



การพัฒนาและควบคุมเมตริกคอนเวอร์เตอร์ป้อนเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ
สำหรับแหล่งพลังงานหมุนเวียน

DEVELOPMENT AND CONTROL OF A MATRIX CONVERTER FED INDUCTION GENERATOR
FOR RENEWABLE ENERGY SOURCES

ชัชวาลย์ เจริญบุตร เจษฎา ธีระนันท์ และประจักษ์ บุญภักดี

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยมหิดล

25/25 พุทธมณฑลสาย 4, ต.ศาลายา, อ.พุทธมณฑล, จ.นครปฐม 73170

โทร (02) 889-2138 ต่อ 6501, Email: chuttchaval.jer@mahidol.ac.th

บทคัดย่อ

เนื่องจากการผลิตพลังงานไฟฟ้าจากพลังงานหมุนเวียนไม่สามารถเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้าได้โดยตรง บทความวิจัยนี้นำเสนอการพัฒนาและการควบคุมเมตริกคอนเวอร์เตอร์เชื่อมโยงเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำเข้ากับระบบไฟฟ้า การวิเคราะห์และหลักการทำงานของเมตริกคอนเวอร์เตอร์ด้วยวิธีสเปซเวกเตอร์พัลส์วิตช์มอดดูเลชันทางอ้อม การควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำเชิงเวกเตอร์ การพัฒนางจรต้นแบบและซอฟต์แวร์ควบคุมการทำงานของเมตริกคอนเวอร์เตอร์ได้ถูกนำเสนอในรายละเอียด วงจรต้นแบบเมตริกคอนเวอร์เตอร์พิกัด 3 kVA/380V/3Ø ควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ TMS320-F28069 สองตัวทำงานคู่ขนานได้รับการพัฒนาและทดสอบในห้องปฏิบัติการ ผลการทดสอบยืนยันได้ว่าเมตริกคอนเวอร์เตอร์สามารถนำมาใช้ควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำเชื่อมโยงกับระบบไฟฟ้าและเหมาะสมสำหรับแหล่งพลังงานหมุนเวียน

คำสำคัญ: เมตริกคอนเวอร์เตอร์, เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ, พลังงานหมุนเวียน

ABSTRACT

This paper presents the development and control of a matrix converter fed induction generator for renewable energy sources. The proposed energy conversion system employs the matrix converter to convert the three-phase input voltage of constant magnitude and frequency into the three-phase output voltage of appropriate magnitude and frequency so that an induction generator efficiently operates in the regenerative mode. Analysis and control of a matrix converter based on indirect space vector pulse width modulation is provided in details. Principle of vector control for induction generators is described. Hardware realization of a matrix converter and software development is presented. A matrix converter prototype with ratings of 3 kVA/230V/3Ø is implemented and digitally controlled by microcontrollers TMS320-F28069. According to the experimental results, it can be confirmed that the proposed matrix converter fed induction generator is suitable for grid integration of renewable energy sources.

KEYWORDS: matrix converter, induction generator, renewable energy

1. บทนำ

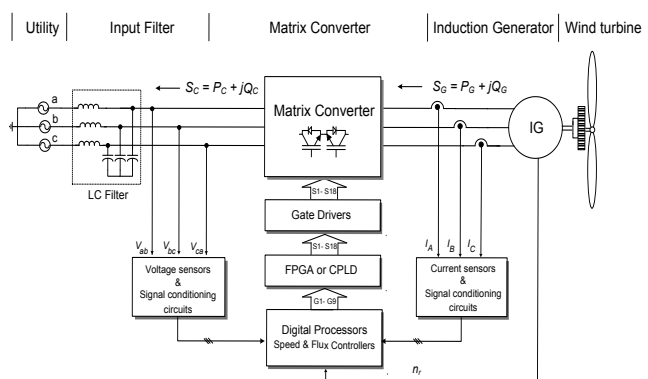
ในปัจจุบันความต้องการใช้พลังงานเพิ่มสูงขึ้นอย่างต่อเนื่อง ตามจำนวนประชากรและอัตราการเจริญเติบโตทางเศรษฐกิจของประเทศ โดยทั่วไปเชื้อเพลิงที่ใช้ในปัจจุบันได้มาจาก ถ่านหิน ก๊าซธรรมชาติและน้ำมันซึ่งเป็นแหล่งพลังงานธรรมชาติที่ใช้แล้วหมดไปและส่งผลกระทบต่อสิ่งแวดล้อม ดังนั้นจึงมีความจำเป็นที่ต้องหาแหล่งพลังงานอื่นเพื่อป้องกันปัญหาวิกฤติขาดแคลนพลังงาน เช่น พลังงานลม/พลังงานน้ำ จัดเป็นพลังงานสะอาดที่ได้จากธรรมชาติมีวัฏจักรการหมุนเวียนสามารถนำมาใช้ได้ตลอดและเป็นมิตรกับสิ่งแวดล้อม การแปลงพลังงานหมุนเวียนดังกล่าวเป็นพลังงานไฟฟ้าต้องอาศัยกังหันเป็นตัวแปลงพลังงานจลน์ใช้ขับเคลื่อนเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเพื่อผลิตกระแสไฟฟ้า แต่การแปลงพลังงานด้วยวิธีดังกล่าวยังไม่สามารถทำได้เต็มประสิทธิภาพ เนื่องจากปัญหาความเร็วลมต่ำหรืออัตราการไหลของน้ำต่ำหรือการเปลี่ยนแปลงของระดับน้ำไม่สม่ำเสมอ

การแก้ไขปัญหาดังกล่าวจำเป็นต้องควบคุมความเร็วของกังหันให้สัมพันธ์กับความเร็วลม/อัตราการไหลของน้ำเพื่อผลิตกำลังไฟฟ้าได้สูงสุด ดังนั้นในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์มาใช้ควบคุมความเร็วรอบของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำให้สัมพันธ์กับความเร็วลมหรืออัตราไหลของน้ำดังแสดงในรูปที่ 1 โดยมีข้อดีหลายประการดังนี้

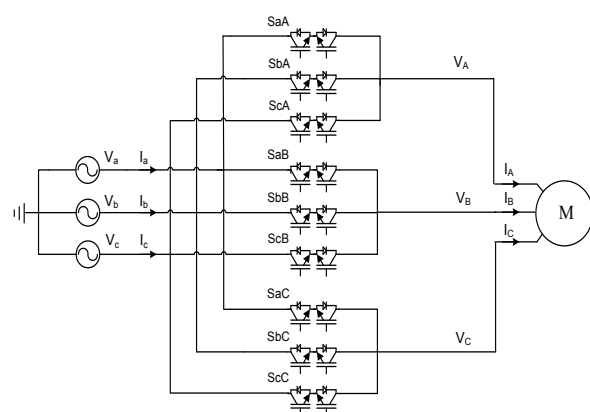
1. สามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าที่ผลิตจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำได้จ่ายเข้าระบบไฟฟ้าได้โดยตรง
2. สามารถควบคุมกระแสไฟฟ้าเป็นรูปไซน์ทั้งด้านเข้าและด้านออกของเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์
3. สามารถควบคุมกำลังไฟฟ้ารีแอคทีฟด้านเข้าและด้านออกได้อย่างอิสระ
4. การควบคุมเชิงเวกเตอร์ทำให้เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามารถเลียนแบบการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรง ส่งผลให้การแปลงพลังงานกลเป็นพลังงานไฟฟ้ามีประสิทธิภาพสูง

5. การควบคุมความเร็วรอบด้วยวิธีเวกเตอร์คอนโทรลทำได้แม่นยำและเข้าสู่สภาวะเสถียรภาพได้อย่างรวดเร็ว

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอการประยุกต์ใช้เมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ควบคุมความเร็วรอบของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำเพื่อให้สามารถผลิตกำลังไฟฟ้าได้สูงสุดสำหรับแหล่งพลังงานหมุนเวียน โดยเนื้อหาในบทความประกอบด้วย ทฤษฎีของเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์และการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์ทางอ้อม การควบคุมเชิงเวกเตอร์ การออกแบบอัตราขยายวงรอบการควบคุมสนามแม่เหล็กโรเตอร์และความเร็วรอบ การพัฒนางจรต้นแบบเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ 3 kVA, 230V, 3Ø การทดสอบวงจรต้นแบบเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ จากผลการทดสอบยืนยันได้ว่าเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์สามารถควบคุมความเร็วรอบและกำลังไฟฟ้าที่ผลิตได้จากเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ ดังนั้นจึงเหมาะสมนำไปใช้งานกับแหล่งกำเนิดพลังงานหมุนเวียน



รูปที่ 1 การประยุกต์ใช้เมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ



รูปที่ 2 วงจรเมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ 3 เฟส

2. เมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์

เมตริกซ์คอนเวอร์เตอร์ 3 เฟส ประกอบด้วยสวิตช์ 2 ทาง จำนวนทั้งหมด 9 สวิตช์ ดังแสดงในรูปที่ 2 โดยการกำหนด ตัวอักษรเล็กสำหรับเฟสด้านเข้า {a, b, c} ตัวอักษรใหญ่สำหรับเฟสด้านออก {A, B, C} ตัวอย่างเช่น S_{aA} เป็นสวิตช์เชื่อมต่อระหว่างเฟส a ด้านเข้ากับเฟส A ด้านออก ดังนั้นแรงดันไฟฟ้าด้านออกสามารถคำนวณได้จากผลคูณของเมตริกแรงดันไฟฟ้าด้านเข้ากับสวิตช์ซึ่งฟังก์ชัน กระแสไฟฟ้าเข้าคำนวณได้จากผลคูณของเมตริกกระแสไฟฟ้าด้านออกกับสวิตช์ซึ่งฟังก์ชันดังนี้

$$\mathbf{V}_o = \mathbf{S} \cdot \mathbf{V}_i \quad (1)$$

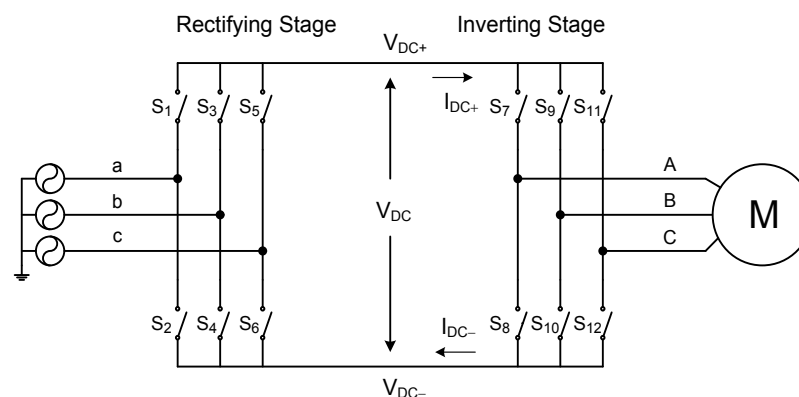
$$\mathbf{I}_i = \mathbf{S}^T \cdot \mathbf{I}_o \quad (2)$$

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{aA} & S_{bA} & S_{cA} \\ S_{aB} & S_{bB} & S_{cB} \\ S_{aC} & S_{bC} & S_{cC} \end{bmatrix} \quad (3)$$

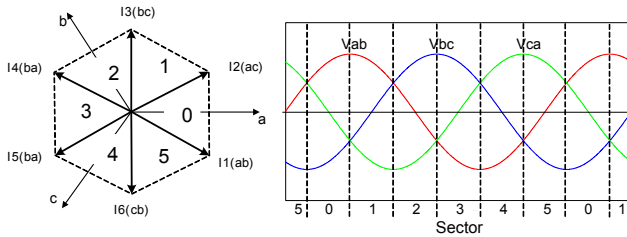
สถานะของสวิตช์ปิดวงจร S_{ij} เท่ากับหนึ่ง และสวิตช์เปิดวงจร S_{ij} เท่ากับศูนย์ สัญลักษณ์ $i \in \{a, b, c\}$ และ $j \in \{A, B, C\}$ การควบคุมการเปิดปิดสวิตช์ต้องไม่ทำให้เกิดการเปิดวงจรด้านออกและต้องไม่ทำให้สวิตช์ปิดวงจรพร้อมกันของวงจรด้านเข้าซึ่งจะทำให้เกิดลัดวงจรสวิตช์อาจทำให้สวิตช์ได้รับความเสียหาย

2.1 สเปซเวกเตอร์พัลส์วิตช์ที่มีอดดูเลชันทางอ้อม

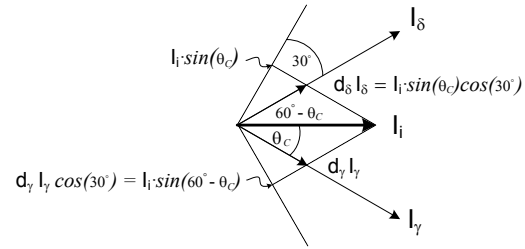
สเปซเวกเตอร์พัลส์วิตช์ที่มีอดดูเลชันทางอ้อมเป็นเทคนิคการมีอดดูเลชันทำให้เมตริกคอนเวอร์เตอร์สามารถควบคุมกระแสไฟฟ้าเข้าให้เป็นรูปไซน์ สามารถควบคุมเฟสของกระแสไฟฟ้าด้านเข้าหรือควบคุมค่าตัวประกอบกำลังได้ และสามารถจัดลำดับการสวิตช์เพื่อช่วยลดกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ โดยการจัดรูปแบบวงจรเสมือนของเมตริกคอนเวอร์เตอร์ประกอบด้วยสวิตช์ 2 ทาง จำนวน 12 สวิตช์ต่อในรูปแบบของวงจรบริดจ์ 3 เฟสดังแสดงในรูปที่ 3 วงจรบริดจ์ด้านเข้าทำหน้าที่เรียงกระแสไฟฟ้าสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงเสมือน สำหรับวงจรบริดจ์ด้านออกทำหน้าที่แปลงกระแสไฟฟ้าตรงเสมือนเป็นไฟฟ้ากระแสสลับมีระดับแรงดันไฟฟ้า ความถี่ และเฟส ตามต้องการ โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้



รูปที่ 3 วงจรเสมือนของเมตริกคอนเวอร์เตอร์ 3 เฟส



รูปที่ 4 สเปซเวกเตอร์กระแสไฟฟ้าบนระนาบเชิงซ้อน



รูปที่ 5 สเปซเวกเตอร์ฟลักซ์ลัดที่มีมอดูล์เลชันสำหรับวงจร
บริดจ์เรกติไฟร์

2.2 สเปซเวกเตอร์ฟลักซ์ลัดที่มีมอดูล์เลชันสำหรับวงจรบริดจ์เรกติไฟร์

วงจรบริดจ์เรกติไฟร์ประกอบด้วยสวิตช์ 2 ทางจำนวน 6 สวิตช์ วงจรนี้ทำหน้าที่เรียงไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงเสมือน สามารถควบคุมกระแสไฟฟ้าเข้าให้เป็นรูปไซน์และมีค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับหนึ่ง ในรูปที่ 4 เวกเตอร์กระแสไฟฟ้าสามารถแสดงบนระนาบเชิงซ้อนด้วยเวกเตอร์ต่าง ๆ กันจำนวน 6 เวกเตอร์ โดยแต่ละเวกเตอร์มีขนาดเท่ากันแต่มีมุมต่างกัน 60 องศา และถูกเรียกว่า “แอมป์ฟเวกเตอร์” สำหรับ 3 เวกเตอร์ที่เหลือมีขนาดเท่ากับศูนย์และมีตำแหน่งอยู่ที่จุดกำเนิดจึงเรียกเวกเตอร์นี้ว่า “ซีโรเวกเตอร์” การมอดูล์เลชันของวงจรบริดจ์เรกติไฟร์ทำได้โดยใช้แอมป์ฟเวกเตอร์หนึ่งคู่ที่มีตำแหน่งวางอยู่ในเซกเตอร์เดียวกันกับเวกเตอร์กระแสไฟฟ้าด้านเข้า I_i รวมกันทางเวกเตอร์ในสัดส่วนที่เหมาะสม ในรูปที่ 5 แสดงเวกเตอร์กระแสไฟฟ้าด้านเข้า I_i ในเซกเตอร์ศูนย์ ดังนั้นคู่แอมป์ฟเวกเตอร์ที่เลือกคือ เวกเตอร์ I_1 และ เวกเตอร์ I_2 ผลรวมคู่แอมป์ฟเวกเตอร์ทั้งสองต้องเท่ากับเวกเตอร์กระแสไฟฟ้าเข้า I_i โดยค่าตัวใช้เคล d_δ d_γ และ d_{I0} ที่ใช้ในการมอดูล์เลชันมีค่าเท่ากับ

$$I_i = d_\delta I_\delta + d_\gamma I_\gamma \quad (4)$$

$$d_\delta = \frac{T_\delta}{T_S} = \frac{I}{I_{dc}} \cdot \sin(60^\circ - \theta_C) = m_c \cdot \sin(60^\circ - \theta_C) \quad (5)$$

$$d_\gamma = \frac{T_\gamma}{T_S} = \frac{I}{I_{dc}} \cdot \sin(\theta_C) = m_c \cdot \sin(\theta_C) \quad (6)$$

$$d_{I0} = \frac{T_{I0}}{T_S} = T_S - T_\delta - T_\gamma \quad (7)$$

โดยกำหนดคาบเวลาการสวิตช์เป็น T_S วินาที ช่วงเวลาของแต่ละแอมป์ฟเวกเตอร์จะเท่ากับ T_δ และ T_γ วินาที ถ้าผลรวมของสองช่วงเวลาดังกล่าวน้อยกว่าคาบเวลาการสวิตช์ซึ่ง ซีโรเวกเตอร์จะถูกนำมาใช้โดยมีช่วงเวลา T_{I0} เท่ากับผลต่างระหว่างคาบเวลาการสวิตช์และเวลาที่ใช้ในแอมป์ฟเวกเตอร์ และแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเสมือน V_{dc} สามารถคำนวณได้จากสมการ

$$V_{dc} = \frac{3}{2} \cdot |V_i| \cdot \frac{|I_i|}{I_{dc}} \cdot \cos(\phi_i) = \frac{3}{2} \cdot |V_i| \cdot m_c \cdot \cos(\phi_i) \quad (8)$$

โดยกำหนด V_i เป็นเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า (ค่ายอด), I_i เป็นเวกเตอร์กระแสไฟฟ้าด้านเข้า (ค่ายอด) ของวงจรบริดจ์เรกติไฟร์, $\cos(\phi_i)$ เป็นค่าตัวประกอบกำลังของวงจรบริดจ์เรกติไฟร์, m_c เป็นค่าดัชนีมอดูล์เลชันสำหรับวงจรบริดจ์เรกติไฟร์

2.3 สเปซเวกเตอร์พัลส์วิตช์ที่มีมอดูเลชันสำหรับวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์

วงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์ประกอบด้วยสวิตช์จำนวน 6 สวิตช์ ด้านเข้ารับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเสมือนจากวงจรบริดจ์เรกติไฟร์แปลงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส สามารถควบคุมให้มีระดับแรงดันไฟฟ้า ความถี่ และ เฟส ตามต้องการ ในรูปที่ 6 เวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าถูกแสดงบนระนาบเชิงซ้อนด้วยเวกเตอร์ต่าง ๆ กันจำนวน 6 เวกเตอร์ ในแต่ละเวกเตอร์มีขนาดเท่ากันแต่มีมุมต่างกัน 60° เรียกว่า “แอมป์เพลกเตอร์” สำหรับ 2 เวกเตอร์ที่เหลือมีขนาดเท่ากับศูนย์และมีตำแหน่งอยู่ที่จุดกำเนิดเรียกว่า “ซีโร่เวกเตอร์” การมอดูเลชันของวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์สามารถทำได้โดยใช้แอมป์เพลกเตอร์หนึ่งคู่ที่มีตำแหน่งวางอยู่ในเซกเตอร์เดียวกันกับ เวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าด้านนอก V_o รวมกันในส่วนที่เหมาะสม ในรูปที่ 6 เวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าออก V_o วางอยู่ในเซกเตอร์ที่หนึ่ง ดังนั้นคู่แอมป์เพลกเตอร์ที่ถูกเลือกคือ เวกเตอร์ V_1 และ เวกเตอร์ V_2 ผลรวมคู่แอมป์เพลกเตอร์ทั้งสองต้องเท่ากับเวกเตอร์กระแสไฟฟ้าเข้า V_o และค่าดีวติไซเคิล d_α d_β และ d_{V0} สามารถคำนวณจากสมการ

$$V_o = d_\alpha V_\alpha + d_\beta V_\beta \quad (9)$$

$$d_\alpha = \frac{T_\alpha}{T_S} = m_V \cdot \sin(60^\circ - \theta_V) \quad (10)$$

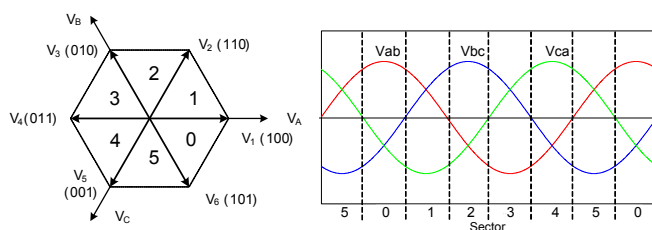
$$d_\beta = \frac{T_\beta}{T_S} = m_V \cdot \sin(\theta_V) \quad (11)$$

$$d_{V0} = \frac{T_{V0}}{T_S} = T_S - T_\alpha - T_\beta \quad (12)$$

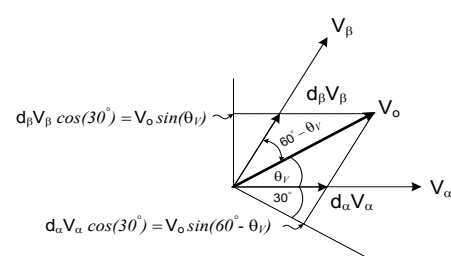
โดยกำหนดคาบเวลาการสวิตช์เป็น T_S วินาที และช่วงเวลาของแต่ละแอมป์เพลกเตอร์จะเท่ากับ T_α และ T_β วินาที ถ้าผลรวมของสองช่วงเวลาดังกล่าวไม่น้อยกว่าคาบเวลาสวิตช์ซึ่ง ซีโร่เวกเตอร์จะถูกนำมาใช้โดยมีช่วงเวลา T_{V0} กระแสไฟฟ้ากระแสตรงเสมือน I_{dc} สามารถคำนวณได้จากสมการ

$$I_{dc} = \frac{3}{2} \cdot |I_o| \cdot \frac{|V_o|}{V_{dc}} \cdot \cos(\phi_o) = \frac{3}{2} \cdot |I_o| \cdot m_v \cdot \cos(\phi_o) \quad (13)$$

โดย V_o เป็นเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าด้านนอก (ค่ายอด), I_o เป็นเวกเตอร์กระแสไฟฟ้าด้านนอก (ค่ายอด) ของวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์, $\cos(\phi_o)$ เป็นค่าตัวประกอบกำลังของโหลด และ m_v เป็นค่าดัชนีมอดูเลชันสำหรับวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์



รูปที่ 6 สเปซเวกเตอร์กระแสไฟฟ้าบนระนาบเชิงซ้อน



รูปที่ 7 สเปซเวกเตอร์พัลส์วิตช์ที่มีมอดูเลชันสำหรับวงจรบริดจ์เรกติไฟร์

2.4 การสังเคราะห์สเปซเวกเตอร์พัลส์วิตช์ที่มีอดดูละชั้นสำหรับเมตริกคอนเวอร์เตอร์

สเปซเวกเตอร์พัลส์วิตช์ที่มีอดดูละชั้นทางอ้อมสำหรับเมตริกคอนเวอร์เตอร์สามารถสังเคราะห์จากหลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิตช์ที่มีอดดูละชั้นของบริดจ์เรกติไฟร์และบริดจ์อินเวอร์เตอร์ กระแสไฟฟ้าด้านเข้าและแรงดันไฟฟ้าด้านออกของเมตริกคอนเวอร์เตอร์เท่ากับ

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_\gamma d_\alpha I_\gamma V_\alpha^T + d_\delta d_\alpha I_\delta V_\alpha^T + d_\gamma d_\beta I_\gamma V_\beta^T + d_\delta d_\beta I_\delta V_\beta^T \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_\alpha d_\gamma V_a I_a^T + d_\beta d_\gamma V_b I_a^T + d_\alpha d_\delta V_a I_a^T + d_\beta d_\delta V_b I_a^T \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (15)$$

โดยผลคูณค่าตัวที่ใช้เคลของแอดทีฟเวกเตอร์ของวงจรบริดจ์เรกติไฟร์และวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์และค่าตัวที่ใช้เคลของซีโรวีเวกเตอร์มีค่าเท่ากับ

$$d_{\gamma\alpha} = m_C \cdot m_V \cdot \sin(60^\circ - \theta_V) \cdot \sin(60^\circ - \theta_C) \quad (16)$$

$$d_{\delta\alpha} = m_C \cdot m_V \cdot \sin(60^\circ - \theta_V) \cdot \sin(\theta_C) \quad (17)$$

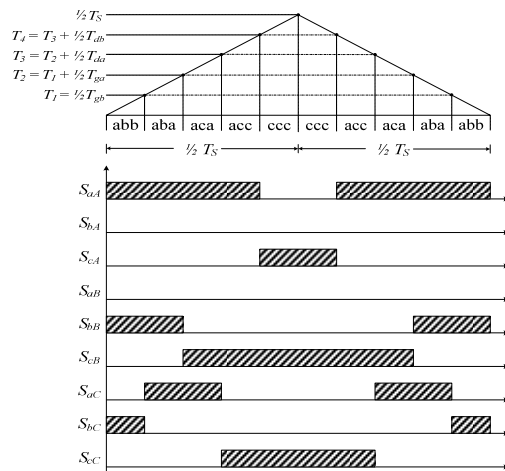
$$d_{\gamma\beta} = m_C \cdot m_V \cdot \sin(\theta_V) \cdot \sin(60^\circ - \theta_C) \quad (18)$$

$$d_{\delta\beta} = m_C \cdot m_V \cdot \sin(\theta_V) \cdot \sin(\theta_C) \quad (19)$$

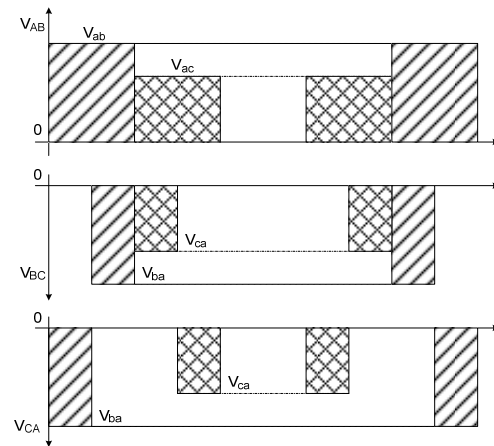
$$d_0 = 1 - d_{\gamma\alpha} - d_{\delta\alpha} - d_{\gamma\beta} - d_{\delta\beta} \quad (20)$$

ค่าดัชนีมีอดดูละชั้นของวงจรบริดจ์เรกติไฟร์จะถูกกำหนดให้เท่ากับหนึ่ง ($m_C = 1$) เพื่อให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงของวงจรบริดจ์เรกติไฟร์มีค่าสูงสุด ค่าดัชนีมีอดดูละชั้นของวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์มีค่าอยู่ระหว่างศูนย์ถึงหนึ่ง ($0 \leq m_V \leq 1$) ในกรณีที่ผลรวมค่าดัชนีมีอดดูละชั้นสมการ (16) – (19) น้อยกว่าหนึ่ง ซีโรวีเวกเตอร์จะถูกนำมาใช้งานโดยมีค่าดัชนีมีอดดูละชั้นคำนวณได้จากสมการ (20)

การมีอดดูละชั้นเวกเตอร์ของวงจรบริดจ์เรกติไฟร์และวงจรบริดจ์อินเวอร์เตอร์ทำให้ได้คู่ของเวกเตอร์กระแสไฟฟ้าเข้าและเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าออกแตกต่างกันเป็นจำนวน 4 คู่เวกเตอร์ ($\gamma\alpha, \gamma\beta, \delta\alpha, \delta\beta$) การสร้างสัญญาณมีอดดูละชั้นด้วยวิธีสเปซเวกเตอร์พัลส์วิตช์ที่มีอดดูละชั้นทางอ้อมนั้นจำเป็นต้องใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ในการสร้างสัญญาณควบคุมการเปิดปิดสวิตช์สามารถทำได้โดยใช้วงจรนับทำการนับเวลาต่อเนื่องจากศูนย์จนถึงค่าคาบเวลาการสวิตช์ ในขณะเดียวกันคาบเวลาการมีอดดูละชั้นในแต่ละช่วงจะถูกนำไปเปรียบเทียบกับเวลาของวงจรนับ เมื่อถึงคาบเวลาการมีอดดูละชั้นในแต่ละช่วง สัญญาณพัลส์ควบคุมแต่ละสวิตช์จะถูกสร้างตามลำดับคู่เวกเตอร์ที่ทำให้จำนวนครั้งการสวิตช์น้อยที่สุดแสดงในตาราง (ภาคผนวก) ในรูปที่ 8 แสดงการสังเคราะห์สัญญาณพัลส์วิตช์ที่มีอดดูละชั้นของเมตริกคอนเวอร์เตอร์โดยเวกเตอร์กระแสไฟฟ้าและเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าอยู่ในเซ็กเตอร์ศูนย์ ในรูปที่ 9 แสดงรูปแรงดันไฟฟ้าระหว่างเฟสด้านออกของเมตริกคอนเวอร์เตอร์ซึ่งมีลักษณะเป็นแท่งสี่เหลี่ยม โดยมีค่ายอดของแรงดันไฟฟ้าระหว่างเฟสด้านออกเท่ากับค่ายอดของแรงดันไฟฟ้าระหว่างเฟสด้านเข้าและค่าเฉลี่ยในหนึ่งคาบการสวิตช์เท่ากับแรงดันไฟฟ้าด้านออกตามที่ต้องการ การมีอดดูละชั้นดังกล่าวมีช่วงการทำงานเชิงเส้นที่ค่าดัชนีมีอดดูละชั้นต่ำกว่า 0.866 เมื่อค่าดัชนีมีอดดูละชั้นสูงกว่านี้จำเป็นต้องใช้เทคนิคโอเวอร์มีอดดูละชั้นที่เหมาะสม



รูปที่ 8 สัญญาณสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดท์มอดูเลชั่น



รูปที่ 9 แรงดันไฟฟ้าระหว่างเฟสด้านออก

3. การควบคุมเชิงเวกเตอร์

3.1 หลักการและวิเคราะห์

การควบคุมเชิงเวกเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ 3 เฟส ทำให้สนามแม่เหล็กโรเตอร์และแรงบิดสามารถควบคุมได้อย่างอิสระเช่นเดียวกับการทำงานของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ในงานวิจัยนี้ใช้การควบคุมเชิงเวกเตอร์ทางอ้อมเพื่อควบคุมสนามแม่เหล็กโรเตอร์และความเร็วรอบให้เหมาะสมกับสภาวะการทำงานของกังหันลมหรือกังหันน้ำ โดยแบบจำลองพลศาสตร์ของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ 3 เฟส สามารถแสดงด้วยสมการ

$$\mathbf{v}_{abc,s} = r_s \mathbf{i}_{abc,s} + \frac{d\lambda_{abc,s}}{dt} \quad (21)$$

$$\mathbf{v}_{abc,r} = r_r \mathbf{i}_{abc,r} + \frac{d\lambda_{abc,r}}{dt} \quad (22)$$

โดยเมตริกซ์ $\mathbf{v}_{abc,s}$ และ $\mathbf{v}_{abc,r}$ เป็นแรงดันไฟฟ้าสเตเตอร์และโรเตอร์ในแต่ละเฟส $\mathbf{i}_{abc,s}$ และ $\mathbf{i}_{abc,r}$ เป็นกระแสไฟฟ้าสเตเตอร์และโรเตอร์ในแต่ละเฟส $\lambda_{abc,s}$ และ $\lambda_{abc,r}$ เป็นสนามแม่เหล็กสเตเตอร์และโรเตอร์ในแต่ละเฟส r_s เป็นความต้านทานสเตเตอร์ และ r_r เป็นความต้านทานโรเตอร์

เนื่องจากสนามแม่เหล็กเปลี่ยนแปลงในรูปตัวแปรเวลาและคาบเกี่ยวกันระหว่างเฟส ทำให้การวิเคราะห์ซับซ้อนและควบคุมได้ยาก ดังนั้นสมการ (21),(22) จึงถูกแปลงให้อยู่ในรูปตัวแปรสองเฟสตั้งฉากกันหมุนด้วยความเร็วเชิงโคโรนัสหรือ “แกนอ้างอิงเชิงโคโรนัส” ด้วยเมตริกซ์ “ปาร์ค” $\mathbf{T}_{dq0}$ และแปลงผกผันด้วยเมตริก “อินเวอร์ส ปาร์ค” $\mathbf{T}_{dq0}^{-1}$ ดังนี้

$$\mathbf{v}_{dq,s} = \mathbf{T}_{dq0} \cdot \mathbf{v}_{abc,s} \quad \mathbf{v}_{abc,s} = \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \cdot \mathbf{v}_{dq,s} \quad (23)$$

$$\mathbf{v}_{dq,r} = \mathbf{T}_{dq0} \cdot \mathbf{v}_{abc,r} \quad \mathbf{v}_{abc,r} = \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \cdot \mathbf{v}_{dq,r} \quad (24)$$

$$\mathbf{T}_{dq0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_e) & \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \mathbf{T}_{dq0}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (35)$$

โดยกำหนด θ_e เป็นตำแหน่งมุมทางไฟฟ้า ω_e เป็นความเร็วรอบเชิงมุมของแกนอ้างอิงซิงโครนัส ω_r เป็นความเร็วรอบเชิงมุมของโรเตอร์ สมการแรงดันไฟฟ้าสเตเตอร์และโรเตอร์ (23),(24) หลังจากแปลงให้อยู่ในแกนอ้างอิงซิงโครนัสแรงดันไฟฟ้าสเตเตอร์และโรเตอร์ถูกแสดงในรูปสมการ (26),(27) และแรงบิดทางกลของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำคำนวณได้จากสมการ (28)

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = r_s \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d\lambda_{ds}/dt \\ d\lambda_{qs}/dt \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega_e \lambda_{qs} \\ \omega_e \lambda_{ds} \end{bmatrix} \quad (26)$$

$$\begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = r_r \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d\lambda_{dr}/dt \\ d\lambda_{qr}/dt \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -(\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr} \\ (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr} \end{bmatrix} \quad (27)$$

$$T = \frac{3}{2} \frac{p}{L_r} \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{dr} i_{qs} - \lambda_{qr} i_{ds}) \quad (28)$$

โดยกำหนด L_m เป็นความเหนี่ยวนำร่วมระหว่างสเตเตอร์และโรเตอร์ L_r เป็นความเหนี่ยวนำโรเตอร์ p เป็นจำนวนโพลส์ สำหรับมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่มีโรเตอร์กรงกระรอกจะทำให้เกิดการลัดวงจรด้านโรเตอร์ ทำให้แรงดันไฟฟ้าโรเตอร์เท่ากับศูนย์ ดังนั้นสมการ (27) สามารถแปลงให้อยู่ในรูปสมการ (29) และความเร็วเชิงมุมสลลิปสามารถคำนวณได้จากสมการ (30)

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = -\frac{L_m r_r}{L_r} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{r_r}{L_r} \begin{bmatrix} \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_{dr}/dt \\ \lambda_{qr}/dt \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega_{slip} \lambda_{qr} \\ \omega_{slip} \lambda_{dr} \end{bmatrix} \quad (29)$$

$$\omega_{slip} = \omega_e - \omega_r \quad (30)$$

เมื่อพิจารณาในสภาวะเสถียร สนามแม่เหล็กโรเตอร์ในแกนตั้งฉากจะกำหนดให้คงที่เท่ากับศูนย์ ($\lambda_{qr} = 0$) สนามแม่เหล็กโรเตอร์ในแนวแกนตรง แรงบิด ความเร็วเชิงมุมสลลิป และมุมทางไฟฟ้าของสนามแม่เหล็กโรเตอร์ สามารถคำนวณได้ด้วยสมการ

$$\lambda_{dr} = L_m i_{ds} \quad (31)$$

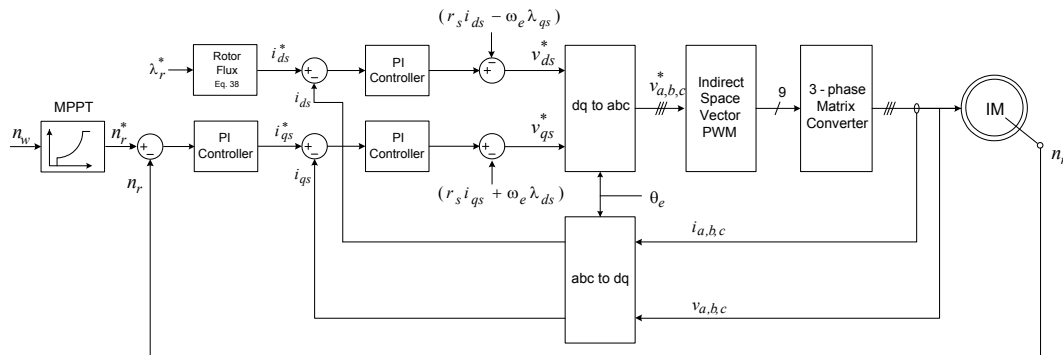
$$T = \frac{3}{2} \frac{p}{L_r} \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{dr} i_{qs}) \quad (32)$$

$$\omega_{slip} = \frac{r_r}{L_r} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \quad (33)$$

$$\theta_e = \frac{p}{2} \int (\omega_{slip} + \omega_r) dt \quad (34)$$

การควบคุมเชิงเวกเตอร์นี้จะสามารถควบคุมสนามแม่เหล็กโรเตอร์และแรงบิดได้อย่างอิสระ เมื่อพิจารณาจากสมการที่ (31),(32) สนามแม่เหล็กโรเตอร์จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับกระแสไฟฟ้าสเตเตอร์ในแกนตรง และแรงบิดจะแปรผันตรงกับกระแสไฟฟ้าสเตเตอร์ในแกนตั้งฉาก ในรูปที่ 10 แสดงบล็อกไดอะแกรมการประยุกต์การควบคุมเชิงเวกเตอร์เพื่อใช้ควบคุมสนามแม่เหล็กโรเตอร์และความเร็วรอบสำหรับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ โดยความเร็วรอบอ้างอิงจะถูกพิจารณาจากศักยภาพของต้นกำลังทางกลด้วยวิธีการติดตามกำลังไฟฟ้าสูงสุด ความเร็วรอบจะถูกควบคุมในวงรอบปิดด้วยตัวควบคุมพีไอ โดยมีเอาต์พุตเป็นกระแสไฟฟ้าสเตเตอร์อ้างอิงในแกนตรง สนามแม่เหล็กโรเตอร์จะถูกควบคุมในวงรอบเปิดโดยใช้กระแสไฟฟ้าสเตเตอร์อ้างอิงในแกนตั้งฉาก กระแสไฟฟ้าสเตเตอร์อ้างอิงทั้งสองแกนจะถูกควบคุมในวงรอบปิดชั้นในด้วยตัวควบคุมพีไอ แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมความต้านทานสเตเตอร์และแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำไขว้จะถูกชดเชยด้วยการป้อนนำหน้า ความเร็วรอบโรเตอร์จะถูกตรวจวัดด้วยเอนโคเดอร์เพื่อ

ใช้คำนวณความเร็วรอบเชิงคร่าวๆของสนามแม่เหล็กโรเตอร์ แรงดันไฟฟ้าอ้างอิงที่ได้จากการคำนวณจะถูกป้อนให้กับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำด้วยเมตริกคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 10 การควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำด้วยวิธีควบคุมเชิงเวกเตอร์สำหรับเมตริกคอนเวอร์เตอร์

3.2 การออกแบบตัวควบคุมพีไอ

จากสมการ (28) ในสถานะเสถียรสนามแม่เหล็กโรเตอร์ในแกนตั้งฉากถูกควบคุมให้เป็นศูนย์ แรงบิดจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับกระแสไฟฟ้าในแกนตั้งฉากดังนี้

$$T = \frac{3}{2} \frac{p}{L_r} \frac{L_m^2}{L_r} (i_{ds}^* i_{qs}) = K_T (i_{ds}^* i_{qs}) \quad (35)$$

ตัวแปรที่สามารถใช้ในการควบคุมความเร็วรอบจะเป็นแรงบิดหรือกระแสไฟฟ้าในแกนตั้งฉาก ดังนั้นวงรอบปิดควบคุมความเร็วสามารถแสดงด้วยบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 11 การออกแบบค่าอัตราขยายของตัวควบคุมพีไอพิจารณาได้จากเงื่อนไขของค่ามุมเพื่อ PM เมื่อพิจารณาถึงความถี่ตัดข้าม ω_c ของวงรอบเปิด ค่าอัตราขยายของตัวควบคุมพีไอสามารถคำนวณได้จากสมการ

$$K_{pv} = \frac{J \omega_{cv}}{K_T \sqrt{1 + \tan^2(PM)}} \quad (36)$$

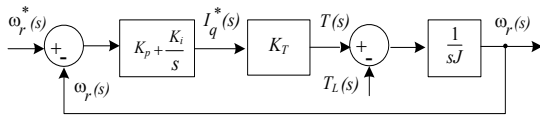
$$K_{iv} = K_{pv} \omega_{cv} \tan(PM) \quad (37)$$

โดยกำหนด J เป็นความเฉื่อยของระบบทางกล ω_{cv} เป็นความถี่ตัดข้ามวงรอบควบคุมความเร็ว จากพารามิเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ (ในภาคผนวก) ถ้ากำหนดมุมเพื่อ 65° ความถี่ตัดข้ามที่ 100 Hz ค่าอัตราขยาย $K_{pv} = 0.44$ และ $K_{iv} = 591.8$ รูปที่ 12 แผนภาพโบตของวงรอบปิดควบคุมความเร็วรอบปิดควบคุมความเร็วซึ่งมีมุมเพื่อเท่ากับ 64.3° และอัตราขยายเพื่อเป็นอนันต์ ทำให้วงรอบควบคุมความเร็วทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ

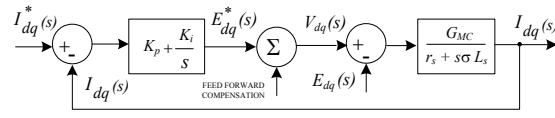
รูปที่ 13 แสดงบล็อกไดอะแกรมวงรอบชั้นในควบคุมกระแสไฟฟ้า แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำและแรงดันไฟฟ้าคร่อมความต้านทานสเตเตอร์จะถูกป้อนชดเชยล่วงหน้า ทำให้วงรอบควบคุมกระแสไฟฟ้าในแต่ละแกนสามารถแยกจากกันได้ ถ้าฟังก์ชันถ่ายโอนของวงรอบเปิดควบคุมกระแสไฟฟ้าถูกจัดในรูปสมการ

$$G_{oc}(s) = \frac{K_{ic}}{s} \left(1 + s \frac{K_{pc}}{K_{ic}} \right) \frac{(G_{MC}/r_s)}{(1 + s \frac{\sigma L_s}{r_s})} \quad (38)$$

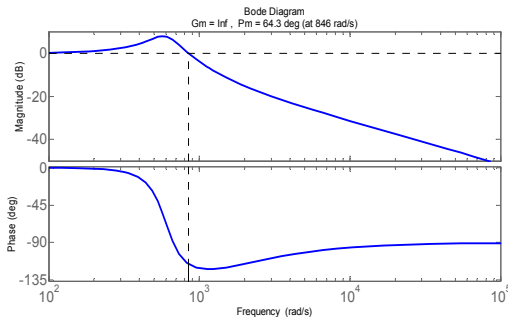
ถ้าทำให้เกิดการหักล้างของคู่โพลส์ซีโรและการตอบสนองเชิงความถี่ของวงรอบเปิดควบคุมกระแสไฟฟ้ามีความถี่ตัดข้าม ω_{cc} อัตราขยายตัวควบคุมพีไอในสมการ (38) เท่ากับ



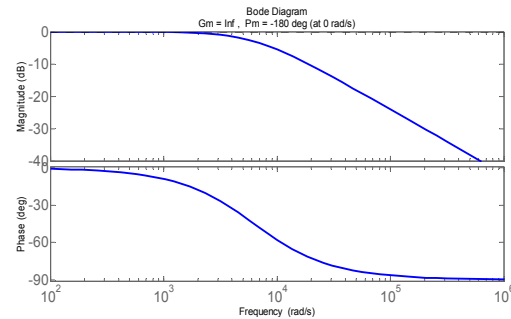
รูปที่ 11 บล็อกไดอะแกรมวงรอบปิดควบคุมความเร็ว



รูปที่ 13 บล็อกไดอะแกรมวงรอบปิดควบคุมกระแสไฟฟ้า



รูปที่ 12 แผนภาพโบดของวงรอบปิดควบคุมความเร็ว



รูปที่ 14 แผนภาพโบดของวงรอบปิดควบคุมกระแสไฟฟ้า

$$K_{ic} = \frac{r_s \omega_{cc}}{G_{MC}} \quad (39)$$

$$K_{pc} = \frac{\omega_{cc} \sigma L_s}{G_{MC}} \quad (40)$$

ความถี่ตัดข้ามของวงรอบควบคุมกระแสไฟฟ้าควรสูงกว่าของวงรอบควบคุมความเร็ว 6 – 10 เท่า อัตราการขยายมีอดดูเลชั่น ของเมตริกคอนเวอร์เตอร์ $G_{MC} = 300$ อัตราขยายตัวควบคุม $K_{ic} = 148.7$ และ $K_{pc} = 0.085$ แผนภาพโบดในรูปที่ 14 แสดงการตอบสนองเชิงความถี่ของวงรอบปิดควบคุมกระแสไฟฟ้า โดยมุมเฟื่อเท่ากับ 180° และอัตราการขยายเฟื่อเป็นอนันต์ ทำให้วงรอบควบคุมกระแสไฟฟ้าสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ

4. การพัฒนางจรต้นแบบ

การพัฒนางจรเมตริกคอนเวอร์เตอร์ประกอบด้วยสองส่วนหลักได้แก่ การพัฒนางจรเมตริกคอนเวอร์เตอร์ และการพัฒนาซอฟต์แวร์ควบคุม โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

4.1 วงจรเมตริกคอนเวอร์เตอร์

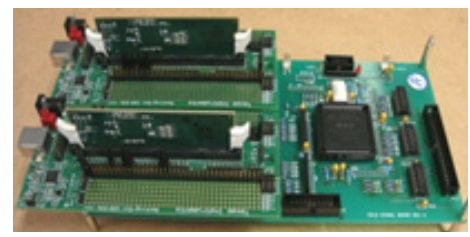
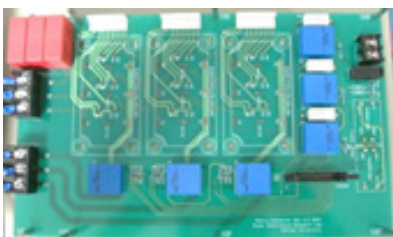
การพัฒนางจรเมตริกคอนเวอร์เตอร์ประกอบด้วยวงจรต่างๆ เช่น วงจรขับเคลื่อนควบคุมการเปิดปิดสวิตช์ไอจีบีที 18 ตัว วงจรลอจิกสับเปลี่ยนการนำกระแสไฟฟ้า 4 ลำดับ วงจรตรวจวัดระดับแรงดันไฟฟ้า วงจรตรวจวัดกระแสไฟฟ้า วงจรตรวจวัดทิศทางกระแสไฟฟ้า วงจรแคลมป์จำกัดแรงดันไฟฟ้าคร่อมสวิตช์ และไมโครคอนโทรลเลอร์ควบคุมการทำงานของเมตริกคอนเวอร์เตอร์

ในรูปที่ 15 แสดงวงจรเมตริกคอนเวอร์เตอร์ที่พัฒนาขึ้นจากไอจีบีทีโมดูล APTGF50TDU120PG 3 โมดูล ในแต่ละโมดูลประกอบด้วยไอจีบีทีสวิตช์ 3 คู่ ต่อแบบอิมิตเตอร์ร่วมเพื่อทำหน้าที่เป็นสวิตช์สองทาง ดังนั้นต้องใช้ไอจีบีทีโมดูล 3 ตัวนำมาใช้ในการพัฒนางจรสวิตช์สองทาง 9 สวิตช์ สำหรับการตรวจวัดกระแสไฟฟ้าจะใช้ตัวตรวจวัดกระแสไฟฟ้า LA25NP สามารถทำงานในช่วงความถี่สูงถึง 200 kHz อัตราการขยายของวงจรตรวจวัดกระแสไฟฟ้าเท่ากับ 6A:3.3V เมื่อนำไปใช้กับวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัลความละเอียด 12-bit ทำให้สามารถวัดกระแสไฟฟ้าได้ความละเอียดสูงถึง 3mA/bit สำหรับการตรวจวัดแรง

ดันไฟฟ้าใช้ตัวตรวจวัดแรงดันไฟฟ้า LV25P สามารถทำงานในช่วงความถี่สูงถึง 200 kHz อัตราการขยายของวงจรตรวจวัดแรงดันไฟฟ้าเท่ากับ 600V:3.3V เมื่อนำไปใช้กับวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัลความละเอียด 12-bit ทำให้สามารถวัดแรงดันไฟฟ้าได้ความละเอียดสูงถึง 0.3V/bit

รูปที่ 16 แสดงวงจรขับเคลื่อนสวิตช์ไอจีบีที 18 ตัว โดยใช้ไอซี FOD3184 ซึ่งมีวงจรอปโตเพื่อแยกการวางตัววงจรควบคุมและวงจรกำลังออกจากกัน สามารถจ่ายกระแสไฟฟ้าสูงถึง 3A ความถี่สวิตช์ 200 kHz แรงดันไฟฟ้าขับเคลื่อน ± 15 V เนื่องจากเป็นการต่อแบบอิมิตเตอร์ร่วม ดังนั้นจึงต้องใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า ± 15 V จำนวน 9 ตัว

รูปที่ 17 แสดงบอร์ดควบคุมการทำงานวงจรเมตริกคอนเวอร์เตอร์โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ TI-TMS320F28069 จำนวน 2 ตัวทำงานคู่ขนาน โดยตัวที่หนึ่งทำหน้าที่ควบคุมความเร็วรอบของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำตามหลักการควบคุมเชิงเวกเตอร์ ตัวที่สองทำหน้าที่สร้างสัญญาณพัลส์ควบคุมสวิตช์ในวงจรเมตริกคอนเวอร์เตอร์ สำหรับวงจรลอจิกสับเปลี่ยนการนำกระแสไฟฟ้า 4 ลำดับพัฒนาจากวงจรดิจิทัลโปรแกรมได้ Altera CPLD (MAX 7000) โดยรับสัญญาณจากไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวที่สองเป็นสัญญาณพัลส์ 9 สัญญาณ สัญญาณทิศทางกระแสไฟฟ้า 3 สัญญาณจากวงจรคอมพาราเตอร์ สัญญาณพัลส์ที่ได้จากวงจรดิจิทัลสับเปลี่ยนกระแสไฟฟ้าสี่ลำดับทั้งหมด 18 สัญญาณ เพื่อใช้ควบคุมสวิตช์ไอจีบีที 18 ตัว



รูปที่ 15 วงจรเมตริกคอนเวอร์เตอร์

รูปที่ 16 วงจรขับเคลื่อนสวิตช์ไอจีบีที

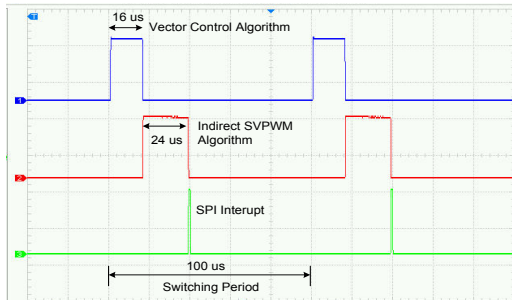
รูปที่ 17 บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์

4.2 การพัฒนาซอฟต์แวร์

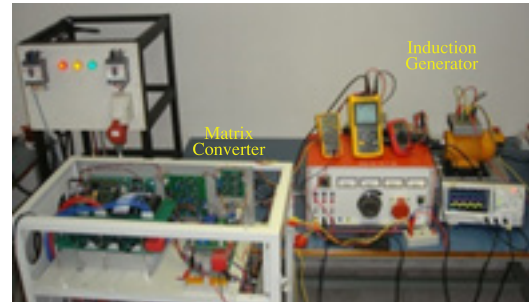
การพัฒนาซอฟต์แวร์สำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อควบคุมเมตริกคอนเวอร์เตอร์แบ่งออกเป็น 2 ส่วนดังนี้ ไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวที่ 1 ทำหน้าที่คำนวณค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ควบคุมเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำตามหลักการควบคุมเชิงเวกเตอร์ คำนวณค่ามอดดูเลชั่นของเมตริกคอนเวอร์เตอร์ตามหลักการของสเปซเวกเตอร์พีดับเบิลยูเอ็มแบบทางอ้อม สำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวที่ 2 ทำหน้าที่สร้างสัญญาณพัลส์ควบคุมการเปิดปิดสวิตช์ของเมตริกคอนเวอร์เตอร์ การทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ทั้ง 2 ตัวแสดงได้ด้วยโฟลชาร์ตในภาคผนวก

เมื่อไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวที่ 1 เริ่มทำงานในแต่ละคาบการสวิตช์ แรงดันไฟฟ้าด้านอินพุท กระแสไฟฟ้าด้านเอาต์พุท และความเร็วรอบ จะถูกแปลงจากสัญญาณอนาล็อกเป็นค่าดิจิทัลเก็บไว้ในรูปตัวแปรใช้คำนวณแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงเพื่อใช้ควบคุมความเร็วรอบตามหลักการควบคุมเชิงเวกเตอร์ ค่าตัวดิไซเคิล เฟส และเช็กเตอร์ สำหรับสเปซเวกเตอร์มอดดูเลชั่นของเมตริกคอนเวอร์เตอร์ หลังจากการคำนวณเสร็จสิ้นค่าตัวแปรจะถูกส่งให้กับไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวที่ 2 เพื่อนำไปใช้ในการสร้างสัญญาณพัลส์สำหรับควบคุมสวิตช์ผ่านพอร์ตสื่อสารอนุกรม SPI (Serial Peripheral Interface) 2 โมดูลด้วยอัตราเร็วการส่งข้อมูล 2.5 Mbit/sec โดยมีข้อมูลที่ต้องส่งทั้งหมด 128 บิต หลังจากส่งข้อมูลเสร็จไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวที่ 1 จะรอจนกระทั่งครบหนึ่งคาบการสวิตช์แล้วจึงเริ่มกลับมาเริ่มต้นทำงานใหม่ รูปที่ 18 แสดงการทำงานในหนึ่งคาบสวิตช์ ไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวที่ 1 เริ่มการทำงานในวงจรควบคุมความเร็วเชิงเวกเตอร์ภายในเวลา 16 μ s หลังจากนั้นทำงานในวงจรคำนวณสเปซเวกเตอร์พีดับเบิลยูเอ็มแบบทางอ้อมภายในเวลา 24 μ s และสุดท้ายส่งข้อมูลผ่านพอร์ตสื่อสาร SPI ภายในเวลา 25.6 μ s โดยรวมใช้เวลา 65.6 μ s สำหรับการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวที่ 2 หลังจากรับค่าตัวแปรผ่านพอร์ตสื่อสารอนุกรม (SPI) อาทิเช่น เฟสและเช็กเตอร์ของแรงดันไฟฟ้าอินพุท กระแสไฟฟ้าอินพุท และค่ามอดดูเลชั่น ซอฟต์แวร์จะตั้งเวลาในการอินเทอร์รัปต์โดยใช้โมดูลพีดับเบิลยูเอ็ม 5 โมดูล เมื่อเกิดการอินเทอร์รัปต์แต่ละครั้ง สัญญาณพัลส์ที่กำหนดไว้ในโปรแกรมจะถูกส่งออกจากพอร์ตดิจิทัลของไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวที่ 2

ทำให้สร้างสัญญาณพัลส์ควบคุมเมตริกคอนเวอร์เตอร์ได้อย่างแม่นยำ



รูปที่ 18 การทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวที่ 1



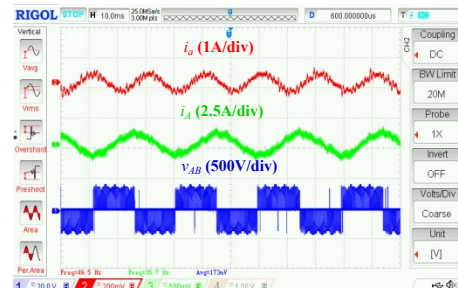
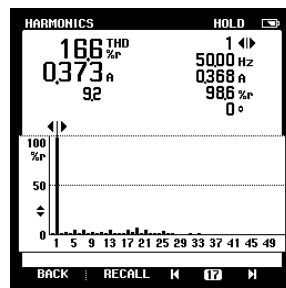
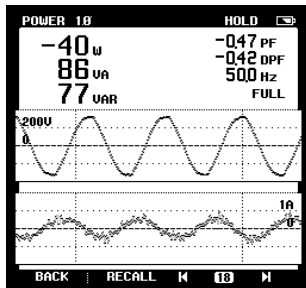
รูปที่ 19 การทดสอบเมตริกคอนเวอร์เตอร์

5. การทดสอบ

วงจรต้นแบบเมตริกคอนเวอร์เตอร์ได้รับการทดสอบใช้เชื่อมโยงเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำกับระบบไฟฟ้า โดยมีพารามิเตอร์ของเมตริกคอนเวอร์เตอร์แสดงในตารางที่ 1 รูปที่ 19 แสดงการทดสอบเมตริกคอนเวอร์เตอร์เชื่อมโยงเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำกับระบบไฟฟ้า ในการทดสอบจะใช้มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงเป็นต้นกำลังทางกลขับเคลื่อนเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ ขณะที่เมตริกคอนเวอร์เตอร์ควบคุมความเร็วของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำให้มีความเร็วรอบคงที่ 1,100 RPM ด้วยการควบคุมเชิงเวกเตอร์สนามแม่เหล็กโรเตอร์ถูกควบคุมในวงรอบเปิดด้วยตัวแปรกระแสไฟฟ้าในแกนตั้ง โดยมีค่ากระแสไฟฟ้าอ้างอิงในแกนตั้งที่ 40% ของกระแสไฟฟ้าพิกัด เมื่อต้นกำลังทางกลขับเคลื่อนเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ทำให้แรงบิดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำมีทิศตรงข้ามทิศการหมุนและเริ่มเข้าสู่โหมดการเบรคแบบคืนพลังงาน ค่ามุมตัวประกอบกำลังมีค่ามากกว่า 90° กำลังไฟฟ้าจึงถูกป้อนเข้าสู่ระบบไฟฟ้าผ่านเมตริกคอนเวอร์เตอร์ แต่กำลังไฟฟ้านี้แอกทีฟที่นำไปใช้สร้างสนามแม่เหล็กยังคงมีค่าเท่าเดิม รูปที่ 20 แสดงค่ากำลังไฟฟ้าจริงที่ป้อนเข้าสู่ระบบไฟฟ้าเท่ากับ -120 W กำลังไฟฟ้านี้แอกทีฟเท่ากับ 231 Var และค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับ 0.47 (นำหน้า) ซึ่งเป็นผลจากกำลังไฟฟ้านี้แอกทีฟของคาปาซิเตอร์ของวงจรกรองกระแสไฟฟ้าด้านเข้า ความผิดเพี้ยนรวมของกระแสไฟฟ้าด้านเข้า $\%THD = 16.6\%$ รูปที่ 21 แสดงกระแสไฟฟ้าด้านเข้า กระแสไฟฟ้าด้านออก และแรงดันไฟฟ้าด้านออกของเมตริกคอนเวอร์เตอร์ ความถี่ของกระแสไฟฟ้าด้านออกเท่ากับ 35.7 Hz ความเร็วรอบเชิงโครนส์เท่ากับ 1,071 RPM เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำทำงานที่ค่าสลิป -0.027 ผลการทดสอบสามารถยืนยันได้ว่าเมตริกคอนเวอร์เตอร์สามารถควบคุมและเชื่อมโยงเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำกับระบบไฟฟ้าได้

ตารางที่ 1 พารามิเตอร์ของวงจรต้นแบบเมตริกคอนเวอร์เตอร์

พารามิเตอร์	
กำลังไฟฟ้า	3 kVA
แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า	230 V
ความถี่ระบบไฟฟ้า	50Hz
ความถี่การสวิตช์	10 kHz
ค่าตัวประกอบกำลัง (ที่พิกัดกำลัง)	0.95
วงจรกรองกระแสไฟฟ้าด้านเข้า	1.5mH/6uF
วงจรแคลมป์	100kΩ/16.5uF



รูปที่ 20 กำลังไฟฟ้าจริงและฮาร์โมนิกสของกระแสไฟฟ้า

รูปที่ 21 ผลการทดสอบเมตริกคอนเวอร์เตอร์

6. สรุป

บทความนี้เสนอการพัฒนาและควบคุมเมตริกคอนเวอร์เตอร์ป้อนเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำสำหรับแหล่งพลังงานหมุนเวียน หลักการทำงานและการวิเคราะห์ของเมตริกคอนเวอร์เตอร์ สเปกเตอร์พัลส์มีอัตราส่วนการควบคุมเชิงเวกเตอร์ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ การออกแบบอัตราขยายวงรอบการควบคุมความเร็วและสนามแม่เหล็กโรเตอร์ได้ถูกนำเสนอ นอกจากนี้ได้อธิบายการพัฒนางจรต้นแบบเมตริกคอนเวอร์เตอร์ 3 kVA, 230 V, 3Ø และการพัฒนาซอฟต์แวร์ควบคุมการทำงานด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ จากผลการทดสอบสามารถยืนยันได้ว่าเมตริกคองเวอร์มีความเหมาะสมในการนำไปใช้เชื่อมโยงเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำเชื่อมโยกับระบบไฟฟ้า

กิตติกรรมประกาศ

โครงการวิจัยนี้ได้รับทุนสนับสนุนจากมหาวิทยาลัยมหิดล และกองทุนเพื่อส่งเสริมการอนุรักษ์พลังงาน สำนักงานนโยบายและแผนพลังงาน กระทรวงพลังงาน (ปีงบประมาณ 2557)

ภาคผนวก

พารามิเตอร์เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

Induction Motor: 0.37 kW, 230V, 50Hz, 4 Poles,

$r_s=7.1$ W, $L_{ls}= 22.6$ mH, $L_m= 0.283$ H, $r_r= 7.0$ W, $L_{lr}= 22.6$ mH, $J_m= 0.0013$ kg×m²

การจัดลำดับคู่เวกเตอร์ที่เหมาะสมสำหรับเมตริกคอนเวอร์เตอร์

Rectifier	0					1					2				
Inverter	Switching Pattern					Sequence					Switching Pattern				
0	abb	aba	aca	acc	ccc	$\gamma\beta-\gamma\alpha-\delta\beta-\delta\alpha-0$	aca	acc	bcc	ccb	bbb	$\gamma\alpha-\gamma\beta-\delta\beta-\delta\alpha-0$	bcc	ccb	bab
1	abb	aab	aac	acc	ccc	$\gamma\alpha-\gamma\beta-\delta\beta-\delta\alpha-0$	aac	acc	bcc	bcb	bbb	$\gamma\beta-\gamma\alpha-\delta\alpha-\delta\beta-0$	bcc	bcb	bba
2	bab	aab	aac	cac	ccc	$\gamma\beta-\gamma\alpha-\delta\alpha-\delta\beta-0$	aac	cac	cbc	bbc	bbb	$\gamma\alpha-\gamma\beta-\delta\beta-\delta\alpha-0$	cbc	bbc	bba
3	bab	baa	caa	cac	ccc	$\gamma\alpha-\gamma\beta-\delta\beta-\delta\alpha-0$	caa	cac	cbc	cbb	bbb	$\gamma\beta-\gamma\alpha-\delta\alpha-\delta\beta-0$	cbc	cbb	abb
4	bba	baa	caa	cca	ccc	$\gamma\beta-\gamma\alpha-\delta\alpha-\delta\beta-0$	caa	cca	ccb	cbb	bbb	$\gamma\alpha-\gamma\beta-\delta\beta-\delta\alpha-0$	ccb	cbb	abb
5	bba	aba	aca	cca	ccc	$\gamma\alpha-\gamma\beta-\delta\beta-\delta\alpha-0$	aca	cca	ccb	ccb	bbb	$\gamma\beta-\gamma\alpha-\delta\alpha-\delta\beta-0$	ccb	ccb	bab

6		3					4					5						
Inverter	Switching Pattern					Sequence	Switching Pattern					Sequence	Switching Pattern			Sequence		
0	bab	baa	caa	cac	ccc	$\gamma\alpha\text{-}\gamma\beta\text{-}\delta\beta\text{-}\delta\alpha\text{-}0$	caa	cac	cbc	cbb	bbb	$\gamma\beta\text{-}\gamma\alpha\text{-}\delta\alpha\text{-}\delta\beta\text{-}0$	cbc	cbb	abb	aba	aaa	$\gamma\alpha\text{-}\gamma\beta\text{-}\delta\beta\text{-}\delta\alpha\text{-}0$
1	bba	baa	caa	cca	ccc	$\gamma\beta\text{-}\gamma\alpha\text{-}\delta\alpha\text{-}\delta\beta\text{-}0$	caa	cca	ccb	cbb	bbb	$\gamma\alpha\text{-}\gamma\beta\text{-}\delta\beta\text{-}\delta\alpha\text{-}0$	ccb	cbb	abb	aab	aaa	$\gamma\beta\text{-}\gamma\alpha\text{-}\delta\alpha\text{-}\delta\beta\text{-}0$
2	bba	aba	aca	cca	ccc	$\gamma\alpha\text{-}\gamma\beta\text{-}\delta\beta\text{-}\delta\alpha\text{-}0$	aca	cca	ccb	ccb	bbb	$\gamma\beta\text{-}\gamma\alpha\text{-}\delta\alpha\text{-}\delta\beta\text{-}0$	ccb	ccb	bab	aab	aaa	$\gamma\alpha\text{-}\gamma\beta\text{-}\delta\beta\text{-}\delta\alpha\text{-}0$
3	abb	aba	aca	acc	ccc	$\gamma\beta\text{-}\gamma\alpha\text{-}\delta\alpha\text{-}\delta\beta\text{-}0$	aca	acc	bcc	ccb	bbb	$\gamma\alpha\text{-}\gamma\beta\text{-}\delta\beta\text{-}\delta\alpha\text{-}0$	bcc	ccb	bab	baa	aaa	$\gamma\beta\text{-}\gamma\alpha\text{-}\delta\alpha\text{-}\delta\beta\text{-}0$
4	abb	aab	aac	acc	ccc	$\gamma\alpha\text{-}\gamma\beta\text{-}\delta\beta\text{-}\delta\alpha\text{-}0$	aac	acc	bcc	bbc	bbb	$\gamma\beta\text{-}\gamma\alpha\text{-}\delta\alpha\text{-}\delta\beta\text{-}0$	bcc	bbc	bba	baa	aaa	$\gamma\alpha\text{-}\gamma\beta\text{-}\delta\beta\text{-}\delta\alpha\text{-}0$
5	bab	aab	aac	cac	ccc	$\gamma\beta\text{-}\gamma\alpha\text{-}\delta\alpha\text{-}\delta\beta\text{-}0$	aac	cac	cbe	bcb	bbb	$\gamma\alpha\text{-}\gamma\beta\text{-}\delta\beta\text{-}\delta\alpha\text{-}0$	bcb	bbc	bba	aba	aaa	$\gamma\beta\text{-}\gamma\alpha\text{-}\delta\alpha\text{-}\delta\beta\text{-}0$

Flowchart of Microcontroller I



- [1] Jessada Teeranan, Development of a Matrix Converter based on Indirect Space Vector PWM for Renewable Energy Sources, M.Eng. thesis, 2014, Mahidol University.
- [2] D. W. Novotny and T.A. Lipo, Vector Control and Dynamics of AC Drives, Clarendon Press
- [3] C Werner Leonhard, Control of Electrical Drives, Springer
- [4] Andrzej Trzynadlowski, Control of Induction Motors, Academic Press
- [5] Ned Mohan, Power Electronics and Drives, MNPERE
- [6] A. Alessina and M. Venturini, "Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine Switch Direct AC-AC Converters," IEEE Trans on Power Electronics, Vol. 4, No. 1, Jan 1989, pp. 101-112
- [7] L. Huber and D. Borojevic, "Space Vector Modulated Three-Phase to Three-Phase Matrix Converter with Input Power Factor Correction," Trans IEEE on Industry Applications, Vol. 31, No. 6, Nov/Dec 1995, pp. 1234-1246