

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

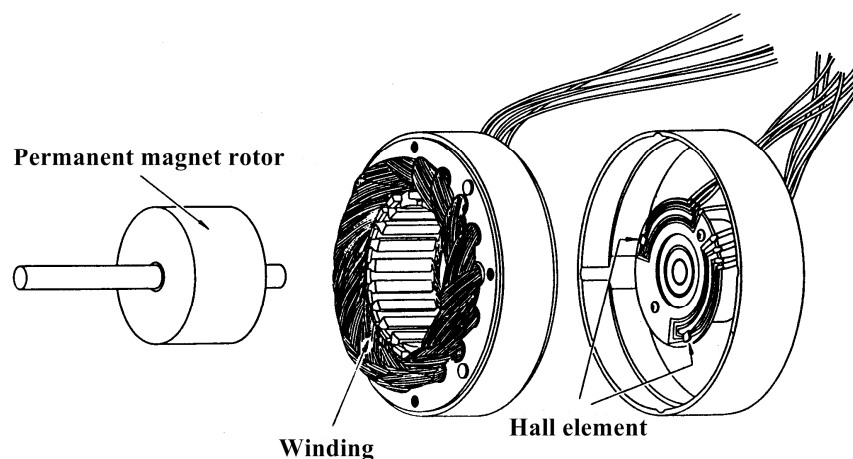
ในบทนี้กล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัย โดยแบ่งออกเป็นสามส่วนดังต่อไปนี้คือ ทฤษฎีพื้นฐานมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไร้แปรงถ่าน (Brushless DC Motor: BLDC Motor) วิธีการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไร้แปรงถ่าน และการลดการกระเพื่อมแรงบิดในมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไร้แปรงถ่าน

2.1 ทฤษฎีพื้นฐานมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไร้แปรงถ่าน

ในหัวข้อนี้อธิบายถึง โครงสร้างมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไร้แปรงถ่านและแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

2.1.1 โครงสร้างของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบไร้แปรงถ่าน

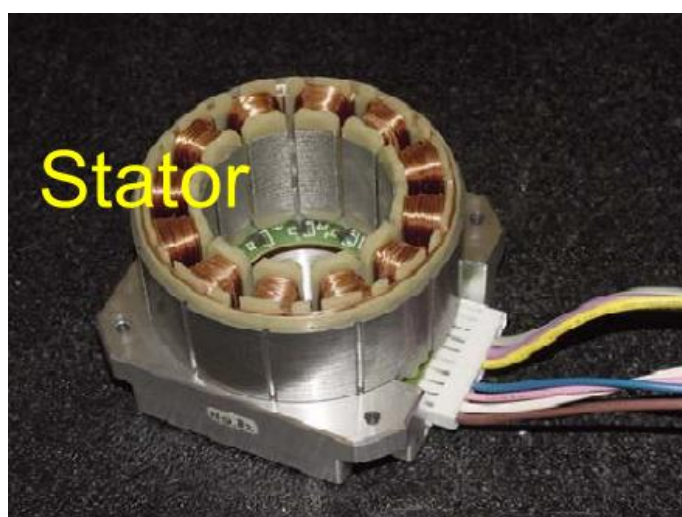
มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไร้แปรงถ่าน เป็นมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับประเภทซิงโครนสมอเตอร์ ที่มีโรเตอร์ (Rotor) เป็นแม่เหล็กถาวร มีทั้งแบบแรงดันไฟฟ้า 1 เฟส หรือ หลายเฟส โดยทั่วไปนิยมใช้มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบไร้แปรงถ่านแบบแรงดันไฟฟ้า 3 เฟส เพราะให้แรงบิดมาก และมีการกระเพื่อมของแรงบิดน้อย และถูกนำมาใช้ในงานวิจัยนี้ โครงสร้างของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไร้แปรงถ่านประกอบด้วย 3 ส่วนคือ 1) สเตเตอร์ (Stator) 2) โรเตอร์ (Rotor) และ 3) ตัวตรวจจับตำแหน่งโรเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 ส่วนประกอบต่างๆของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไร้แปรงถ่าน [16]

1. สเตเตอร์ [11]

โครงสร้างในส่วนของสเตเตอร์มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไร้แปรงถ่าน 3 เฟสมีองค์ประกอบเหมือนกับมอเตอร์ซิงโครนัสหรือมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำประกอบด้วย ขดลวดตัวนำ (Winding) พักอยู่ในร่องสลิตของสเตเตอร์ เรียกว่า ขดลวดสเตเตอร์ (Stator Winding) ดังแสดงในรูปที่ 2.2 ซึ่งขดลวดนี้ มีรูปแบบการเชื่อมต่อทั้ง แบบวาย (Wye) หรือ แบบเดลต้า (Delta) ขึ้นอยู่กับการใช้งาน โดยทั่วไปแล้วนิยมเชื่อมต่อขดลวดแบบวายที่ไม่เชื่อมต่อกับจุดนิวทรัล เพราะให้ประสิทธิภาพมอเตอร์ที่ดี และมีต้นทุนที่ถูก

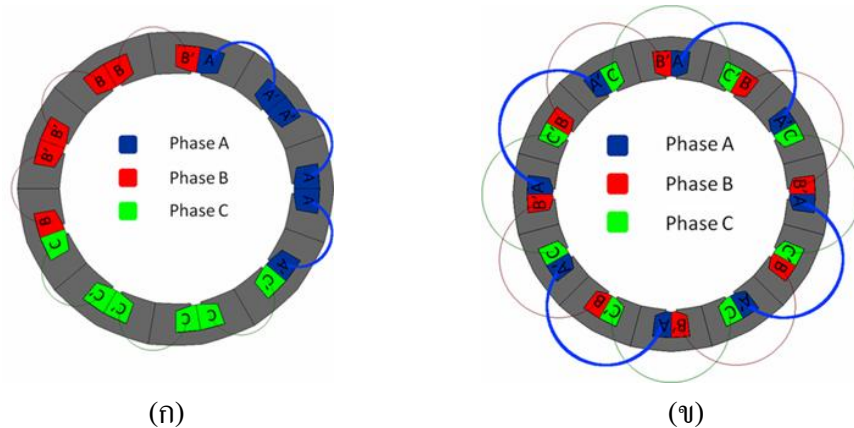


รูปที่ 2.2 ส่วนสเตเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไร้แปรงถ่าน [17]

สำหรับการพันขดลวดมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไร้แปรงถ่านมีด้วยกัน 2 รูปแบบคือ การพันขดลวดแบบกระจุกตัว (Concentrated Winding) และการพันขดลวดแบบกระจายตัว (Distributed Winding) รูปแบบการพันขดลวดที่แตกต่างกันมีผลต่อลักษณะรูปคลื่นสัญญาณแรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับ (Back Electromotive Force: Back EMF)

- การพันขดลวดแบบกระจุกตัว (Concentrated Winding) โดยจะมีลักษณะการวางขดลวดของแต่ละเฟสดังรูปที่ 2.3 (ก) การพันขดลวดรูปแบบนี้ทำให้ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กที่ช่องว่างอากาศ (air-gap flux density) ในมอเตอร์เท่ากัน ส่งผลให้รูปคลื่นสัญญาณแรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับมีรูปร่างเหมือนกับรูปคลื่นสัญญาณความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กที่ช่องว่างอากาศที่มีลักษณะเป็นรูปสี่เหลี่ยมคางหมูในอุดมคติ [11]

- การพันขดลวดแบบกระจายตัว (Distributed Winding) โดยขดลวดมีการพันขดลวดกระจายตัวอย่างสม่ำเสมอ ดังรูปที่ 2.3 (ข) มีวัตถุประสงค์เพื่อระบายความร้อนของขดลวดผ่านพื้นที่ผิวภายในสเตเตอร์ อย่างไรก็ตามการพันด้วยวิธีนี้ทำให้สัญญาณแรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับไม่เป็นรูปสี่เหลี่ยมคางหมู เนื่องจากในทางปฏิบัติ เป็นการยากที่ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กที่ช่องว่างอากาศจะกระจายตัวให้อยู่ในรูปแบบสัญญาณสี่เหลี่ยมคางหมูในอุดมคติ [11]

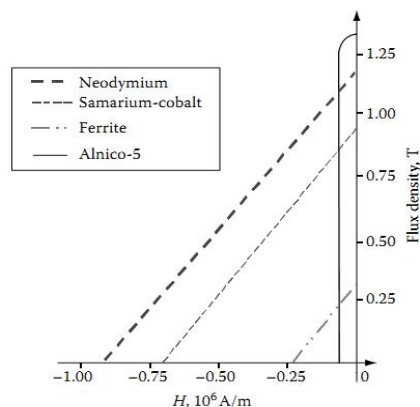


รูปที่ 2.3 รูปแบบการพันขดลวดมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบไร้แปรงถ่าน [18]

(ก) Concentrated winding (ข) Distributed winding

2. โรเตอร์ [11]

ส่วนของโรเตอร์ ประกอบด้วยแม่เหล็กถาวร (Permanent magnet) อย่างน้อย 1 คู่ขั้วหรือหลายคู่ขั้วยึดติดอยู่บนแกนเหล็ก โดยวัสดุที่นิยมนำมาใช้เป็นแม่เหล็กถาวรมีหลายชนิดเช่น Neodymium-Iron-Boron (NdFeB) แม่เหล็กชนิดนี้ประกอบด้วย นิโอมิเดียม เหล็ก และโบรอน ซึ่งมีค่า Remanence (B_r) และ Coercivity (H_c) สูง การเปรียบเทียบคุณลักษณะของวัสดุแม่เหล็กชนิดต่างๆแสดงดังรูปที่ 2.4 ซึ่งพบว่าวัสดุแม่เหล็กชนิด Neodymium-Iron-Boron (NdFeB) ให้ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก (Flux density) และความเข้มของสนามแม่เหล็ก (Magnetic Field Intensity, H) สูงที่สุด



รูปที่ 2.4 การเปรียบเทียบคุณลักษณะของวัสดุแม่เหล็กชนิดต่างๆในจุดภาคที่ 2 [12]

เมื่อพิจารณาตามลักษณะการติดตั้งแม่เหล็กถาวรบนโรเตอร์สามารถแบ่งออกได้ 2 ประเภทดังต่อไปนี้

- โรเตอร์ชนิดแม่เหล็กถาวรถูกติดตั้งบนผิวรอบนอกของโรเตอร์ (Surface Mounted Permanent Magnet Rotor) แสดงดังรูปที่ 2.5 (ก) โดยใช้แท่งแม่เหล็กที่มีผิวโค้งยึดติดบนผิวโรเตอร์ด้วยกาวชนิดพิเศษเพื่อป้องกันไม่ให้แม่เหล็กหลุด โรเตอร์ชนิดนี้ มีราคาถูก สามารถเลือกขนาดแม่เหล็กให้เหมาะสมกับขนาดของโรเตอร์ได้ง่าย และให้ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูง อย่างไรก็ตามโรเตอร์ชนิดนี้ไม่เหมาะสมสำหรับงานที่ต้องการความเร็วรอบมอเตอร์สูง เพราะแม่เหล็กที่ติดบนผิวของโรเตอร์อาจเกิดการหลุดร่อนได้
- โรเตอร์ชนิดแม่เหล็กถาวรถูกฝังภายในโรเตอร์ (Interior Permanent Magnet Rotor) แสดงดังรูปที่ 2.5 (ข) โรเตอร์ชนิดนี้นิยมใช้ในงานที่ต้องการความเร็วรอบมอเตอร์สูง เนื่องจากแม่เหล็กถาวรถูกฝังในโรเตอร์ทำให้ทนทาน วัสดุแม่เหล็กถาวรไม่หลุดร่อนที่ความเร็วรอบมอเตอร์สูง อย่างไรก็ตามโรเตอร์ชนิดนี้มีกระบวนการผลิตยากกว่าแบบแม่เหล็กถาวรถูกติดตั้งบนผิวรอบนอกของโรเตอร์



(ก)



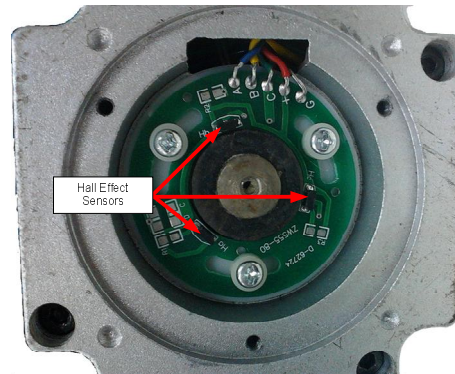
(ข)

รูปที่ 2.5 ส่วนโรเตอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไร้แปรงถ่าน (ก) Surface Mounted Permanent Magnet Rotor (ข) Interior Permanent Magnet Rotor

3. ตัวตรวจจับตำแหน่งโรเตอร์ [11]

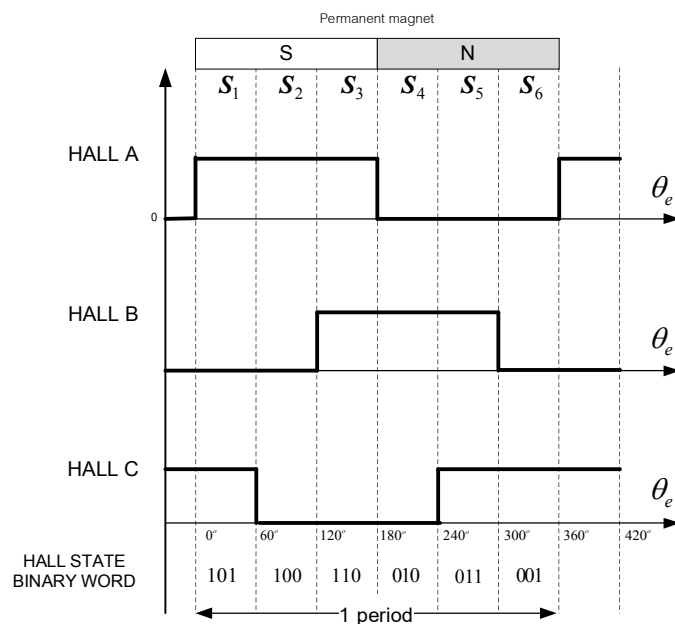
ตัวตรวจจับตำแหน่งโรเตอร์ถูกติดตั้งในมอเตอร์เพื่อทำหน้าที่ตรวจจับตำแหน่งโรเตอร์ แล้วแปลงเป็นสัญญาณไฟฟ้า เพื่อควบคุมการเปิดปิดสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังให้คอมมิวนิเตอร์กระแสไฟฟ้าได้ถูกต้อง โดยตัวตรวจจับตำแหน่งโรเตอร์มีหลายชนิด เช่น เอ็นโคเดอร์ (Encoder) รีโซลเวอร์ (Resolver) และตัวตรวจจับฮอลล์เอฟเฟกต์ (Hall Effect Sensor) ส่วนใหญ่นิยมใช้ตัวตรวจจับฮอลล์เอฟเฟกต์ เป็นตัวตรวจจับตำแหน่งโรเตอร์เพราะมีขนาดเล็ก ราคาถูก และใช้งานง่าย เมื่อนำตัวตรวจจับฮอลล์เอฟเฟกต์ มาใช้งานกับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไร้แปรงถ่าน ตัวตรวจจับนี้มักติดตั้งอยู่บริเวณส่วนหลังของมอเตอร์จำนวนทั้งหมด 3 ตัว แต่ละตัวติดตั้งห่างกัน 120 องศาไฟฟ้า ตำแหน่งการ

ติดตั้ง ต้องสัมพันธ์กับตำแหน่งของขดลวดแต่ละเฟส เพื่อให้สัญญาณที่ได้จากตัวตรวจจับฮอลล์เอฟเฟกต์สัมพันธ์กับแรงเคลื่อนไฟฟ้าดังแสดงในรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 ตัวตรวจจับฮอลล์เอฟเฟกต์ในมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไร้แปรงถ่าน

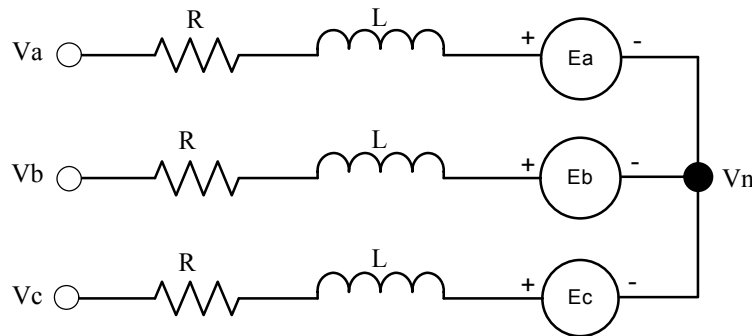
ตัวตรวจจับฮอลล์เอฟเฟกต์แต่ละตัวจะให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นลอจิก 1 เมื่อเจอขั้วเหนือของแม่เหล็กถาวรที่โรเตอร์ และให้ลอจิกเป็น 0 เมื่อเจอขั้วใต้ของแม่เหล็กถาวรที่โรเตอร์ เนื่องจากตำแหน่งติดตั้งตัวตรวจจับฮอลล์เอฟเฟกต์วางห่างกัน 120 องศาไฟฟ้า ทำให้ใน 1 คาบของการหมุน สามารถแบ่งสัญญาณออกมาเป็น 6 ช่วง (Commutation States) ซึ่งแต่ละช่วงห่างกัน 60 องศาไฟฟ้า ดังแสดงในรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 สัญญาณของตัวตรวจจับฮอลล์เอฟเฟกต์

2.1.2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไร้แปรงถ่าน [13]

เพื่อให้สามารถเข้าใจและอธิบายพฤติกรรมต่างๆของการขับเคลื่อนมอเตอร์ เช่น กระแสไฟฟ้า แรงดันไฟฟ้า ความเร็วรอบ และ แรงบิดที่สภาวะชั่วขณะและสภาวะคงตัวของมอเตอร์จึงจำเป็นต้องมีความเข้าใจแบบจำลองคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ก่อน โดยวงจรสมมูลมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไร้แปรงถ่านแสดงดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 วงจรสมมูลมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไร้แปรงถ่าน

จากรูปที่ 2.8 ซึ่งเป็นวงจรสมมูลมอเตอร์ที่ขดลวดสเตเตอร์ถูกเชื่อมต่อแบบวาย จึงทำให้สามารถเขียนสมการแรงดันสเตเตอร์ได้ดังนี้

$$V_{an} = RI_a + L \frac{dI_a}{dt} + E_a \quad (2.1)$$

$$V_{bn} = RI_b + L \frac{dI_b}{dt} + E_b \quad (2.2)$$

$$V_{cn} = RI_c + L \frac{dI_c}{dt} + E_c \quad (2.3)$$

โดยที่ V_{an}, V_{bn}, V_{cn} คือ แรงดันไฟฟ้าด้านเทียบจุดต่อร่วมนิวทรอลในแต่ละเฟส (V)

E_a, E_b, E_c คือ แรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับในแต่ละเฟส (V)

R คือ ความต้านทานขดลวดมอเตอร์ (Ohm)

$L = L_s - M$ คือ ความเหนี่ยวนำขดลวดมอเตอร์(H)

L_s คือ ความเหนี่ยวนำขดลวดสเตเตอร์แต่ละเฟส(H)

M คือ ความเหนี่ยวนำร่วมระหว่างเฟส (H)

สำหรับสมการแรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับของมอเตอร์สามารถเขียนได้ดังนี้

$$E_a = K_e \omega_m f_a(\theta) \quad (2.4)$$

$$E_b = K_e \omega_m f_b(\theta) \quad (2.5)$$

$$E_c = K_e \omega_m f_c(\theta) \quad (2.6)$$

$f_a(\theta)$, $f_b(\theta)$ และ $f_c(\theta)$ คือฟังก์ชันที่ขึ้นกับตำแหน่งมุมโรเตอร์ซึ่งมีการกระจายตัวเป็นรูปสี่เหลี่ยมคางหมู (Trapezoidal Back EMF) ที่เปลี่ยนค่าตามตำแหน่งมุมโรเตอร์ โดยมีค่าสูงสุดและต่ำสุด เท่ากับ 1 และ -1 ตามสมการที่ 2.7-2.9

$$f_a(\theta) = \begin{cases} (6/\pi)\theta & (0 < \theta < \pi/6) \\ 1 & (\pi/6 < \theta < 5\pi/6) \\ -(6/\pi)\theta + 6 & (5\pi/6 < \theta < 7\pi/6) \\ -1 & (7\pi/6 < \theta < 11\pi/6) \\ (6/\pi)\theta - 12 & (11\pi/6 < \theta < 2\pi) \end{cases} \quad (2.7)$$

$$f_b(\theta) = \begin{cases} -1 & (0 < \theta < \pi/2) \\ (6/\pi)\theta - 4 & (\pi/2 < \theta < 5\pi/6) \\ 1 & (5\pi/6 < \theta < 9\pi/6) \\ -(6/\pi)\theta + 10 & (9\pi/6 < \theta < 11\pi/6) \\ 1 & (11\pi/6 < \theta < 2\pi) \end{cases} \quad (2.8)$$

$$f_c(\theta) = \begin{cases} 1 & (0 < \theta < \pi/6) \\ -(6/\pi)\theta + 2 & (\pi/6 < \theta < \pi/2) \\ -1 & (\pi/2 < \theta < 7\pi/6) \\ (6/\pi)\theta - 8 & (7\pi/6 < \theta < 9\pi/6) \\ 1 & (9\pi/6 < \theta < 2\pi) \end{cases} \quad (2.9)$$

จากสมการ (2.4) – (2.6) พบว่าค่าสูงสุดของแรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับ มีค่าเท่ากับผลคูณของ ω_m และ K_e ซึ่งสามารถเขียนได้ดังสมการนี้

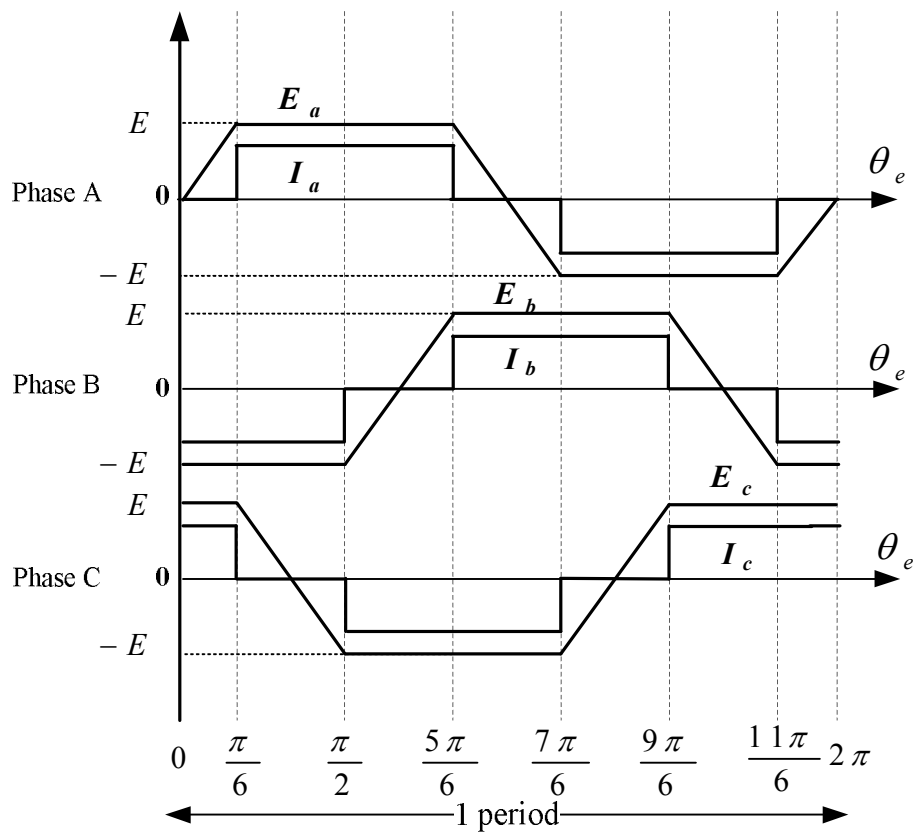
$$E = K_e \omega_m \quad (2.10)$$

โดย E คือ ค่าสูงสุดของแรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับในแต่ละเฟส (V)

K_e คือ ค่าคงที่แรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับ (V/(rad/s))

ω_m คือ ความเร็วรอบทางกลของมอเตอร์ (rad/s)

ซึ่งความสัมพันธ์แรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับจากสมการ (2.4) – (2.6) แสดงดังรูปที่ (2.9)



รูปที่ 2.9 แรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านหลังและกระแสไฟฟ้า

เนื่องจากแรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านหลังมอเตอร์มีลักษณะเป็นรูปสี่เหลี่ยมคางหมู ดังนั้นกระแสไฟฟ้าจึงถูกจ่ายเข้าขดลวดมอเตอร์แต่ละเฟส (I_a , I_b , และ I_c) ในขณะที่แรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านหลังมอเตอร์คงที่ดังแสดงในรูปที่ 2.9

จากนั้น กำลังไฟฟ้า และ แรงบิดมอเตอร์จึงถูกนำมาพิจารณา โดยสมการกำลังไฟฟ้าและแรงบิดของมอเตอร์สามารถเขียนได้ดังสมการ (2.11) และ (2.12) ตามลำดับ

$$P_e = E_a I_a + E_b I_b + E_c I_c \quad (2.11)$$

$$T_e = \frac{P_e}{\omega_m} = [E_a I_a + E_b I_b + E_c I_c] \frac{1}{\omega_m} \quad (2.12)$$

โดย T_e คือ แรงบิดมอเตอร์ (N.m)

P_e คือ กำลังไฟฟ้าของมอเตอร์ (W)

ซึ่งแรงบิดมอเตอร์สัมพันธ์กับสมการการเคลื่อนที่ของมอเตอร์ดังสมการ (2.13)

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m \quad (2.13)$$

นอกจากนี้ความสัมพันธ์ ความเร็วเชิงมุม และตำแหน่งของมอเตอร์ แสดงดังสมการที่ (2.14)

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{P}{2} \omega_m \quad (2.14)$$

โดย T_L คือ แรงบิดของโหลด (N.m)

J คือ โมเมนต์ความเฉื่อยของมอเตอร์ (N.m)

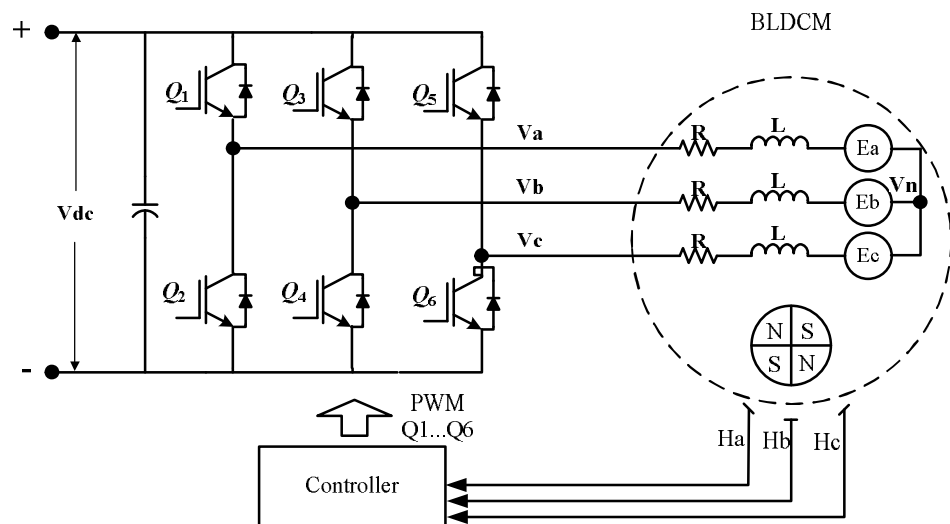
B คือ สัมประสิทธิ์แรงเสียดทานของมอเตอร์และโหลด

2.2 การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไร้แปรงถ่าน

การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไร้แปรงถ่านสามารถแบ่งได้ 2 แบบ คือ การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไร้แปรงถ่านแบบใช้ตัวตรวจจับตำแหน่งโรเตอร์ และการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไร้แปรงถ่านแบบไร้ตัวตรวจจับตำแหน่งโรเตอร์ ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

2.2.1 การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไร้แปรงถ่านแบบใช้ตัวตรวจจับตำแหน่งโรเตอร์ [11]

เนื่องจากมอเตอร์ชนิดนี้ไม่มีแปรงถ่านและคอมมิวเตเตอร์ (Commutater) ที่ทำหน้าที่จัดเรียงกระแสเหมือนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ดังนั้นการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าชนิดนี้จึงจำเป็นต้องใช้วงจรสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่เรียกว่า วงจรอินเวอร์เตอร์ เพื่อเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับดังแสดงรูปที่ 2.10 วงจรอินเวอร์เตอร์สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ประกอบด้วยสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังทั้งหมด 6 ตัว โดยที่ Q_1 , Q_3 , และ Q_5 เป็นสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังชุดบน และ Q_2 , Q_4 , และ Q_6 สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังชุดล่าง และมีฟรีวิลลิงไดโอด (Free-Wheeling Diode) ต่อขนานกับสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังแต่ละตัวเพื่อป้องกันกระแสไฟฟ้าฟรีวิลลิง (Free-Wheeling Current) นอกจากนี้ยังมีตัวควบคุม (Controller) ทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์โดยรับข้อมูลอินพุตเป็นตำแหน่งโรเตอร์ที่ได้มาจากตัวตรวจจับฮอลล์เอฟเฟกต์



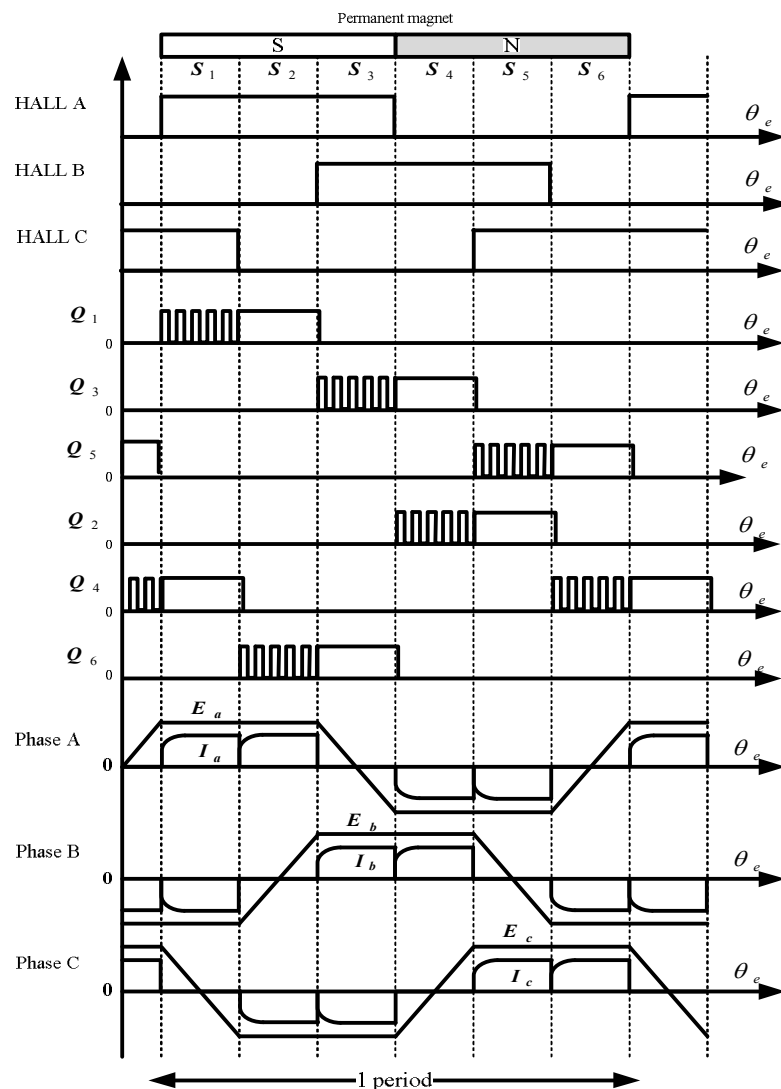
รูปที่ 2.10 วงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบไร้แปรงถ่านโดยใช้ตัวตรวจจับตำแหน่งโรเตอร์

สำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ชนิดนี้ วิธีการขับเคลื่อนแบบ Six-Step เป็นวิธีการที่นิยมใช้ โดยแบ่งช่วงคอมมิวเตชัน (Commutation States) หรือช่วงเปลี่ยนทิศทางไหลของกระแสไฟฟ้าเป็น 6 ช่วง คือ S1, S2, S3, S4, S5 และ S6 แต่ละช่วงห่างกัน 60 องศาไฟฟ้า โดยในทุกช่วง ๆ ของการหมุน จะมีการจ่ายแรงดันไฟฟ้าผ่านขดลวดของมอเตอร์ทีละ 2 เฟส ส่วนขดลวดเฟสที่เหลือถูกปล่อยลอยไว้ เมื่อแรงดันไฟฟ้าถูกจ่ายให้กับขดลวดทั้งสองเฟส กระแสไฟฟ้าจะไหลผ่านเข้าขดลวดเฟสหนึ่งแล้วไหลออกขดลวดอีกเฟสหนึ่ง จึงทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าไหลทั้งช่วงบวกและช่วงลบ กระแสไฟฟ้าที่ไหลในแต่ละเฟสมีช่วงการนำกระแสอยู่ 120 องศาไฟฟ้าและมีลักษณะเหมือนสี่เหลี่ยม (Quasi-Square) ดังแสดงดังรูปที่ 2.11

เพื่อให้สามารถปรับความเร็วของมอเตอร์ได้ เทคนิคพัลส์วิดมอดูเลชันได้ถูกนำมาใช้ในงานวิจัยนี้ โดยการปรับค่าดิวตี้ไซเคิล (Duty Cycle) หรือ อัตราส่วนระหว่างช่วงเวลาเปิดสวิตช์ (T_{on}) กับคาบเวลาสวิตช์ซิง (T_s) $\frac{T_{on}}{T_s}$ เพื่อควบคุมการเปิดปิดสวิตช์ทั้ง 6 ตัว ทำให้สามารถปรับแรงดันเฉลี่ยที่จ่ายให้กับขดลวดสเตเตอร์ได้

สำหรับงานวิจัยนี้ใช้เทคนิคพัลส์วิดมอดูเลชันแบบ PWM-ON ดังแสดงในรูปที่ 2.11 เนื่องจากเทคนิคนี้ทำให้เกิดการกระเพื่อมแรงบิดมอเตอร์น้อยกว่าเทคนิคพัลส์วิดมอดูเลชันแบบ H_PWM_L_ON และ H_ON_L_PWM [14] จากรูปที่ 2.11 เมื่อพิจารณาในช่วงการนำกระแส 120 องศาไฟฟ้าของสวิตช์แต่ละตัว ช่วงการนำกระแสไฟฟ้านี้ถูกแบ่งเป็น 2 ช่วงย่อย คือ ช่วง 60 องศาไฟฟ้าแรก สวิตช์

นำกระแสและหยุดนำกระแสสลับไปมาเนื่องจากการกำหนดค่าดิ้วดีไซเกิลไว้ที่ค่าหนึ่งเรียกว่า การทำงานแบบ PWM และช่วง 60 องศาไฟฟ้าถัดมา สวิตช์นำกระแสต่อเนื่องเรียกว่า การทำงานแบบ ON และการทำงานของคู่สวิตช์ในแต่ละเฟส (Q_1, Q_2 สำหรับเฟส A, Q_3, Q_4 สำหรับเฟส B และ Q_5, Q_6 สำหรับเฟส C) ซึ่งสัญญาณควบคุมการเปิดปิดสวิตช์ชุดบนกับชุดล่างในแต่ละเฟสสลับกันทำงานที่เฟสต่างกัน 180 องศาไฟฟ้า และทุก ๆ ช่วง 60 องศาไฟฟ้าจะทำการคอมมิวเตชัน (Commutation) เพื่อเปลี่ยนทิศทางการไหลของกระแสไฟฟ้าจากขดลวดมอเตอร์เฟสหนึ่งไปยังอีกเฟสหนึ่ง



รูปที่ 2.11 สัญญาณHall Sensor, สัญญาณควบคุมสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังทั้ง 6 ตัวแบบ PWM-ON เทคนิค แรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับ และ กระแสไฟฟ้าเฟส

เมื่อพิจารณาการทำงานของเทคนิคพัลส์วามอดูเลชันแบบ PWM-ON ตลอดช่วงการหมุน 360 องศาไฟฟ้า โดยแบ่งเป็น 6 ช่วง S1, S2, S3, S4, S5 และ S6 สามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้

- **ช่วง S1:** ตัวตรวจจับฮอลล์เอฟเฟกต์ เฟส A (Hall A) เปลี่ยนสถานะลอจิกจาก 0 เป็น 1 ตัวตรวจจับฮอลล์เอฟเฟกต์ เฟส B (Hall B) มีสถานะลอจิกเป็น 0 และตัวตรวจจับฮอลล์เอฟเฟกต์ เฟส C (Hall C) มีสถานะลอจิกเป็น 1 ตัวควบคุมส่งสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชั่นควบคุมการ เปิด-ปิด สวิตช์ Q_1 ส่วนสวิตช์ Q_4 นำกระแสต่อเนื่อง ทำให้มีกระแสไฟฟ้าไหลเข้าที่ขดลวดมอเตอร์เฟส A และออกที่ขดลวดมอเตอร์เฟส B ส่วนขดลวดมอเตอร์เฟส C ถูกปล่อยลอยไม่มีกระแสไฟฟ้าไหล
- **ช่วง S2:** ตัวตรวจจับฮอลล์เอฟเฟกต์ เฟส C (Hall C) เปลี่ยนสถานะลอจิกจาก 1 เป็น 0 ตัวควบคุมจะสั่งงานสวิตช์ Q_1 นำกระแสต่อเนื่อง และ Q_6 ถูกควบคุมด้วยสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชั่น ทำให้กระแสไฟฟ้าไหลเข้าที่ขดลวดมอเตอร์เฟส A และออกที่ขดลวดมอเตอร์เฟส C ส่วนขดลวดมอเตอร์เฟส B ถูกปล่อยลอยไม่มีกระแสไฟฟ้าไหล
- **ช่วง S3:** ตัวตรวจจับฮอลล์เอฟเฟกต์ เฟส B (Hall B) เปลี่ยนสถานะลอจิกจาก 0 เป็น 1 ตัวควบคุมส่งสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชั่นสั่งงานสวิตช์ Q_3 นำกระแสไฟฟ้า และ Q_6 นำกระแสต่อเนื่อง ทำให้กระแสไฟฟ้าจะไหลเข้าที่ขดลวดมอเตอร์เฟส B และออกที่ขดลวดมอเตอร์เฟส C ขดลวดมอเตอร์เฟส A ถูกปล่อยลอยไม่มีกระแสไฟฟ้าไหล
- **ช่วง S4:** ตัวตรวจจับฮอลล์เอฟเฟกต์ เฟส A (Hall A) เปลี่ยนสถานะลอจิกจาก 1 เป็น 0 ตัวควบคุมจะสั่งงานสวิตช์ Q_3 นำกระแสต่อเนื่อง และ Q_2 ถูกควบคุมด้วยสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชั่น ทำให้กระแสไฟฟ้าจะไหลเข้าที่ขดลวดมอเตอร์เฟส B และออกที่ขดลวดมอเตอร์เฟส A ขดลวดมอเตอร์เฟส C ถูกปล่อยลอยไม่มีกระแสไฟฟ้าไหล
- **ช่วง S5:** ตัวตรวจจับฮอลล์เอฟเฟกต์ เฟส C (Hall C) เปลี่ยนสถานะลอจิกจาก 0 เป็น 1 ตัวสวิตช์ Q_5 ถูกควบคุมด้วยสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชั่น และ Q_2 นำกระแสต่อเนื่องทำให้กระแสไฟฟ้าไหลเข้าที่ขดลวดมอเตอร์เฟส C และไหลออกที่ขดลวดมอเตอร์เฟส A ส่วนขดลวดมอเตอร์เฟส B ถูกปล่อยลอยไม่มีกระแสไฟฟ้าไหล
- **ช่วง S6:** ตัวตรวจจับฮอลล์เอฟเฟกต์ เฟส B (Hall B) เปลี่ยนสถานะลอจิกจาก 1 เป็น 0 ตัวควบคุมจะสั่งงานสวิตช์ Q_5 นำกระแสต่อเนื่องและ Q_2 ถูกควบคุมด้วยสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชั่น ทำให้กระแสไฟฟ้าจะไหลเข้าที่ขดลวดมอเตอร์เฟส C และไหลออกจากขดลวดมอเตอร์เฟส B ส่วนขดลวดมอเตอร์เฟส A ถูกปล่อยลอยไม่มีกระแสไฟฟ้าไหล และวนกลับมาช่วง S1 อีกครั้งเป็นเช่นนี้ไปเรื่อย ๆ

2.2.2 การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไร้แปรงถ่านแบบไร้ตัวตรวจจับตำแหน่งโรเตอร์ [3]

ถึงแม้ปัจจุบันได้มีการนำเอาตัวตรวจจับตำแหน่งโรเตอร์ Hall Effect sensor มาใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบไร้แปรงถ่านอย่างกว้างขวางเพื่อระบุตำแหน่งโรเตอร์ อย่างไรก็ตามในงานบางประเภทมีข้อจำกัดในการใช้งานของตัวตรวจจับตำแหน่ง Hall Effect sensor ซึ่งมีผลกระทบดังต่อไปนี้

- 1) การติดตั้งตัวตรวจจับตำแหน่งโรเตอร์ทำให้เพิ่มขนาดของมอเตอร์
- 2) สภาพแวดล้อมการใช้งานไม่เหมาะสมเช่น อุณหภูมิสูง ความชื้นสูง ซึ่งส่งผลทำให้สมรรถนะการทำงานของตัวตรวจจับตำแหน่งโรเตอร์ซึ่งเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ลดลง และ มีความน่าเชื่อถือต่ำ
- 3) การติดตั้งตัวตรวจจับตำแหน่งโรเตอร์เข้ากับตัวมอเตอร์ต้องการความแม่นยำสูง ถ้าติดตั้งไม่ถูกต้องส่งผลต่อการคอมมิวเตชัน กระแสมอเตอร์ไม่ถูกต้อง ซึ่งส่งผลโดยตรงต่อประสิทธิภาพมอเตอร์

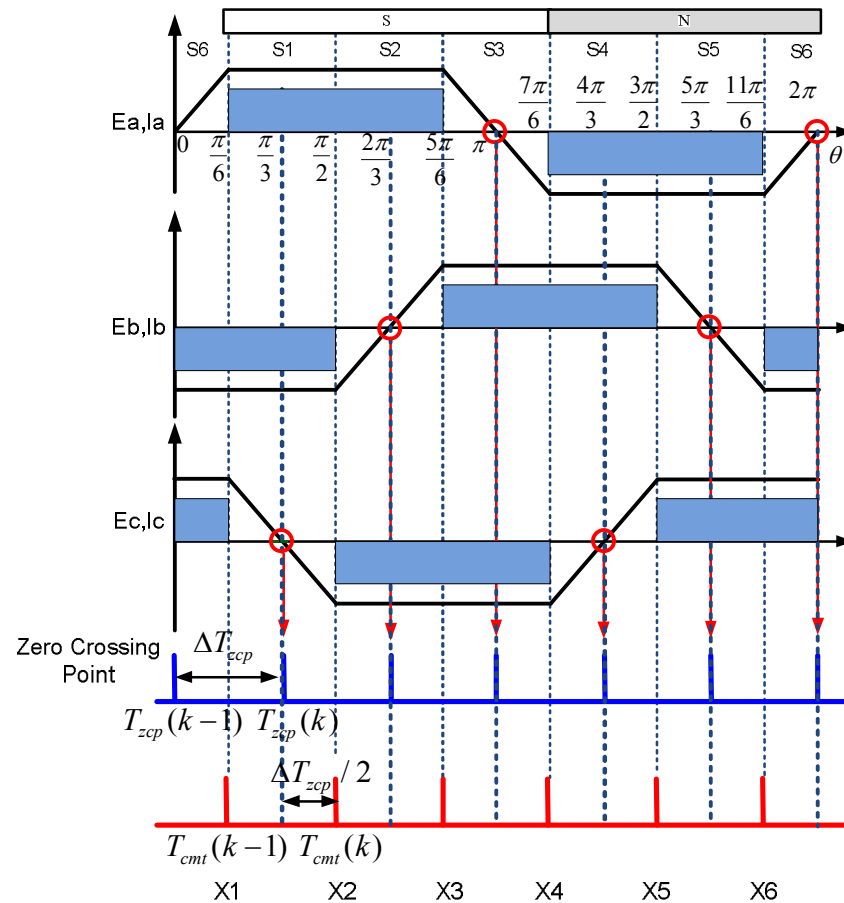
ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงกล่าวถึง การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไร้แปรงถ่านแบบไร้ตัวตรวจจับตำแหน่งโรเตอร์ โดยเริ่มต้นจากการหาตำแหน่งจุดผ่านศูนย์กลางของแรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับโดยวิธี Back EMF Based Method การเริ่มหมุนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไร้แปรงถ่านจากสถานะหยุดนิ่ง การคำนวณความเร็วรอบมอเตอร์จากจุดผ่านศูนย์กลางของแรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับ และการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบไร้แปรงถ่านไร้ตัวตรวจจับตำแหน่งโรเตอร์

1. การหาตำแหน่งจุดผ่านศูนย์กลางของแรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับโดยวิธี Back EMF Based Method

เป็นวิธีที่หาตำแหน่งจุดผ่านศูนย์กลางของแรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับ โดยอาศัยความสัมพันธ์ระหว่างจุดผ่านศูนย์กลางของแรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับ กับ จุดคอมมิวเตชันกระแสไฟฟ้าเพื่อที่หาตำแหน่งมุมโรเตอร์ ดังแสดงรูปที่ 2.12 ในรูปแรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับแต่ละเฟส E_a , E_b และ E_c เป็นรูปคลื่นแบบสี่เหลี่ยมคางหมู ซึ่งแต่ละเฟสห่างกัน 120 องศาไฟฟ้า จุด X_1 ถึง X_6 คือจุดที่ทำการคอมมิวเตชันกระแสไฟฟ้าซึ่งจะล้าหลังจุดผ่านศูนย์กลางของแรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับอยู่ 30 องศาไฟฟ้าที่ทุกคาบของเวลา ดังนั้นการหาจุดทำคอมมิวเตชันสามารถทำได้จากการหน่วงระยะเวลาหลังจากเกิดจุดผ่านศูนย์กลางของแรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับแต่ละครั้ง โดยสามารถหาจุดที่ทำการคอมมิวเตชันกระแสไฟฟ้าได้จากสมการ(2.15)

$$T_{cmi}(k) = T_{zcp}(k) + \frac{1}{2} \Delta T_{zcp}(k) \quad (2.15)$$

$$\Delta T_{zcp}(k) = T_{zcp}(k) - T_{zcp}(k-1) \quad (2.16)$$



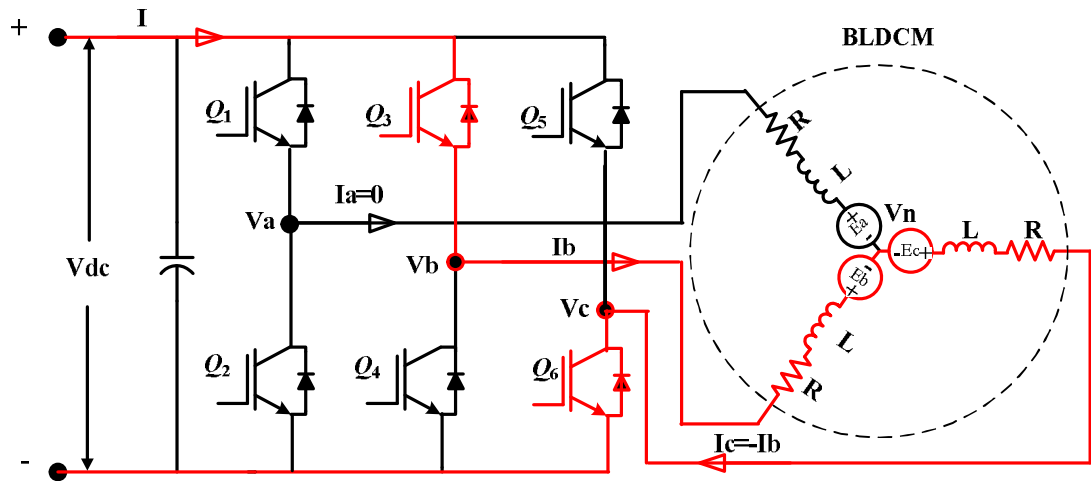
รูปที่ 2.12 ความสัมพันธ์ระหว่างจุดผ่านศูนย์กลางของแรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับกับจุดคอมมิวเตชัน

การหาแรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ทำได้โดยวัดแรงดันไฟฟ้าเฟสที่ถูกปล่อย
 ลอย ซึ่งเฟสที่ถูกปล่อยลอยสำหรับวัดแรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับแต่ละช่วงดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 แรงดันไฟฟ้าเฟสที่ถูกปล่อยลอยสำหรับวัดแรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับในแต่ละช่วง

ช่วง	แรงดันไฟฟ้าเฟสที่ถูกปล่อยลอย
S1	เฟส C
S2	เฟส B
S3	เฟส A
S4	เฟส C
S5	เฟส B
S6	เฟส A

โดยในที่นี้ขอยกตัวอย่าง แรงดันไฟฟ้าเฟส A ที่ถูกปล่อยลอย ในช่วง S3 สวิตช์ Q_3 และ Q_6 ทำงานทำให้กระแสไฟฟ้าไหลเข้าขดลวดมอเตอร์เฟส B และไหลออกที่ขดลวดมอเตอร์เฟส C ส่วนขดลวดเฟส A ไม่ได้ถูกป้อนกระแสไฟฟ้า ดังรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 ทิศทางไหลของกระแสไฟฟ้าช่วง S3 สวิตช์ Q_3 และ Q_6 ทำงาน

ดังนั้นสมการกระแสไฟฟ้าและแรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับสามารถเขียนได้ดังนี้

$$I_b = -I_c \text{ และ } I_a = 0 \quad (2.17)$$

$$E_b = -E_c \quad (2.18)$$

จากรูปที่ 2.14 ตามกฎแรงดันไฟฟ้าของเคอร์ชอฟฟ์ สามารถเขียนสมการแรงดันไฟฟ้าในแต่ละเฟสได้ดังนี้

$$V_a = E_a + V_n \quad (2.19)$$

$$V_b = RI_b + L \frac{dI_b}{dt} + E_b + V_n \quad (2.20)$$

$$V_c = RI_c + L \frac{dI_c}{dt} + E_c + V_n = -RI_b - L \frac{dI_b}{dt} - E_b + V_n \quad (2.21)$$

เมื่อนำสมการที่ (2.20) บวกกับ (2.21) ทำให้แรงดันตกคร่อมความต้านทานและตัวเหนี่ยวนำขดลวดมอเตอร์หักล้างไป แรงดันไฟฟ้าที่จุดนิวตรอน (V_n) จึงเขียนได้ดังนี้

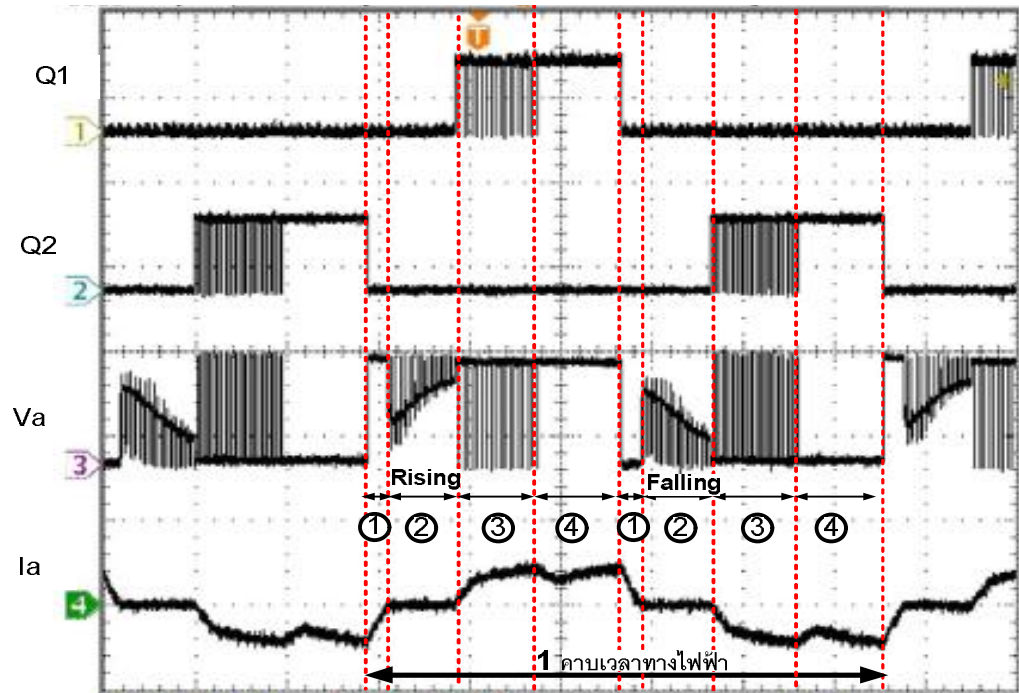
$$V_n = \frac{V_b + V_c}{2} \quad (2.22)$$

จากนั้นนำ (2.22) แทนลงใน (2.19) แรงดันไฟฟ้าเฟส A ในช่วงถูกปล่อยลอยสามารถหาค่าได้จากสมการ (2.23)

$$V_a = E_a + \frac{V_b + V_c}{2} \quad (2.23)$$

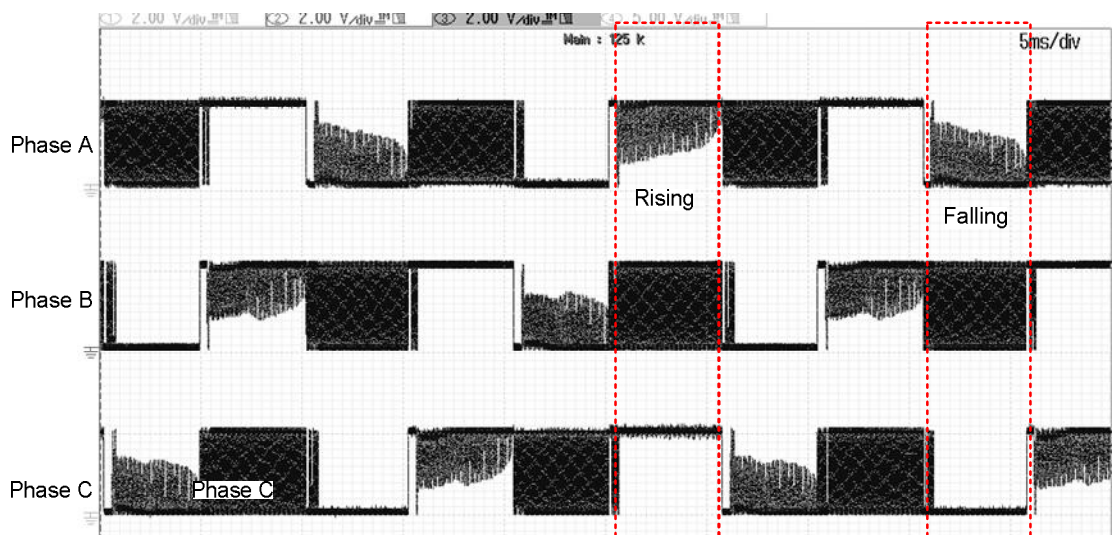
เมื่อพิจารณาแรงดันไฟฟ้าเฟส A ใน 1 คาบเวลาทางไฟฟ้างแสดงรูปที่ 2.14 พบว่าสามารถแบ่งช่วงการทำงานได้ 4 ช่วง

- 1) ช่วงฟรีวิลลิงไดโอดทำงาน คือ ช่วงที่มีการคอมมิวเตชันกระแสไฟฟ้ามอเตอร์ ซึ่งเปลี่ยนทิศทางการไหลกระแสจากเฟส A ไปยังอีกเฟสหนึ่ง ทำให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำกลับทิศทาง ฟรีวิลลิงไดโอดที่ต่อขนานทำงาน ส่งผลให้แรงดันไฟฟ้าเฟส A เท่ากับ แรงดันแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง (เมื่อสวิตช์ตัวล่างของเฟสเปลี่ยนสถานะจาก On เป็น Off) หรือเท่ากับศูนย์ (เมื่อสวิตช์ตัวบนของเฟสเปลี่ยนสถานะจาก On เป็น Off)
- 2) ช่วง Floating คือ ช่วงที่เฟสถูกปล่อยลอย ไม่มีการจ่ายแรงดันไฟฟ้าเข้าเฟส A (Q_1 และ Q_2 อยู่ในสถานะ OFF ทั้งคู่) ทำให้ไม่มีกระแสไฟฟ้าไหล โดยแรงดันไฟฟ้าในช่วงนี้สามารถนำไปหาจุดผ่านศูนย์แรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับ ซึ่งการคำนวณหาจุดผ่านศูนย์แรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับขอก้าวในลำดับถัดไป
- 3) ช่วง PWM คือ ช่วงที่สัญญาณควบคุมสวิตช์ Q_1 เป็นสัญญาณพัลส์วัดมอดูเลชัน แรงดันไฟฟ้าเฟส A ช่วงนี้จะสลับไปมาระหว่างแรงดันแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงกับศูนย์เพื่อสร้างแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยตามค่าเฉลี่ยที่กำหนด ทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าไหลในเฟส A
- 4) ช่วง On คือ ช่วงที่สัญญาณควบคุมสวิตช์ Q_1 เป็นสัญญาณ On ต่อเนื่อง แรงดันไฟฟ้าเฟส A ในช่วงนี้มีค่าคงที่เท่ากับแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง ทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าไหลในเฟส A เช่นเดียวกัน



รูปที่ 2.14 สัญญาณควบคุมสวิตช์สวิตช์ Q_1 และ Q_2 แรงดันไฟฟ้าเฟส A และ กระแสไฟฟ้าเฟส A

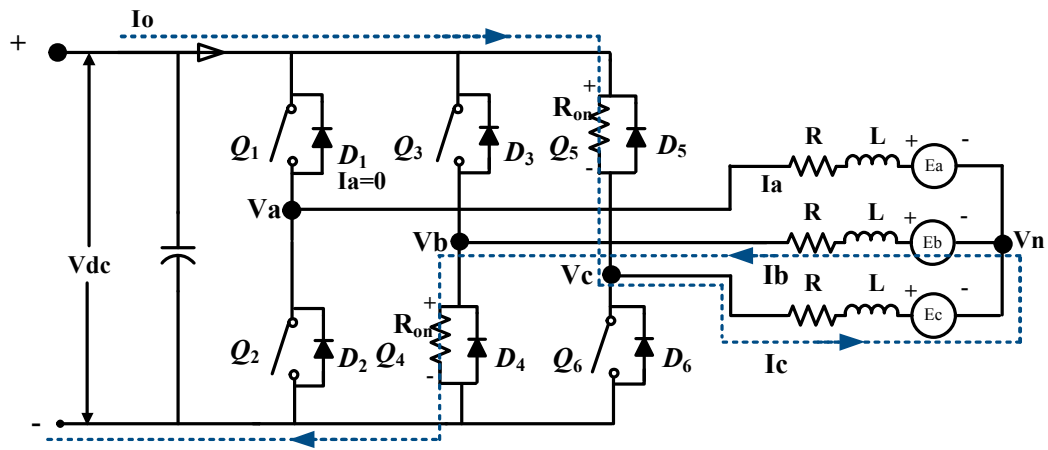
เนื่องจากแรงดันไฟฟ้าเฟส A ขณะที่ถูกปล่อยลอยมี 2 ช่วง คือ ช่วงขาขึ้น(Rising edge) และ ช่วงขาลง (Falling edge) ซึ่งเป็นผลมาจากแรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับ ขณะที่ทั้ง 2 ช่วงนี้มีสัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังของเฟส B เป็นสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชั่น ทำให้ได้แรงดันไฟฟ้าเฟส A ที่เป็นผลมาจากแรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับและสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชั่น ดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 แรงดันไฟฟ้าเฟส A เฟส B และ เฟส C

ด้วยเหตุนี้จึงทำให้การวัดแรงดันไฟฟ้าเฟส A ในช่วงที่ถูกปล่อยลอยเพื่อหาตำแหน่งจุดผ่านศูนย์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับแบ่งออกเป็น 4 กรณีดังต่อไปนี้ (ยกตัวอย่างการหาตำแหน่งจุดผ่านศูนย์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับจากการวัดแรงดันไฟฟ้าเฟส A)

1) กรณีแรงดันไฟฟ้าเฟส A ที่ถูกปล่อยลอยอยู่ในช่วงขาขึ้น (Rising edge) ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับ และสัญญาณพัลส์วัดมอดูเลชั่นของเฟส B อยู่ในสถานะ On ทำให้กระแสไฟฟ้าไหลเข้าขดลวดมอเตอร์เฟส C และไหลออกที่ขดลวดมอเตอร์เฟส B ผ่านสวิตช์ Q_5 (สถานะ On ต่อเนื่อง) และ Q_4 (สถานะสัญญาณพัลส์วัดมอดูเลชั่น On) ขณะที่ขดลวดมอเตอร์เฟส A ไม่มีกระแสไฟฟ้าไหลผ่าน ดังแสดงรูปที่ 2.16 ทำให้แรงดันไฟฟ้าเฟส A สามารถเขียนได้ดังนี้



รูปที่ 2.16 ทิศทางการไหลของกระแสไฟฟ้า ช่วงสวิตช์ Q_4 สถานะสัญญาณ On

$$V_a = E_a + \frac{[(V_{dc} - I_c R_{on}) - I_b R_{on}]}{2} \quad (2.24)$$

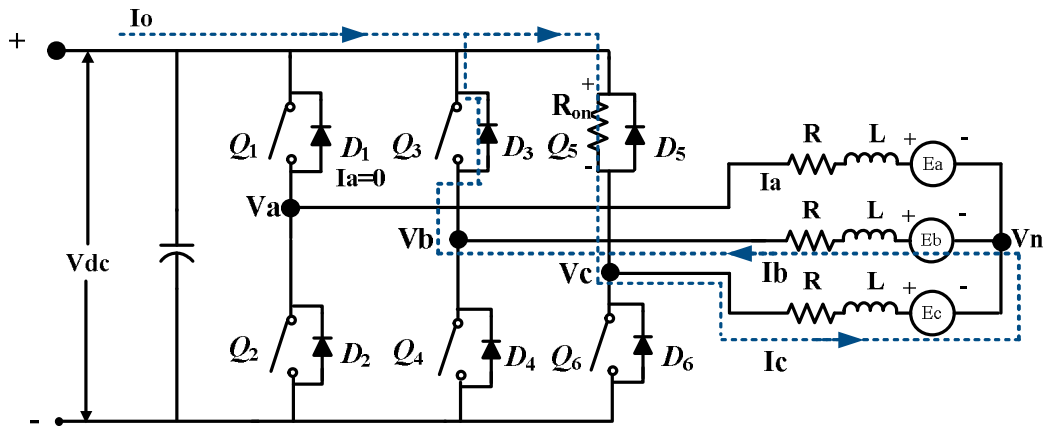
ตามกฎกระแสไฟฟ้าของเคอร์ชอฟฟ์ $I_a + I_b + I_c = 0$ ดังนั้น $-I_b = I_c = I_o$ และ $I_a = 0$ สมการที่ (2.24) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$V_a = E_a + \frac{[(V_{dc} - I_o R_{on}) + I_o R_{on}]}{2} = E_a + \frac{V_{dc}}{2} \quad (2.25)$$

จากสมการ (2.25) แรงดันไฟฟ้าเฟส A ที่จุดผ่านศูนย์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับ ($E_a = 0$) มีค่าเท่ากับ

$$V_a = \frac{V_{dc}}{2} \quad (2.26)$$

2) กรณีแรงดันไฟฟ้าเฟส A ที่ถูกปล่อยลอยอยู่ในช่วงขาขึ้น (Rising edge) ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับ และสัญญาณพัลส์วัดมอดูเลชันของเฟส B อยู่ในสถานะ Off กระแสไฟฟ้าไหลเข้าขดลวดมอเตอร์เฟส C และไหลออกที่ขดลวดมอเตอร์เฟส B โดยผ่านสวิตช์ Q_5 (สถานะ On ต่อเนื่อง) และฟรียูวี่ลิ่งไดโอด (free-wheeling diode) D_3 ขณะที่ขดลวดมอเตอร์เฟส A ไม่มีกระแสไฟฟ้าไหลผ่าน ดังแสดงรูปที่ 2.17 ทำให้สามารถเขียนแรงดันไฟฟ้าเฟส A ได้ดังนี้



รูปที่ 2.17 ทิศทางการไหลของกระแสไฟฟ้า ช่วงสวิตช์ Q_4 มีสถานะสัญญาณ Off

$$V_a = E_a + \frac{[(V_{dc} - I_c R_{on}) + (V_{dc} + V_d)]}{2}$$

$$V_a = E_a + \frac{[2V_{dc} + (V_d - I_c R_{on})]}{2} \quad (2.28)$$

โดยที่ V_d คือแรงดันตกคร่อมฟรียูวี่ลิ่งไดโอด (free-wheeling diode) ช่วงนำกระแสไฟฟ้า (V)

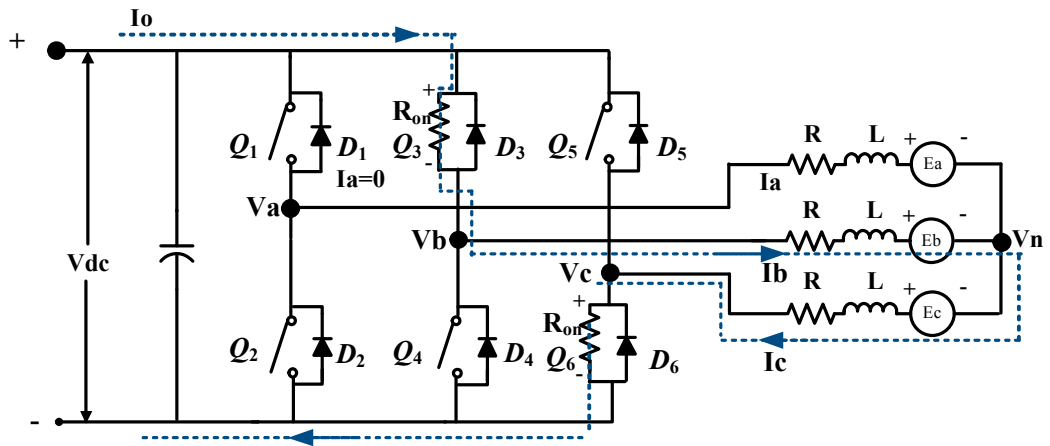
เนื่องจาก $(V_d - I_c R_{on}) / 2 \approx 0$ ทำให้สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$V_a = E_a + V_{dc} \quad (2.29)$$

จากสมการ (2.29) แรงดันไฟฟ้าเฟส A ที่จุดผ่านศูนย์กลางของแรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับ ($E_a = 0$) มีค่าเท่ากับ

$$V_a = V_{dc} \quad (2.30)$$

3) กรณีแรงดันไฟฟ้าเฟส A ที่ถูกปล่อยลอยอยู่ในช่วงขาลง (Falling edge) ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับ และสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชั่นของเฟส B อยู่ในสถานะ On กระแสไฟฟ้าไหลผ่านเข้าขดลวดมอเตอร์เฟส B และไหลออกที่ขดลวดมอเตอร์เฟส C ผ่านสวิตช์ Q_3 (สถานะสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชั่น On) และ Q_6 (สถานะ On ต่อเนื่อง) ส่วนขดลวดมอเตอร์เฟส A ไม่มีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านดังแสดงรูปที่ 2.18 ทำให้สามารถเขียนแรงดันไฟฟ้าเฟส A ได้ดังนี้



รูปที่ 2.18 ทิศทางการไหลของกระแส ช่วงสวิตช์ Q_3 สถานะสัญญาณ On

$$V_a = E_a + \frac{[(V_{dc} - I_b R_{on}) - I_c R_{on}]}{2} \quad (2.31)$$

ตามกฎกระแสไฟฟ้าของเคอร์ชอฟฟ์ $I_a + I_b + I_c = 0$ ดังนั้น $I_b = -I_c = I_o$ และ $I_a = 0$ สมการที่ (2.31) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

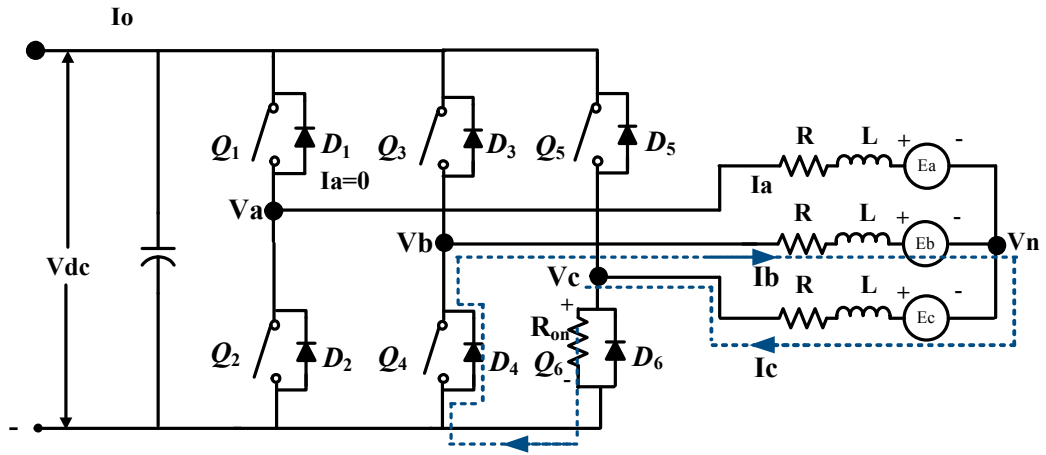
$$V_a = E_a + \frac{[(V_{dc} - I_o R_{on}) + I_o R_{on}]}{2} = E_a + \frac{V_{dc}}{2} \quad (2.32)$$

ดังนั้นแรงดันไฟฟ้าเฟส A ที่จุดผ่านศูนย์กลางของแรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับช่วงสัญญาณ มีค่าเท่ากับ

$$V_a = \frac{V_{dc}}{2} \quad (2.33)$$

4) กรณีแรงดันไฟฟ้าเฟส A ที่ถูกปล่อยลอยอยู่ในช่วงขาลง (Falling edge) ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับ และสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชั่นของเฟส B อยู่ในสถานะ Off กระแสไฟฟ้าไหลเข้าขดลวด

มอเตอร์เฟส B และไหลออกที่ขั้วลวดมอเตอร์เฟส C โดยผ่านสวิตช์ Q_6 (สถานะ On ต่อเนื่อง) และฟรีวิลลิงไดโอด (free-wheeling diode) D_4 ขณะที่ขั้วลวดมอเตอร์เฟส A ไม่มีกระแสไฟฟ้าไหลผ่าน ดังแสดงในรูปที่ 2.19 ทำให้แรงดันไฟฟ้าเฟส A สามารถเขียนได้ดังนี้



รูปที่ 2.19 ทิศทางการไหลของกระแส ช่วงสวิตช์ Q_3 สถานะสัญญาณ Off

$$V_a = E_a + \frac{(-V_d + I_b R_{on})}{2} \quad (2.34)$$

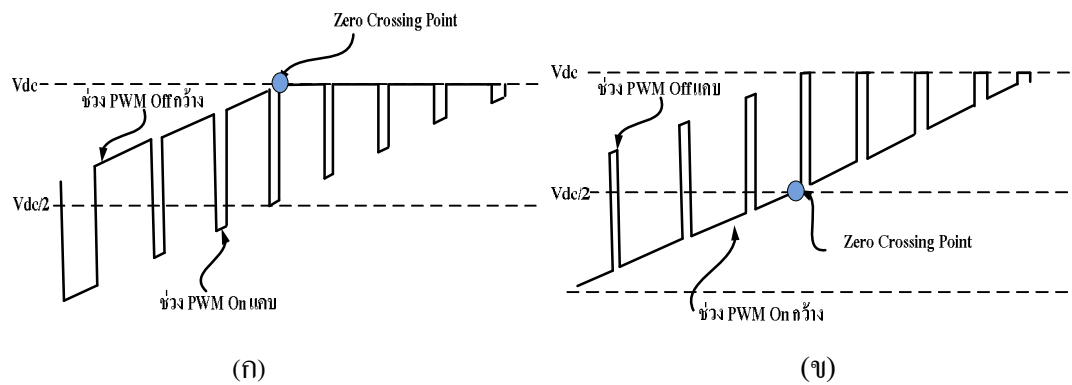
เนื่องจาก $(-V_d + I_b R_{on}) / 2 \approx 0$ ดังนั้น (2.34) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$V_a = E_a \quad (2.35)$$

ดังนั้นแรงดันไฟฟ้าเฟส A ที่จุดผ่านศูนย์กลางของแรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับมีค่าเท่ากับ

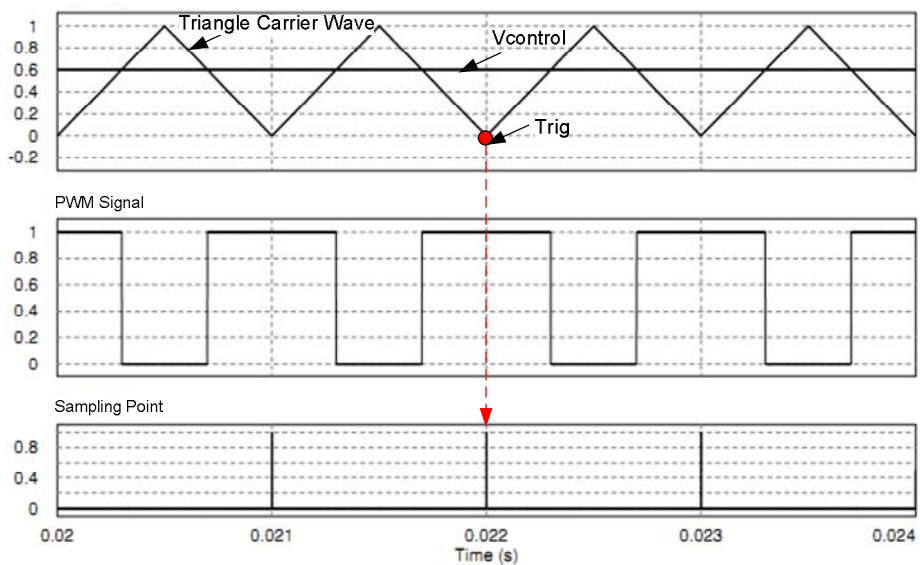
$$V_a = 0 \quad (2.36)$$

จาก 4 กรณีที่ได้กล่าวมาข้างต้นพบว่า ในการตรวจจับหาตำแหน่งจุดผ่านศูนย์กลางของแรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับ โดยการวัดแรงดันไฟฟ้าเฟสที่ถูกปล่อยลอยขึ้นอยู่กับสถานะของสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชั่น เช่นเดียวกันสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชั่นก็ขึ้นอยู่กับค่าดีไซเคิลที่กำหนด ในทางปฏิบัติที่ความเร็วรอบมอเตอร์ต่ำ ค่าดีไซเคิลมีค่าต่ำ ทำให้ความกว้างสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชั่นสถานะ On แคบ ซึ่งทำให้ยากต่อการตรวจจับแรงดันไฟฟ้า ด้วยเหตุนี้จึงทำการตรวจจับแรงดันไฟฟ้าในช่วง สัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชั่นสถานะ Off แทน เพราะสามารถตรวจจับได้ง่ายกว่า ดังแสดงในรูปที่ 2.20 (ก) ในทางกลับกัน ที่ความเร็วรอบมอเตอร์สูง ค่าดีไซเคิลมีค่าสูง ทำให้ความกว้างสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชั่นสถานะ On กว้าง ซึ่งทำให้ยากต่อการตรวจจับแรงดันไฟฟ้า ดังแสดงในรูปที่ 2.20 (ข)

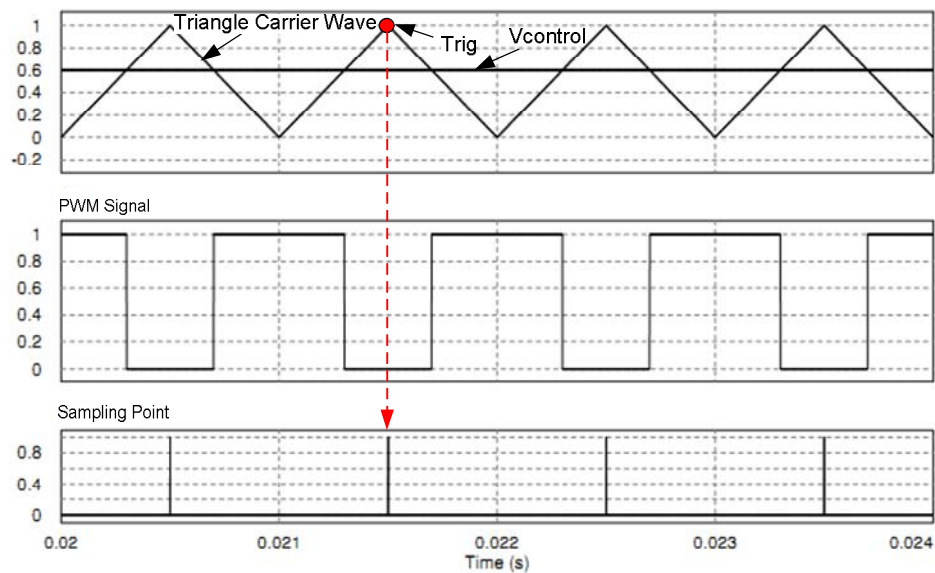


รูปที่ 2.20 การหาจุดผ่านศูนย์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับโดยการวัดแรงดันไฟฟ้าเฟสที่ถูกปล่อยลอย ช่วงขาขึ้นของแรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับ ในกรณี (ก) ค่าตัวชี้ชี้เกิดต่ำ (ข) ค่าตัวชี้ชี้เกิดสูง

การตรวจจับแรงดันไฟฟ้าเฟสในช่วงสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชั่นสถานะ On หรือ Off สามารถทำได้โดยใช้ค่าต่ำสุดหรือค่าสูงสุดของสัญญาณสามเหลี่ยม (Triangular Carrier Wave) ถ้ากำหนดจุดตรวจจับแรงดันไฟฟ้าเฟส ณ ตำแหน่งต่ำสุดของสัญญาณสามเหลี่ยม ทำให้สามารถวัดแรงดันไฟฟ้าเฟสในช่วงสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชั่นสถานะ On ได้ ในทางกลับกัน เมื่อกำหนดจุดตรวจจับแรงดันไฟฟ้าเฟส ณ ตำแหน่งสูงสุดของสัญญาณสามเหลี่ยมแล้วแรงดันไฟฟ้าเฟสในช่วงสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชั่นสถานะ Off สามารถถูกวัดได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.21(ก) และ (ข) ตามลำดับ



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.21 การวัดแรงดันไฟฟ้าเฟสในช่วงสัญญาณพัลส์วัดมอดูเลชั่น (ก) สถานะOn (ข) สถานะOff

จากที่ได้กล่าวอธิบายแล้ว การตรวจวัดแรงดันไฟฟ้าเฟสที่ถูกปล่อยลอยเพื่อที่หาจุดผ่านศูนย์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับช่วงขาขึ้นและช่วงขาลงสามารถสรุปได้ดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 การตรวจวัดแรงดันไฟฟ้าเฟสเพื่อหาจุดผ่านศูนย์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับ

กรณี	ช่วงแรงดันไฟฟ้าเฟสที่วัด	สัญญาณ PWM	แรงดันไฟฟ้าเฟสที่วัด	แรงดันไฟฟ้าเฟสที่จุดผ่านศูนย์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับ
1	ช่วงขาขึ้น แรงเคลื่อนไฟฟ้า ด้านกลับ	On	$V_o = E_o + \frac{V_{dc}}{2}$	$V_o = \frac{V_{dc}}{2}$
2		Off	$V_o = E_o + V_{dc}$	$V_o = V_{dc}$
3	ช่วงขาลง แรงเคลื่อนไฟฟ้า ด้านกลับ	On	$V_o = E_o + \frac{V_{dc}}{2}$	$V_o = \frac{V_{dc}}{2}$
4		Off	$V_o = E_o$	$V_o = 0$

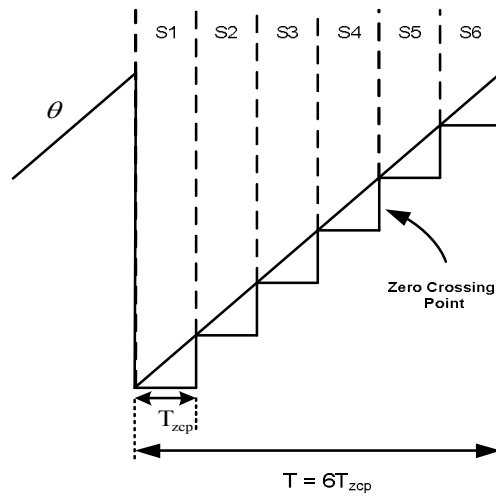
2. การเริ่มหมุนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไร้แปรงถ่านจากสภาวะหยุดนิ่ง [4]

เนื่องจากในช่วงที่มอเตอร์ไฟฟ้าหยุดนิ่งหรือหมุนที่ความเร็วรอบต่ำ ๆ ขนาดแรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับมีค่าเท่ากับศูนย์หรือน้อยมาก ทำให้ไม่สามารถหาตำแหน่งจุดผ่านศูนย์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับได้ ดังนั้นขั้นตอนการเริ่มต้นหมุนมอเตอร์จากสภาวะหยุดนิ่งจึงเป็นสิ่งจำเป็น งานวิจัยต่าง ๆ ได้นำเสนอวิธีการเริ่มต้นหมุนมอเตอร์สภาวะหยุดนิ่งหลายวิธีโดยวิธีที่นิยมใช้คือวิธีการ Align and Go เนื่องจากเป็นวิธีง่ายและเหมาะกับการประยุกต์ใช้กับงานที่ต้องการต้นทุนต่ำอย่างเช่น พัดลม บัมพ์น้ำ เป็นต้น ซึ่งโหลดประเภทนี้เป็นแบบแรงบิดแปรผันตามความเร็ว (Variable Torque) ซึ่งทำให้มีแรงบิดของโหลดในช่วงเริ่มต้นหมุนมอเตอร์น้อย และไม่ต้องคำนึงถึงเรื่องการแกว่งของโรเตอร์ในช่วงแรก โดยมีขั้นตอนการเริ่มหมุนมอเตอร์ 3 ขั้นตอนดังนี้

- 1) ลำดับแรกทำการบังคับโรเตอร์ให้อยู่ตำแหน่งเริ่มต้น โดยการจ่ายแรงดันไฟฟ้าเข้ามอเตอร์ทั้ง 3 เฟสตามตำแหน่งเวกเตอร์แรงดัน (Voltage Vector) ที่ต้องการให้เป็นมุมเริ่มต้น เป็นช่วงเวลาหนึ่งเพื่อให้โรเตอร์วางตัวในตำแหน่งนั้น(alignment)
- 2) หลังจากนั้นทำการขับเคลื่อนมอเตอร์แบบรูปเปิด โดยการสร้างสนามแม่เหล็กหมุนที่สเตเตอร์ด้วยการเพิ่มขนาดแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายขดลวดสเตเตอร์มอเตอร์และความถี่ เพื่อให้โรเตอร์เริ่มหมุนตามสนามแม่เหล็กหมุนที่สเตเตอร์จนสามารถชนะแรงเสียดและความฝืดได้ ส่งผลให้ความเร็วรอบมอเตอร์ค่อยๆเพิ่มขึ้น จนขนาดแรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับเพียงพอในการหาตำแหน่งจุดผ่านศูนย์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับได้
- 3) ลำดับสุดท้าย ทำการเปลี่ยนสถานะจากการขับเคลื่อนมอเตอร์แบบรูปเปิดไปสู่การขับเคลื่อนแบบไร้ตัวตรวจจับตำแหน่ง

3. การคำนวณความเร็วรอบมอเตอร์จากจุดผ่านศูนย์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับ

การคำนวณความเร็วรอบมอเตอร์โดยใช้ตำแหน่งจุดผ่านศูนย์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับ สามารถคำนวณได้โดยการหาคาบเวลาระหว่างจุดผ่านศูนย์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับแต่ละจุด ซึ่งใน 1 รอบการหมุนทางไฟฟ้า มีจุดผ่านศูนย์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับทั้งหมด 6 จุด ซึ่งแต่ละจุดห่างกัน 60 องศาไฟฟ้า ดังรูปที่ 2. 22 ดังนั้นคาบเวลา ใน 1 รอบการหมุนทางไฟฟ้า (T) เท่ากับ 6 เท่าของคาบเวลาระหว่างจุดผ่านศูนย์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับแต่ละจุด (T_{zcp}) ดังสมการ (2.67) หลังจากนั้นนำคาบเวลานี้มาคำนวณหาความถี่มอเตอร์ และความเร็วรอบมอเตอร์ได้จากสมการ (2.38) และสมการ (2.39) ตามลำดับ



รูปที่ 2.22 การคำนวณคาบเวลา ใน 1 รอบการหมุนทางไฟฟ้า โดยใช้ข้อมูลจากตำแหน่งจุดผ่านศูนย์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับ

$$T = 6T_{zcp} \quad (2.37)$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{6T_{zcp}} \quad (2.38)$$

$$N = \frac{120f}{P} = \frac{120}{P \cdot 6T_{zcp}} \quad (2.39)$$

โดยที่ T_{zcp} คือ คาบเวลาระหว่างจุดผ่านศูนย์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับแต่ละจุด (sec)

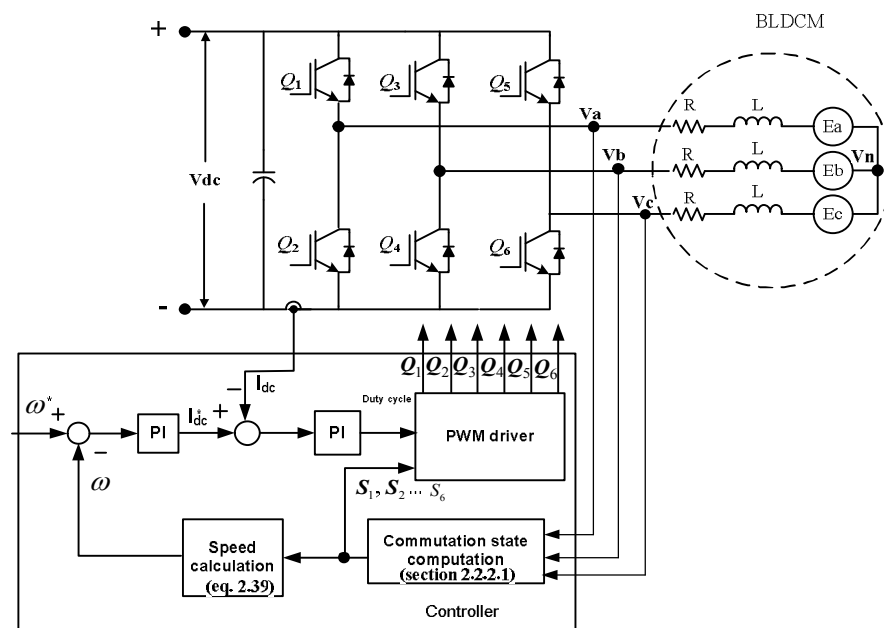
N คือ ความเร็วรอบมอเตอร์ (rpm)

P คือ จำนวนขั้วแม่เหล็กของโรเตอร์

4. การควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไร้แปรงถ่านแบบไร้ตัวตรวจจับตำแหน่งโรเตอร์ [11]

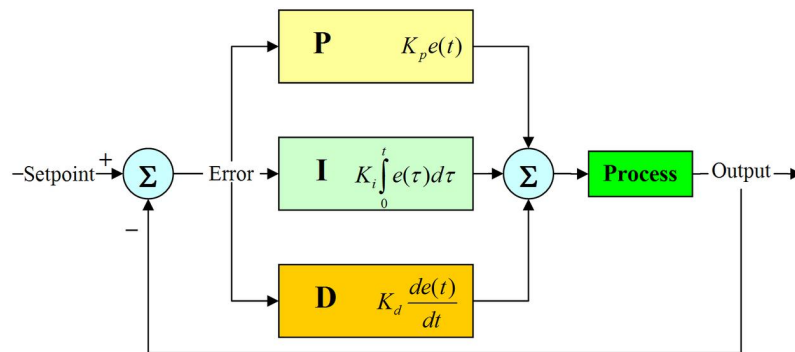
การควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ถูกนำมาใช้ในงานที่ต้องการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ให้แม่นยำ ในขณะที่โหลดมอเตอร์มีการเปลี่ยนแปลง โดยระบบควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์มีลูปควบคุมด้วยกัน 2 ลูปคือ 1) ลูปควบคุมกระแสไฟฟ้า (Current Control) ทำหน้าที่ควบคุมกระแสไฟฟ้าที่จ่ายให้มอเตอร์ให้เท่ากับกระแสไฟฟ้าอ้างอิง และป้องกันไม่ให้อายุกระแสไฟฟ้าเกินพิกัดมอเตอร์ 2) ลูปควบคุมความเร็วรอบ (Speed Control) ทำหน้าที่ควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ให้เท่ากับความเร็วรอบมอเตอร์อ้างอิง

วิธีการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไร้แปรงถ่านแบบไร้ตัวตรวจจับตำแหน่งโรเตอร์ทำได้โดยการวัดแรงดันไฟฟ้า V_a, V_b , และ V_c แล้วส่งค่าแรงดันไฟฟ้าเหล่านี้ให้กับตัวควบคุม (Controller) เพื่อคำนวณหาจุดผ่านศูนย์กลางของแรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับและจุดคอมมิวเตชันกระแสไฟฟ้า (Commutation state computation) และกำหนดการเปิด-ปิด สวิตช์ $Q_1 - Q_6$ ของวงจรอินเวอร์เตอร์ จากนั้นนำข้อมูลตำแหน่งจุดผ่านศูนย์กลางของแรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับไปคำนวณหาความเร็วรอบมอเตอร์ป้อนกลับ (Speed calculation) เพื่อนำไปเปรียบเทียบกับความเร็วรอบมอเตอร์อ้างอิง โดยผลต่างระหว่างความเร็วรอบมอเตอร์ป้อนกลับกับความเร็วรอบมอเตอร์อ้างอิง ถูกใช้เป็นสัญญาณอินพุตให้กับตัวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับอินทิกรัล (PI controller) ซึ่งทำหน้าที่ปรับค่าดีดที่ไฮเกิลของสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชันเพื่อควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ และกระแสไฟฟ้าให้ได้ตามที่ต้องการ ดังแสดงรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.23 การควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบไร้แปรงถ่าน

ตัวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับอินทิกรัลและอนุพันธ์ (PID Controller) ซึ่งเป็นตัวควบคุมสำหรับระบบควบคุมแบบป้อนกลับที่นิยมใช้งานอย่างกว้างขวาง ซึ่งประกอบด้วย 3 เทอม คือ สัดส่วน (Proportional ; P) อินทิกรัล (Integral ; I) และ อนุพันธ์ (Derivative ; D) ซึ่งตัวควบคุมนี้รับสัญญาณความผิดพลาดระหว่างค่าอ้างอิง กับค่าจริงที่วัดได้ ($e(t)$) เข้ามาเป็นสัญญาณอินพุต โดยตัวควบคุมจะพยายามลดค่าผิดพลาดให้เหลือน้อยที่สุดด้วยการปรับค่าสัญญาณควบคุมที่ส่งให้ตัวระบบ ($u(t)$) แสดงดังรูปที่ 2.24 โดยสมการของตัวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับอินทิกรัลและอนุพันธ์ในโดเมนเวลาต่อเนื่อง (Continuous time) แสดงดังสมการที่ 2.40



รูปที่ 2.24 การควบคุมแบบป้อนกลับโดยใช้ตัวควบคุมแบบ PID

$$u(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (2.40)$$

เมื่อนำตัวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับอินทิกรัลและอนุพันธ์ไปประยุกต์ใช้กับการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (Digital signal processing) จำเป็นต้องมีการแปลงสมการจากโดเมนเวลาต่อเนื่องให้อยู่ในโดเมนเวลาไม่ต่อเนื่อง (Discrete time) ซึ่งเขียนดังสมการ (2.41)

$$u(k) = K_p \left(e(k) + \frac{T}{T_i} \sum_{i=0}^k e(i) + \frac{T_d}{T} (e(k) - e(k-1)) \right) \quad (2.41)$$

จากสมการ 2.41 ตัวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับอินทิกรัลและอนุพันธ์ สามารถอธิบายในเทอมของเวลาได้ดังนี้ คือ

- เทอมสัดส่วน (P) ขึ้นอยู่กับค่าความผิดพลาดปัจจุบัน โดยนำค่าความผิดพลาดมาคูณกับอัตราขยายเชิงสัดส่วน เพื่อขยายสัญญาณควบคุมและลดค่าความผิดพลาดของระบบ

- เทอมอินทิกรัล (I) ขึ้นอยู่กับค่าความผิดพลาดสะสมในอดีตถึงปัจจุบัน โดยถูกนำมาใช้เพื่อลดค่าความผิดพลาดในสภาวะคงตัว
- เทอมอนุพันธ์ (D) ขึ้นอยู่กับผลต่างของค่าความผิดพลาด ตัวควบคุมแบบอนุพันธ์นี้ช่วยเพิ่มค่าความหน่วง (damping) ให้กับระบบที่ต้องการควบคุม ทำให้ระบบมีเสถียรภาพมากขึ้น อย่างไรก็ตามถ้าสัญญาณความผิดพลาดมีสัญญาณรบกวนมาก ส่งผลให้สัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากตัวควบคุมแบบอนุพันธ์นี้มีการขยายมาก (Amplify) ค่อนข้างมาก ซึ่งอาจทำให้ระบบควบคุมไม่มีเสถียรภาพได้

ในทางปฏิบัติไม่จำเป็นต้องใช้ตัวควบคุมแบบ PID ที่มีองค์ประกอบครบทั้ง 3 เทอม ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับระบบที่ต้องการควบคุม สำหรับการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์นิยมนำตัวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับอินทิกรัล (PI Controller) มากกว่า เพราะเทอมอนุพันธ์ไวต่อสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการวัดค่าสัญญาณเอาต์พุต ซึ่งอาจทำให้ระบบไม่มีเสถียรภาพได้ ถึงแม้ว่าเทอมอนุพันธ์สามารถลดผลกระทบของค่าพุ่งเกิน (Over shoot) ได้ก็ตาม

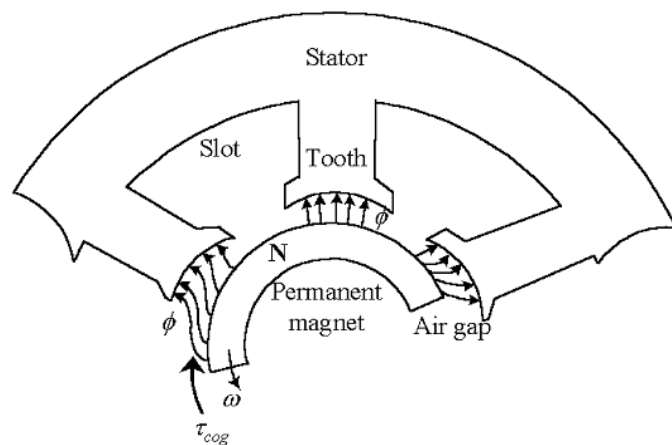
โดยตัวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับอินทิกรัล จำเป็นต้องหา ค่าพารามิเตอร์ K_p , T_i ที่เหมาะสมกับระบบ ซึ่งในทางปฏิบัตินิยมหาค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ด้วยวิธี Trial and Error โดยกำหนดให้ในส่วน of เทอมอินทิกรัล มีค่าเป็นศูนย์ก่อน แล้วปรับเพิ่มค่า K_p จนกระทั่งผลตอบสนองของระบบอยู่ในสภาวะคงตัว (Steady State) โดยมีค่าความผิดพลาดที่สภาวะคงตัว (Steady-State Error; E_{ss}) น้อยที่สุด จากนั้นจึงปรับค่า เทอมอินทิกรัล เพื่อลดค่าความผิดพลาดที่สภาวะคงตัว และสภาวะพลวัต จนกว่าผลตอบสนองของสัญญาณเอาต์พุตเป็นไปตามเงื่อนไขที่ต้องการ

2.3 การลดการกระเพื่อมแรงบิดมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไร้แปรงถ่าน [11]

ปัญหาที่สำคัญในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไร้แปรงถ่านคือการกระเพื่อมของแรงบิดมอเตอร์ การกระเพื่อมของแรงบิดมอเตอร์ทำให้เกิดเสียงรบกวน เกิดการสั่น และอาจส่งผลรวมถึงสมรรถนะของการขับเคลื่อนมอเตอร์ได้ โดยเฉพาะอย่างยิ่งในงานที่ต้องการความแม่นยำและเที่ยงตรงสูง โดยทั่วไปการกระเพื่อมแรงบิดมอเตอร์แบ่งได้เป็น 2 ประเภท ดังนี้

1) การกระเพื่อมของแรงบิดที่เกิดจาก Cogging Torque ซึ่งเป็นผลมาจากแรงดึงดูดระหว่างขั้วแม่เหล็กของโรเตอร์กับซี่ฟันของสเตเตอร์ (Tooth) ขณะที่ขั้วแม่เหล็กโรเตอร์เคลื่อนที่เข้าใกล้หรือออกจากซี่ฟันของสเตเตอร์ ดังแสดงรูปที่ 2.25 ทำให้การกระจายตัวของเส้นแรงแม่เหล็ก รอบ ๆ ช่องว่างอากาศระหว่างขั้วแม่เหล็กและซี่ฟันของสเตเตอร์มีการเปลี่ยนแปลง ส่งผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของพลังงานร่วม (Coenergy) ในช่องว่างอากาศบริเวณนี้ด้วย การเปลี่ยนแปลงของ Coenergy ดังกล่าวส่งผลให้เกิดแรงบิด โดยแรงบิดที่เกิดขึ้นนี้เรียกว่า Cogging Torque ดังสมการที่ (2.45)

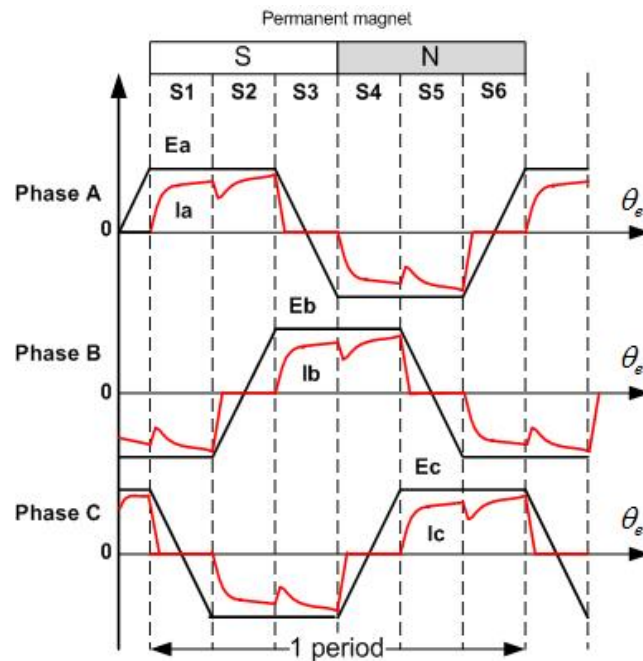
$$T_c = -\frac{\partial W_m}{\partial \theta} \quad (2.45)$$



รูปที่ 2.25 การเกิด Cogging Torque

แรงบิดประเภทนี้ขึ้นอยู่กับโครงสร้างของมอเตอร์ ดังนั้นการลดการกระเพื่อมแรงบิดประเภทนี้จึงต้องทำตั้งแต่ช่วงการออกแบบโครงสร้างมอเตอร์ [11]

2) การกระเพื่อมของแรงบิดที่เกิดจากการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไร้แปรงถ่าน เป็นผลมาจากการกระเพื่อมของกระแสไฟฟ้าทั้งในช่วงนำกระแสและคอมมิวเตชัน ซึ่งเป็นผลมาจากวิธีการขับเคลื่อนมอเตอร์ ผลของตัวเหนี่ยวนำขดลวดมอเตอร์และการทำงานของฟรีวิลลิงไดโอดในช่วงคอมมิวเตชัน ทำให้กระแสไฟฟ้าที่ป้อนให้กับมอเตอร์ มีลักษณะแตกต่างไปจากอุดมคติ แรงบิดมอเตอร์จึงมีการกระเพื่อม ดังแสดงรูปที่ 2.26



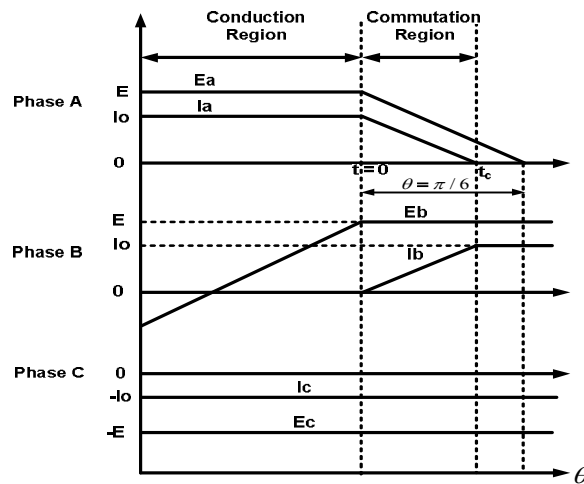
รูปที่ 2.26 แรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับและกระแสไฟฟ้าเฟส

โดยงานวิจัยนี้เสนอการวิเคราะห์การกระเพื่อมแรงบิดมอเตอร์ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไร้แปรงถ่าน และการลดการกระเพื่อมแรงบิดมอเตอร์ที่เกิดจากการคอมมิวเตชันซึ่งถูกกล่าวในหัวข้อต่อไป

2.3.1 การวิเคราะห์การกระเพื่อมของแรงบิดที่เกิดจากการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้า

กระแสตรงไร้แปรงถ่าน [7]

การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไร้แปรงถ่านมีการทำงาน 2 ช่วง 1) การทำงานในช่วงนำกระแส (Conduction) 2) การทำงานในช่วงคอมมิวเตชัน (Commutation) เพื่อเปลี่ยนทิศทางการไหลของกระแสไฟฟ้าจากขดลวดมอเตอร์เฟสหนึ่งไปยังอีกเฟสหนึ่ง ดังแสดงรูปที่ 2.27 ดังนั้นจึงแบ่งการวิเคราะห์การกระเพื่อมของแรงบิดได้ 2 ช่วงดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.27 แรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับและกระแสเฟสในช่วงนำกระแสและคอมมิวเตชันกระแสช่วง S2 และ S3

1. การวิเคราะห์การกระเพื่อมแรงบิดมอเตอร์ในช่วงนำกระแสไฟฟ้า

เพื่อวิเคราะห์การกระเพื่อมของแรงบิดของมอเตอร์ในช่วงนำกระแสไฟฟ้า จึงขอยกตัวอย่างช่วงนำกระแสไฟฟ้า (Conduction Region) ที่แสดงในรูปที่ 2.27 โดยกระแสไฟฟ้าไหลเข้าขดลวดมอเตอร์เฟส A และ ไหลออกที่ขดลวดมอเตอร์เฟส C นำกระแส ส่วนขดลวดมอเตอร์เฟส B ถูกปล่อยลอย ดังนั้นกระแสไฟฟ้าช่วงนี้สามารถเขียนได้ดังนี้

$$I_a = -I_c = I_o \text{ และ } I_b = 0 \quad (2.46)$$

แรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับในแต่ละเฟสเป็นไปตามสมการที่ (2.47)

$$E_a = E, E_b = -\frac{6E}{\pi}\theta + E \text{ และ } E_c = -E \text{ โดย } E = K_e \omega_m \quad (2.47)$$

แทนค่าสมการ (2.47) และ (2.48) ลงในสมการ (2.12) แรงบิดของมอเตอร์

$$T_e = \frac{1}{\omega_m} (E \cdot I_o + E_b \cdot 0 + (-E) \cdot (-I_o)) = \frac{2EI_o}{\omega_m} = 2K_e I_o \quad (2.48)$$

จากสมการ(2.48) แสดงให้เห็นว่า การกระเพื่อมของกระแสมอเตอร์ (I_o) ส่งผลให้เกิดการกระเพื่อมแรงบิดของมอเตอร์ในช่วงนำกระแส

2. การวิเคราะห์การกระเพื่อมแรงบิดมอเตอร์ในช่วงคอมมิวเตชัน

เพื่อวิเคราะห์การกระเพื่อมของแรงบิดของมอเตอร์ในช่วงคอมมิวเตชัน จึงขอยกตัวอย่างช่วงคอมมิวเตชันกระแสไฟฟ้า (Commutation Region) ที่แสดงในรูปที่ 2.27 ซึ่งทิศทางการไหลกระแสไฟฟ้าในช่วงนี้เปลี่ยนจากเฟส A ไปยังเฟส B และ กระแสไฟฟ้าเฟส C ไม่ได้มีการทำคอมมิวเตชัน

จากรูปที่ 2.27 กำหนดให้จุดเริ่มต้นของการคอมมิวเตชัน เป็นเวลาเริ่มต้น $t=0$ และจุดสิ้นสุดการคอมมิวเตชัน (I_a มีค่าลดลงจนเป็นศูนย์ และ I_b มีค่าเพิ่มขึ้นจนมีค่าสูงสุด) ที่เวลา t_c ดังนั้นกระแสไฟฟ้าแต่ละเฟสในช่วงคอมมิวเตชันสามารถเขียนได้ดังนี้

$$I_a = I_o - \frac{I_o}{t_c} \theta, I_b = \frac{I_o}{t_c} \theta, \text{ และ } I_c = -I_o \quad (2.49)$$

ขณะที่แรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับในช่วงคอมมิวเตชันสามารถเขียนได้ดังสมการ (2.50)

$$E_a = -\frac{6E}{\pi} \theta + E, E_b = E = K_e \omega_m \text{ และ } E_c = -E \quad (2.50)$$

แทนค่าสมการ (2.49) และ (2.50) ลงในสมการ (2.12) จะได้แรงบิดของมอเตอร์ในช่วงเวลาคอมมิวเตชันดังสมการ (2.51)

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{1}{\omega_m} \left(-\frac{6E}{\pi} \theta + E \cdot \left(I_o - \frac{I_o}{t_c} \theta \right) + E \cdot \frac{I_o}{t_c} \theta + (-E) \cdot (-I_o) \right) \\ T_e &= 2EI_o + \frac{6K_e I_o}{\pi} \left(\frac{\theta^2}{t_c} - \theta \right) \end{aligned} \quad (2.51)$$

เนื่องจาก $I_o = -I_c$ สมการแรงบิดของมอเตอร์ไฟฟ้าสามารถเขียนใหม่

$$T_e = -2K_e I_c - \frac{6K_e I_c}{\pi} \left(\frac{\theta^2}{t_c} - \theta \right) \quad (2.52)$$

เพื่อหาค่าการกระเพื่อมแรงบิดมอเตอร์สูงสุดสมการ (2.52) จึงถูกอนุพันธ์เทียบกับมุมโรเตอร์ดังสมการนี้

$$\frac{dT_e}{d\theta} = \frac{6K_e I_o}{\pi} \left(\frac{2\theta}{t_c} - 1 \right) = 0 \quad (2.53)$$

ซึ่งค่าการกระเพื่อมแรงบิดสูงสุดเกิดขึ้นเมื่อ $\theta = t_c / 2$ และเมื่อแทนค่า $\theta = t_c / 2$ ลงในสมการ (2.52) สมการแรงบิดมอเตอร์ในช่วงเวลาคอมมิวเตชันสามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

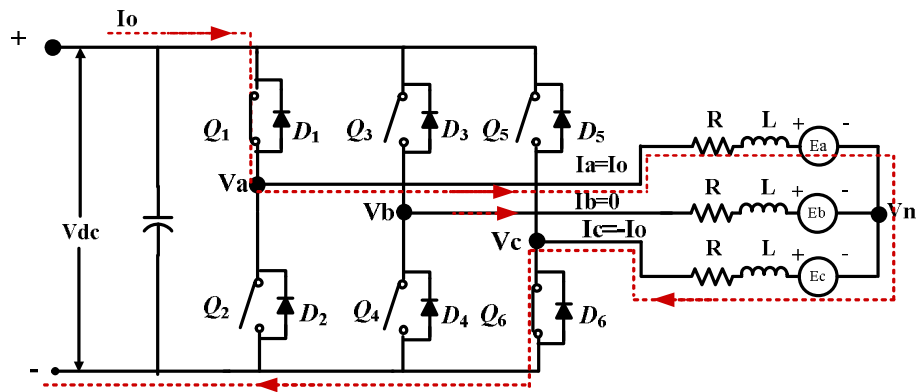
$$T_e = -2K_e I_c - \frac{3K_e I_c t_c}{2\pi} \quad (2.54)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (2.54) เห็นได้ว่า สาเหตุที่ทำให้เกิดการกระเพื่อมแรงบิดมอเตอร์ มี 2 กรณีคือ 1) การกระเพื่อมของกระแสไฟฟ้าเฟสที่ไม่ได้มีการทำคอมมิวเตชัน (I_c) และ 2) ช่วงเวลาคอมมิวเตชัน (t_c)

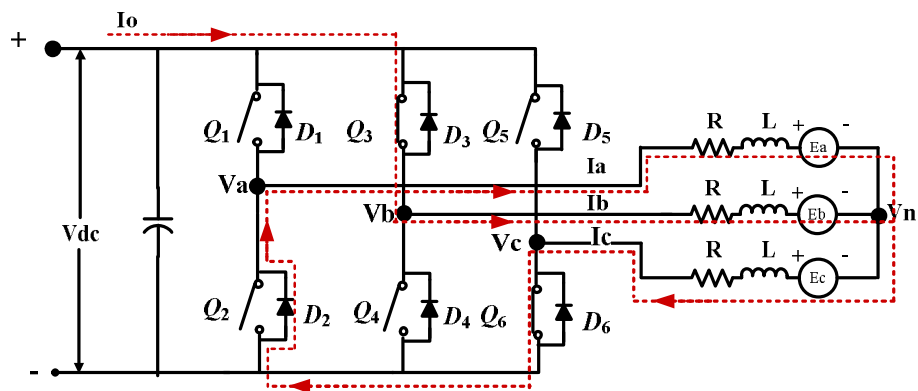
3. การหาช่วงเวลาคอมมิวเตชัน [6]

ช่วงเวลาคอมมิวเตชัน คือ ช่วงเวลาที่กระแสไฟฟ้าเปลี่ยนทิศทางการไหลจากเฟสหนึ่งไปยังอีกเฟสหนึ่ง กล่าวคือกระแสไฟฟ้าเฟสที่หยุดนำกระแสค่อยๆ ลดลงจากค่ากระแสไฟฟ้าสูงสุดจนมีค่าเท่ากับศูนย์ และกระแสไฟฟ้าเฟสที่เริ่มนำกระแสค่อยๆ เพิ่มขึ้นจากศูนย์จนมีค่าเท่ากับกระแสไฟฟ้าสูงสุด โดยช่วงเวลาคอมมิวเตชันเกิดขึ้นเนื่องจากผลของตัวเหนี่ยวนำขดลวดมอเตอร์และผลจากการทำงานของฟรีวีลลิงไดโอด (free-wheeling diode) ที่ต่อขนานกับสวิตช์ ทำให้กระแสไฟฟ้าไม่สามารถเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดได้

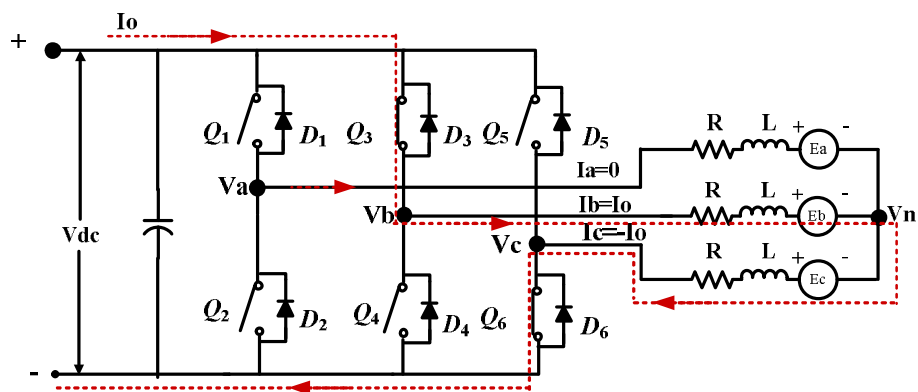
รูปที่ 2.28 แสดงลำดับการคอมมิวเตชันกระแสไฟฟ้าจากเฟส A ไป เฟส B (ช่วง S2 ไปยัง S3) โดยเริ่มต้นที่ช่วงก่อนการคอมมิวเตชัน ในช่วงนี้สวิตช์ Q_1 และ Q_6 อยู่ในสถานะ ON ส่วนสวิตช์ Q_3 อยู่ในสถานะ OFF ทำให้กระแสไฟฟ้าไหลเข้าขดลวดเฟส A และไหลออกที่ขดลวดเฟส C ดังแสดงในรูปที่ 2.28 (ก) ลำดับถัดมาเป็นช่วงขณะคอมมิวเตชัน ในช่วงนี้สวิตช์ Q_1 เปลี่ยนสถานะเป็น OFF และสวิตช์ Q_3 เปลี่ยนสถานะเป็น ON ทำให้กระแสไฟฟ้าเปลี่ยนทิศทางการไหลเข้าที่ขดลวดเฟส B และไหลออกที่ขดลวดเฟส C ขณะเดียวกันกระแสไฟฟ้า I_a ไม่สามารถเปลี่ยนแปลงได้อย่างทันทีทันใดเนื่องจากกระแสไฟฟ้า I_a สามารถไหลผ่านฟรีวีลลิงไดโอด (free-wheeling diode) D_2 ได้จนกว่าขนาดของกระแสไฟฟ้า I_a ลดลงจนมีค่าเท่ากับศูนย์ ดังแสดงในรูปที่ 2.28 (ข) ลำดับสุดท้ายเป็นช่วงหลังคอมมิวเตชัน ในช่วงนี้สวิตช์ Q_3 และสวิตช์ Q_6 อยู่ในสถานะ ON โดยกระแสไฟฟ้าเปลี่ยนทิศทางการไหลจากเฟส A ไปยังเฟส B อย่างสมบูรณ์ดังแสดงรูปที่ 2.28 (ค)



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 2.28 การไหลของกระแสไฟฟ้าช่วงคอมมิวเตชันจาก S2 และ S3 (ก) ช่วงก่อนคอมมิวเตชัน
(ข) ช่วงขณะคอมมิวเตชัน (ค) ช่วงหลังคอมมิวเตชัน

จากรูปที่ 2.28 (ข) ช่วงเวลาคอมมิวเตชันสามารถหาได้จากความชันของกระแสไฟฟ้าที่กำลังเปลี่ยนทิศทางจากเฟส A ไปยังเฟส B ถ้าพิจารณาให้แรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านกลับมีค่าคงที่เท่ากับ E และกำหนดให้ความถี่สวิตช์ซึ่งมีค่าสูง แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำขดลวดมอเตอร์จะมีค่ามากกว่าค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวต้านทานขดลวดมอเตอร์ ดังนั้นจึงสามารถละเลยแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวต้านทานขดลวดมอเตอร์ได้ ความชันของกระแสไฟฟ้าในช่วงคอมมิวเตชันจึงสามารถเขียนได้ดังนี้

$$\frac{dI_a}{dt} = -\frac{V_{dc} + 2E}{3L} \quad (2.55)$$

$$\frac{dI_b}{dt} = \frac{2(V_{dc} - E)}{3L} \quad (2.56)$$

$$\frac{dI_c}{dt} = -\frac{V_{dc} - 4E}{3L} \quad (2.57)$$

ถ้ากำหนดให้จุดเริ่มต้นของการคอมมิวเตชัน เป็นเวลาเริ่มต้น $t=0$ ดังนั้นกระแสไฟฟ้าแต่ละเฟสในช่วงคอมมิวเตชันสามารถเขียนได้ดังนี้

$$I_a = I_o - \frac{V_{dc} + 2E}{3L} t \quad (2.58)$$

$$I_b = \frac{2(V_{dc} - E)}{3L} t \quad (2.59)$$

$$I_c = -I_o - \frac{V_{dc} - 4E}{3L} t \quad (2.60)$$

จากสมการกระแสไฟฟ้าในช่วงคอมมิวเตชัน (2.58) - (2.59) สามารถหาช่วงเวลาคอมมิวเตชันในการเปลี่ยนแปลงขนาดกระแสไฟฟ้าเฟส A และ เฟส B ได้ 2 ช่วงดังนี้

- 1) ช่วงเวลาในการเปลี่ยนแปลงขนาดของกระแสไฟฟ้า I_a จากค่าสูงสุดลดลงจนกว่ามีค่าเท่ากับศูนย์ (t_{off}) สามารถหาได้โดยแทน $I_a = 0$ ลงในสมการ (2.58)

$$t_{off} = \frac{3LI_o}{V_{dc} + 2E} \quad (2.61)$$

- 2) ช่วงเวลาในการเปลี่ยนแปลงขนาดของกระแสไฟฟ้า I_b จากค่าศูนย์เพิ่มขึ้นจนมีค่าเท่ากับค่าสูงสุด (t_{on}) สามารถหาได้โดยแทน $I_b = I_o$ ลงในสมการ (2.59)

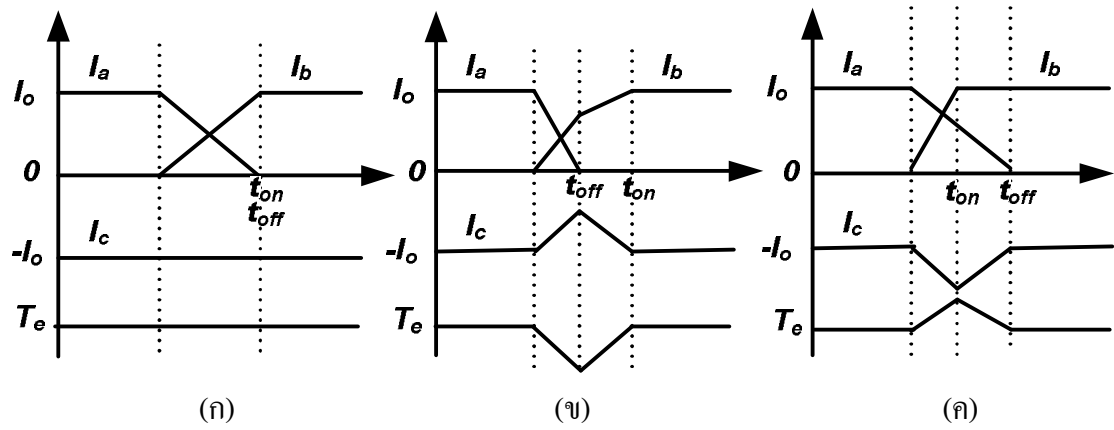
$$t_{on} = \frac{3LI_o}{2(Vdc - E)} \quad (2.62)$$

จากสมการ (2.55) – (2.62) พบว่าการคำนวณหาค่าความชันของกระแสไฟฟ้า กระแสไฟฟ้า และช่วงเวลา t_{on} และ t_{off} ล้วนขึ้นอยู่กับค่า Vdc และ E ซึ่งมีเงื่อนไขดังต่อไปนี้

- 1) $Vdc = 4E$ ในกรณีนี้เมื่อแทนค่า $Vdc = 4E$ ลงในสมการ (2.55) – (2.62) พบว่า $\left| \frac{dI_a}{dt} \right| = \left| \frac{dI_b}{dt} \right|$ และ $\frac{dI_c}{dt} = 0$ ส่วน I_a มีค่าลดลงจนเป็นศูนย์ที่เวลา t_{off} และ I_b มีค่าเพิ่มขึ้นจนมีค่าสูงสุดที่เวลา t_{on} โดยค่า t_{on} กับ t_{off} เท่ากันดังนั้น $t_c = t_{on} = t_{off}$ ขณะที่ $|I_c|$ ไม่มีการเปลี่ยนแปลง จึงทำให้แรงบิดมอเตอร์มีขนาดคงที่ดังแสดงในรูปที่ 2.29 (ก)

- 2) $Vdc < 4E$ ในกรณีนี้เมื่อแทนค่า $Vdc < 4E$ ลงในสมการ (2.55) – (2.62) พบว่า $\left| \frac{dI_a}{dt} \right| > \left| \frac{dI_b}{dt} \right|$ และ $\frac{dI_c}{dt} > 0$ ส่วน I_a ลดลงเป็นศูนย์ที่เวลา t_{off} ก่อนที่ I_b เพิ่มขึ้นจนมีค่าสูงสุดที่เวลา t_{on} ดังนั้น $t_c = t_{on}$ ขณะที่ $|I_c|$ มีการกระพือมโดยมีค่าลดลงที่เวลา t_{off} หลังจากนั้นค่อยๆ เพิ่มขึ้นจนเท่ากับค่าสูงสุดที่เวลา t_{on} จึงทำให้แรงบิดมอเตอร์ลดลงและมีการกระพือมดังแสดงในรูปที่ 2.29 (ข)

- 3) $Vdc > 4E$ ในกรณีนี้เมื่อแทนค่า $Vdc > 4E$ ลงในสมการ (2.55) – (2.62) พบว่า $\left| \frac{dI_a}{dt} \right| < \left| \frac{dI_b}{dt} \right|$ และ $\frac{dI_c}{dt} < 0$ ส่วน I_b มีค่าเพิ่มขึ้นจนมีค่าสูงสุดที่เวลา t_{on} ก่อนที่ I_a จะลดลงเป็นศูนย์ที่เวลา t_{off} ดังนั้น $t_c = t_{off}$ ขณะที่ $|I_c|$ มีการกระพือมโดยมีค่าเพิ่มขึ้นที่เวลา t_{off} หลังจากนั้นค่อยๆ ลดลงจนเท่ากับค่าสูงสุดที่เวลา t_{on} จึงทำให้แรงบิดมอเตอร์เพิ่มขึ้นและมีการกระพือมดังแสดงในรูปที่ 2.29 (ค)



รูปที่ 2.29 กระแสไฟฟ้าและแรงบิดมอเตอร์ช่วงคอมมิวเตชันในกรณีต่าง ๆ (ก) $\left| \frac{dI_a}{dt} \right| = \left| \frac{dI_b}{dt} \right|$,

(ข) $\left| \frac{dI_a}{dt} \right| > \left| \frac{dI_b}{dt} \right|$, และ (ค) $\left| \frac{dI_a}{dt} \right| < \left| \frac{dI_b}{dt} \right|$,

2.3.2 วิธีการลดการกระเพื่อมแรงบิดในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไร้แปรงถ่านที่นำเสนอ

ในงานวิจัยนี้ได้เสนอวิธีการลดการกระเพื่อมแรงบิดในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไร้แปรงถ่าน 2 วิธี คือ การขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยกระแสไฟฟ้าแบบควาซี-สแควร์ (Quasi-Square) ที่มีการชดเชยช่วงเวลาคอมมิวเตชัน และการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยกระแสไฟฟ้าแบบควาซี-ไซน์ (Quasi-Sine) ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

1. การขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยกระแสไฟฟ้าแบบควาซี-สแควร์ (Quasi-Square) ที่มีการชดเชยช่วงเวลาคอมมิวเตชัน

การขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยกระแสไฟฟ้าแบบควาซี-สแควร์ (Quasi-Square) ที่มีการชดเชยช่วงเวลาคอมมิวเตชันเป็นวิธีการลดการกระเพื่อมแรงบิดมอเตอร์ โดยควบคุมขนาดความชันของกระแสไฟฟ้าเฟสที่คอมมิวเตชันให้มีค่าเท่ากันและความชันของกระแสไฟฟ้าเฟสที่ไม่ได้คอมมิวเตชันให้มีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งภายใต้เงื่อนไขนี้ทำให้ไม่เกิดการกระเพื่อมแรงบิดมอเตอร์ช่วงคอมมิวเตชัน ดังแสดงในรูปที่ 2.29 (ก) แต่วิธีที่นำเสนอไม่ได้ใช้ตัวตรวจจับกระแสไฟฟ้าเพื่อลดต้นทุนของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ ทำให้ไม่สามารถควบคุมความชันกระแสไฟฟ้าได้โดยตรง ดังนั้นวิธีที่นำเสนอจึงได้ทำการควบคุมความชันกระแสไฟฟ้าผ่านการควบคุมแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยของเฟสที่ไม่ได้คอมมิวเตชันแทน เมื่อควบคุมแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยของเฟสที่ไม่ได้คอมมิวเตชันให้มีค่าคงที่ได้แล้วขนาดความชันของกระแสไฟฟ้าเฟสที่ไม่ได้คอมมิวเตชันมีค่าเท่ากับศูนย์และส่งผลให้ขนาดความชันของกระแสไฟฟ้าเฟสที่คอมมิวเตชันให้มีค่าเท่ากัน

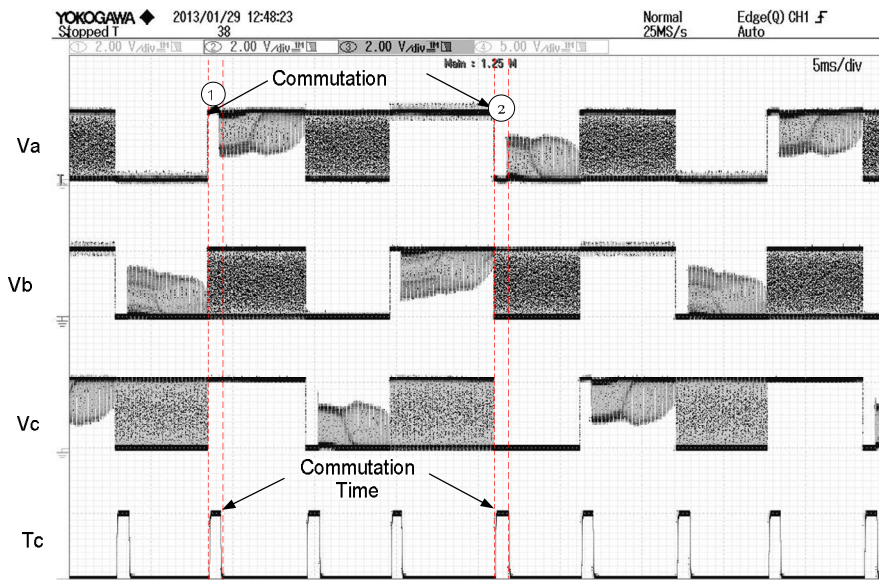
โดยวิธีควบคุมแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยของเฟสที่ไม่ได้คอมมิวเตชันให้มีค่าคงที่ได้ทำได้โดยเริ่มต้นจากการหาช่วงเวลาคอมมิวเตชันจากการวัดแรงดันไฟฟ้าเฟสที่ถูกปล่อยลอยของแต่ละช่วง หลังจากนั้นทำการปรับค่าตัวชี้วัดของสัญญาณพัลส์วิมอดูเลชันในช่วงเวลาคอมมิวเตชัน เพื่อรักษามagnitude แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยของเฟสที่ไม่ได้มีการคอมมิวเตชันให้มีค่าคงที่ทั้งในช่วงก่อนและช่วงขณะคอมมิวเตชัน ส่งผลให้กระแสไฟฟ้าของเฟสดังกล่าวและแรงบิดมอเตอร์มีค่าคงที่

การหาช่วงเวลาคอมมิวเตชัน

การหาช่วงเวลาคอมมิวเตชันสามารถคำนวณหาได้สมการ (2.61) อย่างไรก็ตามการหาช่วงเวลาคอมมิวเตชันจำเป็นต้องรู้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังนี้ คือ ค่าความเหนี่ยวนำขดลวดมอเตอร์ กระแสไฟฟ้าที่จ่ายให้มอเตอร์ และ แรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับ ทำให้ความถูกต้องของการคำนวณหาช่วงเวลาคอมมิวเตชัน ขึ้นอยู่กับความถูกต้องของค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ นอกจากนี้การวัดกระแสไฟฟ้าของมอเตอร์จำเป็นต้องใช้ตัวตรวจจับกระแสซึ่งมีราคาแพง ส่งผลให้ต้นทุนในการออกแบบระบบขับเคลื่อน

มอเตอร์สูงขึ้น เพื่อแก้ปัญหาที่กล่าวมาข้างต้น งานวิจัยนี้จึงเสนอการหาช่วงเวลาคอมมิวเตชัน โดยใช้การวัดแรงดันไฟฟ้าเฟสที่ถูกปล่อยลอยของแต่ละช่วงแทน

ในการหาช่วงเวลาคอมมิวเตชันด้วยวิธีการนี้ ขอยกตัวอย่างการวัดแรงดันไฟฟ้าเฟส A ขณะที่ถูกปล่อยลอย ซึ่งช่วงเวลาคอมมิวเตชันจะเกิดขึ้นอยู่ 2 ช่วงใน 1 รอบทางไฟฟ้า ดังแสดงรูปที่ 2.30



รูปที่ 2.30 ช่วงเวลาการเกิดคอมมิวเตชัน

- ช่วงที่ 1 แรงดันไฟฟ้าเฟส A ขณะที่ถูกปล่อยลอยอยู่ในช่วงขาขึ้น การคอมมิวเตชันช่วงนี้อาศัยสวิตช์ตัวล่างของวงจรมอเตอร์ (Lower Switch Commutation) เป็นตัวเปลี่ยนทิศทางกระแสไฟฟ้าจากเฟส A ไปยังเฟส B ซึ่งทำให้ฟริวิลิ่งไดโอดที่ต่อขนานกับสวิตช์ตัวบนของวงจรมอเตอร์เฟส A นำกระแสไฟฟ้าทำให้แรงดันไฟฟ้าเฟส A ช่วงเวลาคอมมิวเตชันมีขนาดเท่ากับแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง (V_{dc})
- ช่วงที่ 2 แรงดันไฟฟ้าเฟส A ขณะที่ถูกปล่อยลอยอยู่ในช่วงขาลง การคอมมิวเตชันช่วงนี้อาศัยสวิตช์ตัวบนของวงจรมอเตอร์ (Upper Switch Commutation) เป็นตัวเปลี่ยนทิศทางกระแสไฟฟ้าจากเฟส A ไปยังเฟส B ซึ่งทำให้ฟริวิลิ่งไดโอดที่ต่อขนานกับสวิตช์ตัวล่างของวงจรมอเตอร์เฟส A นำกระแสไฟฟ้า ทำให้แรงดันไฟฟ้าเฟส A ช่วงคอมมิวเตชันมีขนาดเท่ากับศูนย์ (ต่อลงกราวด์)

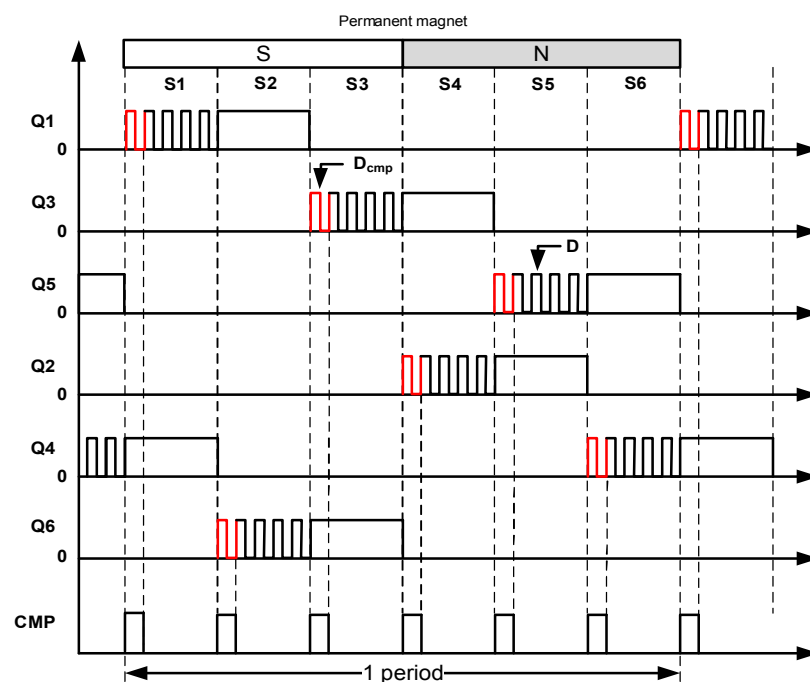
จากที่กล่าวมาข้างต้นช่วงเวลาคอมมิวเตชันสามารถหาได้จากการวัดแรงดันไฟฟ้าเฟสที่ถูกปล่อยลอยในแต่ละช่วง (State) ดังตารางที่ 2.3

ตารางที่ 2.3 การหาช่วงเวลาคอมมิวเตชันโดยการวัดแรงดันไฟฟ้าเฟสที่ถูกปล่อยลอยในแต่ละช่วง

ช่วง	การตรวจจับช่วงเวลาคอมมิวเตชัน
S1	แรงดันไฟฟ้าเฟส C , $V_c = 0$
S2	แรงดันไฟฟ้าเฟส B , $V_b = V_{dc}$
S3	แรงดันไฟฟ้าเฟส A , $V_a = 0$
S4	แรงดันไฟฟ้าเฟส C , $V_c = V_{dc}$
S5	แรงดันไฟฟ้าเฟส B , $V_b = 0$
S6	แรงดันไฟฟ้าเฟส A , $V_a = V_{dc}$

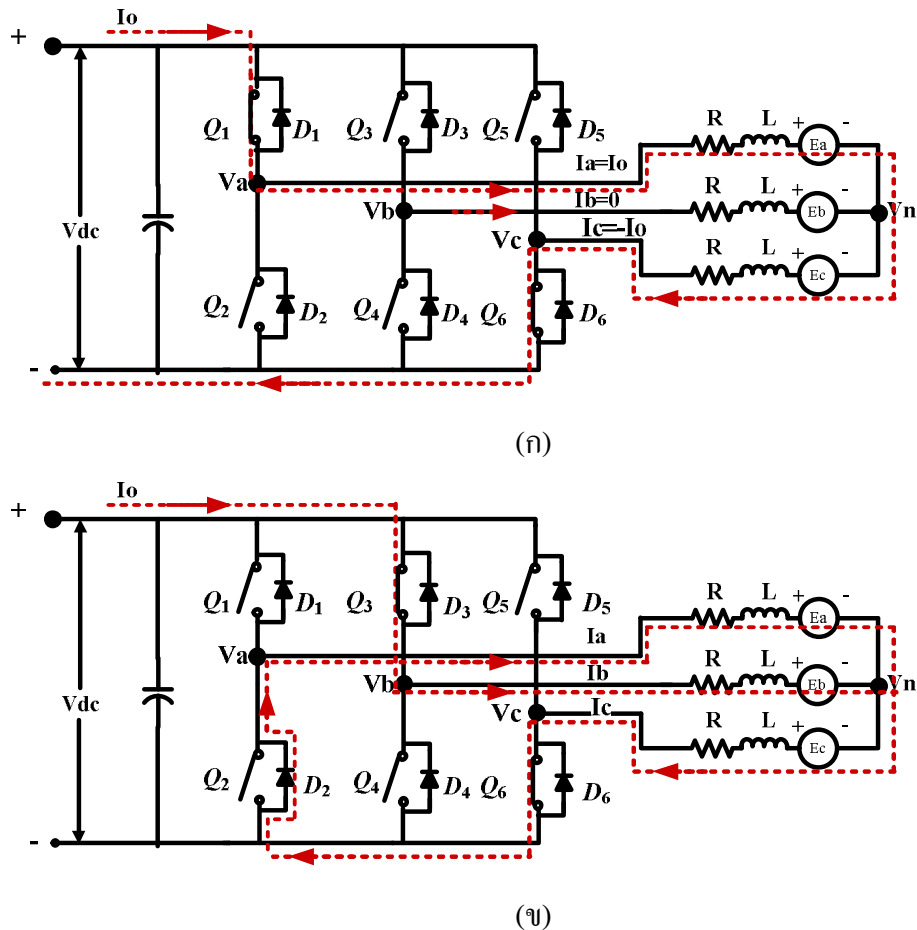
การหาค่าดีวีไอเซลสำหรับชดเชยช่วงเวลาคอมมิวเตชัน

ค่าดีวีไอเซลของวิธีนี้มี 2 ค่าได้แก่ D คือ ค่าดีวีไอเซลของสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชันในช่วงนำกระแสไฟฟ้าที่ใช้สำหรับควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ และ D_{cmp} คือ ค่าดีวีไอเซลของสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชันในช่วงเวลาคอมมิวเตชันที่ถูกใช้สำหรับรักษานาฬิกาแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยของเฟสที่ไม่ได้มีการคอมมิวเตชันให้มีค่าคงที่ ดังแสดงรูปที่ 2.31



รูปที่ 2.31 รูปแบบสัญญาณควบคุมสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังทั้ง 6 ตัว (Q1-Q6) ด้วยเทคนิคพัลส์วิดมอดูเลชันที่นำเสนอ และช่วงเวลาคอมมิวเตชันที่ตรวจจับได้ (CMP)

การหาค่าดิฟเฟอเรนเชียลสำหรับชดเชยช่วงเวลาคอมมิวเตชันนี้สามารถหาได้จากการกำหนดให้แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยของเฟสที่ไม่ได้มีการคอมมิวเตชันมีค่าเท่ากันทั้งในช่วงก่อนและขณะคอมมิวเตชัน โดยขอยกตัวอย่างช่วงคอมมิวเตชันกระแสไฟฟ้าจากช่วง S2 ไปยัง S3 ในช่วงนี้กระแสไฟฟ้าเปลี่ยนทิศทางการไหลจากขดลวดมอเตอร์เฟส A ไปยังเฟส B โดยเฟส C เป็นเฟสที่ไม่ได้ทำการคอมมิวเตชัน ดังรูป 2.32



รูปที่ 2.32 ทิศทางการไหลของกระแสไฟฟ้าช่วงคอมมิวเตชันจาก S2 และ S3

(ก) ช่วงก่อนคอมมิวเตชัน (ข) ช่วงคอมมิวเตชัน

การหาแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยของเฟส C ในช่วงก่อนคอมมิวเตชัน โดยพิจารณาการไหลของกระแสไฟฟ้าในก่อนการทำคอมมิวเตชัน ช่วง S2 ที่แสดงในรูปที่ 2.32 (ก) ในช่วงนี้สวิตช์ Q_1 อยู่ในสถานะ ON ต่อเนื่อง และสวิตช์ Q_6 อยู่ในสถานะ ON-OFF ตามสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชัน ทำให้กระแสไฟฟ้าไหลเข้าเฟส A แล้วไหลออกเฟส C ดังนั้นแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขดลวดเฟส C ซึ่งเป็นเฟสที่ไม่ได้ทำการคอมมิวเตชัน สามารถหาได้ดังสมการที่ (2.63) – (2.66)

$$V_a = V_{dc} = RI_a + L \frac{dI_a}{dt} + E_a + V_n \quad (2.63)$$

$$V_c = (1-D)V_{dc} = RI_c + L \frac{dI_c}{dt} + E_c + V_n \quad (2.64)$$

ตามกฎกระแสไฟฟ้าของเคอร์ชอฟฟ์ $I_a + I_b + I_c = 0$ ดังนั้น $I_a = -I_c = I_o$ และ $I_b = 0$ และแรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับช่วง S2 เท่ากับ $E_a = -E_c = E = K_e \omega_m$ ดังนั้น V_n หาได้จากสมการที่ (2.63) บวกกับ (2.64) จะได้

$$V_n = (2-D) \frac{V_{dc}}{2} \quad (2.65)$$

ดังนั้น สมการแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขดลวดเฟส C คือ

$$V_{nc} = V_n - V_c = D \frac{V_{dc}}{2} \quad (2.66)$$

โดยที่ D คือ ค่าดีวตี้ไซเคิลช่วงนำกระแสไฟฟ้า (%)

ส่วนการหาแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยของเฟส C ในช่วงเวลาคอมมิวเตชัน โดยพิจารณาการไหลของกระแสไฟฟ้าในขณะที่ทำการคอมมิวเตชันที่เปลี่ยนจากเฟส A ไปยังเฟส B (ช่วง S2 ไปยัง S3) ที่แสดงในรูปที่ 2.32 (ข) ในช่วงนี้สวิตช์ Q_1 เปลี่ยนสถานะเป็น OFF และสวิตช์ Q_3 เปลี่ยนสถานะเป็น ON ทำให้กระแสไฟฟ้าเฟส A (I_a) ไหลผ่านฟรีวิลลิงไดโอด D_2 จนกว่ากระแสไฟฟ้าเฟส A จะลดลงจนเป็นศูนย์ ดังนั้นแรงดันไฟฟ้าคร่อมขดลวดเฟส C ซึ่งเป็นเฟสที่ไม่ได้ทำคอมมิวเตชัน สามารถหาได้ดังสมการที่ (2.67) – (2.72)

$$V_a' = 0 = RI_a + L \frac{dI_a}{dt} + E_a + V_n \quad (2.67)$$

$$V_b' = D_{cmp} V_{dc} = RI_b + L \frac{dI_b}{dt} + E_b + V_n \quad (2.68)$$

$$V_c' = 0 = RI_c + L \frac{dI_c}{dt} + E_c + V_n \quad (2.69)$$

V_n' หาได้จากนำสมการ (2.67) -(2.69) บวกกัน เมื่อใช้กฎกระแสไฟฟ้าของเคอร์ชอฟฟ์ทำให้ $I_a + I_b + I_c = 0$ อีกทั้งวิธีที่เสนอทำการควบคุมแรงดันไฟฟ้าเฟส C เพื่อให้ได้กระแสไฟฟ้าเฟส C

ที่คงที่ ส่งผลให้ $\frac{dI_c}{dt} = 0$ และ $\frac{dI_b}{dt} = -\frac{dI_a}{dt}$ ดังนั้นแรงดันไฟฟ้าจุดนิวทรอลในช่วงคอมมิวเตชัน V_n' จึงเขียนได้ดังสมการ (2.70)

$$V_n' = D_{cmp} \frac{V_{dc}}{3} - \frac{E_a + E_b + E_c}{3} \quad (2.70)$$

ดังนั้น สมการแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขดลวดเฟส C คือ

$$V_{nc}' = V_n' - V_c' = \frac{1}{3} [V_{dc} \cdot D_{cmp} - (E_a + E_b + E_c)] \quad (2.71)$$

จากสมการ (2.71) สามารถกำหนดให้แรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับมีค่าคงที่ในช่วงเวลาคอมมิวเตชัน เนื่องจากช่วงเวลานี้สั้น $E_a = E_b = -E_c = E = K_e \omega_m$ ดังนั้น สมการแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขดลวดเฟส C สามารถเขียนได้ดังสมการ (2.72)

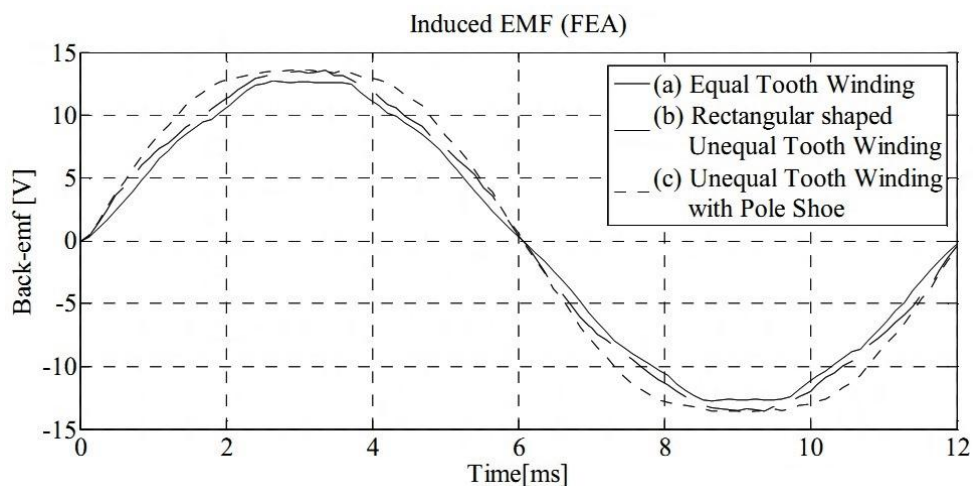
$$V_{nc}' = D_{cmp} \frac{V_{dc}}{3} + \frac{K_e \omega_m}{3} \quad (2.72)$$

การควบคุมกระแสไฟฟ้าเฟส C ซึ่งไม่ได้ทำคอมมิวเตชันให้มีขนาดคงที่ สามารถทำได้โดยการควบคุมแรงดันไฟฟ้าคร่อมขดลวดเฟส C ในช่วงเวลาคอมมิวเตชันให้มีขนาดแรงดันไฟฟ้าเท่ากับแรงดันไฟฟ้าในช่วงก่อนคอมมิวเตชัน $V_{nc} = V_{nc}'$ ดังนั้น คิวดีไซเคิลในช่วงเวลาคอมมิวเตชันสามารถหาได้ดังสมการที่ (2.73)

$$D_{cmp} = \frac{3}{2} D + \frac{K_e \omega_m}{V_{dc}} \quad (2.73)$$

2. การขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยกระแสไฟฟ้าแบบควาซี-ไซน์ (Quasi-Sine)

จากหัวข้อที่ 2.1 กล่าวว่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไร้แปรงถ่านมีลักษณะเป็นรูปสี่เหลี่ยมคางหมู แต่ในความเป็นจริง เพื่อให้่ายต่อการออกแบบและลดต้นทุนในการผลิตมอเตอร์ การออกแบบมอเตอร์อาจมีการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์เช่น รูปแบบการพันขดลวดมอเตอร์ จากรูปที่ 2.33 แสดงแรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับ เมื่อพันขดลวดในรูปแบบที่แตกต่างกัน 3 แบบ พบว่าการพันขดลวดแบบ Unequal Tooth Winding with Pole Shoe ทำให้ได้ แรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับที่มีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์มากกว่าการพันขดลวดแบบ Equal Tooth Winding และ Rectangular shaped Unequal Tooth Winding อีกทั้งการเลือกใช้วัสดุแม่เหล็กที่นำมาทำโรเตอร์มีความเป็นแม่เหล็กไม่สม่ำเสมอ (non-uniformity) ด้วยเหตุปัจจัยดังกล่าวจึงทำให้ แรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไร้แปรงถ่านไม่เป็นรูปสี่เหลี่ยมคางหมูตามอุดมคติ (Non-ideal BEMF) [9]



รูปที่ 2.33 แรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับ เมื่อพันขดลวดในรูปแบบต่าง ๆ [15]

ด้วยสาเหตุที่กล่าวแล้วข้างต้น ถึงแม้จะควบคุมกระแสไฟฟ้าที่จ่ายเข้าขดลวดมอเตอร์เป็นรูปสี่เหลี่ยมตามอุดมคติ ก็ยังเกิดการกระเพื่อมแรงบิดมอเตอร์เนื่องจาก ผลของแรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับไม่เป็นอุดมคติ

จากรูปที่ 2.33 พบว่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าต้านกลับที่ไม่เป็นอุดมคติดังกล่าวมีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ (แบบ C) ดังนั้นการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยกระแสไฟฟ้าแบบไซน์จึงสามารถทำให้ช่วยลดการกระเพื่อมแรงบิดได้ อย่างไรก็ตาม การขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยกระแสไฟฟ้าแบบไซน์ด้วยวิธีดั้งเดิมจำเป็นต้องใช้ตัวตรวจจับตำแหน่งโรเตอร์ชนิดเอ็นโคเดอร์ ซึ่งมีราคาแพง รวมถึงสัญญาณพัลส์วัดมุมดูเลชั่นสำหรับควบคุมสวิทช์ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยวิธีนี้เป็นแบบคอมพลิเมนทารี (Complementary) ซึ่งทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียที่มากจากการสวิทช์ (Switching Loss) มากกว่า วิธีการขับเคลื่อนมอเตอร์แบบ Six-Step

ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงเสนอ วิธีการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไร้แปลงถ่านด้วยกระแสไฟฟ้าแบบควาซี-ไซน์ ซึ่งวิธีนี้ไม่ได้ควบคุมกระแสไฟฟ้าโดยตรงแต่จะสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์เพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้าเฟสมีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์แทน โดยแบ่งช่วงคอมมิวเตชันทั้งหมดเป็น 12 ช่วง ใน 1 คาบเวลาทางไฟฟ้า แต่ละช่วงห่างกัน 30 องศาไฟฟ้า ในทุกช่วง ๆ ของการหมุนมีการจ่ายแรงดันไฟฟ้าผ่านขดลวดของมอเตอร์ทีละ 2 เฟสและ 3 เฟส สลับกัน เพื่อให้ขนาดของแรงดันไฟฟ้าจุดนิวทรัล มีค่าแตกต่างกันดังนี้

- 1) แรงดันไฟฟ้าจุดนิวทรัล เท่ากับ $V_{dc}/2$ เมื่อจ่ายแรงดันไฟฟ้าผ่านขดลวดของมอเตอร์ 2 เฟส
- 2) แรงดันไฟฟ้าจุดนิวทรัล เท่ากับ $V_{dc}/3$ เมื่อจ่ายแรงดันไฟฟ้าผ่านขดลวดของมอเตอร์ทั้ง 3 เฟส โดยสวิตช์ตัวบนทำงาน 1 ตัว และสวิตช์ตัวล่างทำงาน 2 ตัว
- 3) แรงดันไฟฟ้าจุดนิวทรัล เท่ากับ $2V_{dc}/3$ เมื่อจ่ายแรงดันไฟฟ้าผ่านขดลวดของมอเตอร์ทั้ง 3 เฟส โดยสวิตช์ตัวบนทำงาน 2 ตัวและสวิตช์ตัวล่างทำงาน 2 ตัว

ผลของการเปลี่ยนแปลงขนาดของแรงดันไฟฟ้าจุดนิวทรัล นี้ทำให้ได้แรงดันไฟฟ้าเฟสมีลักษณะใกล้เคียงกับรูปคลื่นไซน์ (Quasi-Sine) ส่งผลให้ได้กระแสไฟฟ้าที่มีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ด้วย โดยกระแสไฟฟ้าที่ไหลในแต่ละเฟสมีช่วงการนำกระแสอยู่ 150 องศาไฟฟ้า

เพื่อให้เข้าใจหลักการสร้างแรงดันไฟฟ้าเฟสแบบควาซี-ไซน์ สัญญาณควบคุมสวิตช์ ทั้ง 6 ตัว ($Q_1 - Q_6$) แรงดันไฟฟ้าจุดนิวทรัล (V_n) แรงดันไฟฟ้าเฟส (V_{an}, V_{bn} , และ V_{cn}) และแรงดันไฟฟ้าระหว่างเฟส A กับเฟส B (V_{ab}) ถูกนำมาพิจารณาดังแสดงในรูปที่ 2.34 โดยสถานะการทำงานของสวิตช์ Q_1 ถึง Q_6 เพื่อสร้างแรงดันไฟฟ้าเฟสแบบควาซี-ไซน์ ในแต่ละช่วงแสดงในตารางที่ 2.4 ซึ่งช่วงการนำกระแสไฟฟ้าของสวิตช์แต่ละตัว ถูกแบ่งเป็น 5 ช่วงย่อย คือ ช่วง 30 องศาไฟฟ้าแรกสวิตช์แต่ละตัวนำกระแสต่อเนื่อง ส่วนช่วง 30 องศาไฟฟ้าถัดมา สวิตช์แต่ละตัวทำงานและหยุดทำงานสลับไปมาด้วยค่าดิวตี้ไซเคิลเท่ากับ D ที่ได้จากตัวควบคุมความเร็วรอบแบบ PI หลังจากนั้นช่วง 30 องศาไฟฟ้าถัดมา สวิตช์แต่ละตัวทำงานและหยุดทำงานสลับไปมาด้วยค่าดิวตี้ไซเคิลเท่ากับ D_{reduce} โดยงานวิจัยนี้กำหนดค่า D_{reduce} ดังสมการ (2.74) เพราะเป็นค่าสูงสุดในช่วงความเป็นเชิงเส้นของรูปคลื่นไซน์ [16]

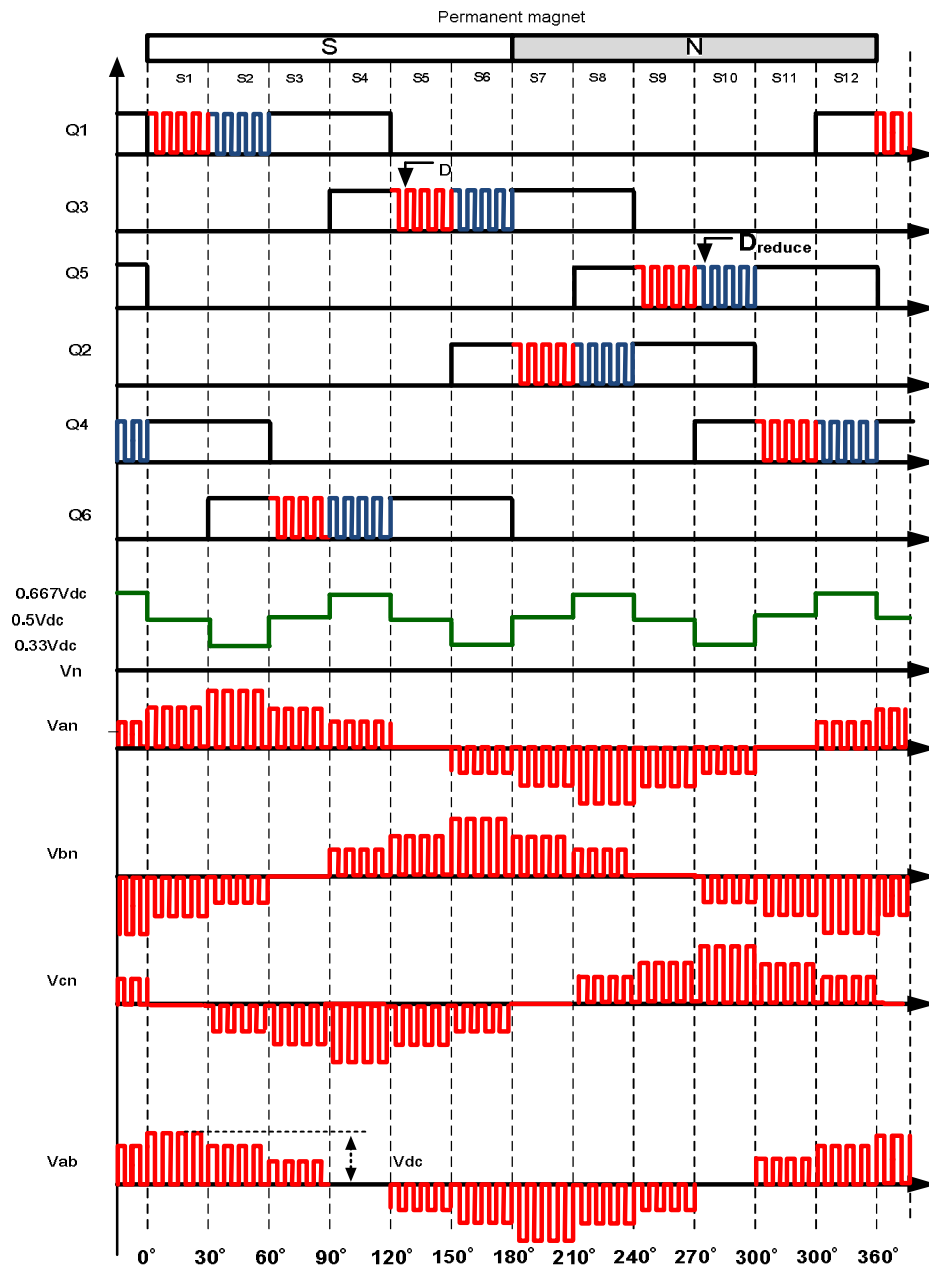
$$D_{reduce} = \frac{\sqrt{3}}{2} D \quad (2.74)$$

ในช่วง 60 องศาไฟฟ้าสุดท้ายสวิตช์แต่ละตัวทำงานแบบนำกระแสไฟฟ้าค้าง โดยสวิตช์ในแต่ละเฟสทำงานห่างกัน 120 องศาไฟฟ้า

เนื่องจากขนาดของแรงดันไฟฟ้า V_n มีการเปลี่ยนแปลงจึงทำให้ขนาดของแรงดันไฟฟ้า V_{an} , V_{bn} , และ V_{cn} เปลี่ยนแปลงค่าตามด้วย เพื่อให้เข้าใจการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าเฟสจึงยกตัวอย่างการทำงาน ช่วง S1 ถึง S4 ตามลำดับดังนี้

- ช่วง S1 สวิตช์ถูกควบคุมให้จ่ายแรงดันไฟฟ้าผ่านขดลวดมอเตอร์ 2 เฟส โดยแรงดันไฟฟ้าไหลเข้าเฟส A และไหลออกเฟส B แรงดันไฟฟ้า V_n ในช่วงนี้มีค่าเท่ากับ $V_{dc}/2$ จากกฎแรงดันไฟฟ้าเคอร์ชอฟฟ์ ทำให้ขนาดแรงดันไฟฟ้า V_{an} มีค่าเท่ากับ $V_{dc}/2$ ขนาดแรงดันไฟฟ้า V_{bn} มีค่าเท่ากับ $-V_{dc}/2$ และขนาดแรงดันไฟฟ้า V_{cn} มีค่าเท่ากับ ศูนย์
- ช่วง S2 สวิตช์ถูกควบคุมให้จ่ายแรงดันไฟฟ้าผ่านขดลวดมอเตอร์ทั้ง 3 เฟส โดยสวิตช์ตัวบน Q_1 ทำงานเปิด-ปิดตามสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชั่น ส่วนสวิตช์ตัวล่าง Q_4 กับ Q_5 เปิดทำงานต่อเนื่อง โดยแรงดันไฟฟ้าไหลเข้าเฟส A และไหลออกทั้งเฟส B และ C ทำให้ขนาดแรงดันไฟฟ้า V_n มีค่าลดลงเท่ากับ $V_{dc}/3$ ส่งผลให้ขนาดแรงดันไฟฟ้า V_{an} มีค่าเพิ่มขึ้นเท่ากับ $2V_{dc}/3$ ขนาดแรงดันไฟฟ้า V_{bn} มีค่าเพิ่มขึ้นเท่ากับ $-V_{dc}/3$ แต่ขนาดแรงดันไฟฟ้า V_{cn} มีค่าลดลงเท่ากับ $-V_{dc}/3$
- ช่วง S3 สวิตช์ถูกควบคุมให้จ่ายแรงดันไฟฟ้าผ่านขดลวดมอเตอร์ 2 เฟส โดยแรงดันไฟฟ้าไหลเข้าเฟส A และไหลออกเฟส C แรงดันไฟฟ้า V_n ในช่วงนี้มีค่าเท่ากับ $V_{dc}/2$ ส่งผลให้ขนาดแรงดันไฟฟ้า V_{an} มีค่าลดลงเท่ากับ $V_{dc}/2$ ขนาดแรงดันไฟฟ้า V_{bn} มีค่าเพิ่มขึ้นเท่ากับ 0 และขนาดแรงดันไฟฟ้า V_{cn} มีค่าลดลงเท่ากับ $-V_{dc}/2$
- ช่วง S4 สวิตช์ถูกควบคุมให้จ่ายแรงดันไฟฟ้าผ่านขดลวดมอเตอร์ทั้ง 3 เฟส โดยสวิตช์ตัวบน Q_1 กับ Q_3 เปิดทำงานต่อเนื่อง ส่วนสวิตช์ตัวล่าง Q_6 ทำงานเปิด-ปิดตามสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชั่น โดยแรงดันไฟฟ้าไหลเข้าทั้งเฟส A และเฟส B และไหลออกเฟส C ทำให้ขนาดแรงดันไฟฟ้า V_n มีค่าเพิ่มขึ้นเท่ากับ $2V_{dc}/3$ ส่งผลให้ขนาดแรงดันไฟฟ้า V_{an} มีค่าลดลงเท่ากับ $V_{dc}/3$ ขนาดแรงดันไฟฟ้า V_{bn} มีค่าเพิ่มขึ้นเท่ากับ $V_{dc}/3$ และขนาดแรงดันไฟฟ้า V_{cn} มีค่าลดลงเท่ากับ $-2V_{dc}/3$

จากช่วง S1-S4 เห็นได้อย่างชัดเจนว่าการเปลี่ยนแปลงขนาดของแรงดันไฟฟ้า V_n ทำให้ได้ขนาดแรงดันไฟฟ้าเฟส V_{an} , V_{bn} , และ V_{cn} ที่มีการเปลี่ยนแปลงใกล้เคียงกับรูปคลื่นไซน์(Quasi-Sine) เมื่ออธิบายในทำนองเดียวกัน ช่วง S5 – S12 แรงดันไฟฟ้าเฟส V_{an} , V_{bn} , และ V_{cn} ก็จะมีการเปลี่ยนแปลงใกล้เคียงกับรูปคลื่นไซน์เช่นเดียวกัน เมื่อขนาดแรงดันเฟสมีการเปลี่ยนแปลงใกล้เคียงกับรูปคลื่นไซน์ทำให้แรงดันไฟฟ้าระหว่างเฟสมีขนาดใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ด้วย ดังตัวอย่างแรงดันไฟฟ้า V_{ab} ที่แสดงในรูปที่ 2.34



รูปที่ 2.34 สัญญาณควบคุมสวิตช์ ทั้ง 6 ตัว (Q_1 - Q_6) แรงดันไฟฟ้าจุดนิวทรัล (V_n) แรงดันไฟฟ้าเฟส (V_{an} , V_{bn} , และ V_{cn}) และแรงดันไฟฟ้าระหว่างเฟส A กับเฟส B (V_{ab}) แบบควาซิ-ไซน์ที่นำเสนอ

ตารางที่ 2.4 สถานะการทำงานของสวิตช์ Q_1 ถึง Q_6 เพื่อสร้างแรงดันไฟฟ้าเฟสแบบควาซี-ไซน์

ช่วง	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4	Q_5	Q_6
S1	PWM1	OFF	OFF	ON	OFF	OFF
S2	PWM2	OFF	OFF	ON	OFF	ON
S3	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	PWM1
S4	ON	OFF	ON	OFF	OFF	PWM2
S5	OFF	OFF	PWM1	OFF	OFF	ON
S6	OFF	ON	PWM2	OFF	OFF	ON
S7	OFF	PWM1	ON	OFF	OFF	OFF
S8	OFF	PWM2	ON	OFF	ON	OFF
S9	OFF	ON	OFF	OFF	PWM1	OFF
S10	OFF	ON	OFF	ON	PWM2	OFF
S11	OFF	OFF	OFF	PWM1	ON	OFF
S12	ON	OFF	OFF	PWM2	ON	OFF

โดยที่ PWM1 คือ สถานะการทำงานของสวิตช์ แบบสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชั่นที่มีค่าดีวีไชเกิดเท่ากับ D ที่ได้จากตัวควบคุมความเร็วรอบแบบ PI และ PWM2 คือ สถานะการทำงานของสวิตช์ แบบสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชั่นที่มีค่าดีวีไชเกิดเท่ากับ D_{reduce}