes offer the following distinguished features:

- 1) Estimations of rotor position need no stator flux calculation; the DC-offset drift problem can be avoided.
- 2) Reduced-order models expressed on holonomic reference frames can exclude the rotor-speed parameter; this helps design the observer's feedback gains without the requirement of real rotor speed.
- 3) Arrange properly the variables in the models with stator and rotor currents, the computation is naturally simple and requires less parameters.

The contents of the paper are arranged by firstly introducing the model of DFIM on holonomic reference frames. Secondly, the adaptive reduced-order observers are introduced. Next, the stability of rotor-position estimations is analyzed and the design guidelines of adaptation gains are also

presented. Finally, the proposed rotor-position estimation subsystems and the stator-flux vector control are combined together to assemble the sensorless drive system. The simulation results are also given to verify the validation of the proposed concept.

II. MODEL OF DOUBLY-FED INDUCTION MACHINE ON HOLONOMIC REFERENCE FRAME

Fig. 1 shows the physical structure of DFIM by 2-phase equivalent circuit. Considering the stator windings are fixed on stator reference frame ($\alpha - \beta$ axis) while the rotor windings are rigidly connected to rotating rotor reference frame ($dr - qr$ axis), the dynamic equations of both windings can be written in (1)-(2). On this so-called holonomic reference frame [9], the dynamic equations are very simple.

A. Dynamic equation of stator/rotor windings

The dynamic equation of stator windings on stator reference frame $\alpha - \beta$ can be expressed as

$$\vec{v}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\lambda}_s}{dt} \quad (1)$$

and the dynamic equation of rotor windings on rotating rotor reference frame $dr - qr$ is given in (2)

$$\vec{v}_r' = R_r \vec{i}_r' + \frac{d\vec{\lambda}_r'}{dt} \quad (2)$$

where the stator flux and rotor flux equations can be written as

$$\vec{\lambda}_s = L_s \vec{i}_s + M \left(e^{j p \theta_r} \vec{i}_r' \right) \quad (3)$$

$$\vec{\lambda}_r' = L_r \vec{i}_r' + M \left(e^{-j p \theta_r} \vec{i}_s \right) \quad (4)$$

B. Dynamic model of DFIM on holonomic reference frame

Substituting the stator/rotor flux in (1)-(2) with stator/rotor current in (3)-(4), the dynamic model of DFIM on holonomic reference frame is given in (5)-(8)

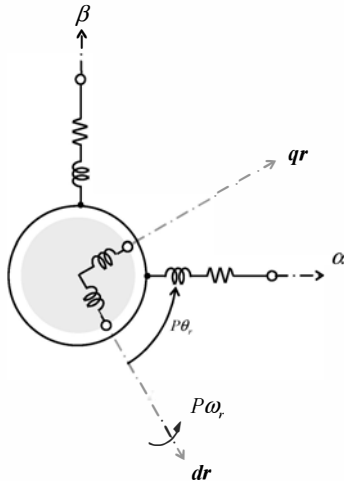


Fig. 1 Model of doubly-fed induction machine.

- Stator equation on stator reference frame

$$\frac{d\vec{i}_s}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \vec{i}_s - \frac{M}{L_s} \frac{d}{dt} \left(e^{j p \theta_r} \cdot \vec{i}_r' \right) + \frac{\vec{v}_s}{L_s} \quad (5)$$

- Rotor equation on rotating rotor reference frame

$$\frac{d\vec{i}_r'}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \vec{i}_r' - \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \left(e^{-j p \theta_r} \cdot \vec{i}_s \right) + \frac{\vec{v}_r'}{L_r} \quad (6)$$

- Rotor speed and position:

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (7)$$

- Torque equation:

$$T_e = -P \left(\vec{i}_s \times \vec{\lambda}_s \right) \quad (8)$$

For developing the estimation system; which will be described in the next section, the dynamic models in (5) and (6) have two major advantages; 1) Expressing the model with currents as state variables can avoid the DC-offset drift problem from pure integration of stator flux calculation, and 2) regarding the holonomic reference frame, there exists no rotor speed term in the dynamic equation (5)-(6), this can help design the observer's feedback gains to be independent on the real rotor speed.

III. NOVEL ROTOR POSITION ESTIMATIONS USING ADAPTIVE REDUCED-ORDER OBSERVERS

The benefit of DFIM compared to other machines is the available of plenty information; voltages and currents on both stator and rotor sides. Considering (5) and (6), the rotor position is the only unknown parameter for position sensorless system. To identify the rotor position, using only stator equation in (5) or rotor equation in (6) is sufficient. In this paper, two estimation schemes are proposed based on the common theoretical framework; the first one is conducted by the stator equation (5) and the other is initiated by the rotor equation (6).

A. Estimation System #1: Adaptive Reduced-Order Observer with Stator Equation

By using the stator equation in (5), the novel adaptive reduced-order observer can be written in (9)-(11) and shown in the block diagram in Fig. 2. The stator current is selected as the error variable for the estimation system. In contrast to [1]-[5], the proposed scheme is straightforward; the estimated stator current can be calculated without stator flux computation beforehand. By comparison with [4], [7]-[8], the calculation is simply carried out with less parameters employment e.g. no need of core loss parameter.

$$\frac{d\hat{\vec{i}}_s}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \hat{\vec{i}}_s - \frac{M}{L_s} \frac{d}{dt} \left(e^{j p \hat{\theta}_r} \cdot \vec{i}_r' \right) + \frac{\vec{v}_s}{L_s} - G \left(\hat{\vec{i}}_s - \vec{i}_s \right) \quad (9)$$

$$\hat{\omega}_r = \left(K_p + K_i \int dt \right) \cdot \left(J p e^{j p \hat{\theta}_r} \cdot \vec{i}_r' \right)^T \left(\hat{\vec{i}}_s - \vec{i}_s \right) \quad (10)$$

$$\hat{\theta}_r = \int \hat{\omega}_r dt \quad (11)$$

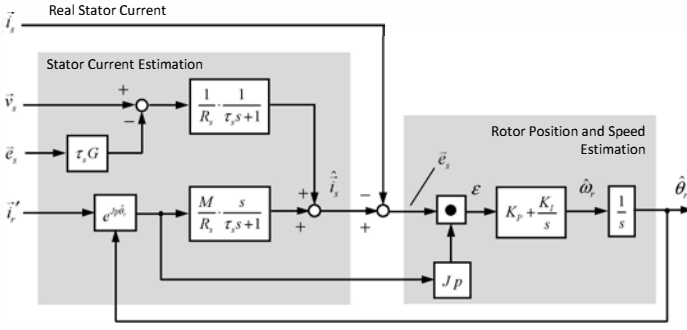


Fig. 2 Rotor-position estimation #1 based on stator equation.

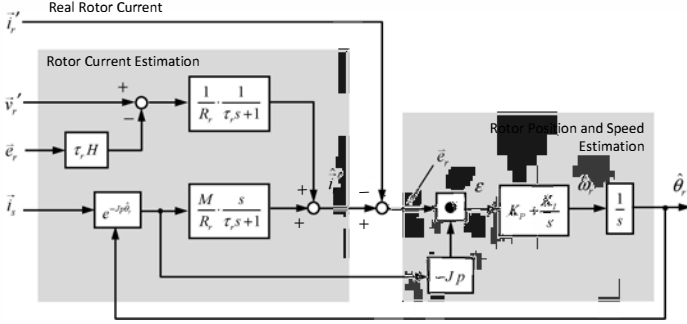


Fig. 3 Rotor-position estimation #2 based on rotor equation.

B. Estimation System #2: Adaptive Reduced-Order Observer with Rotor Equation

By using the rotor equation in (6), the other novel adaptive reduced-order observer can be given in (12)-(13). Taking the rotor-position estimation in (11) into account, the block diagram of estimation system based on rotor equation can be drawn in Fig. 3. Since the parameters among stator equations (9)-(10) and rotor equations (12)-(13) are interchanged, therefore the intrinsic characteristic of the estimation system #2 is similar to that of the estimation system #1.

$$\frac{d\hat{i}_r'}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}\hat{i}_r' - \frac{M}{L_r}\frac{d}{dt}(e^{-j\hat{p}\hat{\theta}_r} \cdot \vec{i}_s) + \frac{\vec{v}_r'}{L_r} - H(\hat{i}_r' - \vec{i}_r') \quad (12)$$

$$\hat{\omega}_r = (K_p + K_i \int dt) \cdot (-J p e^{-j\hat{p}\hat{\theta}_r} \vec{i}_s)^T (\hat{i}_r' - \vec{i}_r') \quad (13)$$

C. Identifiability Property of Estimation Systems

The identifiability property of the rotor-speed estimations in (10) and (13) is dependent on the regressor vectors $J p e^{j\hat{p}\hat{\theta}_r} \cdot \vec{i}_r'$ and $J p e^{-j\hat{p}\hat{\theta}_r} \cdot \vec{i}_s$ which are governed by the magnetizing current and the loading condition. For the conventional grid-connected DFIM drive, the machine usually draws the magnetizing current from the stator side. This means that the stator current always exists ($\vec{i}_s \neq 0$), and the regressor vector $J p e^{-j\hat{p}\hat{\theta}_r} \cdot \vec{i}_s$ of estimation #2 (13) is available for all operating conditions. On the contrary, the regressor vector $J p e^{j\hat{p}\hat{\theta}_r} \cdot \vec{i}_r'$ of estimation #1 (10) will not be available at no-load condition $\vec{i}_r' = 0$ and this causes the estimation system #1 in Fig. 2 loss of identifiability.

Nevertheless, to fulfill the requirements of the recent grid codes, the grid-connected distributed generations should provide the capability of power factor control. This prerequisite leads the DFIM drive to control the reactive power on the rotor side and the machine will draw the magnetizing current from the rotor side instead. In this regard, the estimation #2 can be loss of identifiability at no-load condition with zero reactive power on the stator side ($\vec{i}_s = 0$); the estimation system stops tuning ($\varepsilon = 0$) even though there is rotor-position error ($\hat{\theta}_r \neq \theta_r$). On the other hand, since the rotor current always exists ($\vec{i}_r' \neq 0$) in this case, the estimation #1 can be able to identify the rotor speed and complies with the grid codes. In addition, this estimation #1 has the capability for the stand-alone application. Fig. 4 compares the mechanism of rotor-speed identifications for both estimation #1 and estimation #2 at no-load condition with reactive power control on the rotor side.

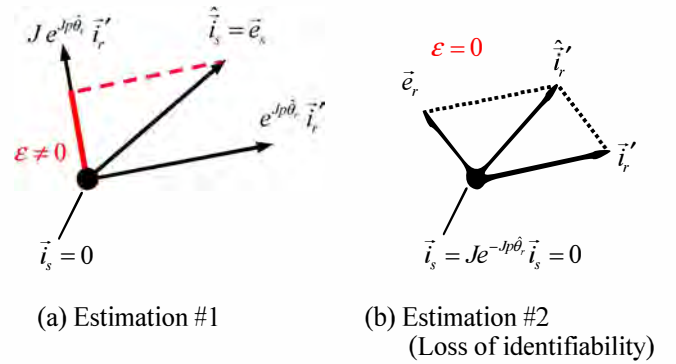


Fig. 4 Vector diagram showing the tuning mechanism of estimation systems at no-load condition with feeding magnetizing current from rotor side.

IV. STABILITY ANALYSIS OF ROTOR-POSITION ESTIMATIONS

Stability analysis of rotor-position estimations systems #1 and #2 can be carried out by the linearization method. The detailed analysis of estimation system #1 is given, and can be further adopted for the estimation system #2 as well. From (5) and (9)-(11) and given that the feedback gain $G = 0$, the error equations of stator current, rotor speed and rotor position can be firstly derived as

$$\dot{\vec{e}}_s = \frac{d(\hat{\vec{i}}_s - \vec{i}_s)}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\vec{e}_s - \frac{M}{L_s}\frac{d}{dt}[(e^{j\hat{p}\hat{\theta}_r} - e^{j\hat{p}\theta_r})\vec{i}_r'] \quad (14)$$

$$\dot{e}_\omega = \frac{d(\hat{\omega}_r - \omega_r)}{dt} = \frac{d}{dt}(K_p + K_i \int dt) \left\{ (J p e^{j\hat{p}\hat{\theta}_r} \cdot \vec{i}_r')^T \cdot \vec{e}_s \right\} \quad (15)$$

$$\dot{e}_\theta = \frac{d(\hat{\theta}_r - \theta_r)}{dt} = e_\omega \quad (16)$$

Where $\vec{e}_s \triangleq \begin{bmatrix} e_{sd} \\ e_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{sd} - i_{sd} \\ \hat{i}_{sq} - i_{sq} \end{bmatrix}$, $e_\omega \triangleq \hat{\omega}_r - \omega_r$ and $e_\theta \triangleq \hat{\theta}_r - \theta_r$.

By linearizing the error equations (14)-(15) around the quiescent point; $\vec{e}_s = 0$, $e_\omega = 0$ and $e_\theta = 0$, the linearized error equation in state-space formation is derived as

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{e}_{sd} \\ \Delta \dot{e}_{sq} \\ \Delta \dot{\zeta} \\ \Delta \dot{e}_\theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{(R_s + MK_p)}{L_s} \|\vec{i}_r'\|^2 & 0 & \frac{M}{L_s} \hat{i}_{r\dot{q}} & 0 \\ 0 & -\frac{(R_s + MK_p)}{L_s} \|\vec{i}_r'\|^2 & -\frac{M}{L_s} \hat{i}_{r\dot{d}} & 0 \\ -K_I \hat{i}_{r\dot{q}} & K_I \hat{i}_{r\dot{d}} & 0 & 0 \\ -K_I \hat{i}_{r\dot{q}} & K_I \hat{i}_{r\dot{d}} & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta e_{sd} \\ \Delta e_{sq} \\ \Delta \zeta \\ \Delta e_\theta \end{bmatrix} \quad (17)$$

where $\zeta \triangleq e_\omega - K_p (J p e^{j p \hat{\theta}_r} \cdot \vec{i}_r')^T \cdot \vec{e}_s$.

The eigenvalues can then be carried out in (18) and it consequently confirms the local stability of the estimation system #1.

$$\left. \begin{aligned} s_{11} &= 0 \\ s_{12} &= -\frac{(MK_p + R_s)}{2L_s} \|\vec{i}_r'\|^2 \\ s_{13}, s_{14} &= \frac{(MK_p + R_s)}{2L_s} \|\vec{i}_r'\|^2 \left(-1 \pm \sqrt{1 - \frac{4MK_I L_s}{(MK_p + R_s)^2 \|\vec{i}_r'\|^2}} \right) \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Using the same analysis framework of estimation system #1, the eigenvalues of estimation system #2 can then be derived as

$$\left. \begin{aligned} s_{21} &= 0 \\ s_{22} &= -\frac{(MK_p + R_r)}{2L_r} \|\vec{i}_s'\|^2 \\ s_{23}, s_{24} &= \frac{(MK_p + R_r)}{2L_r} \|\vec{i}_s'\|^2 \left(-1 \pm \sqrt{1 - \frac{4MK_I L_r}{(MK_p + R_r)^2 \|\vec{i}_s'\|^2}} \right) \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

The resultant eigenvalues in (19) also assure the local stability of the estimation system #2.

V. DESIGN GUIDELINES FOR ADAPTATION GAINS

From the linearized error equation in (17), the block diagram of rotor-position estimation can be shown in Fig. 5. Considering the allocation of open-loop poles and zeros in Fig. 5, the adaptation PI gains can be designed in order to achieve an overdamped first-order response. The design criteria for the estimation system #1 are given by

$$\frac{K_I}{K_p} = \frac{R_s}{L_s} \quad (20)$$

$$K_p = \frac{L_s}{M} \frac{1}{\|J p \hat{i}_r'\|^2} \omega_c \quad (21)$$

Equation (20) provides the cut-off frequency for the adaptation PI gains which implies the pole/zero cancellation among the pole of transfer function $G(s)$ and the specified zero of adaptation gains. The bandwidth of estimation system ω_c can be assigned through the adaptation proportional gain given in

(21). The root loci in Fig. 6 shows the resultant closed-loop pole; the closed-loop pole will move along the negative real axis toward the assigned crossover frequency ω_c . The following example is given to demonstrate the proposed design method. Specify the bandwidth ω_c of 500 rad/s and using the machine's parameters in the appendix and the design criteria in (20)-(21), and the corresponding Bode plot can be shown in Fig.7. Using the aforementioned design guidelines, the adaptation gains for the estimation system #2 are given as

$$\frac{K_I}{K_p} = \frac{R_r}{L_r} \quad (22)$$

$$K_p = \frac{L_r}{M} \frac{1}{\|J p \hat{i}_s'\|^2} \omega_c \quad (23)$$

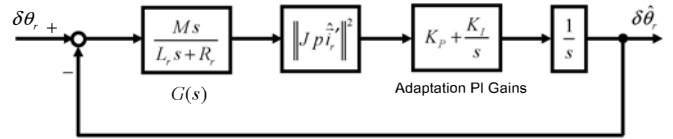


Fig. 5 Block diagram of rotor-position estimation system #1.

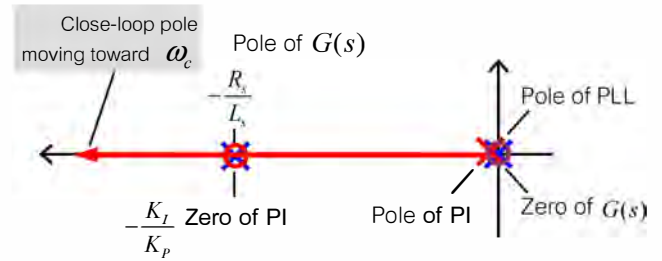


Fig. 6 Root loci of rotor-position estimation system #1.

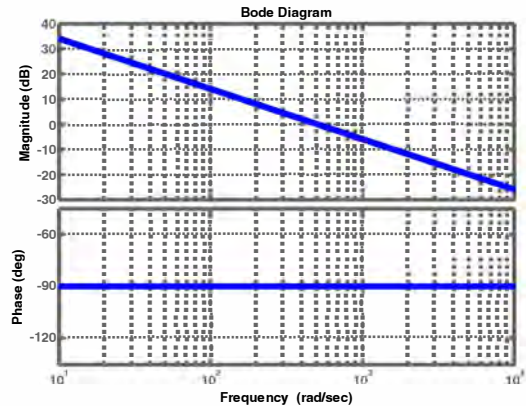


Fig. 7 Bode plot of the open-loop transfer function of estimation system #1.

VI. STATOR-FLUX BASED VECTOR CONTROL OF DFIM

To manipulate the stator flux and torque, the models in (5)-(6) and (8) are expressed on the stator-flux reference frame (d-q axis) as given in (24)-(27) and the torque equation in (28).

Stator equation on the stator-flux reference frame:

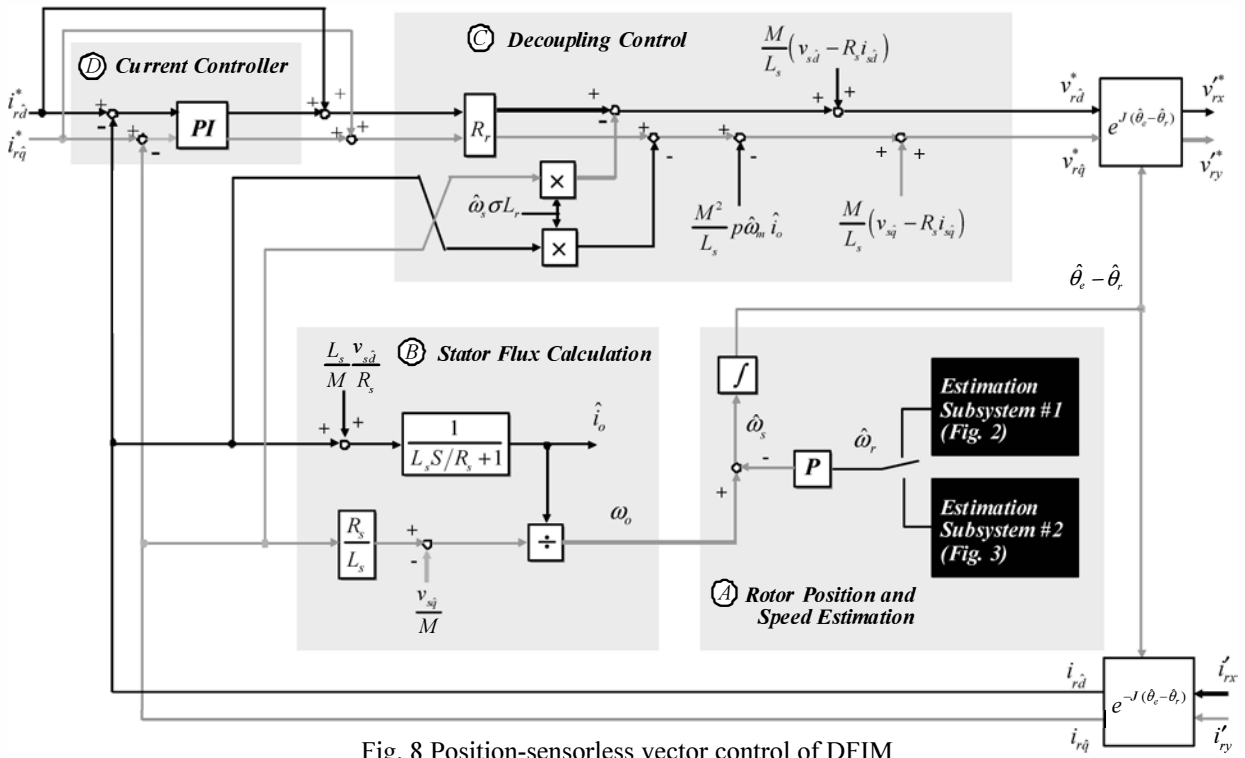


Fig. 8 Position-sensorless vector control of DFIM

$$\frac{di_o}{dt} = \frac{R_s}{L_s} i_{rd} - \frac{R_s}{L_s} i_o + \frac{v_{sd}}{M} \quad (24)$$

$$\frac{d\theta_o}{dt} = \omega_o = \frac{R_s}{L_s} \frac{i_{rq}}{i_o} + \frac{v_{sq}}{Mi_o} \quad (25)$$

Rotor equation on the stator-flux reference frame:

$$\frac{di_{rd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_r} \left\{ -R_r i_{rd} + \omega_s \sigma L_r i_{rq} + \frac{M}{L_s} (R_s i_{sd} - v_{sd}) + v_{rd} \right\} \quad (26)$$

$$\frac{di_{rq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_r} \left\{ -R_r i_{rq} - \omega_s \sigma L_r i_{rd} + \frac{M}{L_s} (R_s i_{sq} - v_{sq}) + \frac{M^2}{L_s} p \omega_m i_o + v_{rq} \right\} \quad (27)$$

Torque equation:

$$T_e = -p \frac{M^2}{L_s} i_o i_{rq} \quad (28)$$

Flux and torque of DFIM can be controlled by the rotor current vector; the d-axis component i_{rd} plays the role of controlling the stator-flux magnetizing current i_o (24), while the q-axis component i_{rq} manipulates the induced torque (T_e) (28). It can be seen from the rotor equations (26)-(27) that both d-q axis current is coupled to each other. To control independently each component of the rotor current (i_{rd} , i_{rq}), the decoupling control is introduced in (29)-(30).

$$v_{rd}^* = \underbrace{R_r i_{rd}^*}_{\text{Feed Forward Term}} - \underbrace{\omega_s \sigma L_r i_{rq} + \frac{M}{L_s} (v_{sd} - R_s i_{sd})}_{\text{Decoupling Voltage Terms}} \quad (29)$$

$$v_{rq}^* = \underbrace{R_r i_{rq}^*}_{\text{Feed Forward Term}} + \underbrace{\omega_s \sigma L_r i_{rd} + \frac{M}{L_s} (v_{sq} - R_s i_{sq}) - \frac{M^2}{L_s} p \omega_r i_o}_{\text{Decoupling Voltage Terms}} \quad (30)$$

The commanded rotor voltages (v_{rd}^* , v_{rq}^*) in (29)-(30) are comprised of two terms; the feedforward terms which are assigned by the commanded rotor current (i_{rd}^* , i_{rq}^*) and the decoupling voltage terms. The stator equation (24) helps compute the magnetizing current i_o used in the decoupling control. In addition, the other stator equation (25) calculates the stator-flux position θ_o using in the axis transformation.

VII. SIMULATION RESULTS

Fig. 8 shows the position-sensorless vector control system of DFIM. The proposed rotor-position estimation (#1 or #2) is embedded in the stator-flux vector control with current control. The simulation results in Figs. 9-12 are carried out for both rotor-position estimation schemes. The performance of variable-speed control is firstly shown in Fig. 9. Under the no-load condition, the rotor speed is varied from synchronous mode to super-synchronous and sub-synchronous modes respectively. It can be seen that the estimated speed can track the real speed nicely. The satisfactory responses with well-damped rate of convergence verify the feasibility of the proposed adaptation gains design guidelines. Secondly, Fig. 10 illustrates the performance against the step change of the load torque for both motoring and generating modes. The commanded speed is set at synchronous speed of 1,500 rpm, the decoupling control can control the rotor currents i_{rd} and i_{rq} independently. Flux and torque controllability is obtained and the system successfully responds to the step change of load torque. Finally, the overall performance is depicted in Fig. 11 and by the torque-speed planes in Fig. 12. The sensorless system with each estimation scheme can work properly for various operating conditions e.g. sub/super-synchronous modes and motor and generator operations.

VIII. CONCLUSION

The novel adaptive reduced-order observers for DFIM sensorless drives are presented in this paper. The salient features of the proposed rotor-position estimation schemes are 1) the estimation systems are straightforward due to the concept of reduced-order models on holonomic reference frames, and 2) the identifications of rotor position are achieved without pure integration of stator flux; the DC drift problem can therefore be avoided. The local stability of the adaptive observers is assured by the linearization approach. In addition, the design guidelines of the adaptation PI gains are introduced with the satisfactory overdamped response. The outcomes of the theoretical concept are verified by the simulation.

APPENDIX

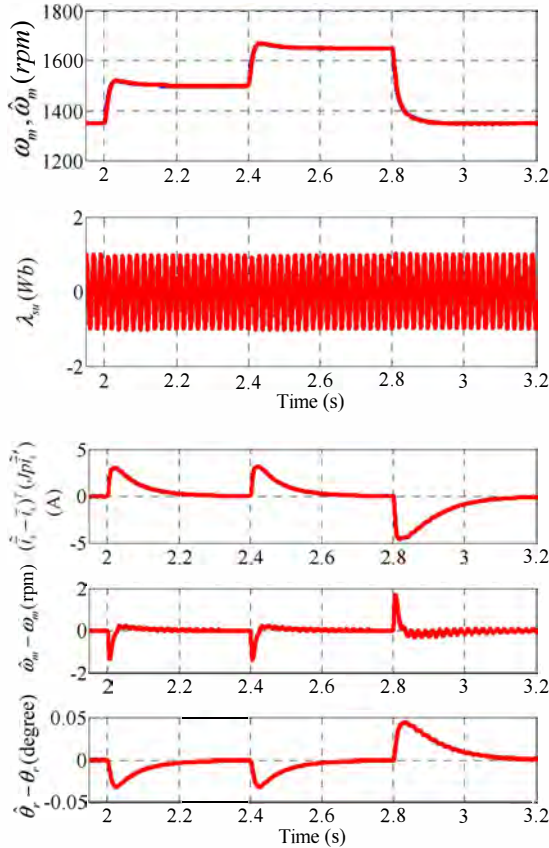
Motor rating and parameters: 4 kW, 50 Hz, 1393 rpm, stator/rotor voltage 400/196 V, stator/rotor current 8.1/13.5 A, $R_s = 1.6 \Omega$, $R_r = 7.0 \Omega$, $L_s = 172.6 \text{ mH}$, $L_r = 172.6 \text{ mH}$, $M = 165.8 \text{ mH}$.

ACKNOWLEDGMENT

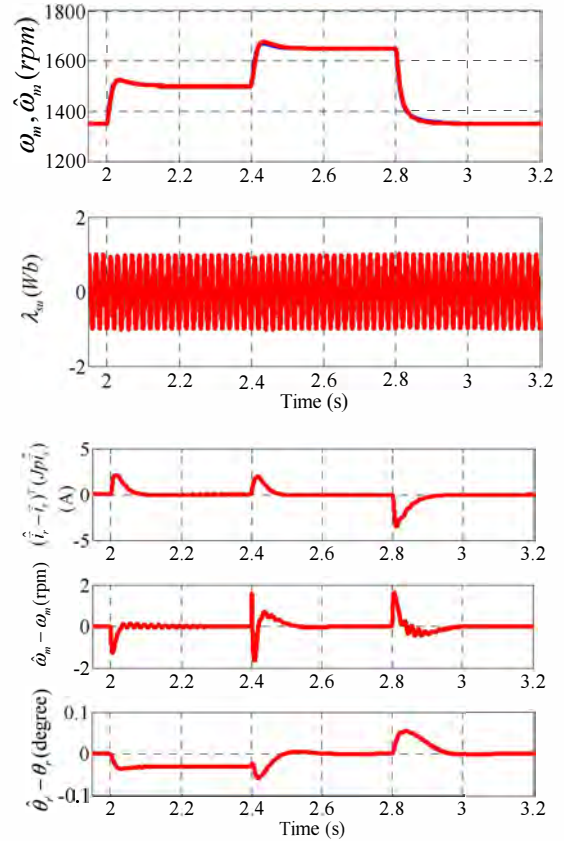
The authors would like to thank Dr. Somboon Sangwongwanich; department of electrical engineering, Chulalongkorn University, for his valuable academic advice.

REFERENCES

- [1] R. Cardenas, R. Pena, J. Proboste, G. Asher, and J. Clare, "MRAS observer for sensorless control of standalone doubly fed induction generators," *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 20, no. 4, pp. 710-717, Dec. 2005.
- [2] R. Cardenas, R. Pena, J. Proboste, G. Asher, and J. Clare, "Sensorless control of a doubly-fed induction generator using a rotor-current based MRAS observer," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 1, pp. 330-339, Jan. 2008.
- [3] R. Cardenas, R. Pena, J. Clare, G. Asher, and J. Proboste, "MRAS observers for sensorless control of doubly-fed induction generators," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 3, pp. 1075-1084, May 2008.
- [4] F. C. Dezza, G. Foglia, M. F. Iacchetti and R. Perini, "An MRAS observer for sensorless DFIM drives with direct estimation of the torque and flux rotor current components," *IEEE Tran. Power Electron.*, vol. 27, no. 5, pp. 2576-2584, May 2012.
- [5] S. Yang and V. Ajjarapu, "A speed-adaptive reduced-order observer for sensorless vector control of doubly fed induction generator-based variable-speed wind turbines," *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 25, no. 3, pp. 891-900, Sep. 2010.
- [6] D. G. Forchetti, G. O. Garcia and M. I. Valla, "Adaptive observer for sensorless control of stand-alone doubly fed induction generator," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 10, pp. 4174-4180, Oct. 2009.
- [7] G. D. Marques and D. M. Sousa, "Air-gap-power-vector-based sensorless method for DFIM control without flux estimator," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 10, pp. 4717-4726, Oct. 2011.
- [8] G. D. Marques and D. M. Sousa, "New sensorless rotor position estimator of a DFIM based on torque calculations—stability study," *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 27, no. 1, pp. 196-203, Mar. 2012.
- [9] G. Kron, *Equivalent Circuits of Electric Machinery*, New York, Dover Publications, 1967.

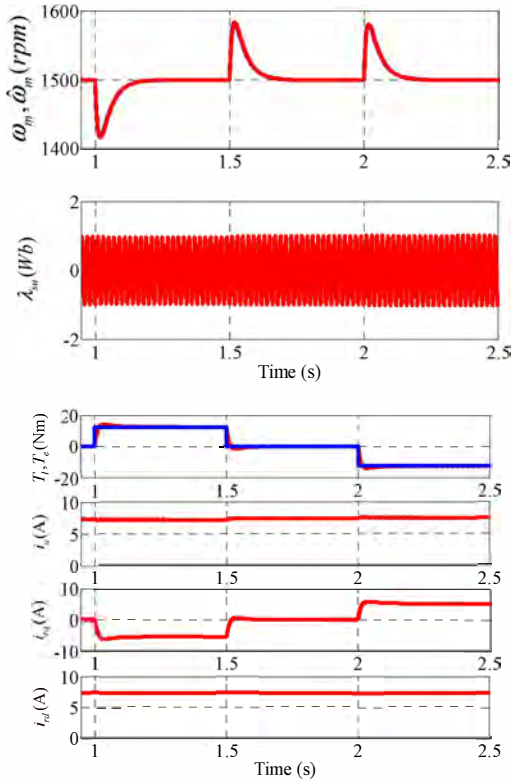


(a) Rotor-position estimation #1 with feeding reactive power from rotor side.

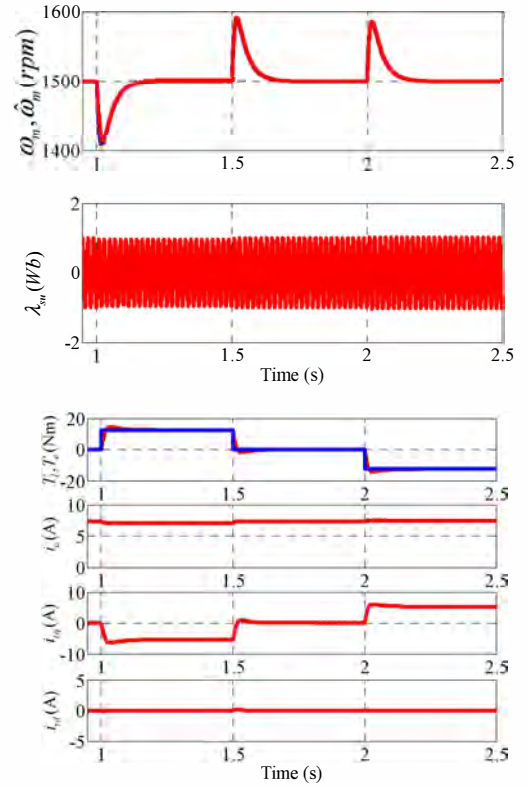


(b) Rotor-position estimation #2 with feeding reactive power from stator side.

Fig. 9 Simulation results showing the variable-speed control at no-load condition.

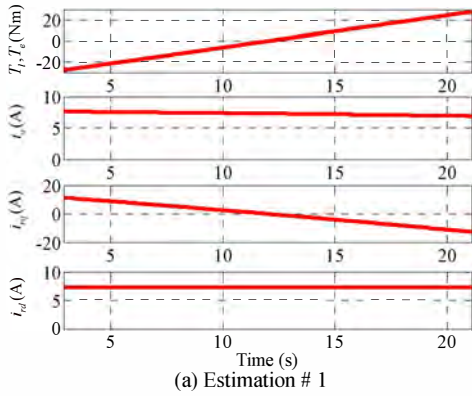


(a) Rotor-position estimation #1 with feeding reactive power from rotor side.

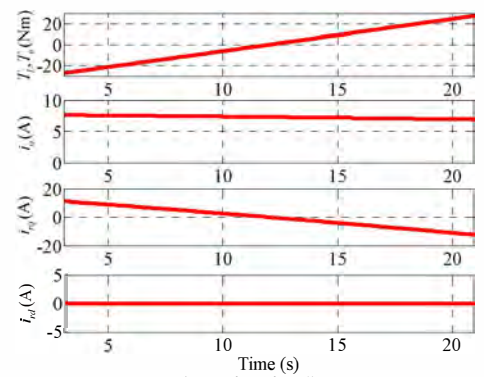


(b) Rotor-position estimation #2 with feeding reactive power from stator side.

Fig. 10 Simulation results showing the responses against step-load torques for both motoring and generating modes.

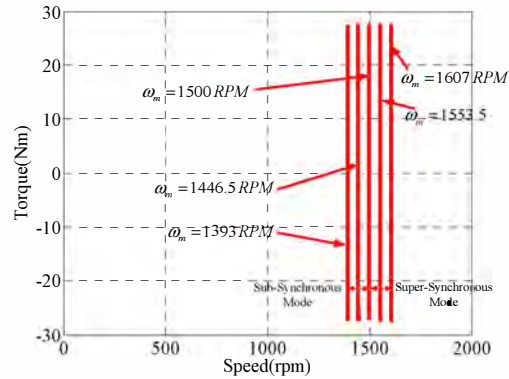


(a) Estimation # 1

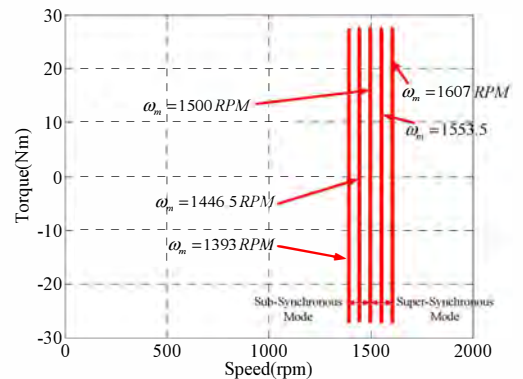


(b) Estimation # 2

Fig. 11 Simulation results of speed control at rpm 1446.5 rpm with load torque swept from -100% regenerating to +100% motoring



(a) Rotor-position estimation #1 with feeding reactive power from rotor side.



(b) Rotor-position estimation #2 with feeding reactive power from stator side.

Fig. 12 Simulation results showing torque-speed characteristics.

A Position-Sensorless Vector Control of Doubly-Fed Induction Machines using Adaptive Reduced-Order Observer

Somrat Smiththisomboon and Surapong Suwankawin

Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Chulalongkorn University
254 Phayathai Road, Pathumwan, Bangkok, 10330 Thailand. e-mail: surapong.su@eng.chula.ac.th

Abstract—In this paper, a novel adaptive reduced-order observer is proposed for position-sensorless drives of doubly-fed induction machines. The reduced-order observers are conducted by the reduced-order models expressed on the holonomic reference frames; the stator equation on stator reference frame. The proposed rotor-position estimation scheme is straightforward and simplicity for implementation without suffering from the DC drift problem arising from pure integration of stator flux. Stability analysis of the adaptive observer is carried out, and the local stability is validated by the linearization method. The design guidelines of adaptation PI gains are also introduced; the over-damped response with specified bandwidth can be successfully obtained. Experimental results of various operating conditions are provided in order to verify the proposed theoretical concepts.

Keywords—Position sensorless, DFIM, adaptive reduced-order observer, holonomic reference frame.

I. INTRODUCTION

Doubly-fed induction machines (DFIMs) are very promising for wind energy conversion systems so far. In order to obtain better fault tolerance from encoder's failure and/or malfunction, position-sensorless control scheme is available as a fail-safe function. Among rotor-position estimation methods made appearance in the literature, the model-based approach is extensively adopted [1]-[8]. In [1]-[3], model reference adaptive system (MRAS) observers were diversified with various error variables, e.g. stator and rotor currents, and the comparative performance were given. Nevertheless, these observers require the stator flux information, the common disadvantage is the DC-offset drift problem caused by the pure integral action of stator-flux calculation. In [4], the rotor current is selected as the error variable, and the estimated rotor flux is calculated through stator flux and torque calculations. This approach not only has the problem from drift problem caused by the stator-flux calculation, but it also needs much more computation than necessary.

The adaptive reduced-order observer is proposed in [5]; the stator flux is considered as the measured state variable and the rotor current is the estimated state. There are two drawbacks in this approach; the former is the drift problem from pure integration in stator flux calculation and the latter is that the designed observer's feedback gain required the information of real rotor speed which is unrealistic for the sensorless system; from a theoretical standpoint, using the estimated rotor speed as an alternative is ambiguous. The research works in [6]-[8]

avoid the aforementioned DC-offset drift problem. Instead of using pure integration method, the stator-flux observer is used in [6] and the rotor-current error is the error variable for the rotor-position estimation. The observer's gains are employed for the feedback of stator-flux error, and the real stator flux is approximated with doubt. In [7]-[8], rather than the stator flux, the induced voltage is used to calculate the air-gap power. The rotor current and torque; both derived from air-gap power, are chosen as the error variables in [7] and [8] respectively. To compute the air-gap power, these schemes require the additional parameter of core loss which is a barrier to the practice standpoint.

The major disadvantages of the model-based rotor-position estimation methods in the literature can be concluded as follows:

- 1) DC-offset drift problem arising from pure integration of stator flux [1]-[5].
- 2) Real rotor speed requirement for the observer's feedback gains caused by inappropriate selection of reference frame for the model [5].
- 3) Complexity of calculation [4] and more parameters requisition [7]-[8].

In this paper, a novel rotor-position estimation methods is proposed. The structure of adaptive reduced-order observer is adopted and the model is expressed appropriately on holonomic reference frames. The proposed schemes offer the following distinguished features:

- 1) Estimations of rotor position need no stator flux calculation; the DC-offset drift problem can be avoided.
- 2) Reduced-order model expressed on holonomic reference frames can exclude the rotor-speed parameter; this helps design the observer's feedback gains without the requirement of real rotor speed.
- 3) Arrange properly the variables in the models with stator and rotor currents, the computation is naturally simple and requires less parameters.

The contents of the paper are arranged by firstly introducing the reduced-order model of DFIM on stator reference frame. Secondly, the adaptive reduced-order observer using stator equation is introduced. Next, the stability of rotor-position estimation is analyzed and the design guidelines of adaptation gains are also presented. Finally, the proposed rotor-position estimation subsystem and the stator-flux vector control are combined together to assemble the sensorless drive system. The experimental results are also given to verify the validation of the proposed concept.

This work was supported by the Thailand Research Fund (TRF) under Grant RSA 5580039.

II. REDUCED-ORDER MODEL OF DFIM

Using the stator equation on stator reference frame, the reduced-order model of DFIM is given in (1)

- Stator equation on stator reference frame

$$\frac{d\vec{i}_s}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\vec{i}_s - \frac{M}{L_s}\frac{d}{dt}\left(e^{Jp\hat{\theta}_r} \cdot \vec{i}_r'\right) + \frac{\vec{v}_s}{L_s} \quad (1)$$

For developing the estimation system; which will be described in the next section, the dynamic model in (1) has two major advantages; 1) Expressing the model with currents as state variables can avoid the DC-offset drift problem from pure integration of stator flux calculation, and 2) regarding the holonomic reference frame, there exists no rotor speed term in the dynamic equation, this can help design the observer's feedback gains to be independent on the real rotor speed.

III. ADAPTIVE REDUCED-ORDER OBSERVER USING STATOR EQUATION

By using the stator equation in (1), the novel adaptive reduced-order observer can be written in (2)-(4) and shown in the block diagram in Fig. 2. The stator current is selected as the error variable for the estimation system. In contrast to [1]-[5], the proposed scheme is straightforward; the estimated stator current can be calculated without stator flux computation beforehand. By comparison with [4], [7]-[8], the calculation is simply carried out with less parameters employment e.g. no need of core loss parameter.

$$\frac{d\hat{i}_s}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_s - \frac{M}{L_s}\frac{d}{dt}\left(e^{Jp\hat{\theta}_r} \cdot \vec{i}_r'\right) + \frac{\vec{v}_s}{L_s} - G\left(\hat{i}_s - \vec{i}_s\right) \quad (2)$$

$$\hat{\omega}_r = \left(K_p + K_I \int dt\right) \cdot \left(Jpe^{Jp\hat{\theta}_r} \cdot \vec{i}_r'\right)^T \left(\hat{i}_s - \vec{i}_s\right) \quad (3)$$

$$\hat{\theta}_r = \int \hat{\omega}_r dt \quad (4)$$

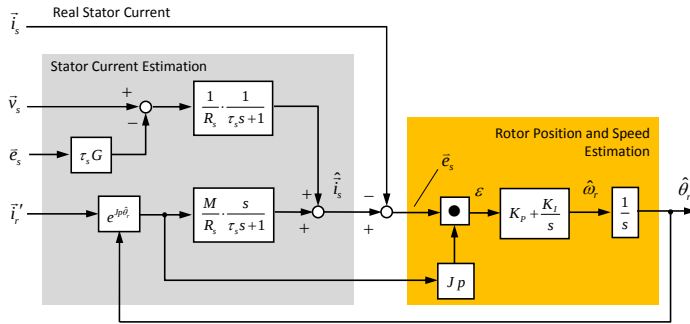


Fig. 2 Rotor-position estimation based on stator equation.

IV. STABILITY ANALYSIS OF ROTOR-POSITION ESTIMATION

Stability analysis of rotor-position estimation systems can be carried out by the linearization method. From (1) and (2)-(4) and given that the feedback gain $G=0$, the error equations of stator current, rotor speed and rotor position can be firstly derived as

$$\dot{\vec{e}}_s = \frac{d(\hat{i}_s - \vec{i}_s)}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\vec{e}_s - \frac{M}{L_s}\frac{d}{dt}\left[(e^{Jp\hat{\theta}_r} - e^{Jp\theta_r})\vec{i}_r'\right] \quad (5)$$

$$\dot{e}_\omega = \frac{d(\hat{\omega}_r - \omega_r)}{dt} = \frac{d}{dt}\left(K_p + K_I \int dt\right)\left\{\left(Jpe^{Jp\hat{\theta}_r} \cdot \vec{i}_r'\right)^T \cdot \vec{e}_s\right\} \quad (6)$$

$$\dot{e}_\theta = \frac{d(\hat{\theta}_r - \theta_r)}{dt} = e_\omega \quad (7)$$

Where $\vec{e}_s \triangleq \begin{bmatrix} e_{sd} \\ e_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{sd} - i_{sd} \\ \hat{i}_{sq} - i_{sq} \end{bmatrix}$, $e_\omega \triangleq \hat{\omega}_r - \omega_r$ and $e_\theta \triangleq \hat{\theta}_r - \theta_r$.

By linearizing the error equations (5)-(6) around the quiescent point; $\vec{e}_s = 0, e_\omega = 0$ and $e_\theta = 0$, the linearized error equation in state-space formation is derived as

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{e}_{sd} \\ \Delta \dot{e}_{sq} \\ \Delta \dot{\zeta} \\ \Delta \dot{e}_\theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{(R_s + MK_p)}{L_s} \|\vec{i}_r'\|^2 & 0 & \frac{M}{L_s} i_{rq} & 0 \\ 0 & -\frac{(R_s + MK_p)}{L_s} \|\vec{i}_r'\|^2 & -\frac{M}{L_s} i_{rd} & 0 \\ -K_I i_{rq} & K_I i_{rd} & 0 & 0 \\ -K_I \hat{i}_{rq} & K_I \hat{i}_{rd} & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta e_{sd} \\ \Delta e_{sq} \\ \Delta \zeta \\ \Delta e_\theta \end{bmatrix} \quad (8)$$

where $\zeta \triangleq e_\omega - K_p \left(Jpe^{Jp\hat{\theta}_r} \cdot \vec{i}_r'\right)^T \cdot \vec{e}_s$.

The eigenvalues can then be carried out in (9) and it consequently confirms the local stability of the estimation system.

$$\left. \begin{aligned} s_{11} &= 0 \\ s_{12} &= -\frac{(MK_p + R_s)}{2L_s} \|\vec{i}_r'\|^2 \\ s_{13}, s_{14} &= \frac{(MK_p + R_s)}{2L_s} \|\vec{i}_r'\|^2 \left(-1 \pm \sqrt{1 - \frac{4MK_I L_s}{(MK_p + R_s)^2 \|\vec{i}_r'\|^2}} \right) \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

V. DESIGN GUIDELINES FOR ADAPTATION GAINS

From the linearized error equation in (8), the block diagram of rotor-position estimation can be shown in Fig. 2. Considering the allocation of open-loop poles and zeros in Fig. 2, the adaptation PI gains can be designed in order to achieve an overdamped first-order response. The design criteria for the estimation system #1 are given by

$$\frac{K_I}{K_p} = \frac{R_s}{L_s} \quad (10)$$

$$K_p = \frac{L_s}{M} \frac{1}{\|Jp\hat{i}_r'\|^2} \omega_c \quad (11)$$

Equation (10) provides the cut-off frequency for the adaptation PI gains which implies the pole/zero cancellation among the pole of transfer function $G(s)$ and the specified zero of adaptation gains. The bandwidth of estimation system ω_c can be assigned through the adaptation proportional gain given in (11). The root loci in Fig. 4 shows the resultant closed-loop pole; the closed-loop pole will move along the negative real axis toward the assigned crossover frequency ω_c . The following example is given to demonstrate the proposed design method. Specify the bandwidth ω_c of 500 rad/s and using the machine's parameters in the appendix and the design criteria in (10)-(11), the corresponding Bode plot can be shown in Fig.5.

$$\frac{K_I}{K_P} = \frac{R_r}{L_r} \quad (22)$$

$$K_P = \frac{L_r}{M} \frac{1}{\|J p \hat{i}_s\|^2} \omega_c \quad (23)$$

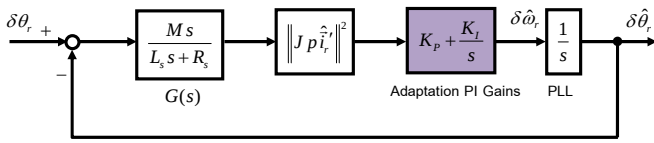


Fig. 2 Block diagram of rotor-position estimation system.

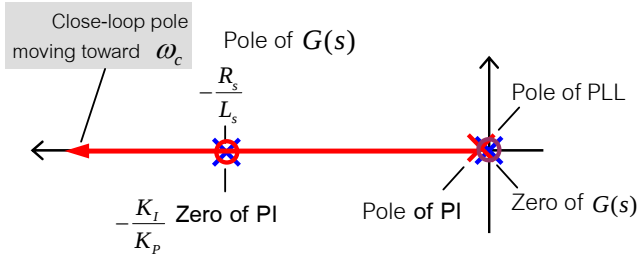


Fig. 4 Root loci of rotor-position estimation system.

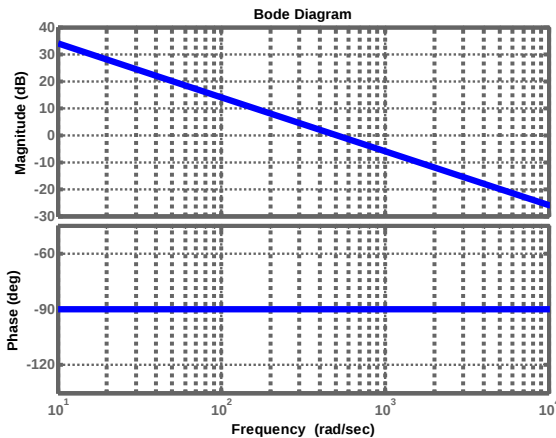


Fig. 5 Bode plot of the open-loop transfer function of estimation system.

VI. EXPERIMENTAL RESULTS

Fig. 6 shows the position-sensorless vector control system of DFIM. The proposed rotor-position estimation is embedded in the stator-flux vector control with current control. The performance of variable-speed control is firstly shown in Fig. 7. Under the no-load condition, the rotor speed is varied from synchronous mode to super-synchronous and sub-synchronous modes respectively. It can be seen that the estimated speed can track the real speed nicely. The satisfactory responses with well-damped rate of convergence verify the feasibility of the proposed adaptation gains design guidelines. Secondly, Fig. 8 illustrates the performance against the step change of the load torque for the generating modes. The commanded speed is set at synchronous speed of 1,500 rpm, the decoupling control can control the rotor currents i_{rd} and i_{rq} independently. Flux and torque controllability is obtained and the system successfully responds to the step change of load torque. Finally, the steady-state response and the overall performance are depicted in the torque-speed plane in Fig. 9 respectively. The sensorless system with each estimation scheme can work properly for various operating conditions e.g. sub/super-synchronous modes and motor and generator operations.

VII. CONCLUSION

The novel adaptive reduced-order observer for DFIM sensorless drives is presented in this paper. The salient features of the proposed rotor-position estimation schemes are 1) the estimation systems are straightforward due to the concept of reduced-order models on holonomic reference frames, and 2) the identifications of rotor position are achieved without pure integration of stator flux; the DC drift problem can therefore be avoided. The local stability of the adaptive observers is assured by the linearization approach. In addition, the design guidelines of the adaptation PI gains are introduced with the satisfactory overdamped response. The outcomes of the theoretical concept are verified by the experiment.

APPENDIX

Motor rating and parameters: 4 kW, 50 Hz, 1393 rpm, stator/rotor voltage 400/196 V, stator/rotor current 8.1/13.5 A, $R_s = 1.6 \Omega$, $R_r = 7.0 \Omega$, $L_s = 172.6 \text{ mH}$, $L_r = 172.6 \text{ mH}$, $M = 165.8 \text{ mH}$.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank Dr. Somboon Sangwongwanich; department of electrical engineering, Chulalongkorn University, for his valuable academic advice.

REFERENCES

- [1] R.Cardenas, R. Pena, J. Proboste, G. Asher, and J. Clare, "MRAS observer for sensorless control of standalone doubly fed induction generators," *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 20, no. 4, pp. 710-717, Dec. 2005.

- [2] R. Cardenas, R. Pena, J. Proboste, G. Asher, and J. Clare, "Sensorless control of a doubly-fed induction generator using a rotor-current based MRAS observer," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 1, pp. 330-339, Jan. 2008.
- [3] R. Cardenas, R. Pena, J. Clare, G. Asher, and J. Proboste, "MRAS observers for sensorless control of doubly-fed induction generators," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 3, pp. 1075-1084, May 2008.
- [4] F. C. Dezza, G. Foglia, M. F. Iacchetti and R. Perini, "An MRAS observer for sensorless DFIM drives with direct estimation of the torque and flux rotor current components," *IEEE Tran. Power Electron.*, vol. 27, no. 5, pp. 2576-2584, May 2012.
- [5] S. Yang and V. Ajarapu, "A speed-adaptive reduced-order observer for sensorless vector control of doubly fed induction generator-based

variable-speed wind turbines," *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 25, no. 3, pp. 891-900, Sep. 2010.

- [6] D. G. Forchetti, G. O. Garcia and M. I. Valla, "Adaptive observer for sensorless control of stand-alone doubly fed induction generator," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 10, pp. 4174-4180, Oct. 2009.
- [7] G. D. Marques and D. M. Sousa, "Air-gap-power-vector-based sensorless method for DFIG control without flux estimator," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 10, pp. 4717-4726, Oct. 2011.
- [8] G. D. Marques and D. M. Sousa, "New sensorless rotor position estimator of a DFIG based on torque calculations—stability study," *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 27, no. 1, pp. 196-203, Mar. 2012.
- [9] G. Kron, *Equivalent Circuits of Electric Machinery*, New York, Dover Publications, 1967.

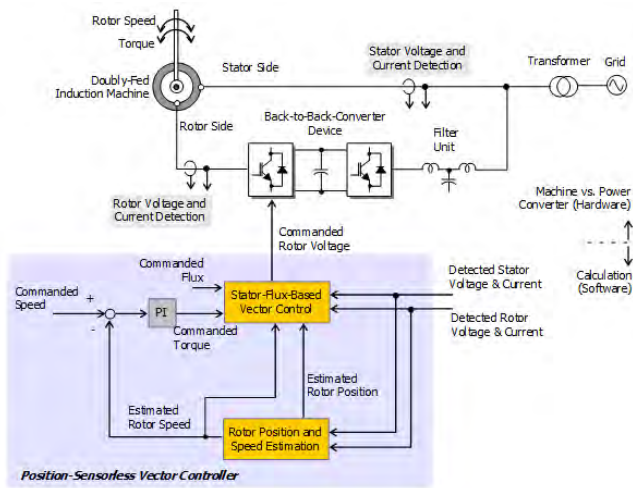


Fig. 6 Experiment setup of position-sensorless vector control system.

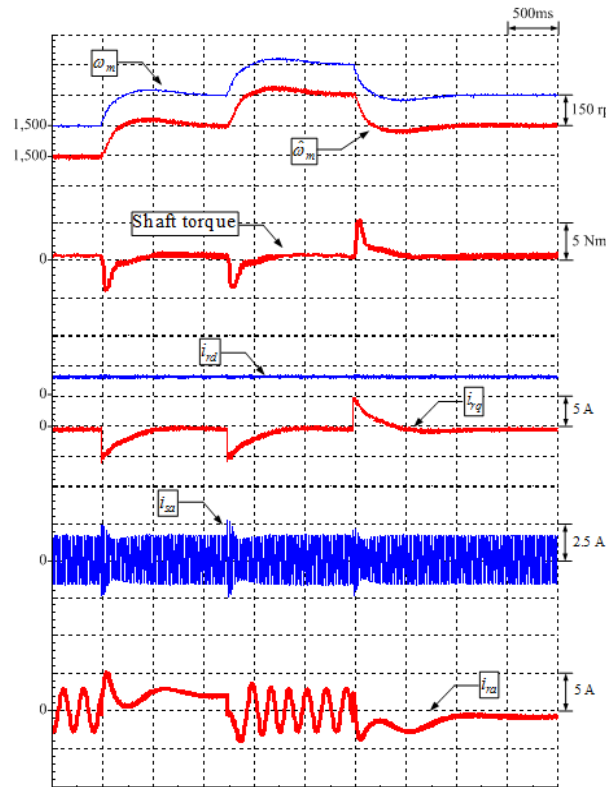


Fig. 7 Experimental result showing the variable-speed control at no-load condition.

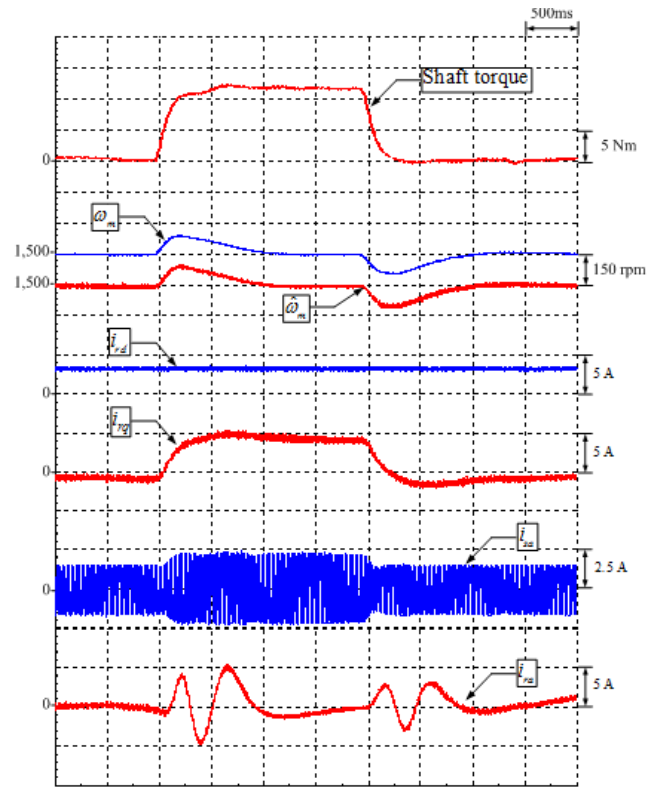


Fig. 8 Experimental result showing the response against step load in generating operation.

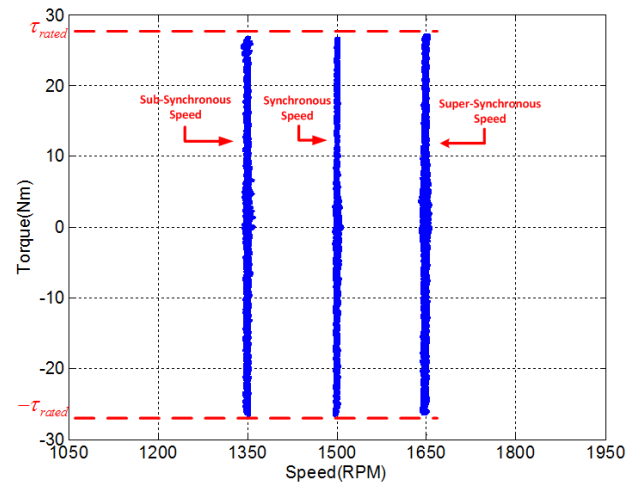


Fig. 9 Experimental result showing torque-speed characteristics.

A Stator-Equation-Based Reduced-Order Observer for Position-Sensorless Vector Control System of Doubly-Fed Induction Machines

Somrat Smiththisomboon and Surapong Suwankawin

Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Chulalongkorn University
254 Phayathai Road, Pathumwan, Bangkok, 10330 Thailand. e-mail: surapong.su@eng.chula.ac.th

Abstract— In this paper, a novel adaptive reduced-order observer is proposed for the position-sensorless drive of doubly-fed induction machines. The reduced-order observer is conducted by the reduced-order model expressed on the holonomic reference frame; the stator equation on stator reference frame. The proposed rotor-position estimation scheme is straightforward and simplicity for implementation without suffering from the DC drift problem arising from pure integration of stator flux. The proposed rotor-position estimation is integrated with the stator-flux vector control. Experimental results of various operating conditions are provided in order to verify the proposed theoretical concepts. The proposed sensorless system can successfully operate in both motor and generator regions, and the performances of sub-synchronous, synchronous and super-synchronous modes are also evaluated.

Keywords— Position sensorless, doubly-fed induction machine, adaptive reduced-order observer, stator equation.

I. Introduction

Doubly-fed induction machines (DFIMs) are very promising for wind energy conversion systems so far. The rotor-side fed converter attains both engineering and economic aspects. Usually, the vector control with variable speed operation is employed to harvest the maximum power from wind energy conversion. In order to obtain better fault tolerance from encoder's failure and/or malfunction, position-sensorless control scheme is available as a fail-safe function.

Among rotor-position estimation methods made appearance in the literature, the model-based approach is extensively adopted [1]-[8]. In [1]-[3], model reference adaptive system (MRAS) observers are diversified with various error variables, e.g. stator and rotor currents, and the comparative performance were given. Nevertheless, these observers require the stator flux information, the common disadvantage is the DC-offset drift problem caused by the pure integral action of stator-flux calculation. In [4], the rotor current is selected as the error variable, and the estimated rotor flux is calculated through stator flux and torque calculations. This approach not only has the problem from drift problem caused by the stator-flux calculation, but it also needs much more computation than necessary.

The adaptive reduced-order observer is proposed in [5]; the stator flux is considered as the measurable state

variable and the rotor current is the estimated state. There are two drawbacks in this approach; the former is the drift problem from pure integration in stator flux calculation and the latter is that the designed observer's feedback gain required the information of real rotor speed which is unrealistic for the sensorless system; from a theoretical standpoint, using the estimated rotor speed as an alternative is ambiguous. The research works in [6]-[8] avoid the aforementioned DC-offset drift problem. Instead of using pure integration method, the stator-flux observer is used in [6] and the rotor-current error is the error variable for the rotor-position estimation. The observer's gains are employed for the feedback of stator-flux error, and the real stator flux is approximated with doubt. In [7]-[8], rather than the stator flux, the induced voltage is used to calculate the air-gap power. The rotor current and torque; both derived from air-gap power, are chosen as the error variables in [7] and [8] respectively. To compute the air-gap power, these schemes require the additional parameter of core loss which is a barrier to the practice standpoint.

The major disadvantages of the model-based rotor-position estimation methods in the literature can be concluded as follows:

- 1) DC-offset drift problem arising from pure integration of stator flux [1]-[5].
- 2) Real rotor speed requirement for the observer's feedback gains caused by inappropriate selection of reference frame for the model [5].
- 3) Complexity of calculation [4] and more parameters requisition [7]-[8].

In this paper, a novel rotor-position estimation method is proposed. The structure of adaptive reduced-order observer is adopted and the reduced-order model is expressed appropriately on the holonomic reference frame. The proposed scheme offers the following distinguished features:

- 1) Estimation of rotor position needs no stator flux calculation; the DC-offset drift problem can be avoided.
- 2) Reduced-order model expressed on holonomic reference frame can exclude the rotor-speed parameter; this helps design the observer's feedback gains without the requirement of real rotor speed.
- 3) Arrange properly the state variables in the models with stator and rotor current, the computation is naturally simple and requires less parameters.

The contents of the paper are arranged by firstly introducing the model of DFIM on holonomic reference frames. Secondly, the adaptive reduced-order observer based on stator equation is introduced. Next, the proposed rotor-position estimation subsystem and the stator-flux vector control are combined together to assemble the sensorless drive system. Finally, the performances of the drive system are evaluated by the experimental results.

II. Model of Doubly-Fed Induction Machine on Holonomic Reference Frame

Fig. 1 shows the physical structure of DFIM by 2-phase equivalent circuit. Considering the stator windings are fixed on stator reference frame ($\alpha - \beta$ axis) while the rotor windings are rigidly connected to rotating rotor reference frame ($rd - rq$ axis), the dynamic equations of both windings can be written in (1)-(2). On this so-called holonomic reference frame [9], the dynamic equations are very simple.

A. Dynamic equations of stator/rotor windings

The dynamic equation of stator windings on stator reference frame $\alpha - \beta$ can be expressed as

$$\vec{v}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\lambda}_s}{dt} \quad (1)$$

and the dynamic equation of rotor windings on rotating rotor reference frame $dr - qr$ is given in (2)

$$\vec{v}_r' = R_r \vec{i}_r' + \frac{d\vec{\lambda}_r'}{dt} \quad (2)$$

where the stator flux and rotor flux equations can be written as

$$\vec{\lambda}_s = L_s \vec{i}_s + M \left(e^{jp\theta_r} \vec{i}_r' \right) \quad (3)$$

$$\vec{\lambda}_r' = L_r \vec{i}_r' + M \left(e^{-jp\theta_r} \vec{i}_s \right) \quad (4)$$

B. Dynamic model of DFIM on holonomic reference frame

Substituting the stator/rotor flux in (1)-(2) with stator/rotor current in (3)-(4), the dynamic model of DFIM on holonomic reference frame is given in (5)-(8)

- Stator equation on stator reference frame

$$\frac{d\vec{i}_s}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \vec{i}_s - \frac{M}{L_s} \frac{d}{dt} \left(e^{jp\theta_r} \cdot \vec{i}_r' \right) + \frac{\vec{v}_s}{L_s} \quad (5)$$

- Rotor equation on rotating rotor reference frame

$$\frac{d\vec{i}_r'}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \vec{i}_r' - \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \left(e^{-jp\theta_r} \cdot \vec{i}_s \right) + \frac{\vec{v}_r'}{L_r} \quad (6)$$

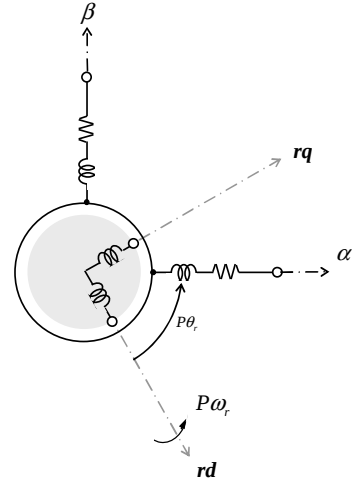


Fig. 1 Model of doubly-fed induction machine.

- Rotor speed and position:

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (7)$$

- Torque equation:

$$T_e = -P \left(\vec{i}_s \times \vec{\lambda}_s \right) \quad (8)$$

For developing the estimation system; which will be described in the next section, the dynamic models in (5) and (6) have two major advantages; 1) Expressing the model with currents as state variables can avoid the DC-offset drift problem from pure integration of stator flux calculation, and 2) regarding the holonomic reference frame, there exists no rotor speed term in the dynamic equation (5)-(6), this can help design the observer's feedback gains to be independent on the real rotor speed.

III. Novel Rotor-Position Estimations using Adaptive Reduced-Order Observer

The benefit of DFIM compared to other machines is the available of plenty information; voltages and currents on both stator and rotor sides. Considering (5) and (6), the rotor position is the only unknown parameter for position sensorless system. To identify the rotor position, using only stator equation in (5) or rotor equation in (6) is sufficient. In this paper, the estimation scheme is based on the stator equation (5).

A. Stator-Equation-Based Adaptive Reduced-Order Observer

By using the stator equation in (5), the novel adaptive reduced-order observer can be written in (9)-(11) and shown in the block diagram in Fig. 2. The stator current is selected as the error variable for the estimation system. In contrast to [1]-[5], the proposed scheme is straightforward; the estimated stator current can be calculated without stator flux computation beforehand. By comparison with [4], [7]-[8], the calculation is simply carried out with less parameters employment e.g. no need of core loss parameter.

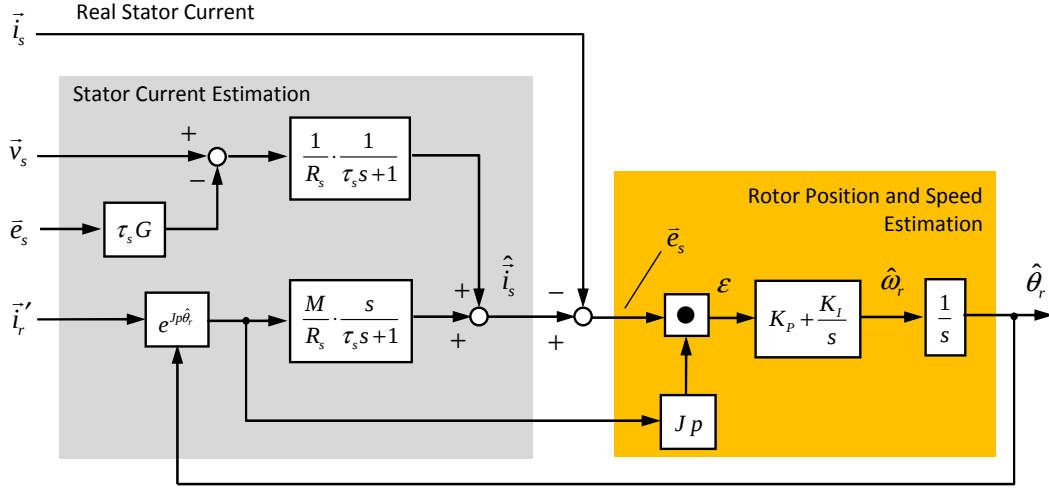


Fig. 2 Rotor-position estimation based on stator equation.

$$\frac{d\hat{\vec{i}}_s}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \hat{\vec{i}}_s - \frac{M}{L_s} \frac{d}{dt} \left(e^{Jp\hat{\theta}_r} \cdot \vec{i}_r' \right) + \frac{\vec{v}_s}{L_s} - G \left(\hat{\vec{i}}_s - \vec{i}_s \right) \quad (9)$$

$$\hat{\omega}_r = \left(K_p + K_i \int dt \right) \cdot \left(Jp e^{Jp\hat{\theta}_r} \cdot \vec{i}_r' \right)^T \left(\hat{\vec{i}}_s - \vec{i}_s \right) \quad (10)$$

$$\hat{\theta}_r = \int \hat{\omega}_r dt \quad (11)$$

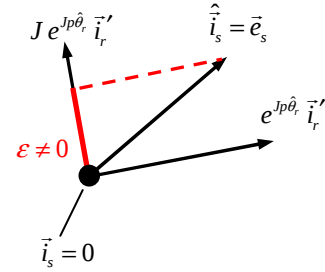


Fig. 3 Vector diagram showing the tuning mechanism of estimation system at no-load condition.

B. Identifiability Property of Estimation System

The identifiability property of the rotor-speed estimations in (10) is dependent on the regressor vectors $Jp e^{Jp\hat{\theta}_r} \cdot \vec{i}_r'$ which is governed by the magnetizing current and the loading condition. For the conventional grid-connected DFIM drive, the machine usually draws the magnetizing current from the stator side. This means that the regressor vector $Jp e^{Jp\hat{\theta}_r} \cdot \vec{i}_r'$ in (10) will not be available at no-load condition $\vec{i}_r' = 0$ and this causes the estimation system in Fig. 2 loss of identifiability.

Nevertheless, to fulfill the requirements of the recent grid codes, the grid-connected distributed generations should provide the capability of power factor control. This prerequisite leads the DFIM drive to feed the reactive power through the rotor side and the machine will draw the magnetizing current from the rotor side instead. In this regard, the rotor current always exists ($\vec{i}_r' \neq 0$) even no-load condition and the estimation in (10) can overcome the loss of identifiability as shown in Fig 3. According to the reactive-power control through the rotor side, the estimation system also has the capability for the stand-alone application.

IV. Stator-Flux Based Vector Control of DFIM

To manipulate the stator flux and torque, the models in (5)-(6) and (8) are expressed on the stator-flux reference frame (d-q axis) as given in (12)-(15) and the torque equation in (16).

Stator equation on the stator-flux reference frame:

$$\frac{di_o}{dt} = \frac{R_s}{L_s} i_{rd} - \frac{R_s}{L_s} i_o + \frac{v_{sd}}{M} \quad (12)$$

$$\frac{d\theta_o}{dt} = \omega_o = \frac{R_s}{L_s} i_{rq} + \frac{v_{sq}}{Mi_o} \quad (13)$$

Rotor equation on the stator-flux reference frame:

$$\frac{di_{rd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_r} \left\{ -R_r i_{rd} + \omega_s \sigma L_r i_{rq} + \frac{M}{L_s} (R_s i_{sd} - v_{sd}) + v_{rd} \right\} \quad (14)$$

$$\frac{di_{rq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_r} \left\{ -R_r i_{rq} - \omega_s \sigma L_r i_{rd} + \frac{M}{L_s} (R_s i_{sq} - v_{sq}) + \frac{M^2}{L_s} p \omega_m i_o + v_{rq} \right\} \quad (15)$$

Torque equation:

$$T_e = -p \frac{M^2}{L_s} i_o i_{rq} \quad (16)$$

Flux and torque of DFIM can be controlled by the rotor current vector; the d-axis component i_{rd} plays the role of controlling the stator-flux magnetizing current i_o (12), while the q-axis component i_{rq} manipulates the induced torque (T_e) (16). It can be seen from the rotor equations (14)-(15) that both d-q axis current is coupled to each other. To control independently each component of the rotor current (i_{rd} , i_{rq}), the decoupling control is introduced in (17)-(18).

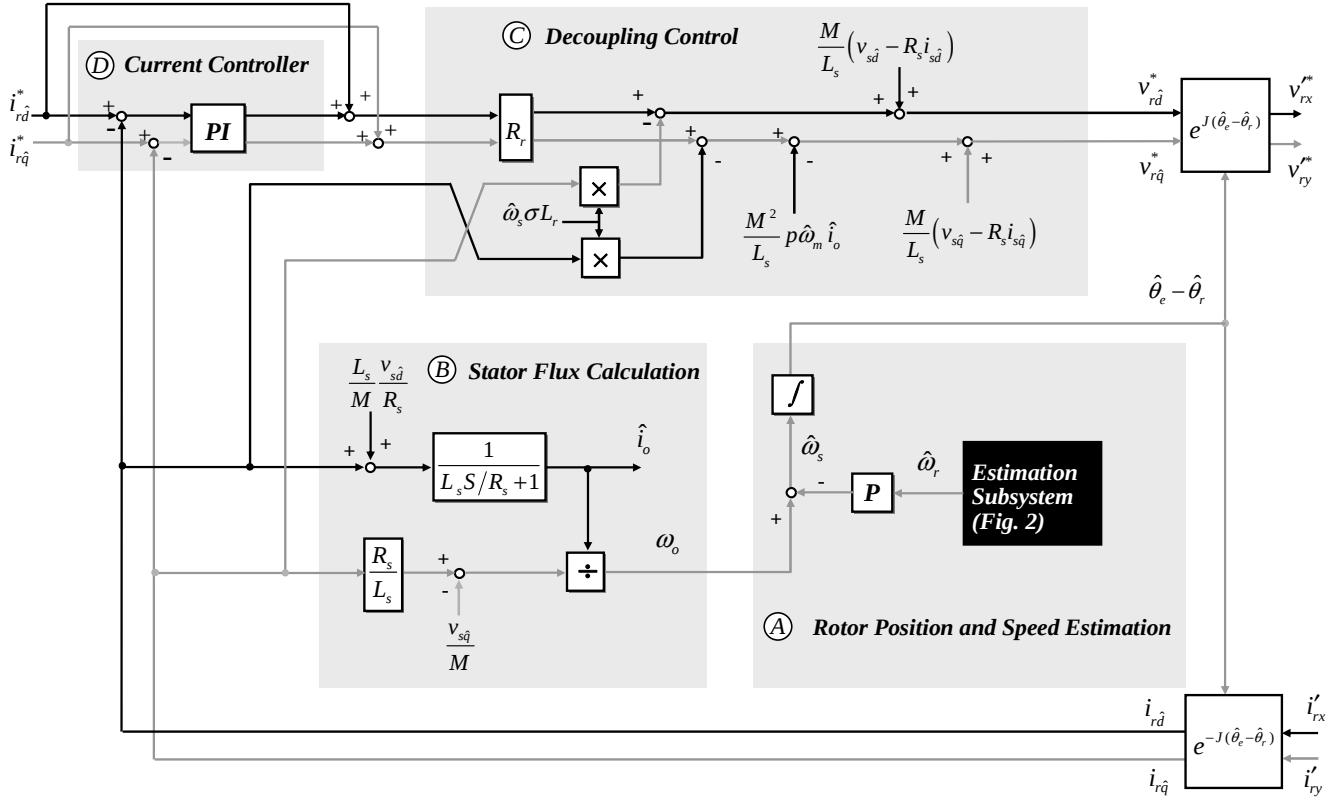


Fig. 4 Position-sensorless vector control of DFIM.

$$v_{rd}^* = \underbrace{R_r i_{rd}^*}_{\text{Feed Forward Term}} - \underbrace{\omega_s \sigma L_r i_{rq} + \frac{M}{L_s} (v_{sd} - R_s i_{sd})}_{\text{Decoupling Voltage Terms}} \quad (17)$$

$$v_{rq}^* = \underbrace{R_r i_{rq}^*}_{\text{Feed Forward Term}} + \underbrace{\omega_s \sigma L_r i_{rd} + \frac{M}{L_s} (v_{sq} - R_s i_{sq}) - \frac{M^2}{L_s} p \omega_r i_o}_{\text{Decoupling Voltage Terms}} \quad (18)$$

The commanded rotor voltages (v_{rd}^*, v_{rq}^*) in (17)-(18) are comprised of two terms; the feedforward terms which are assigned by the commanded rotor current (i_{rd}^*, i_{rq}^*) and the decoupling voltage terms. The stator equation (12) helps compute the magnetizing current i_o used in the decoupling control. In addition, the other stator equation (13) calculates the stator-flux position θ_o using in the axis transformation. Fig. 4 shows the position-sensorless vector control system of DFIM. The proposed rotor-position estimation (Fig. 2) is embedded in the stator-flux vector control with current control.

V. Experimental Results

Experiment setup is shown in Fig. 5 and the under test machine's rating and parameters are given in Appendix A. A speed control is created with the sensorless controller from Fig. 4, the commanded flux or commanded reactive power can be varied through the commanded d-axis rotor current. The evaluations are conducted with the operating conditions as follows: 1)

motor and generator operations, 2) speed control in synchronous, super-synchronous and sub-synchronous modes, and 3) step change of rotor side's reactive current.

Fig. 6 shows the steady-state response; the rotor position and speed can be well estimated. The position error is inconsiderable and is dependent on the operating conditions. In Fig. 6(a), the utmost position error is roughly 4 degree in the subsynchronous speed region while it is less than 1 degree in synchronous speed and supersynchronous speed regions as shown in Figs. 6(c)-6(e). Figs. 6(a), 6(c) and 6(e) also help confirm the identifiability property at no load. In sequel, using the estimated rotor position and speed, the stator flux can be identified properly and the speed is well regulated. The torque-speed plane in Fig. 6(f) depicts the overall performance of steady-state response; the sensorless system can work properly in sub/super-synchronous modes and motor and generator operations.

The tracking performance is evaluated by the acceleration and deceleration as shown in Fig. 7. In Fig. 7(a), the rotor speed is varied in a wider range which covers $\pm 30\%$ of slip frequency, the estimated rotor speed and position can track the real ones nicely; the rotor-position error is less than 8 degree during the ramp response of acceleration and deceleration. In Figs. 7(b)-7(d), the rotor speed is varied from synchronous mode to super-synchronous mode and sub-synchronous mode respectively. The satisfactory responses are obtained even though the load is simultaneously taken as shown in Figs. 7(c)-7(d).

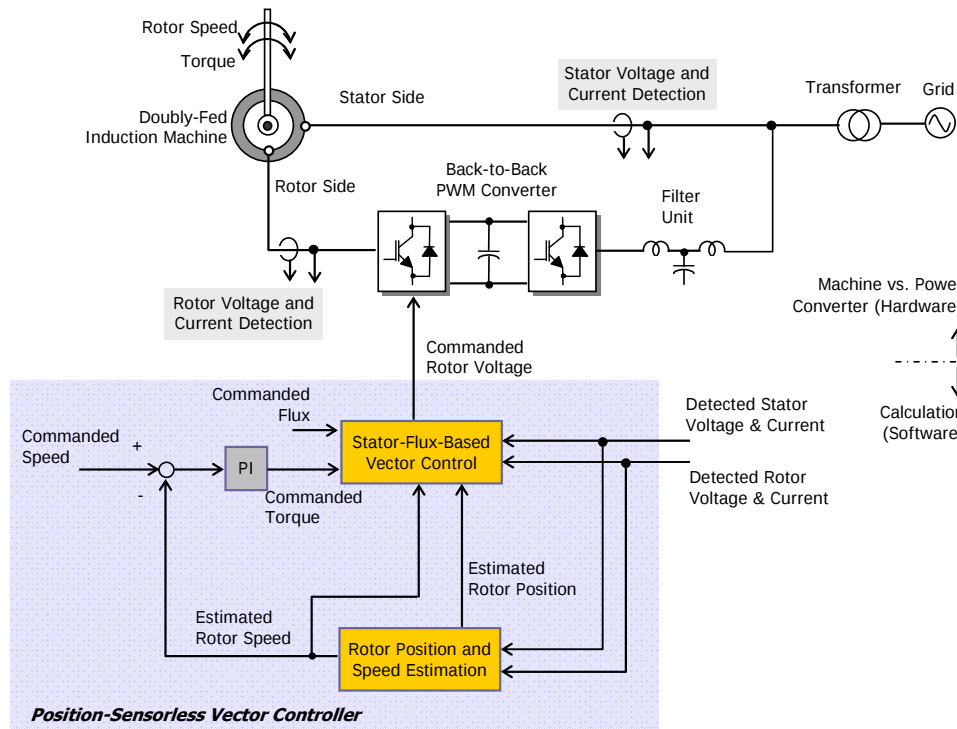


Fig. 5 Experiment setup for evaluation of position-sensorless drive of DFIM.

Fig. 8 demonstrates the capability of reactive current variation; the rotor-position estimation and drive system work properly with the sudden change of the d-axis rotor current. Fig. 9 illustrates the performance against the step change of the load torque for both motoring and generating modes where the commanded speeds are set at synchronous speed, supersynchronous speed and subsynchronous speed. The decoupling control can control the rotor currents i_{rd} and i_{rq} independently; flux and torque controllability is obtained and the system successfully responds to the step change of load torque.

VI. Conclusion

A novel adaptive reduced-order observer for DFIM sensorless drive is presented in this paper. The salient features of the proposed rotor-position estimation scheme are 1) the estimation systems are straightforward due to the concept of reduced-order model on holonomic reference frame; the stator equation on stator reference frame and, 2) the identification of rotor position is achieved without pure integration of stator flux; the DC drift problem can therefore be avoided. The outcomes of the theoretical concept are verified by the experimental results from various operating conditions.

Appendix

Motor rating and parameters: 4 kW, 50 Hz, 1393 rpm, stator/rotor voltage 400/196 V, stator/rotor current 8.1/13.5 A, $R_s = 1.6 \Omega$, $R_r = 7.0 \Omega$, $L_s = 172.6 \text{ mH}$, $L_r = 172.6 \text{ mH}$, $M = 165.8 \text{ mH}$.

Acknowledgment

The authors would like to thank Dr. Somboon Sangwongwanich; department of electrical engineering, Chulalongkorn University, for his valuable academic advice.

References

- [1] R. Cardenas, R. Pena, J. Proboste, G. Asher, and J. Clare, "MRAS observer for sensorless control of standalone doubly fed induction generators," *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 20, no. 4, pp. 710-717, Dec. 2005.
- [2] R. Cardenas, R. Pena, J. Proboste, G. Asher, and J. Clare, "Sensorless control of a doubly-fed induction generator using a rotor-current based MRAS observer," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 1, pp. 330-339, Jan. 2008.
- [3] R. Cardenas, R. Pena, J. Clare, G. Asher, and J. Proboste, "MRAS observers for sensorless control of doubly-fed induction generators," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 3, pp. 1075-1084, May 2008.
- [4] F. C. Dezza, G. Foglia, M. F. Iacchetti and R. Perini, "An MRAS observer for sensorless DFIM drives with direct estimation of the torque and flux rotor current components," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 5, pp. 2576-2584, May 2012.
- [5] S. Yang and V. Ajjarapu, "A speed-adaptive reduced-order observer for sensorless vector control of doubly fed induction generator-based variable-speed wind turbines," *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 25, no. 3, pp. 891-900, Sep. 2010.
- [6] D. G. Forchetti, G. O. Garcia and M. I. Valla, "Adaptive observer for sensorless control of stand-alone doubly fed induction generator," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 10, pp. 4174-4180, Oct. 2009.
- [7] G. D. Marques and D. M. Sousa, "Air-gap-power-vector-based sensorless method for DFIG control without flux estimator," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 10, pp. 4717-4726, Oct. 2011.
- [8] G. D. Marques and D. M. Sousa, "New sensorless rotor position estimator of a DFIG based on torque calculations—stability study," *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 27, no. 1, pp. 196-203, Mar. 2012.
- [9] G. Kron, *Equivalent Circuits of Electric Machinery*, New York, Dover Publications, 1967.

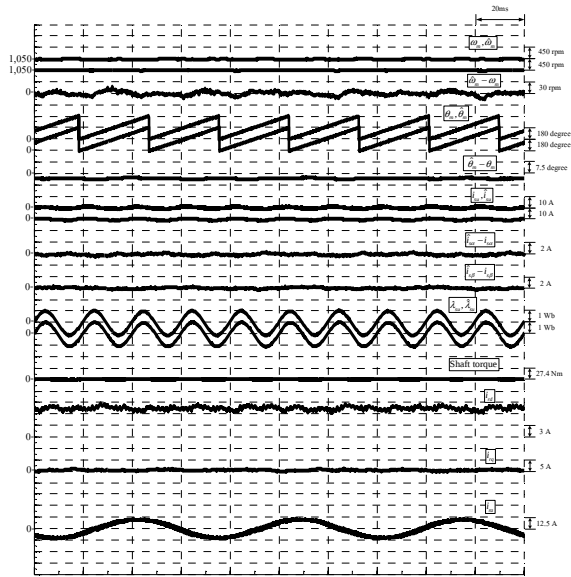


Fig. 6(a) Subsynchronous speed with no load.

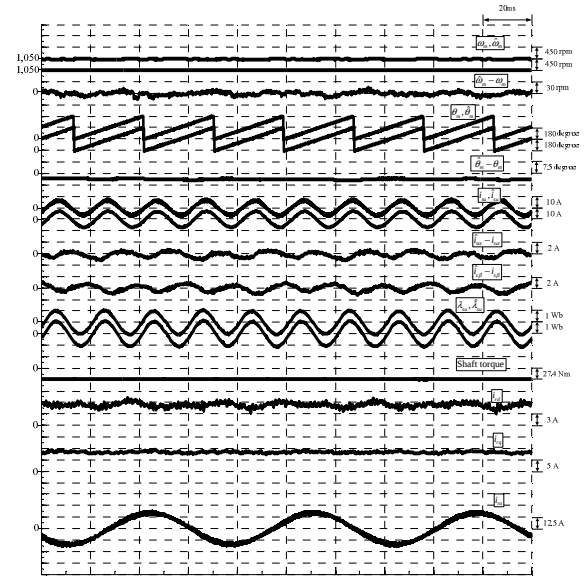


Fig. 6(b) Subsynchronous speed with full load in generating mode.

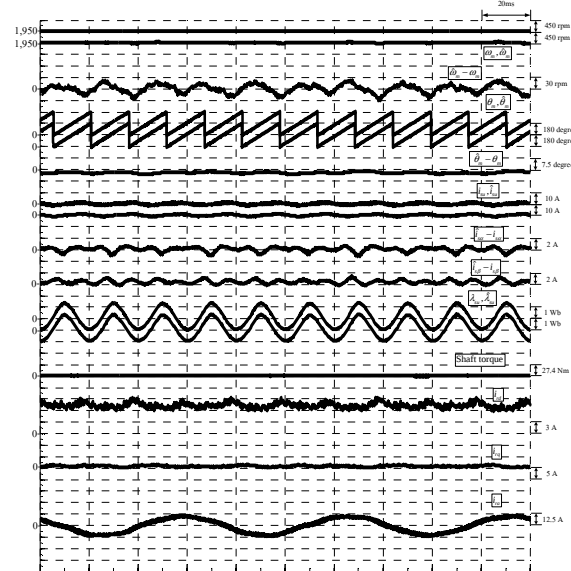


Fig. 6(c) Supersynchronous speed with no load.

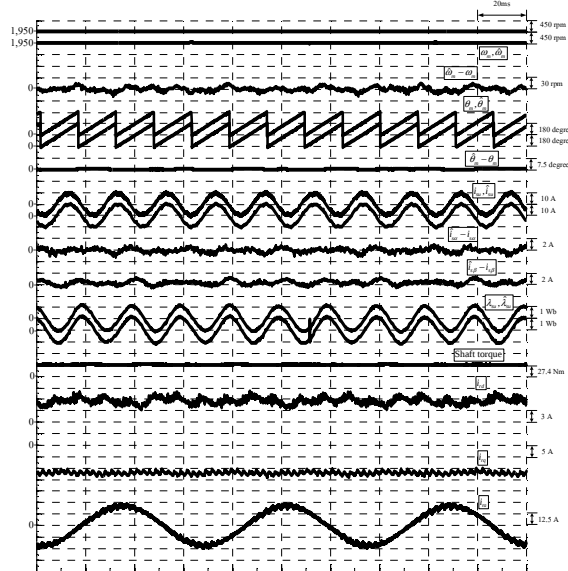


Fig. 6(d) Supersynchronous speed with full load in motoring mode.

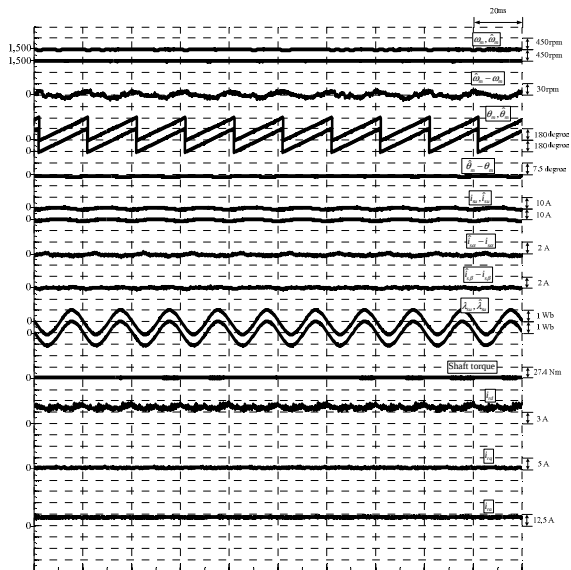


Fig. 6(e) Synchronous speed with no load.

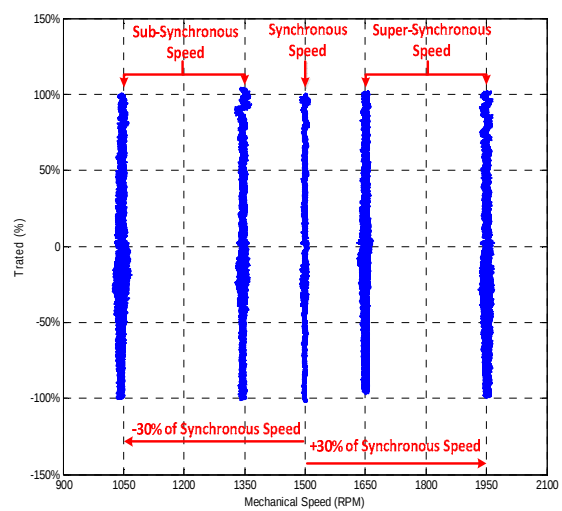


Fig. 6(f) Torque-speed characteristic.

Fig. 6 Experimental results showing steady-state response.

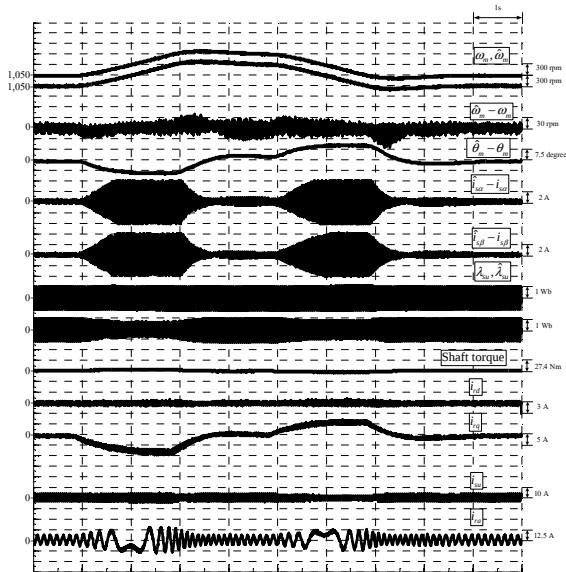


Fig. 7(a) Variable speed range 1,050 – 1,950 rpm with no load.

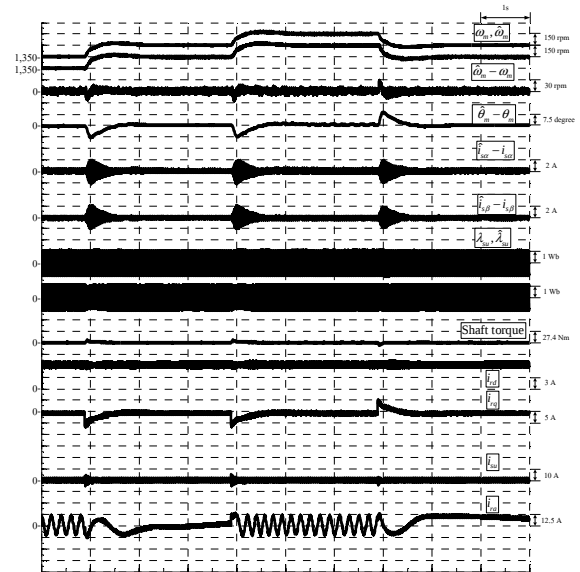


Fig. 7(b) Variable speed range 1,350-1,650 rpm with no load.

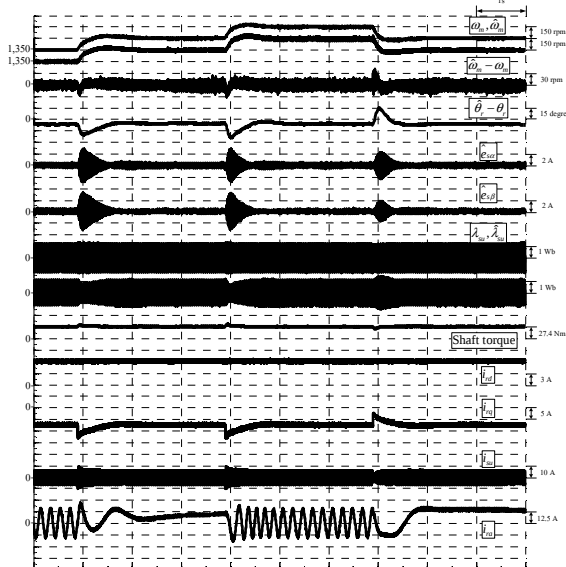


Fig. 7(c) Variable speed range 1,350-1,650 rpm with full load in motoring mode.

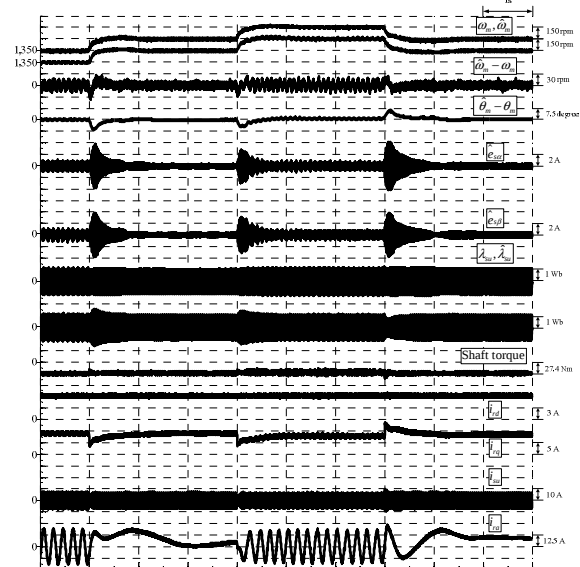


Fig. 7(d) Variable speed range 1,350-1,650 rpm with full load in generating mode.

Fig. 7 Experimental results showing variable speed response.

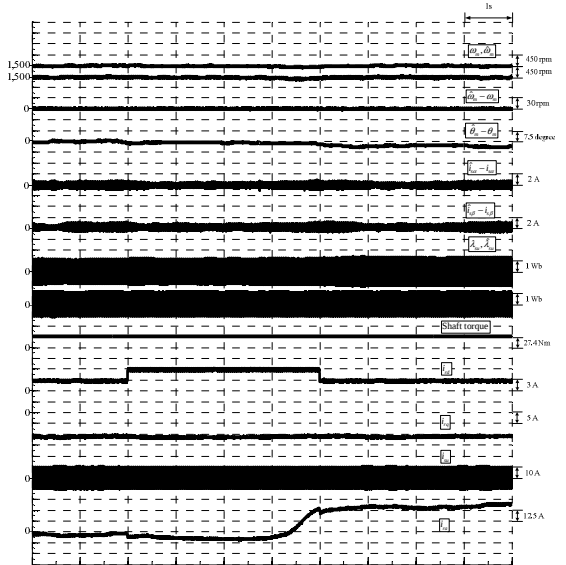


Fig. 8(a) Synchronous speed with full load in motoring mode.

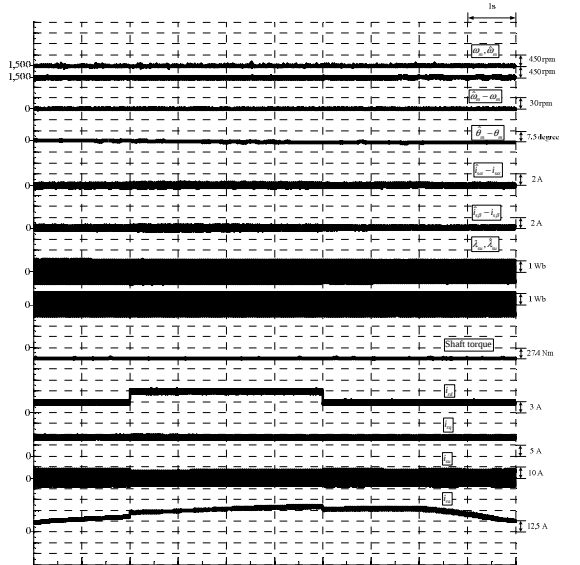


Fig. 8(b) Synchronous speed with full load in regenerating mode.

Fig. 8 Experimental results showing the step response of changing reactive current on rotor side.

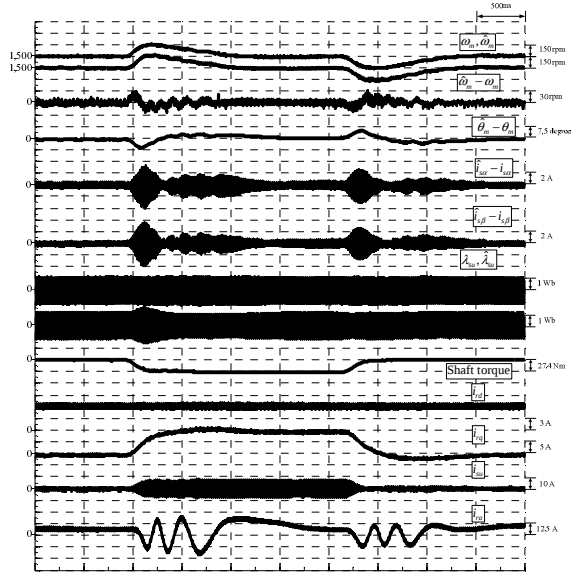


Fig. 9(a) Synchronous speed in generating mode.

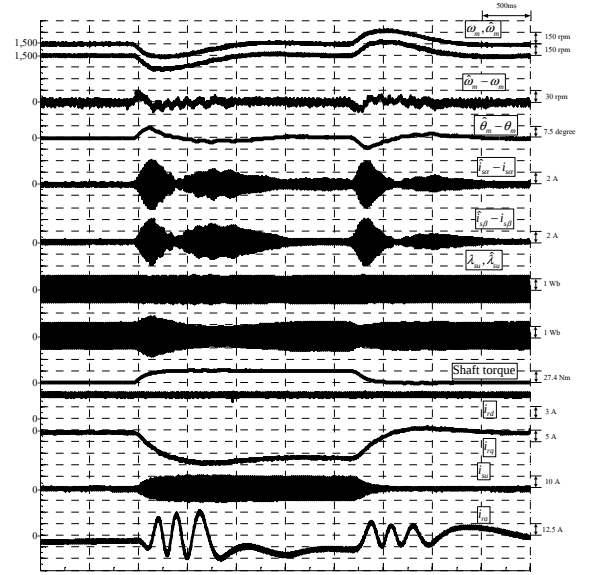


Fig. 9(b) Synchronous speed in motoring mode.

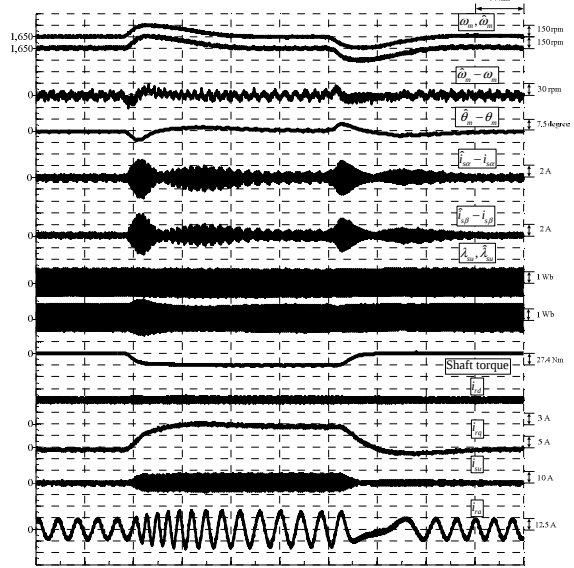


Fig. 9(c) Supersynchronous speed in generating mode.

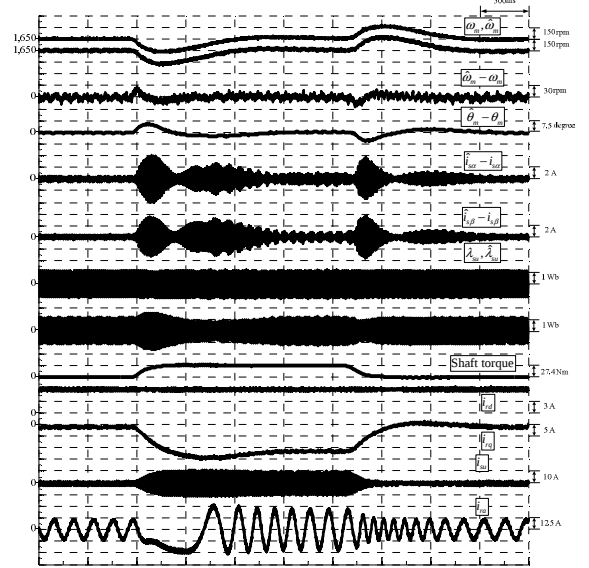


Fig. 9(d) Supersynchronous speed in motoring mode.

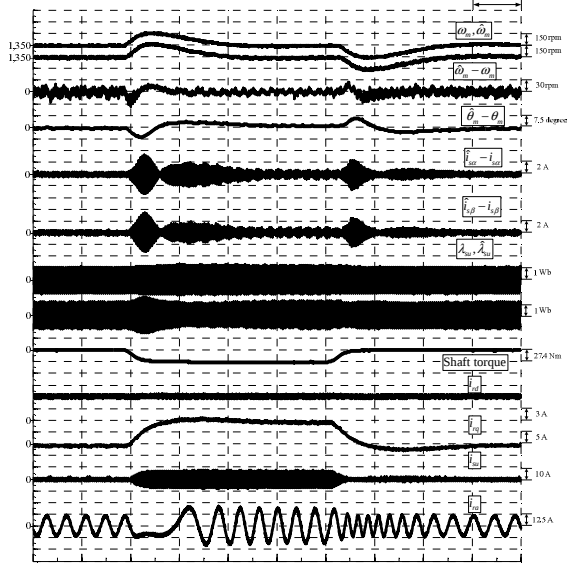


Fig. 9(e) Subsynchronous speed in generating mode.

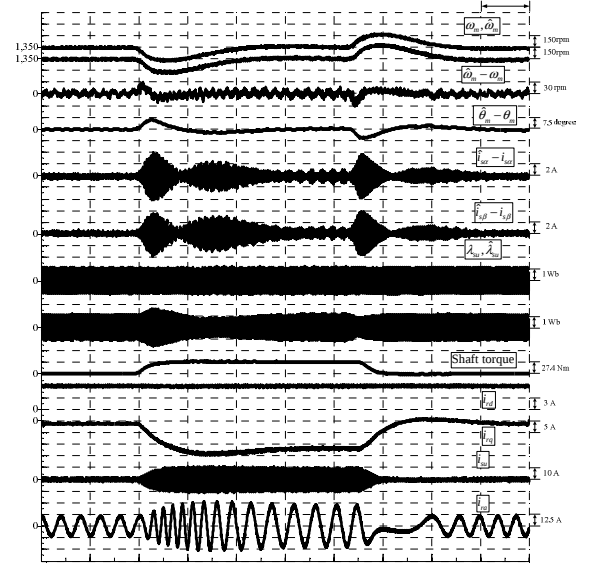


Fig. 9(f) Subsynchronous speed in motoring mode.

Fig. 9 Experimental results showing step-load response.