

การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าสามเฟสด้วยคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบหลังชนกัน โดยใช้การควบคุมบนแกนสนามแม่เหล็กและการควบคุมบนแกนแรงดันไฟฟ้า Three-Phase Induction Motor Drives with Back-to-Back Converter Using Field-Oriented Control and Voltage-Oriented Control

นาวี รุจิตามพ์* เวคิน ปิยรัตน์

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ องครักษ์

63 หมู่ 7 ถ.รังสิต-นครนายก อ.องครักษ์ จ.นครนายก 26120

Navee Rujidam* Wekin Piyarat

Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Srinakharinwirot University,

63 Moo 7 Rangsit – Nakhon Nayok Rd., Ongkharak, Nakhonnayok, 26120

*Corresponding author Email: navee@swu.ac.th

(Received: October 19, 2018; Accepted: November 8, 2018)

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าสามเฟสด้วยคอนเวอร์เตอร์กำลังแบบหลังชนกัน ด้วยการแบ่งคอนเวอร์เตอร์เป็นสองด้าน โดยใช้คอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สามเฟสเชื่อมต่อด้านกริด ที่อาศัยการควบคุมบนแกนแรงดันไฟฟ้า (Voltage-Oriented Control) และใช้คอนเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันสามเฟสสามกึ่งควบคุมด้านมอเตอร์ ด้วยหลักการควบคุมบนแกนสนามแม่เหล็กโรเตอร์ด้วย (Rotor Field-Oriented Control) ในบทความนี้ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าสามเฟสถูกจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB/Simulink ผลการจำลองพบว่า มอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าสามเฟสมีประสิทธิภาพที่ดี และผลตอบสนองที่เร็ว ขณะเดียวกันคอนเวอร์เตอร์ด้านกริดสามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าได้สองทิศทาง สามารถรักษาระดับแรงดันเชื่อมโยงไฟตรงให้คงที่ที่ 700 โวลต์ และมีค่าตัวประกอบกำลังด้านกริดเท่ากับ 0.992 และค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนของกระแสไฟฟ้านด้านกริดเท่ากับ 2.33 เปอร์เซ็นต์

คำสำคัญ: คอนเวอร์เตอร์กำลังแบบหลังชนกัน คอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สามเฟส คอนเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันสามเฟสสามกึ่ง การควบคุมบนแกนแรงดันไฟฟ้า การควบคุมบนแกนสนามแม่เหล็กโรเตอร์

ABSTRACT

This paper presents the three-phase induction motor drives with back-to-back converter which is divided into two sides. Three-phase full-bridge converter using voltage-oriented control is connected with grid-side, and three-phase three-leg voltage source converter control by means of rotor field-oriented control in motor-side. Three-phase induction motor drive system in the paper is simulated with the help of MATLAB/Simulink. The simulation results revealed that three-phase induction motor had satisfactory performance and fast response. Meanwhile, grid-side converter was

capable of bi-directional power flow, kept dc-link voltage constant at 700 Volt, and had power factor of grid and total harmonic distortion of grid current, which was 0.922 and 2.33 percentage.

Keyword: Back-to-back converter, three-phase full-bridge converter, three-phase three-leg voltage source converter, voltage-oriented control, rotor field-oriented control.

1. บทนำ

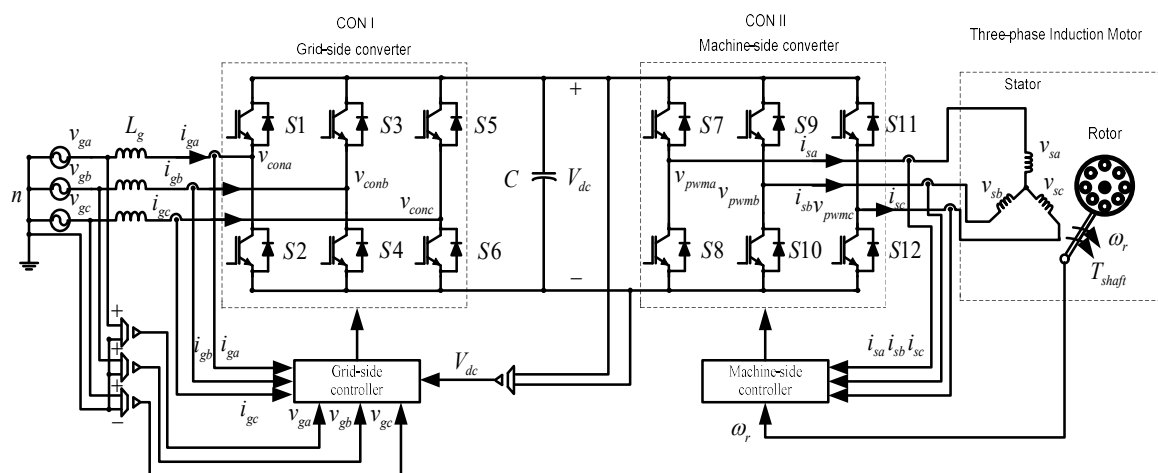
ปัจจุบันมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าชนิดสามเฟสเป็นที่นิยมใช้งานอย่างแพร่หลายในโรงงานอุตสาหกรรม และอุตสาหกรรมยานยนต์ โดยการควบคุมมอเตอร์นั้น นอกเหนือจากเทคนิคหรือวิธีการควบคุมแล้วนั้น สิ่งสำคัญคือคอนเวอร์เตอร์ สำหรับคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สามเฟสชนิดเชื่อมต่อกับกริดที่อาศัยวิธีการควบคุมแบบฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis control) พบว่าเป็นวิธีการที่ง่ายและไม่ซับซ้อน แต่ได้ความถี่สวิตช์ที่ไม่คงที่และมีความถี่การสวิตช์ที่ต่ำ [1] จึงได้มีการพัฒนาการควบคุมบนแกนแรงดันไฟฟ้า (Voltage-oriented control) โดยใช้ตัวควบคุมพีไอ (PI Controller) แทนการควบคุมแบบฮิสเตอร์รีซิส การควบคุมประเภทนี้มีลักษณะที่ซับซ้อน แต่ได้ความถี่สวิตช์ที่คงที่ มีความถี่สวิตช์ที่สูงกว่าวิธีการควบคุมแบบฮิสเตอร์รีซิส [2]-[5] ในส่วนของคอนเวอร์เตอร์สามเฟสสามกึ่งที่ทำหน้าที่ควบคุมมอเตอร์ มีการควบคุมหลายวิธีการ เช่น การควบคุมแบบสเกลาร์ ซึ่งเป็นวิธีการควบคุมที่ง่าย แต่ได้แรงบิดแม่เหล็กที่ไม่ถูกต้องเนื่องจากไม่ได้มีการควบคุมวงรอบปิดเส้นแรงแม่เหล็ก [6] จึงเกิดการควบคุมกระแสไฟฟ้าที่สเตเตอร์ทั้งสองแกนเพื่อให้แรงบิดแม่เหล็กไม่เกิดความผิดพลาดรวมถึงสามารถรักษาระดับเส้นแรงแม่เหล็กที่โรเตอร์ให้คงที่โดยใช้การควบคุมบนแกนสนามแม่เหล็กโรเตอร์ (Rotor field-oriented control) ด้วยวิธีการสวิตช์แบบการควบคุมฮิสเตอร์รีซิสของกระแสไฟฟ้าที่สเตเตอร์ และวิธีนี้มีการควบคุมที่มีความซับซ้อนน้อยกว่าการควบคุมด้วยการสวิตช์แบบแรงดัน มีผลตอบสนองที่ไวและถูกต้อง แต่มีข้อเสีย คือ ความถี่สวิตช์ที่ไม่คงที่และมีความถี่การสวิตช์ที่ต่ำ [7],[8] จึงจำเป็นต้องใช้การควบคุมพีไอ ด้วยการเปลี่ยน

ค่าจากกระแสไฟฟ้าสเตเตอร์เป็นแรงดันไฟฟ้าที่สเตเตอร์เพื่อใช้สำหรับสวิตช์แทนการควบคุมแบบฮิสเตอร์รีซิสสำหรับการควบคุมบนแกนสนามแม่เหล็กโรเตอร์ วิธีการดังกล่าวนี้พบว่ามีโครงสร้างที่ซับซ้อนยุ่งยาก แต่ได้ความถี่สวิตช์ที่คงที่และมีความถี่สวิตช์ที่สูงกว่า [9]-[11] จึงเป็นที่มาของการนำเสนองานวิจัยนี้ โดยบทความวิจัยนี้ได้เลือกใช้วิธีการควบคุมแบบการควบคุมบนแกนแรงดันไฟฟ้า และการควบคุมบนแกนสนามแม่เหล็กโรเตอร์ ด้วยวิธีการสวิตช์แบบแรงดันโดยใช้การควบคุมพีไอ ซึ่งบทความนี้มีการพัฒนาให้ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์สามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าได้สองทิศทาง ปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังที่ฝั่งกริด และพัฒนาผลตอบสนองของมอเตอร์ให้ถูกต้องและตอบสนองได้เร็ว

2. ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าสามเฟส

ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าสามเฟสประกอบด้วยคอนเวอร์เตอร์สองตัว คอนเวอร์เตอร์ตัวแรกที่อยู่ด้านกริดคือคอนเวอร์เตอร์ชนิดเชื่อมต่อกับกริดสามเฟส ทำหน้าที่ส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสองทิศทาง ปรับปรุงคุณภาพไฟฟ้า และรักษาระดับแรงดันเชื่อมโยงไฟตรงให้คงที่ 700 โวลต์ ซึ่งใช้วิธีการควบคุมบนแกนแรงดันไฟฟ้า ส่วนคอนเวอร์เตอร์ตัวที่สองคืออินเวอร์เตอร์สามเฟสสามกึ่ง ทำหน้าที่จ่ายแรงดันไฟฟ้าป้อนให้มอเตอร์ โดยใช้หลักการควบคุมบนแกนสนามแม่เหล็กโรเตอร์ โดยระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าสามเฟสแสดงในรูปที่ 1

ปีที่ 13 ฉบับที่ 3 เดือน กันยายน – ธันวาคม พ.ศ. 2561

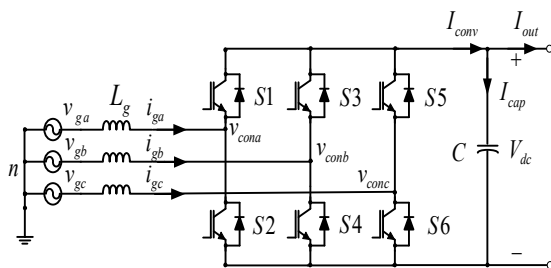


รูปที่ 1 ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าสามเฟสที่นำเสนอ

3. คอนเวอร์เตอร์ชนิดเชื่อมต่อกิตสามเฟส

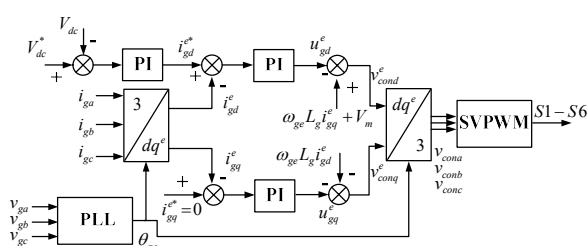
คอนเวอร์เตอร์ชนิดนี้มีลักษณะของวงจรกำลัง และ
อัลกอร์ทึมการควบคุม ดังรูปที่ 2 และ 3 ตามลำดับ โดย
ใช้หลักการควบคุมบนแกนแรงดันไฟฟ้า [2]-[4]

การควบคุมบนแกนแรงดันไฟฟ้า สามารถเขียนสมการแรงดันไฟฟ้ากริดที่กรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง [2] ได้ในสมการที่ (1)



รูปที่ 2 วงจรกำลังของคอนเวอร์เตอร์ชนิดเชื่อมต่อน

กริดสามเฟส



รูปที่ 3 อัลกอริทึมการควบคุมของคอนเวอร์เตอร์ชนิด
เชื่อมต่อกิตสามเฟส

$$\vec{v}_g = \vec{i}_g R_g + L_g \frac{d\vec{i}_g}{dt} + \vec{v}_{con} \quad (1)$$

แปลงสมการที่ (1) ไปยังกรอบอ้างอิงหมุนทำให้ได้
สมการที่ (2)

$$\bar{v}_g e^{-j\theta_{ge}} = \bar{i}_g e^{-j\theta_{ge}} R_g + L_g e^{-j\theta_{ge}} \frac{d\bar{i}_g}{dt} + \bar{v}_{con} e^{-j\theta_{ge}} \quad (2)$$

หาค่า $e^{-j\theta_{ge}} \frac{d\bar{i}_g}{dt}$ เพื่อนำไปแทนในสมการที่ (2) ได้

ดังนั้น

$$e^{-j\theta_{ge}} \frac{d\bar{i}_g}{dt} = \frac{d(\bar{i}_g e^{-j\theta_{ge}})}{dt} + j\omega_{ge} \bar{i}_g e^{-j\theta_{ge}} \quad (3)$$

นำสมการที่ (3) แทนลงในสมการที่ (2)

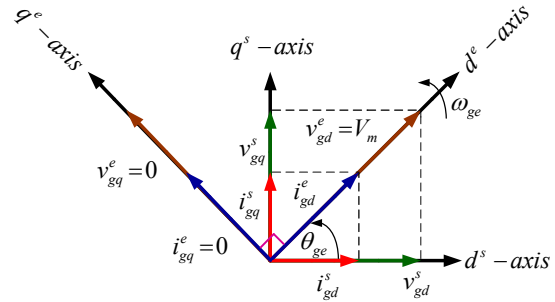
$$\begin{aligned} \bar{v}_g e^{-j\theta_{ge}} &= \bar{i}_g e^{-j\theta_{ge}} R_g + L_g \frac{d(\bar{i}_g e^{-j\theta_{ge}})}{dt} \\ &+ j\omega_{ge} L_g \bar{i}_g e^{-j\theta_{ge}} + \bar{v}_{con} e^{-j\theta_{ge}} \end{aligned} \quad (4)$$

จากสมการที่ (4) แปลงค่าให้อยู่ใน s-domain ได้ดังนี้ เมื่อกำหนดให้ v_{gq}^e มีค่าเท่ากับ 0 และ v_{gd}^e มีค่าเท่ากับ V_m ตามลำดับได้สมการแรงดันไฟฟ้าที่คอนเวอร์เตอร์ [2] ดังสมการที่ (5)

$$\begin{bmatrix} v_{cond}^e \\ v_{conq}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_m \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} L_g s + R_g & \omega_{ge} L_g \\ -\omega_{ge} L_g & L_g s + R_g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{gd}^e \\ i_{gq}^e \end{bmatrix} \quad (5)$$

โดยที่ $\bar{v}_g$, $\bar{i}_g$ และ $\bar{v}_{con}$ คือ แรงดันไฟฟ้ากริดที่กรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง กระแสไฟฟ้ากริดที่กรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง และแรงดันไฟฟ้าคอนเวอร์เตอร์ที่กรอบอ้างอิงหยุดนิ่ง ตามลำดับ $e^{-j\theta_{ge}}$ คือ การแปลงค่าจากกรอบอ้างอิงหยุดนิ่งไปยังกรอบอ้างอิงหมุน v_{cond}^e, v_{conq}^e คือ แรงดันไฟฟ้าคอนเวอร์เตอร์แกนตีควที่กรอบอ้างอิงหมุน i_{gd}^e, i_{gq}^e คือ กระแสไฟฟ้ากริดแกนตีควที่กรอบอ้างอิงหมุน v_{gd}^e, v_{gq}^e คือ แรงดันไฟฟ้ากริดแกนตีควที่กรอบอ้างอิงหมุน V_m คือ ขนาดค่ายอดของแรงดันไฟฟ้ากริด L_g คือ ค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกกริด R_g คือ ค่าความต้านทานแฝงของตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกกริด ω_{ge} คือ ความเร็วเชิงมุมทางไฟฟ้าของกริด s คือ ตัวดำเนินการอนุพันธ์ใน s-domain

จากการวิเคราะห์สมการที่ (1) - (5) สามารถเขียนเป็นแผนภาพเวกเตอร์ [5] ได้ดังรูปที่ 4



รูปที่ 4 แผนภาพเวกเตอร์ของการควบคุมบนแกนแรงดันไฟฟ้ากริด

จากความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้าขาเข้า และกำลังไฟฟ้าขาออกของคอนเวอร์เตอร์ชนิดเชื่อมต่อกกริดสามเฟส [2] สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (6)

$$\frac{3}{2} v_{gd}^e i_{gd}^e = \frac{V_{dc}^2}{R_{Load}} + C V_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} \quad (6)$$

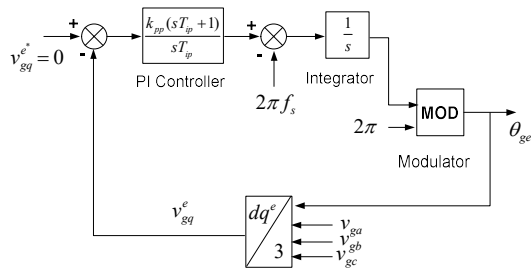
จากสมการที่ (6) แปลงค่าให้อยู่ใน s-domain จัดรูปสมการให้อยู่ในรูปของ $\frac{V_{dc}(s)}{i_{gd}^e(s)}$ ได้ดังสมการที่ (7) เมื่อ v_{gd}^e มีค่าเท่ากับ V_m

$$\frac{V_{dc}(s)}{i_{gd}^e(s)} = \frac{3}{2} \frac{V_m}{V_{dc} C s} \quad (7)$$

โดยที่ C คือ ค่าความจุของตัวเก็บประจุ R_{Load} คือ ค่าความต้านทานของโหลดที่ต่อตรงด้านออกของคอนเวอร์เตอร์ชนิดเชื่อมต่อกกริด

สำหรับการเขียนอัลกอริทึมของเฟสล็อกกลู [2], [13] สำหรับเชื่อมต่อกกริดสามารถเขียนได้ดังรูปที่ 5

ปีที่ 13 ฉบับที่ 3 เดือน กันยายน – ธันวาคม พ.ศ. 2561



รูปที่ 5 แผนภาพการทำงานของบล็อกเฟสล็อกกลุ่

3.1. การออกแบบระบบควบคุมของเฟสล็อกกลุ่

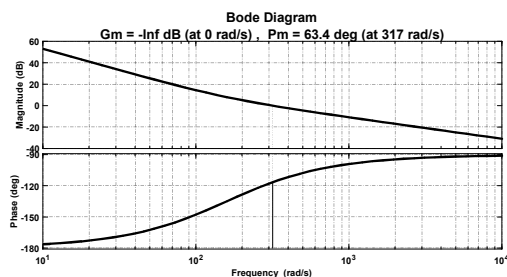
จากแผนภาพการทำงานในรูปที่ 5 สามารถออกแบบระบบควบคุมของเฟสล็อกกลุ่เพื่อหาค่าพีไอได้ดังสมการที่ (8) – (10)

$$T_{ip} = \frac{\tan(\phi_{PM})}{\omega_p} \quad (8)$$

$$k_{pp} = \frac{\omega_p^2 T_{ip}}{\sqrt{(\omega_p T_{ip})^2 + 1}} \quad (9)$$

$$k_{ip} = \frac{k_{pp}}{T_{ip}} \quad (10)$$

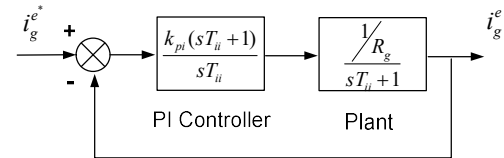
โดยที่ ζ คือ อัตราการหน่วง มีค่าเท่ากับ 0.667 ϕ_{PM} คือ มุมเฟสมาร์จิน มีค่าเท่ากับ 63.34° ω_p คือ แบนวิดท์ของเฟสล็อกกลุ่ มีค่าเท่ากับ 316.7 rad/s T_{ip} คือ อัตราส่วนระหว่าง k_{pp} กับ k_{ip} มีค่าเท่ากับ 6.3 ms k_{pp} คือ ค่าของตัวชดเชยชนิดพีของเฟสล็อกกลุ่ มีค่าเท่ากับ 283.1271 k_{ip} คือ ค่าของตัวชดเชยชนิดไอของเฟสล็อกกลุ่ มีค่าเท่ากับ 44941 โดยสามารถวาดเป็นแผนภาพโบเดได้ดังรูปที่ 6



รูปที่ 6 แผนภาพโบเดของเฟสล็อกกลุ่ที่รวมผลของตัวชดเชยชนิดพีไอ

3.2. การออกแบบระบบควบคุมของวงปิดกระแสไฟฟ้ากริด

จากสมการที่ (5) สามารถนำมาเขียนระบบควบคุมวงรอบปิดกระแสไฟฟ้ากริดได้ดังรูปที่ 7



รูปที่ 7 ระบบควบคุมวงรอบปิดกระแสไฟฟ้ากริดที่มีการรวมตัวชดเชยชนิดพีไอ

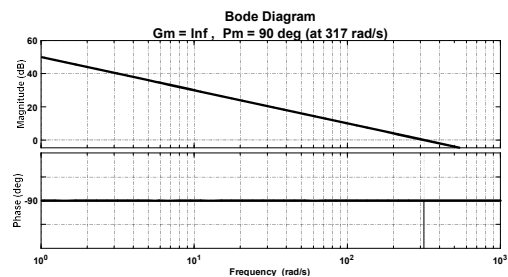
จากรูปที่ 7 สามารถออกแบบระบบควบคุมโดยหาค่าพีไอได้ดังสมการที่ (11) – (13)

$$T_{ii} = \frac{L_g}{R_g} \quad (11)$$

$$k_{pi} = \omega_{gi} L_g \quad (12)$$

$$k_{ii} = \omega_{gi} R_g \quad (13)$$

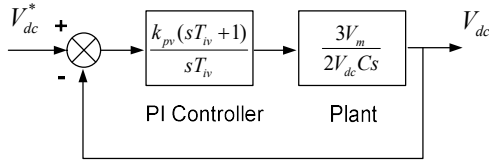
เมื่อกำหนดให้ ω_{gi} คือ แบนวิดท์ของวงรอบปิดกระแสไฟฟ้ากริดมีค่าเท่ากับ 316.7 rad/s k_{pi} คือ ค่าของตัวชดเชยชนิดพีของวงรอบปิดกระแสไฟฟ้ากริด มีค่าเท่ากับ 6.334 k_{ii} คือ ค่าของตัวชดเชยชนิดไอของวงรอบปิดกระแสไฟฟ้ากริด มีค่าเท่ากับ 31.67 T_{ii} คือ อัตราส่วนระหว่าง k_{pi} กับ k_{ii} โดยสามารถวาดเป็นแผนภาพโบเดได้ดังรูปที่ 8



รูปที่ 8 แผนภาพโบเดของวงรอบปิดกระแสไฟฟ้ากริดแกนดีคิวที่รวมผลของตัวชดเชยชนิดพีไอ

3.3. การออกแบบระบบควบคุมของวงปิดแรงดัน เชื่อมโยงไฟตรง

จากสมการที่ (7) สามารถนำมาเขียนระบบควบคุม
วงรอบปิดแรงดันเชื่อมโยงไฟตรงได้ดังรูปที่ 9



รูปที่ 9 ระบบควบคุมวงรอบปิดแรงดันเชื่อมโยงไฟตรงที่มี
การรวมตัวชดเชยชนิดพีไอ

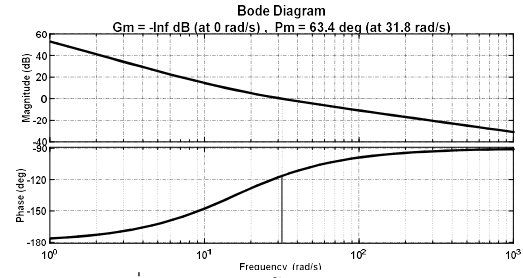
จากรูปที่ 9 สามารถออกแบบระบบควบคุมโดยหาค่า
พีไอได้ดังสมการที่ (14)–(16)

$$T_{iv} = \frac{\tan(\phi_{PM})}{\omega_{gv}} \quad (14)$$

$$k_{pv} = \frac{2V_{dc}C\omega_{gv}^2T_{iv}}{3V_m\sqrt{(\omega_{gv}T_{iv})^2 + 1}} \quad (15)$$

$$k_{iv} = \frac{k_{pv}}{T_{iv}} \quad (16)$$

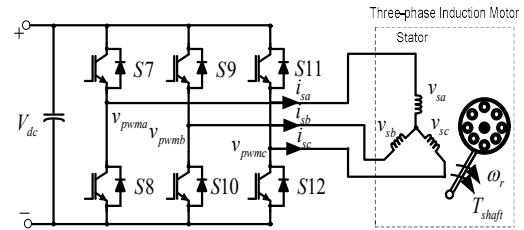
โดยที่ ζ คือ อัตราการหน่วง มีค่าเท่ากับ 0.667
 ϕ_{PM} คือ มุมเฟสมาร์จิน มีค่าเท่ากับ 63.34° ω_{gv} คือ
แบนวิดท์ของวงรอบปิดแรงดันเชื่อมโยงไฟตรง มีค่า
เท่ากับ 31.67 rad/s T_{iv} คือ อัตราส่วนระหว่าง k_{pv} กับ
 k_{iv} มีค่าเท่ากับ 62.9 ms k_{pv} คือ ค่าของตัวชดเชยชนิด
พีของแรงดันเชื่อมโยงไฟตรง มีค่าเท่ากับ 0.2133 k_{iv}
คือ ค่าของตัวชดเชยชนิดไอของแรงดันเชื่อมโยงไฟตรง มี
ค่าเท่ากับ 3.3911 โดยสามารถวาดเป็นแผนภาพโบดีได้
ดังรูปที่ 10



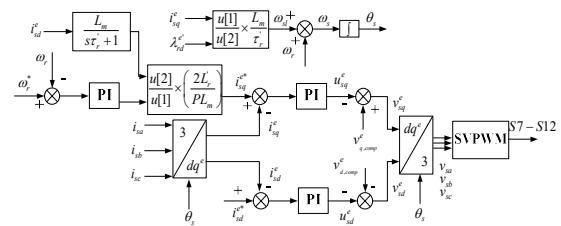
รูปที่ 10 แผนภาพโบดีของวงรอบปิดแรงดัน
เชื่อมโยงไฟตรงที่รวมผลของตัวชดเชยชนิดพีไอ

4. อินเวอร์เตอร์สามเฟสสามกึ่ง

อินเวอร์เตอร์ชนิดนี้มีลักษณะของวงจรกำลัง และ
อัลกอริทึมการควบคุม ดังรูปที่ 11 และ 12 ตามลำดับ
โดยใช้หลักการควบคุมแบบเรียงสนามแม่เหล็กโรเตอร์
ตามแนวกแกน [9]–[11]



รูปที่ 11 วงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์สามเฟสสามกึ่ง



รูปที่ 12 อัลกอริทึมการควบคุมของอินเวอร์เตอร์สามเฟส
สามกึ่ง

การควบคุมบนแกนสนามแม่เหล็กโรเตอร์สามารถเขียน
สมการแรงดันไฟฟ้าสเตเตอร์ที่กรอบอ้างอิงสเตเตอร์และโร
เตอร์ที่กรอบอ้างอิงโรเตอร์ [10]–[11] ได้ในสมการที่ (17)
และ (18)

$$\vec{v}_s = \vec{i}_s R_s + L_s \frac{d\vec{i}_s}{dt} + L_m \frac{d(\vec{i}_r e^{j\theta_r})}{dt} \quad (17)$$

$$\vec{v}_r = \vec{i}_r R_r + L_r \frac{d\vec{i}_r}{dt} + L_m \frac{d(\vec{i}_s e^{-j\theta_s})}{dt} \quad (18)$$

เมื่อ $\vec{v}_s$ คือ แรงดันไฟฟ้าขดลวดสเตเตอร์ที่กรอบ
 อังอิงสเตเตอร์ $\vec{i}_s$ คือ กระแสไฟฟ้าขดลวดสเตเตอร์ที่
 กรอบอังอิงสเตเตอร์ L_s คือ ค่าความเหนี่ยวนำไฟฟ้าขดลวด
 สเตเตอร์ที่กรอบอังอิงสเตเตอร์ R_s คือ ค่าความต้านทาน
 ไฟฟ้าขดลวดสเตเตอร์ที่กรอบอังอิงสเตเตอร์ L_m คือค่า
 ความเหนี่ยวนำไฟฟ้าร่วมที่กรอบอังอิงสเตเตอร์ $\frac{d}{dt}$ คือ ตัว
 ดำเนินการอนุพันธ์ $\vec{v}_r$ คือ แรงดันไฟฟ้าขดลวดโรเตอร์ที่
 กรอบอังอิงโรเตอร์ $\vec{i}_r$ คือ กระแสไฟฟ้าขดลวดโรเตอร์ที่
 กรอบอังอิงโรเตอร์ R_r คือ ค่าความต้านทานไฟฟ้าขดลวด
 โรเตอร์ที่กรอบอังอิงโรเตอร์ L_r คือ ค่าความเหนี่ยวนำไฟฟ้า
 ขดลวดโรเตอร์ที่กรอบอังอิงโรเตอร์ $e^{j\theta_r}$ คือ ตัว
 ดำเนินการแปลงกรอบอังอิงโรเตอร์ไปยังกรอบอังอิงสเต
 เตอร์ $e^{-j\theta_s}$ คือ ตัวดำเนินการแปลงกรอบอังอิงสเตเตอร์ไป
 ยังกรอบอังอิงโรเตอร์

จัดรูปสมการที่ (17) ใหม่ทำให้ได้สมการที่ (19)

สมการแรงดันไฟฟ้าสเตเตอร์ [10]-[11] ดังนี้

$$\vec{v}_s = \vec{i}_s R_s + L_s \frac{d\vec{i}_s}{dt} + L_m \frac{d\vec{i}_r'}{dt} \quad (19)$$

เมื่อ $\vec{i}_r'$ คือ กระแสไฟฟ้าขดลวดโรเตอร์ที่กรอบ
 อังอิงสเตเตอร์

แปลงสมการที่ (18) เข้าสู่กรอบอังอิงสเตเตอร์
 [10]-[11] ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \vec{v}_r' = \vec{i}_r' R_r' + L_r' \frac{d\vec{i}_r'}{dt} - j\omega_r L_r' \vec{i}_r' \\ + L_m \frac{d\vec{i}_s}{dt} - j\omega_r L_m \vec{i}_s \end{aligned} \quad (20)$$

โดย $\vec{v}_r'$ คือ แรงดันไฟฟ้าขดลวดโรเตอร์ที่กรอบ
 อังอิงสเตเตอร์ R_r' คือ ค่าความต้านทานไฟฟ้าขดลวด

โรเตอร์ที่กรอบอังอิงสเตเตอร์ L_r' คือ ค่าความเหนี่ยวนำไฟฟ้า
 ขดลวดโรเตอร์ที่กรอบอังอิงสเตเตอร์ ω_r คือ ความเร็วโร
 เตอร์ j คือ หน่วยจินตภาพ

สมการของเส้นแรงแม่เหล็กที่โรเตอร์ [10]-[11]

สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (21)

$$\vec{\lambda}_r' = L_r' \vec{i}_r' + L_m \vec{i}_s \quad (21)$$

เมื่อ $\vec{\lambda}_r'$ คือ เส้นแรงแม่เหล็กขดลวดโรเตอร์ที่กรอบ
 อังอิงสเตเตอร์

นำสมการที่ (21) แทนลงในสมการที่ (20) ได้สมการ
 แรงดันโรเตอร์ [10]-[11] ดังนี้

$$\vec{v}_r' = \vec{i}_r' R_r' + \frac{d\vec{\lambda}_r'}{dt} - j\omega_r \vec{\lambda}_r' \quad (22)$$

กระแสไฟฟ้าที่โรเตอร์ที่อยู่ในกรอบอังอิงสเตเตอร์
 [10]-[11] สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (23)

$$\vec{i}_r' = \frac{\vec{\lambda}_r' - L_m \vec{i}_s}{L_r'} \quad (23)$$

แทนสมการที่ (23) ลงในสมการที่ (19) และ (22) ได้
 สมการแรงดันไฟฟ้าสเตเตอร์และ โรเตอร์ [10]-[11]
 ดังนี้

$$\vec{v}_s = \vec{i}_s R_s + \sigma_s L_s \frac{d\vec{i}_s}{dt} + \frac{L_m}{L_r'} \frac{d\vec{\lambda}_r'}{dt} \quad (24)$$

$$\vec{v}_r' = \frac{\vec{\lambda}_r' R_r'}{L_r'} - \frac{L_m R_r' \vec{i}_s}{L_r'} + \frac{d\vec{\lambda}_r'}{dt} - j\omega_r \vec{\lambda}_r' \quad (25)$$

นำสมการที่ (24) และ (25) ไปแปลงเพื่อเข้าสู่กรอบ
 อังอิงหมุนแบบซิงโครนัส [10]-[11] โดยการคูณ $e^{-j\theta_s}$
 ทั้งสองสมการได้ผลลัพธ์เป็นสมการที่ (26) และ (27)

$$\begin{aligned}\bar{v}_s e^{-j\theta_s} = & \bar{i}_s e^{-j\theta_s} R_s \\ & + \sigma_s L_s \frac{d\bar{i}_s e^{-j\theta_s}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\bar{\lambda}_r' e^{-j\theta_s}}{dt} \\ & + j\omega_s \left(\sigma_s L_s \bar{i}_s e^{-j\theta_s} + \frac{L_m \bar{\lambda}_r' e^{-j\theta_s}}{L_r} \right)\end{aligned}\quad (26)$$

$$\begin{aligned}\bar{v}_r' e^{-j\theta_s} = & \frac{\bar{\lambda}_r' e^{-j\theta_s} R_r'}{L_r'} - \frac{L_m R_r' \bar{i}_s e^{-j\theta_s}}{L_r'} \\ & + \frac{d\bar{\lambda}_r' e^{-j\theta_s}}{dt} + j\omega_{sl} \bar{\lambda}_r' e^{-j\theta_s}\end{aligned}\quad (27)$$

เมื่อ $e^{-j\theta_s}$ คือ ตัวดำเนินการแปลงกรอบอ้างอิงสเตเตอร์ไปยังกรอบอ้างอิงซิงโครนัส ω_{sl} คือ ความเร็วสลิป ω_s คือ ความเร็วซิงโครนัส

จากสมการที่ (26) และ (27) เขียนสมการใหม่ให้อยู่ในเงื่อนไขการเกิด field orientation [10]-[11] โดยให้ λ_{rd}' มีค่าที่ λ_{rd}' เท่ากับ 0 และแรงดันที่โรเตอร์มีค่าเท่ากับ 0 เนื่องมาจากเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าสามเฟสชนิดกรงกระรอก และแปลงสมการ (26) และ (27) ไปยัง s-domain ทำให้ได้แรงดันไฟฟ้าขดลวดสเตเตอร์ในสมการเมทริกซ์ (28) สมการเส้นแรงแม่เหล็กโรเตอร์แกนตี (29) สมการความเร็วสลิป (30) สมการมุมซิงโครนัส (31) และสมการแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า (32)

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{sd}^e \\ \bar{v}_{sq}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma_s L_s s + R_s & \omega_s \sigma_s L_s \\ \omega_s L_s & \sigma_s L_s s + R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{sd}^e \\ \bar{i}_{sq}^e \end{bmatrix}\quad (28)$$

$$\lambda_{rd}' = \frac{L_m \bar{i}_{sd}^e}{1 + s\tau_r'}\quad (29)$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_m \bar{i}_{sq}^e}{\tau_r' \lambda_{rd}'}\quad (30)$$

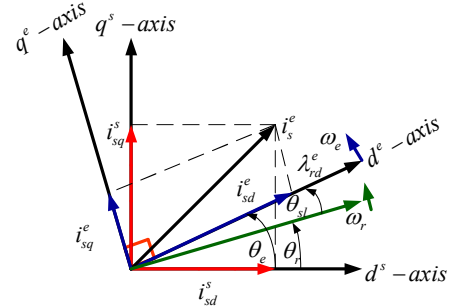
$$\theta_s = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt\quad (31)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \lambda_{rd}' \bar{i}_{sq}^e\quad (32)$$

โดยที่ $\bar{v}_{sd}^e$, $\bar{v}_{sq}^e$ คือ แรงดันไฟฟ้าขดลวดสเตเตอร์ที่กรอบอ้างอิงซิงโครนัส แกนตี และ แกนคว $\bar{i}_{sd}^e$, $\bar{i}_{sq}^e$ คือ กระแสไฟฟ้าขดลวดสเตเตอร์ที่กรอบอ้างอิงซิงโครนัส แกนตี และ แกนคว σ_s คือ ค่าสัมประสิทธิ์ความรั่วไหล τ_r' คือ

ค่าคงที่ทางเวลาโรเตอร์ เป็นค่าอัตราส่วนระหว่าง ค่าความเหนี่ยวนำโรเตอร์กับค่าความต้านทานโรเตอร์ T_e คือ แรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าของมอเตอร์ P คือ จำนวนขั้วแม่เหล็ก

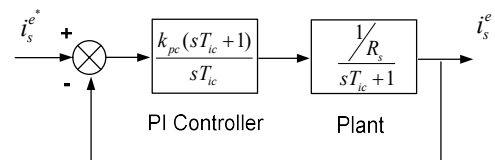
จากการควบคุมบนแกนสนามแม่เหล็กโรเตอร์สามารถเขียนเป็นแผนภาพเวกเตอร์ [12] ได้ดังรูปที่ 13 พบว่ากระแสไฟฟ้าสเตเตอร์แกนตีที่กรอบอ้างอิงซิงโครนัส ทำหน้าที่สร้างสนามแม่เหล็กโรเตอร์ ส่วนกระแสไฟฟ้าสเตเตอร์แกนควที่กรอบอ้างอิงซิงโครนัสทำหน้าที่สร้างแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า



รูปที่ 13 แผนภาพเวกเตอร์ของการควบคุมบนแกนสนามแม่เหล็กโรเตอร์

4.1. การออกแบบระบบควบคุมของวงปิดกระแสไฟฟ้าขดลวดสเตเตอร์

จากสมการที่ (28) สามารถนำมาเขียนระบบควบคุมวงรอบปิดกระแสไฟฟ้ากริดได้ดังรูปที่ 14



รูปที่ 14 ระบบควบคุมวงรอบปิดกระแสไฟฟ้าขดลวดสเตเตอร์ที่มีการรวมตัวชดเชยชนิดพีไอ

จากรูปที่ 14 สามารถออกแบบระบบควบคุมโดยหาค่าพีไอได้ดังสมการที่ (33) – (35)

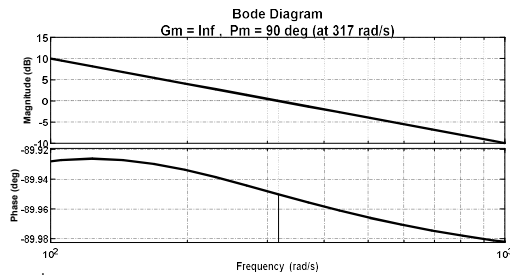
ปีที่ 13 ฉบับที่ 3 เดือน กันยายน – ธันวาคม พ.ศ. 2561

$$T_{ic} = \frac{\sigma_s L_s}{R_s} \quad (33)$$

$$k_{pc} = \omega_{mi} \sigma_s L_s \quad (34)$$

$$k_{ic} = \omega_{mi} R_s \quad (35)$$

เมื่อกำหนดให้ ω_{mi} คือ แบนวิทท์ของวงรอบปิด กระแสไฟฟ้าสแตเตอร์มีค่าเท่ากับ 316.7 rad/s k_{pc} คือ ค่าของตัวชดเชยชนิดพีของวงรอบปิดกระแสไฟฟ้าสแตเตอร์ มีค่าเท่ากับ 3.6134 k_{ic} คือ ค่าของตัวชดเชยชนิดไอของวงรอบปิดกระแสไฟฟ้าสแตเตอร์ มีค่าเท่ากับ 444.9514 T_{ic} คือ อัตราส่วนระหว่าง k_{pc} กับ k_{ic} โดยสามารถวาดเป็นแผนภาพโบเดได้ดังรูปที่ 15



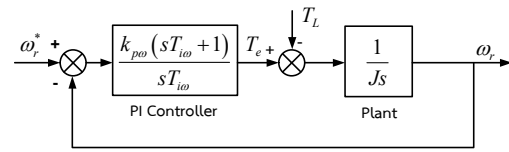
รูปที่ 15 แผนภาพโบเดของวงรอบปิดกระแสไฟฟ้าสแตเตอร์แแกนตีคิวที่รวมผลของตัวชดเชยชนิดพีไอ

4.2. การออกแบบระบบควบคุมของวงปิดความเร็วมอเตอร์

จากสมการกฎนิวตันข้อที่สองสามารถเขียนสมการระหว่างความสัมพันธ์ระหว่างความเร็ว และแรงบิดของมอเตอร์ได้ดังสมการที่ (36)

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (36)$$

เมื่อ T_L คือ แรงบิดโหลด J คือ โมเมนต์ความเฉื่อย จากสมการที่ (36) สามารถนำมาเขียนระบบควบคุมวงรอบปิดความเร็วได้ดังรูปที่ 16



รูปที่ 16 ระบบควบคุมวงรอบปิดความเร็วที่มีการรวมตัวชดเชยชนิดพีไอ

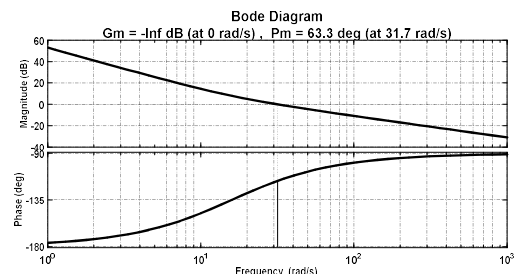
จากรูปที่ 16 สามารถออกแบบระบบควบคุมโดยหาค่าพารามิเตอร์ได้ดังสมการที่ (14) – (16)

$$T_{io} = \frac{\tan(\phi_{PM})}{\omega_{mo}} \quad (37)$$

$$k_{po} = \frac{J\omega_{mo}^2 T_{io}}{\sqrt{(\omega_{mo} T_{io})^2 + 1}} \quad (38)$$

$$k_{io} = \frac{k_{po}}{T_{io}} \quad (39)$$

โดยที่ ζ คือ อัตราการหน่วง มีค่าเท่ากับ 0.667 ϕ_{PM} คือ มุมเฟสมาร์จิน มีค่าเท่ากับ 63.34° ω_{mo} คือ แบนวิทท์ของวงรอบปิดแรงดันเชื่อมโยงไฟตรง มีค่าเท่ากับ 31.67 rad/s T_{io} คือ อัตราส่วนระหว่าง k_{po} กับ k_{io} มีค่าเท่ากับ 62.9 ms k_{po} คือ ค่าของตัวชดเชยชนิดพีของแรงดันเชื่อมโยงไฟตรง มีค่าเท่ากับ 0.3708 k_{io} คือ ค่าของตัวชดเชยชนิดไอของแรงดันเชื่อมโยงไฟตรง มีค่าเท่ากับ 5.8951 โดยสามารถวาดเป็นแผนภาพโบเดได้ดังรูปที่ 17



รูปที่ 17 แผนภาพโบเดของวงรอบปิดความเร็วที่รวมผลของตัวชดเชยชนิดพีไอ

5. ผลการจำลองและวิเคราะห์ผลการจำลอง

การจำลองผลการจำลองของระบบนี้ใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink จำลองสภาวะการทำงานของ

มอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าสามเฟส ในกรณีต่างๆ เช่น การเริ่มเดินเครื่องของมอเตอร์เหนี่ยวนำ การกลับทิศทางความเร็ว การใส่ภาระทางกลและปลดภาระทางกล โดยอัลกอริทึมที่ใช้ควบคุมคอนเวอร์เตอร์ทั้งสอง ใช้การควบคุมแบบเวกเตอร์ ค่าพารามิเตอร์ต่างๆแสดงในตารางที่ 1 และ 2

ตารางที่ 1 ค่าพารามิเตอร์ของคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกิริ

พารามิเตอร์	ค่า
V_m	$220\sqrt{2}$ V
$f_{s,source}$	50 Hz
$f_{sw,con}$	5 kHz
L_g	20 mH
R_g	0.1 Ω
C	5,000 μ F
V_{dc}	700 V

ตารางที่ 2 ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีการอ้างอิงจากโมเดลในโปรแกรม MATLAB

พารามิเตอร์	ค่า
V_{l-l}	400 V
$f_{s,motor}$	50 Hz
P	4 kW
$\omega_{r, rated}$	1,430 rpm
p (Pole)	4
R_s	1.405 Ω
L_s, L_r'	178 mH
L_m	172.2 mH
R_r'	1.395 Ω
J	0.0131 kg•m ²
$f_{sw,inv}$	5 kHz

ทำการเดินเครื่องมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยกำหนดให้ความเร็วคำสั่งฟังก์ชันramp มีค่าเท่ากับ 1,430 rpm ดังรูปที่ 18 พบว่า มอเตอร์ใช้แรงบิดออกตัว

สูงสุดประมาณที่พิกัด 26 Nm ความเร็วมอเตอร์มีผลตอบสนองที่เร็วโดยเข้าสู่สภาวะคงตัวที่ 1,430 rpm ใช้เวลาประมาณ 0.28 s แรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าของมอเตอร์ลดตัวลงจนความเร็วเข้าสู่ค่าความเร็วคำสั่ง 1,430 rpm แรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ 0 โดยที่กระแสมอเตอร์ช่วงออกตัวสูงสุดโดยมีค้ายอดประมาณ 26 A หลังจากนั้นที่สภาวะคงตัวพบว่า กระแสไฟฟ้าขดลวดสเตเตอร์ของมอเตอร์มีค้ายอดเท่ากับ 6.5 A

ทำการเดินเครื่องมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยกำหนดให้ความเร็วคำสั่งฟังก์ชันramp มีค่าเท่ากับ 500 rpm ดังรูปที่ 19 พบว่า มอเตอร์ใช้แรงบิดออกตัวสูงสุดประมาณที่พิกัด 26 Nm ความเร็วมอเตอร์มีผลตอบสนองที่เร็วโดยเข้าสู่สภาวะคงตัวที่ 500 rpm ใช้เวลาประมาณ 0.28 s แรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าของมอเตอร์ลดตัวลงจนความเร็วเข้าสู่ค่าความเร็วคำสั่ง 500 rpm แรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ 0 โดยที่กระแสมอเตอร์ช่วงออกตัวสูงสุดโดยมีค้ายอดประมาณ 25.5 A หลังจากนั้นที่สภาวะคงตัวพบว่า กระแสไฟฟ้าขดลวดสเตเตอร์ของมอเตอร์มีค้ายอดเท่ากับ 6 A

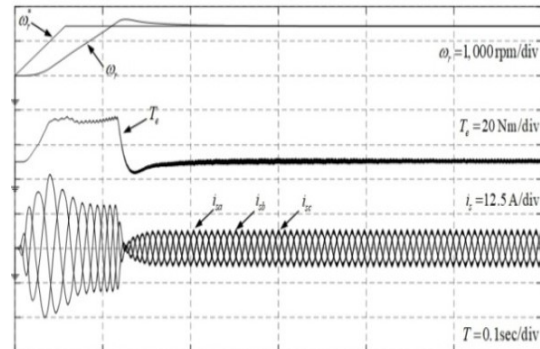
ทำการใส่แบบลำดับขั้นบันได โดยเพิ่มโหลดทีละ 5 Nm ใน 4 ครั้งแรก ส่วนครั้งสุดท้ายใส่ 6 Nm เพื่อให้เท่ากับโหลดที่พิกัดของมอเตอร์ คือ 26 Nm ขณะที่มอเตอร์ถูกขับเคลื่อนที่ความเร็ว 1,430 rpm ดังรูปที่ 20 พบว่ามอเตอร์สามารถควบคุมค่าความเร็วที่พิกัด 1,430 rpm ได้โดยปกติ เมื่อแรงบิดโหลดเพิ่มขึ้นแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะเพิ่มขึ้นโดยมีขนาดเท่ากับแรงบิดโหลด ส่งผลให้กระแสไฟฟ้าของมอเตอร์สูงขึ้นเมื่อมีการใส่แรงบิดโหลดเพิ่มขึ้น ในด้านที่กริดพบว่ากระแสไฟฟ้าที่กริดพบว่ามีลักษณะรูปคลื่นคล้ายสัญญาณไซน์ และมีค้ายอดที่เพิ่มขึ้นเมื่อมอเตอร์มีการเพิ่มแรงบิดโหลด ในส่วนของแรงดันเชื่อมโยงไฟตรงเมื่อมีการใส่โหลดให้มอเตอร์พบว่ายังคงรักษาระดับแรงดันไว้ได้ที่ 700 V

ทำการใส่โหลดที่พิกัด และปลดโหลด ขณะที่มอเตอร์ถูกขับเคลื่อนที่ความเร็ว 1,430 rpm ดังรูปที่ 21 พบว่ามอเตอร์สามารถควบคุมค่าความเร็วที่พิกัด

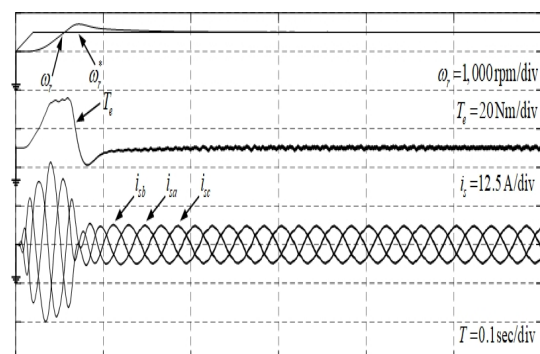
1,430 rpm ได้โดยปกติ เมื่อแรงบิดโหลดเพิ่มขึ้นแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้าของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะเพิ่มขึ้นโดยมีขนาดเท่ากันกับแรงบิดโหลด ส่งผลให้กระแสไฟฟ้าของมอเตอร์สูงขึ้นเมื่อมีการใส่แรงบิดโหลดเพิ่มขึ้น ในด้านกริดพบว่ารูปคลื่นกระแสไฟฟ้าที่กริดพบมีลักษณะเข้าใกล้รูปคลื่นไซน์ และมีค่ายอดที่เพิ่มขึ้นเมื่อมอเตอร์มีการเพิ่มแรงบิดโหลด ในส่วนของแรงดันเชื่อมโยงไฟตรงเมื่อมีการใส่โหลดให้มอเตอร์พบว่ายังคงรักษาระดับแรงดันไว้ได้ที่ 700 V ขณะตอนปลดโหลดออกพบว่า มอเตอร์ยังสามารถควบคุมความเร็วได้ที่ 1,430 rpm แรงดันเชื่อมโยงไฟตรงยังคงรักษาระดับแรงดันได้ที่ 700 V ส่วนกระแสไฟฟ้าของมอเตอร์และกริดมีค่าลดลง โดยค่ากระแสไฟฟ้ากริดจะลดน้อยลงจนใกล้เคียง 0 ส่วนรูปที่ 22 เป็นรูปสภาวะคงตัวที่ขณะใส่แรงบิดโหลดที่พิกัด ในเงื่อนไขเดียวกันกับรูปที่ 21 พบว่าค่ายอดของกระแสไฟฟ้าสเตเตอร์ของขดลวดมอเตอร์ทั้งสามเฟสมีค่าเท่ากับ 11.4 A และกระแสไฟฟ้ากริดมีค่ายอดเท่ากับ 9.2631 A โดยมีมุมเฟสที่ตรงกันกับแรงดันไฟฟ้ากริด ทำให้ตัวประกอบกำลังมีกริดจะมีค่าใกล้เคียง 1 ซึ่งเมื่อลองวัดดูพบว่ากระแสไฟฟ้ากริดมีมุมต่างเฟสจากแรงดันไฟฟ้ากริดอยู่ 5.04° ค่า RMS กระแสไฟฟ้ากริดที่ความถี่มูลฐานมีค่าเท่ากับ 6.55 A และ RMS กระแสไฟฟ้ากริดเท่ากับ 6.5776 A เมื่อนำค่าเหล่านี้มาหาค่าตัวประกอบกำลังพบว่า มีค่าเท่ากับ 0.992 และค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนของกระแสไฟฟ้ากริดมีค่าเท่ากับ 2.33%

ทำการกลับทิศทางการหมุนของมอเตอร์จาก 1,430 rpm ไปยังความเร็ว -1,430 rpm ดังรูปที่ 24 พบว่า มอเตอร์สร้างแรงบิดแม่เหล็กไฟฟ้า 36 Nm เพื่อกลับทิศทางการหมุน โดยใช้ระยะเวลาประมาณ 0.3 s ลำดับเฟสของกระแสไฟฟ้าขดลวดสเตเตอร์มีการกลับลำดับเฟสเนื่องจากกลับทิศทางการหมุน ส่วนแรงดันเชื่อมโยงไฟตรงมีเสถียรภาพสามารถรักษาระดับแรงดันไว้ได้ที่ 700 V และคอนเวอร์เตอร์เชื่อมต่อกับกริดสามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าได้สองทิศทางสังเกตจากช่วง

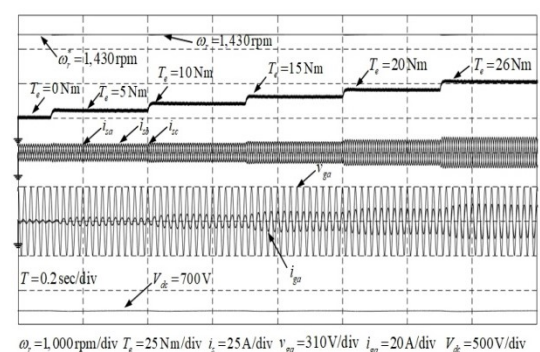
การกลับทิศทางการหมุนกระแสไฟฟ้ากริดมีการกลับเฟสเป็นระยะเวลาสั้นๆ ชั่วขณะ



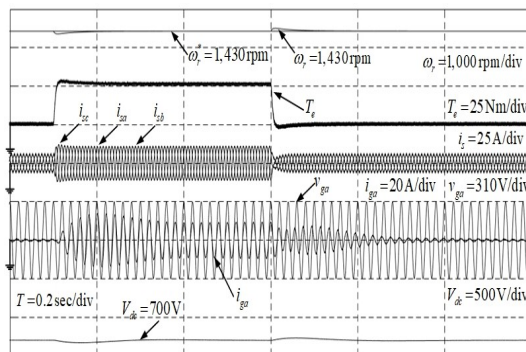
รูปที่ 18 การเริ่มเดินเครื่องมอเตอร์ด้วยความเร็วคำสั่ง ramp ที่ 1,430 rpm



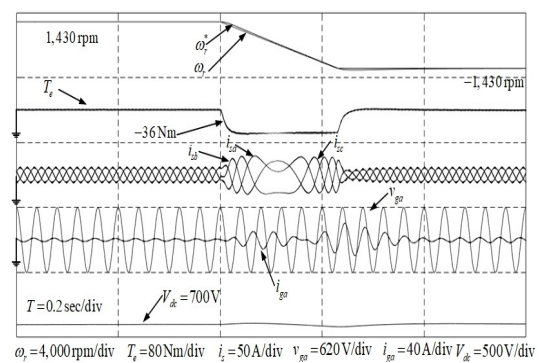
รูปที่ 19 การเริ่มเดินเครื่องมอเตอร์ด้วยความเร็วคำสั่ง ramp ที่ 500 rpm



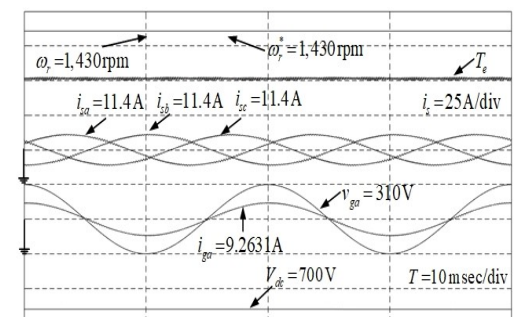
รูปที่ 20 การใส่โหลดแบบขั้นบันได จนถึง ค่าโหลดที่พิกัด ขณะขับเคลื่อนที่ความเร็ว 1,430 rpm



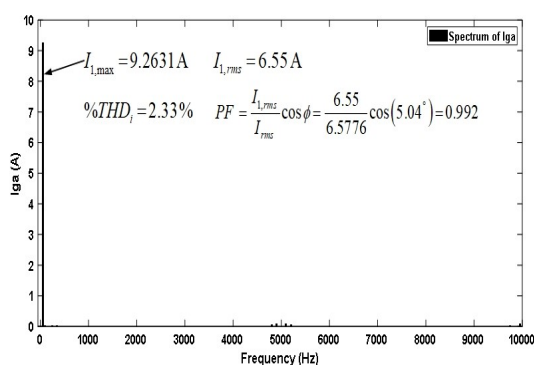
รูปที่ 21 การใส่โหลดที่พิกัดและปลดโหลดออก ขณะขับเคลื่อนที่ความเร็ว 1,430 rpm



รูปที่ 24 การกลับทิศทางการหมุนจากความเร็ว 1,430 rpm ไปยังความเร็ว -1,430 rpm



รูปที่ 22 สภาวะคงตัวขณะใส่โหลด ที่พิกัด โดยขับเคลื่อนที่ความเร็ว 1,430 rpm



รูปที่ 23 สเปกตรัมของกระแสไฟฟ้ากริด

6. สรุป

บทความวิจัยนี้นำเสนอเกี่ยวกับระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้าชนิดสามเฟสด้วยวิธีการควบคุมแบบเวกเตอร์โดยจำลองด้วยเงื่อนไข การเริ่มต้นเครื่องมอเตอร์ที่ความเร็วสูง และที่ความเร็วต่ำ การใส่โหลดแบบขั้นบันได (step load) การใส่โหลดที่พิกัด ปลดโหลดที่พิกัด และกลับทิศทางการหมุน พบว่าการควบคุมความเร็วมีเสถียรภาพ และผลตอบสนองที่ไว แรงดันเชื่อมโยงไฟตรงของระบบมีเสถียรภาพเนื่องจากสามารถรักษาระดับแรงดันได้คงที่ที่ค่า 700 V และคอนเวอร์เตอร์ด้านกริดสามารถปรับปรุงตัวประกอบกำลังและค่าความผิดเพี้ยนของกระแสไฟฟ้ากริดได้ขณะที่มอเตอร์ที่มีโหลด โดยทำการวัดค่าตัวประกอบกำลังด้านกริดได้เท่ากับ 0.992 และ ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดเพี้ยนของกระแสไฟฟ้ากริดได้เท่ากับ 2.33% และระบบนี้ยังสามารถส่งผ่านกำลังไฟฟ้าได้สองทิศทางโดยสังเกตจากการกลับทิศทางการหมุนของมอเตอร์ซึ่งมีช่วงระยะเวลาสั้นๆ ของกระแสไฟฟ้ากริดกลับเฟสเป็นเฟสตรงข้ามกับมุมเฟสของแรงดันไฟฟ้ากริด

7. เอกสารอ้างอิง

- [1] A. W. Green and J. T. Boys, "Hysteresis current-forced three-phase voltage-sourced reversible rectifier," in *IEE Proceedings B - Electric Power*

- Applications*, vol.136, no.3, pp. 113-120, May 1989.
- [2] V. Blasko and V. Kaura, “A new mathematical model and control of a three-phase ac-dc voltage source converter,” in *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol.12, no.1, pp.116 – 123, Jan 1997.
- [3] R. Teodorescu, M. Liserre and P. Rodriguez, *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*, 1st Ed., UK: John Wiley & Sons, 2011.
- [4] T. Suyuta, S. Po-Ngam and C. Tarasantisuk, “The active power and reactive power control for three- phase grid-connected photovoltaic inverters,” in *12th International Conference on ECTI-CON*, Hua Hin , Thailand, June 2015.
- [5] B. K. Bose , *Modern power electronic and ac drives*, New Jersey :Prentice Hall PTR,2002.
- [6] R. Echavarria , S. Horta and M. Oliver , “A three phase motor drive using IGBTs and constant v/f speed control with slip regulation,” in *IEEE International Power Electronic Congress* , San Luis Potosi , Mexico, pp.87 – 91, Oct. 1995.
- [7] C. Charumit and S. Tunyasirirut, “Dspace implementation for speed regulation of three-phase induction motor based on indirect vector control technique,” in *Pathumwan Academic Journal*, vol.1, no.1, pp.53 – 58, 2011
- [8] A. M. Trzynadlowski, *The field orientation principle in control of induction motors*, New York: Springer Science + Business Media, 1994.
- [9] R. S. Hiware and J. G. Chaudhari , “Indirect field oriented control for induction motor,” in *Fourth International Conference on Emerging Trends in Engineering & Technology*, Port Louis, Mauritius, pp.191 – 194, 18-20 Nov. 2011.
- [10] W. Leonhard, *Control of electrical drives*, 3rd edition, New York: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2001.
- [11] P. Vas, *Sensorless vector and direct torque control*: Oxford University, 1998
- [12] C. Charumit, *Two-phase and three-phase induction motor drive technique* ,Bangkok :Pathumwan Institute of Technology, 2015
- [13] C. Tarasantisuk , “Fundamental of phase-locked loop for grid-connected inverter,” in *SWU Engineering Journal*, vol. 9, no. 2, pp.86 – 94, 2014