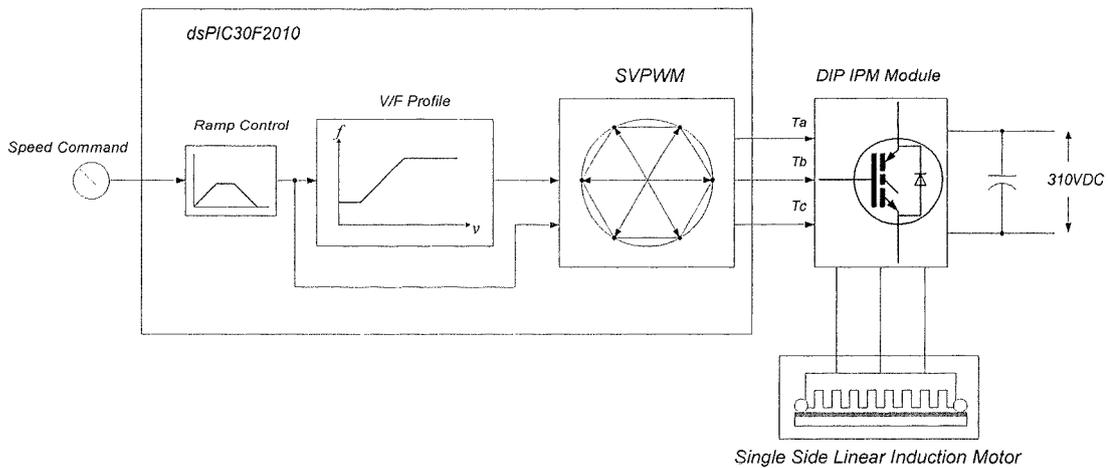


## บทที่ 2

### วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

บทนี้เป็นการสืบค้นทฤษฎีเกี่ยวข้องกับโครงการวิจัย โดยประกอบด้วยหลักการพื้นฐานของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น ระบบควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นด้วยวิธีการควบคุมแรงดันและความถี่ เอกสารงานวิจัยและสรุปทฤษฎีงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ซึ่งส่วนประกอบของระบบที่ทำการศึกษาในงานวิจัยนี้แสดงดังรูปที่ 2.1

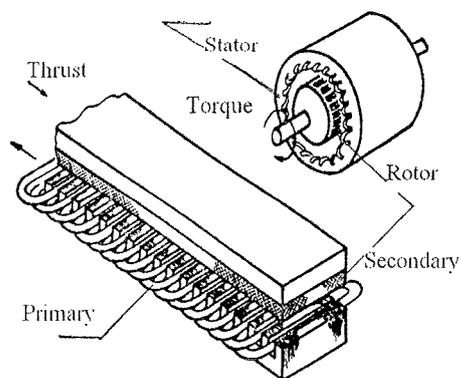


รูปที่ 2.1 ไลอะแกรมระบบควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นในแบบจำลองรถไฟฟ้

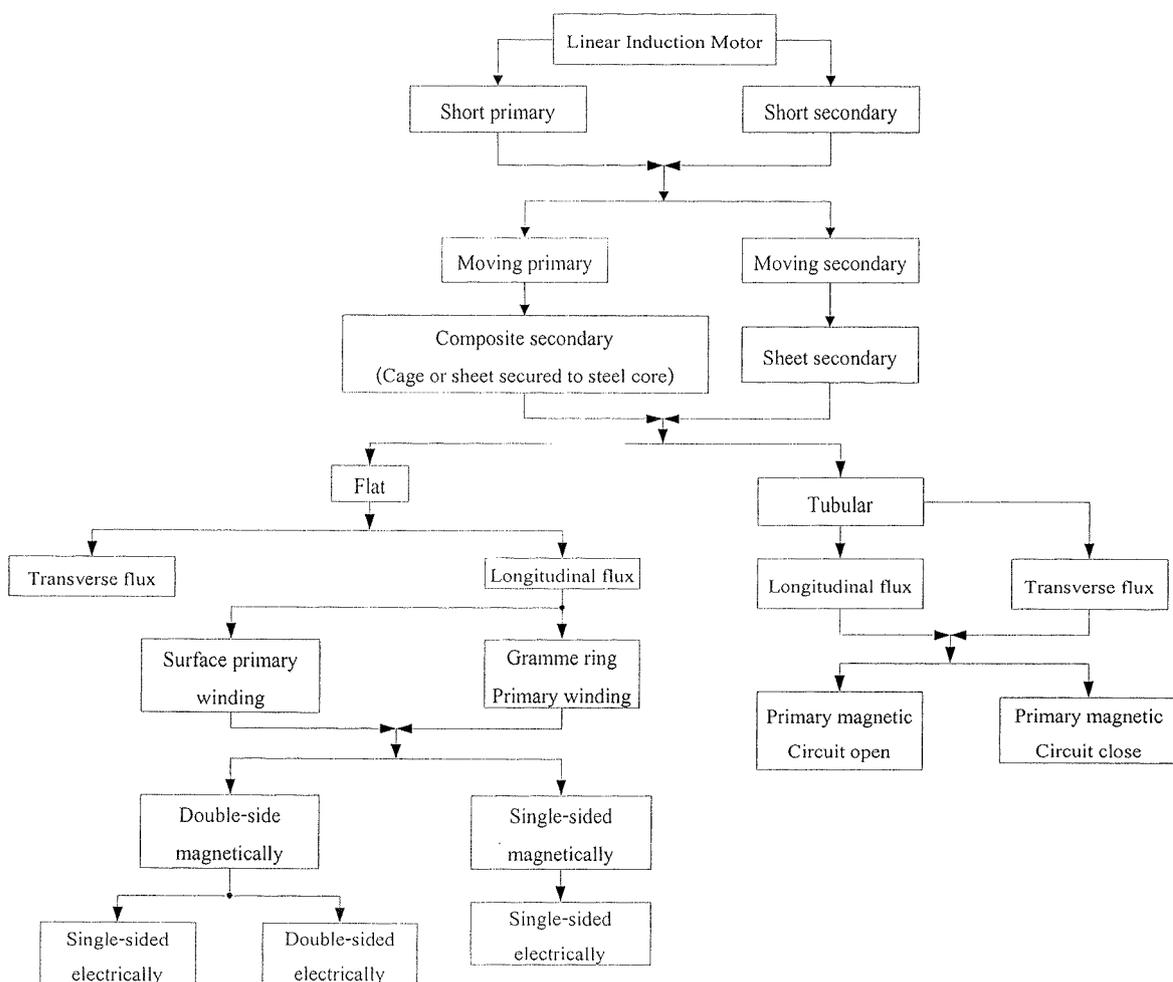
### 2.1 มอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น และการควบคุม

#### 2.1.1 โครงสร้าง หลักการทำงาน และการจำแนกลักษณะของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น

มอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น (Linear Induction Motor) พัฒนามาจากมอเตอร์เหนี่ยวนำทั่วไปซึ่งให้แรงบิดหมุนตามแกนเพลลา (Rotary Induction Motor) ทั้งนี้หากพิจารณาโดยทำการผ่าและคลี่ออกดังแสดงในรูปที่ 2.2 จะทำให้โครงสร้างของมอเตอร์เปลี่ยนไป แต่ส่วนประกอบของมอเตอร์ยังคงประกอบด้วย คือ สเตเตอร์ และโรเตอร์ เหมือนเดิม ภายในสเตเตอร์จะมีขดลวดพันอยู่ในร่องสล๊อตแบ่งออกเป็น 3 เฟสเช่นเดิม แต่ส่วนโรเตอร์จะเปลี่ยนจากลักษณะที่เป็นวงจร Ladder จะกลายเป็นแผ่นโลหะ ซึ่งมักทำจากอลูมิเนียม หรือทองแดง ซึ่งเรียกชื่อว่า “Reaction Plate” พร้อมทั้งมีแผ่นเหล็กประกอบด้านหลังด้วย เรียกว่า “Back iron” ส่วนการจ่ายระบบไฟฟ้าเข้าสู่มอเตอร์นั้น ก็จะจ่ายเข้าสู่ด้านสเตเตอร์เหมือนเดิม ซึ่งในโครงการวิจัยนี้ จะอยู่ในส่วนของตัวรถไฟฟ้



รูปที่ 2.2 โครงสร้างมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นที่พัฒนามาจากมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบหมุน [2]



รูปที่ 2.3 การจำแนกชนิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น [3], [4], [5]

เมื่อจ่ายระบบไฟฟ้า 3 เฟสเข้าสู่ขดลวดสเตเตอร์ของมอเตอร์แล้ว จะเกิดสนามแม่เหล็กหมุนใน Air-gap มีความเร็วเชิงมุม ( $\omega_n$ ) ตามสมการ

$$\omega_n = 2\omega / p \quad (2.1)$$

เมื่อ  $\omega = 2\pi f$  หน่วยเป็น เรเดียน/วินาที และ  $p$  เป็นจำนวนขั้วแม่เหล็ก

การเคลื่อนที่ตัดกันระหว่างโรเตอร์ และสนามแม่เหล็กหมุนจากสเตเตอร์ ทำให้เกิดแรงดันเหนี่ยวนำขึ้นในโรเตอร์ แรงดันที่เกิดขึ้นนี้ส่งผลให้มีกระแสไหลในโรเตอร์ และจะสร้างสนามแม่เหล็กในโรเตอร์ขึ้นมา สนามแม่เหล็กทั้งสองที่เกิดขึ้นจะต้านกันทำให้เกิดแรงผลักให้โรเตอร์เคลื่อนที่ไปในทิศทางของสนามแม่เหล็กหมุน ทั้งหมดคือหลักการเคลื่อนที่ของเครื่องจักรกลไฟฟ้า การทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นนี้ก็จะเป็นไปตามหลักการนี้เช่นกัน

### 2.1.2 สมการต่างๆ ในมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น [5], [6], [7]

จากการเปลี่ยนแปลงโครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นจากแบบหมุน ทำให้สมการ และค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของมอเตอร์ เปลี่ยนไปดังนี้

#### 1. สมการความเร็ว (Speed Equation)

ดังที่กล่าวมาแล้ว การเคลื่อนที่ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นจะเหมือนกับมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรงกระรอก (Squirrel-Cage Induction Motor) ซึ่งค่าสลิป (Slip) ซึ่งเป็นอัตราความแตกต่างของความเร็วที่แกนเพลลาต่อความเร็วสนามแม่เหล็ก สามารถหาได้จากสมการ

$$S = \frac{n_s - n_r}{n_s} \quad (2.2)$$

เมื่อ  $S$  เป็น ค่าสลิป (Slip)

$n_s$  เป็น ความเร็วสนามแม่เหล็ก หน่วยเป็น รอบ/นาที (rpm.)

$n_r$  เป็น ความเร็วที่แกนเพลลาโรเตอร์ หน่วยเป็น รอบ/นาที (rpm.)

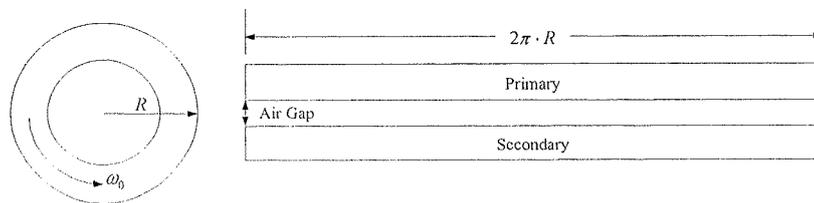
ในกรณีที่เคลื่อนที่ในแนวเชิงเส้น ค่าสลิปของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น จะเป็นดังสมการ

$$S = \frac{V_s - V_r}{V_s} \quad (2.3)$$

เมื่อ  $S$  เป็น ค่าสลิป (Slip)

$V_s$  เป็น ความเร็วเชิงโรตัสแบบเชิงเส้น หน่วยเป็น เมตร/วินาที (m/s)

$V_r$  เป็น ความเร็วของส่วนที่เคลื่อนที่ หน่วยเป็น เมตร/วินาที (m/s)



รูปที่ 2.4 รัศมีของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบหมุนเปรียบเทียบกับความยาวของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น

ซึ่งเมื่อพิจารณาจากรูปที่ 2.4 สมการความเร็วเชิงโคจรของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น สามารถพิจารณาได้ดังสมการที่ 2.4

$$V_s = \frac{2\omega R}{p} = 2f\tau \quad (2.4)$$

- เมื่อ  $R$  เป็นรัศมีของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบหมุน หน่วยเป็น มิลลิเมตร (mm.)  
 $f$  เป็น ความถี่ของแหล่งจ่ายไฟฟ้า หน่วยเป็น เฮิรตซ์ (Hz.)  
 $\tau$  เป็นระยะห่างขั้วแม่เหล็ก (Pole Pitch) หน่วยเป็น มิลลิเมตร (mm.)  
 $p$  เป็น จำนวนขั้วแม่เหล็ก

ทั้งนี้ระยะห่างขั้วแม่เหล็ก (Pole Pitch:  $\tau$ ) หาได้จากสมการที่ 2.5

$$\tau = \frac{2\pi \cdot R}{p} = \frac{L_{st}}{p} \quad (2.5)$$

- เมื่อ  $L_{st}$  เป็น ความยาวของสเตเตอร์ ซึ่งหาได้จากสมการ  $L_{st} = 2\pi \cdot R$  (2.6)

## 2. สมการพิกัดกำลังไฟฟ้า (Power Rated Equation)

กำลังไฟฟ้าที่จ่ายเข้าสู่มอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น จะแปลงเป็นพลังงานกลด้วยหลักการเดียวกับมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยทั่วไป ซึ่งกำลังไฟฟ้าขาเข้า แสดงดังสมการที่ 2.7

$$P_i = mV_1 I_1 \cos \phi \quad (2.7)$$

- เมื่อ  $V_1$  เป็นแรงดันอินพุต หน่วยเป็น โวลต์ (V.t)  
 $I_1$  เป็นกระแสอินพุต หน่วยเป็น แอมแปร์ (A.)  
 $m$  เป็นจำนวนเฟสของระบบไฟฟ้า  
 $\phi$  เป็นค่าตัวประกอบกำลัง (Power Factor)

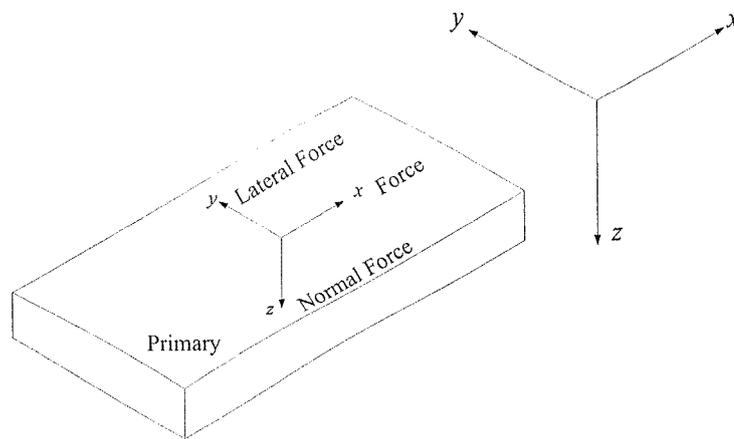
ทั้งนี้กำลังไฟฟ้าขาออกที่เกิดขึ้นที่โรเตอร์ สามารถเขียนได้เป็น

$$P_o = F_s V_r \quad (2.8)$$

เมื่อ  $F_s$  เป็น แรงผลักที่เกิดขึ้นที่โรเตอร์ หน่วยเป็น นิวตันเมตร (Nm.)  
 $V_r$  เป็น ความเร็ว โรเตอร์ หน่วยเป็น รอบ/วินาที (rpm.)

### 3. แรงที่เกิดขึ้นในมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น

แรงที่เกิดขึ้นในมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น (Force) ที่เรียกว่าแรงผลัก (Thrust) นั้น สามารถแยกออกได้ 2 แนวแรง ประกอบด้วยแรงตั้งฉาก (Normal force) และแรงด้านข้าง (Lateral force) ดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 แรงที่เกิดขึ้นในมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น

#### - แรงตั้งฉาก (Normal force)

แรงผลักระหว่างชุดปฐมภูมิกับทุติยภูมิมีอยู่ค่อนข้างสูงเนื่องจากความไม่สมดุลทางกายภาพของมอเตอร์ ที่ความเร็วเชิงโคโรนัสขนาดของแรงที่เกิดขึ้นจะลดลงตามความเร็ว และที่ความเร็วสูงขนาดของแรงที่เกิดขึ้นจะไม่คงที่

#### - แรงด้านข้าง (Lateral force)

แรงด้านข้างดังแสดงในรูปที่ 2.5 จะเกิดในแนวตั้งฉากกับการเคลื่อนที่ของโรเตอร์ แรงด้านข้างนี้จะทำให้ระบบไม่เสถียร แรงด้านข้างนี้เกิดขึ้นเนื่องจากตำแหน่งที่ไม่สมดุลของสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น โดยทั่วไปแล้วเมื่อสเตเตอร์ขยับตำแหน่งเพียงเล็กน้อยจะทำให้ผลของแรงด้านข้างมีค่าต่ำ และจะมีค่าสูงขึ้น เมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความถี่สูง (สูงกว่า 60 เฮิรตซ์) การติดตั้งระบบล้อให้กับรถไฟฟ้านี้ ก็เป็นการส่งเสริมการเคลื่อนที่ และเป็นการช่วยลดผลของแรงที่เกิดขึ้นด้านข้างได้บ้าง

### 4. ผลกระทบที่มีผลต่อการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นแบบด้านเดียว [8], [9], [10]

ผลกระทบสำคัญที่มีผลต่อการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นแบบด้านเดียวนั้นมีดังนี้คือ

- ผลกระทบที่ปลายสุด (End Effect)

เนื่องจากมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น เป็นมอเตอร์ที่แปลงโครงสร้างมาจากมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบหมุนทั่วไป จึงทำให้การโคจรของสนามแม่เหล็ก (Traveling magnetic field) จะมีลักษณะที่ไม่ Smooth ทั้งนี้ผลกระทบจาก End Effect นี้แบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะคือ

- ผลกระทบจากส่วนปลายชนิดอยู่กับที่ (Static End effect)

เกิดขึ้นเนื่องจากคุณสมบัติของวงจรแม่เหล็กของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น ที่ไม่ Linear ซึ่งจะ ทำให้ค่า Self Inductance ต่อเฟส และค่า Mutual-Inductance ต่อเฟส ทางด้านขดปฐมภูมิเกิดความไม่สมมาตร

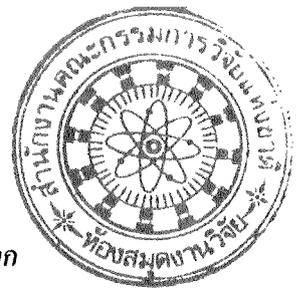
- ผลกระทบจากส่วนปลายชนิดเคลื่อนที่ (Dynamic end effect)

เกิดขึ้นเนื่องจากการเคลื่อนที่สัมพันธ์กันระหว่างด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิที่เป็นไปอย่างต่อเนื่องจากกฎของเลนซ์ เมื่อตัวนำทุติยภูมิเคลื่อนที่ออกจากช่องอากาศทางด้านออกนั้น กระแสของตัวนำทุติยภูมิทางด้านเข้าจะพยายามต้านการสร้างเส้นแรงแม่เหล็กภายในช่องอากาศ จึงส่งผลให้เมื่อมอเตอร์เคลื่อนที่ จะทำให้ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กเฉลี่ยในช่องอากาศของคู่ขั้วแม่เหล็กแรกที่อยู่ใกล้ทางด้านเข้ามีค่าลดลงอย่างมากเมื่อเทียบกับคู่ขั้วถัดไป และหลังจากที่ตัวนำทุติยภูมิเคลื่อนที่ออกไปทางด้านออก ตัวนำทุติยภูมิจะมีกระแสเพิ่มขึ้นเพื่อพยายามรักษาให้เส้นแรงแม่เหล็กมีค่าคงที่ ซึ่งกระแสนี้จะส่งผลให้เกิดการสูญเสียในรูปของความร้อนโดยไม่ได้สร้างแรงขึ้น ทำให้ประสิทธิภาพและแรงสูงสุดที่มอเตอร์สร้างได้มีค่าลดลง ผลกระทบนี้จะเกิดขึ้นมากกับมอเตอร์เชิงเส้นที่มีความเร็วสูง

การลดผลกระทบจากส่วนปลายนี้ ทำได้โดยออกแบบให้ส่วนสเตเตอร์มีจำนวนขั้วแม่เหล็กมากกว่า 4 โพล ซึ่ง Laithwaite [3] กล่าวไว้ว่า “if the total number of pole-piths on the shorter member (either short stator or short rotor) exceed four, the addition effect of the transients due to the edges is likely to be so small that it can be neglected , except in large, powerful machines.”.

- ผลกระทบจากขอบด้านข้าง

เป็นปรากฏการณ์ที่เกิดจากการกระจายตัวที่ไม่สม่ำเสมอของกระแสและเส้นแรงแม่เหล็กในทิศทางแนวขวาง อันเนื่องมาจากขดทุติยภูมิมีความกว้างมากกว่าด้านปฐมภูมิ ซึ่งจะพบว่าส่วนของขดลวดทุติยภูมิที่ยื่นเกินออกไปจากด้านปฐมภูมิจะมีกระแสไหลวนอยู่เช่นเดียวกับส่วนของตัวนำทุติยภูมิที่อยู่ภายในระยะของขดปฐมภูมิ ซึ่งกระแสในส่วนที่เกินออกมานี้จะไม่มีผลต่อการสร้างแรงให้กับตัวนำทุติยภูมิ แต่กลับจะสร้างเส้นแรงแม่เหล็กออกมารบกวนเส้นแรงแม่เหล็กภายในช่องอากาศ ทำให้เส้นแรงแม่เหล็กกระจายไม่สม่ำเสมอ



- ผลกระทบจากการรั่วไหลของเส้นแรงแม่เหล็กเนื่องจากช่องอากาศมีค่ามาก

โดยทั่วไปมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นจะมีระยะห่างช่องว่างอากาศอยู่ประมาณ 2 มิลลิเมตร ถึง 5 เซนติเมตร (ในมอเตอร์ขนาดใหญ่) ซึ่งความเข้มสนามแม่เหล็กที่ช่องอากาศทางด้านทุติยภูมิจะมีลักษณะรูปร่างเพี้ยนไป เมื่อของเส้นแรงแม่เหล็กเดินทางผ่านช่องอากาศอย่างไม่สมบูรณ์ ภาวะเช่นนี้จะทำให้เกิดการรั่วไหลบางส่วนขึ้นที่ช่องอากาศ ในกรณีเช่นนี้จึงต้องมีการพิจารณาค่าคงที่อีกสมการหนึ่ง ซึ่งเรียกว่า องค์กรประกอบการปรับปรุงความถูกต้อง (Correction factor) ดังสมการที่ 2.9

$$k_1 = \sinh\left(\frac{\pi}{\tau} g_o\right) / \frac{\pi}{\tau} g_o \quad (2.9)$$

เมื่อ  $k_1$  เป็นค่า Correction factor  
 $g_o$  เป็นค่า Magnetic air-gap

- ผลกระทบที่พื้นผิว (Skin Effect)

เกิดจากความหนาแน่นของกระแสที่กระจายตัวอยู่บนผิวหน้าทางด้านโรเตอร์ (Reaction plate) ในกรณีที่แผ่นเหล็กอยู่ด้านหลัง (Back iron) ด้วยเหตุนี้ทำให้ค่าความนำจริงที่เกิดขึ้น ( $\sigma$ ) ของแผ่นเพลทที่นำมาเป็นโรเตอร์ มีค่าเปลี่ยนไป ดังสมการที่ 2.8

$$\sigma_e = \frac{\sigma}{k_{sk}} \quad (2.10)$$

เมื่อ  $\sigma_e$  เป็นค่าความนำจริงที่เกิดขึ้น  
 $\sigma$  เป็นค่าความนำอุดมคติ  
 $k_{sk}$  เป็นค่าตัวประกอบความถูกต้องซึ่งหาได้จาก

$$k_{sk} = \frac{2d}{d_s} \left[ \frac{\sinh\left(\frac{2d}{d_s}\right) + \sin\left(\frac{2d}{d_s}\right)}{\cosh\left(\frac{2d}{d_s}\right) + \cos\left(\frac{2d}{d_s}\right)} \right] \quad (2.11)$$

เมื่อ  $d$  เป็นความหนาของ Reaction plate  
 $d_s$  เป็นความลึกแทรกซึม (The depth of penetration)

โดยค่า  $d_s$  หาได้จาก 
$$d_s \cong \frac{1}{\sqrt{\left[ \mu_0 \pi f S \sigma + \frac{1}{2} \left( \frac{\pi}{\tau} \right)^2 \right]}} \quad (2.12)$$

เมื่อ  $f$  เป็น ความถี่ระบบไฟฟ้า มีหน่วยเป็น เฮิร์ตซ์ (Hz)

สำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ	
ห้องสมดงานวิจัย	
วันที่.....	- 5 ส.ค. 2555
เลขทะเบียน.....	244416
เลขเรียกหนังสือ.....	

### 5. ค่าตัวประกอบการออกแบบที่ดี ( Goodness factor)

เป็นค่าพารามิเตอร์ที่ใช้แสดงถึงการออกแบบเครื่องกลไฟฟ้าที่ดีคือ หากค่าตัวประกอบมีค่ามาก แสดงว่าเครื่องกลที่ออกแบบนั้นมีประสิทธิภาพดี และอีกประการหนึ่งคือ การหาค่าระยะห่างของ ช่องว่างอากาศนั้นหาได้ยาก แต่หากพิจารณาจากสมการค่าตัวประกอบการออกแบบที่ดี ดังสมการที่ 2.13 นั้น จะเห็นว่าระยะช่องว่างอากาศนั้นควรจะมีค่าน้อยที่สุดเท่าที่จะทำได้

$$G = \frac{X_m}{R_r} = \frac{2\mu_0 f \tau^2}{\rho_r \pi g} \quad (2.13)$$

เมื่อ	$\mu_0$	เป็น Permeability of free space	
	$f$	เป็น ค่าความถี่ของแหล่งจ่าย	หน่วยเป็น เฮิร์ตซ์ (Hz.)
	$\rho_r$	เป็น Surface resistivity	หน่วยเป็น โอห์ม (Ohm)
	$g$	เป็น ระยะของช่องว่างอากาศสูงสุด	หน่วยเป็น เมตร (m.)

### 2.1.3 วงจรสมมูลและการวิเคราะห์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น

การวิเคราะห์วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น สามารถพิจารณาได้ 2 ลักษณะ ขึ้นอยู่กับการใช้งานมอเตอร์ เนื่องจากหากใช้งานในงานที่ใช้ความเร็วสูงนั้น ผลกระทบต่างๆที่กล่าวในตอนต้น จะมีผลต่อระบบพลวัต (Dynamic) ของมอเตอร์เป็นอย่างมาก [6] แต่หากใช้งานในลักษณะความเร็วต่ำผลกระทบนั้นจะมีผลกับระบบน้อยมาก วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นที่ทำงานที่ความเร็วต่ำนั้น จะเหมือนกับวงจรเทียบเคียงของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรงกระรอก หรือ Asynchronous Machine ทั่วไป ดังนั้นการวิเคราะห์จึงสามารถกระทำได้โดยการการใช้หลักการเดียวกันได้ [6], [11]

#### 1. สมการไดนามิกส์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำในรูปแบบ Arbitrary Reference Frame [11]

$$\vec{V}_S^{(k)} = R_S \cdot \vec{i}_S^{(k)} + \frac{d\vec{\psi}_S^{(k)}}{dt} + j\omega_S \cdot \vec{\psi}_S^{(k)} \quad (2.14)$$

$$\vec{\psi}_S^{(k)} = L_S \cdot \vec{i}_S^{(k)} + L_m \cdot \vec{i}_R^{(k)} \quad (2.15)$$

$$\vec{V}_R^{(k)} = R_R' \cdot \vec{i}_R^{(k)} + \frac{d\vec{\psi}_R^{(k)}}{dt} + j(\omega_S - \omega_R) \cdot \vec{\psi}_R^{(k)} \quad (2.16)$$

$$\vec{\psi}_R^{(k)} = L_R' \cdot \vec{i}_R^{(k)} + L_m \cdot \vec{i}_S^{(k)} \quad (2.17)$$

ในรูป Laplace Transform

$$\vec{V}_S = R_S \cdot \vec{I}_S + j\omega_s \cdot L_S \cdot \vec{I}_S + j\omega_s \cdot L_m \cdot \vec{I}_R \quad (2.18)$$

$$\vec{V}_R = R_S \cdot \vec{I}_R + j(\omega_s - \omega_R) \cdot L_R' \cdot \vec{I}_R + j(\omega_s - \omega_R) \cdot L_m \cdot \vec{I}_S \quad (2.19)$$

ในขณะที่เริ่มต้น  $\vec{V}_R = 0$  และ ความเร็วสลลิปเท่ากับ  $\omega_{slip} = \omega_S - \omega_R$  ดังนั้นสลลิป  $S$  มีค่าเท่ากับ  $S = \frac{\omega_S - \omega_R}{\omega_S}$  ดังนั้นสามารถเขียนสมการที่ 2.19 ใหม่ได้เป็น

$$0 = \frac{R'_R}{S} \cdot \bar{I}_R + j\omega_S \cdot L'_R \cdot \bar{I}_R + j\omega_S \cdot L_m \cdot \bar{I}_S \quad (2.20)$$

เมื่อ  $L_S = L_{IS} + L_m$  และ  $L'_R = L'_{IR} + L'_m$  แทนค่าในสมการที่ 2.18 และ 2.20 จะได้

$$\vec{V}_S = R_S \cdot \bar{I}_S + j\omega_S \cdot (L_{IS} + L_m) \cdot \bar{I}_S + j\omega_S L_m \cdot \bar{I}_R \quad (2.21)$$

$$0 = \frac{R'_R}{S} \cdot \bar{I}_R + j\omega_S \cdot L_{IS} + L_m (L'_{IR} + L'_m) \cdot \bar{I}_R + j\omega_S \cdot L_m \cdot \bar{I}_S \quad (2.22)$$

ซึ่งสามารถให้คำนิยามตัวแปรใหม่ได้ ดังนี้

- $\sigma_S$  เป็น Stator leakage factor
- $\sigma_R$  เป็น Rotor leakage factor
- $\sigma$  เป็น Total leakage factor

$$\text{ดังนั้น } \sigma_S = \frac{L_S}{L_m} - 1; L_S = (1 + \sigma_S) \cdot L_m, \sigma_R = \frac{L'_R}{L_m} - 1; L'_R = (1 + \sigma_R) \cdot L_m \text{ และ } \sigma = 1 - \frac{L_m}{L_S \cdot L_R}$$

นำ  $\sigma_S$  และ  $\sigma_R$  แทนในสมการที่ 2.21 และ 2.22 จะได้

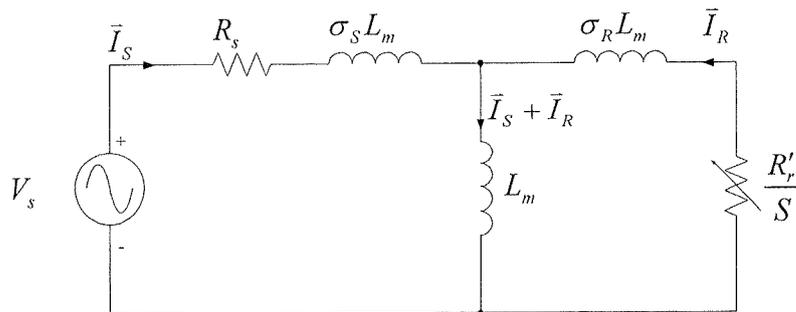
$$\vec{V}_S = R_S \cdot \bar{I}_S + j\omega_S \cdot (1 + \sigma_S) \cdot L_m \cdot \bar{I}_S + j\omega_S \cdot L_m \cdot \bar{I}_R \quad (2.23)$$

$$\vec{V}_S = (R_S + j\omega_S \cdot L_m \cdot \sigma_S) \bar{I}_S + j\omega_S \cdot L_m \cdot (\bar{I}_S + \bar{I}_R) \quad (2.24)$$

$$0 = \frac{R'_R}{S} \cdot \bar{I}_R + j\omega_S \cdot (1 + \sigma_R) \cdot \bar{I}_R + j\omega_S \cdot L_m \cdot \bar{I}_S \quad (2.25)$$

$$0 = \left( \frac{R'_R}{S} \cdot \bar{I}_R + j\omega_S \cdot \sigma_R \cdot L_m \right) \cdot \bar{I}_R + j\omega_S \cdot L_m \cdot (\bar{I}_S + \bar{I}_R) \quad (2.26)$$

ดังนั้นสามารถเขียนวงจรสมมูลของ Asynchronous Machine ทั่วไปได้ดังแสดงในรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 วงจรสมมูลของ Asynchronous Machine ในสภาวะ Steady-State

สมการที่ 2.18 และ 2.20 สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\bar{V}_S = (R_S + j\omega_S L_S) \cdot \bar{I}_S + j\omega_S L_m \cdot \bar{I}_R \quad (2.27)$$

$$0 = \left( \frac{R'_R}{S} + j\omega_S L'_R \right) \cdot \bar{I}_R + j\omega_S L_m \cdot \bar{I}_S \quad (2.28)$$

ซึ่งเขียนเป็นสมการ Matrix ได้เป็น

$$\begin{bmatrix} R_S + j\omega_S L_S & j\omega_S L_m \\ j\omega_S L_m & R_R/S + j\omega_S L_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_S \\ \bar{I}_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{V}_S \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

จะได้

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_S \\ \bar{I}_R \end{bmatrix} = \left\{ \frac{1}{(R_S + j\omega_S L_S)(R_R/S + j\omega_S L_R) - (j\omega_S L_m)^2} \right\} \times \begin{bmatrix} R_R/S + j\omega_S L_R & -j\omega_S L_m \\ -j\omega_S L_m & R_S + j\omega_S L_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{V}_S \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

ทั้งนี้ค่าอิมพีแดนซ์รวมเท่ากับ

$$Z_S = \frac{\bar{V}_S}{\bar{I}_S} = \frac{(R_S + j\omega_S L_S)(R_R/S + j\omega_S L_R) - (j\omega_S L_m)^2}{(R_R/S + j\omega_S L_R)} \quad (2.31)$$

เมื่อ  $L_m = L_S / (1 + \sigma_S) = L_R / (1 + \sigma_R)$  จะได้ว่า  $\sigma = 1 - \frac{1}{(1 + \sigma_S)(1 + \sigma_R)}$

ดังนั้น

$$Z_S = R_S + j\omega_S L_S \left( \frac{1 + \frac{j\omega_S L_R S}{R_R}}{1 + \frac{j\omega_S L_R S}{R_R}} \right) \quad (2.32)$$

ค่า Pull-out Slip สามารถหาค่าได้จากสมการที่ 2.33

$$S_p = \frac{R_R}{\sigma \omega_S L_R} \quad (2.33)$$

ซึ่งสมการที่ 2.32 สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$Z_S = R_S + j\omega_S L_S \left( \frac{1 + \frac{jS}{S_p}}{1 + \frac{jS}{\sigma S_p}} \right) \quad (2.34)$$

## 2. สมการแรงบิดของ Asynchronous Machines ในสถานะ Steady-State

จากสมการแรงบิด

$$T_m = 3L_m \text{Im}(\vec{I}_S \vec{I}_R^*) \quad (2.35)$$

และจากสมการที่ 2.29 จะได้

$$\vec{I}_R = -\frac{j\omega_S L_m}{R_R/S + j\omega_S L_R} \vec{I}_S \quad (2.36)$$

แทนสมการที่ 2.36 ลงในสมการที่ 2.34 จะได้ว่า

$$T_m = 3L_m \text{Im} \left\{ \vec{I}_S \left( -\frac{j\omega_S L_m}{R_R/S + j\omega_S L_R} \vec{I}_S \right)^* \right\} = 3L_m I_S^2 \text{Im} \left\{ \frac{\frac{j\omega_S L_m S}{R_R}}{1 - \frac{j\omega_S L_R S}{R_R}} \right\} \quad (2.37)$$

จาก  $S_p = \frac{R_R}{\sigma\omega_S L_R}$  ดังนั้น

$$T_m = 3L_m I_S^2 \text{Im} \left\{ \frac{\frac{j\omega_S L_m}{R_R} \left( 1 + \frac{jS}{\sigma S_p} \right)}{1 - \frac{jS}{\sigma S_p} \left( 1 + \frac{jS}{\sigma S_p} \right)} \right\} = 3L_m I_S^2 \text{Im} \left\{ \frac{\frac{j\omega_S L_m}{R_R} \left( 1 + \frac{jS}{\sigma S_p} \right)}{1 + \left( \frac{S}{\sigma S_p} \right)^2} \right\} \quad (2.38)$$

ซึ่งสมการแรงบิดของเครื่องกลไฟฟ้าแบบ Asynchronous เป็นดังนี้

$$T_m = \frac{3(1-\sigma)}{2} \frac{V_S^2}{\sigma \omega_S^2 L_S} \frac{2}{S_p/S + S/S_p} = T_p \frac{2}{S_p/S + S/S_p} \quad (2.39)$$

เมื่อค่า Pull-out Torque;  $T_p$  เท่ากับ

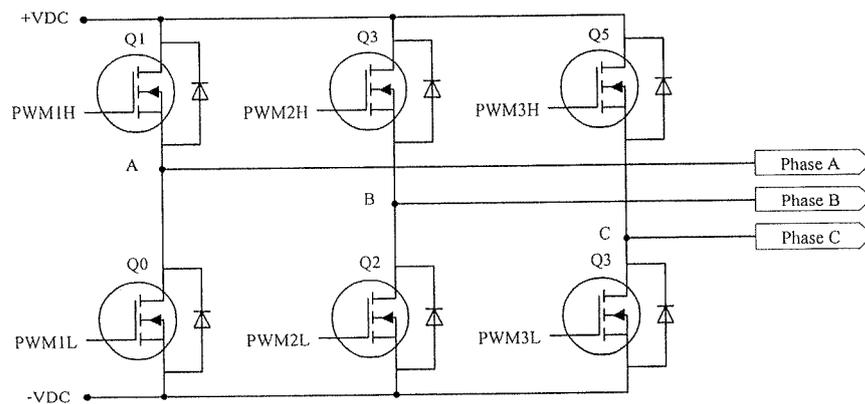
$$T_p = \frac{3(1-\sigma)}{2} \frac{V_S^2}{\sigma \omega_S^2 L_S} \quad (2.40)$$

### 2.2 วงจรอินเวอร์เตอร์และการสร้างสัญญาณพัลส์วิดซ์มอดูเลชั่น (PWM)

วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสในโครงการเป็นแบบแหล่งจ่ายแรงดัน ทำหน้าที่จ่ายแรงดันให้ขดลวดสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น โดยใช้ ไอจีบีที (IGBT) จำนวน 6 ตัวเป็นอุปกรณ์สวิตช์ในวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยรูปแบบการสวิตช์ในวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสนี้ ใช้เทคนิคการสวิตช์แบบสเปซเวกเตอร์มอดูเลชั่น (Space Vector Modulation)

### 2.2.1 อินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบแหล่งจ่ายแรงดัน

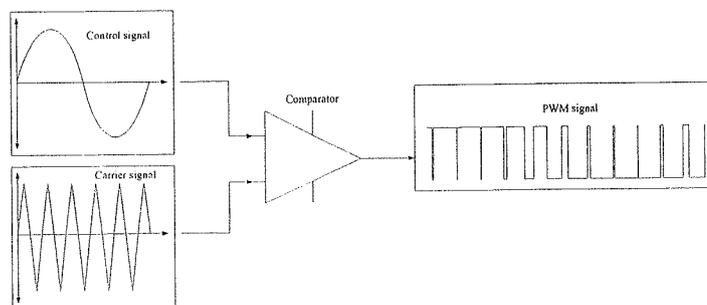
วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบแหล่งจ่ายแรงดันที่ใช้ในโครงการ มีลักษณะดังแสดงในรูปที่ 2.7 โดยจะมีสัญญาณควบคุมการทำงานของสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์แต่ละตัวในวงจร ซึ่งสัญญาณควบคุมจะใช้หลักการของ Pulse width Modulation (PWM) เทคนิคการสร้างสัญญาณ PWM มีอยู่หลายวิธี แต่ที่นิยมใช้มากในปัจจุบันในงานที่เกี่ยวข้องกับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ามีอยู่ 2 วิธี คือ เทคนิคการมอดูเลชันรูปคลื่นไซน์ (SPWM) และเทคนิคสเปซเวกเตอร์มอดูเลชัน (SVPWM)



รูปที่ 2.7 วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบแหล่งจ่ายแรงดัน

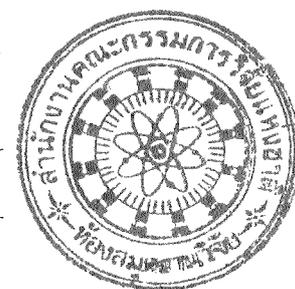
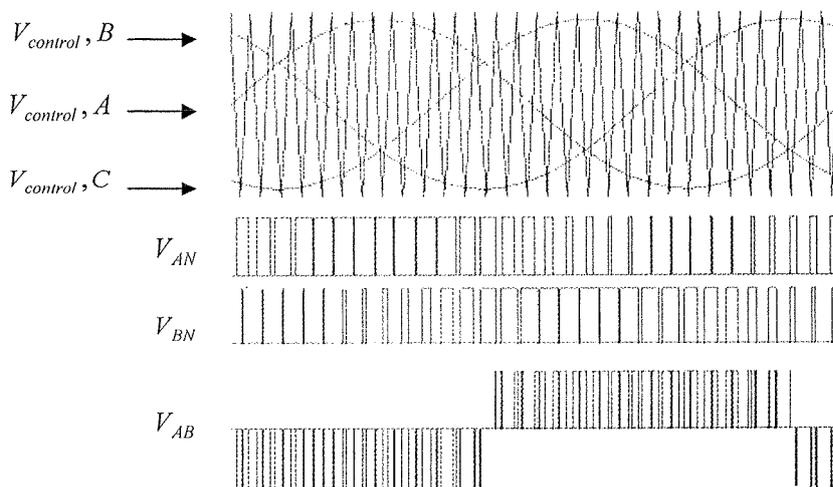
### 2.2.2 การสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มด้วยเทคนิคมอดูเลชันรูปคลื่นไซน์ (SPWM) [12], [13]

การสร้างสัญญาณ SPWM เป็นวิธีการพื้นฐานในการสร้างสัญญาณควบคุมอุปกรณ์สวิตช์ในวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส เนื่องจากมีหลักการในการสร้างที่ง่ายและไม่ซับซ้อน ซึ่งหลักการสร้างสัญญาณ SPWM แสดงดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 หลักการสร้างสัญญาณแบบ SPWM

หลักการสร้างสัญญาณพัลส์วิดซ์มอดูเลชันด้วยเทคนิค SPWM กระทำโดยการมอดูเลตสัญญาณระหว่างสัญญาณคลื่นพาห์ (Carrier signal) ซึ่งเป็น Triangle Wave และสัญญาณอ้างอิง (Control signal) ซึ่งเป็น Sine Wave โดยรูปคลื่นไซน์มีมุมต่างเฟสกัน 120 องศา เพื่อสร้างสัญญาณ PWM สำหรับอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส ดังแสดงในรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 การสร้างสัญญาณ SPWM 3 เฟส

ทั้งนี้แรงดันและความถี่ขาออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ ขึ้นอยู่กับค่าอัตราส่วนมอดูเลตแรงดัน ( $m_a$ ) และค่าอัตราส่วนความถี่ ( $m_f$ ) ด้วยเช่นกัน

$$m_a = \frac{V_{control}}{V_{tri}} \quad (2.41)$$

และ 
$$m_f = \frac{f_{carrier}}{f_{control}} \quad (2.42)$$

โดย  $V_{control}$  เป็นค่าสูงสุดของสัญญาณ Sine Wave

$f_{control}$  เป็นค่าความถี่ของสัญญาณ Sine Wave

$V_{tri}$  เป็นค่าสูงสุดของสัญญาณ Triangle Wave

$f_{carrier}$  เป็นค่าความถี่ของสัญญาณ Triangle Wave

ทั้งนี้ค่า  $m_a$  ควรอยู่ในช่วง  $m_a \leq 1$  เนื่องจากเป็นช่วงที่อินเวอร์เตอร์ทำงานในย่านเชิงเส้น

ค่าแรงดันเฟสขาออก ( $V_{ph}$ ) ที่ความถี่หลักมูลเท่ากับ

$$(V_{ph})_1 = m_a \cdot \frac{V_d}{2} \quad (2.43)$$

ค่าแรงดันไลน์ ( $V_{LL}$ ) ขาออกที่ความถี่หลักมูลเท่ากับ

$$V_{LL} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} (V_{ph})_1 = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot m_a \cdot \frac{V_d}{2} = 0.612 \cdot m_a \cdot V_d \quad (2.44)$$

โดย  $V_d$  เป็นแรงดันเชื่อมโยงกระแสตรง

อย่างไรก็ตาม ค่า  $m_f$  ควรเป็นจำนวนคี่แบบตัวคูณ 3 (Multiple N number) เช่น 3, 9, 15, 21 เป็นต้น เพื่อส่งผลในการกำจัดความถี่ฮาร์โมนิกอันดับคี่ตัวคูณ 3 ที่ต้องการ

### 2.2.3 การสร้างสัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มด้วยเทคนิคสเปซเวกเตอร์มอดูเลชัน (SVPWM) [14], [15]

การสร้างสัญญาณ PWM ด้วยเทคนิค Space Vector Modulation เป็นหลักการมอดูเลชันขั้นสูงสำหรับอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส ที่นิยมใช้ในการขับเคลื่อนทางไฟฟ้าอีกวิธีการหนึ่ง เนื่องจากเป็นการใช้หลักการจากการหมุนของสนามแม่เหล็กภายในเครื่องกลไฟฟ้า

ข้อดีของหลักการสร้างสัญญาณ PWM ด้วยหลักการ Space Vector Modulation เช่น

- ช่วงความถี่มอดูเลชันกว้าง คล้ายกับวิธี Third-Harmonic Injection PWM
- ฮาร์โมนิกต่ำกว่าแบบ SPWM
- แรงดันขาออกสูงกว่าวิธี SPWM ประมาณ 15% ทำให้ลดผลกระทบจากการลดทอนของแรงดันระหว่างสายไฟขณะทำงาน
- ประสิทธิภาพของวงจรสูงกว่าวิธี SPWM

#### 1. หลักการของสเปซเวกเตอร์มอดูเลชัน (SVM)

เนื่องจากหลักการของ SVPWM มาจากหลักการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรงกระรอก ซึ่งสามารถอธิบายเป็นสมการทางคณิตศาสตร์ได้ เริ่มจากสมการแรงดันเข้าของมอเตอร์

$$\left. \begin{aligned} V_a &= V_m \sin(\omega t) \\ V_b &= V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_c &= V_m \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \right\} \quad (2.45)$$

จากสมการ เพื่อให้ง่ายต่อการคำนวณและการควบคุม จะต้องทำการแปลงตัวแปรในระบบ 3 เฟส ( $abc$ ) ให้เป็นตัวแปรระบบ 2 เฟส ( $\alpha\beta$ ) เสียก่อนโดยใช้ Clark's Transform ดังสมการ

$$\vec{V}_s^{(S)} = V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3}(V_a + aV_b + a^2V_c) \quad (2.46)$$

โดย  $a$  เป็น Unit vector ซึ่ง

$$a = 1.e^{j\frac{2\pi}{3}} = \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + j\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \text{ และ } a^2 = 1.e^{j\frac{4\pi}{3}} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

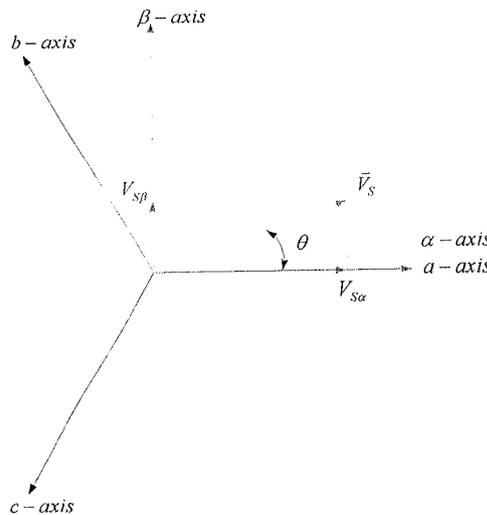
แทนค่า  $a$  และ  $a^2$  ในสมการที่ 2.46 จะได้

$$\vec{V}_S^{(s)} = V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3}\left(V_a + \frac{1}{2} \cdot V_b + j\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_b - \frac{1}{2} \cdot V_c - j\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_c\right) \quad (2.47)$$

แยกส่วนจำนวนจริงและจำนวนจินตภาพจะได้

$$\begin{aligned} V_{S\alpha} &= \frac{2}{3}\left(V_a - \frac{1}{2} \cdot V_b - \frac{1}{2} \cdot V_c\right) \\ V_{S\beta} &= \frac{2}{3}\left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_b - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_c\right) \end{aligned} \quad (2.48)$$

การแปลงจาก 3 แกน ( $abc$ ) เป็น 2 แกน ( $\alpha\beta$ ) สามารถเขียนเป็นเวกเตอร์ไคอะแกรมได้ดังรูป



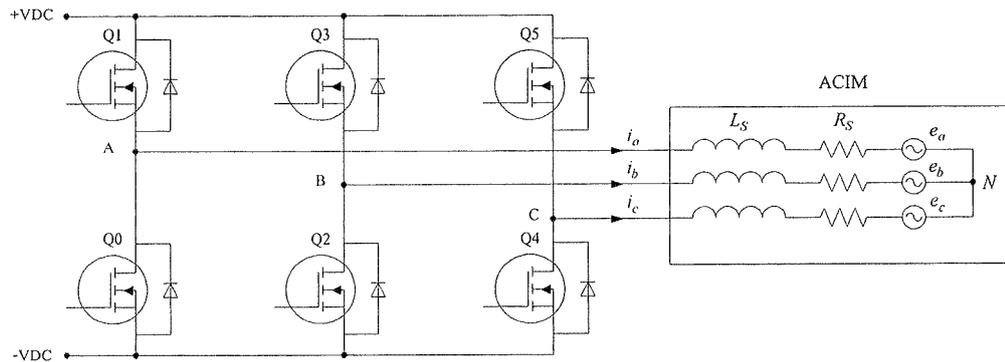
รูปที่ 2.10 เวกเตอร์ไคอะแกรมการแปลงจาก 3 แกนเป็น 2 แกน

จากรูปจะเห็นว่าผลรวมทางเวกเตอร์ของแกน  $\alpha$  และ  $\beta$  ในแต่ละช่วงเวลาจะเกิดเวกเตอร์  $\vec{V}_S$  ขึ้น ซึ่งเวกเตอร์ดังกล่าวนี้จะหมุนเป็นวงกลมทุกๆ การเปลี่ยนแปลงของมุม  $\theta$  ซึ่งการเกิดของเวกเตอร์ดังกล่าวนี้เป็นที่มาของหลักการสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มด้วยเทคนิคสเปซเวกเตอร์มอดูเลชัน ทั้งนี้  $\vec{V}_S$  สามารถคำนวณหาได้จากสมการที่ 2.49 และมุม  $\theta$  คำนวณได้จากสมการที่ 2.50

$$\vec{V}_S = \sqrt{V_{S\alpha}^2 + V_{S\beta}^2} \quad (2.49)$$

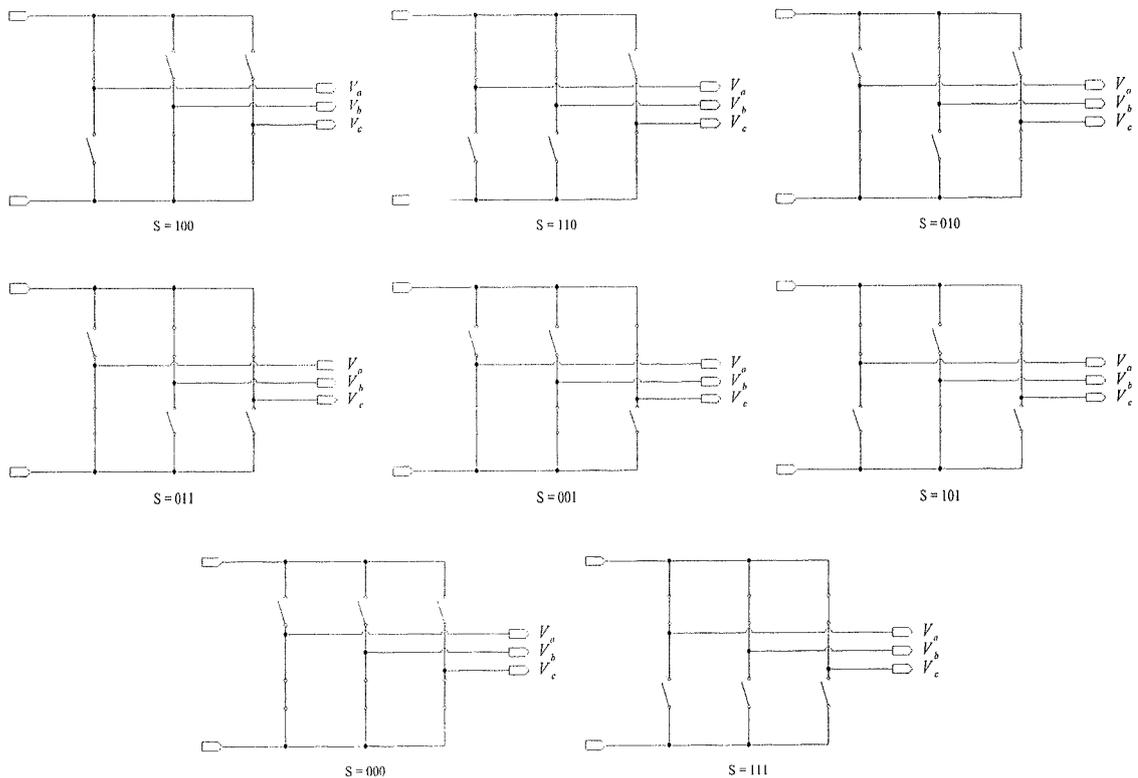
$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{V_{S\beta}}{V_{S\alpha}}\right) \quad (2.50)$$

ในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำนั้นจะต้องใช้อินเวอร์เตอร์ 3 เฟส ดังแสดงในรูปที่ 2.11 ซึ่งการทำงานของอินเวอร์เตอร์นั้นสามารถแบ่งสถานะการสวิตช์ออกเป็น 8 สถานะดังแสดงในรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.11 วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

จากรูปที่ 2.12 สามารถนำมาเขียนตารางแสดงเซกเตอร์แสดงการทำงานของสวิตช์ได้ดังแสดงในตารางที่ 2.1 ทั้งนี้การทำงานของสวิตช์นั้นจะคิดเพียง 6 เซกเตอร์ เนื่องจากที่เซกเตอร์  $S = 000$  และที่เซกเตอร์  $S = 111$  นั้นจะไม่มีแรงดันทางด้านขาออก

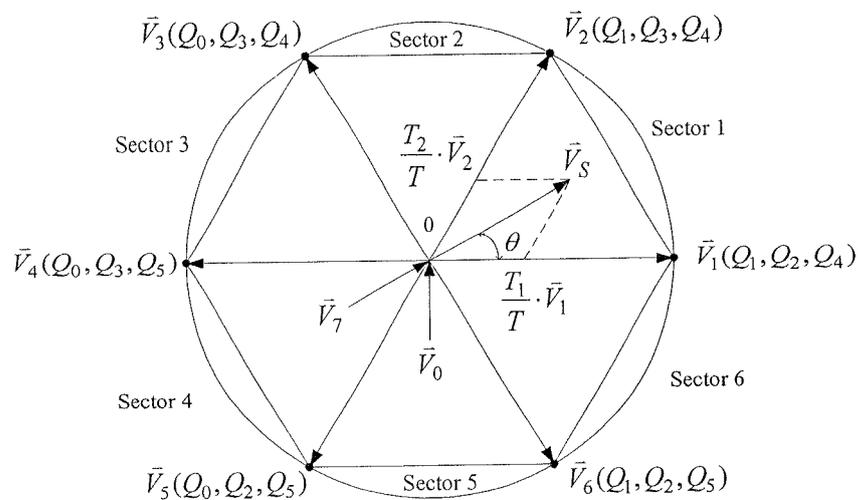


รูปที่ 2.12 สถานะการทำงานของสวิตช์ทั้ง 8 สถานะ

ตารางที่ 2.1 เซกเตอร์การทำงานของสวิตช์ทั้ง 8 สถานะ

เซกเตอร์ของ สวิตช์	สวิตช์ที่ทำงาน	$V_{AN}$	$V_{BN}$	$V_{CN}$	เวกเตอร์ของแรงดัน
000	$Q_0, Q_2, Q_4$	0	0	0	$\vec{V}_0$
100	$Q_1, Q_2, Q_4$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\vec{V}_1$
110	$Q_1, Q_3, Q_4$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\vec{V}_2$
010	$Q_0, Q_3, Q_4$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\vec{V}_3$
011	$Q_0, Q_3, Q_5$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\vec{V}_4$
001	$Q_0, Q_2, Q_5$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$\vec{V}_5$
101	$Q_1, Q_2, Q_5$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\vec{V}_6$
111	$Q_1, Q_3, Q_5$	0	0	0	$\vec{V}_7$

จากตารางที่ 2.1 สามารถนำมาเขียนเป็น Vector diagram ของแรงดันทั้ง 8 เซกเตอร์ได้ดังรูป เพื่อเห็นถึงการเปลี่ยนแปลงของเวกเตอร์  $\vec{V}_S$  ในแต่ละเซกเตอร์ทำงานของสวิตช์



รูปที่ 2.13 เวกเตอร์ไออะแกรมของแรงดันในแต่ละเซกเตอร์การทำงานของสวิตช์

## 2. ขั้นตอนในการสร้างสัญญาณที่ดับเบิลยูเอ็มด้วยเทคนิค SVM

ขั้นตอนในการดำเนินการเพื่อสร้างสัญญาณ SVPWM สามารถสรุปเป็นขั้นตอนได้ดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 คำนวณหาค่าของ  $\vec{V}_s$  และมุม  $\theta$

ในการคำนวณหาค่า  $\vec{V}_s$  และมุม  $\theta$  เพื่อทราบถึงสถานะของการสวิตช์ ขั้นตอนในการหา นั้น มีหลายรายการงานการวิจัยที่นำเสนอวิธีการในการหาค่า ซึ่งสามารถสรุปวิธีการหาได้สองวิธีคือ

วิธีที่ 1

คำนวณโดยใช้สมการจากการแปลง 3 แกนเป็น 2 แกน เริ่มจากการหา  $V_{s\alpha}$  และ  $V_{s\beta}$  และทำการหา  $\theta$  จากผลของ  $V_{s\alpha}$  และ  $V_{s\beta}$  ที่ได้ โดยมีขั้นตอนดังนี้

$$V_{s\alpha} = \frac{2}{3} \left( V_a - \frac{1}{2} \cdot V_b - \frac{1}{2} \cdot V_c \right) \quad (2.51)$$

$$V_{s\beta} = \frac{2}{3} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_b - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_c \right)$$

เขียนเป็นเมตริกซ์ได้เป็น

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

$$\vec{V}_s = \sqrt{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2} \quad (2.53)$$

$$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{V_{s\beta}}{V_{s\alpha}} \right) \quad (2.54)$$

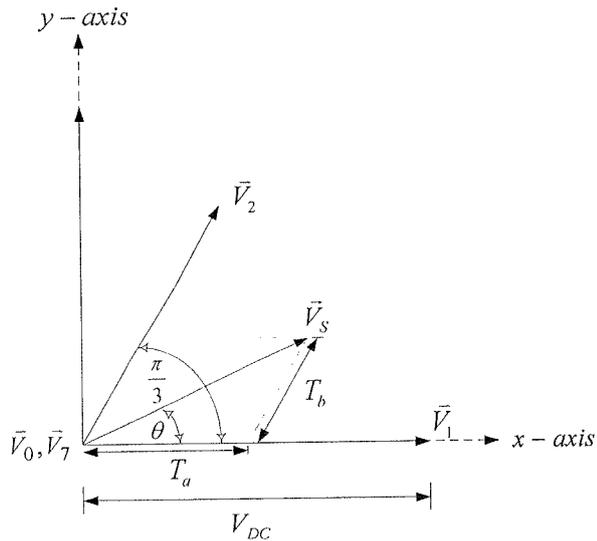
วิธีที่ 2

พิจารณาจากการเกิดของเวกเตอร์  $\vec{V}_s$  ดังรูปที่ 2.13 ซึ่งเมื่อพิจารณาเฉพาะส่วนใน Sector ที่ 1 สามารถหาเวกเตอร์  $\vec{V}_s$  ได้ดังสมการที่ 2.55

$$\vec{V}_s = \left( \frac{T_a}{T_s} \times \vec{V}_1 \right) + \left( \frac{T_b}{T_s} \times \vec{V}_2 \right) + \left( \frac{T_{0/17}}{T_s} \times \vec{V}_{0/17} \right) \quad (2.55)$$

โดยที่  $T_s$  เป็น Sample time ซึ่ง  $T_s = \frac{1}{F_{PWM}}$  เมื่อ  $F_{PWM}$  เป็นค่าความถี่สัญญาณ PWM

จากรูปที่ 2.13 การทำงานของสวิตช์ ในหนึ่งคาบเวลา  $T_s$  จะมีการแบ่งออกเป็น 3 ช่วง คือช่วงที่ 1 เป็นช่วงเวลาของ  $T_a$  ช่วงที่ 2 เป็นช่วงเวลาของ  $T_b$  และช่วงที่ 3 เป็นช่วงเวลาของ  $T_0$  และ  $T_7$  ซึ่งในช่วงที่สามนั้นจะไม่มีแรงดันเอาต์พุต ซึ่งสามารถเขียนสมการได้เป็น  $T_s = T_a + T_b + T_{0/7}$



รูปที่ 2.14 เวกเตอร์โตะแกรมของ  $\vec{V}_s$

ขั้นตอนที่ 2 หาค่าของ  $T_a$ ,  $T_b$  และ  $T_{0/7}$

พิจารณาจากรูปที่ 2.14 การทำงานของสวิตช์ใน Sector ที่ 1 สามารถเขียนผลรวมของช่วงเวลาการสวิตช์ได้ดังสมการที่ 2.56

$$(V_{DC} \times T_a) + \left( V_{DC} \times \cos \frac{\pi}{3} \times T_b \right) = |\vec{V}_s| \times \cos \theta \times T_s \quad (2.56)$$

หรือ  $V_{DC} \times \sin \frac{\pi}{3} \times T_b = |\vec{V}_s| \times \sin \theta \times T_s \quad (2.57)$

จากสมการที่ 2.56 และ 2.57 สามารถหาค่าของ  $T_a$  และ  $T_b$  ได้

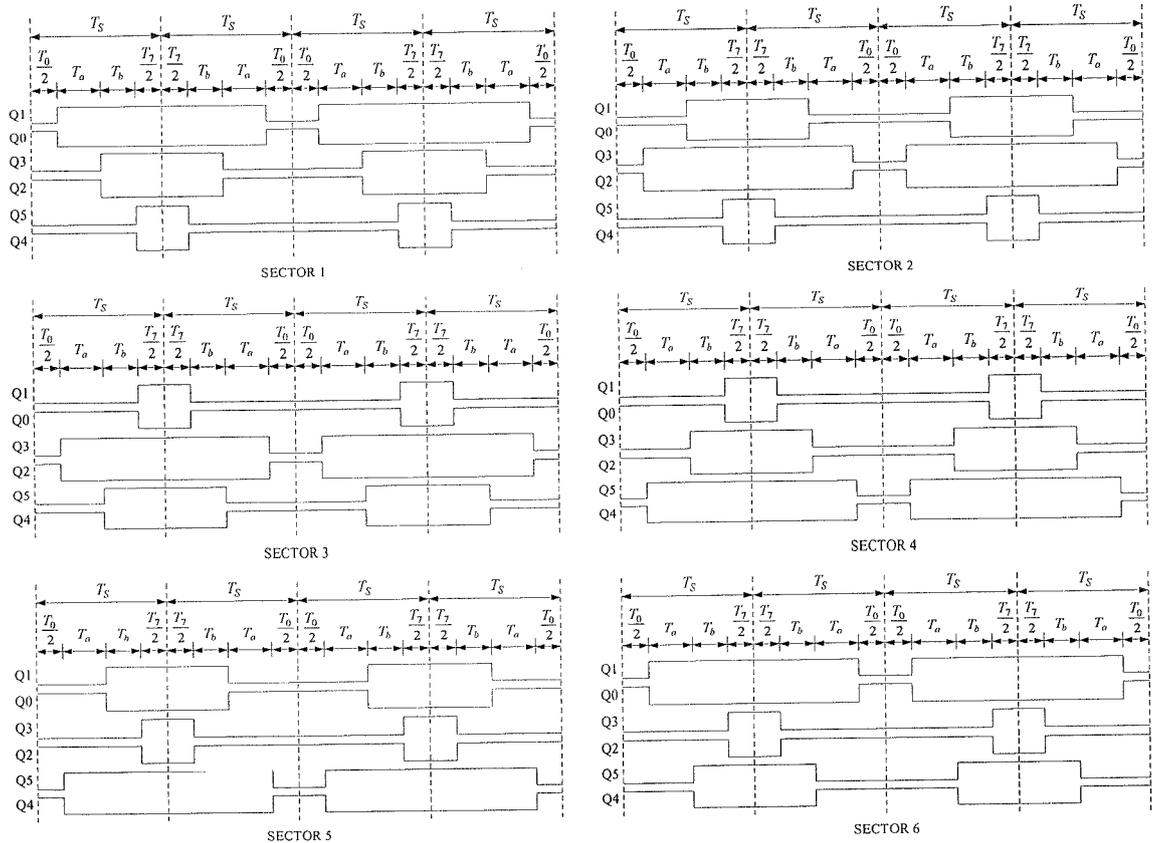
$$\frac{T_a}{T_s} = \frac{2}{\sqrt{3}} \times m \times \sin \left( \frac{\pi}{3} - \theta \right) \quad (2.58)$$

$$\frac{T_b}{T_s} = \frac{2}{\sqrt{3}} \times m \times \sin \theta \quad (2.59)$$

$$T_{0/7} = T_s - T_a - T_b \quad (2.60)$$

### ขั้นตอนที่ 3

หาช่วงเวลาการสวิตช์ของสวิตช์แต่ละตัว (Q0 ถึง Q6) รูปสถานะของการสวิตช์ในแต่ละ  
เซกเตอร์แสดงดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 รูปแบบสถานะของการสวิตช์ในแต่ละเซกเตอร์

จะเห็นว่าการสร้างสัญญาณ PWM ด้วยเทคนิค Space Vector Modulation หรือที่เรียกว่า SVPWM นั้นจะมีกระบวนการในการสร้างที่ซับซ้อน ดังนั้นในการสร้างนั้นจะต้องประยุกต์ใช้วงจรหรืออุปกรณ์ที่มีสมรรถนะในการคำนวณและตอบสนองการทำงานอย่างทันเวลาด้วย เช่น Micro Processor Board, Micro Controller Board หรือ Digital Signal Processing (DSP) Board เป็นต้น

### 2.3 หลักการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น

จากที่กล่าวในตอนต้นว่าวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นนั้น เหมือนกับมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรงกระรอก เมื่อทำงานที่ความเร็วต่ำ ดังนั้นกลยุทธ์และวิธีการในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรงกระรอกนั้น สามารถนำมาปรับใช้กับการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นได้

วิธีการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำนั้นแบ่งออกเป็น 2 วิธีคือ วิธีการควบคุมเชิงปริมาณ (Scalar Control) หรือ V/F Control และวิธีการควบคุมเชิงเวกเตอร์ (Vector Control) หรือ Field Oriented Control [11], [16] ซึ่งในงานวิจัยนี้นำเสนอวิธีการควบคุมแบบ Scalar Control เนื่องจากต้องการพิจารณาถึงการออกแบบระบบควบคุมความเร็ว และการดำเนินการที่ไม่ซับซ้อน อีกทั้งแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นที่ใช้ในการศึกษามีขนาดพิกัดกำลังน้อย และมีสถานะพลวัตไม่สูงมาก

### 2.3.1 วิธีการควบคุมเชิงปริมาณ (Scalar Control) หรือ V/F Control [17]

หลักการของการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบ V/F อาศัยหลักการที่ค่าแรงบิด (Torque) และเส้นแรงแม่เหล็ก (Flux) แปรผันตามค่าอัตราส่วนของแรงดันและความถี่ ทั้งนี้โดยพิจารณาจากสมการข้างล่างนี้

$$T_m = \frac{3(1-\sigma)}{2} \frac{V_s^2}{\sigma \omega_s^2 L_s} \frac{2}{S_p/S + S/S_p} \quad (2.61)$$

หรือ 
$$T_m = T_p \frac{2}{S_p/S + S/S_p} \quad (2.62)$$

เมื่อ 
$$T_p = \frac{3(1-\sigma)}{2} \frac{V_s^2}{\sigma \omega_s^2 L_s} \text{ เป็นค่าแรงบิดที่เกิดขึ้น (Pull Out Torque)} \quad (2.63)$$

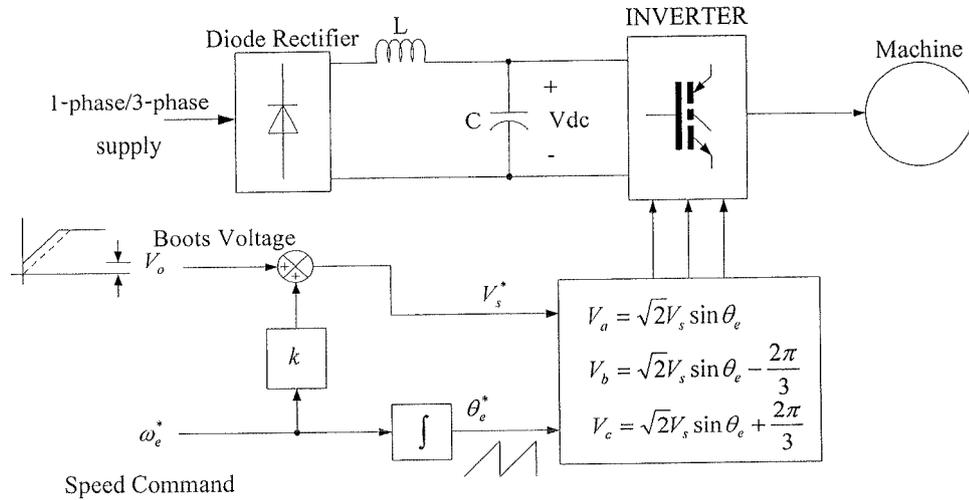
และ 
$$|\vec{\psi}_s| \approx \frac{|\vec{V}_s|}{2\pi f} \quad (2.64)$$

สมการที่ 2.61 และ 2.62 เป็นสมการแรงบิดของเครื่องกลไฟฟ้าทั่วไป และจากสมการที่ 2.63 จะเห็นว่าแรงบิดสูงสุดนั้นขึ้นอยู่กับอัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงระหว่างแรงดัน  $V_s$  และความถี่  $\omega_s$  ดังนั้นการที่จะทำให้แรงบิดของมอเตอร์มีค่าคงที่ จะต้องควบคุมค่าอัตราส่วนของแรงดันและความถี่ให้คงที่เช่นกัน และจากสมการที่ 2.64 จะเห็นว่าค่าเส้นแรงแม่เหล็กเปลี่ยนแปลงตามค่าอัตราส่วนแรงดันและความถี่เช่นกัน จึงสามารถสรุปได้ว่า การควบคุมให้แรงบิดและเส้นแรงแม่เหล็กคงที่ได้ั้น จะต้องควบคุมค่าอัตราส่วนของแรงดันและความถี่ให้คงที่ด้วย

ทั้งนี้ ระบบควบคุมความเร็วมอเตอร์ด้วยหลักการ V/F นี้ สามารถกระทำได้ 2 วิธี คือ การควบคุมแบบวงเปิด (Open loop V/F control) และการควบคุมแบบวงปิด (Close loop V/F control)

### 2.3.2 การควบคุมแบบ Open loop V/F Control

การควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบนี้เป็นวิธีการที่นิยมใช้งานมากที่สุด เนื่องจากเป็นวิธีที่ง่าย ไม่ซับซ้อน เหมาะสำหรับการประยุกต์ใช้งานกับมอเตอร์เหนี่ยวนำที่มีขนาดเล็กและขนาดกลาง ซึ่งมีการใช้งานมากในงานอุตสาหกรรม บล็อกไดอะแกรมการควบคุมแบบนี้แสดงดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 ไลอะแกรมการควบคุมแบบ V/F ด้วยอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน

จากรูปที่ 2.16 ระบบการควบคุมนี้ประกอบด้วย วงจรแปลงแรงดันไฟสลับเป็นไฟตรงพร้อม วงจรกรองแบบ LC วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส ซึ่งจะเห็นว่าไม่มีการป้อนกลับ เนื่องจากไม่มีการนำ สัญญาณด้านขาออกมาใช้ในการควบคุม หลักการควบคุม เป็นการประมาณค่าความเร็ว  $\omega_c^*$  เท่ากับ  $\omega_r$  เนื่องจากความเร็วสลิปมีค่าน้อยมากในมอเตอร์ที่มีขนาดไม่ใหญ่มาก จึงไม่คำนึงถึงค่าแรงดัน  $V_s^*$  ที่เกิด จากค่าความเร็ว  $\omega_c^*$  คูณกับค่าคงที่จากค่า  $k = \frac{V_s}{\omega_e}$  ซึ่งหมายถึงให้ค่าเส้นแรงแม่เหล็ก ( $\psi_s$ ) คงที่ และที่ ค่าความถี่ต่ำ ค่าความต้านทานด้านสเตเตอร์จะทำให้ค่าฟลักซ์ต่ำลงไปด้วย จึงต้องมีการเพิ่มขนาด แรงดันขณะมอเตอร์ทำงานที่ความถี่ต่ำ ที่เรียกว่า “การ Boost Voltage” จากนั้นทำการอินทิเกรตค่า ความเร็ว  $\omega_c^*$  จะได้ค่ามุม  $\theta_e$  และสร้างแรงดันอ้างอิง  $V_a$ ,  $V_b$  และ  $V_c$  เพื่อนำไปสร้างสัญญาณ SVPWM ด้วยหลักการ Space Vector Modulation

## 2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง (Literature Review)

ปัจจุบันมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นนั้นมีการใช้งานอย่างแพร่หลาย ทั้งในงานอุตสาหกรรม และ ระบบขนส่ง จึงมีงานวิจัยที่ศึกษาเกี่ยวกับมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นมากมาย ทั้งการออกแบบมอเตอร์ และระบบควบคุม เป็นต้น โดยศึกษาตั้งแต่ระบบเล็กๆ จนถึงระบบใหญ่ ที่ใช้งานจริงได้ เนื่องจาก มอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นนั้นพัฒนามาจากมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบหมุน [3], [4], [5], [6], [7] ระบบ ควบคุมของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบหมุนจึงสามารถประยุกต์ใช้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นได้ งานวิจัย ที่ศึกษาเกี่ยวกับมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น และมีความสอดคล้องกับงานวิจัยมีดังนี้

Viet Nam Hong [5] ทำการออกแบบและสร้างมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นอย่างง่าย โดยใช้แกน EI ขนาด S25 มาเป็นส่วนสเตเตอร์ โดยมีขนาดพิกัดกำลัง 2.1 KVA กระแส 5 แอมแปร์ จำนวน 2 ขั้วแม่เหล็ก ความยาวของสเตเตอร์เท่ากับ 300 มิลลิเมตร ในโครงการนี้ใช้วิธีการคำนวณ โดยอ้างอิงจากตำราของ Laithwaite, E. R. & Nasar [3] และ Boldea, I. and Nasar [4] มอเตอร์ที่สร้างขึ้นสามารถทำงานได้โดยความเร็วอยู่ที่ 11 m/s และแรง (Force) ที่ได้เท่ากับ 107 Nm

Sarveswara Prasad Bhamid [7] วิจัยเรื่องการออกแบบและสร้างมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น โดยการใช้โปรแกรม MATLAB โดยเริ่มจากการสรุปสมการมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น ที่เกี่ยวข้อง จากนั้นเขียนสมการทั้งหมดเป็น M-File ผลที่ได้แสดงขนาดมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นที่ประกอบด้วย ขนาดแกนเหล็กที่ใช้เป็นสเตเตอร์ ขนาดแผ่น Reaction plate จำนวนขดลวดในสล็อต ขนาดของแรง (Force) สูงสุดที่มอเตอร์สร้างได้ ซึ่งเป็นประโยชน์ในการออกแบบและสร้างมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น ซึ่งในประเทศไทยนั้นไม่มีสถานประกอบการที่ตอบสนองเรื่องของการสร้างชิ้นงาน ทั้งนี้งานวิจัยนี้จึงนำมาใช้เป็นแนวทางในการออกแบบมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นได้

นอกจากนี้ยังมีงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบและสร้างมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นแบบด้านเดียวอีก เช่น J. Atencia, A. Garcí'a Rico and J. Flo'rez [18] นำเสนอการสร้างมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นแบบด้านเดียวเพื่อใช้ในห้องปฏิบัติการ และยังกล่าวถึงการออกแบบสเตเตอร์ วิธีการพันขดลวด ขนาดของแผ่น Reaction plate และ Back iron ตลอดจนการหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ และวงจรสมมูลของเหนี่ยวนำเชิงเส้นที่สร้างขึ้น เมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความเร็วต่ำ และการหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น นั้นกระทำได้ด้วยหลักการเดียวกับการหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบหมุน คือการทำ DC Test No-Load Test และ Block Rotor Test และยังสามารถนำเสนอการสร้างโมเดลมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น เพื่อควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์ [19] โดยการหาค่าพารามิเตอร์ที่นำเสนอประกอบด้วยใช้แบบจำลอง 3 วิธีคือ The conventional transient model for rotary machines, Pole by pole model และ Space harmonics model และทำการเปรียบเทียบผลจาก 3 วิธี ที่นำเสนอ เนื่องจากการหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นซับซ้อนกว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำแบบหมุน ซึ่งในปัจจุบันนี้มีหลายงานวิจัยที่นำเสนอ แต่ทุกงานวิจัยจะใช้หลักเบื้องต้นเหมือนกับการหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบหมุนทั้งสิ้น อย่างไรก็ตามหลักการแบบ Small Scale ก็สามารถใช้เป็นแนวทางในการออกแบบและสร้างมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นได้เช่นกัน

ระบบควบคุมของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นมีงานวิจัยที่นำเสนออยู่หลายชิ้น เช่น Mi Ching and C. Jeng Hu [11] ได้นำเสนอการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นแบบ V/F ด้วยการควบคุมค่าความเร็วสลิป โดยกล่าวว่าเมื่อมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นทำงานที่ความเร็วต่ำ วงจรสมมูลจะเหมือนกับ

มอเตอร์เหนี่ยวนำแบบหมุน จึงสามารถใช้กลยุทธ์การควบคุมแบบเดียวกับมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบหมุนได้ ซึ่งมี 2 วิธีคือ Scalar Control (V/F Control) และ Vector Control (Field Oriented Control) งานวิจัยนี้ใช้วิธีการควบคุมแบบ Scalar Control เนื่องจากสามารถทำการพิจารณาประสิทธิภาพของมอเตอร์ได้ และง่ายต่อการดำเนินการ ซึ่งการควบคุมแบบ Scalar นั้นมีทั้งแบบวงเปิด (Open loop) และวงปิด (Close loop) ซึ่งงานวิจัยนี้ใช้การควบคุมแบบวงปิด โดยการป้อนกลับความเร็วมอเตอร์เพื่อควบคุมค่ากำลังสลิป ทั้งนี้ ระบบฮาร์ดแวร์ที่นำมาใช้ในการดำเนินการเป็น DSP Board ของ บริษัท Texas Instruments เบอร์ TMS320C240

## 2.5 สรุปทฤษฎี และงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

จากการศึกษาทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องพบว่า การสร้างแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น สามารถใช้หลักการของงานวิจัยที่กล่าวมาแล้วได้ ส่วนระบบควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้น ตัวควบคุม (Controller) ที่นิยมใช้จะเป็นแบบพีไอ เนื่องจากง่ายต่อการออกแบบ ให้เสถียรภาพระบบที่ดี และสามารถทำงานได้ในช่วงกว้าง แต่มีข้อเสียคือในค่าตัวแปรจะให้ผลตอบสนองที่ดีในบางย่านเท่านั้น การคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมในปัจจุบันมีหลายวิธี แต่ละวิธีจะมีข้อดีและข้อเสียแตกต่างกัน ด้วยเหตุผลดังกล่าวจึงเป็นแนวคิดในการจัดทำงานวิจัยเรื่อง การออกแบบและสร้างระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นแบบด้านเดียวสำหรับแบบจำลองรถไฟฟ้าความเร็วต่ำ ซึ่งนำเสนอทั้งแบบจำลองการทำงาน และผลตอบสนองของระบบควบคุม จากนั้นทำการสร้างฮาร์ดแวร์ระบบควบคุมของมอเตอร์เหนี่ยวนำเชิงเส้นแบบฝังตัว (Embedded) โดยการประยุกต์ใช้งานด้วยบอร์ดประมวลผลสัญญาณดิจิทัล