

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส (Three Phase Induction Motor)

มอเตอร์เหนี่ยวนำเป็นมอเตอร์ที่นิยมใช้มากที่สุด ซึ่งมอเตอร์ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำนี้อาจเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว หรือมอเตอร์เหนี่ยวนำหลายเฟส (Poly Phase Induction Motor) ก็ได้ มอเตอร์เหนี่ยวนำหลายเฟสนั้น โดยมากแล้วจะเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ซึ่งมีข้อดี และข้อด้อย คือ

ข้อดี (Advantage)

1. เป็นมอเตอร์ชนิดที่สร้างขึ้นได้ง่าย และ ทนทาน โดยเฉพาะชนิดกรงกระรอก (Squirrel-cage Type)
2. ราคาไม่แพง และไม่เสียง่าย
3. มีประสิทธิภาพที่สูงพอในสภาวะที่มอเตอร์หมุนปกติ ไม่มีแปรงถ่านดังนั้นการสูญเสีย เนื่องจากความฝืดจึงลดลงหรือมีค่าน้อยมาก และมีเพาเวอร์แฟกเตอร์ดี
4. ต้องการการดูแล และบำรุงรักษาต่ำ
5. สามารถที่จะเริ่มหมุน(Start) ได้ง่าย โดยเฉพาะชนิดกรงกระรอก

ข้อด้อย (Disadvantage)

1. ความเร็วรอบของมอเตอร์ไม่สามารถที่จะเปลี่ยนแปลงได้อันเนื่องมาจากความถี่หลักมูลของแรงดันไฟฟ้าสลับที่จ่ายให้กับมอเตอร์ไม่สามารถปรับเปลี่ยนได้
2. มีคุณสมบัติเหมือนกับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบซันด์ ความเร็วรอบจะลดลงหรือเพิ่มขึ้นจะขึ้นอยู่กับโหลด
3. แรงบิดในขณะที่เริ่มหมุนของมอเตอร์เหนี่ยวนำค่อนข้างต่ำกว่าแรงบิดขณะเริ่มหมุนของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบซันด์

2.2 โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสประกอบด้วยส่วนประกอบหลัก 2 ส่วนด้วยกันคือ

2.2.1 สเตเตอร์หรือส่วนที่อยู่กับที่ (Stator)

2.2.2 โรเตอร์หรือส่วนที่หมุน (Rotor)

2.2.1 สเตเตอร์หรือส่วนที่อยู่กับที่

สเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสใช้หลักการเดียวกันกับของซิงโครนัสมอเตอร์ หรือ เครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับ โดยทำมาจากแผ่นเหล็กบางๆอัดซ้อนเข้าด้วยกัน และทำเป็นช่องตลอดไว้บรรจุขดลวด และจำนวนขั้วแม่เหล็กจะเป็นตัวกำหนดความเร็วรอบของมอเตอร์เมื่อเราจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับให้กับขดลวดที่สเตเตอร์ จะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กที่คงที่ค่าหนึ่ง และสนามแม่เหล็กนี้จะหมุน (Revolves or Rotate) ด้วยความเร็วที่เรียกว่าความเร็วซิงโครนัส และหาได้โดย

$$N_s = \frac{120f}{P} \quad (2.1)$$

N_s = ความเร็วซิงโครนัส

f = ความถี่หลักมูลของไฟฟ้ากระแสสลับ

P = จำนวนขั้วแม่เหล็กของมอเตอร์

สนามแม่เหล็กที่หมุนจะเหนี่ยวนำแรงดันไฟฟ้าขึ้นในโรเตอร์ ซึ่งเป็นไปตามกฎของการเหนี่ยวนำ

2.2.2 โรเตอร์ หรือส่วนที่หมุน

โรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส แบ่งออกเป็น 2 ชนิดคือ

ก. โรเตอร์แบบกรงกระรอก มอเตอร์ที่ใช้โรเตอร์ชนิดนี้เราเรียกว่า มอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรงกระรอก โดยประมาณ 90% ของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะใช้โรเตอร์เป็นแบบกรงกระรอก ทั้งนี้เป็นเพราะว่าโรเตอร์ชนิดนี้เป็นชนิดที่ทำได้ง่ายและทนทานที่สุด โรเตอร์ชนิดนี้ประกอบด้วยแผ่นเหล็กบางๆอัดซ้อนกันเป็นรูปทรงกระบอก และถูกทำให้เป็นช่องตลอดให้ขนานกันเพื่อสำหรับฝังหรือบรรจุตัวนำโรเตอร์ (Rotor Conductor) ลงในช่องสลอตนั้น ตัวนำที่ฝังนี้จะไม่มีลักษณะเป็นเส้นหรือเป็นสาย แต่จะเป็นแท่งทองแดงหรืออลูมิเนียม หรืออัลลอย (Copper Bar or Aluminum Bar or

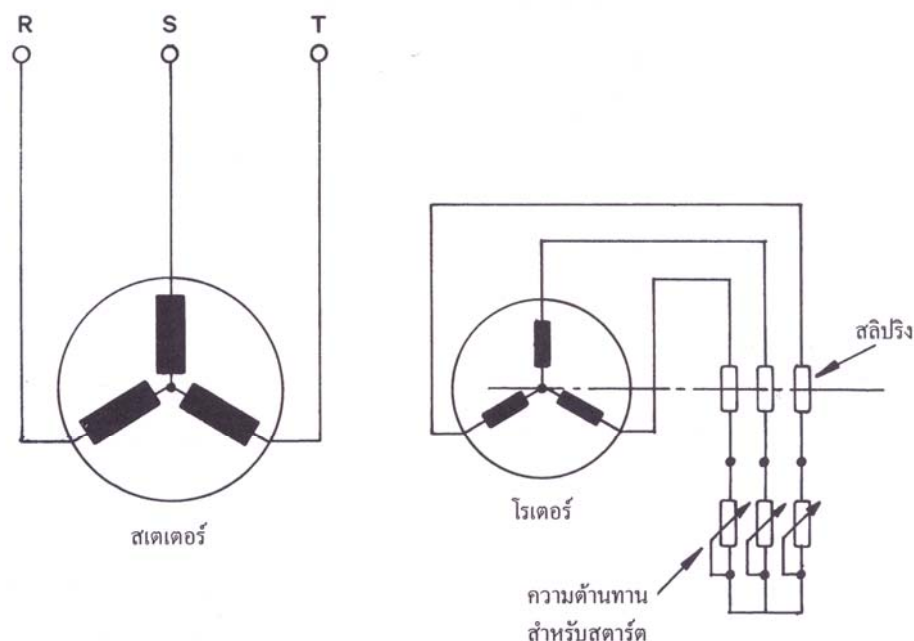
Alloy) โดยในหนึ่งสล็อตจะบรรจุแท่งทองแดง หรือ อลูมิเนียมเพียง 1 แท่งเท่านั้น และที่ปลายสุดของแท่งตัวนำทั้งสองด้านนั้นในแต่ละด้านจะถูกต่อปลายลวดวงจรเข้าด้วยกันโดยการบัดกรี (Brazed) หรือเชื่อมด้วยไฟฟ้าโรเตอร์ของมอเตอร์แบบกรงกระรอกนี้แท่งตัวนำจะถูกลัดวงจรไว้อย่างถาวร ดังนั้นจึงไม่สามารถที่จะนำความต้านทานจากภายนอกมาต่ออนุกรมเข้ากับวงจรโรเตอร์เพื่อช่วยในการเริ่มหมุนได้ สล็อตของโรเตอร์จะไม่อยู่ในลักษณะที่ขนานกับเพลลา แต่จะวางให้มีลักษณะเฉียงเล็กน้อย เพื่อให้เกิดประโยชน์ได้ 2 ทาง

- 1) จะช่วยให้มอเตอร์หมุนได้อย่างเร็ว โดยการลดการเกิดเส้นแรงแม่เหล็กฮัม (Magnetic Hum)
- 2) จะช่วยในการลดการเกิดฮิสต์ หรือ ล็อกของโรเตอร์อันเนื่องมาจากสนามแม่เหล็กที่ตกค้างอยู่ที่ฟัน (Teeth) ของสเตเตอร์กับโรเตอร์ทั้งสอง

ส่วนแบบอื่นๆ ของโรเตอร์ที่มีลักษณะคล้ายกันกับโรเตอร์แบบกรงกระรอกนั้นประกอบด้วยโซลิดไซลินเดอร์ (Solid Cylinder) ของแท่งเหล็ก (Steel) ซึ่งปราศจากสล็อตสำหรับบรรจุตัวนำทั้งหมดมอเตอร์จะหมุนได้ขึ้นอยู่กับผลของการเกิดกระแสไหลวนในเหล็กของโรเตอร์

ข. โรเตอร์แบบพันขดลวดหรือเฟสวาวด์โรเตอร์ (Wound Rotor or Phase Wound Rotor)

มอเตอร์ที่ใช้โรเตอร์ชนิดนี้เรียกว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำแบบโรเตอร์พันขดลวด หรือเฟสวาวด์มอเตอร์ หรือสลีปรिंगมอเตอร์ (Wound Rotor or Phase Wound Rotor or Slip-ring Motor) โรเตอร์ชนิดนี้จะพบมากในมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส และมีการพันแบบขดลวดสองชั้นเหมือนกับขดลวดที่ใช้ในเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับ ในโรเตอร์ชนิดนี้ภายในจะต่อแบบสตาร์ และมีปลายสายออกมา 3 ปลายต่อเข้ากับสลีปรिंगที่ติดกับเพลลาของโรเตอร์นั้น และโรเตอร์แบบโรเตอร์พันขดลวดสามารถที่จะนำความต้านทานที่ต่อแบบสตาร์ต่อเข้ากับสลีปรिंगของโรเตอร์เพื่อช่วยในการเริ่มหมุนของมอเตอร์ เป็นการเพิ่มแรงบิดขณะเริ่มหมุนของมอเตอร์นั้น ความต้านทานที่นำมาต่อเข้าไปนี้มีลักษณะการต่อดังแสดงในรูปที่ 2.1 แต่เมื่อมอเตอร์เริ่มหมุนไปแล้ว และหมุนด้วยความเร็วปกติแล้วสลีปรึงจะถูกลัดวงจรกลายเป็นโรเตอร์แบบกรงกระรอก

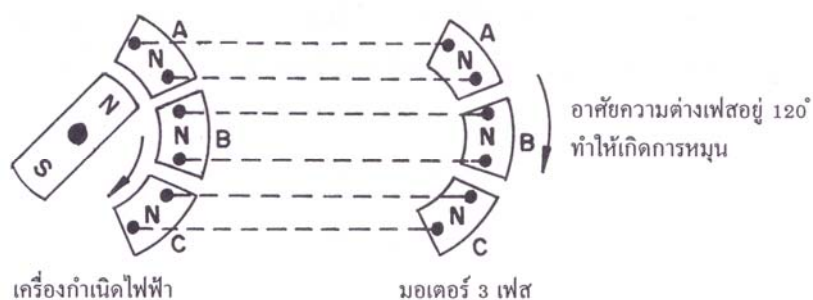


รูปที่ 2.1 แสดงการต่อความต้านทานจากภายนอกเข้ากับมอเตอร์แบบพันขดลวด

2.3 สนามแม่เหล็กหมุนของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

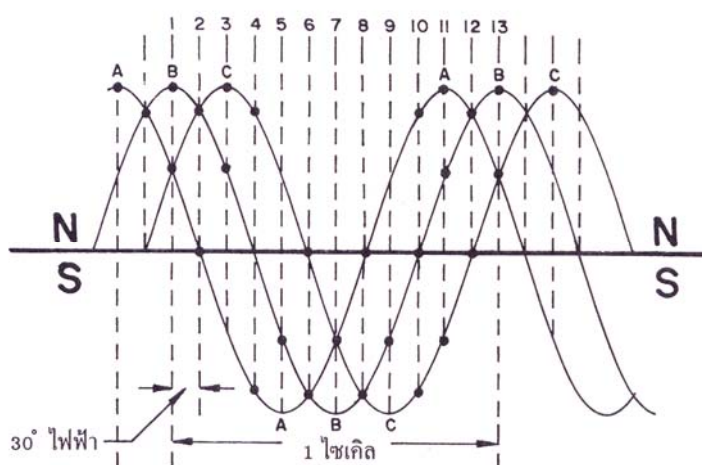
สนามแม่เหล็กของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส เมื่อมีกระแสไฟฟ้าในระบบ 3 เฟสจ่ายให้กับขดลวด 3 เฟส เป็นผลทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนในมอเตอร์นั้น สนามแม่เหล็กหมุนจะตัดกับตัวนำในโรเตอร์นั้นทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำขึ้นในตัวนำที่ฝังอยู่ในโรเตอร์ และจะเกิดสนามแม่เหล็กขึ้นในโรเตอร์ เพราะที่โรเตอร์มีกระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำไหลอยู่ ซึ่งจะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กเป็นขั้วเหนือและขั้วใต้เช่นเดียวกับที่สเตเตอร์ และสนามแม่เหล็กที่หมุนที่สเตเตอร์นั้นจะเกิดการผลัก และดูดกับขั้วแม่เหล็กที่เกิดขึ้นที่โรเตอร์ในทิศทางของสนามแม่เหล็กหมุน ผลที่ได้ของการดูด และผลักระหว่างขั้วแม่เหล็กบนสเตเตอร์และโรเตอร์ทำให้เกิดแรงบิดขึ้น

หลักการหมุนของสนามแม่เหล็กโดยกระแสไฟฟ้า 3 เฟสจากรูปที่ 2.2 เป็นการแสดงให้เห็นว่าถ้าเราจ่ายกระแสไฟฟ้าในระบบ 3 เฟสให้กับขดลวดในสเตเตอร์ ในช่วงขณะหนึ่ง สมมติให้เป็นครึ่งไซเคิลบวกดังแสดงในรูปที่ 2.2 ด้านขวามือ โดยการต่อไฟฟ้าเฟส A เข้าการเฟส A ของมอเตอร์ และเฟส B เฟส C เข้ากับมอเตอร์ในเฟสถัดไป เมื่อกระแสไฟฟ้าในครึ่งไซเคิลบวกเฟส A ไหลเข้า

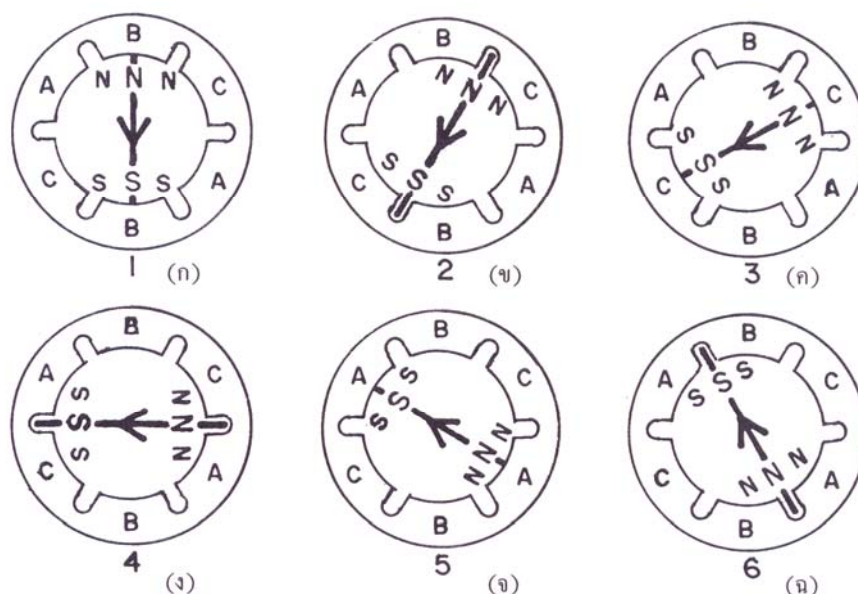


รูปที่ 2.2 แสดงการจ่ายแรงดันไฟฟ้า 3 เฟสให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

ไปในขดลวดของเฟส A มอเตอร์ จะทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าไหลผ่านขดลวดในเฟส A ของมอเตอร์นั้นทำให้เกิดขั้ว N ขึ้น และเมื่อแรงดันไฟฟ้าในเฟส A ที่จ่ายให้กับเฟส A มอเตอร์ค่อยๆ ลดลงอำนาจแม่เหล็กขั้ว N ก็จะค่อยๆ ลดอำนาจ หรือความเข้มลง และในขณะเดียวกันที่เฟสถัดไปก็จะมีอำนาจแม่เหล็กคล้ายๆ กับเฟส A แต่ในเวลาถัดไปจนครบ 3 เฟสในหนึ่งขั้วแม่เหล็กของมอเตอร์ (คือเฟส A เฟส B และเฟส C) และเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าในครึ่งไซเคิลบวกสิ้นสุดเรียบร้อยแล้ว ในครึ่งไซเคิลถัดไปขั้วแม่เหล็กดังกล่าวข้างต้นก็จะเปลี่ยนสถานะจากขั้ว N ไปเป็นขั้ว S และในอีกหนึ่งขั้วแม่เหล็กถัดไปก็มีลักษณะเช่นเดียวกันกับขั้วแม่เหล็กแรกที่กำลังกล่าวถึง ซึ่งลักษณะเช่นนี้เหมือนกับว่าสนามแม่เหล็กหมุนไปรอบๆ สเตเตอร์ ซึ่งสนามแม่เหล็กที่เหมือนกับหมุนไปรอบๆ นี้เรียกสั้นๆ ว่าสนามแม่เหล็กหมุน (Rotating Magnetic Field)



รูปที่ 2.3 แสดงรูปคลื่นไซน์ของสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นโดยกระแสไฟฟ้า 3 เฟส



รูปที่ 2.4 แสดงการเกิดสนามแม่เหล็กหมุนของมอเตอร์ 3 เฟส 2 ขั้ว

จากรูปที่ 2.3 และรูปที่ 2.4 เป็นการแสดงถึงการเกิดสนามแม่เหล็กหมุนของมอเตอร์ 3 เฟส 2 ขั้ว ที่สามารถพิจารณาทีละขั้นได้คือ

ที่จุดที่ 1 บนรูปไซเคิลไซน์จะเห็นว่าเฟส B อยู่ที่ตำแหน่งความเข้มสูงสุดของขั้วเหนือ เฟส A ก็เป็นขั้วเหนือ แต่ลดลงจากจุดสูงสุดและเฟส C เป็นขั้วเหนือและกำลังเพิ่มขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 2.4 (ก) ของสเตเตอร์คือเฟส B เป็นขั้วเหนือมาก เฟส A และเฟส C เป็นขั้วเหนือน้อย

ที่จุดที่ 2 บนรูปคลื่นไซน์ เฟส A เป็น 0 (Zero) เฟส B เป็นขั้วเหนือแต่กำลังลดลง ส่วนเฟส C เป็นขั้วเหนือแต่กำลังเพิ่มขึ้นดังแสดงในรูปที่ 2.4 (ข) ของสเตเตอร์ เฟส A เป็น 0 เฟส B และเฟส C เป็นขั้วเหนือและมีความเข้มเท่ากัน ซึ่งจะเกิดขึ้นระหว่าง 2 เฟสคือ เฟส B กับเฟส C ดังนั้นจากจุดที่ 1 ไปจุดที่ 2 ขั้วเหนือจะเคลื่อนที่ไป 30 องศาไฟฟ้า ในทิศทางตามเข็มนาฬิกา (30 Electrical Degree Clockwise)

ที่จุดที่ 3 บนรูปคลื่นไซน์ เฟส C จะมีความเข้มสูงสุดของขั้วเหนือ เฟส B ลดลงจากสูงสุดและเฟส A เพิ่มขึ้นแต่ เฟส A เป็นขั้วได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.4 (ค) ของสเตเตอร์เฟส C จะเป็นขั้วเหนือและมีความเข้มมาก ส่วนเฟส B มีความเข้มของขั้วเหนือเล็กน้อย และเฟส A เป็นขั้วได้น้อย ดังนั้นจากจุดที่ 2 ไปจุดที่ 3 ขั้วเหนือจะเคลื่อนที่ไป 30 องศาไฟฟ้า ในทิศทางตามเข็มนาฬิกา

บนรูปคลื่นไซน์ที่จุดต่างๆในไซเคิลก็จะเกิดหมุนเวียนกันไปเช่นเดียวกับที่กล่าวมาแล้ว ตัวอย่างเช่น ที่จุดที่ 6 ในรูปที่ 2.3 บนรูปคลื่นไซน์ เฟส A และ เฟส B จะเป็นขั้วได้ ส่วนเฟส C จะเป็น 0 ดังแสดงในรูปที่ 2.4 (ฉ) ของสเตเตอร์ขั้วเหนือจะเคลื่อนที่ไป 150 องศาไฟฟ้าในทิศทางตามเข็มนาฬิกาจากจุดที่ 1 เป็นอันว่าครบไซเคิลของขั้วเหนือ หรือหมุนครบ 1 รอบ 360 องศา

2.4 สลิป (Slip, S)

ในทางปฏิบัตินั้น โรเตอร์ไม่สามารถหมุนได้เท่ากับความเร็วของสนามแม่เหล็กหมุนที่สเตเตอร์ โดยปกติแล้วความเร็วของโรเตอร์จะมีความเร็วน้อยกว่าความเร็วของสนามแม่เหล็กที่หมุนที่สเตเตอร์ ความแตกต่างของความเร็วนั้นจะขึ้นอยู่กับโหลดที่ต่ออยู่กับมอเตอร์นั้น

ความแตกต่างระหว่างความเร็วของสนามแม่เหล็กที่หมุนอยู่ที่สเตเตอร์ หรือความเร็วซิงโครนัส (N_s) และความเร็วรอบของโรเตอร์ขณะใช้งาน (Actual Speed : N) ของโรเตอร์เรียกว่าสลิป สลิปของมอเตอร์โดยปกติเป็นเปอร์เซ็นต์ ซึ่งเปอร์เซ็นต์สลิปสามารถหาได้จากสมการดังนี้คือ

$$S = \frac{N_s - N}{N_s} \quad (2.2)$$

$$\%Slip = \frac{N_s - N}{N_s} \times 100$$

แต่ในบางครั้ง $N_s - N$ ก็เรียกว่า ความเร็วสลิป (Slip Speed)

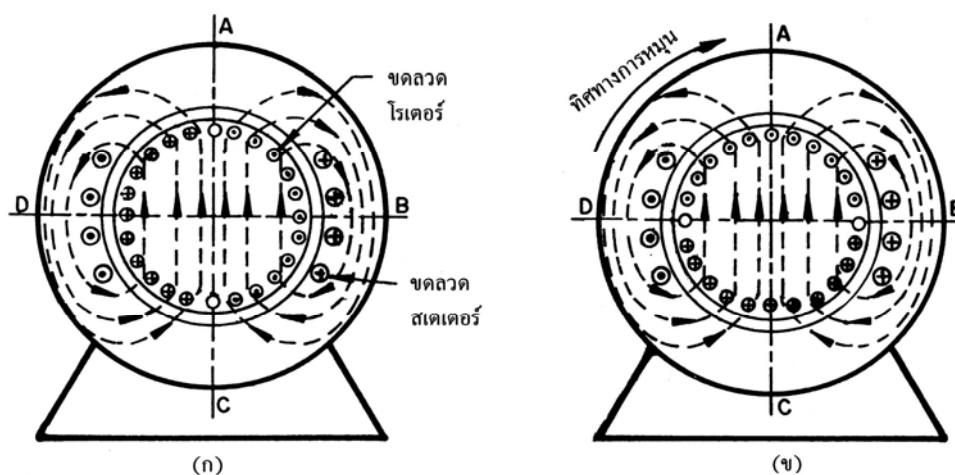
จะเห็นได้ว่าความเร็วของโรเตอร์ (มอเตอร์) คือ $N = N_s (1 - S)$

2.5 มอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับ 1 เฟส

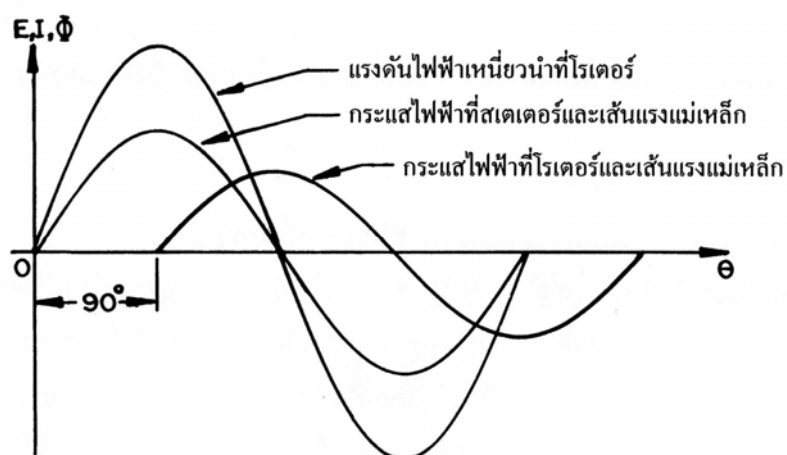
มอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับแบบหนึ่งเฟสมีโครงสร้างคล้ายกับมอเตอร์ 3 เฟส แต่มีข้อแตกต่างกันตรงที่สเตเตอร์ของแบบ 1 เฟสมีการพันขดลวดในลักษณะแบบเฟสเดียว และต่อเข้ากับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับเพียง 1 เฟส ดังนั้นสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นที่สเตเตอร์จึงไม่ใช่สนามแม่เหล็กที่หมุนด้วยความเร็วซิงโครนัสเหมือนกับในกรณีของมอเตอร์ 2 เฟส หรือ 3 เฟสที่ได้รับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 2 เฟส หรือ 3 เฟส จึงเป็นเหตุให้สนามแม่เหล็กที่เกิดการกลับไปกลับมาอยู่ที่สเตเตอร์นั้นไม่สามารถทำให้มอเตอร์เกิดแรงบิด และหมุนขึ้นได้ในขณะที่โรเตอร์นั้นยังหยุดอยู่ ซึ่งเป็นสาเหตุว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟสไม่สามารถเริ่มหมุนได้ด้วยตัวมันเอง แต่จะหมุนได้ก็ต่อเมื่อโรเตอร์ถูกทำให้หมุนด้วยกรรมวิธีใดวิธีหนึ่ง ซึ่งหมายถึงต้องทำให้เริ่มหมุนด้วยมือหรืออุปกรณ์อื่นๆ ก่อน และเมื่อมอเตอร์ถูกช่วยทำให้หมุนไปทิศทางใดทิศทางหนึ่งก่อนแล้ว จะทำให้เกิดแรงบิดและอัตราเร่งขึ้นในโรเตอร์นั้นจนกระทั่งได้ความเร็วเต็มพิกัดของมัน

2.6 ทฤษฎีสนามแม่เหล็กวางของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟส

จากรูปที่ 2.5(ก) ถ้าโรเตอร์อยู่ในสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นเนื่องจากไฟฟ้ากระแสสลับ จะทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำขึ้นในโรเตอร์ (ลักษณะคล้ายกับกรณีของหม้อแปลงไฟฟ้า) พร้อมทั้งส่งผลให้เกิดกระแสไฟฟ้าไหลในโรเตอร์และเกิดสนามแม่เหล็กในโรเตอร์ โดยที่สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นจากการเหนี่ยวนำนี้มีทิศทางตรงกันข้ามกับสนามแม่เหล็กที่สเตเตอร์และมีค่าเท่ากัน ผลลัพธ์ที่เกิดขึ้นที่โรเตอร์นั้นคือโรเตอร์จะไม่หมุน เนื่องจากการหักล้างกันระหว่างสนามแม่เหล็กที่สเตเตอร์กับโรเตอร์ ดังนั้นจึงไม่เกิดการหมุนหรือไม่เกิดแรงบิดเริ่มหมุนขึ้นในมอเตอร์ แต่แรงบิดจะเกิดขึ้นในโรเตอร์และโรเตอร์หมุนได้ โดยการที่ตัวนำ ในโรเตอร์ตัดกับสนามแม่เหล็กซึ่งทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำขึ้น กระแสไฟฟ้าจะไหลอยู่ในแท่งตัวนำในโรเตอร์ ถ้าตัวนำที่โรเตอร์ถูกทำให้หมุนไปจากตำแหน่ง A ไปยังตำแหน่ง B ซึ่งทำมุมฉากกับตำแหน่งเดิม ตัวนำโรเตอร์จะเกิดการตัดผ่านสนามแม่เหล็กที่สเตเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 2.5(ข) ในขณะเดียวกันสนามแม่เหล็กก็จะแยกออกเป็น 2 ระบบคือต่างเฟสกันอยู่ 90 องศา และกระแสไฟฟ้าในสเตเตอร์และโรเตอร์ก็จะมีเฟสที่ต่างกัน อย่างไรก็ตามในความเป็นจริงแล้วกระแสไฟฟ้าที่โรเตอร์จะต่างเฟสกับกระแสไฟฟ้าที่สเตเตอร์ เพราะเนื่องจากว่าที่โรเตอร์นั้นความถี่เปลี่ยนไป โดยที่ความถี่ของกระแสไฟฟ้าที่โรเตอร์จะขึ้นอยู่กับความเร็วรอบของโรเตอร์ ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้ของเส้นแรงแม่เหล็กทั้งสองนี้แสดงได้ดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.5 แสดงทิศทางของการเกิดของกระแสไฟฟ้าและเส้นแรงแม่เหล็กในโรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว



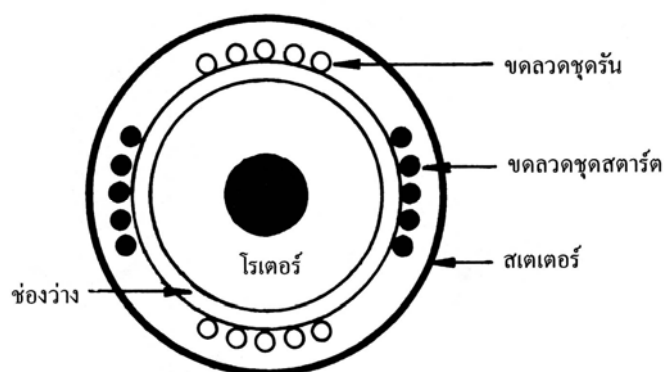
รูปที่ 2.6 แสดงรูปคลื่นของกระแสไฟฟ้าที่สเตเตอร์และโรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

มอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับชนิด เฟสเดียว เป็นมอเตอร์ชนิดทำงานโดยอาศัยแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับเฟสเดียว ซึ่งสามารถแบ่งได้เป็น 2 แบบ

ก. เครื่องกลชนิดกรงกระรอก ได้แก่ สปลิตเฟสมอเตอร์ คาปาซิเตอร์มอเตอร์ และเซดเดโพลมอเตอร์(Shaded Pole Motor)

ข. เครื่องกลชนิดโรเตอร์พันขดลวด ได้แก่ ซีรีส์มอเตอร์ และรีฟลัซันมอเตอร์

มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวจะประกอบด้วยขดลวด 2 ชุดคือ ขดลวดชุดสตาร์ทหรือขดลวดช่วย(Starting Winding or Auxiliary Winding)และขดลวดชุดรันหรือขดลวดหลัก(Running Winding or Main Winding) ขดลวดทั้งสองวางทำมุมกัน 90 องศาทางไฟฟ้า และต่อक्रमเข้ากับแหล่งจ่ายไฟฟ้าเฟสเดียว ลักษณะตำแหน่งของขดลวดแสดงในรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 ตำแหน่งการวางขดลวดของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว

มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียวนี้ อาศัยความต่างเฟสระหว่างกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดทั้งสองบนสเตเตอร์ที่วางทำมุมกัน 90 องศา ดังนั้นมอเตอร์จะมีคุณสมบัติหรืออาการเช่นเดียวกับมอเตอร์ 2 เฟส กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดทั้งสองจะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุน จึงทำให้มอเตอร์สามารถเริ่มหมุนด้วยตัวเองได้

2.7 คาปาซิเตอร์สตาร์ทและรันมอเตอร์ (Capacitor Start and Run Motor)

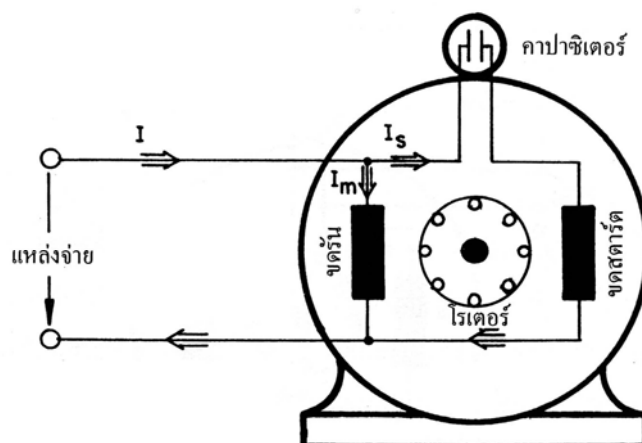
มอเตอร์ชนิดนี้เหมือนกันกับมอเตอร์แบบคาปาซิเตอร์สตาร์ทมอเตอร์ โดยจะมีคาปาซิเตอร์หรือตัวเก็บประจุต่ออนุกรมอยู่กับขดลวดชุดสตาร์ทตลอดเวลา ข้อดีของการต่อตัวเก็บประจุไว้อย่างถาวร ได้แก่

- ก. เป็นการปรับหรือช่วยให้มอเตอร์ทำงานเกินกว่าโหลดปกติ
- ข. ให้เพาเวอร์แฟกเตอร์ที่สูงกว่า
- ค. เกิดประสิทธิภาพที่สูงกว่า
- ง. ในขณะที่มอเตอร์หมุนอยู่จะไม่กำเนิดเสียงที่ดังมาก

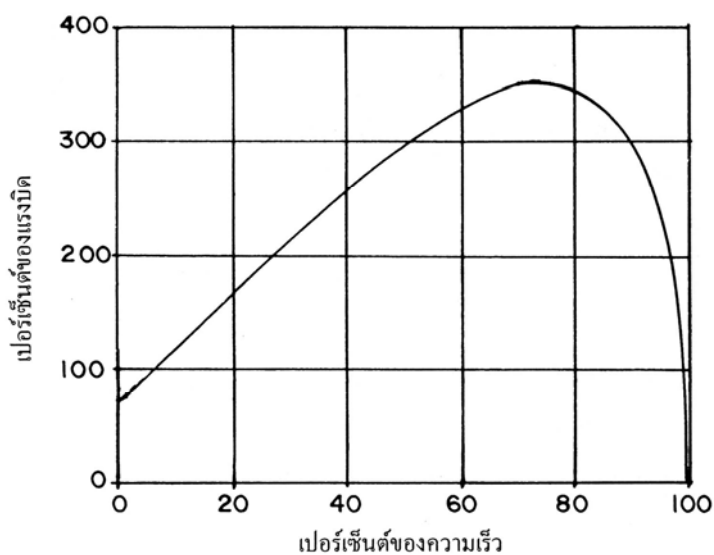
ในกรณีที่มอเตอร์ที่ใช้ตัวเก็บประจุทั้งในขดสตาร์ทและรันในตัวเดียวกันนี้เรียกว่าคาปาซิเตอร์รันมอเตอร์ชนิดค่าเดียว (Single Value Capacitor Run Motor) แต่ในกรณีที่มอเตอร์ใช้ตัวเก็บประจุ 2 ตัวโดยที่ขดสตาร์ทใช้ตัวเก็บประจุที่มีค่าความจุสูง แต่สำหรับเวลาที่หมุนปกติใช้ตัวเก็บประจุที่มีค่าความจุต่ำ โดยมอเตอร์แบบนี้ถูกเรียกว่าคาปาซิเตอร์มอเตอร์ชนิด 2 ค่า (Two Value Capacitor Run Motor)

2.8 คาปาซิเตอร์รันมอเตอร์ชนิดค่าเดียว

มอเตอร์ชนิดนี้จะมีขดรันและขดสตาร์ทอย่างละชุด โดยขดลวดชุดสตาร์ทจะมีตัวเก็บประจุต่ออนุกรมอยู่ดังแสดงในรูปที่ 2.8 โดยตัวเก็บประจุจะต่ออยู่กับวงจรขดลวดชุดสตาร์ทตลอดเวลา และจะไม่มีสวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลาง และตัวเก็บประจุนี้จะทำหน้าที่ทั้งสตาร์ทและรันต่อเนื่องกันไป ขนาดของความจุของตัวเก็บประจุที่ใช้จะมีค่าประมาณ 2-20 ไมโครฟารัด ซึ่งเป็นแบบน้ำมันหรือ แบบกระดาษ ซึ่งคุณลักษณะของมอเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 2.9

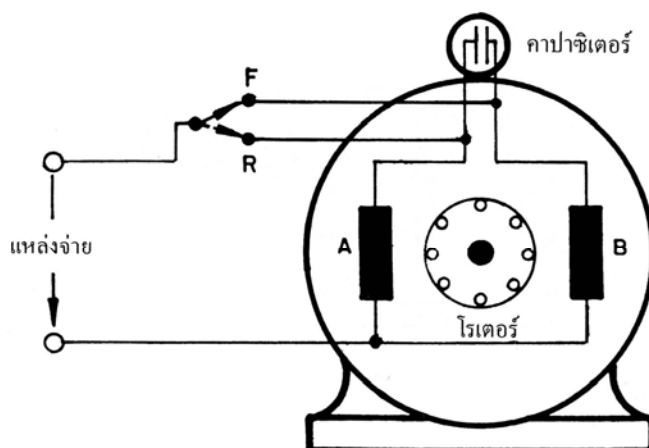


รูปที่ 2.8 แสดงวงจรของคาปาซิเตอร์รันมอเตอร์ชนิดค่าเดียว



รูปที่ 2.9 แสดงคุณลักษณะระหว่างแรงบิดกับเปอร์เซ็นต์ความเร็วของคาปาซิเตอร์รันมอเตอร์ชนิดค่าเดียว

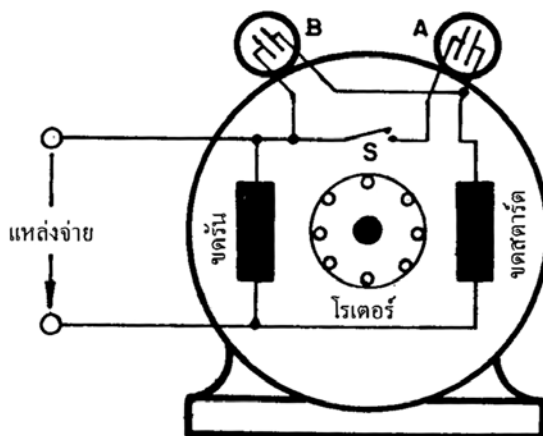
คาปาซิเตอร์รันมอเตอร์ชนิดค่าเดียวนี้อาจทำให้กลับทางหมุนได้ง่าย โดยใช้สวิตช์จากภายนอก แต่ขดรีนและขดสตาร์ทจะต้องพันด้วยลวดขนาดเดียวกัน โดยมันจะผลัดกันทำหน้าที่เป็นขดรีนและขดสตาร์ท เมื่อต้องการให้หมุนในทิศทางตามเข็มนาฬิกาก็ปรับสวิตช์ไปที่ตำแหน่ง F ขดลวดชุด B จะทำหน้าที่เป็นขดรีน ส่วนขด A จะทำหน้าที่เป็นขดสตาร์ท แต่ถ้าต้องการให้หมุนในทิศทางทวนเข็มนาฬิกาก็ปรับสวิตช์ไปที่ตำแหน่ง R ขดลวดชุด A จะทำหน้าที่เป็นขดรีน และขดลวด B จะทำหน้าที่เป็นขดสตาร์ท ดังแสดงในรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 แสดงวงจรการกลับทิศทางการหมุนของคาปาซิเตอร์รันมอเตอร์ชนิดค่าเดียว

2.9 คาปาซิเตอร์รันมอเตอร์ชนิด 2 ค่า

คาปาซิเตอร์รันมอเตอร์ชนิดนี้จะใช้คาปาซิเตอร์ที่มีความจุมากต่ออนุกรมกับขดสตาร์ทใช้ทำหน้าที่สตาร์ท แต่ขณะหมุนปกติจะใช้คาปาซิเตอร์ที่มีความจุต่ำ โดยคาปาซิเตอร์ที่มีความจุต่ำนี้จะต่อคร่อมเข้ากับสวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลาง และคาปาซิเตอร์สตาร์ทดังในรูปที่ 2.11 คาปาซิเตอร์สตาร์ทคือคาปาซิเตอร์ A จะเป็นชนิดอิเล็กโทรไลต์มีค่าความจุสูง (ทำงานช่วงเวลาสั้น) และคาปาซิเตอร์ B เป็นแบบน้ำมันมีค่าความจุต่ำ (ทำงานต่อเนื่อง) โดยทั่วไปคาปาซิเตอร์ A จะมีค่าความจุประมาณ 10-15 เท่าของคาปาซิเตอร์ B ขณะที่เริ่มสตาร์ทนั้นสวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลางจะคงปิดวงจรอยู่ทำให้คาปาซิเตอร์ทั้งสองต่อขนานกันอยู่ ดังนั้นค่าความจุรวมจะมาก หลังจากที่มีมอเตอร์หมุนไปประมาณ 75 เปอร์เซ็นต์ของความเร็วสูงสุดแล้ว สวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลางจะเปิดวงจรออก ยังคงเหลือคาปาซิเตอร์ B ต่ออยู่กับวงจรของขดลวดขดสตาร์ทเพียงตัวเดียว ซึ่งจะทำให้ขดลวดขดสตาร์ทกลายเป็นขดลวดขดรันด้วยอีกชุดหนึ่ง มอเตอร์ชนิดนี้จะสามารถสตาร์ทในขณะที่มีโหลดมากๆ ได้ และขณะทำงานจะเงียบทำให้ประสิทธิภาพสูง และมีเพาเวอร์แฟกเตอร์สูงด้วย



รูปที่ 2.11 แสดงวงจรของคาปาซิเตอร์รันมอเตอร์ชนิด 2 ค่า

2.10 การควบคุมอินเวอร์แบบ PWM (Pulse Width Modulate)

2.10.1 การเฉลี่ยเฉพาะที่

แรงดันเอาต์พุต V_o ของวงจรทอนระดับสัญญาณดังรูปที่ 2.12(ก)สามารถเปลี่ยนแปลงได้ระหว่างค่า 0 ถึงค่า V_s โดยที่วัฏจักรงาน D มีค่าระหว่าง 0 ถึง 1 ถ้าเราให้ D เป็นฟังก์ชันของเวลา $d(t)$ โดยที่ $d(t)$ มีการเปลี่ยนแปลงค่าอย่างช้าๆ เมื่อเทียบกับคาบของการสวิตช์ ซึ่งถ้าเป็นในกรณีเช่นนี้เราสามารถสังเคราะห์แรงดันเอาต์พุต V_o ซึ่งมีค่าเฉลี่ยจะเป็นฟังก์ชันของเวลา และมีค่าเท่ากับ $d(t) V_s$ อย่างไรก็ตามเวลาในการเฉลี่ยค่า V_o จำเป็นต้องเป็นช่วงเวลานานเมื่อเทียบกับคาบเวลาของการสวิตช์ T แต่คาบเวลาดังกล่าวจะต้องสั้นกว่าเมื่อเทียบกับคาบเวลาของ $d(t)$

การเฉลี่ยค่าแรงดันเอาต์พุต V_o ในที่นี้หมายถึงการเฉลี่ยเฉพาะที่ (local averaging) และจะใช้สัญลักษณ์ $\overline{V_o}(t)$ สำหรับสัญลักษณ์ $\langle V_o \rangle$ หมายถึงค่าเฉลี่ยจริงซึ่งเป็นค่าคงตัว หรืออาจกล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่า ค่าเฉลี่ยดังกล่าวเป็นค่าเฉลี่ยเฉพาะที่ได้จากการกรองสัญญาณแรงดันเอาต์พุตด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยขจัดความถี่สูงออกและคงเหลือไว้แต่สัญญาณความถี่ต่ำๆ เช่น องค์ประกอบหลักมูล (fundamental component) ในขณะที่ถ้าส่วนค่าเฉลี่ยได้จากการกรองทุกความถี่ออก จะคงเหลือไว้แต่องค์ประกอบไฟตรง

สำหรับวงจรทอนระดับสัญญาณแสดงในรูปที่ 2.12(ก) ถ้าเราให้วัฏจักรงาน $d(t)$ เป็นฟังก์ชันไซน์ซอซด์ เราจะได้แรงดันเอาต์พุตที่เป็นองค์ประกอบไฟตรงบวกกับไซน์ซอซด์ ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \text{ถ้า } d(t) &= 0.5 + m_a \sin \omega_a t \\ V_o(t) &= 0.5V_s + m_a V_s \sin \omega_a t \quad ; m_a \leq 0.5 \end{aligned} \quad (2.3)$$

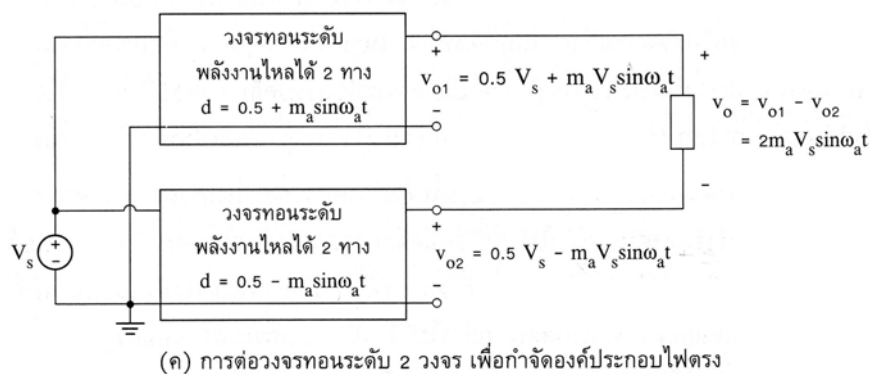
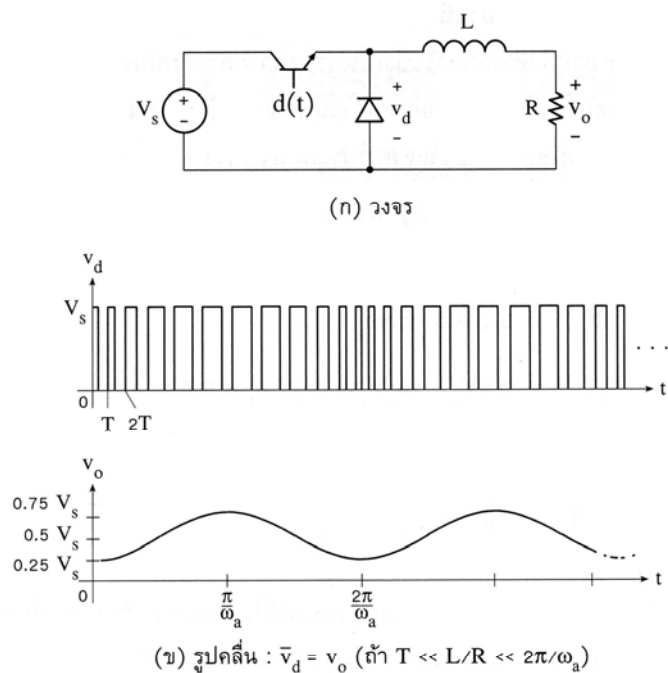
m_a คือ amplitude modulation

ω_a คือ frequency modulation

โดยมีเงื่อนไขดังนี้

$$T \ll \frac{L}{R} \ll \frac{2\pi}{\omega_a} \quad (2.4)$$

แรงดัน V_d เป็นพัลส์ที่มีความถี่เท่ากับ $1/T$ แต่มีความกว้างพัลส์ที่ไม่คงตัว เราเรียกรูปคลื่นที่วัฏจักรงานเป็นฟังก์ชันของเวลาว่ารูปคลื่นสัญญาณ PWM ค่าเฉลี่ยเฉพาะที่ของรูปคลื่น PWM หรือ $\bar{V}_d$ จะเป็นฟังก์ชันของเวลา ถ้าเราทำการกรอง V_d ด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ประกอบไปด้วยอุปกรณ์ L และ R โดยมีพารามิเตอร์เป็นไปตามเงื่อนไขสมการที่ (2.4) ดังนั้นค่าความถี่การสวิตช์จะถูกกรองออกไปแต่ความถี่ ω_a ไม่ถูกลดทอน



รูปที่ 2.12 การใช้เทคนิค PWM กับวงจรทอนระดับ

ในรูปที่ 2.12(ข) V_o คือค่าเฉลี่ยเฉพาะที่ของรูปคลื่น PWM เนื่องจาก $d(t)$ เป็นฟังก์ชันไซน์ชอยด์ ค่าเฉลี่ยเฉพาะที่ของรูปคลื่น PWM จึงเป็นรูปไซน์ชอยด์ด้วย แต่ $d(t)$ อาจเป็นฟังก์ชันของเวลาใดๆ (ที่เป็นไปตามเงื่อนไขสมการที่ (2.4)) $V_o(t)$ ก็จะเป็นฟังก์ชันที่เหมือนกับ $d(t)$

อย่างไรก็ดี แรงดันเอาต์พุต V_o ของวงจรทอนระดับสัญญาณยังมียังมีองค์ประกอบไฟตรงผสมอยู่ (เป็นไปตามสมการที่ (2.3) และรูปที่ 2.12 (ข)) ดังนั้นการกำจัดองค์ประกอบไฟตรงสามารถทำได้โดยการต่อวงจรทอนระดับ 2 วงจร โดยที่สัญญาณมอดูเลตของวงจรทั้งสองมีเฟสต่างกัน 180° (ดังแสดงในรูปที่ 2.12 (ค)) เมื่อนำสัญญาณด้านเอาต์พุตมาลบกับ จะส่งผลให้แรงดันไฟตรงก็จะหักล้างกันไปเหลือแต่แรงดันไฟสลับ อย่างไรก็ตาม เนื่องจากกระแสด้านออก i_o เป็นกระแสสลับวงจรทอนระดับที่ใช้จะต้องเป็นชนิดที่กำลังงานไหลได้ 2 ทิศทาง กล่าวคือ แต่ละวงจรใช้สวิตช์ ที่กระแสไหลได้ 2 ทางจำนวน 2 ตัวทำให้สัญญาณมอดูเลตเป็นฟังก์ชันใดๆ แต่องค์ประกอบความถี่สูงสุดยังเป็นไปตามเงื่อนไขสมการที่ (2.4) แรงดันด้านออกจะเป็นฟังก์ชันเดียวกับสัญญาณมอดูเลตเพียงแต่จ่ายกำลังได้มากขึ้น ในแง่นี้จึงทำหน้าที่เป็นวงจรขยายกำลังแบบวิธีสวิตช์ (Switch mode power amplifier)

$$m_f = \frac{f}{f_a} \quad (2.5)$$

m_f = อัตราการมอดูเลตความถี่

f = ความถี่การสวิตช์

f_a = ความถี่การมอดูเลต

2.11 อินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

2.11.1 วงจรและรูปคลื่นสัญญาณ

อินเวอร์เตอร์ 3 เฟสเหมาะสำหรับกรณีที่ต้องการกำลังไฟฟ้าสูง ซึ่งโครงสร้าง และรูปคลื่นสัญญาณของวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแสดงอยู่ในรูปที่ 2.13 (ก)

เทคนิค PWM สามารถใช้ได้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส ไม่ว่าจะเป็นเทคนิคไซน์ตัดสามเหลี่ยม หรือเทคนิคการกำจัดฮาร์โมนิกต่ำ หรือการควบคุมรูปคลื่นของกระแส

รูปที่ 2.13(ข) แสดงหลักการของเทคนิคไซน์ตัดสามเหลี่ยม เรามีรูปสามเหลี่ยม V_T ซึ่งมีความถี่เท่ากับความถี่การสวิตช์ และมีสัญญาณอ้างอิงรูปไซน์ 3 สัญญาณได้แก่คือ V_{rA}, V_{rB} และ V_{rC} ซึ่งมีมุมเฟสต่างกัน 120° โดยมีจุดตัดระหว่าง V_T กับ V_{rA} (V_{rB} และ V_{rC}) เป็นตัวกำหนดการตัดต่อวงจรของสวิตช์ Q_1, Q_4 (Q_3, Q_6 และ Q_5, Q_2 ตามลำดับ) รูปคลื่นของแรงดัน V_{AG}, V_{BG} (G คือสายลบบของแหล่งแรงดันไฟตรง) และ V_{AB} แสดงอยู่ในรูปที่ 2.13(ค) สังเกตได้ว่าองค์ประกอบหลัก

มูลของ V_{AG} หรือ V_{AG1} มีแอมพลิจูดเท่ากับค่าที่แสดงในสมการที่(2.6) (V_{AG} ต่างกับ V_{AO} เพียงค่าแรงดันไฟตรง $V_s / 2$)

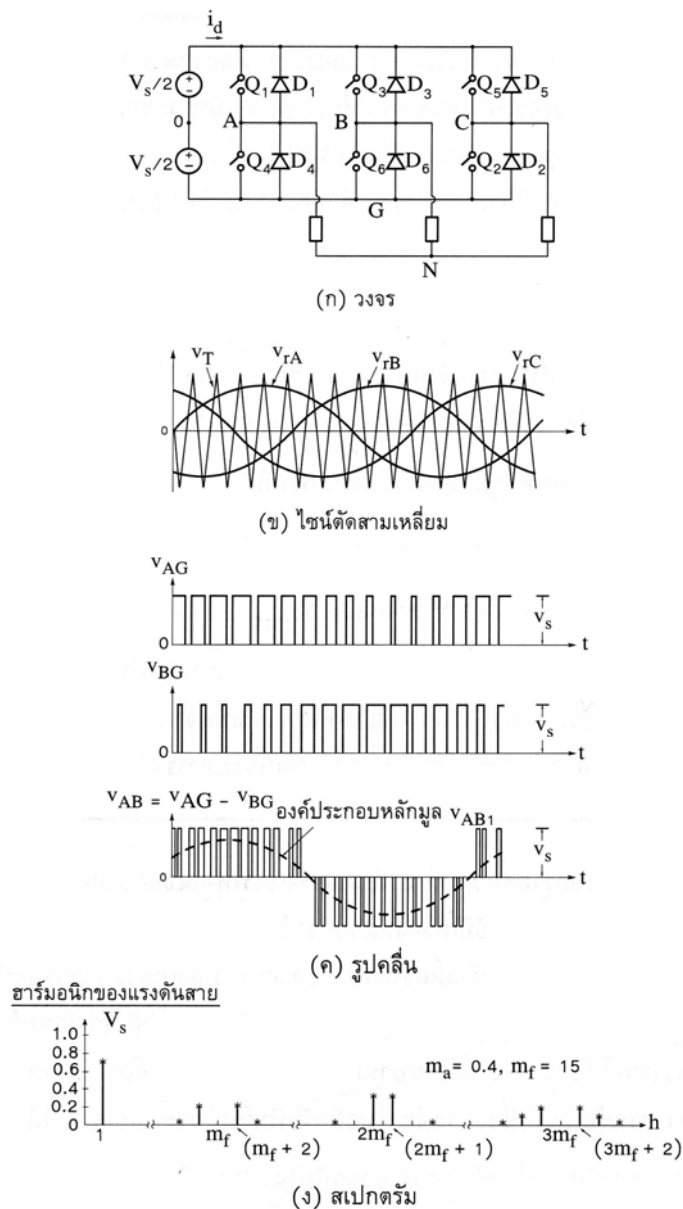
$$V_{AG1} = m_a V_s \quad ; m_a \leq 0.5 \quad (2.6)$$

แรงดันสาย V_{AB} มีองค์ประกอบหลักมูลเท่ากับ V_{AB1} แอมพลิจูดของ V_{AB1} เท่ากับ $\sqrt{3}$ ของแอมพลิจูดของ V_{AG1} เนื่องจาก V_{AG} และ V_{BG} มีเฟสต่างกัน 120° และ V_{AB1} มีเฟสล้าหลัง V_{AG1} อยู่ 30° (แสดงในรูปที่ 2.13(ค)) ดังนั้น

$$V_{AB1} = \sqrt{3} m_a V_s \quad ; m_a \leq 0.5 \quad (2.7)$$

ในการออกแบบระบบ โดยทั่วไปนิยมเลือกอัตรากรมอดดูเลตความถี่ m_f เป็นเลขคี่และเป็นพหุคูณของ 3 และให้ความลาดชันของ V_T และ V_r ณ จุดที่แรงดันทั้งสองมีค่าเป็นศูนย์มีเครื่องหมายตรงกันข้ามกัน(แสดงในรูปที่ 2.13 (ข)) ในกรณีนี้ถ้า $m_a \leq 0.5$ สเปกตรัมของ V_{AB} จะเป็นดังแสดงในรูปที่ 2.13 (ง) นอกจากนี้สังเกตได้ว่าฮาร์โมนิกต่ำสุดเกิดขึ้นที่ความถี่ $(m_f \pm 2k)f_a$ ตารางที่ 2.1 แสดงฮาร์โมนิกของแรงดันสายของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส สำหรับอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสเราอาจจะออกแบบให้วงจรทำงานถึงในย่านการมอดดูเลตเกิน เพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตที่มีค่าสูงขึ้น ส่วนข้อเสียที่เนื่องมาแต่ฮาร์โมนิกที่เพิ่มขึ้นมักจะพอยอมรับได้

ถ้าโหลดมีลักษณะเป็นตัวเหนี่ยวนำโดยมีค่าคงตัวเวลาที่ เป็นไปตามเงื่อนไขสมการที่ (2.4) กระแสโหลดจะเป็นรูปใกล้เคียงไซน์โดย ทิศทางของกระแสโหลดเป็นตัวกำหนดการนำกระแสของไดโอด เช่น กรณีที่เฟสของโหลดเท่ากับ 30° (ตามล้าหลัง) รูปคลื่นจะเป็นดังแสดงในรูปที่ 2.7 โดยสังเกตได้ว่าในช่วงเวลาที่ $i_c > 0$ และ $V_{CG} = 0$ (Q_2 หรือ D_2 นำกระแส) แต่ทิศทางของ i_c แสดงว่า D_2 นำกระแส (แสดงในรูปที่ 2.13 (ก))

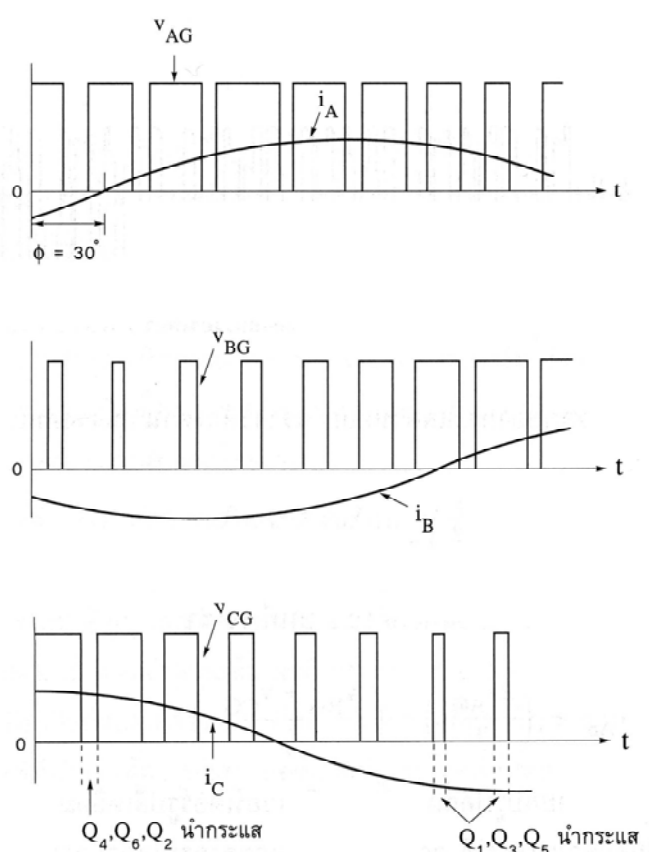


รูปที่ 2.13 วงจรและรูปคลื่นสัญญาณของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบ PWM

เมื่อพิจารณารูปคลื่นสัญญาณในรูปที่ 2.13 จะพบว่า ในบางช่วงเวลาดังแสดงในรูปล่าง สวิตช์จะตอ่กทั้งสามของโหนดเข้ากับขั้วลบของแหล่งจ่าย V_s (เช่น เมื่อ Q_4, Q_6, Q_2 นำกระแส) และบางช่วงเวลาดิวิตช์จะตอ่กทั้งสามของโหนดเข้ากับขั้วบวกของแหล่ง V_s (เช่น เมื่อ Q_1, Q_3, Q_6 นำกระแส) ซึ่งในช่วงเวลาดังกล่าว กระแสอินพุทของอินเวอร์เตอร์ (i_d ในรูปที่ 2.13(ก)) มีค่าเป็น ศูนย์ หมายความว่ากำลังงานไม่ไหลจากแหล่งจ่ายสูโหนด ซึ่งระยะเวลาของการควบคุมช่วงเวลา ดังกล่าวเป็นการควบคุมกำลังงานที่จ่ายให้แก่โหนด หรือควบคุมค่าองค์ประกอบหลักมูลของแรงดัน เอาท์พุทนั่นเอง

ตารางที่ 2.1 อัตราส่วนระหว่างค่า RMS ของฮาร์มอนิกกับ V_s ของแรงดันสายของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

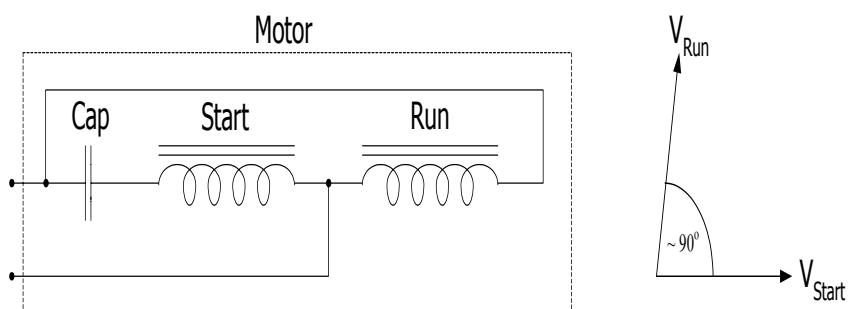
h	m_a	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5
1		0.122	0.245	0.367	0.490	0.612
$m_f \pm 2$		0.010	0.037	0.080	0.135	0.195
$m_f \pm 4$					0.005	0.011
$2m_f \pm 1$		0.116	0.200	0.227	0.192	0.111
$2m_f \pm 5$					0.008	0.020
$3m_f \pm 2$		0.027	0.085	0.124	0.108	0.038
$3m_f \pm 4$			0.007	0.029	0.064	0.096
$4m_f \pm 1$		0.100	0.096	0.005	0.064	0.042
$4m_f \pm 5$				0.021	0.051	0.073
$4m_f \pm 7$					0.010	0.030



รูปที่ 2.14 รูปคลื่นของแรงดัน และกระแสของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส แสดงช่วงกำลังงานไม่ไหลสู่โหลด

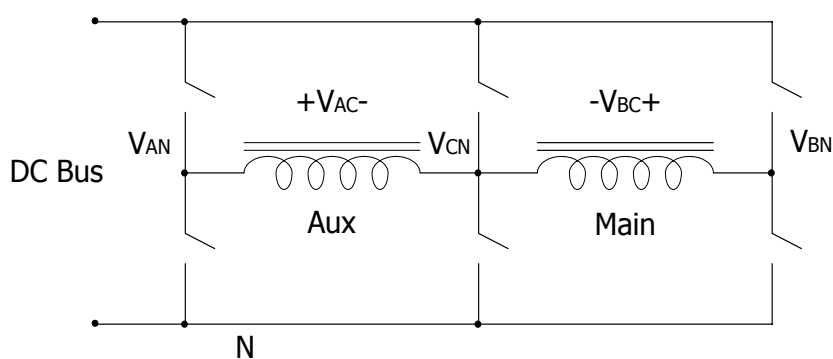
2.12 หลักการของการควบคุมทางเวกเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส

เนื่องจากมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบคาปาซิเตอร์มอเตอร์ จะมีชุดขดลวด 2 ชุด คือ ชุดหลัก (Main , Run) ชุดช่วย(Auxiliary , Start) ดังแสดงรูปที่ 2.15 โดยมีตัวเก็บประจุต่อร่วมกับชุดรัน เพื่อให้เกิดมุม θ ระหว่างขดลวดทั้งสอง และเพื่อให้เกิดแรงบิดในการขับเคลื่อนมอเตอร์

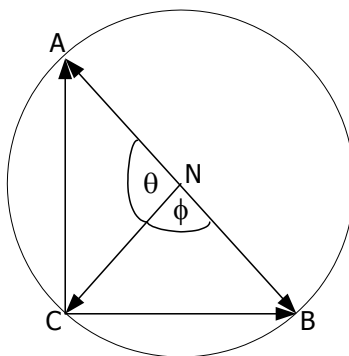


รูปที่ 2.15 โครงสร้างมอเตอร์และเวกเตอร์แรงดันระหว่างขด Run กับขด Start

แต่ในการควบคุม เราจะออกแบบให้มอเตอร์มีประสิทธิภาพสูงสุดโดยให้มุมของแรงดันระหว่างทั้งสองขดมีขนาด 90° โดยใช้โครงสร้างของสวิตช์ 3 เฟส เพื่อสร้างแรงดัน 2 ชุด ดังกล่าว โดยไม่ต้องดัดแปลงโครงสร้างของมอเตอร์เดิมดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 โครงสร้างสวิตช์ 3 เฟส



รูปที่ 2.17 เวกเตอร์แสดงแรงดันการควบคุมมอเตอร์

จากรูปที่ 2.17 ขนาดของ V_{AC} และ V_{BC} จะได้จากการวัดแล้วนำมาทำมุมกัน 90° ต่อมาเราทำการสร้างเวกเตอร์ V_{AN} , V_{BN} และ V_{CN} โดยที่จุด N จะอยู่กึ่งกลางระหว่าง A กับ B จากนั้นเราทำการปรับมุม θ เพื่อให้ได้ผลลัพธ์ของมุมระหว่าง V_{AC} และ V_{BC} ยังมีค่า 90° ซึ่ง V_{AN} , V_{BN} และ V_{CN} จะเป็นแรงดันที่ถูกสร้างขึ้นมาจากการมอดดูเลชั่นเพื่อไปจ่ายให้กับมอเตอร์ 1 เฟส

2.13 Space Vector Modulation (SVM)

หลักการของวิธี Space vector modulation (SVM) มีความแตกต่างจากหลักการของวิธี PWM โดยอินเวอร์เตอร์ที่ใช้วิธี PWM จะมีชุดขับแบบ push-pull 3 ชุด ซึ่งแต่ละชุดสร้างสัญญาณควบคุมที่แยกอิสระกัน ในขณะที่วิธี SVM จะพิจารณาอินเวอร์เตอร์เป็นชุดขับเพียงหนึ่งชุดเท่านั้น โดยที่อินเวอร์เตอร์สามารถที่จะถูกขับได้ถึง 8 สเตต ดังแสดงในตารางที่ 2.2 การเรียงสวิตช์เป็นไปตามรูปที่ 2.19

ตารางที่ 2.2 ช่วงเวลาการสวิตช์ ของอินเวอร์เตอร์ไฟสลับ 3 เฟส

State	State No.	Switch States	v_{ab}	v_{bc}	v_{ca}	Space Vector
S_1, S_2 , and S_6 are on and S_4, S_5 , and S_3 are off	1	100	V_s	0	$-V_s$	$\mathbf{V}_1 = 1 + j0.577 = 2/\sqrt{3} \angle 30^\circ$
S_2, S_3 , and S_1 are on and S_5, S_6 , and S_4 are off	2	110	0	V_s	$-V_s$	$\mathbf{V}_2 = j1.155 = 2/\sqrt{3} \angle 90^\circ$
S_3, S_4 , and S_2 are on and S_6, S_1 , and S_5 are off	3	010	$-V_s$	V_s	0	$\mathbf{V}_3 = -1 + j0.577 = 2/\sqrt{3} \angle 150^\circ$
S_4, S_5 , and S_3 are on and S_1, S_2 , and S_6 are off	4	011	$-V_s$	0	V_s	$\mathbf{V}_4 = -1 - j0.577 = 2/\sqrt{3} \angle 210^\circ$
S_5, S_6 , and S_4 are on and S_2, S_3 , and S_1 are off	5	001	0	$-V_s$	V_s	$\mathbf{V}_5 = -j1.155 = 2/\sqrt{3} \angle 270^\circ$
S_6, S_1 , and S_5 are on and S_3, S_4 , and S_2 are off	6	101	V_s	$-V_s$	0	$\mathbf{V}_6 = 1 - j0.577 = 2/\sqrt{3} \angle 330^\circ$
S_1, S_3 , and S_5 are on and S_4, S_6 , and S_2 are off	7	111	0	0	0	$\mathbf{V}_7 = 0$
S_4, S_6 , and S_2 are on and S_1, S_3 , and S_5 are off	8	000	0	0	0	$\mathbf{V}_8 = 0$

ในการควบคุมการสวิตช์ของวิธี SVM นั้นทำในระบบดิจิทัล ซึ่งกล่าวได้ว่า SVM เป็นเทคนิคการมอดูเลตแบบดิจิทัล โดยมีเป้าหมายในการสร้างแรงดันไฟฟ้า PWM ให้กับโหลด โดยที่ค่าแรงดันไฟฟ้าง่ายที่จ่ายให้กับโหลดจะเป็นค่าเฉลี่ย ซึ่งการสร้างสัญญาณ PWM ดังกล่าวจะเสร็จสิ้นภายในแต่ละคาบเวลาสุ่ม (sampling period) โดยพิจารณาจากการเลือกสแตตการสวิตช์ และการคำนวณคาบเวลาของสแตตที่เหมาะสม ซึ่งคำนวณได้จากการแปลงเวกเตอร์ปริภูมิ (space vector transformation)

การแปลงปริภูมิ

พิจารณาฟังก์ชันทางเวลา 3 ฟังก์ชันที่มีคุณสมบัติเป็นไปตามสมการ

$$u_a(t) + u_b(t) + u_c(t) = 0 \quad (2.8)$$

การอธิบายเวกเตอร์ดังกล่าวสามารถแสดงในปริภูมิสองมิติ ซึ่งพิกัดจะเหมือนกับแรงดันไฟฟ้า 3 เฟส อาทิเช่น เวกเตอร์ $[u_a \ 0 \ 0]^T$ วางอยู่บนแกน X เวกเตอร์ $[0 \ u_b \ 0]^T$ มีเฟสต่างไป 120° และเวกเตอร์ $[0 \ 0 \ u_c]^T$ มีเฟสต่าง 240° จากเวกเตอร์ตัวแรก ดังแสดงในรูปที่ 2.18

เวกเตอร์ SV ในรูปแบบของจำนวนเชิงซ้อนแสดงได้ตามสมการ

$$u(t) = \frac{2}{3} [u_a + u_b e^{j(2/3)\pi} + u_c e^{-j(2/3)\pi}] \quad (2.9)$$

โดยที่ $2/3$ เป็น scaling factor สมการ (2.9) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปองค์ประกอบของจำนวนจริงและจำนวนจินตภาพในโดเมน $x-y$ ได้ดังนี้

$$u(t) = u_x + ju_y \quad (2.10)$$

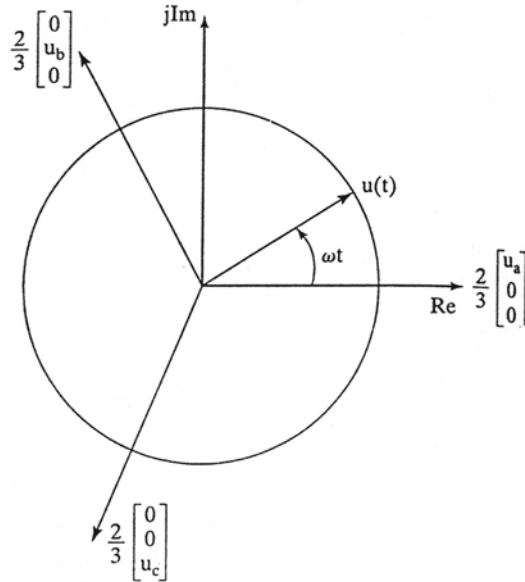
พิจารณาสมการ (2.9) และ (2.10) เราสามารถแปลงพิกัดจาก $a-b-c$ ไปเป็น $x-y$ ดังนี้

$$\begin{pmatrix} u_x \\ u_y \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} \quad (2.11)$$

ซึ่งสามารถเขียนเป็น

$$u_x = \frac{2}{3} [v_a - 0.5(v_b + v_c)] \quad (2.12a)$$

$$u_y = \frac{\sqrt{3}}{3} (v_b - v_c) \quad (2.12b)$$



รูปที่ 2.18 พิกัดเวกเตอร์ในระบบสามเฟส และ space vector $\mathbf{u}(t)$

การแปลงจากแกน $x-y$ ไปเป็นแกน $\alpha-\beta$ ได้โดยทำการหมุนแกน $x-y$ ดังกล่าวด้วย ωt โดยที่ ω เป็นความเร็วเชิงมุม

$$\begin{pmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\frac{\pi}{2} + \omega t) \\ \sin(\omega t) & \sin(\frac{\pi}{2} + \omega t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_x \\ u_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_x \\ u_y \end{pmatrix} \quad (2.13)$$

จากสมการ (2.9) เราสามารถแปลงกลับได้เป็น

$$u_a = \text{Re}(\mathbf{u}) \quad (2.14)$$

$$u_b = \text{Re}(\mathbf{u}e^{-j(2/3)\pi})$$

$$u_c = \text{Re}(\mathbf{u}e^{j(2/3)\pi})$$

ในระบบ 3 เฟสแบบสมดุล แรงดันไฟฟ้า u_a u_b u_c สามารถเขียนได้เป็น

$$u_a = V_m \sin(\omega t) \quad (2.15)$$

$$u_b = V_m \sin(\omega t - 2\pi/3)$$

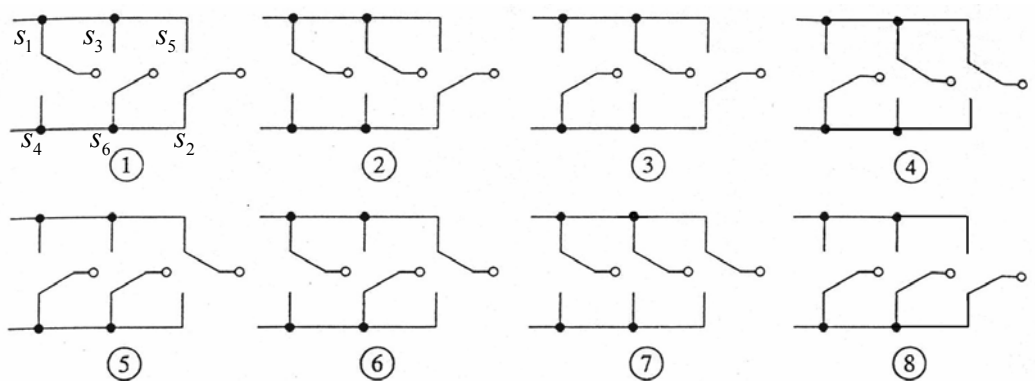
$$u_c = V_m \sin(\omega t + 2\pi/3)$$

โดยที่ V_m มีค่าเป็นยอดแรงดันไฟฟ้า

จากสมการ (2.9) เวกเตอร์ SV สามารถเขียนได้เป็น

$$u(t) = V_m e^{j\theta} = V_m e^{j\omega t} \quad (2.16)$$

จากสมการข้างต้น อธิบายถึงเวกเตอร์ที่มีขนาด V_m หมุนด้วยความเร็วคงที่ ω



รูปที่ 2.19 ช่วงเวลาการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์

เวกเตอร์ปริภูมิ (SV)

สเทตการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ สามารถแสดงในรูปแบบของค่าเลขฐานสอง q_1, q_2, q_3, q_4, q_5 และ q_6 โดยที่ $q_k = 1$ เมื่อสวิตช์ ปิดวงจร และ $q_k = 0$ เมื่อสวิตช์ เปิดวงจร

เมื่อคู่ q_1q_4, q_3q_6 และ q_5q_2 เป็นคู่ที่มีค่าตรงข้ามกัน ดังนั้น $q_4 = 1 - q_1, q_6 = 1 - q_3$ และ $q_2 = 1 - q_5$ โดยสเทตของการเปิด/ปิด สวิตช์แสดงในรูปที่ 2.19

พิจารณาการแปลงจาก 3 เฟสไปเป็น 2 เฟส ตามสมการที่ (2.11) และ พิจารณา แรงดันไฟฟ้าในสาย ($\sqrt{3}$ แรงดันเฟส) เป็นค่าอ้างอิง ทำให้องค์ประกอบของ $\alpha - \beta$ ซึ่งเป็น เวกเตอร์แรงดันไฟฟ้าแบบ rms (root mean square) สามารถแสดงในรูปแบบฟังก์ชันของ q_1, q_3, q_5

$$\begin{pmatrix} V_{L\alpha} \\ V_{L\beta} \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \sqrt{\frac{3}{2}} V_s \begin{pmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} q_1 \\ q_3 \\ q_5 \end{pmatrix} \quad (2.17)$$

เมื่อ V_s = แหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง

ค่า $\sqrt{2}$ ใช้ในการแปลงค่าแรงดันไฟฟ้าแบบ rms เป็นค่าแรงดันสูงสุด สำหรับค่าสูงสุดของแรงดันสายมีค่า $2V_s / \sqrt{3}$ ในขณะที่ค่าสูงสุดของแรงดันเฟสมีค่า $V_{p(peak)} = V_s / \sqrt{3}$

เมื่อพิจารณาให้แรงดันเฟส V_a เป็นแรงดันอ้างอิง เวกเตอร์แรงดันในสาย V_{ab} จะนำหน้าเฟสเวกเตอร์อยู่ $\pi/6$ และค่าสูงสุดของแรงดันสายที่ถูกลำดับโดยเมลโลซ์ สามารถแสดงได้ตามสมการ

$$V_n = \frac{\sqrt{2} \times \sqrt{2}}{\sqrt{3}} e^{j(2n-1)\pi/6} = \frac{2}{\sqrt{3}} \left[\cos\left(\frac{(2n-1)\pi}{6}\right) + j \sin\left(\frac{(2n-1)\pi}{6}\right) \right] \quad (2.18)$$

โดยที่ $n = 0, 1, 2, 3, 4, 5$ เป็นหมายเลขของเวกเตอร์แรงดันในสาย

พิจารณาหกวекเตอร์ที่ไม่ใช่เวกเตอร์ศูนย์, V_1 ถึง V_6 , และ V_0 และ V_7 ที่เป็นเวกเตอร์ศูนย์ ดังแสดงในรูปที่ 2.20 ทำให้เราสามารถกำหนดเวกเตอร์ U เป็นฟังก์ชันเวลาทางการอินทิเกรต V_n ดังแสดงตามสมการ

$$U = \int V_n dt + U_0 \quad (2.19)$$

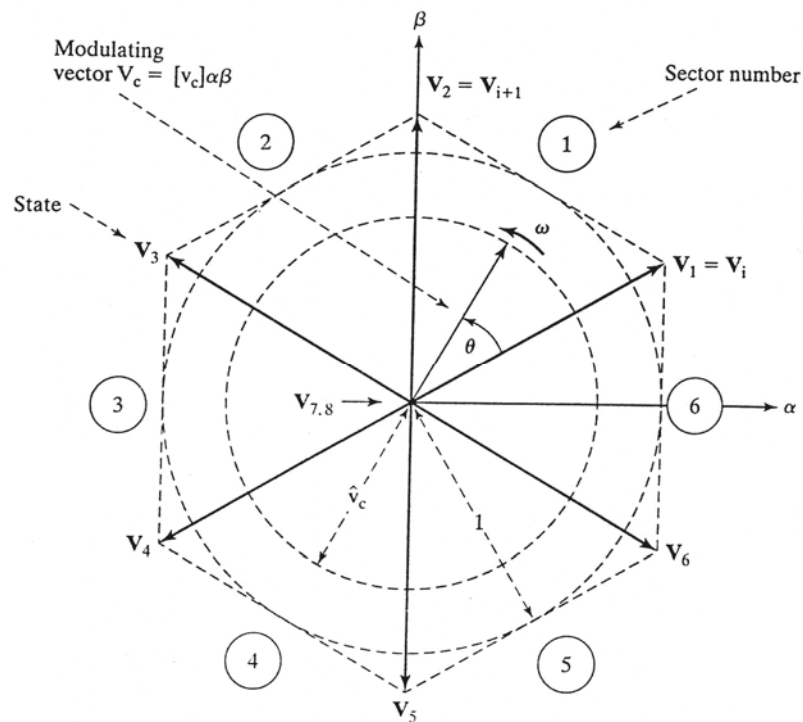
โดยที่ U_0 เป็นสถานะเริ่มต้น

จากสมการที่ (2.19) ภายภาพของฟังก์ชัน U แสดงได้เป็นรูปทรงเชิงเรขาคณิตหกเหลี่ยมที่คำนวณได้จากขนาด และคาบเวลาของเวกเตอร์แรงดันไฟฟ้า ถ้าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเป็นสัญญาณไซน์ซอว์ที่สมบูรณ์แบบ ดังนั้นเราสามารถพิจารณาฟังก์ชัน U ได้ในรูปแบบ

$$U^* = Me^{j\theta} = Me^{j\omega t} \quad (2.20)$$

โดยที่ M เป็นครรชนีการมอดคูเลต ($0 < M < 1$) สำหรับการควบคุมขนาดของแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต และ ω เป็นความถี่เอาต์พุต

ภายภาพของฟังก์ชัน U^* แสดงได้เป็นรูปทรงเชิงเรขาคณิตวงกลม ดังแสดงในรูปที่ 2.20 ตามเส้นประวงกลมที่มีรัศมี $M = 1$ และ ถูกพิจารณาเป็นเวกเตอร์อ้างอิง V_r



รูปที่ 2.20 แสดงเวกเตอร์ปริภูมิ

กายภาพรูปทรงเชิงเรขาคณิตของฟังก์ชัน U สามารถควบคุมได้โดยการเลือกเวกเตอร์ V_n และการปรับค่าความกว้างของเวกเตอร์ V_n ให้มีรูปทรงเข้าใกล้ฟังก์ชัน U^* มากที่สุด ซึ่งวิธีการนี้เรียกว่า “quasi-circular”

การมอดูเลตเวกเตอร์อ้างอิง

จากสมการที่ (2.11) และ (2.12) เวกเตอร์ของสัญญาณมอดูเลตแรงดันสาย 3 เฟส $[v_r]_{abc} = [v_{ra} v_{rb} v_{rc}]^T$ สามารถแสดงโดยเวกเตอร์จำนวนเชิงซ้อน $U^* = V_r = [v_r]_{\alpha\beta} = [v_{ra} v_{r\beta}]^T$ โดยได้ดังนี้

$$v_{ra} = \frac{2}{3}[v_{ra} - 0.5(v_{rb} + v_{rc})] \quad (2.21)$$

$$v_{r\beta} = \frac{\sqrt{3}}{3}(v_{rb} - v_{rc}) \quad (2.22)$$

ถ้าสัญญาณมอดูเลตแรงดันสาย $[v_r]_{abc}$ เป็นสัญญาณไซน์ซอซด์ของระบบ 3 เฟสสมดุล ที่มีขนาด $A_c = 1$ และ ω เป็นความถี่เชิงมุม โดยพิจารณาในระนาบไม่เคลื่อนที่ $\alpha - \beta$ ที่ไม่เคลื่อนที่ สัญญาณมอดูเลต $V_c = [v_r]_{\alpha\beta}$ จะมีขนาดคงที่ $MA_c (= M)$ และหมุนด้วยความถี่ ω ดังแสดงเป็นวงกลมจุดไข่ปลาที่มีรัศมี M ในรูปที่ 2.20

การสวิตช์แบบ SV

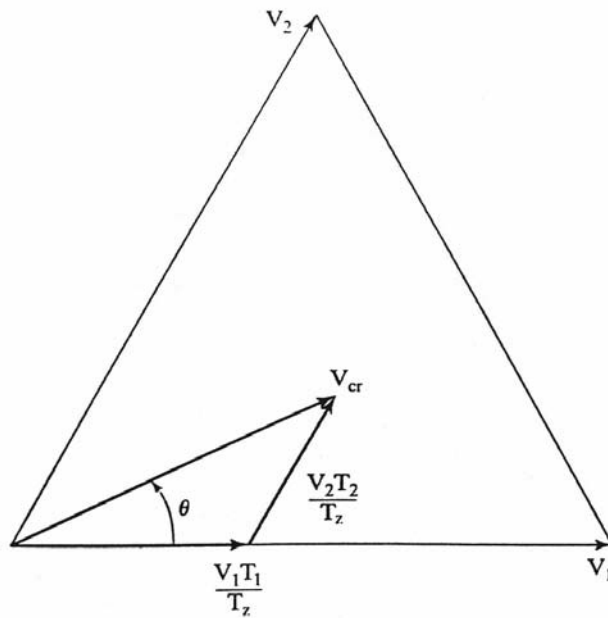
จุดประสงค์ของสวิตช์แบบ SV เป็นการสร้างสัญญาณมอดูเลต V_r ในสายให้มีความใกล้เคียงกับสัญญาณไซน์ซอซด์ V_r ซึ่งมี 8 SV ($V_n, n = 0, 2, \dots, 7$) อย่างไรก็ตามถ้าสัญญาณการมอดูเลต V_c ถูกวางให้อยู่ระหว่างเวกเตอร์ V_n และ V_{n+1} จะส่งผลให้เวกเตอร์ศูนย์จำนวนสองเวกเตอร์ และ SV เวกเตอร์ที่เป็นศูนย์ ($V_z = V_0$ หรือ V_7) จะถูกใช้เพื่อให้ได้แรงดันในสายสูงสุดที่ตกคร่อมโหลด พร้อมกับทำให้ความถี่การสวิตช์มีค่าน้อยที่สุด

เวกเตอร์ V_r ของส่วนที่หนึ่ง (แสดงในรูปที่ 2.20) สามารถพิจารณาได้จากเวกเตอร์ V_1 และ V_2 และ หนึ่งเวกเตอร์ศูนย์ (V_0 หรือ V_7) ในความหมายอีกนัยหนึ่ง สเตตของ V_1 แอคทีฟเป็นช่วงเวลา T_1 แอคทีฟเป็นช่วงเวลา ในขณะที่ V_2 แอคทีฟเป็นช่วงเวลา T_2 สำหรับ T_z เป็นช่วงเวลาแอคทีฟของเวกเตอร์ศูนย์ (V_0 หรือ V_7)

เมื่อพิจารณาความถี่การสวิตช์ที่สูงเพียงพอสำหรับการทำงาน เวกเตอร์อ้างอิง $\mathbf{V}_r$ สามารถถูกอนุมานให้มีค่าคงที่ตลอดหนึ่งคาบเวลาของการสวิตช์ และจากสาเหตุที่เวกเตอร์ $\mathbf{V}_1$ และ $\mathbf{V}_2$ มีค่าคงที่ และ เวกเตอร์ $\mathbf{V}_z$ มีค่าเป็นศูนย์ ทำให้เราสามารถกำหนดให้เวลาของการสวิตช์ได้ตามสมการ

$$\mathbf{V}_r \times T_s = \mathbf{V}_1 \times T_1 + \mathbf{V}_2 \times T_2 + \mathbf{V}_z \times T_z \quad (2.23)$$

สมการข้างต้นอธิบายถึงหลักการของ SVM ซึ่งอาศัยเวกเตอร์ SV จำนวนสองเวกเตอร์ที่อยู่ใกล้กันที่มีวงรอบเวลาการทำงานที่เหมาะสม โดยกายภาพของวิธี SVM แสดงในรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 การหาค่าเวลาสวิตช์ของ SVM

เมื่อพิจารณาเวกเตอร์ SV ในระบบพิกัดเชิง สมการที่ (2.20) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$T_s \mathbf{M} \begin{pmatrix} \cos\left(\frac{\pi}{6} + \theta\right) \\ \sin\left(\frac{\pi}{6} + \theta\right) \end{pmatrix} = T_1 \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \\ \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) \end{pmatrix} + T_2 \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} \cos\left(\frac{\pi}{2}\right) \\ \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) \end{pmatrix} + T_z 0 \quad (2.24)$$

เมื่อพิจารณาส่วนจำนวนจริง และจำนวนจินตภาพ ทั้งสองข้างของสมการข้างต้น

$$T_s M \cos\left(\frac{\pi}{6} + \theta\right) = T_1 \frac{2}{\sqrt{3}} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) + T_2 \frac{2}{\sqrt{3}} \cos\left(\frac{\pi}{2}\right)$$

$$T_s M \sin\left(\frac{\pi}{6} + \theta\right) = T_1 \frac{2}{\sqrt{3}} \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) + T_2 \frac{2}{\sqrt{3}} \sin\left(\frac{\pi}{2}\right)$$

ค่าคาบเวลา T_1 และ T_2 คำนวณได้จาก

$$T_1 = T_s M \frac{\sqrt{3} \cos\left(\frac{\pi}{6} + \theta\right)}{2 \cos\left(\frac{\pi}{6}\right)} = T_s M \cos\left(\frac{\pi}{6} + \theta\right) = T_s M \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (2.25)$$

$$T_2 = T_s M \frac{\sqrt{3} \sin(\theta)}{2 \sin\left(\frac{\pi}{6}\right)} = T_s M \sin(\theta) \quad (2.26)$$

$$T_0 = T_z = T_s - T_1 - T_2 \quad (2.27)$$

โดยที่ M เป็นครรรชนีการมอดดูเลต

θ เป็นมุมระหว่าง $\mathbf{V}_r$ และ $\mathbf{V}_n$

T_s เป็นคาบเวลาของการสวิตช์รวม

T_0 เป็นคาบเวลาของเวกเตอร์แรงดัน $\mathbf{V}_0, \mathbf{V}_7$

T_1 เป็นคาบเวลาของเวกเตอร์แรงดัน $\mathbf{V}_1$

T_2 เป็นคาบเวลาของเวกเตอร์แรงดัน $\mathbf{V}_2$

สำหรับส่วนที่ 2 ถึง 6 เราสามารถที่จะพิจารณาได้เหมือนกับกรณีส่วนที่หนึ่ง เพื่อคำนวณหาเวลาสแตต โดยสมมุติให้อินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่คงที่ และ T_s ยังคงมีค่าคงที่

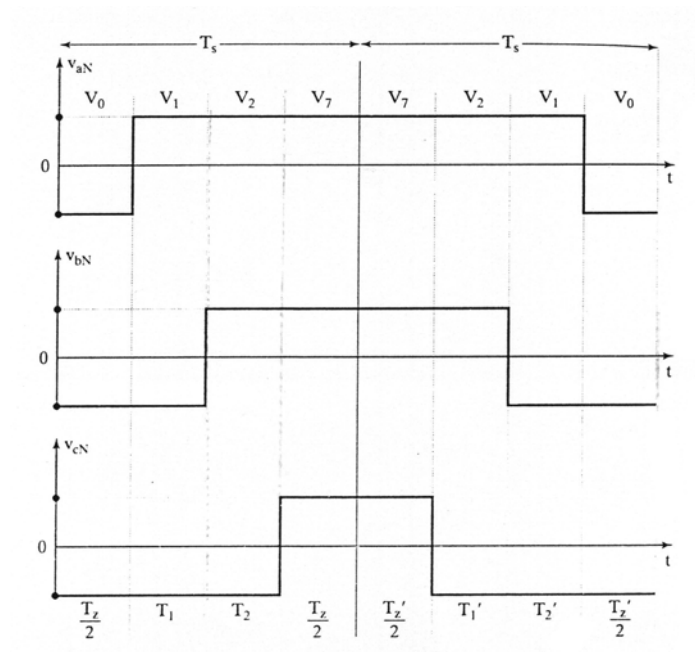
ลำดับการสวิตช์ SV

ลำดับการสวิตช์ SV ถูกนำมาพิจารณาเพื่อให้แรงดันไฟฟ้าในสายมีความสมมาตรและลดผลของฮาร์มอนิกสูง นอกจากนี้ในการที่จะลดค่าความถี่ของการสวิตช์ จำเป็นที่จะต้องทำการจัดเรียงลำดับการสวิตช์ในทิศทางไปสู่ลำดับต่อไปโดยการสวิตช์เพียงหนึ่งกึ่งของชุดขับ ณ.เวลาหนึ่ง ถึงแม้ว่าการทำงานในลักษณะแบบนี้จะไม่ใช่วิธีทางสมมาตรในการสร้างลำดับการสวิตช์ SV

โดยสถานะของลำดับการสวิตช์เป็น V_z, V_n, V_{n+1}, V_z (โดยที่ V_z เป็นตัวเลือกระหว่าง V_0 และ V_7)

จากรูปที่ 2.20 พิจารณาเวกเตอร์อ้างอิงในส่วนที่หนึ่ง ลำดับของการสวิตช์เป็น $V_0, V_1, V_2, V_7, V_7, V_2, V_1, V_0$ ช่วงเวลา $T_z (= T_0 = T_7)$ สามารถแยกและกระจายที่ได้จุดเริ่มต้นและจุดสิ้นสุดของคาบเวลาการสุม T_s

รูปที่ 2.22 แสดงลำดับการสวิตช์ และส่วนประกอบของแรงดันไฟฟ้าสามเฟสเอาต์พุต ในช่วงสองคาบเวลาการสุม โดยทั่วไปช่วงเวลาของเวกเตอร์ศูนย์จะมีการกระจายที่เท่าๆกัน ด้วยคาบเวลา $T_z/2$ ทั้งที่จุดเริ่มต้นและจุดสิ้นสุด



รูปที่ 2.22 รูปแบบของ SVM

แรงดันไฟฟ้าเฟส ณ. เวลาใดเวลาหนึ่งสามารถพิจารณาได้จากค่าเวลาเฉลี่ยของ SV ตลอดช่วงหนึ่งคาบเวลาการสวิตช์สำหรับส่วนที่หนึ่ง ดังแสดงได้ตามสมการ

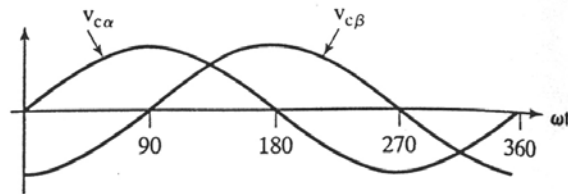
$$v_{aN} = \frac{V_s}{2T_s} \left(\frac{-T_z}{2} + T_1 + T_2 + \frac{T_z}{2} \right) = \frac{V_s}{2} \sin \left(\frac{\pi}{3} + \theta \right) \quad (2.28a)$$

$$v_{bN} = \frac{V_s}{2T_s} \left(\frac{-T_z}{2} - T_1 + T_2 + \frac{T_z}{2} \right) = V_s \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \left(\theta - \frac{\pi}{6} \right) \quad (2.28b)$$

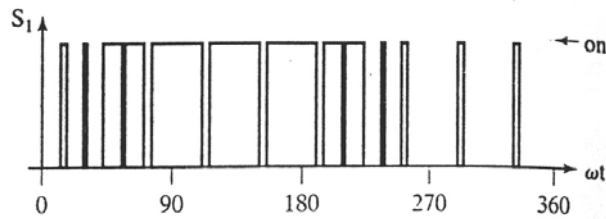
$$v_{cN} = \frac{V_s}{T_s} \left(\frac{-T_z}{2} - T_1 - T_2 + \frac{T_z}{2} \right) = -V_{aN} \quad (2.28c)$$

ในการที่จะลดผลของฮาร์มอนิกที่ไม่พึงประสงค์จากการมอดดูเลตโดยวิธี SVM ค่าความถี่สลับที่ถูกลำดับ f_{sn} จะต้องเป็นเลขจำนวนเต็มที่ถูกด้วย 6 โดยที่ $T \geq 6nT_s$ สำหรับ $n = 0, 1, 2, 3, \dots$ ซึ่งการที่จะทำให้แรงดันเอาต์พุตในสายมีความสมมาตร จำเป็นที่ส่วนทั้งหกจะต้องถูกใช้เท่าๆกันในหนึ่งคาบเวลา

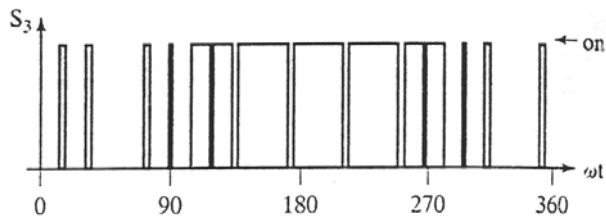
รูปที่ 2.23 แสดงรูปแบบทั่วไปของสัญญาณการมอดดูเลต SV สำหรับ $f_{sn} = 18$ และ $M = 0.8$



(ก) สัญญาณมอดดูเลต

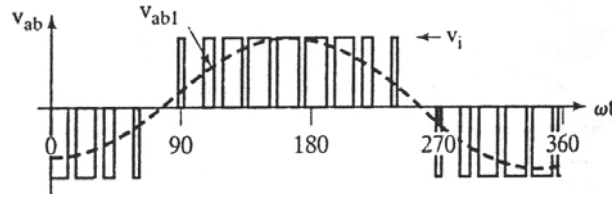


(ข) ช่วงเวลาการสวิตช์ของสวิตช์ S_1



(ค) ช่วงเวลาการสวิตช์ของสวิตช์ S_3

รูปที่ 2.23 รูปสัญญาณ 3 เฟสของการมอดดูเลต space vector ($M = 0.8, f_{sn} = 18$)



(ง) สเปกตรัมของแรงดันไฟฟ้าสลับที่ขาออกของวงจร

รูปที่ 2.23(ต่อ) รูปสัญญาณ 3 เฟสของการมอดูเลต space vector ($M = 0.8, f_{sn} = 18$)

การมอดูเลตเกิน (overmodulation)

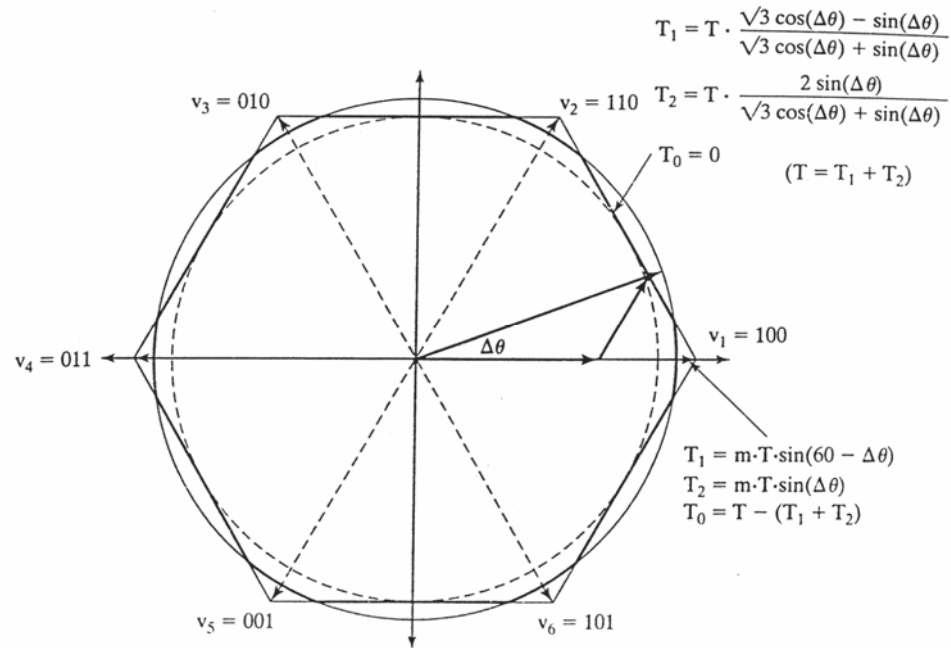
ในกรณีของการมอดูเลตเกิน เวกเตอร์อ้างอิงจะตามแนววงกลม ซึ่งขยายไปจากขอบเขตเดิมของรูปทรงหกเหลี่ยม โดยที่ส่วนของวงกลมที่อยู่ภายในรูปทรงหกเหลี่ยมสามารถใช้สมการ SVM สำหรับการคำนวณหาเวลาสแตต T_n, T_{n+1} และ T_z ตามสมการ (2.25) ถึง (2.27) อย่างไรก็ตามในส่วนของวงกลมที่อยู่ภายนอกรูปทรงหกเหลี่ยมจะถูกจำกัดโดยขอบของรูปทรงหกเหลี่ยมดังแสดงในรูปที่ 2.24 โดยเวลาสแตต T_n และ T_{n+1} ที่สอดคล้องกับกรณี สามารถคำนวณได้จาก

$$T_n = T_s \frac{\sqrt{3} \cos(\theta) - \sin(\theta)}{\sqrt{3} \cos(\theta) + \sin(\theta)} \quad (2.29a)$$

$$T_{n+1} = T_s \frac{2 \sin(\theta)}{\sqrt{3} \cos(\theta) + \sin(\theta)} \quad (2.29b)$$

$$T_z = T_s - T_1 - T_2 = 0 \quad (2.29c)$$

ค่าดัชนีการมอดูเลตสูงสุด M สำหรับ SVM มีค่า $M_{\max} = 2/\sqrt{3}$ สำหรับกรณี $0 < M \leq 1$ อินเวอร์เตอร์ทำงานในโหมด SVM ปกติ และกรณี $M \geq 2/\sqrt{3}$ อินเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดเอาต์พุตหกขั้น โดยการทำงานของโหมดเอาต์พุตหกขั้น จะทำการสวิตช์อินเวอร์เตอร์ตามตารางที่ 2.2



รูปที่ 2.24 การมอดดูเลชันเกิน

ด้วยวิธีนี้ ทำให้จำนวนการสวิตช์ ณ.เวลาหนึ่งๆ มีจำนวนลดลง สำหรับกรณี $1 < M < 2/\sqrt{3}$ อินเวอร์เตอร์จะทำงานในโหมดมอดดูเลชันเกิน ซึ่งโดยปกติแล้วถูกใช้เป็นขั้นตอนของการเปลี่ยนแปลงจากเทคนิคของ SVM ไปสู่การทำงานในโหมดหกขั้น ถึงแม้ว่าการมอดดูเลชันเกินจะยินยอมให้มีการใช้แรงดันไฟฟ้าอินพุตที่มากกว่าเทคนิค SVM แต่จะส่งผลให้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตมีลักษณะไม่เป็นแบบไซน์ซอชด์ โดยเฉพาะที่ความถี่เอาต์พุตต่ำๆ

การเปรียบเทียบเทคนิค PWM

เทคนิคการมอดดูเลชันถูกนำมาใช้ในการสร้างรูปสัญญาณความถี่หรือรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา ซึ่งเป็นที่ทราบกันดีว่าสัญญาณมอดดูเลชัน PWM ที่ใช้ในการสวิตช์อินเวอร์เตอร์นั้นถูกสร้างมาจากการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณพาหุรูปคลื่นสามเหลี่ยม ความถี่สูงและสัญญาณไซน์ซอชด์อ้างอิงสามสัญญาณ ซึ่งหลักการพื้นฐานนี้ได้ถูกนำมาพัฒนาสร้างทั้งทางแอนะล็อกและดิจิทัลสำหรับการแปลงกำลังงาน

สัญญาณ PWM ได้รับความนิยมในการประยุกต์ใช้งานกับระบบไฟฟ้าสามเฟส เนื่องจากองค์ประกอบฮาร์มอนิกที่สามที่ถูกขจัดออก และ การใช้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงในการสร้างสัญญาณ PWM ในขณะที่วิธี SV ไม่ได้พิจารณาแยกส่วนในแต่ละเฟสแรงดันไฟฟ้าเหมือนกับกรณีของ PWM แต่แรงดันไฟฟ้าทั้งสามเฟสซึ่งถูกพิจารณาภายในระบบอ้างอิงสองมิติ (ระนาบ $\alpha - \beta$) และ เวกเตอร์อ้างอิงจะถูกประมวลผลเป็นชุดเดียวกัน นอกจากนี้วิธี SVM ยังมีข้อดีในแง่ฮาร์มอนิก

ที่ต่ำ และ ครรชนีการมอดดูเลตที่สูง โดยเฉพาะการพัฒนาในเชิงดิจิทัลที่ใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ชิฟเดี่ยว จากคุณสมบัติที่ ยืดหยุ่นในการควบคุม ทำให้วิธี SVM ได้รับความนิยมในการประยุกต์ใช้งานด้านการแปลงกำลังงาน และการควบคุมมอเตอร์

ตารางที่ 2.3 แสดงผลรวมของการมอดดูเลตประเภทต่างๆสำหรับอินเวอร์เตอร์สามเฟส ที่ $M = 1$

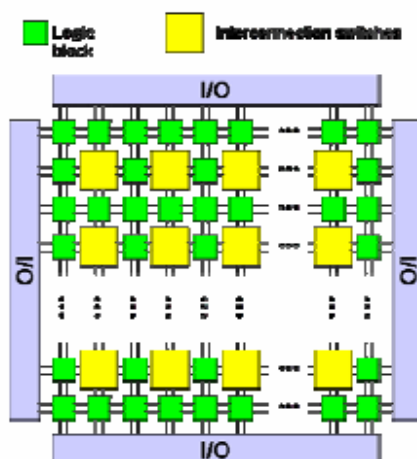
Modulation Type	Normalized Phase Voltage, V_p/V_s	Normalized Line Voltage, V_L/V_s	Output Waveform
Sinusoidal PWM	0.5	$0.5 \times \sqrt{3} = 0.8666$	Sinusoidal
60° PWM	$1/\sqrt{3} = 0.57735$	1	Sinusoidal
Third-harmonic PWM	$1/\sqrt{3} = 0.57735$	1	Sinusoidal
SVM	$1/\sqrt{3} = 0.57735$	1	Sinusoidal
Overmodulation	Higher than the value for $M = 1$	Higher than the value for $M = 1$	Nonsinusoidal
Six-step	$\sqrt{2/3} = 0.4714$	$\sqrt{2/3} = 0.81645$	Nonsinusoidal

2.14 FPGA (Field Programmable Gate Array)

เอฟพีจีเอ(FPGA) คือวงจรรวมชนิดหนึ่งที่พัฒนา หรือขยายความสามารถให้มากกว่า PLA/PLD (Programmable logic array/Programmable logic device) ซึ่งภายในประกอบไปด้วยเกตจำนวนมาก และความเร็วที่เพิ่มขึ้น สำหรับการรองรับการใช้งานในระบบที่มีความซับซ้อนมากขึ้นกว่า PLA/PLD ตัว FPGA นั้นเป็นส่วนผสมระหว่างฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์ นั่นคือสามารถนำมาใช้งานเป็นฮาร์ดแวร์ที่สามารถโปรแกรมได้ (Programmable) หรือเปลี่ยนลักษณะของการทำงานได้ (Reconfigurable) เหมือนซอฟต์แวร์ ทำให้มีความยืดหยุ่นในการใช้งานสูง ทำให้ FPGA เริ่มเป็นที่นิยมมากขึ้นในปัจจุบัน นอกจากความง่ายในการออกแบบแล้ว ยังสามารถกำจัดความเสี่ยงในการออกแบบ เพราะสามารถนำมาโปรแกรมใหม่ได้ตลอดเวลา ต่างจากวงจรที่เป็นฮาร์ดแวร์ซึ่งไม่สามารถแก้ไขวงจรที่ออกแบบได้อีก โดย FPGA ในปัจจุบันมีความจุเกตเพิ่มขึ้นมากกว่าช่วงเริ่มแรกที่มีเกตไม่กี่ร้อยตัว ซึ่งปัจจุบันสามารถทำได้หลายล้านตัวในชิพ FPGA เพียงตัว ทำให้สามารถทำการ โปรแกรมได้วงจรที่ซับซ้อน และใหญ่ขึ้น

ซึ่งคุณสมบัติของ FPGA ส่วนใหญ่แล้วภายในจะประกอบไปด้วย ลอจิกเซลล์ที่สามารถโปรแกรมได้ หน่วยความจำ RAM , DSP block มีพอร์ต I/O เป็นจำนวนมาก และยังสามารถส่งข้อมูลแบบอนุกรมที่มีความสูงมากกว่า 600Mb/s (Multi-gigabit transceiver) เมื่อนำไปเปรียบเทียบกับ

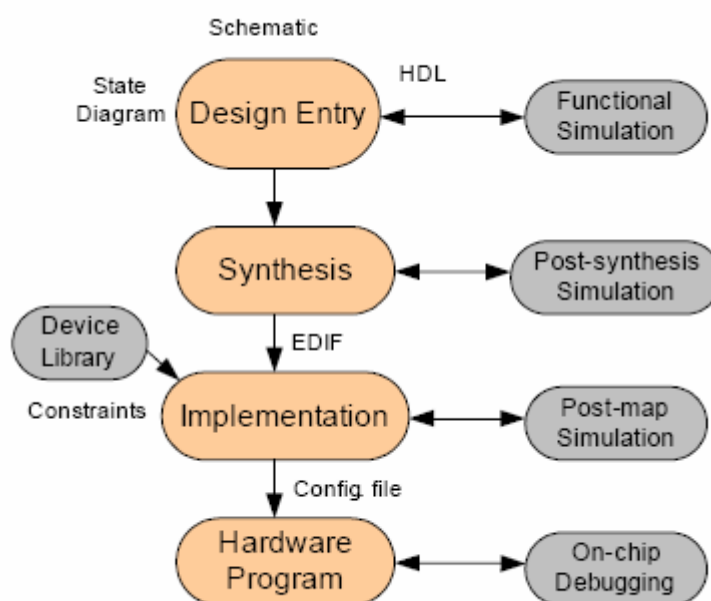
กับไมโครคอนโทรลเลอร์เช่น MSC-51 หรือ ตระกูล PIC แล้ว FPGA มีข้อได้เปรียบมากกว่าตรงที่สามารถนำเอาวงจรที่ออกแบบทั้งหมด นำมาโปรแกรมไว้ใน FPGA ได้โดยไม่ต้องต่อลอจิกเกตภายนอกเพิ่มเติม ทั้งยังสามารถจำลองไมโครคอนโทรลเลอร์ไว้ภายในตัวด้วย อีกทั้งยัง



รูปที่ 2.25 แสดงโครงสร้างภายใน FPGA

มีความเร็วของสัญญาณนาฬิกาที่สูงกว่ามาก เช่น FPGA เบอร์ XC2S100 ที่ใช้มีสัญญาณนาฬิกา 160MHz

ส่วน MCS-51 และ PIC16F72 จะมีสัญญาณนาฬิกา 20MHz ส่วนข้อดีของ FPGA คือราคาเมื่อเทียบกับ ไมโครคอนโทรลเลอร์แล้วยังแพงกว่า แต่เมื่อเทียบกับระบบรวมแล้วที่ไม่ต้องต่อลอจิกเกต ภายนอก ไม่ต้องทำแผ่นวงจรพิมพ์ PCB ในส่วนของภาคดิจิทัลที่ออกแบบเพิ่ม จะทำให้ราคาของระบบมีราคาใกล้เคียง หรือถูกกว่า



รูปที่ 2.26 แสดงขั้นตอนออกแบบบน FPGA

ส่วนในการออกแบบวงจรดิจิทัลด้วย FPGA นั้นต่างจากไมโครคอนโทรลเลอร์ในลักษณะเป็นการออกแบบฮาร์ดแวร์ หรือวงจรดิจิทัล แทนที่จะเป็นซอฟต์แวร์ หรือตัวโปรแกรมโดยตรง ซึ่งทั่วไปมีองค์ประกอบ 4 ส่วนหลักๆด้วยกันคือ

Design Entry เป็นขั้นตอนของการรับข้อมูลของการออกแบบเข้าไปในระบบ โดยทั่วไปสามารถทำได้หลายทาง เช่นโดยใช้ Schematic design entry คืออุปกรณ์มาจากไลบรารีของ FPGA หรือโดยใช้ภาษา HDL อย่างเช่น VHDL หรือ Verilog ซึ่งออกแบบโดยใช้ภาษาขั้นสูงนั้นมีข้อดีกว่าคือ ไม่ขึ้นกับเทคโนโลยี หรือตัวชิพที่จะถูกโปรแกรม ดังนั้นผู้ออกแบบไม่จำเป็นต้องรู้ถึงลักษณะการเชื่อมต่อของวงจร ตัวอย่างเช่นการสร้างตัวบวก(adder)ที่ทำการบวกข้อมูล a กับ b เข้าด้วยกัน ก็เพียงแค่เพิ่มบรรทัด $z = a+b$; เข้าไปเท่านั้น ส่วนการทดสอบความถูกต้องเป็นในลักษณะการตรวจสอบระดับฟังก์ชันการทำงาน (Function simulation) โดยใช้ซอฟต์แวร์สำหรับจำลองการทำงาน ซึ่งจะไม่มีข้อมูลเกี่ยวกับคิเลย์ให้เห็น

Synthesis ขั้นตอนนี้จะเกี่ยวข้องกับการแปลงแบบที่ได้ออกแบบจาก Schematic หรือ HDL ให้เป็นวงจรลอจิก โดยจะมีขั้นตอนย่อยๆคือการสังเคราะห์วงจร (Logic synthesis) ซึ่งโดยปกติแล้วจะมีขั้นตอนการ optimization ด้วยเพื่อให้ได้วงจรที่ใช้ทรัพยากรน้อยที่สุด หรือทำงานได้เร็วที่สุด ผลลัพธ์จากขั้นตอนนี้จะเป็น EDIF (Electronic design intermediate form) ซึ่งเป็นไฟล์ที่อธิบายการเชื่อมต่อ (Netlist) และยังไม่ขึ้นกับเทคโนโลยี นั่นหมายถึงว่าเป็นมาตรฐานที่ตัวเครื่องมือในการออกแบบ (Design tools) ส่วนมากจะสามารถเข้าใจไฟล์ชนิดนี้ได้ การจำลองการทำงานในขั้นตอนนี้จะเป็นลักษณะของ Post-synthesis simulation ซึ่งจะไม่มีการจำลองเกี่ยวกับคิเลย์ให้เห็นเช่นกัน แต่ผลการจำลองจะได้มาจาก EDIF ไฟล์

Implementation หลังจากได้ Netlist file มาแล้วจะเป็นการแมป(MAP) ให้เข้ากับเทคโนโลยี หรือตัวชิพที่จะใช้งาน(Technology mapping) เช่นโดยส่วนมากแล้ว FPGA จะเป็นเทคโนโลยีแบบ LUT (Look-up table) และหลังจากนั้นก็ทำการวางตำแหน่ง (Placement) ของลอจิกต่างๆ แล้วทำการเชื่อมต่อสายสัญญาณ (Routing)ก่อนที่จะได้ไฟล์สำหรับโปรแกรมลงชิป (Reconfiguration file) การจำลองการทำงานในระดับนี้จะสามารถดูคิเลย์ตามจุดต่างๆได้หลังจากมีการสร้างขึ้นจริงๆตามเทคโนโลยี หรือตัวชิพที่จะใช้งาน

Hardware Program การโปรแกรมอุปกรณ์หรือชิพ FPGA นั้นเราสามารถทำได้ ด้ทันที รวมทั้งการปรับเปลี่ยนแก้ไขได้ตลอดเวลา โดยกลับไปทำตั้งแต่ต้น ก่อนที่จะทำการโปรแกรม

ทดสอบการทำงานจริงๆได้โดย ไม่มีค่าใช้จ่าย หรือความเสียหายเกิดขึ้น ซึ่งเหมือนกับไมโครคอนโทรลเลอร์นั่นเอง ดังนั้นชิพ FPGA จึงอาจถูกเรียกว่าฮาร์ดแวร์ที่สามารถโปรแกรมได้ (Reprogrammable hardware)

ความสามารถของ FPGA นั้นสูงกว่าไมโครคอนโทรลเลอร์มาตามทีกล่าวนมาแล้ว โดยตัวชิพ FPGA ทำงานที่ความถี่ 300MHz นั้นเร็วกว่า 1GHz 32bit processor (ที่ต้องทำการประมวลผลโปรแกรมทีละบรรทัด) หลายเท่าตัว เนื่องจากการทำงานบน FPGA นั้นเป็นลักษณะของฮาร์ดแวร์ที่สามารถทำงานได้พร้อมๆกันเป็นแบบขนาน ส่วนราคาจะสูงตามประสิทธิภาพ