

การปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ เหนี่ยวนำโรเตอร์แบบลวดพัน โดยการควบคุมพลังงานสลิปกลับสู่ระบบ

ประเสริฐศักดิ์ พรหมณี

นักศึกษาปริญญาโท

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น

ดร.สัมฤทธิ์ นังสะสุตร

ผู้ช่วยศาสตราจารย์

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น

บทคัดย่อ

บทความนี้ กล่าวถึงการศึกษาและออกแบบวิธีการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำโรเตอร์แบบลวดพันด้วยการให้แรงดันทางด้านโรเตอร์ซึ่งเป็นการควบคุมกำลังสลิป และอาศัยการเชื่อมโยงทางดิซรีระหว่างด้านโรเตอร์กับเอซิปส์ ทำให้ได้พลังงานกลับคืนสู่ระบบเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของมอเตอร์ โดยอาศัยวงจรเซอร์เบียสแบบสถิต (static scherbius drive) ความเร็วรอบของมอเตอร์สามารถควบคุมได้ในช่วงสลิปประมาณ 0.1 ถึง 0.5 ตั้งแต่สภาวะไร้โหลดจนถึงค่าเต็มพิกัด กระแสของมอเตอร์สามารถควบคุมให้เหมาะสมกับโหลดและช่วยให้ผลตอบสนองทางพลวัตเร็วขึ้น ประสิทธิภาพของระบบที่พิกัดโหลดสูงกว่าการควบคุมความเร็วโดยวิธีการปรับความต้านทานประมาณ 20 เปอร์เซ็นต์

Adjustable Speed Drive Systems for a Wound-Rotor Induction Motor using Slip Energy Recovery

Prasertsak Prommanee

Graduated Student

Department of Electrical Engineering

Faculty of Engineering Khon Kaen University

Dr.Sumrit Hungsasutra

Assistant Professor

Department of Electrical Engineering

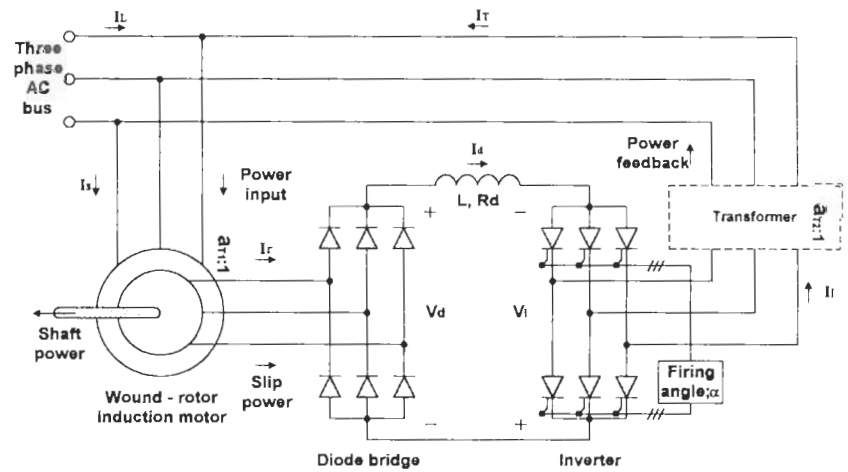
Faculty of Engineering Khon Kaen University

Abstract

This paper presents the study and design of speed control systems for a wound-rotor induction motor. The slip energy recovery is utilized to improve the efficiency of the motor as compared to a conventional rotor-resistance control technique. The Static Scherbius Drive circuit, complemented by a power factor correction technique is presented. The speed of the motor can be controlled in the range of 10-50 percent slip, taking the load torque from no-load to rated value. For fast dynamic response, the dc link current is controlled to the optimum setting. Experimental results show an increase in the efficiency of the proposed control technique as compared to that obtained from a conventional rotor-resistance control by 20 percents.

บทนำ

ในการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบโรเตอร์พันด้วยลวดโดยการปรับความต้านทานของโรเตอร์ (rotor resistance control) จะทำให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์ลดลงเนื่องจากเกิดการสูญเสียกำลังงานในวงจรโรเตอร์ เพื่อที่จะลดความสูญเสียดังกล่าวจึงได้ทำการศึกษาโดยการประยุกต์ใช้วงจรเซอร์เบียสแบบสลิตหรือ slip energy recovery; SER เข้ามาช่วยในการควบคุมการทำงานของมอเตอร์ดังกล่าว ดังรูปที่ 1 โดย a_{T1} คือ อัตราส่วนแรงดันทางด้านสเตเตอร์ต่อทางด้านโรเตอร์ของมอเตอร์และ a_{T2} คือ อัตราส่วนแรงดันทางด้านเอชบีสต่อทางด้านวงจรไทรสเตอร์ของหม้อแปลง



รูปที่ 1 วงจรเซอร์เบียสแบบสลิต

หลักการเบื้องต้น

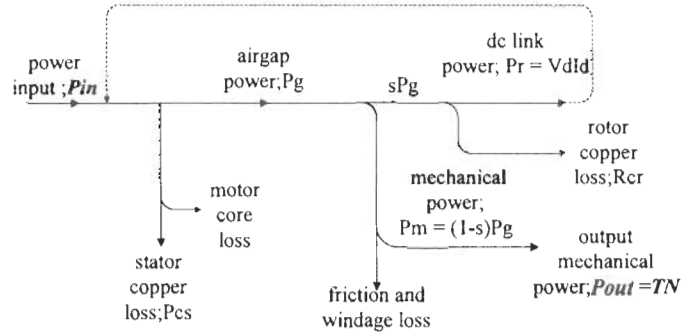
จากรูปที่ 1 เมื่อไม่คิดอิมพีแดนซ์ในมอเตอร์และตัวเหนี่ยวนำจะได้^[8]

$$V_d + V_i = 0 \quad (1)$$

$$s = -\frac{a_{T1}}{a_{T2}} \cos \alpha = -a_T \cos \alpha \quad (2)$$

เมื่อ s คือ ค่าสลิป และ $a_T = \frac{a_{T1}}{a_{T2}}$

จากสมการที่ (2) ค่าสลิปสามารถปรับได้จาก 0 ถึง a_r โดยการปรับมุม α จาก 90° ถึง 180° ดังนั้น การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์จึงสามารถดำเนินการได้โดยการปรับมุมจุดชนวนของวงจรไทรสเตอร์ในโหมดของอินเวอร์เตอร์ การควบคุมความเร็วโดยวิธีนี้เสมือนกับการป้อนแรงดันทางด้านโรเตอร์ (injection voltage; V_r) ถ้า P_r คือ กำลังที่ส่งกลับคืนไปยังเอชบีส แผนผังการไหลของกำลังงานสามารถแสดงได้ในรูปที่ 2



รูปที่ 2 แสดงการไหลของกำลังในระบบ SER

จากรูปที่ 2 ถ้าการสูญเสียที่เกิดในขดลวดมีค่าน้อยมาก ความสัมพันธ์ของกระแสเชื่อมโยงดีซี (I_d) และแรงบิดจะเป็นดังสมการที่ (3)

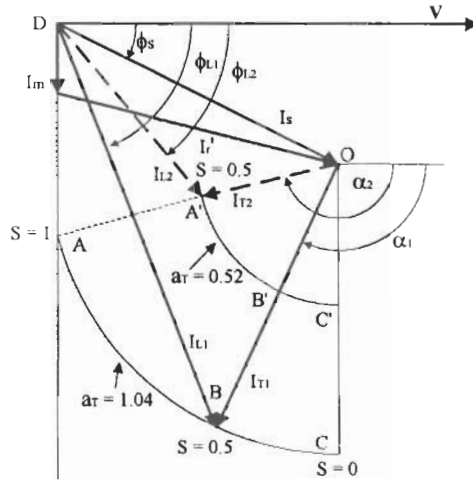
$$T = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \frac{V I_d}{a_{T1} \omega_{ms}} \quad (3)$$

จากสมการที่ (3) แสดงให้เห็นว่าแรงบิดของมอเตอร์สามารถควบคุมโดยการควบคุมกระแสเชื่อมโยงดีซี

การวิเคราะห์

ผลของหม้อแปลงต่อตัวประกอบกำลัง

รูปที่ 3 จะแสดงแผนภาพเฟสเซอร์ของปริมาณต่างๆ อ้างอิงกับแรงดันเฟสทางด้านสเตเตอร์[3] สำหรับกรณีที่ $a_r = 1.04$ และ $a_r = 0.52$ เมื่อ I_m หมายถึง กระแสทำแม่เหล็ก (magnetizing current) และ I_r หมายถึง กระแสที่ไหลในวงจรทางด้านโรเตอร์ที่พิจารณาทางด้านสเตเตอร์ โดย α อยู่ระหว่าง 90° ถึง 165°



รูปที่ 3 แผนภาพเฟสเซอร์อ้างอิงกับแรงดันเฟสทางด้านสเตเตอร์ของมอเตอร์ที่แรงบิดพิกัด

จากรูปที่ 3 ขณะที่สลิปมีค่าเท่ากับ 0.5 และ a_T เป็น 0.52 จะได้ I_{L2} และที่ a_T เท่ากับ 1.04 จะได้ I_{L1} จะเห็นว่ากรณีของ a_T เป็น 0.52 ค่าตัวประกอบกำลังจะมีค่าสูงกว่า a_T เท่ากับ 1.04 ดังนั้น อาจสรุปได้ว่า

1. เมื่อเลือกค่า " a_T " สำหรับการทำงานในช่วงหนึ่งแล้วตัวประกอบกำลังจะมีค่ามากที่สุดเมื่อมีมุมจุดฉนวนสูงที่สุดในขณะที่ทำงานที่ความเร็วต่ำสุด
2. ช่วงการปรับความเร็วของจุดทำงานแคบ จะได้ตัวประกอบกำลังที่ดีขึ้น

พิกัดของอุปกรณ์กำลัง

ค่าแรงดันพิกัดของไดโอดบริดจ์อินเวอร์เตอร์ และหม้อแปลงทางด้านไทรสเตอร์เป็น $s_{\max} \frac{V}{a_{T1}}$ ซึ่งทำให้พิกัดของอุปกรณ์กำลังมีขนาดเล็กเป็น $s_{\max}$ เท่าของพิกัดมอเตอร์ จากสมการที่(2) ค่าพิกัดของอุปกรณ์สามารถออกแบบได้โดยการเลือก a_T และช่วง α ที่เหมาะสม

วงจรเสมือนของระบบ SER

การหาวงจรเสมือนความถี่หลัก เพื่อให้เกิดความถูกต้องมากขึ้นต้องคิดผลที่เกิดจากกระแสรั่มอนิกด้วย จากกำลังงานที่ข้ามช่องอากาศ (P_g) สำหรับความถี่หลักหาได้จาก[8]

$$P_g = 3EI_r' \cos \Theta_r \quad (4)$$

เมื่อ Θ_r คือ มุมระหว่างเฟสเซอร์ $\bar{E}$ และ $\bar{I}_r'$

กำลังงานรวมที่เกิดขึ้นในวงจรทางด้านโรเตอร์ ซึ่งเป็นกำลังที่ข้ามช่องอากาศโดยรวมกำลังสูญเสียที่เกิดจากกระแสฮาร์มอนิก (P'_g) จะเป็นผลรวมของกำลังกลซึ่งเกิดจากความถี่หลัก (P_m) กำลังสูญเสียในขดลวดโดยรวมกำลังสูญเสียที่เกิดจากกระแสฮาร์มอนิก (P_{cr}) และกำลังในส่วนที่คืนกลับสู่บัสด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์โดยพิจารณาทางด้านดีซี (P_r) ดังนั้น จะได้

$$P'_g = P_m + P_{cr} + P_r \quad (5)$$

และ

$$P_g = P'_g \quad (6)$$

จากสมการที่ (4) และ (5) แทนใน (6) จะได้

$$EI'_r \cos \Theta_r = \left(R'_h + \frac{R'_f}{s} \right) I'^2_r + \left(\frac{V'_r}{s} \right) I'_r \quad (7)$$

$$R'_h = a_{T1}^2 R_h$$

$$R'_f = a_{T1}^2 R_f$$

$$V'_r = a_{T1} V_r = -a_T V \cos \alpha$$

เมื่อ

$$R_h = \left(\frac{\pi^2}{9} - 1 \right) (R_r + 0.5R_d)$$

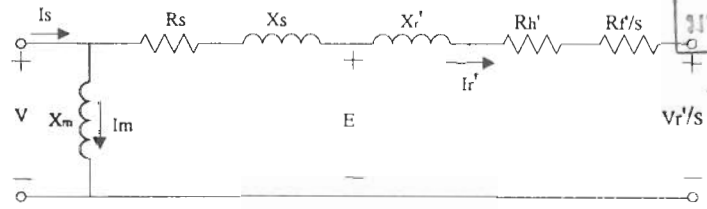
$$V_r = -\frac{V \cos \alpha}{a_{T2}}$$

$$R_f = (R_r + 0.5R_d)$$

R_d คือ ความต้านทานในตัวเหนี่ยวนำ

R_r คือ ความต้านทานของมอเตอร์ในส่วนวงจรทางด้านโรเตอร์

จากสมการที่ (7) สามารถเขียนวงจรเสมือนความถี่หลักต่อเฟสโดยพิจารณาทางด้านสเตเตอร์ของมอเตอร์ ได้ตามรูปที่ 4



รูปที่ 4 วงจรเสมือนทางเอซีของ SER

เมื่อ R_f'/s คือ ส่วนของกำลังกลและกำลังสูญเสียในขดลวดสำหรับความถี่หลัก, R_h' คือ ส่วนกำลังสูญเสียในขดลวดที่เกิดจากกระแสมอนิก V_r'/s คือ ส่วนที่จะเป็นกำลังป้อนกลับโดยมีเฟสตรงกับ I_r'

ความสัมพันธ์ของความเร็วกับแรงบิด

จากวงจรเสมือนในรูปที่ 4 สามารถเขียนสมการได้ตามความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$\left[RI_r' + V_{eq}\right]^2 + \left[XI_r'\right]^2 = V^2 \quad (8)$$

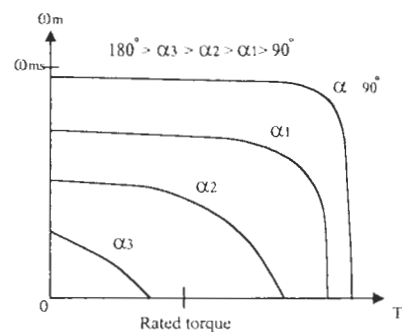
เมื่อ $R = R_s + R_h' + R_f'/s$, $V_{eq} = V_r'/s$ และ $X = X_s + X_r'$

จากสมการที่ (8) จะได้

$$I_r' = \frac{-V_{eq}R + \sqrt{V_{eq}^2R^2 + (R^2 + X^2)(V^2 - V_{eq}^2)}}{R^2 + X^2} \quad (9)$$

และ[8]

$$T = \frac{P_m}{(1-s)\omega_{ms}} = \frac{3}{s\omega_{ms}} \left[I_r'^2 R_f' + V_r' I_r' \right] \quad (10)$$



รูปที่ 5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วและแรงบิดโดยยกขั้วปรับมุมจุดชวน

ตัวประกอบกำลัง

ถ้าสัญญาณแรงดันและกระแสที่สวิตเตอร์ของมอเตอร์เป็นสัญญาณไซน์จะได้ว่า[7]

$$pf = \frac{I_L}{I_{L(rms)}} \times \cos \phi_L = \mu \times \cos \phi_L \quad (11)$$

เมื่อ

I_L คือ ความถี่หลักของกระแสเข้าระบบ

ϕ_L คือ มุมระหว่างเฟสเซอร์ $\bar{V}$ และ $\bar{I}_L$

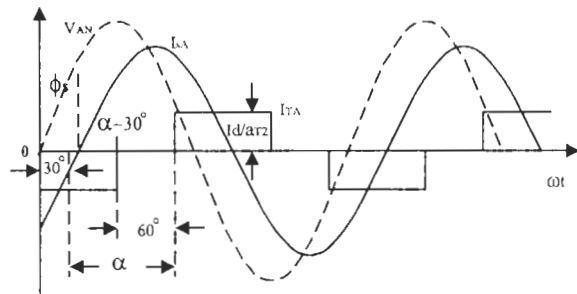
$I_{L(rms)}$ คือ ค่าอาร์เอ็มเอสรวมของกระแสเข้าระบบ (total rms. value)

μ คือ ตัวประกอบความผิดเพี้ยน (distortion factor)

ถ้ากระแสเชื่อมโยติซีมีความพลัว (ripple) น้อยมาก กระแสเอซีในส่วนของโรเตอร์และอินเวอร์เตอร์มีขนาดและลักษณะของสัญญาณเดียวกัน แต่ความถี่ต่างกันถ้าให้

$$V_{AN} = \sqrt{2}V \sin \omega t \quad (12)$$

กระแสของทางด้านอินเวอร์เตอร์จะเลื่อนเป็นมุม α ทำให้กระแสของหม้อแปลงทางด้านเอซี บัสถูกเลื่อนไปเป็นมุม α ด้วยแต่มีขนาดเป็น I_d / a_{T2} โดยที่ลักษณะสัญญาณของกระแสหม้อแปลงของเฟส A แสดงได้ตามรูปที่ 6



รูปที่ 6 แสดงกระแสสวิตเตอร์และกระแสที่ป้อนกลับสู่ระบบ

จากรูปที่ 6 ค่าอาร์เอ็มเอสของกระแสเข้าระบบความถี่หลักหาได้จาก

$$I_{L1} \angle -\phi_L = a_T I_r' \angle -\alpha + I_s \angle -\phi_s \quad (13)$$

และค่าอาร์เอ็มเอสรวมของกระแสเข้าระบบหาได้จาก

$$I_{L(rms)} = \sqrt{I_s^2 + \frac{\pi^2}{9} a_T^2 I_r'^2 + 2 a_T I_s I_r' \cos(\alpha - \phi_s)} \quad (14)$$

ดังนั้น จากสมการที่ (13) และ (14) จะสามารถหา pf ได้

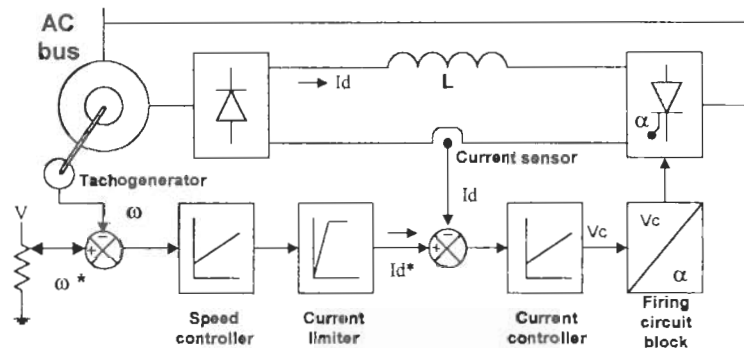
การออกแบบตัวเหนี่ยวนำในการเชื่อมโยงแบบดีซี

แรงดันทางด้านดีซีของวงจรไดโอดบริดจ์และอินเวอร์เตอร์ จะประกอบไปด้วยค่าเฉลี่ยรวมแรงดันฮาร์โมนิกส์ที่ 6, 12, 18,... ดังนั้น ในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำจะต้องพิจารณาถึงค่ากระแสตรงที่รวมอยู่นี้ ถ้าจำกัดค่ากระแสฮาร์โมนิกที่ 6 ไม่ให้เกิน k เปอร์เซนต์ ของกระแสเชื่อมโยงดีซีและกำหนดค่าของกระแสเชื่อมโยงดีซีพิกัด, $I_{dc(rated)}$ จะสามารถหาค่าตัวเหนี่ยวนำได้ดังนี้

$$L_f \geq \frac{0.5093 \times 10^{-6}}{k I_{dc(rated)}} V \left[\frac{s_{max}}{a_{T1}} + \frac{6}{a_{T2}} \right] \quad (15)$$

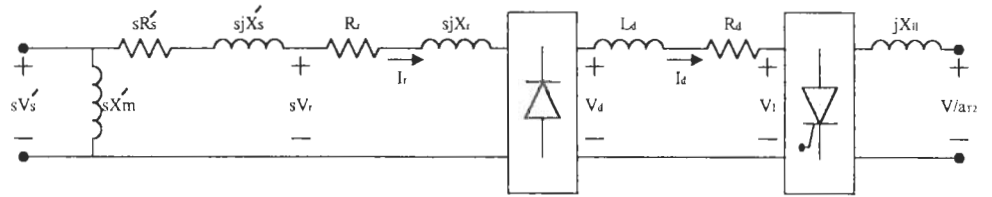
ระบบควบคุมของ SER

จากสมการที่ (3) ทำให้สามารถควบคุมแรงบิดให้มีค่าเท่ากับแรงบิดของโหลดได้ ดังนั้น การควบคุมความเร็วทำได้โดยเพิ่มวงรอบการควบคุมตามรูปที่ 7



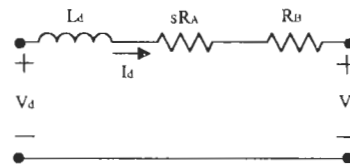
รูปที่ 7 แสดงการควบคุม SER

วงจรเซอร์เบีสแบบสถิตสามารถเขียนวงจรเสมือนแบบดีซีได้ตามรูปที่ 8[5]



รูปที่ 8 วงจรเสมือนพิจารณาทางด้านโรเตอร์

และสามารถเขียนวงจรเสมือนแบบดีซีอย่างง่าย (simplify DC equivalent circuit) ได้ตามรูปที่ 9



รูปที่ 9 วงจรเสมือนแบบดีซีอย่างง่าย

เมื่อ

$$R_A = 2R_s' + \frac{3}{\pi}(X_s' + X_r) \quad (16)$$

$$R_B = 2R_r + R_d + \frac{3}{\pi}X_{||}$$

และสมการโอนย้ายของระบบในส่วนของมอเตอร์-โหลดคือ

$$\frac{\omega}{T - T_L} = \frac{1/B}{(J/B)S + 1} \quad (17)$$

เมื่อ

J คือ โมเมนต์ความเฉื่อย

T คือ แรงบิดจากมอเตอร์

T_L คือ แรงบิดต้าน

B คือ สัมประสิทธิ์รวมของแรงเสียดทาน

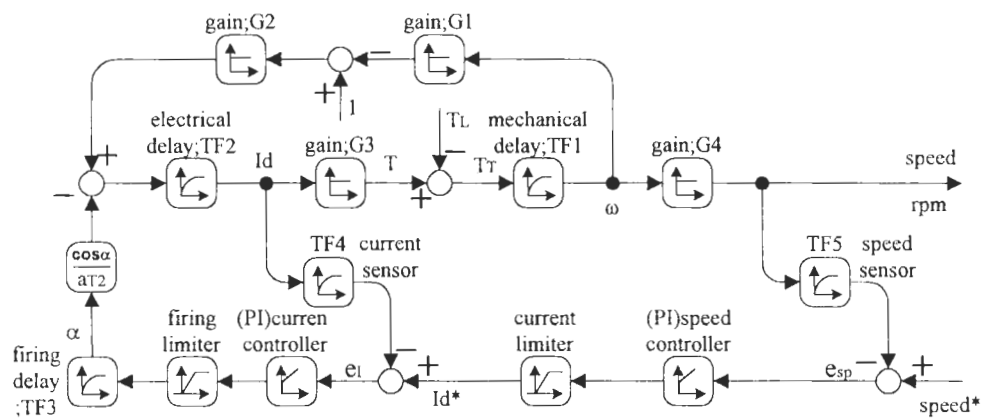
การทำงานโดยทั่วไปค่าสลิปจะมีค่าน้อยมากดังนั้นจากรูปที่ 9 จะได้

$$sR_A + R_B \approx R_B \quad (18)$$

จากรูปที่ 9 และสมการที่ (18) จะได้

$$\frac{I_d}{\left(\frac{1}{a_{T1}} - \frac{\omega}{\omega_{ms} a_{T1}}\right) - \frac{\cos \alpha}{a_{T2}}} = \frac{1}{R_B} \times \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V \left(\frac{1}{\frac{L}{R_B} S + 1} \right) \quad (19)$$

จากสมการที่ (3) (17) (19) และการรวมกับระบบควบคุมจะสามารถเขียนแผนภาพบล็อกได้ตามรูปที่ 10



รูปที่ 10 แสดงแผนภาพบล็อกของระบบ SER

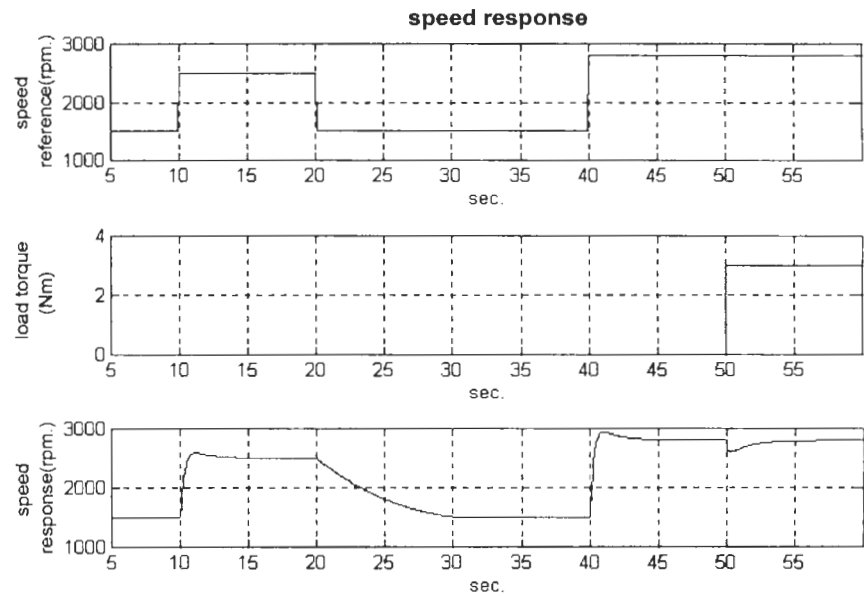
ถ้าให้ตัวควบคุมพีไอมีสมการดังนี้

$$G_p(s) = K_p \left(\frac{1 + s\tau_p}{s} \right) \quad (20)$$

จากการทดสอบหาค่าคงที่ของระบบแล้วนำมาหาค่าคงที่ที่เหมาะสมของตัวควบคุมโดยการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์ ได้ค่าคงที่ตัวควบคุมที่ 1 ของการควบคุมกระแสและความเร็วตามลำดับดังนี้

$$K_c = 2.5, \tau_c = 0.5 \text{ ms}, K_s = 10, \tau_s = 1 \text{ s}$$

โดยการจำลองระบบได้ผลตอบสนองตามรูปที่ 11

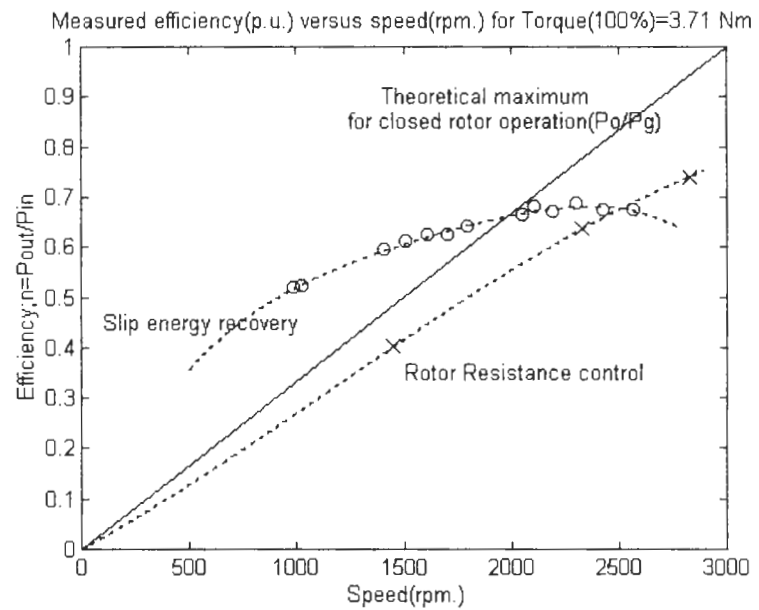


รูปที่ 11 ผลตอบสนองของความเร็วโดยการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์

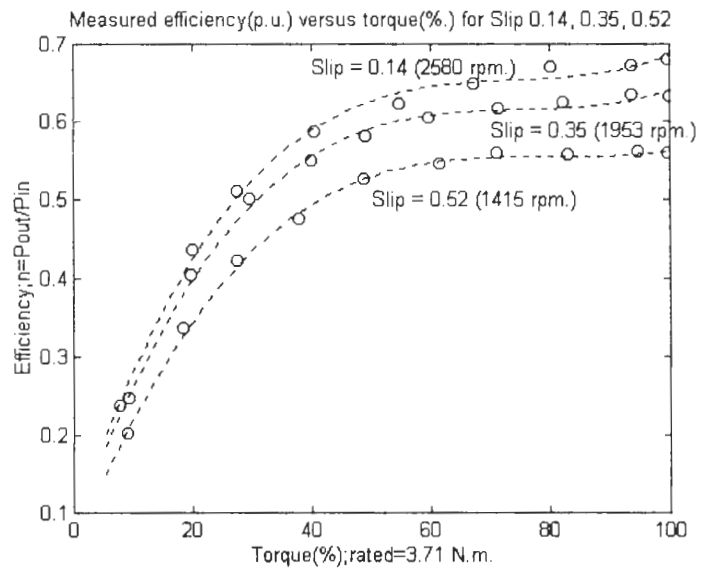
ผลการทดลอง

ในการทดลองระบบ SER โดยการใช้มอเตอร์ขนาด 1.1 kW 220/380 V 50 Hz ความเร็วพิกัด 2830 rpm. โดยการป้อนโหลดให้กับมอเตอร์ตั้งแต่สภาวะไร้โหลดถึงค่าพิกัดและรักษาความเร็วรอบของมอเตอร์ให้คงที่ด้วยระบบควบคุมโดยการปรับมุมเฟสของวงจรเรียงกระแสและเปรียบเทียบกับ การควบคุมความเร็วแบบปรับความต้านทาน โดยแบ่งการทดสอบออกเป็น 3 ส่วนดังนี้

1. ทดสอบหาประสิทธิภาพที่สภาวะต่างๆ

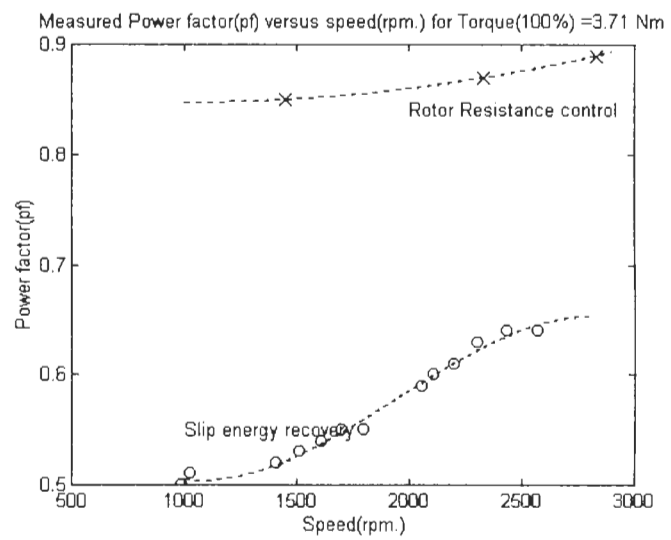


รูปที่ 12 ผลการวัดประสิทธิภาพกับความเร็วและเปรียบเทียบระหว่างการควบคุมแบบการคืนพลังงาน และการปรับความต้านทานสำหรับพิกัดโหลด

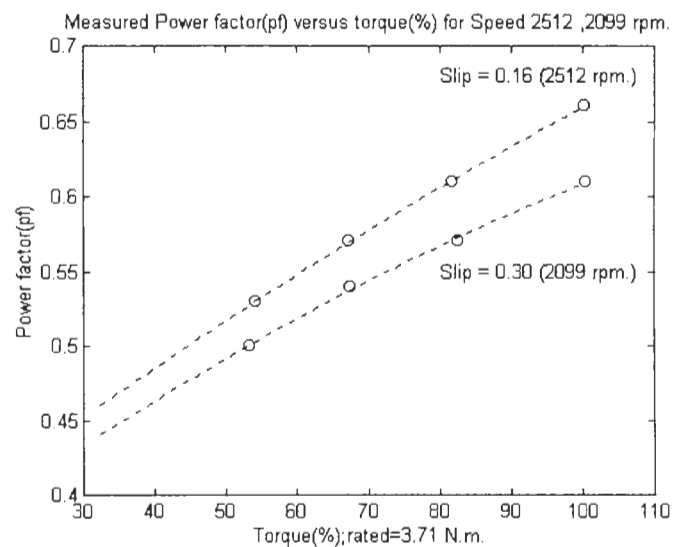


รูปที่ 13 ผลการวัดประสิทธิภาพเทียบกับแรงบิดที่ความเร็วต่างๆ

2. ทดสอบหาตัวประกอบกำลังที่สภาวะต่างๆ

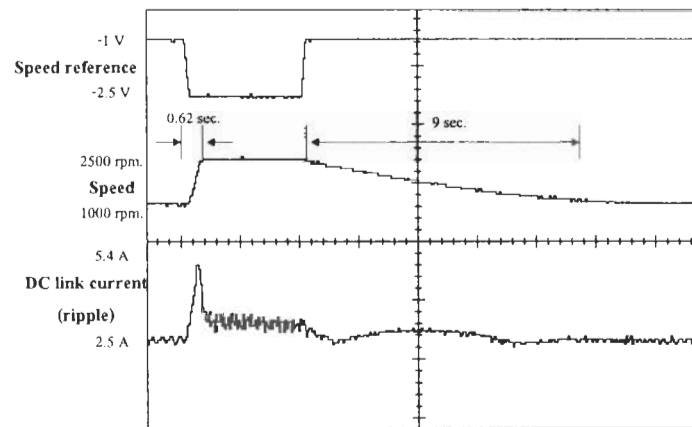


รูปที่ 14 ผลการวัดตัวประกอบกำลังกับความเร็วและเปรียบเทียบระหว่างการควบคุมแบบการคืนพลังงาน และการปรับความต้านทานสำหรับพิกัดโหลด

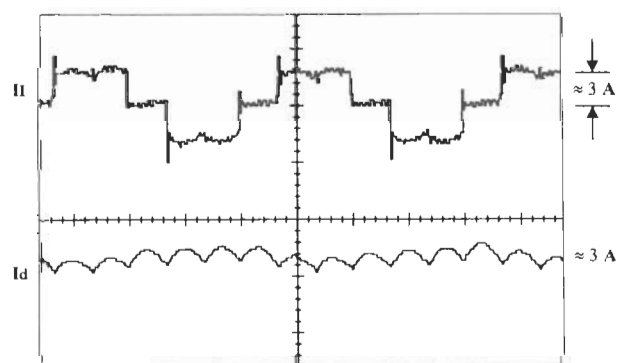


รูปที่ 15 ผลการวัดตัวประกอบกำลังเทียบกับแรงบิดที่ความเร็วต่างๆ

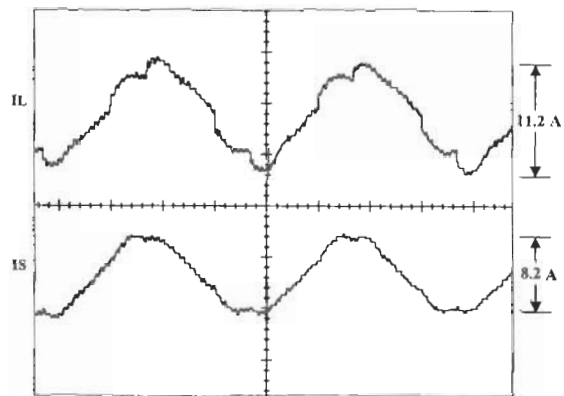
3. ทดสอบหาผลตอบสนองทางเวลาของพารามิเตอร์ต่างๆ ภายใต้ระบบควบคุม



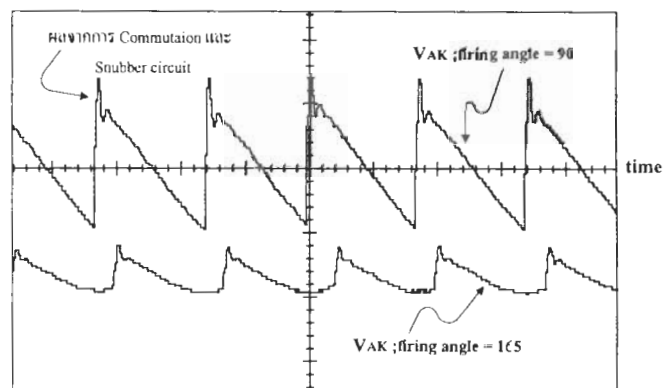
รูปที่ 16 ผลตอบสนองของความเร็วและกระแส(DC link current ripple) ที่สภาวะพิกัดโหลด



รูปที่ 17 สัญญาณของกระแสเชื่อมโยงดีซีและกระแสดำรงตำแหน่งของวงจรไควสเดอร์ที่สภาวะพิกัดโหลด



รูปที่ 18 สัญญาณของกระแสที่เข้าระบบและกระแสที่สเตเตอร์ที่สภาวะพิกัดโหลด



รูปที่ 19 สัญญาณแรงดันของอินเวอร์เตอร์ทางด้านดีซี

สรุปและข้อเสนอแนะ

จากการจำลองระบบด้วยคอมพิวเตอร์ ทำให้สามารถหาค่าตัวควบคุมที่เหมาะสมกับระบบจริง โดยจากผลการวิเคราะห์และทดลอง จะเห็นว่าการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ด้วยการคืนพลังงานนี้ ทำให้ได้ประสิทธิภาพสูงขึ้นกว่าการควบคุมความเร็วด้วยการปรับความต้านทาน และจากผลของการปรับปรุงตัวแปรกำลังและลดขนาดของอุปกรณ์กำลังโดยใช้หม้อแปลงนั้นทำให้สามารถควบคุมความเร็วตั้งแต่สภาวะไร้โหลดจนกระทั่งพิกัดโหลดได้ในช่วงประมาณสลิป 0.1 ถึง 0.5 โดยความเร็วในสภาวะพิกัดโหลดจะต่ำกว่าความเร็วพิกัดของมอเตอร์เล็กน้อยเนื่องจากผลของความต้านทานที่มีอยู่ในตัวเหนี่ยวนำและอุปกรณ์กำลังในส่วนของการเชื่อมโยงทางดีซีและจากผลการทดสอบค่าตัวประกอบ

กำลังของระบบ SER มีค่าต่ำกว่าการควบคุมโดยการปรับความต้านทาน แต่ค่าตัวประกอบกำลังจะสูงขึ้นเมื่อทำงานที่พิกัดโหลดและค่าสลิปเข้าใกล้ศูนย์

ถ้านำระบบนี้ไปใช้ควบคุมมอเตอร์ขนาดใหญ่สามารถกระทำได้โดยเปลี่ยนขนาดของอุปกรณ์กำลังเท่านั้นซึ่งจะช่วยประหยัดพลังงานอย่างมากเพราะนอกจากจะมีประสิทธิภาพในการทำงานสูงแล้วระบบควบคุมยังเป็นอินเวอร์เตอร์แบบสถิตซึ่งไม่มีส่วนใดเคลื่อนที่พลังงานสูญเสียจึงน้อยกว่าแบบระบบที่มีการเคลื่อนที่ เช่นการส่งคืนพลังงานกลับเข้าสู่ระบบทางกลด้วยมอเตอร์แบบซิงโครนัส และเพื่อเป็นการพัฒนาระบบให้ดีขึ้นควรมีการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังโดยวงจรชดเชยวาร์แบบสถิต (static VAR compensation circuit) ตลอดจนการปรับปรุงค่ากระแสฮาร์มอนิกในระบบ(line current)

บรรณานุกรม

1. LAVI, A. and POLGE, R.J. "**Induction motor Speed Control with Static Inverter in the Rotor.**" IEEE Trans.on Power Apparatus and systems. (January 1966): 274-282.
2. Shepherd, W. and Stanway, J. "**Slip power recovery in an induction motor by the use of a thyristor inverter.**" IEEE Trans. on Ind. Gen. Appl.(January-February 1966) : 74-82.
3. Smith, G.A. "**Static Scherbius system of induction-motor speed control.**" Proc. IEEE. (June 1977) : 557-560.
4. Murphy, J.M.D. Thyristor Control of AC Motors. Pergamon Press, 1973.
5. Bose, B.K., Power Electronics and AC Drives. Prentice Hall, 1986.
6. Williams, B.W. Power Electronics Devices, Drivers and Applications. Macmillan education LTD, 1987.
7. Shepherd, W. and Hulley, L.N. Power electronics and motor control. 1987.
8. Dubey, Gopal K. Power Semiconductor Controlled Drives. Prentice Hall, 1989.
9. Shahian, Bahram and Hassul, Michael Control System Design Using Matlab. 1993.

10. Vithayathil, Joseph Power electronics Principles and Applecations. McGraw-Hill, Inc., 1995.
11. Nise, Norman S. Control Systems Engineering", 2nd edition. 1995.
12. Lowdon, Eric Practical Transformer Design Hanbook", 2nd edition. TAB BOOK Inc. 1989.