

บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบัน มอเตอร์ในโรงงานอุตสาหกรรมส่วนมากเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส อีกทั้งยังสามารถต่อใช้งานกับระบบไฟฟ้าของไทยได้โดยตรง เนื่องจากเป็นระบบไฟฟ้ากระแสสลับ ดังนั้นการควบคุมการทำงานของมอเตอร์ให้เหมาะสมจึงมีความสำคัญอย่างยิ่งเพื่อให้การขับเคลื่อนเป็นเชิงเส้น ตลอดทุกความเร็วรอบและ โหลดขนาดต่างๆ

1.1 ความสำคัญของปัญหา

1. การควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะ ไม่เป็นเชิงเส้น จะควบคุมแรงบิดได้ยาก
2. การควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะมีปัญหาการทำงานในรอบต่ำ
3. การควบคุมแรงบิดจะต้องควบคุมแวกเตอร์ของแรงดันและกระแสให้มีความสัมพันธ์กัน

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. ตัวขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ แบบ Vector Control
2. เพื่อประยุกต์การนำไปใช้งาน กับ โหลดต่างๆ
3. เพื่อเปรียบเทียบการทำงานของระบบ ที่มีชุดควบคุม และ ไม่มีชุดควบคุม
4. เพื่อวิเคราะห์ผลการทำงาน และ ปัญหา

1.3 ขอบเขตของโครงการ

1. สร้างตัวขับเคลื่อนการทำงานของ Motor 3Phase ขนาด 1 HP 380 V แบบ Vector Control
2. สร้างโปรแกรมกระบวนการแปลง Space Vector ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์
3. สร้างตัวขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยวงจร Gate – driver Control และ วงจร Feed – back Control

1.4 ประโยชน์ของโครงการ

1. สามารถออกแบบ และจัดสร้างตัวขับเคลื่อนการทำงานของ Motor 3 Phase
2. เพื่อความเข้าใจหลักการการทำงานของ Vector Control
3. เพื่อความเข้าใจหลักการการทำงานของ มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส
4. ได้เรียนรู้หลักการการทำงานและการใช้งาน ไมโครคอนโทรลเลอร์
5. ได้รับความรู้เพิ่มเติมเกี่ยวกับการทำงานของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ
6. สามารถทำให้มีประสิทธิภาพที่ดีขึ้น เมื่อเทียบกับราคาของต่างประเทศ

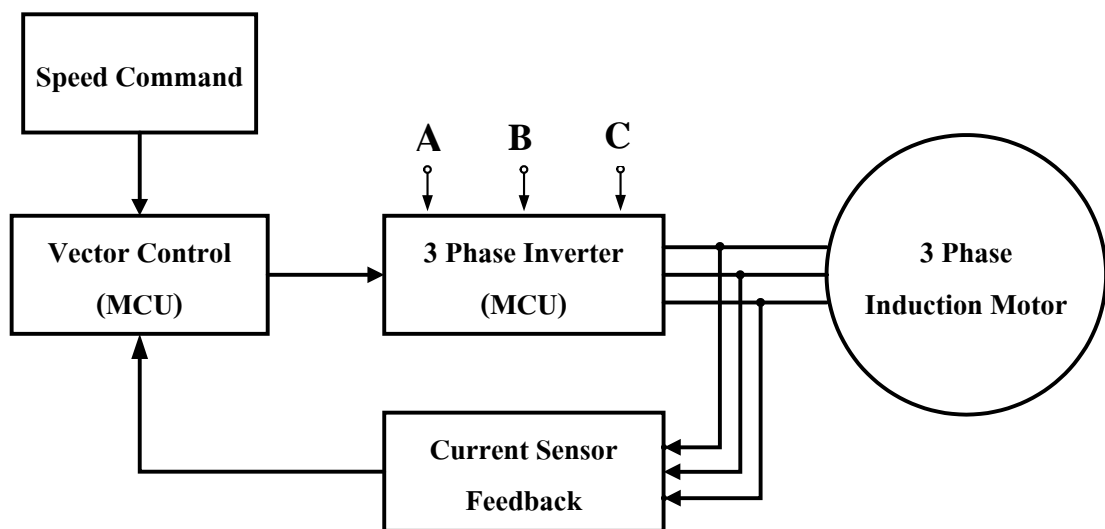
1.5 งานวิจัยที่ผ่านมา

1. การออกแบบวงจรขยายป้อนกลับกระแสแรงดัน (Design of Low – Voltage Current Feed – back Amplifier) บทความวิจัยนี้มีจุดประสงค์ เพื่อออกแบบวงจรการใช้งาน วงจรขยายป้อนกลับกระแสที่มีแหล่งจ่ายค่า แบบใหม่ โดยที่ส่วนของอินพุตถูกออกแบบเป็นแบบ folded-cascade class-AB และระบบทำงานที่แหล่งจ่ายแรงดันค้ำที่ $2V_{TH} + 2V_{DS(SAT)}$ ซึ่งวงจรจะสามารถปรับกระแสการไบอัสวงจรด้วยตัวเอง ทำให้ระบบทำงานมีประสิทธิภาพสูง วงจรแสดงผลตามที่ต้องการได้ โดยการจำลองวงจรการทำงาน MOSIS 0.5 μ m MOS

2. การใช้วิธีควบคุมแบบฟิวส์โอเรียลเตดสำหรับควบคุมการเปลี่ยนความเร็วของเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากังหันลม (Field-Oriented Control For a Variable-Speed Wind Turbine Generator) บทความนี้ได้เสนอการจำลองการทำงาน และสมรรถนะของระบบขับเคลื่อน มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส แบบกรงกระรอก โดยมีกังหันลมเป็นตัวขับเคลื่อนเพื่อให้สามารถทำงานเป็นมอเตอร์และเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเหนี่ยวนำ 3 เฟส ได้ในเวลาเดียวกัน ซึ่งจะใช้วิธีการคำนวณหากระแสเดเตอร์ โดยอาศัยหลักการแบบ field-oriented จากแบบจำลองสำเร็จรูปในโปรแกรม Matlab ส่วนของ Simulink โดยใช้เทคนิคการควบคุมกระแสแบบอะแดปทีฟซีเอสเตอร์รีซีสแบนพีดับบลิวเอ็ล ควบคุมกระแส ส่วนการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ทางด้านแหล่งจ่ายใช้หลักการควบคุมแบบสเกลาร์ เพื่อควบคุมคอนเวอร์เตอร์ให้ทำงานเป็นสวิตช์โหมคคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า! สอนทิสทาง

3. สเปซเวกเตอร์พัลส์วิดท์มอดูเลชันสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบ
 ทันเวลา (Space Vector Pulse Width Modulation for Induction Motor Drives with Real-Time
 Control) บทความนี้นำเสนอการสร้างสัญญาณสัญญาณพัลส์วิดท์มอดูเลชันแบบสเปซเวกเต
 (Space Vector Pulse Width Modulation; SVPWM) แบบทันเวลา ซึ่งระบบควบคุมออกแบบและ
 สร้างด้วย DSP เบอร์ TMS320F2812 ผ่านโปรแกรมคอมพิวเตอร์ MATLAB/SIMULINK เพื่อ
 ควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันสามเฟสสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ
 จากผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าการควบคุมแบบทันเวลาด้วย DSP สามารถประยุกต์ใช้งานกับ
 ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าได้และเมื่อทดสอบกับโหลดมอเตอร์เหนี่ยวนำขนาด 380/660 V 50
 Hz 1 kW 4 poles มีความผิดเพี้ยนฮาร์มอนิกของกระแส (THDi) 9.9 % ความถี่สวิตซ์ 2 kHz

1.6 โครงสร้างของโครงการ



ภาพที่ 1.1 โครงสร้างของโครงการ

1.7 แผนการดำเนินงาน

ตารางที่ 1.1 แผนการดำเนินงาน

ลำดับ	รายละเอียด	EEG 491 2/2554				EEG 492 2/2555			
		ม.ค.	ก.พ.	มี.ค.	เม.ย.	พ.ย.	ธ.ค.	ม.ค.	ก.พ.
1	ศึกษาข้อมูลของ Vector Control	■	■						
2	สร้าง Program Space Vector			■	■				
3	สร้างวงจร Gate Drive				■	■			
4	สร้างวงจร Feed Back					■	■		
5	ทำการปรับปรุงแก้ไขและบันทึกผลการทดลอง						■	■	
6	ทดสอบขับมอเตอร์							■	■

งบประมาณของโครงการ

งบประมาณ

20,000.- บาท

บทที่ 2

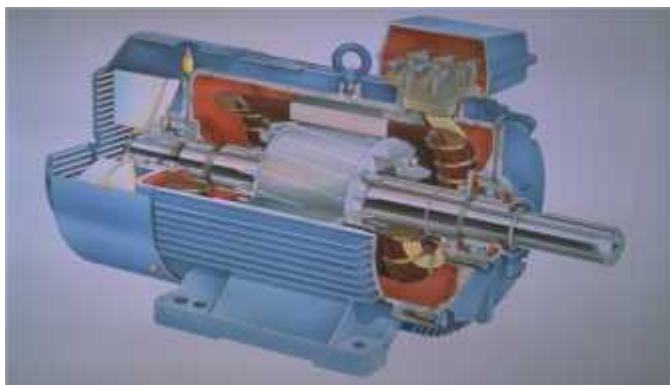
ทฤษฎีบทที่เกี่ยวข้อง

2.1 มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามเฟส

มอเตอร์อินดักชันหรือมอเตอร์ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำ มีใช้งานกันแพร่หลายตั้งโรงงานอุตสาหกรรมขนาดเล็กจนถึงโรงงานอุตสาหกรรมขนาดใหญ่ ในโรงงานอุตสาหกรรมส่วนมากจะใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดสามเฟส เพราะมอเตอร์ชนิดนี้ราคาไม่แพงมากนัก ต้องการการดูแลรักษาน้อยและมีความเร็วรอบคงที่ คือ ความเร็วลดลงจากสภาพไม่มีโหลดจนกระทั่งขับโหลดเต็มที่เพียงไม่กี่เปอร์เซ็นต์แต่มีข้อเสียคือ 1) ควบคุมความเร็วได้ยาก 2) ขณะมีโหลดน้อยจะทำงานที่ Power Factor ต่ำ และต่ำหลัง 3) กระแสไฟฟ้าเริ่มต้นหมุนมักเป็น 5 เท่าหรือ 7 เท่าของกระแสขณะโหลดเต็มที่

2.1.1 โครงสร้างมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

มอเตอร์อินดักชันมีโครงสร้างที่แยกได้เป็น คือ ส่วนใหญ่ ๆ 2



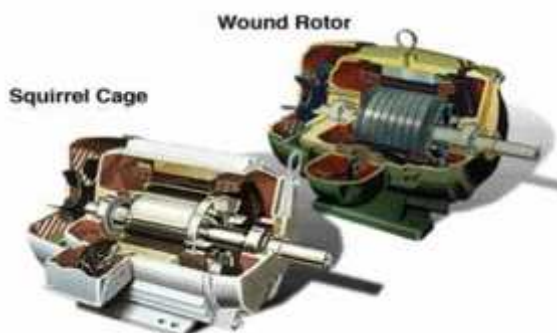
ภาพที่ 2.1 ลักษณะของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

- **สเตเตอร์ (Stator)** โครงสร้างสเตเตอร์ของมอเตอร์อินดักชันทำจาก Cast Iron หรือ Steel โครงสร้างสเตเตอร์จะประกอบด้วยแกนแผ่นอัด(Laminated Core) ที่ทำจากแผ่นเหล็กไฟฟ้า(Electrical Sheet Steel) ที่มีค่าของความซึมซาบได้(Permeability) สูงซึ่งมีความสูญเสียจากฮิสเตอรีซิส(Hysteresis Loss) ต่ำ และมีค่าการสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวน(Eddy-Current Loss) ต่ำอีกด้วยเช่นกัน นอกจากนั้นแล้วขดลวดสเตเตอร์จะถูกจัดไว้เป็นหลายเฟสสำหรับเปลี่ยนความเร็วรอบได้อีกด้วย ฟลักซ์ที่เกิดจากสเตเตอร์จะข้ามจากแกนสเตเตอร์ผ่านช่องว่างอากาศไปยังแกนโรเตอร์ได้



ภาพที่ 2.2 ส่วนที่อยู่ก้นที่ ของสเตเตอร์

- **โรเตอร์ (Rotor)** โรเตอร์ของมอเตอร์อินดักชัน ประกอบด้วยด้วยแกนแผ่นอัดติดตั้งอยู่บนเพลา (Shaft) ซึ่งขดลวดโรเตอร์จะวางอยู่ในช่องของแกนโรเตอร์โดยมีการต่อแบบลัดวงจรไว้ (Short Circuit) หรืออาจจะต่อเข้ากับความต้านทานที่อยู่ภายนอกก็ได้ กระแสไฟฟ้าในขดลวดสเตเตอร์จะเหนี่ยวนำทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าไหลในขดลวดโรเตอร์ในทิศทางที่ตรงข้ามกัน



ภาพที่ 2.3 ตัวโรเตอร์ของมอเตอร์อินดักชัน

มอเตอร์อินดักชันแบ่งตามลักษณะของโรเตอร์ได้เป็น 3 ประเภท คือ มอเตอร์อินดักชันแบบกรงกระรอก (Squirrel Cage Rotor) มอเตอร์อินดักชันแบบพันขดลวด (Wound Rotor) และ มอเตอร์อินดักชันแบบเหล็กตัน (Solid Rotor)

การเหนี่ยวนำที่ทำให้เกิดทอร์กขึ้นเกิดจากการที่สนามแม่เหล็กหมุนของสเตเตอร์ตัดกับลวดตัวนำของมอเตอร์อินดักชันที่มีโรเตอร์เป็นแบบกรงกระรอก โรเตอร์กรงกระรอกของมอเตอร์อินดักชันนั้นมีการลัดวงจรไว้ด้วยวงแหวนนั้นในบางครั้งอาจมีชุดขดลวดโรเตอร์ซ้อนกัน 2 ชุดก็ได้ ซึ่งชุดขดลวดด้านนอกจะมีรีแอกแตนซ์ลีบเนื่อง (Linkage Reactance) น้อยกว่าชุดขดลวดด้านใน โดยที่ชุดขดลวดด้านในจะมีค่ารีแอกแตนซ์รั่ว (Leakage Reactance) เกิดขึ้น

2.1.2 ร่องขดลวดโรเตอร์กรงกระรอก

ร่องขดลวดของโรเตอร์กรงกระรอกจะมีลักษณะของช่องที่วางขดลวดหลายแฉ แต่แต่ละแบบจะให้คุณสมบัติทางไฟฟ้าและการใช้งานแตกต่าง ดังนี้

- ร่องขดลวดกลุ่ม A ทำให้ทอร์กเริ่มเดินเป็นปกติ กระแสไฟฟ้าสตาร์ทเป็นปกติ และสลีปเป็นปกติ

- ร่องขดลวดกลุ่ม B ทำให้ทอร์กเริ่มเดินเป็นปกติ กระแสไฟฟ้าสตาร์ทต่ำ และสลีปเป็นปกติ

- ร่องขดลวดกลุ่ม C ทำให้ทอร์กเริ่มเดินสูง กระแสไฟฟ้าสตาร์ทต่ำ และสลีปเป็นปกติ

- ร่องขดลวดกลุ่ม D ทำให้ทอร์กเริ่มเดินสูง กระแสไฟฟ้าสตาร์ทต่ำ และสลีปสูง

การจัดโรเตอร์กรงกระรอกกลุ่ม A ถึง D ดังกล่าวแล้ว สำหรับโรเตอร์ที่พันด้วยขดลวดนั้นหากเขียนเป็นค่ารีแอกซ์ของสเตเตอร์ และโรเตอร์แล้ว จะเป็นดังนี้

- กลุ่ม A มีอัตราส่วนรีแอกซ์แดนซ์ X_1 และ X_2 คือ 0.5 และ 0.5

- กลุ่ม B มีอัตราส่วนรีแอกซ์แดนซ์ X_1 และ X_2 คือ 0.4 และ 0.6

- กลุ่ม C มีอัตราส่วนรีแอกซ์ X_1 และ X_2 คือ 0.3 และ 0.6

- กลุ่ม D มีอัตราส่วนรีแอกซ์ X_1 และ X_2 คือ 0.5 และ 0.5

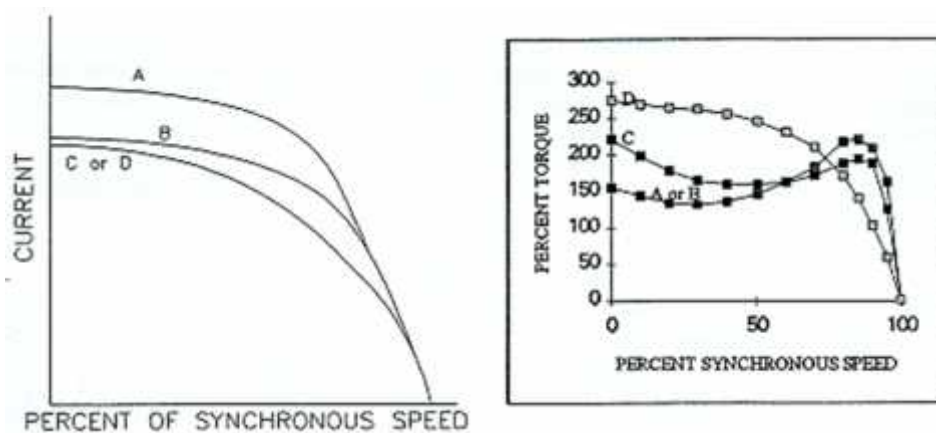
- กรณีที่โรเตอร์พันด้วยขดลวดมีอัตรารีแอกซ์ X_1 และ X_2 คือ 0.5 และ 0.5

โดยปกติ ทอร์กขณะเริ่มเดินเครื่องของมอเตอร์อินดักชันกลุ่ม A จะประมาณได้จากจำนวนขั้วของมอเตอร์ ดังนี้

- ชนิด 2-4 ขั้ว ค่าทอร์กเริ่มเดิน 150 % ของทอร์กเต็มพิกัด

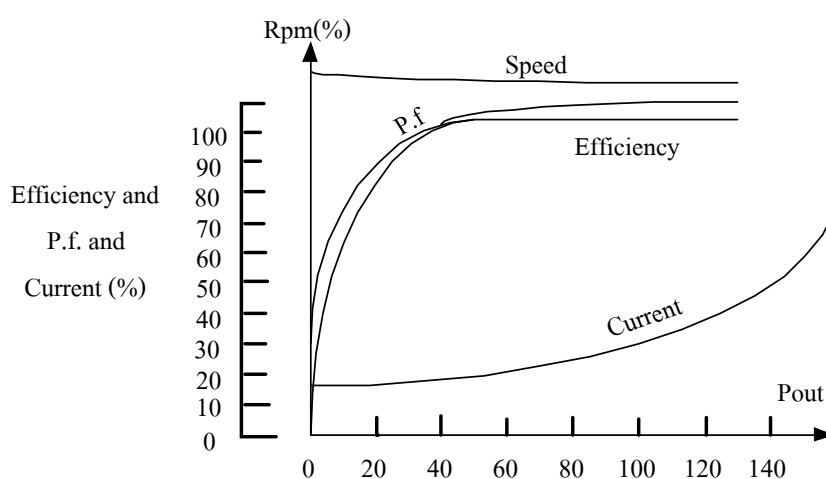
- ชนิด 6 ขั้ว ค่าทอร์กเริ่มเดิน 135 % ของทอร์กเต็มพิกัด

- ชนิด 8 ขั้ว ค่าทอร์กเริ่มเดิน 125 % ของทอร์กเต็มพิกัด



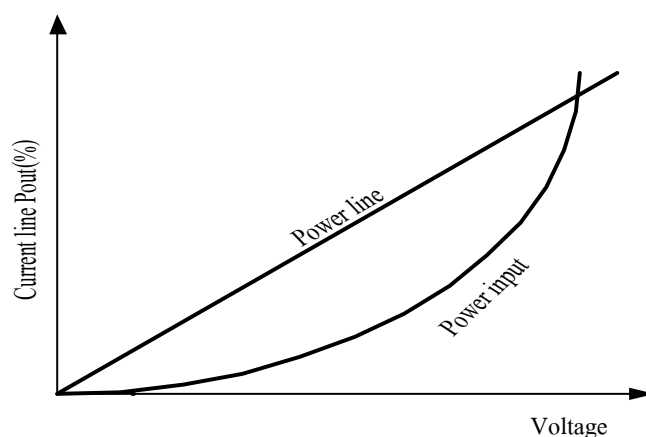
ภาพที่ 2.4 คุณสมบัติทอร์กและความเร็วของมอเตอร์อินดักชันกลุ่มต่างๆ

เมื่อทำการทดสอบอินดักชันแบบ 3 เฟส 4 ขั้ว หากโรเตอร์สามารถปรับค่าความต้านทานได้ในขั้นแรกให้ตั้งค่าความต้านทานของโรเตอร์ไว้สูงที่สุด แล้วป้อนแรงดันกระแสสลับเข้าจันมอเตอร์หมุนด้วยความเร็วคงที่แล้วจึงค่อยๆ ลดความต้านทานของโรเตอร์ลงจนเป็นศูนย์ (ลัดวงจร) หลังจากนั้นจึงทำการเปลี่ยนโหลดไปที่ค่าต่างๆ จะได้ผลตามภาพตัวอย่างในภาพที่ 2.5 จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดที่มอเตอร์อินดักชันมากขึ้นจะทำให้ค่ากระแสไฟฟ้า ค่าประกอบกำลังและค่าประสิทธิภาพมีค่าสูงขึ้นแต่ความเร็วรอบจะลดลง



ภาพที่ 2.5 คุณสมบัติของมอเตอร์อินดักชัน 3 เฟส 4 ขั้ว

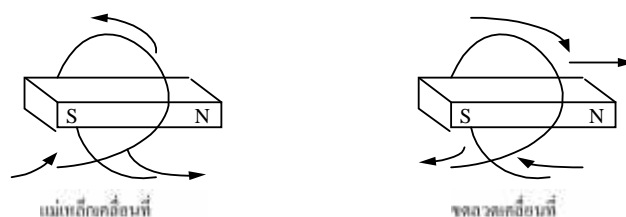
เมื่อทำการทดสอบมอเตอร์อินดักชันแบบ 3 เฟส 4 ขั้ว ในภาวะที่ยึดโรเตอร์ให้อยู่กับที่ หรือไม่ให้มีการหมุน แล้วจึงป้อนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเข้าไปหลังจากนั้นจึงทำการวัดค่าขดกระแสไฟฟ้าและค่ากำลังไฟฟ้า เมื่อ ได้ผลแล้วนำมาแสดงเป็นความสัมพันธ์ของแรงดันไฟฟ้ากระแสไฟฟ้า และกำลังไฟฟ้าได้ตามตัวอย่างในภาพที่ 2.6 การทดสอบในขั้นตอนนี้จะต้องระวังไม่ให้กระแสไฟฟ้าไหลเกินพิกัด โดยจะต้องค่อยๆ เพิ่มแรงดันไฟฟ้าขึ้นทีละน้อย



ภาพที่ 2.6 ผลการทดสอบภาวะครึ่งตัวหมุนของมอเตอร์อินดักชัน 3 เฟส 4 ขั้ว

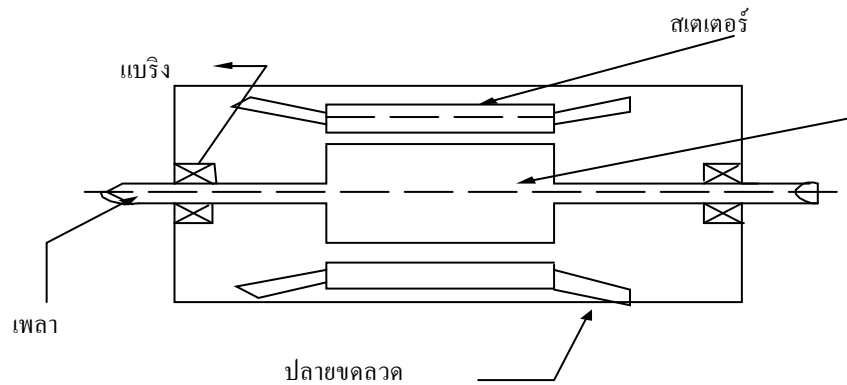
2.1.3 พื้นฐานของเครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสสลับ

จากการนำแนวความคิดของผลจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้าดังกล่าวในภาพที่ 2.7 มารวมกับแนวคิดของการผลัด และดูดของแท่งแม่เหล็ก จะทำให้เกิดแนวคิดที่เป็นหลักการของมอเตอร์ไฟฟ้าได้ ซึ่งเมื่อปล่อยกระแสไฟฟ้าเข้าไปในขดลวด ก็จะสร้างสนามแม่เหล็กไปทำการดูดหรือผลัดแท่งแม่เหล็กที่อยู่ตรงกลางจนเกิดการหมุนขึ้นได้

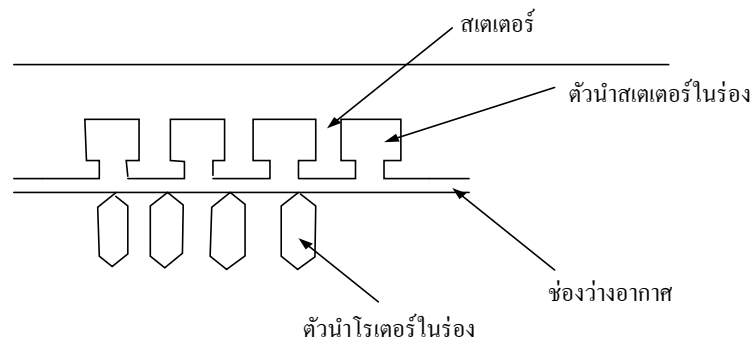


ภาพที่ 2.7 ผลจากการเกิดสนามแม่เหล็กไฟฟ้า

โครงสร้างของมอเตอร์ไฟฟ้าประกอบด้วยสเตเตอร์ซึ่งอยู่กับที่ และ โรเตอร์ซึ่งหมุนไป โดยประกอบด้วยขดหมุนที่อยู่บนเพลาล้อมรอบด้วยแปรงตามภาพที่ 2.8 ขดสเตเตอร์ และ โรเตอร์จะมี ขดลวดต่ออยู่ในร่อง (Slot) มอเตอร์ตามภาพที่ 2.9



ภาพที่ 2.8 ขดหมุนที่อยู่บนเพลาล้อมรอบด้วยแปรง



ภาพที่ 2.9 ขดสเตเตอร์และ โรเตอร์ที่มีขดลวดต่ออยู่ในร่องสล็อต

การเกิดสนามแม่เหล็กหมุนรอบสเตเตอร์ และ โรเตอร์ซึ่งวางอยู่ระหว่างสเตเตอร์ที่อยู่ในสนามแม่เหล็กหมุนดังกล่าว ทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำ และกระแสไฟฟ้าไหลภายในวงจรขดลวดโรเตอร์ขึ้น ซึ่งทิศทางของแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นในโรเตอร์นั้นจะมีทิศทางที่ตรงข้ามกับสเตเตอร์ ทำให้เกิดทอร์กขึ้นได้ หมายถึงทำให้โรเตอร์หมุนได้นั่นเอง

การหมุนของมอเตอร์จะมีความเร็วขึ้นกับจำนวนของมอเตอร์ และความถี่ไฟฟ้าที่ป้อนให้กับมอเตอร์ ซึ่งความเร็วตามพื้นฐานทั่วไปของระบบไฟฟ้านั้น เรียกว่า “ความเร็วซิงโครนัส” พิจารณาได้ จากสูตร

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

เมื่อ N_s = ความเร็วซิงโครนัส
 f = ความถี่ไฟฟ้า
 P = จำนวนขั้วของมอเตอร์

กรณีที่โรเตอร์หมุนด้วยความเร็วต่ำกว่าความเร็วซิงโครนัสความเร็ว ที่แตกต่างดังกล่าว เรียกว่า เกิดการ “สลลิป” (Slip) โดยมีคำนวณ คือ

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

$$N_r = (1 - S)N_s \quad (2.3)$$

$$\text{Slip} = S = \frac{\dot{S}_s - \dot{S}_r}{\dot{S}_s} \quad (2.4)$$

เมื่อ \dot{S}_s = เป็นความเร็วเชิงมุมของความเร็วซิงโครนัส
 \dot{S}_r = เป็นความเร็วเชิงมุมของโรเตอร์
 N_s = เป็นความเร็วรอบของสนามแม่เหล็กหมุนของสเตเตอร์
 N_r = เป็นความเร็วรอบของโรเตอร์
 S = เป็นค่าสลลิป

ซึ่งจะเห็นได้ว่าถ้าหากค่าสลลิปมีค่าเป็น 0 หมายถึง ความเร็วของโรเตอร์จะเท่ากับความเร็วของสนามแม่เหล็กหมุนในสเตเตอร์ ส่วนในกรณีที่สลลิปมีค่าเป็น 1 จะหมายถึง มอเตอร์หยุดหมุนนั่นเอง ซึ่งจากค่าสลลิปดังกล่าวข้างต้น หากจะพิจารณาให้อยู่ในรูปของความเร็วที่ความเร็วสลลิป มีค่าเท่ากับความแตกต่างระหว่างความเร็วสเตเตอร์กับความเร็วโรเตอร์

$$f_s = S.f \quad (2.5)$$

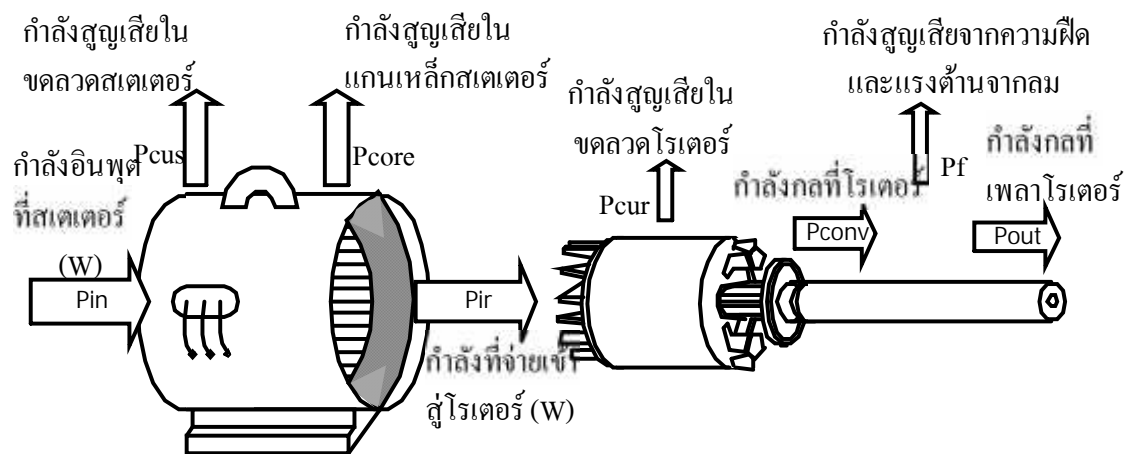
เมื่อ

f = ความถี่ไฟฟ้าที่ป้อนให้มอเตอร์

f_s = ความถี่สลิป

2.1.4 การส่งผ่านกำลังและค่าประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

การวิเคราะห์และพิจารณาเพื่อที่จะลดความสูญเสียในมอเตอร์ลงนั้นถือได้ว่าเป็นกาประหยัดพลังงานได้ทางหนึ่ง ซึ่งตามที่กล่าวมาข้างต้นว่ามอเตอร์มีกำลังสูญเสียแยกได้เป็น 4 ส่วน คือ ความสูญเสียทองแดง ความสูญเสียในแกน ความสูญเสียจากความเสียดทานและลม และความสูญเสียปลิกซ์ย่อยเนื่องจากโพลคนั้น สามารถนำมาเขียนแสดงเป็นภาพการไหลของกำลังจากด้านเข้าและความสูญเสียที่เกิดขึ้นในมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับจนได้เป็นกำลังด้านออกนั้นแสดงได้ตามภาพที่ 2.10



ภาพที่ 2.10 การส่งผ่านกำลังของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

สรุปได้ว่า กำลังด้านเข้าสเตเตอร์เท่ากับผลรวมของกำลังด้านออกจากโรเตอร์กับความสูญเสียทองแดง ความสูญเสียในแกน ความสูญเสียจากความเสียดทานและลม และความสูญเสียปลิกซ์ย่อยเนื่องจากโพลคซึ่งมีค่ากำลังด้านเข้าสเตเตอร์ และกำลังด้านออกจากโรเตอร์นี้ สามารถนำมาคำนวณหาค่าประสิทธิภาพของมอเตอร์ได้

ความสูญเสียในเครื่องจักรกลเชิงโรตารี คือ ประสิทธิภาพ ความร้อน ซึ่งประสิทธิภาพสามารถคำนวณได้ ดังนี้

$$\%y = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100 \quad (2.6)$$

หรือ

$$\%y = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{loss}} \times 100 \quad (2.7)$$

ในขณะที่มอเตอร์หมุนด้วยความเร็วเพิ่มขึ้น ทำให้การสูญเสียเนื่องจากแรงเสียดทานและแรงต้านทานลมมากขึ้น แต่จะทำให้การสูญเสียในแกนลดลง จึงได้รวมการสูญเสียเหล่านี้เข้าด้วยกันเรียกว่า Rotational and Core Losses และจะพิจารณาให้เป็นค่าคงที่ไม่ขึ้นอยู่กับความเร็วรอบที่เปลี่ยนแปลง

กำลังไฟฟ้าอินพุตที่ป้อนให้กับมอเตอร์ (Input Power)

$$P_{in} = 3V_1 I_1 \cos\phi_1 \quad (2.8)$$

กำลังงานสูญเสียเนื่องจากความต้านทานในขดลวดสเตเตอร์ (Stator Copper Loss)

$$P_{cu,1} = 3I_1^2 R_1 \quad (2.9)$$

กำลังงานในช่องว่างอากาศ (Power Across Air-Gap)

$$P_g = 3I_2^2 \frac{R_2}{s} \quad (2.10)$$

กำลังงานสูญเสียเนื่องจากความต้านทานในโรเตอร์ (Rotor Copper Loss)

$$P_{cu,2} = 3I_2^2 R_2 = sP_g \quad (2.11)$$

กำลังงานที่ออกจากโรเตอร์ (Electromagnetic Power)

$$P_{in} = P_g - P_{cu,2} = (1 - S)P_g \quad (2.12)$$

แรงบิดที่ได้จากการเหนี่ยวนำในโรเตอร์

$$T_e = \frac{P_e}{\check{S}_r} = \frac{P_g}{\check{S}_s} \quad (2.13)$$

กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตที่ไปขับโหลด (Output Power)

$$P_{out} = P_e - P_r = T_o \check{S}_r \quad (2.14)$$

แรงบิดทางกล

$$T_o = \frac{P_{out}}{\check{S}_r} \quad (2.15)$$

เมื่อ

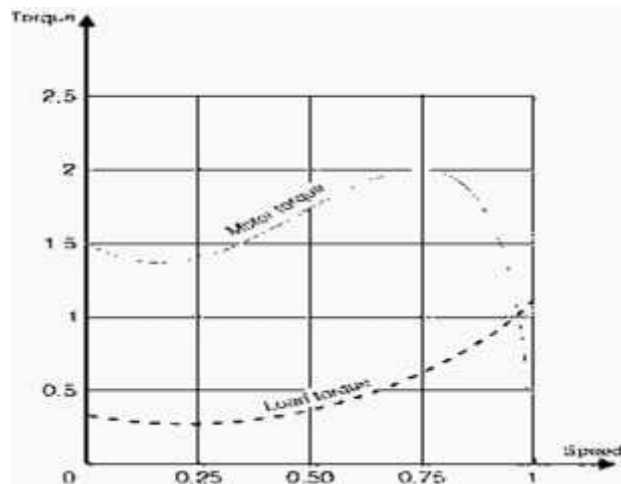
$$\check{S}_s = \frac{2fN_s}{60} \quad (2.16)$$

$$\check{S}_r = \frac{2fN_r}{60} \quad (2.17)$$

2.1.5 ทอร์กของมอเตอร์

ทอร์กเป็นแรงหมุนที่เกิดขึ้นในมอเตอร์ โดยปกติแล้วทอร์กจะมี 10 ชนิดด้วยกัน คือ

- ทอร์กขณะตรึงโรเตอร์ (Lock-rotor Torque) เป็นค่าทอร์กของโรเตอร์ที่ถูกยึดไว้ไม่ให้หมุนเมื่อจ่ายไฟฟ้าให้กับชุดขดลวดด้านเข้าของมอเตอร์ที่พิกัดกำลังไฟฟ้าของมอเตอร์
- ทอร์กเร่ง (Accelerating Torque) เป็นค่าทอร์กที่เกิดขึ้นที่ถูกเร่งขึ้นจากภาวะที่ยังไม่หมุนจนการจ่ายไฟฟ้าด้านเข้าให้มอเตอร์จนเต็มพิกัด
- ทอร์กสุดกำลัง (Breakdown Torque) เป็นค่าทอร์กที่เกิดขึ้นในภาวะที่จ่ายกำลังไฟฟ้าด้านเข้าให้มอเตอร์จนเต็มพิกัด โดยมีความเร็วรอบคงที่
- ทอร์กดึงขึ้น (Pull-Up torque) เป็นค่าทอร์กที่เกิดในภาวะจ่ายกำลังไฟฟ้าด้านเข้าให้มอเตอร์จนเต็มพิกัด ซึ่งทอร์กนี้เกิดขึ้นในช่วงที่โรเตอร์ถูกเร่งขึ้นจากภาวะที่หยุดนิ่ง จนถึงความเร็วรอบที่เกิดภาวะทอร์กสุดกำลังขึ้น
- ทอร์กดึงเข้า (Pull-In Torque) เป็นค่าทอร์กที่เกิดขึ้นระหว่างการเปลี่ยนความเร็วรอบจากความเร็วสลลิป(Slip speed) เป็นความเร็วซิงโครนัส
- ทอร์กแบบความต้านทานแม่เหล็ก (Reluctance Torque) เป็นค่าทอร์กที่มีค่าเฉลี่ยอยู่ระหว่างศูนย์และความถี่ที่เป็น 2 เท่าของความถี่ของระบบไฟฟ้า
- ทอร์กซิงโครนัส (Synchronous Torque) เป็นค่าทอร์กที่ภาวะคงตัว(Steady-state) เมื่อทำงานภาวะซิงโครนัสที่พิกัดกำลังไฟฟ้าด้านเข้า
- ทอร์กโหลดเต็ม (Full Load Torque) เป็นค่าทอร์กที่ต้องการเพื่อให้ได้ผลตามพิกัดด้านออกที่ภาวะความเร็วและกำลังด้านเข้าตามพิกัด
- ทอร์กดึงออก (Pull Out Torque) เป็นค่าทอร์กสูงสุดที่ลดกำลังลง
- ทอร์กขณะตัดวงจร (Breaking Torque) เป็นค่าทอร์กของมอเตอร์ที่ลดความเร็วรอบลงจนถึงความเร็วรอบต่ำสุด



ภาพที่ 2.11 ทอร์กที่เกิดขึ้นในมอเตอร์

2.1.6 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำนี้ อาศัยหลักการในการทำงานเช่นเดียวกับหม้อแปลงไฟฟ้า แต่แตกต่างกันที่ตรงที่มอเตอร์มีส่วนที่เคลื่อนที่หรือหมุนได้ ขดลวดสเตเตอร์และ โรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเปรียบเสมือนขดลวดปฐม (Primary Winding) และขดลวดทุติยภูมิ (Secondary Winding) ตามลำดับ ดังนั้นอาจจะมองมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำเป็นหม้อแปลงไฟฟ้าที่มีช่องว่างอากาศโดยที่ด้านทุติยภูมิมีความต้านทานที่เปลี่ยนแปลงค่า (เนื่องจากด้านทุติยภูมิเคลื่อนที่ได้) ค่อยอยู่

ในที่นี้พิจารณาเฉพาะ Induction Motor ที่ Stator มีขดลวด 3 เฟสที่สมมาตรและต่ออยู่กับแหล่งจ่ายแรงดัน 3 เฟสที่สมมาตร และต่อสมมาตร โดยที่ Induction Motor อยู่ใน Steady-State เพื่อความง่ายจะพิจารณา Induction Motor ซึ่งขดลวด 3 เฟส ถูกต่ออยู่ในลักษณะแบบสตาร์ โดยที่กระแสและแรงดันที่พิจารณาเป็นปริมาณใน 1 เฟส(จาก 3 เฟส แบบสตาร์) เมื่อต่อแรงดันไฟฟ้าเข้ากับขดลวดบน Stator จะทำให้เกิดคลื่นฟลักซ์หมุน(ด้วยความเร็วเชิงโรตอร์) ผ่านขดลวดและเหนี่ยวนำทำให้เกิด Counter Emf ในขดลวดแต่ละเฟสของ Stator

$$V_1 = E_1 + I_1(R_1 + jX_1) \quad (2.18)$$

โดยที่

V_1 = แรงดัน Input ที่วงจร Stator

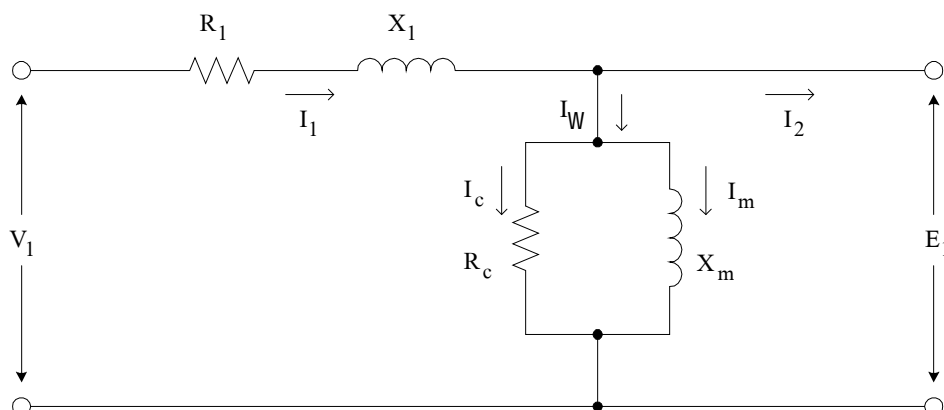
E_1 = Counter Emf เกิดขึ้นเนื่องจากฟลักซ์รั่วในช่องว่างอากาศ

I_1 = กระแสในขดลวดคบน Stator

R_1 = ความต้านทานของขดลวดคบน Stator

X_1 = Leakage Reactance ของขดลวด Stator

สมการที่ 2.18 แสดงถึงความสัมพันธ์ของแรงดันในขดลวด 1 เฟสบน Stator และเป็นปริมาณทางเฟสฟลักซ์รั่วในช่องว่างอากาศเป็นผลมาจาก mmf ซึ่งเกิดจากกระแสในวงจร Stator และ Rotor กระแสในวงจร Stator ถูกแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ กระแสโหลด (Load Component) I_2 และกระแสกระตุ้น (Exciting Component) I_W กระแสโหลดทำให้เกิด mmf ซึ่งหักล้างกันพอดีกับ mmf ที่เกิดจากกระแสในวงจร Rotor กระแสกระตุ้นเป็นกระแสที่ทำให้เกิดฟลักซ์รั่วในช่องว่างอากาศ และฟังก์ชันกับ E_1 (Counter Emf) กระแสกระตุ้นสามารถถูกแยกได้ออกเป็น 2 ส่วน คือ Core Loss Current, I_C ซึ่งมีเฟสเดียวกันกับ E_1 และ Magnetizing Current, I_m ซึ่งมีเฟส Lagging กับ E_1 เป็นมุม 90° ในวงจรสมมูลกระแสกระตุ้นสามารถถูกแสดงไว้ในวงจรขนานที่ประกอบด้วย Core Loss Resistance, R_C และ Magnetizing Reactance, X_m เช่นเดียวกับภาพที่ 2.12



ภาพที่ 2.12 วงจรสมมูลของวงจร Stator 1 เฟส

ปริมาณ R_c และ X_m ตามปกติถูกคำนวณที่ความถี่พิกัดของวงจร Stator และ E_1 ที่ใกล้เคียงกับค่าในขณะที่ Induction Motor ทำงานในเงื่อนไขปกติ ดังนั้น R_c และ X_m จึงถูกสมมติให้มีค่าเดิม (คงที่) ในขณะที่ Induction Motor ทำงานในเงื่อนไขที่ผลเล็กน้อยไปจากปกติ

การเปลี่ยนแปลงของคลื่น mmf ที่เกิดจาก Rotor จะมีผลทำให้กระแสไหลในวงจร Stator เกิดการเปลี่ยนแปลงความสัมพันธ์ของการเปลี่ยนแปลงของทั้ง 2 ปริมาณนี้เกิดขึ้นได้ โดยผ่านตัวกลางคือ ฟลักซ์ในช่องว่างอากาศนั้น คือ ถ้ามีสิ่งหนึ่ง (เช่น Rotor สมมูล) ถูกใส่ลงใน Induction Motor แทนที่ Rotor (จริง) โดยที่สิ่งนั้นมี mmf Power Factor และความเร็วการเคลื่อนที่เช่นเดียวกับสิ่งที่เกิดขึ้นในวงจร Stator ก็จะไม่ทำให้เกิดผลใดๆต่อวงจร Stator ซึ่งการแทนที่ Rotor ด้วยสิ่งดังกล่าวนี้ เป็นความคิดไปสู่การโอนย้าย (Transfer) ปริมาณซึ่งอยู่บน Rotor ไปไว้ที่ Stator และในที่สุด คือ การใช้วงจรสมมูลเพื่อแสดง Induction Motor ใน Steady State เมื่อพิจารณาขดลวดบน Rotor ซึ่งถูกพันให้เกิดจำนวนขั้วและเฟสเท่ากับบน Stator โดยที่ขดลวดบน Stator มีจำนวนรอบประสิทธิภาพเป็น a เท่าของขดลวดบน Rotor ดังนั้นเมื่อพิจารณาผลทางแม่เหล็กของ Rotor (จริง) เทียบกับ Rotor สมมูลซึ่งขดลวดมีจำนวนรอบเท่ากับขดลวดบน Stator โดยที่มีฟลักซ์และความเร็วรอบเท่ากัน จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเหนี่ยวนำ E_{rotor} ที่เกิดขึ้นใน Rotor (จริง) กับที่เกิดขึ้นในวงจรสมมูล E_{2S} คือ

$$E_{2S} = aE_{rotor} \quad (2.19)$$

ถ้า Rotor (จริง) กับ Rotor สมมูล มีความเท่ากันทางแม่เหล็ก ก็แสดงให้เห็นว่า Rotor ทั้ง 2 มีปริมาณ A-T เท่ากัน และความสัมพันธ์ระหว่างกระแสใน Rotor (จริง) I_{rotor} กับใน Rotor สมมูล จะต้องเป็น

$$I_{2S} = \frac{I_{rotor}}{a} \quad (2.20)$$

ผลที่ตามมา คือ ความสัมพันธ์ระหว่าง Leakage Impedance ที่ Slip-Frequency, Z_{2S} ของ Rotor สมมูลกับของ Rotor (จริง) Rotor จะต้องเป็น

$$Z_{2S} = \frac{E_{2S}}{I_{2S}} = \frac{a^2 E_{rotor}}{I_{rotor}} = a^2 Z_{rotor} \quad (2.21)$$

แรงดัน กระแส และอิมพีแดนซ์ใน Rotor สมมูล ถูกกำหนดมาจากปริมาณที่เทียบกับ Stator ดังนั้นแนวความคิดที่อธิบายผ่านมานั้น จึงเป็นเหมือนกับการโอนย้ายปริมาณทางด้านทฤษฎีไปยังด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า โดยมีอัตราส่วนของจำนวนรอบเป็นแฟคเตอร์ในการโอนย้ายเช่นเดียวกับที่ใช้ในทฤษฎีหม้อแปลงไฟฟ้าซึ่งแนวความคิดดังกล่าวใช้ได้กับทั้ง Wound และ Squirrel-Cage Rotor เนื่องจาก Rotor ถูกลัดวงจร ดังนั้น

$$Z_{2S} = \frac{E_{2S}}{I_{2S}} = R_2 + jSX_2 \quad (2.22)$$

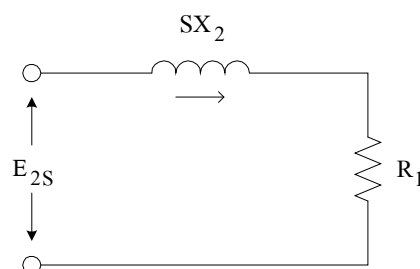
โดยที่

Z_{2S} = Leakage Impedance ที่ Slip-Frequency ของ Rotor ซึ่งโอนย้ายที่ Stator (Referred to Stator)

R_2 = ความต้านทานซึ่งโอนย้ายไปที่ Stator

SX_2 = Leakage Impedance ที่ Slip-Frequency ซึ่งโอนย้ายไปที่ Stator

เนื่องจาก Reactance มีค่าขึ้นอยู่กับความถี่ในวงจร Rotor ซึ่งขึ้นอยู่กับ Slip ดังนั้นจึงถูกกำหนดให้อยู่ในรูป SX_2 ดังนั้น X_2 ก็คือ Leakage Reactance (ของวงจร Rotor) ซึ่งโอนย้ายไปที่ Stator ที่ความถี่ของวงจร Stator วงจรสมมูลที่ Slip Frequency สำหรับ 1 เฟสของ Rotor ซึ่งโอนย้ายไปที่ Stator แสดงได้ดัง ภาพที่ 2.13



ภาพที่ 2.13 วงจรสมมูลของโรเตอร์ที่ Slip Frequency

เนื่องจากความเร็วของคลื่นฟลักซ์ในช่องว่างอากาศเมื่อเทียบกับ Rotor มีค่าเป็น S เท่าของเมื่อเทียบกับ Stator ดังนั้นความสัมพันธ์ระหว่าง Emf ประสิทธิผลของ Rotor และ Stator คือ

$$E_{2S} = SE_1 \quad (2.23)$$

คลื่น mmf ที่เกิดจาก Rotor จะถูกหักล้างพอดีโดยคลื่น mmf ที่เกิดจากกระแสไหลลง I_2 ใน Stator ดังนั้นค่ากระแส

$$I_{2S} = I_2 \quad (2.24)$$

จะได้

$$\frac{E_{2S}}{I_{2S}} = \frac{SE_1}{I_2} \quad (2.25)$$

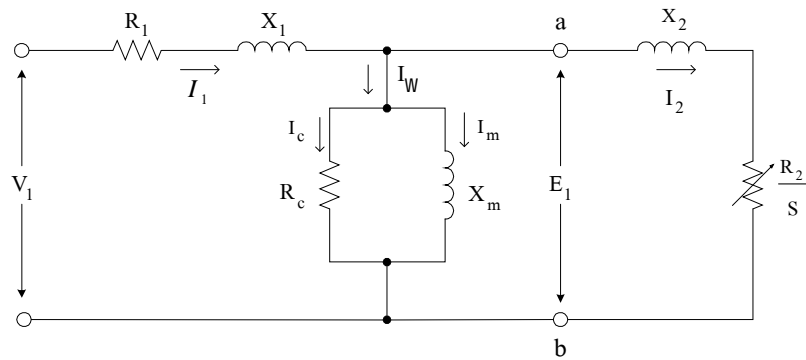
แทนสมการที่ 2.22 ลงในสมการที่ 2.25

$$\frac{E_{2S}}{I_{2S}} = \frac{SE_1}{I_2} = R_2 + jSX_2 \quad (2.26)$$

หรือ

$$\frac{E_1}{I_2} = \frac{R_2}{S} + jX_2 \quad (2.27)$$

ซึ่งสมการที่ 2.27 แสดงค่าที่เกิดขึ้นที่ Stator โดยเป็นผลมาจากเงื่อนไขทางแม่เหล็กในช่องว่างอากาศซึ่งทำให้เกิดแรงดันเหนี่ยวนำ E_1 และกระแสไหลลง I_2 ซึ่งเงื่อนไขนี้มีลักษณะเช่นเดียวกันกับการต่ออิมพีแดนซ์เข้ากับแรงดัน E_1 โดยเหตุนี้ผลมาจาก Rotor จึงสามารถถูกรวมเข้าไว้ในวงจรสมมูล ดังภาพที่ 2.12 ได้ในที่สุดจะได้วงจรสมมูลดังที่แสดงในภาพที่ 2.14

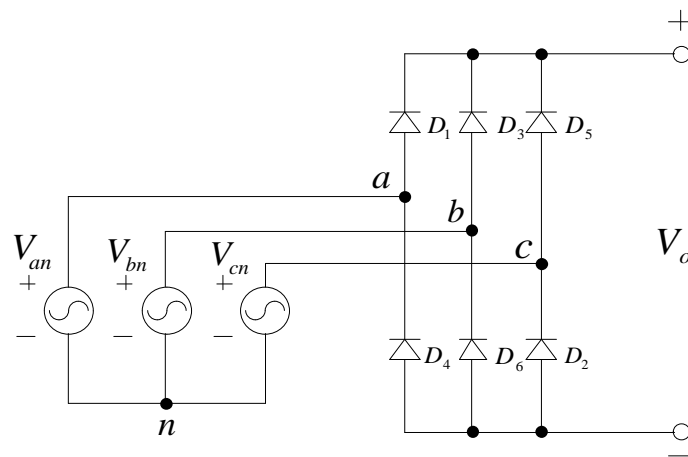


ภาพที่ 2.14 วงจรสมมูลต่อเฟสของมอเตอร์อินดักชัน

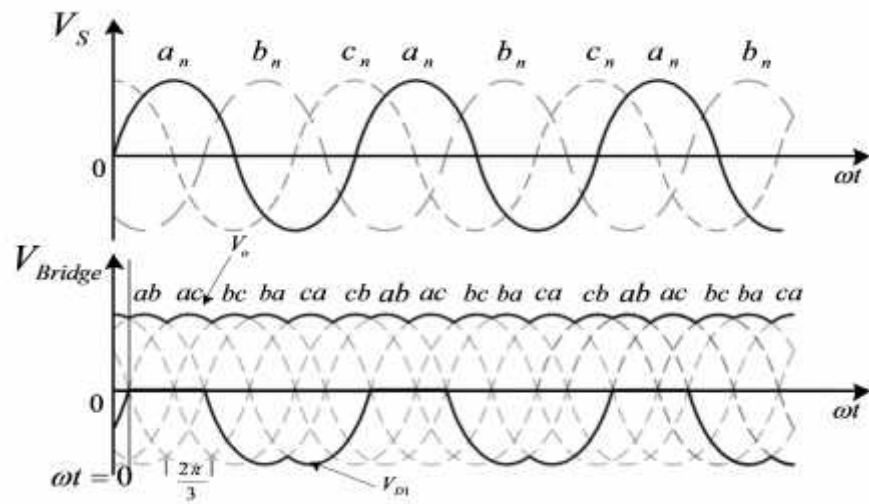
2.2 วงจรเรียงกระแส 3 เฟส (Three phase Rectifier)

2.2.1 วงจรเรียงกระแส 3 เฟสแบบบริดจ์

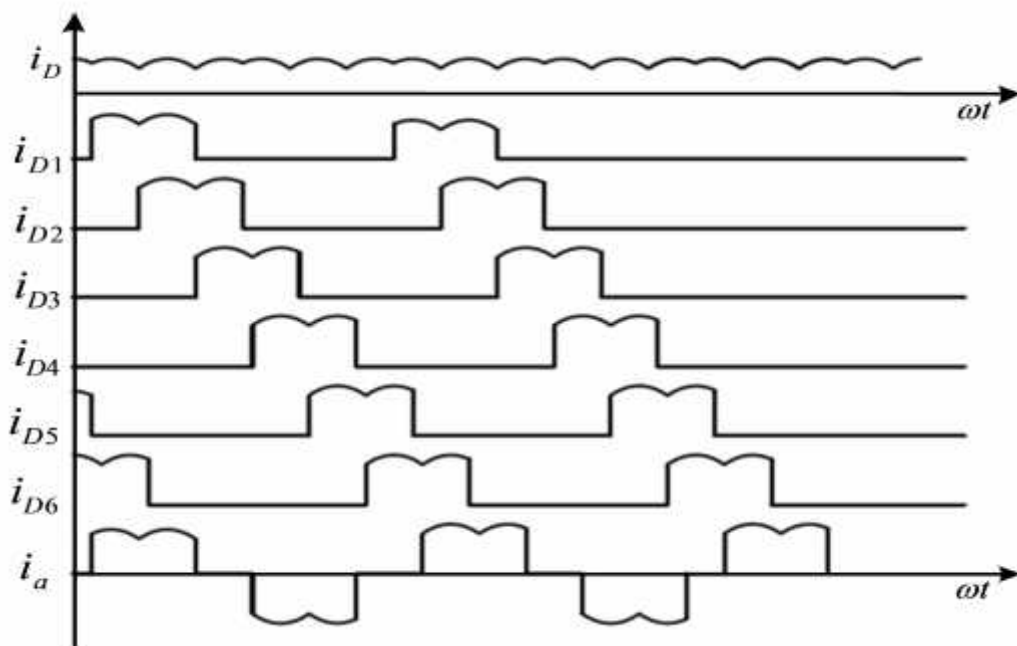
วงจรเรียงกระแส 3 เฟสแบบบริดจ์จะใช้กับงานที่ต้องการกำลังไฟฟ้าสูงๆและจะรูปคลื่นที่เรียกว่าเป็นฟูลเวปโดยจะขดคลื่น 6 ขดถูกคลื่นต่อหนึ่งคาบเวลาซึ่งจะทำให้ได้ไฟฟ้ากระแสตรงที่มีริบเบิลน้อยมากสามารถหาค่าคาปาซิเตอร์ที่มีค่าไม่สูงนักทำหน้าที่ฟิลเตอร์ก็จะได้ไฟฟ้ากระแสตรงที่ไม่มีริบเบิล



ภาพที่ 2.15 วงจรเรียงกระแส 3 เฟสแบบบริดจ์



ภาพที่ 2.16 สัญญาณแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าและด้านออก



ภาพที่ 2.17 สัญญาณกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวไดโอดแต่ละตัว

จากภาพที่ 2.15 แสดงถึงแรงดันไฟฟ้าเฟสและการเกิดแรงดันไฟฟ้าด้านออกที่เกิดจา
แรงดันไฟฟ้าระหว่างเฟสไดโอดจะนำกระแสไฟฟ้าเป็นคู่ๆ ดังภาพ 2.16 กระแสไฟฟ้าไดโอด
จะเท่ากับกระแสไฟฟ้าโหลดเพื่อที่จะหากระแสไฟฟ้าในแต่ละเฟสของแหล่งจ่ายจะพิจารณาจาก
กฎกระแสไฟฟ้าของเคอร์เชอฟที่โหนด a, b และ c

$$\begin{aligned} i_a &= i_{D1} - i_{D4} \\ i_b &= i_{D3} - i_{D6} \\ i_c &= i_{D5} - i_{D2} \end{aligned} \quad (2.28)$$

ไดโอดแต่ละตัวจะนำกระแสไฟฟ้าเพียงหนึ่งในสามของคาบเวลา ดังนั้นจะได้

$$\begin{aligned} I_{D,rms} &= \frac{1}{\sqrt{3}} I_{O,rms} \\ I_{S,rms} &= \sqrt{\frac{2}{3}} I_{O,rms} \end{aligned} \quad (2.29)$$

โดย $I_{D,rms}$ คือ ค่ากระแสเฉลี่ยของไดโอด
 $I_{S,rms}$ คือ ค่ากระแสเฉลี่ยของแหล่งจ่าย
 $I_{O,rms}$ คือ ค่ากระแสเฉลี่ยของโหลด

ค่าแรงดันไฟฟ้าไบอัสย้อนกลับที่ตกคร่อมไดโอดจะเท่ากับที่ค่าแรงดันไฟฟ้า
ระหว่างเฟสรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมไดโอด D_1 เมื่อไดโอด D_1 นำกระแสค่าแรงดันไฟฟ้า
ตกคร่อมจะมีประมาณศูนย์ในขณะที่หยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากับ V_{ab} เมื่อไดโอด D_3 นำกระแส
และจะมีค่าเท่ากับ V_{ac} เมื่อไดโอด D_5 นำกระแส

สัญญาณรบกวนของแรงดันไฟฟ้าด้านออกจะนิยามได้ว่ามีค่าเท่ากับ

$$v_o(\tilde{S}t) = V_{m,L-L} \sin(\tilde{S}t) \quad (2.30)$$

ทำให้คาบเวลาในการหาสัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูเรียร์มีค่าเท่ากับ $(f/3)$ และเนื่องจากเป็นรูปคลื่นแบบสมมาตรทำให้สัมประสิทธิ์ของเทอมฟังก์ชันไซน์จะมีค่าเท่ากับศูนย์จะได้อนุกรมรีเรียร์ของแรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่าเท่ากับ

$$v_o(t) = V_o + \sum_{n=6,12,18}^r V_n \cos(n\tilde{S}t + f) \quad (2.31)$$

ค่าแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยด้านออกหรือค่าองค์ประกอบไฟฟ้ากระแสตรงจะมีค่าเท่ากับ

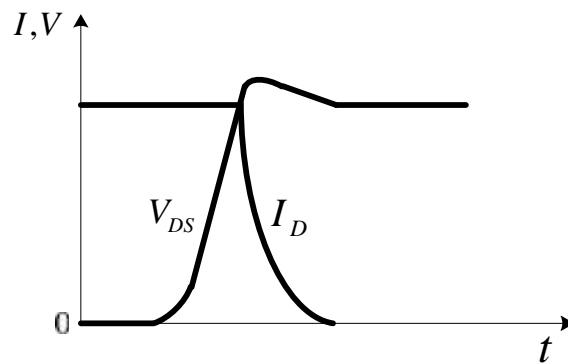
$$V_o = \frac{1}{f/3} \int_{f/3}^{2f/3} V_{m,L-L} \sin(\tilde{S}t) dt = \frac{3V_{m,L-L}}{f} = 0.995V_{m,L-L} \quad (2.32)$$

2.3 วงจรสับเบอรั

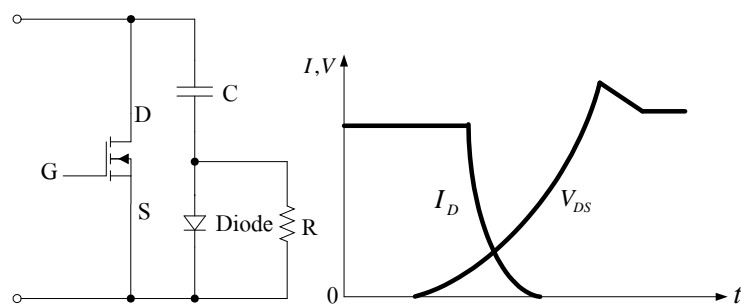
วงจรสับเบอรัเป็นส่วนที่เพิ่มเข้ามาในคอนเวอร์เตอร์เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับมอสเฟตกำลังในวงจรขณะทำงานปกติวงจรสับเบอรัมีอยู่สองลักษณะคือ วงจรสับเบอรัช่วงหยุดนำกระแสและวงจรสับเบอรัป้องกันแรงดันเกิน โดยทั่วไปวงจรสับเบอรัจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและไดโอดในโครงงานนี้กล่าวถึงเฉพาะวงจรสับเบอรัช่วงหยุดนำกระแสเพียงวงจรถ้วน

2.3.1 วงจรสับเบอ์ช่วงหยุดนำกระแส

เป็นที่ทราบกันแล้วว่ากำลังงานสูญเสียที่เกิดในมอสเฟทกำลังจะเป็นไปได้สูงในขณะเปลี่ยนสถานะการทำงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งในขณะที่เริ่มหยุดกระแสก่อนที่มอสเฟทกำลังจะหยุดนำกระแส นั่นกระแสะจะค่อยๆ ลดอย่างช้าๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่อย่างรวดเร็วตาม ภาพที่ 2.18 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนในช่วงนี้จึงเกิดขึ้นสูง เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้ทำได้โดยการต่อวงจรสับเบอ์เข้ากับมอสเฟทกำลังเพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่ตรงกับซอร์สไฟเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านมอสเฟทกำลังลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำให้กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำลักษณะการต่อวงจรสับเบอ์ตาม ภาพที่ 2.19



ภาพที่ 2.18 ลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมมอสเฟทกำลัง



ภาพที่ 2.19 การต่อวงจรสับเบอ์ช่วยหยุดนำกระแส

จากภาพที่ 2.19 การทำงานของวงจร RCD สนับเบอร์ดัวยุคนำกระแสจะเป็นดังนี้เมื่อ มอสเฟตกำลังเริ่มหยุดกระแสแรงดันที่ขาเดรนจะเพิ่มขึ้นทำให้มีกระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บ ประจุและไดโอดของวงจรสับเบอร์ดัวยุคนำกระแสทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมที่ตัวเก็บประจุด้วยแรงดันที่ตกคร่อม ตัวเก็บประจุจะทำให้แรงดันที่เดรนของมอสเฟตเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ดังนั้นถ้าให้ตัวเก็บประจุมีค่ามากพอการเพิ่มของแรงดันที่ขาเดรนจะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านมอสเฟตกำลังลดลงจนมีค่าน้อยได้ทันกัน และจะลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในมอสเฟตกำลังไป มอสเฟตกำลังเริ่มนำกระแสอีกครั้งตัวเก็บประจุจะคายประจุผ่านตัวต้านทานทิ้งไปแรงดันตกคร่อม ตัวเก็บประจุจะลดลงได้อีกครั้งและสามารถทำงานในช่วงต่อไป ค่าของตัวเก็บประจุ ต้านทานที่เหมาะสม หาได้จาก

$$C = \frac{I_{P(pk)} \times t_{off}}{2V_{in}} \quad (2.33)$$

$$R = \frac{t_{on(min)}}{2(3C)} \quad (2.34)$$

เมื่อ

C คือ ค่าตัวเก็บประจุที่เหมาะสม

R คือ ค่าตัวต้านทานที่เหมาะสม

$I_{P(pk)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของมอสเฟตกำลัง

V_{in} คือ ค่าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์

t_{on} คือ ช่วงเวลานำกระแสของมอสเฟตกำลัง

t_{off} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของมอสเฟตกำลัง

การคายประจุของตัวเก็บประจุจะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัวต้านทานสูงดังนั้นตัวต้านทานจะต้องทนกำลังได้สูง โดยค่ากำลังงานสูญเสียในตัวต้านทานหาได้จาก

$$P_D = \frac{C(2V_{in})^2}{2T} \quad (2.35)$$

โดย

T คือ คาบเวลาการทำงานของมอสเฟตกำลัง

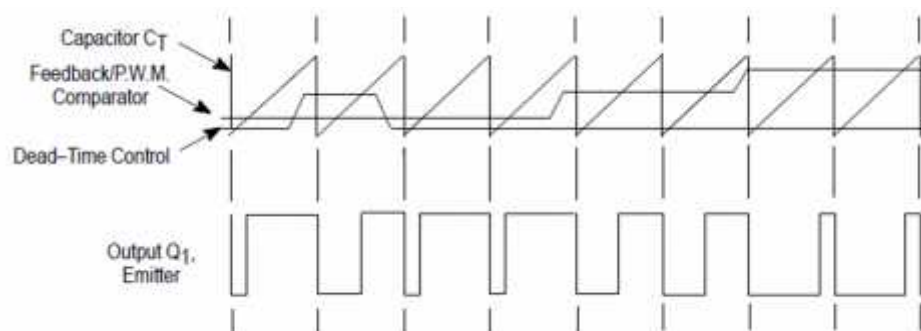
2.4 การควบคุมระดับแรงดันแบบ PWM

โดยทั่วไปแล้วคอนเวอร์เตอร์จะใช้เทคนิคการควบคุมความกว้างพัลส์ (PWM) ซึ่งเป็นการควบคุมโดยเปลี่ยนแปลงช่วงเวลาที่อยู่กรณัสวิดซ์อิเล็คทรอนิกส์ เช่น ทรานซิสเตอร์ , มอสเฟต หรืออื่นๆ นั้นนำกระแสเป็นผลให้เกิดการควบคุมแรงดันที่เอาท์พุทให้ได้ค่าที่ต้องการซึ่งข้อดีของการควบคุมแรงดันแบบ PWM คือสามารถรักษาระดับแรงดันให้มีความคงที่สูง

2.4.1 หน้าที่ของวงจร Pulse Width Modulation (PWM)

หน้าที่ของวงจร Pulse Width Modulation (PWM) คือการสร้างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าให้กลายเป็นค่าดิวิตีไซเคิลเพื่อไปขับขาเกตของมอสเฟตกำลังโดยค่าแรงดัน (Dead-Time Control) จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณฟันเลื่อย (Saw Tooth Waveform) ดังแสดงในภาพที่ 2.20 เมื่อแรงดันไฟฟ้า (Dead-Time Control) มีค่ามากกว่าแรงดันไฟฟ้าของสัญญาณฟันเลื่อยจะมีค่าเท่ากับศูนย์

ในกรณีที่แรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรคอนเวอร์เตอร์มีค่าต่ำกว่าแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงแรงดันไฟฟ้าคลาดเคลื่อนที่ได้จากการเปรียบเทียบระหว่างแรงดันไฟฟ้าทั้งสองค่าจะมีค่าเพิ่มขึ้นเป็นผลทำให้แรงดันไฟฟ้าที่ควบคุมสัญญาณ Pulse Width Modulation (PWM) มีค่าเพิ่มขึ้นทำให้ค่าดิวิตีไซเคิลมีค่าเพิ่มขึ้นและด้วยค่าดิวิตีไซเคิลที่เพิ่มขึ้นจะส่งผลให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นจนกระทั่งได้ค่าแรงดันคลาดเคลื่อนเท่ากับที่ออกแบบและในการทำงานกลับกันกรณีที่แรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นจะเป็นผลทำให้ค่าดิวิตีไซเคิลจะมีค่าลดลง



ภาพที่ 2.20 กระบวนการสร้างสัญญาณ Pulse Width Modulation

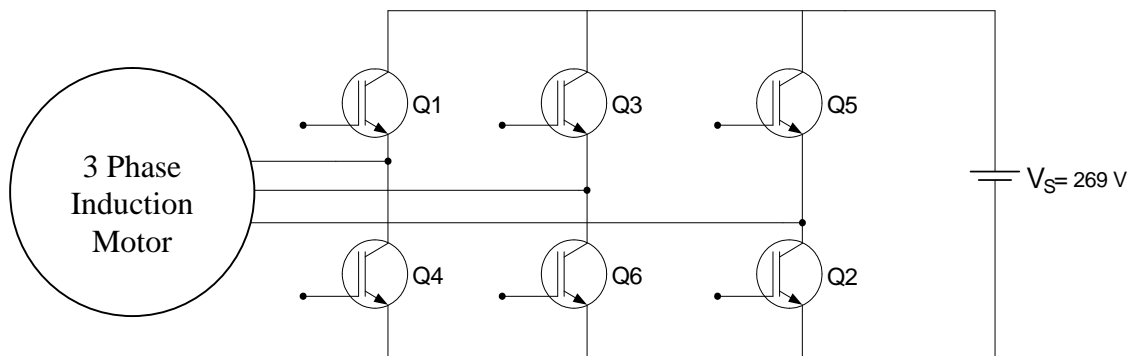
จากคุณสมบัติการสร้างสัญญาณแรงดันไฟฟ้าแบบ Pulse Width Modulation (PWM) สามารถสรุปข้อดีของการใช้เทคนิคการควบคุมแรงดันไฟฟ้าแบบ PWM ได้ ดังนี้

- ตอบสนองแรงดันไฟฟ้าที่ควบคุมความกว้างของสัญญาณพัลส์ได้เป็นอย่างดี
- สามารถทำงานได้อย่างต่อเนื่องมีประสิทธิภาพเนื่องจากมีสัญญาณรบกวนน้อย

2.5 อินเวอร์เตอร์

2.5.1 การสวิตชิงแบบ 6 ระดับการทำงาน

การทำงานแบบ 120 องศา Degree Conduction ในการควบคุมด้วย 120 องศา จะมีสวิตช์โหมดทำงานทีละ 2 ตัวตามลำดับของการทำงานในหนึ่งไซเคิลหรือแบบ 6 ระดับการทำงาน โดยมี ดังนี้ 61, 12, 23, 34, 45, 56, 61 โดยที่ Q ใช้แทนอุปกรณ์ตัดต่อกำลังดังภาพที่ 2.21 สำหรับวงจรโหลดต่อแบบ Y ซึ่งแต่ละระดับการทำงานสวิตช์จะทำงานในช่วง $0 < S \leq \frac{f}{3}$ ซึ่งการคำนวณ V_{phase} แบบ 6 ระดับการทำงานมี ดังนี้

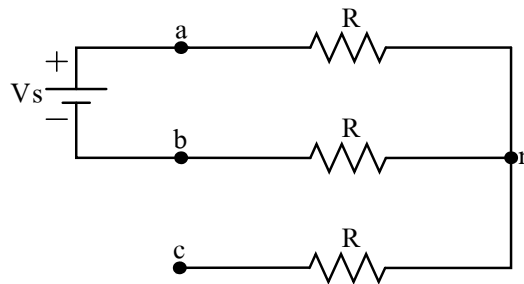


ภาพที่ 2.21 แสดงตำแหน่งของอุปกรณ์ตัดต่อกำลัง (IGBT)

คำย่อและความหมายที่สำคัญของ 6 ระดับการทำงานมีดังต่อไปนี้

โดยที่ V_s = แรงดันไฟฟ้าขาเข้าของวงจร
 V_{an} = แรงดันไฟฟ้า Line-to-Neutral ของเฟส A
 V_{bn} = แรงดันไฟฟ้า Line-to-Neutral ของเฟส B
 V_{cn} = แรงดันไฟฟ้า Line-to-Neutral ของเฟส C
 I_1 = กระแสไฟฟ้าของวงจร
 R_{eq} = โหลดทางไฟฟ้ารวมของวงจร
 R = โหลดทางไฟฟ้าของวงจร

- การทำงานที่ 1 Q1, Q6 จะทำงาน



ภาพที่ 2.22 แสดงระดับการทำงานที่ 1

จากภาพที่ 2.22 จะได้

$$R_{eq} = 2R$$

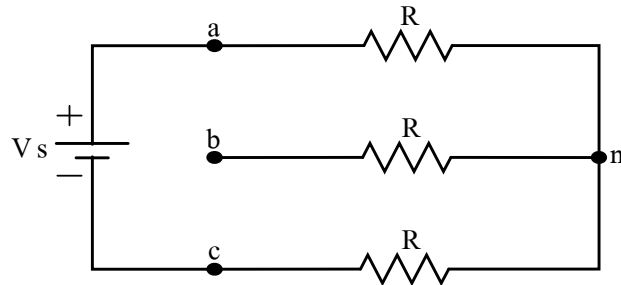
$$I_1 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{V_s}{2R} \quad (2.36)$$

$$V_{an} = R \cdot I_1 = R \left(\frac{V_s}{2R} \right) = \frac{V_s}{2} \quad (2.37)$$

$$V_{bn} = R \cdot (-I_1) = -R \left(\frac{V_s}{2R} \right) = -\frac{V_s}{2} \quad (2.38)$$

$$V_{cn} = 0 \quad (2.39)$$

- การทำงานที่ 2 Q1, Q2 จะทำงาน



ภาพที่ 2.23 แสดงระดับการทำงานที่ 2

จากภาพที่ 2.23 จะได้

$$R_{eq} = 2R$$

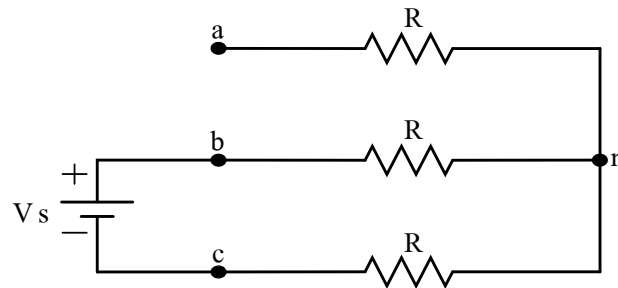
$$I_1 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{V_s}{2R} \quad (2.40)$$

$$V_{an} = R \cdot I_1 = R \left(\frac{V_s}{2R} \right) = \frac{V_s}{2} \quad (2.41)$$

$$V_{cn} = R \cdot (-I_1) = -R \left(\frac{V_s}{2R} \right) = -\frac{V_s}{2} \quad (2.42)$$

$$V_{bn} = 0 \quad (2.43)$$

- การทำงานที่ 3 Q2, Q3 จะทำงาน



ภาพที่ 2.24 แสดงระดับการทำงานที่ 3

จากภาพที่ 2.24 จะได้

$$R_{eq} = 2R$$

$$I_1 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{V_s}{2R} \quad (2.44)$$

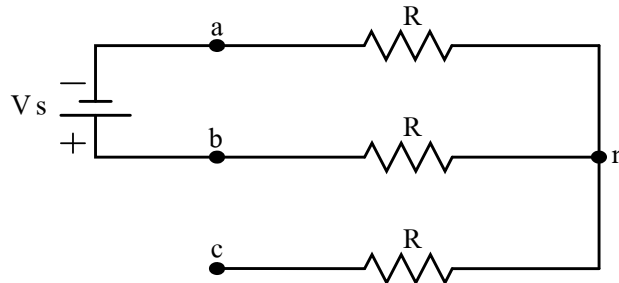
$$V_{bn} = R \cdot I_1 = R \left(\frac{V_s}{2R} \right) = \frac{V_s}{2} \quad (2.45)$$

$$V_{cn} = R \cdot (-I_1) = -R \left(\frac{V_s}{2R} \right) = -\frac{V_s}{2} \quad (2.46)$$

$$V_{cn} = -\frac{V_s}{2} \quad (2.47)$$

$$V_{an} = 0 \quad (2.48)$$

- ทำการคำนวณในลักษณะเดียวกันในอีกครึ่งไซเคิลหลังของระดับการทำงานที่ 4, 5 และ 6 Q3, Q4 จะเป็นตัวทำงาน



ภาพที่ 2.25 แสดงระดับการทำงานที่ 4

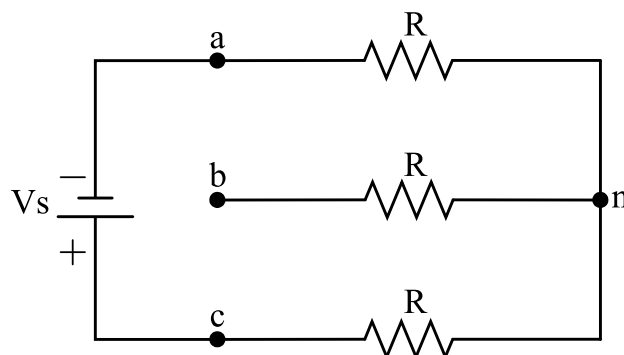
จากภาพที่ 2.25 จะได้

$$V_{an} = -\frac{V_s}{2} \quad (2.49)$$

$$V_{bn} = \frac{V_s}{2} \quad (2.50)$$

$$V_{cn} = 0 \quad (2.51)$$

- การทำงานที่ 5 Q4, Q5 จะทำงาน



ภาพที่ 2.26 แสดงระดับการทำงานที่ 5

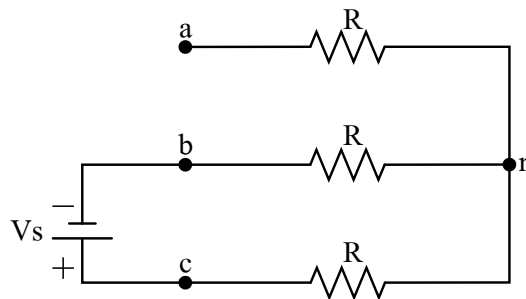
จากภาพที่ 2.26 จะได้

$$V_{an} = -\frac{V_s}{2} \quad (2.52)$$

$$V_{cn} = \frac{V_s}{2} \quad (2.53)$$

$$V_{bn} = 0 \quad (2.54)$$

- การทำงานที่ 6 Q5, Q6 จะทำงาน



ภาพที่ 2.27 แสดงระดับการทำงานที่ 6

จากภาพที่ 2.27 จะได้

$$V_{an} = 0 \quad (2.55)$$

$$V_{bn} = -\frac{V_s}{2} \quad (2.56)$$

$$V_{cn} = \frac{V_s}{2} \quad (2.57)$$

- การหา Line Voltage แต่ละระดับการทำงานมี ดังนี้
ระดับการทำงานที่ 1

$$\begin{aligned} V_{ab} &= V_{an} + V_{nb} \\ &= V_{an} - V_{bn} \end{aligned} \quad (2.58)$$

$$= \frac{V_s}{2} - \left(-\frac{V_s}{2} \right)$$

$$V_{ab} = V_s \quad (2.59)$$

$$V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \quad (2.60)$$

$$= \left(-\frac{V_s}{2} \right) - 0 = -\frac{V_s}{2} \quad (2.61)$$

$$V_{ca} = V_{cn} - V_{an} \quad (2.62)$$

$$= 0 - \left(\frac{V_s}{2} \right)$$

$$V_{ca} = -\frac{V_s}{2} \quad (2.63)$$

ระดับการทำงานที่ 2

$$V_{ab} = V_{an} - V_{bn} \quad (2.64)$$

$$= \left(\frac{V_s}{2} \right) - 0$$

$$V_{ab} = \frac{V_s}{2} \quad (2.65)$$

$$V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \quad (2.66)$$

$$= 0 - \left(-\frac{V_s}{2} \right)$$

$$V_{bc} = \frac{V_s}{2} \quad (2.67)$$

$$V_{ca} = V_{cn} - V_{an} \quad (2.68)$$

$$= \left(-\frac{V_s}{2} \right) - \left(\frac{V_s}{2} \right)$$

$$V_{ca} = -V_s \quad (2.69)$$

ระดับการทำงานที่ 3

$$V_{ab} = V_{an} - V_{bn} \quad (2.70)$$

$$= 0 - \left(\frac{V_s}{2} \right)$$

$$V_{ab} = \left(-\frac{V_s}{2} \right) \quad (2.71)$$

$$V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \quad (2.72)$$

$$= \left(\frac{V_s}{2} \right) - \left(-\frac{V_s}{2} \right)$$

$$V_{bc} = V_s \quad (2.73)$$

$$V_{ca} = V_{cn} - V_{an} \quad (2.74)$$

$$= \left(-\frac{V_s}{2} \right) - 0$$

$$V_{ca} = \left(-\frac{V_s}{2} \right) \quad (2.75)$$

ระดับการทำงานที่ 4

$$V_{ab} = V_{an} - V_{bn} \quad (2.76)$$

$$= \left(\frac{V_s}{2} \right) - \left(-\frac{V_s}{2} \right)$$

$$V_{ab} = V_s \quad (2.77)$$

$$= \left(\frac{V_s}{2} \right) - 0$$

$$V_{bc} = \frac{V_s}{2} \quad (2.78)$$

$$V_{ca} = V_{cn} - V_{an} \quad (2.79)$$

$$= 0 - \left(\frac{V_s}{2} \right)$$

$$V_{ca} = -\frac{V_s}{2} \quad (2.80)$$

ระดับการทำงานที่ 5

$$V_{ab} = V_{an} - V_{bn} \quad (2.81)$$

$$= \left(-\frac{V_s}{2} \right) - 0$$

$$V_{ab} = \left(-\frac{V_s}{2} \right) \quad (2.82)$$

$$V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \quad (2.83)$$

$$= 0 - \left(\frac{V_s}{2} \right)$$

$$V_{bc} = \left(-\frac{V_s}{2} \right) \quad (2.84)$$

$$V_{ca} = V_{cn} - V_{an} \quad (2.85)$$

$$= \left(-\frac{V_s}{2} \right) - \left(\frac{V_s}{2} \right)$$

$$V_{ca} = -V_s \quad (2.86)$$

ระดับการทำงานที่ 6

$$V_{ab} = V_{an} - V_{bn} \quad (2.87)$$

$$V_{ab} = \frac{V_s}{2} \quad (2.88)$$

$$V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \quad (2.89)$$

$$= \left(-\frac{V_s}{2} \right) - \left(\frac{V_s}{2} \right)$$

$$V_{bc} = -V_s \quad (2.90)$$

$$V_{ca} = V_{cn} - V_{an} \quad (2.91)$$

$$= \left(\frac{V_s}{2} \right) - 0$$

$$V_{ca} = \frac{V_s}{2} \quad (2.92)$$

- แรงดันไฟฟ้า Line-to-Neutral โดยการต่อโหลดแบบ Y

$$V_{an} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n} \cos \frac{n}{6} \sin n \left(t + \frac{\pi}{6} \right) \quad (2.93)$$

$$V_{bn} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n} \cos \frac{n}{6} \sin n \left(t + \frac{\pi}{6} \right) \quad (2.94)$$

$$V_{cn} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n} \cos \frac{n}{6} \sin n \left(t + \frac{7\pi}{6} \right) \quad (2.95)$$

- แรงดันแสดงผล (Effective Voltage)

$$V_L = \left[\frac{2}{2} \int_0^{2\pi} V_s^2 d(t) \right]^{\frac{1}{2}} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_s = 0.8165 V_s \quad (2.96)$$

- แรงดันแสดงผล (Effective Voltage) ในแต่ละลำดับ : R.M.S nth Component

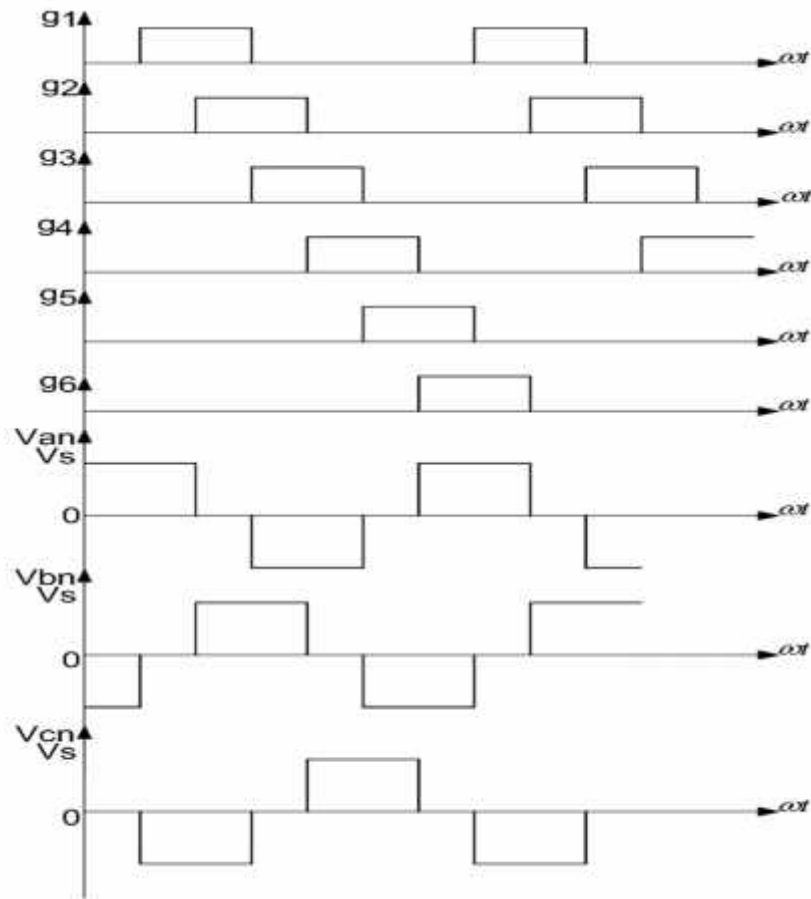
$$V_{pn} = \frac{2V_s}{\sqrt{2n}} \cos \frac{n}{6} \quad (2.97)$$

- แรงดันไฟฟ้าหลักมูล (Fundamental Line Voltage)

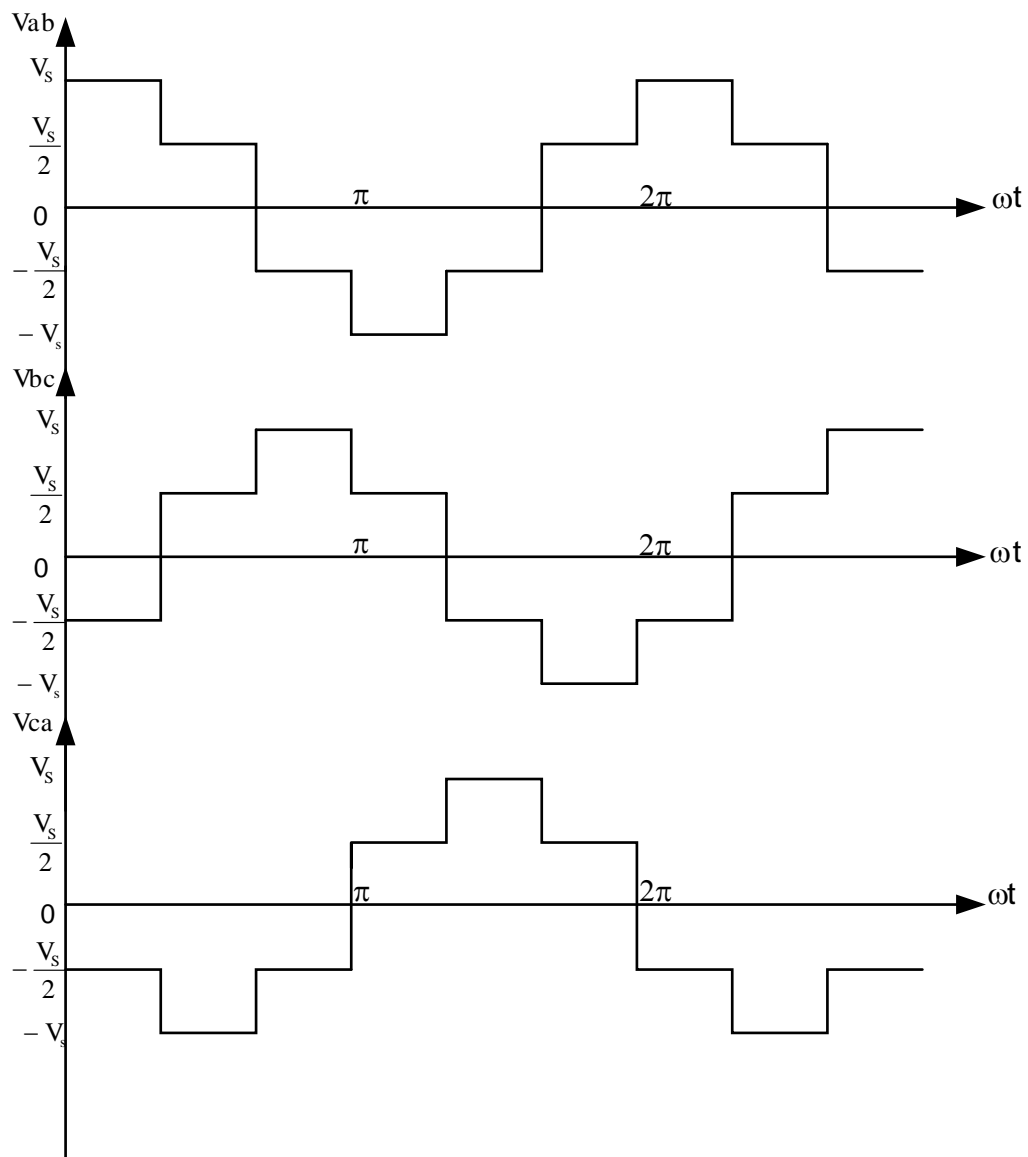
$$V_{p1} = \frac{2V_s}{\sqrt{2}} \cos \frac{\pi}{6} \quad (2.98)$$

- ค่า R.M.S ของแรงดันไฟฟ้า Line-to-Neutral

$$V_p = \frac{V_L}{\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{2} V_s}{3} = 0.4714 V_s \quad (2.99)$$



ภาพที่ 2.28 แสดงการทริกเกตแบบ 120 องศา ทั้ง 6 ระดับการทำงาน



ภาพที่ 2.29 แสดงแรงดันไฟฟ้า Line - to -Line แบบ 6 ระดับการทำงาน

2.6 ตัวควบคุมอัตโนมัติ

ตัวควบคุมอัตโนมัติ ทำหน้าที่เป็นตัวเปรียบเทียบสัญญาณระหว่างสัญญาณทางออก (Output) ของระบบกับสัญญาณทางเข้า (Input) หรือค่าที่ต้องการควบคุมหรือค่าอ้างอิง (Reference) ที่มีค่าคงที่ของระบบผลของการเปรียบเทียบที่ได้คือค่าเบี่ยงเบนหรือค่าผิดพลาด (Error) หลังจากนั้นตัวควบคุมอัตโนมัติจะนำค่าเบี่ยงเบนไปสร้างเป็นสัญญาณขึ้นมาใหม่เพื่อควบคุมให้ระบบลด

การเบี่ยงเบนหรือลดค่าผิดพลาดลงให้เป็นศูนย์หรือน้อยที่สุดเท่าที่จะทำได้ ลักษณะการทำงานของ ตัวควบคุมอัตโนมัติที่สร้างสัญญาณขึ้นมาควบคุมระบบดังกล่าวนี้ เรียกว่า “การทำงานควบคุม” ซึ่งสามารถแบ่งตัวควบคุมอัตโนมัติออกเป็นแบบต่าง ๆ ได้ดังนี้ ตัวควบคุมแบบสัดส่วน (P-Controller) ตัวควบคุมแบบบูรณาการ (I-Controller) ตัวควบคุมแบบอนุพันธ์ (D-Controller) ตัวควบคุมแบบ สัดส่วนร่วมกับแบบบูรณาการ (PI-Controller) ตัวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับแบบอนุพันธ์ (PD-Controller) ตัวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับแบบบูรณาการและอนุพันธ์ (PID-Controller)

2.6.1 ตัวควบคุมแบบสัดส่วน (P - Controller) [5]

ตัวควบคุมแบบสัดส่วน(P-Controller) นี้เป็นตัวควบคุมที่ไม่มีกรหน่วง (Delay) ระหว่าง สัญญาณทางเข้ากับสัญญาณทางออกแต่สัญญาณทางออกจะเป็นสัดส่วนกับสัญญาณทางเข้าซึ่ง อัตราขยายเป็นพารามิเตอร์ที่ทำให้ขนาดของสัญญาณทางเข้าและสัญญาณทางออกแตกต่างกันสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

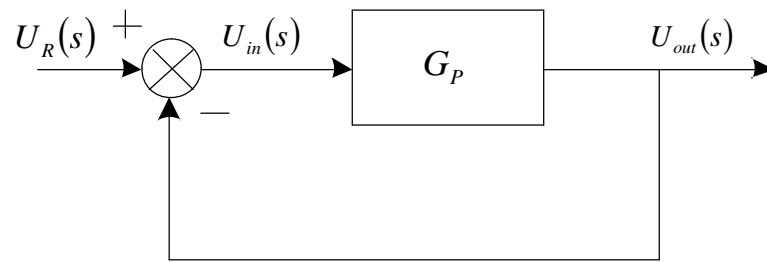
$$u_{out}(t) = g_p \cdot u_{in}(t) \quad (2.27)$$

โดยที่ $u_{out}(t)$ = สัญญาณทางออกของตัวควบคุม
 $u_{in}(t)$ = สัญญาณผิดพลาดที่เกิดขึ้นหรือสัญญาณทางเข้า
 g_p = ความไวของสัดส่วนหรืออัตราขยาย

เราสามารถเขียนเป็นฟังก์ชันถ่ายโอน(Transfer Function) ได้เป็น

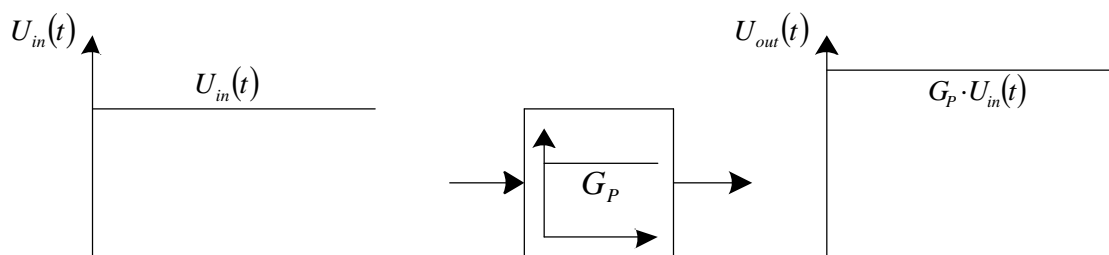
$$F(s) = \frac{U_{out}(s)}{U_{in}(s)} = G_p \quad (2.28)$$

จากฟังก์ชันถ่ายโอนในสมการที่ (2.28) นี้เราสามารถเขียนเป็นภาพบล็อก (Block Diagram) ได้ ดังแสดงในภาพที่ 2.29



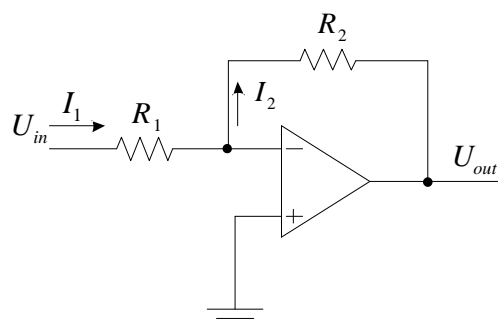
ภาพที่ 2.31 บล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมแบบสัดส่วน

เมื่อ $U_R(s) =$ เป็นสัญญาณอ้างอิงหรืออาจจะเขียนในภาพของผลตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันได (Step Response)



ภาพที่ 2.32 ผลตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดของตัวควบคุมแบบสัดส่วน

ซึ่งสามารถสร้างวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ทำหน้าที่เป็นตัวควบคุมแบบสัดส่วนดังแสดงในภาพที่ 2.31



ภาพที่ 2.33 วงจรตัวควบคุมแบบสัดส่วน

จากภาพที่ 2.31 เป็นตัวควบคุมแบบสัดส่วนซึ่งสร้างจากวงจรขยายแบบผกผัน (Inverting Amplifier) ของออปแอมป์โดยที่สามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer Function) ได้ ดังนี้
จากภาพที่ 2.31 พิจารณาที่ขั้วลบ (-) จะได้

$$I_2 = -I_1 \quad (2.24)$$

$$U_{in} = I_1 R_1$$

$$U_{out} = I_2 R_2 = -I_1 R_2$$

ดังนั้น

$$F(s) = \frac{U_{out}(s)}{U_{in}(s)} = \frac{-I_1 R_2}{I_1 R_1} = \frac{-R_2}{R_1} = G_p \quad (2.25)$$

โดยที่ G_p คือเกนสัดส่วน (Proportional Gain ; G_p)

ตัวควบคุมแบบสัดส่วน (P-Controller) เราสามารถปรับอัตราขยายตัวได้ตั้งแต่ 1 ถึง 10 เท่าโดยการปรับที่ R_1 หรือ R_2

2.6.2 ตัวควบคุมแบบบูรณาการ (Integral Controller)

ตัวควบคุมแบบบูรณาการจะเป็นตัวควบคุมที่ให้สัญญาณทางออกเป็นสัดส่วนโดยตรงกับสัญญาณผิดพลาดหรือสัญญาณทางเข้าซึ่งสัญญาณทางออกที่ออกจากตัวควบคุมก็คือพื้นที่ของสัญญาณผิดพลาดหรือสัญญาณเข้านั้นเองเขียนเป็นสมการเชิงอนุพันธ์ (Differential Equation) ได้ ดังนี้

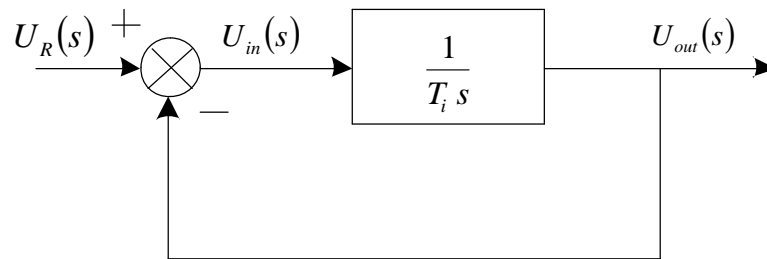
$$u_{out}(t) = \frac{1}{T_i} \int_0^t u_{in} dt \quad (2.26)$$

$$u_{out}(t) = u_{in}(t) \frac{1}{T_i}$$

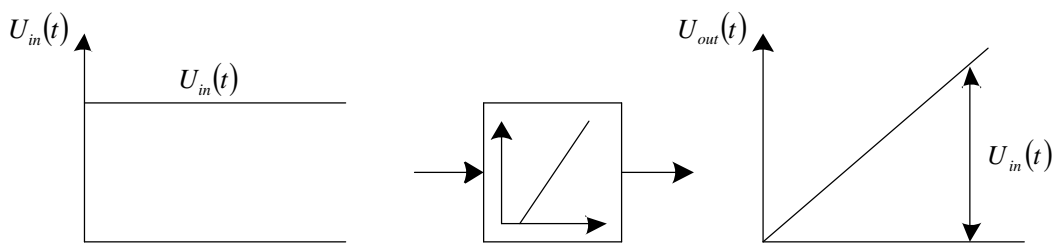
เมื่อ T_i เป็นค่าคงที่ปรับได้หรือเวลาของบูรณาการ (Integral Time) จากสมการดังกล่าวสามารถเขียนเป็นฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer Function) ได้ดังนี้

$$F(s) = \frac{U_{out}(s)}{U_{in}(s)} = \frac{1}{T_i s} = K_i \quad (2.27)$$

สามารถเขียนเป็นบล็อก (Block Diagram) และผลตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดดังแสดงในภาพที่ 2.32



ก. บล็อกของตัวควบคุมแบบบูรณาการ

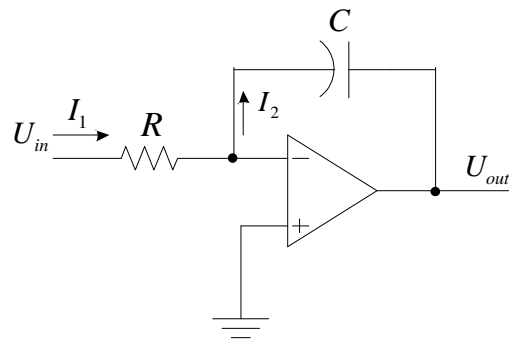


ข. ผลตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดของตัวควบคุมแบบบูรณาการ

ภาพที่ 2.34 ฟังก์ชันถ่ายโอนและผลตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดแบบบูรณาการ

จากสมการอนุพันธ์จะพบว่าถ้าสัญญาณทางเข้าเพิ่มขึ้นเป็นสองเท่าทำให้อัตราเปลี่ยนแปลงของสัญญาณทางออกของตัวควบคุมความเร็วขึ้นเป็นสองเท่าด้วยและสัญญาณทางเข้าเป็นศูนย์ค่าของสัญญาณทางออกจะคงที่ที่ค่าๆหนึ่งในการควบคุมแบบนี้บางครั้งเรีย “การควบคุมจัดใหม่ (Reset Control)”

เมื่อพิจารณาวงจรผกผัน (Inverting Amplifier) ถ้าเปลี่ยนตัวต้านทานที่ป้อนกลับให้เป็นตัวเก็บประจุแทนวงจรนี้จะกลายเป็นวงจรอินทิเกรต (Integral) ซึ่งสามารถหาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรได้และสามารถสร้างวงจรอิเล็กทรอนิกส์ขึ้นมาทำหน้าที่ได้ดังแสดงในภาพที่ 2.33



ภาพที่ 2.35 วงจรตัวควบคุมแบบบูรณาการ

พิจารณาจากวงจรจะได้

$$I_1 + I_2 = 0 \quad (2.28)$$

$$\frac{U_{in}}{R_1} + C \frac{du_{out}}{dt} = 0$$

$$C \frac{du_{out}}{dt} = -\frac{U_{in}}{R_1}$$

$$du_{out} = -\frac{1}{R_1 C} U_{in} dt \quad (2.29)$$

Take Laplace Transform ในสมการที่ (2.29) ได้เป็น

$$U_{out}(s) = -\frac{1}{R_1 C s} U_{in}(s) \quad (2.30)$$

สามารถเขียนเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนได้

$$F(s) = \frac{U_{out}(s)}{U_{in}(s)} = \frac{1}{R_1 C s} = \frac{1}{T_i s} = K_i \quad (2.31)$$

โดยที่อินทิกรัลไทม์ (Integral Time; T_i) = $R_1 C$ หรือเรียกว่า Time Constant จากวงจรสามารถปรับค่า T_i ได้ที่ R_1 และ C_1

การควบคุมแบบบูรณาการนี้จะทำให้ระบบมีความแม่นยำซึ่งก็หมายถึงสัญญาณทางออกที่ออกจากตัวควบคุมจะติดตามสัญญาณทางเข้าได้ตลอดเวลา

2.6.3 ตัวควบคุมแบบอนุพันธ์ (Derivative Controller)

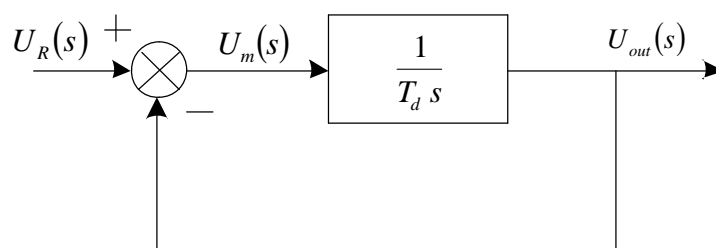
ตัวควบคุมแบบอนุพันธ์จะเป็นตัวควบคุมที่ให้สัญญาณทางออกเป็นสัดส่วนโดยตรงกับอัตราเปลี่ยนแปลงของค่าความผิดพลาด (Error) สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$u_{out}(t) = T_d \frac{du_{in}(t)}{dt} \quad (2.32)$$

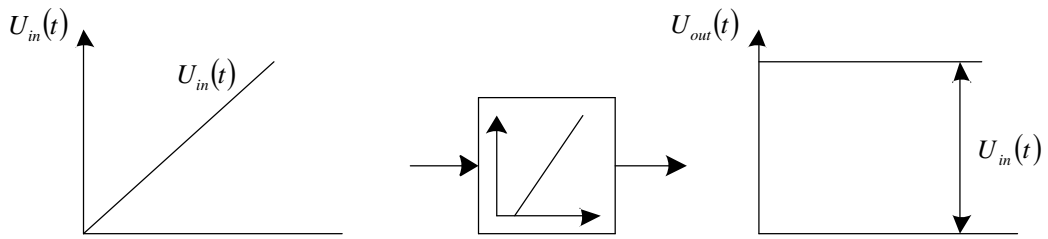
เมื่อ T_d = เป็นค่าคงที่ปรับค่าได้หรือเวลาของการอนุพันธ์ (Derivative Time)
จากสมการดังกล่าวสามารถเขียนเป็นฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer Function) ได้

$$F(s) = \frac{U_{out}(s)}{U_{in}(s)} = T_d s = K_d \quad (2.33)$$

และฟังก์ชันถ่ายโอนนี้สามารถเขียนบล็อก (Block Diagram) และผลตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดดังแสดงในภาพที่ 2.34



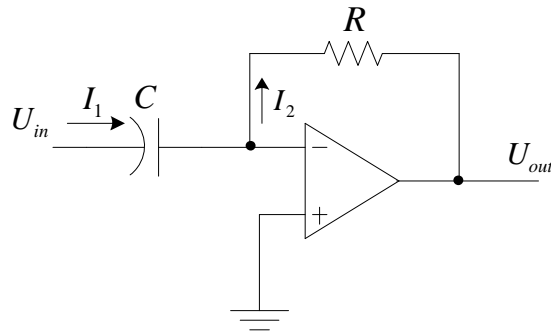
ก. บล็อกของตัวควบคุมแบบอนุพันธ์



ข. ผลตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดของตัวควบคุมแบบอนุพันธ์

ภาพที่ 2.36 ฟังก์ชันถ่ายโอนและผลตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันไดแบบอนุพันธ์

ในการควบคุมแบบนี้เรียกว่า “การควบคุมอัตรา (Rate Control)” เมื่อพิจารณาภาพที่ 2.34 สามารถสร้างเป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์ขึ้นมาทำหน้าที่ได้ดังแสดงในภาพที่ 2.35



ภาพที่ 2.37 วงจรตัวควบคุมแบบอนุพันธ์

พิจารณาจากวงจรจะได้

$$I_1 + I_2 = 0 \tag{2.34}$$

$$C_1 \frac{du_{in}}{dt} + \frac{U_{out}}{R_1} = 0$$

$$\frac{U_{out}}{R_1} = -C \frac{du_{in}}{dt}$$

$$U_{out} = -R_1 C_1 \frac{du_{in}}{dt} \tag{2.35}$$

Take Laplace Transform ในสมการที่ (2.35) ได้เป็น

$$U_{out}(s) = -R_1 C_1 s U_{in}(s) \quad (2.36)$$

สามารถเขียนเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนได้

$$F(s) = \frac{U_{out}(s)}{U_{in}(s)} = R_1 C_1 s = T_d s = K_d \quad (2.37)$$

โดยที่ดิริฟเวอริฟไทม์ (Derivative Time; T_d) = $R_1 C_1$ หรือเรียกว่า Time Constant จากวงจรสามารถปรับค่า T_d ได้ที่ R_1 และ C_1

ในโครงงานนี้จะไม่ขอก้าวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับแบบอนุพันธ์ (PD-Controller) และตัวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับแบบบูรณาการและอนุพันธ์ (PID-Controller)

2.6.4 ตัวควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับแบบบูรณาการ (PI-Controller)

เป็นการนำคุณสมบัติของตัวควบคุมแบบ P-Controller, I-Controller มารวมกันจะได้สัญญาณที่ออกจากตัวควบคุมชนิดนี้คือ

$$\begin{aligned} u_{out}(t) &= g_p u_{in}(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t u_{in}(t) \\ &= g_p u_{in}(t) + \frac{1}{T_i} u_{in}(t) \end{aligned} \quad (2.38)$$

หรือเขียนในรูปของฟังก์ชันถ่ายโอน

$$\begin{aligned}
 U_{out}(s) &= G_P U_{in}(s) + \frac{1}{T_i s} U_{in}(s) \\
 &= G_P U_{in}(s) \left(1 + \frac{1}{T_i s G_P} \right) \\
 U_{out}(s) &= G_P \left(1 + \frac{1}{T_i G_P s} \right)
 \end{aligned} \tag{2.39}$$

เมื่อให้ $U_{in} = T_i G_P$

หรือเขียนในรูปของฟังก์ชันถ่ายโอน

$$F(s) = \frac{U_{out}(s)}{U_{in}(s)} = G_P \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \tag{2.40}$$

โดยที่

G_P = Proportional Gain

T_i = Integral Time

จากสมการที่(2.40) นำมาเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนในรูปของ Gain ได้ดังนี้

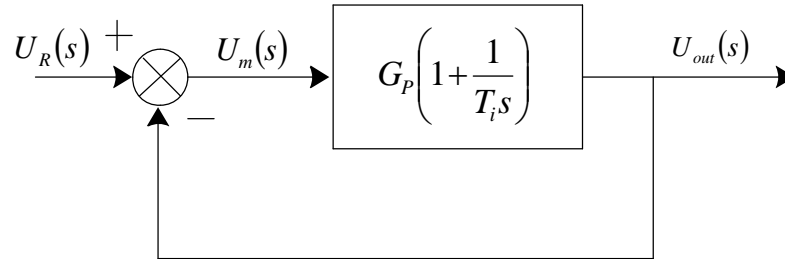
$$\begin{aligned}
 F(s) &= G_P + \frac{G_P}{T_i s} \\
 &= G_P + \frac{K_i}{s}
 \end{aligned} \tag{2.41}$$

โดยที่

$G_P = K$

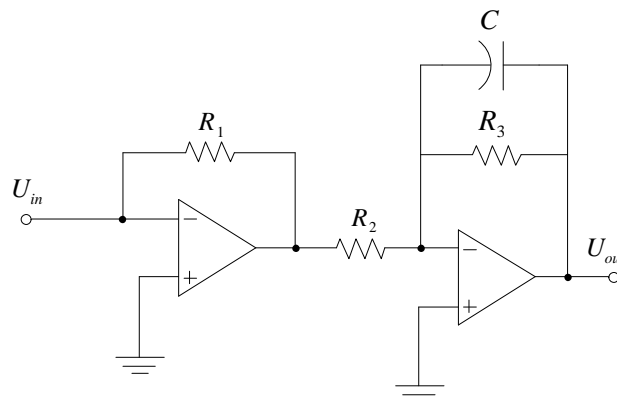
$K_i = \frac{G_P}{T_i}$

จากสมการฟังก์ชันถ่ายโอนนำมาเขียนเป็นภาพบล็อกไดอะแกรมได้ดังภาพที่ 2.36



ภาพที่ 2.38 บล็อกไดอะแกรมสัดส่วนร่วมกับบูรณาการ

เมื่อพิจารณาจากภาพที่ 2.36 สามารถสร้างเป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์ขึ้นมาทำหน้าที่ได้ดังแสดงในภาพที่ 2.37



ภาพที่ 2.39 วงจรตัวควบคุม พีไอ (PI-Controller)

2.6.5 ทฤษฎีของซิงเกิล - นีโกล (Ziegler - Nichols)

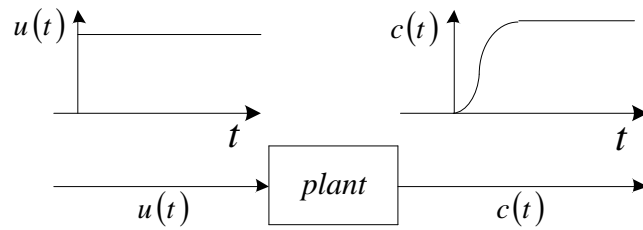
การวิเคราะห์ระบบควบคุมได้มีการกำหนดความสัมพันธ์ระหว่างกระบวนการเปลี่ยนแปลงตัวแปรด้วยรูปแบบของการควบคุมระบบพีไอดี (PID) ที่เป็นดังนี้ก็เพราะว่าเป็นวิธีการเปลี่ยนแปลงค่าตัวแปรอย่างง่ายที่สุดจากภายนอกในช่วงที่เวลาอุปกรณ์ไม่มีการตอบสนอง (Dead Time) การออกแบบระบบควบคุมทำได้โดยการส่งผ่านสัญญาณที่เป็นสัดส่วนกันในเวลาที่กำหนดระหว่างค่าตัวแปรกับรูปแบบอนุพันธ์การวิเคราะห์ระบบควบคุมจะประกอบด้วยความสัมพันธ์ของระบบควบคุมและการเปลี่ยนแปลงค่าตัวแปรในส่วนที่ทำให้ในช่วงเวลาวงจรมิด (Close Loop) และคงที่ (Constant) จากการเปลี่ยนค่าตัวแปร (Transfer Function) และสิ่งที่ตามมา เราจะได้รู้ถึงความสัมพันธ์โดยการเปลี่ยนแปลงค่าตัวแปร (Transfer Function) ซึ่งจะเพิ่มความยุ่งยากซับซ้อนมากขึ้น

- กฎของซิงเกิล-นีโกล สำหรับการปรับการควบคุมพีไอดี

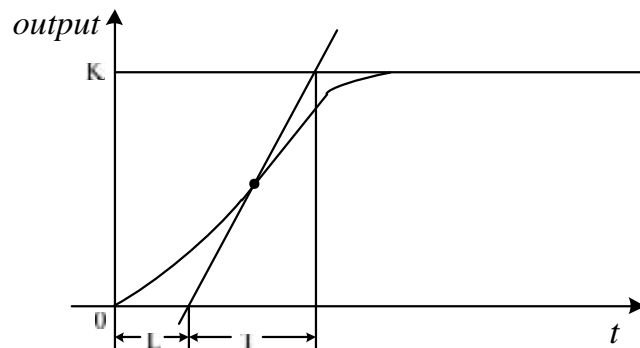
ซิงเกิล-นีโกลได้เสนอกฎสำหรับการกำหนดค่าอัตราขยายพอร์ชันนอล K_p อินทิกรัลไทม์ T_i และดิวิเดอร์ไทม์ T_d บนพื้นฐานในการตอบสนองแบบชั่วขณะ (Transient) ดังนั้นการกำหนดค่าพารามิเตอร์ของการควบคุมพีไอดีสามารถทำได้โดยวิศวกรที่ได้จากการทดลอง

- วิธีอันดับหนึ่ง (First Method)

ในวิธีนี้จะได้จากการทดลองผลของการตอบสนอง (Response) ของระบบ (Plant) ที่ป้อน Unit-Step Input ให้กับแพลนดังแสดงในภาพที่ 2.38 โดยค่าของผลตอบสนอง (Response) อาจจะเป็นรูป S (S-Curve) ดังแสดงในภาพที่ 2.39 รูปกราฟ S นี้จะเป็นคุณลักษณะของค่าคงที่ 2 ตัว คือ ดีเลย์ไทม์ (Delay Time) L และค่าไทม์คอนสแตนต์ (Time Constant) T ทั้งสองค่านี้จะได้จากการลากเส้นตรงสัมผัส (Tangent Line) กับกราฟจุดส่วนโค้ง (Inflection Point) และผลจากการตัดกันระหว่างเส้นตรงสัมผัส $c(t)$ จะมีค่าเท่ากับ K ดังแสดงในภาพที่ 2.39



ภาพที่ 2.40 ผลของการตอบสนองของแพลนจากการป้อนอินพุตยูนิตสแต็ป



ภาพที่ 2.41 กราฟการตอบสนองของเอาต์พุต

ตารางที่ 2.1 กฎการปรับของซิงเกิล-นิโกลพื้นฐานบน Step Responses ของ Plant (อันดับหนึ่ง)

Type of Controller	K_p	T_i	T_d
P	T/L	r	0
PI	$0.9 \times T/L$	$L/0.3$	0
PID	$1.2 \times T/L$	$2L$	$0.5L$

ค่าของทรานเฟอร์ฟังก์ชัน (Transfer Function) $\frac{C(s)}{U(s)}$ อาจประมาณโดยวิธีอันดับหนึ่งจะ

ได้สมการดังนี้

$$\frac{C(s)}{U(s)} = \frac{K_e^{-Ls}}{Ts+1} \quad (2.42)$$

ซิงเกิล - นิโกลแนะนำที่จะตั้งค่าของ K_p , T_i และ T_d ขึ้นอยู่กับรูปแบบที่แสดงในตารางที่ 2.1 ในระบบควบคุม PID นั้นจะปรับโดยวิธีอันดับหนึ่งโดยกฎของซิงเกิล - นิโกลได้ดังนี้

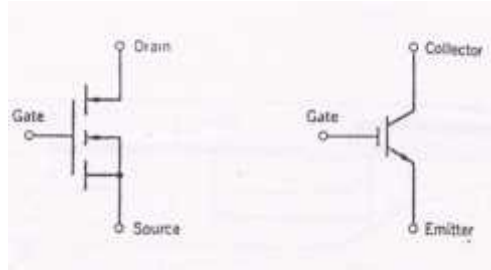
$$\begin{aligned} G_C(s) &= K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \\ &= 1.2 \frac{T}{L} \left(1 + \frac{1}{2Ls} + 0.5s \right) \\ &= 0.6T \frac{\left(s + \frac{1}{L} \right)^2}{s} \end{aligned}$$

2.7 IGBT

2.7.1 คุณสมบัติที่ดีของ IGBT

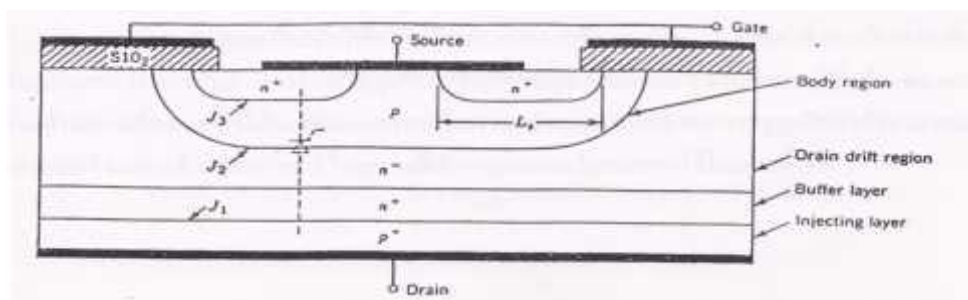
1. ให้ $V_{CE(sat)}$ ที่ต่ำกว่า มอสเฟส
2. ให้ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ที่มีค่าสูงพอๆกับมอสเฟส
3. อินพุทคาปาซิเตอร์ ต่ำกว่า มอสเฟส
4. ความเร็วในการสวิตช์ทำงานในขณะนำกระแสและหยุดนำกระแสได้เร็วกว่าทรานซิสเตอร์
5. เหมาะที่ใช้งานใน UPS, Inverter, Switching Drive
6. ถ้าไม่มีไดโอดที่ภาคเอาต์พุททำได้เองโดยใช้ไดโอดแบบ Fast recovery

2.7.2 โครงสร้างและสัญลักษณ์



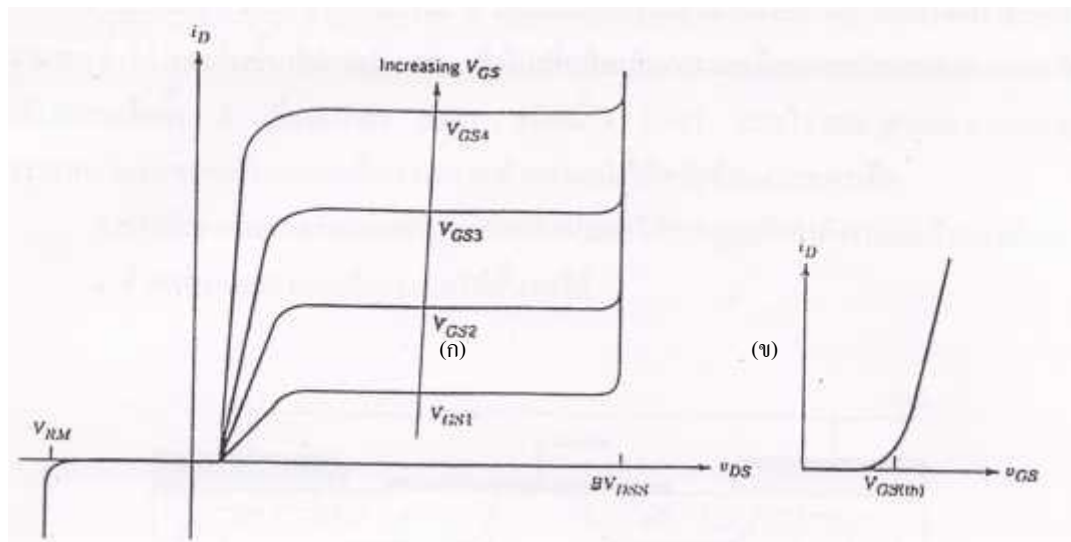
ภาพที่ 2.42 สัญลักษณ์และการเรียกชื่อขาของ IGBT ทั้ง 2 แบบ

IGBT มีโครงสร้างและสัญลักษณ์ ดังแสดงในภาพ 2.37 เป็นไอจีบีทีชนิดเอ็นแชนแนลซึ่งมีสัญลักษณ์ด้วยทั้ง 2 แบบ จากภาพที่ 2.37 (ก) จะเห็นว่าสัญลักษณ์คล้ายกับสัญลักษณ์ของ มอสเฟตมากเพียงแต่ว่าสัญลักษณ์ของ IGBT นั้นจะมีลูกศรเพิ่มมากขึ้นมาตรงขาเดรนลักษณะของลูกศรจะชี้เข้าหาตัวหรือชี้เข้าหาชั้นของซิลิคอนภายในตัว IGBT ส่วนสัญลักษณ์ในภาพที่ 2.37 (ข) จะเหมือนกับสัญลักษณ์ของทรานซิสเตอร์ แต่ตรงขาเกต (หรือเบสของทรานซิสเตอร์) จะเพิ่มขีดขึ้นมาอีกขีด เพื่อชี้ให้เห็นว่าขีดที่เพิ่มขึ้นมานี้ไม่ได้ต่อถึงกัน โดยตรงกับขาที่ต่อออกมาภายนอกโครงสร้างของ IGBT ชนิดของเอ็นแชนแนลแสดงเป็นภาพตัดขวางได้ ดังภาพที่ 2.38 โครงสร้างโดยรวมส่วนใหญ่มีลักษณะคล้ายกับโครงสร้างของมอสเฟตมากจะแตกต่างกันตรงที่ IGBT จะมีชั้น P+ หรือชั้นอินเจกติ้ง (Injecting) ต่ออยู่ระหว่างขาเดรน (คอลเล็กเตอร์) ซึ่งในมอสเฟตนั้นไม่มี จากการที่ขาเกตถูกกั้นด้วยชั้นของซิลิคอนออกไซด์ (SiO_2) เป็นผลทำให้ความต้านทานอินพุตที่ขาเกตมีค่าสูงมากเหมือนกับเพาเวอร์มอสเฟต โดยทั่วไปจะมีค่าอยู่ในช่วง 10^9 โอห์ม



ภาพที่ 2.43 ภาพตัดขวางโครงสร้างพื้นฐานของ IGBT

การควบคุมกระแสตรง จะอาศัยการควบคุมแรงดันระหว่างขาเกตกับ (คอลเล็กเตอร์) ซึ่งกราฟแสดงคุณสมบัติของกระแสและแรงดันขอ (อิมิตเตอร์) ขาซอร์ส IGBT แสดงไว้ที่ภาพที่ 2.39 และสำหรับ ภาพที่ (ก) 2.39 เป็นกราฟคุณสมบัติการถ่ายโอนกระแสและแรงดัน ภาพ (ข) กราฟแสดงให้เห็นว่าส่วนใหญ่ของเส้นกราฟจะมีลักษณะเห็นเส้นตรงแต่จะเริ่มโค้งที่กระแสตรงมีแรงดันระหว่างขาเกตและขาอิมิตเตอร์ต่ำลงใกล้ๆ ค่าต่ำๆ นั้นก็คือ จุดที่ันจุดเริ่มเปลี่ยนสภาวะการทำงาน จุด) Threshold Voltage : $V_{GE(th)}$) โดยถ้าแรงดันระหว่างเกต และ อิมิตเตอร์นี้ต่ำกว่าแรงดันที่จุด $V_{GE(th)}$ แล้ว IGBT จะอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแสหรือกัคออฟ ในกรณีของ IGBT ชนิดพีเชนแนล เช่น ชนิดของสารที่ได้ไป จากเอ็นแซนแนลจะเปลี่ยนตรงกันข้ามสัญลักษณ์ลูกศรก็จะกลับเอาหัวลูกศรกลับไปในทางตรงกันข้าม

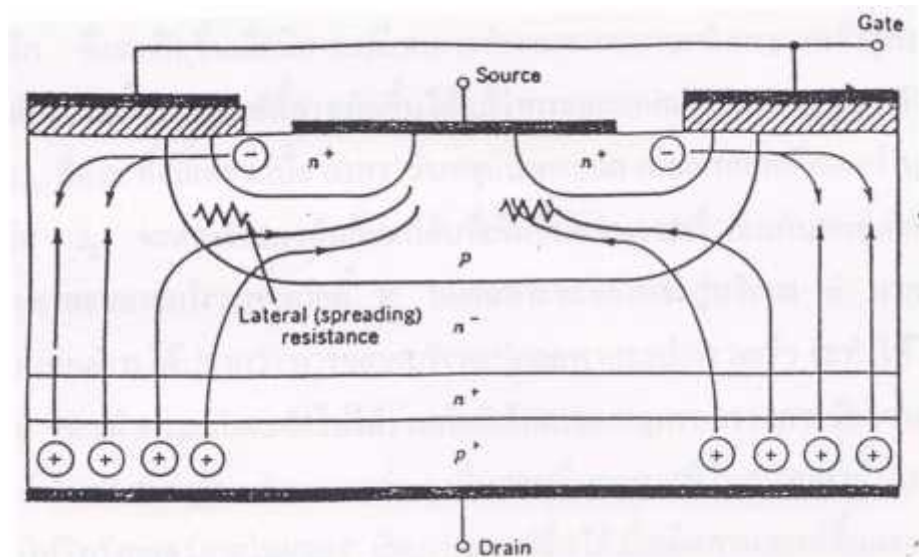


ภาพที่ 2.44 กราฟแสดงลักษณะของ IGBT

2.7.3 สถานะนำกระแส

เมื่อขาคอลเล็กเตอร์ได้รับแรงดันไบแอสตรงคือเป็นบวกเมื่อเทียบกับอิมิตเตอร์ แรงดันระหว่างเกตกับอิมิตเตอร์มีค่าเกิน $V_{GE(th)}$ ประจุไฟฟ้าบวกที่เกิดจากแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะดึงเอา อิเล็กตรอนให้มารวมกันอยู่ในบริเวณภายใต้เกต ทำให้ชั้นบอดี (Body Layer) ตรงส่วนใต้เกตแปรสภาพเป็น n ทำให้เกิดการต่อกันของบริเวณ n^- (Drift Region) เข้ากับบริเวณอิมิตเตอร์ n^+ (Emitter Region) ซึ่งลักษณะเช่นนี้เหมือนกับการทำงานของมอสเฟต กระแสอิเล็กตรอนที่ไหลจาก ขาอิมิตเตอร์ผ่านบริเวณใต้เกตมายังบริเวณลอยเลื่อน n^- จะรวมกับโฮลที่เป็นพาหะข้างน้อยที่ถูกฉีด มาจากชั้นอินเจกต์ดิง P^+ (ดูภาพโครงสร้างในภาพที่ 2.38) เพราะรอยต่อ J_1 ได้รับแรงดันไบแอส ตรง ทำให้ IGBT อยู่ในสถานะนำกระแส เกิดการไหลของกระแสไฟฟ้าจากเดรน (คอลเล็กเตอร์) ไปยังอิมิตเตอร์ได้ การรวมกันของโฮลและอิเล็กตรอน ภายในบริเวณ n^- เรียกว่าการมอดูเลต สภาพนำ (Conductivity Modulation)

ผลของการมอดูเลตนี้จะทำให้ความต้านทานของบริเวณ n^- เป็นค่าต่ำลง เป็นการเพิ่ม ความสามารถในการขับผ่านกระแสได้สูงขึ้น ซึ่งมีลักษณะเหมือนกับทรานซิสเตอร์กำลัง ผลของ ความต้านทานที่ลดลงทำให้แรงดันตกคร่อมที่สถานะนำกระแสลดต่ำลง การสูญเสียกำลังงานขณะ นำกระแสจึงลดลงด้วยทิศทาง การไหลของอิเล็กตรอนและโฮลแสดงไว้ในภาพที่ 2.40



ภาพที่ 2.45 ทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนและโฮลในขณะนำกระแส

2.7.4 สถานะหยุดนำกระแส

เมื่อแรงดันระหว่างเกตและอิมิตเตอร์ลดลงต่ำกว่าแรงค้ำ $V_{GE(th)}$ จะทำให้แรงดันไม่เพียงพอสำหรับการแปรสภาพชั้นบอดี P เป็น N⁻ ได้ ทำให้บริเวณ n⁻ ไม่ต่อกับบริเวณซอร์ส n⁻ IGBT จึงอยู่ในสถานะหยุดนำกระแส ในสถานะนี้รอยต่อ J₂ ที่ได้รับแรงดันไบแอสกลับจะทำให้เกิดกระแสรั่วไหลเพียงเล็กน้อยเท่านั้นนอกจากนี้ยังทำให้เกิดบริเวณปลอดพาหะ (depletion region) ขึ้นที่รอยต่อ J₂ ด้วยบริเวณปลอดพาหะนี้จะขยายบริเวณกว้างขึ้นจนเกิดเข้ามายังบริเวณ n มากกว่าที่จะขยายไปยังบริเวณชั้นบอดี P ทั้งนี้เพราะชั้นบอดี P มีความสามารถในการเพิ่มในการได้ปสารมากกว่า ถ้าความหนาแน่นของสารที่เติมในบริเวณลอยเลื่อน n⁻ มากเพียงพอ ก็จะทำให้การขยายของบริเวณปลอดพาหะไม่สามารถแตะกับชั้นอินเจกต์ P⁺ ได้ ชั้นบัฟเฟอร์ n⁺ (buffer layer) (ดังในภาพที่ 2.38) ก็ไม่จำเป็นต้องได้ปสาร ทั้งนี้เพราะการแตะกันของบริเวณทั้งสองจะทำให้เกิดการพังทลายทางด้านไบแอสตรงสำหรับ IGBT ที่ไม่มีการได้ปสารในชั้นบัฟเฟอร์ n⁺ นี้จะเรียกว่า IGBT แบบสมมาตรซึ่งจะมีอัตราทนแรงดันย้อนกลับ (V_{RM} หรือ BV_{DSS}) สูงพอๆกับค่าอัตราทนแรงดันไหลตรง ($BVDSS$) เหมาะสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้ในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับการลดความหนาของบริเวณ n⁻ ลงแต่ยังคงความสามารถของอัตราทนแรงดันไหลตรง สามารถทำได้โดยเพิ่มชั้นบัฟเฟอร์ n⁺ เข้าไปเพื่อป้องกันการแตะกันของบริเวณปลอดพาหะกับบริเวณอินเจกต์ P⁺ ซึ่งจะเรียก IGBT ชนิดนี้ว่า IGBT แบบไม่สมมาตรและจากการลดความหนาแน่นของบริเวณลอยเลื่อน n⁻ ลงจะช่วยส่งผลให้เกิดข้อดีสองประการคือ

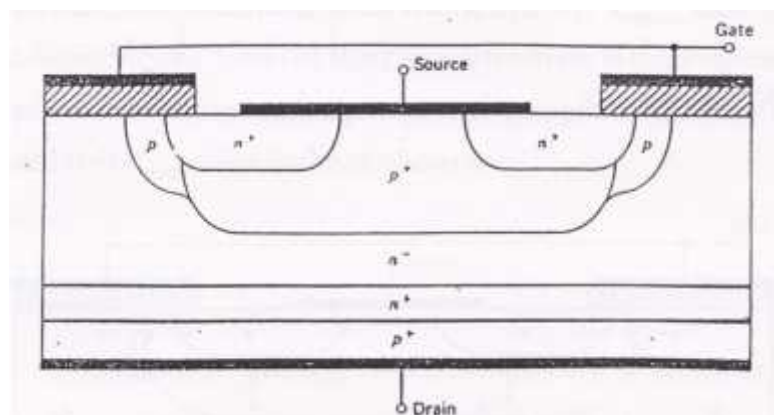
- 1) ทำให้แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำเป็นผลให้การสูญเสียกำลังงานลดน้อยลงด้วย
- 2) ช่วยลดช่วงเวลาหยุดนำกระแสให้สั้นลงได้

2.7.5 การแลตซ์ใน IGBT

นอกจากโหนดส่วนใหญ่ที่รวมกับอิลีกตรอนภายใต้บริเวณ n⁻ แล้วยังมีกระแสไหลบางส่วนที่ไหลข้ามบริเวณ n⁻ เข้าสู่บริเวณชั้นบอดี P โดยตรง ผลจากกระแสโหนดนี้ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมความต้านทานข้างเคียง (lateral resistance) ดังในภาพที่ 2.40 ถ้าแรงดันนี้มีค่ามากพอคือประมาณ 0.7 โวลต์ จะทำให้เกิดรอยต่อ J₃ ได้รับไบแอสตรงเป็นผลให้อิลีกตรอนจากบริเวณอิมิตเตอร์ n⁺ ถูกฉีดเข้าไปในชั้นบอดี P ถ้าดูจากวงจรสมมูลในภาพที่ 2.42 (ค) จะหมายถึงขาเบสและอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์เอ็นพีเอ็นได้รับแรงดันไบแอสตรงส่งผลให้ทรานซิสเตอร์ซึ่งแฝงอยู่ในโครงสร้างของ IGBT อยู่ในสถานะแลตซ์การนำกระแส ทำให้ที่ขาเกตไม่สามารถควบคุมปริมาณ

ของกระแสคอลเล็กเตอร์ได้อีกต่อไป แต่การควบคุมกระแสเดรนนี้จะขึ้นอยู่กับตัวต้านทานที่นำมาต่อในวงจรรภายนอก ถ้าหากมีการแลตซ์เกิดขึ้นเป็นเวลานาน อาจทำให้ IGBT เสียหายได้เพราะมีการสูญเสียกำลังงานเกินค่าที่คิดที่ทนได้ ส่วนใหญ่หรือเป็นมาตรฐานคู่มือการผลิต มักจะระบุบอกค่ากระแสเดรนสูงสุด ที่สามารถไหลผ่าน IGBT ได้โดยยังไม่เกิดการแลตซ์ขึ้น (I_{DM}) แต่เนื่องจากกระแสเดรนถูกกำหนดหรือควบคุมโดยตรงจากแรงดันระหว่างขามิตเตอร์ บางครั้ง คู่มือจึงบอกค่าแรงดันระหว่างเกตและอิมิตเตอร์สูงสุด ที่จะไม่ทำให้เกิดการแลตซ์แทนการบอกค่ากระแสคอลเล็กเตอร์สูงสุด (I_{DM})

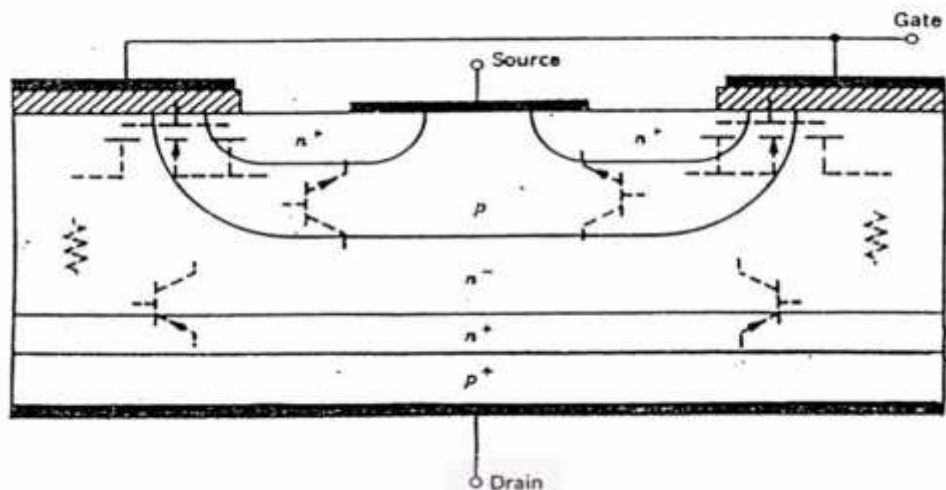
การแลตซ์ที่กล่าวถึงข้างต้นเรียกว่าการแลตซ์ในโหมดสแตติก เพราะเกิดขึ้นเมื่อกระแสที่ไหลในสภาวะนำกระแสมีค่าเกิน I_{DM} แต่ลักษณะการแลตซ์นี้ก็สามารถเกิดขึ้นได้ เรียกว่าในโหมดไดนามิก ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อมีการเปลี่ยนการทำงานจากสภาวะนำกระแสเข้าสู่สภาวะหยุดนำกระแสได้ด้วย บางครั้งการแลตซ์นี้อาจเกิดขึ้นได้แม้ว่ากระแสคอลเล็กเตอร์ ขณะนำกระแสยังมีค่าต่ำกว่าค่า I_{DM} ก็ตาม ทั้งนี้เพราะเมื่อ IGBT เริ่มหยุดนำกระแส กระแสคอลเล็กเตอร์จะตกลงอย่างรวดเร็วรอยต่อ J_2 จะต้องรับแรงดันย้อนกลับที่เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วเช่นกันผลที่เกิดขึ้นจะทำให้บริเวณปลอดพาหะขยายบริเวณขึ้นบอคือ P โดยเฉพาะจะขยายเข้าสู่บริเวณ n^+ มากกว่าเพราะมีความหนาแน่นของการได้ปต่ำกว่าการขยายบริเวณปลอดพาหะอย่างรวดเร็ว จะทำให้โฮลที่ค้างอยู่ในบริเวณ n^+ ขณะนำกระแสและยังไม่ได้รวมกับอิเล็กตรอนหลุดรอดจากการขีดขวางของบริเวณปลอดพาหะเข้าไปสะสมอยู่ในบริเวณรอยต่อ J_2 เป็นการเพิ่มกระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทานข้างเคียงให้สูงขึ้น ทำให้ไทรสเตอร์ภายใน IGBT เกิดการแลตซ์ขึ้นได้เมื่อเกิดการแลตซ์ขึ้นแรงดันตกคร่อมขามิตเตอร์และคอลเล็กเตอร์ ขณะนำกระแสจะมีค่าต่ำกว่าระดับปกตินอกจากนี้การแลตซ์ยังสามารถเกิดขึ้นได้อีกเนื่องจากการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิที่รอยต่อ ในขณะที่กระแสคอลเล็กเตอร์ยังมีค่าต่ำกว่า I_{DM} ได้อยู่เช่นกัน



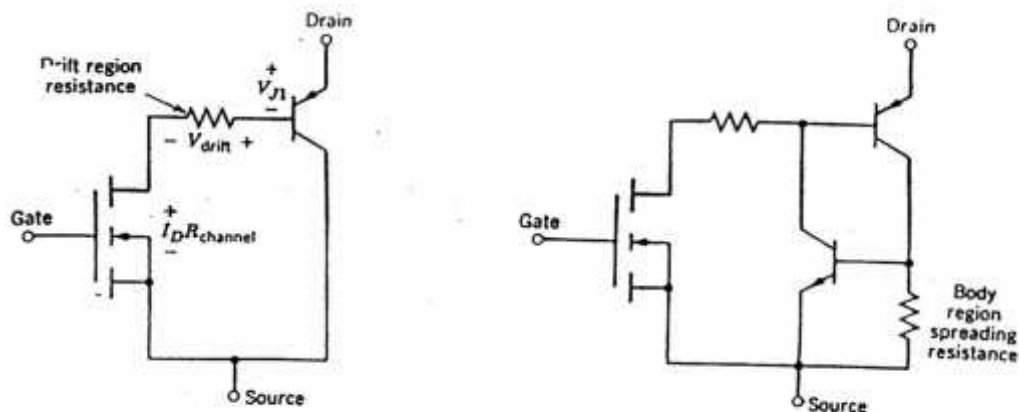
ภาพที่ 2.46 โครงสร้างที่ปรับปรุงเพื่อป้องกันการแลตซ์ใน IGBT

2.6.6 การป้องกันการแลตช์

การหลีกเลี่ยงการแลตช์ของ IGBT สามารถทำได้ทั้งผู้ผลิตและผู้ใช้งาน ผู้ผลิตอาจออกแบบโครงสร้างในส่วนบริเวณบอดี P ให้มีความต้านทานข้างเคียงค่าต่ำที่สุด เพื่อจะได้เพิ่มค่าของ I_{DM} ให้มากที่สุด ซึ่งเป็นการลดโอกาสที่จะเกิดการแลตช์ลงได้ วิธีแรกอาจทำได้โดยลดค่าความต้านทานของบริเวณอิมิตเตอร์ n^+ ลงนั่นคือลดค่า L_S ที่แสดงในภาพที่ 2.38 ลงนั่นเอง วิธีที่สองเป็นการแบ่งระดับความหนาแน่นในการโด๊ปสารของบริเวณบอดี P ดังในภาพที่ 2.41 จะเห็นว่าบริเวณบอดี P ภายใต้เกตจะโด๊ปด้วยความหนาแน่นในระดับปกติ 10^{19} cm^{-3} และมีความหนาแน่นน้อยกว่าบริเวณอิมิตเตอร์ n^+ แต่ส่วนที่เหลือของบริเวณบอดี P โด๊ปด้วยความหนาแน่นมากกว่าคือ 10^{19} cm^{-3} รวมถึงความหนาแน่นก็จะมากกว่าด้วย การทำเช่นนี้จะทำให้เพิ่มความสามารถในการนำกระแสให้สูงขึ้น เป็นการลดความต้านทานข้างเคียงให้น้อยลงได้ สำหรับผู้ใช้งาน ก็สามป้องกันการแลตช์ในโหมดสแตติกได้ โดยออกแบบไม่ให้กระแสที่ไหลในโพลโพลเกินค่ากระแส I_{DM} และป้องกันการแลตช์ในโหมดไดนามิกได้ โดยหน่วงเวลาขณะหยุดนำกระแสให้ยาวนานขึ้นเพื่อให้โพลที่ค้างอยู่ในบริเวณ n มีเวลาพอที่จะรวมกับอิเล็กตรอน เป็นการระดกระแสที่ไหลผ่านความต้านทานภายนอกอนุกรมเข้ากับขาเกตของ IGBT



(ก) แสดงโครงสร้างที่มีทรานซิสเตอร์และมอสเฟตแฝงอยู่ภายใน



(ข) วงจรสมมูลการทำงานสภาพปกติของ IGBT (ค) วงจรสมมูลแสดงส่วนของทรานซิสเตอร์ที่แฝงอยู่ใน IGBT

ภาพที่ 2.47 แสดงโครงสร้างและวงจรสมมูลของ IGBT

2.7.7 วงจรสมมูลของ IGBT

วงจรสมมูลของ IGBT แสดงไว้ในภาพที่ 2.42 (ก) นั้นจะเห็นว่าในบริเวณบอดี้ P ชั้นบริเวณ n และชั้นอินเจกต์ P⁺ จะคล้ายกับทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพี โดยแทนได้ด้วยขาคอลเล็กเตอร์เบส และอิมิตเตอร์ ตามลำดับ และบริเวณภายใต้เกตต์จะแทนได้ด้วยมอสเฟตซึ่งจะมี, ความต้านทานบริเวณ n⁺ เชื่อมขาเบสของทรานซิสเตอร์ที่เอ็นพีเข้ากับขาเดรน ของ (คอลเล็กเตอร์) มอสเฟต ซึ่งเมื่อเขียนวงจรสมมูลออกมาจะได้วงจรดังภาพที่ 2.42 จะเห็นว่าเป็นวงจรดาร์ลิง (ข) ต้น โดยมีมอสเฟตเป็นตัวขับทรานซิสเตอร์ที่เอ็นพี แต่มีจุดพิเศษแตกต่างจากวงจรทั่วไป คือกระแสเดรน (คอลเล็กเตอร์) ส่วนใหญ่จะไหลจากอิมิตเตอร์มายังเบส ผ่านความต้านทานบริเวณลอยเลื่อน จะมีกระแสส่วนน้อย (อิมิตเตอร์) ของมอสเฟตมาจบลงที่ขาซอร์ส (คอลเล็กเตอร์) และผ่านขาเดรน สำหรับวงจรสมมูลในภาพที่ (อิมิตเตอร์) เท่านั้นที่ไหลจากอิมิตเตอร์มายังคอลเล็กเตอร์และขาซอร์ส 2.42 (ค) จะแสดงให้เห็นภายใน IGBT มีทรานซิสเตอร์แฝงอยู่ด้วย โดยดูได้จากการที่ทรานซิสเตอร์เอ็นพีเอ็นค่อเข้าด้วยกันในลักษณะที่มีการป้อนกลับ ทำให้เห็นได้ชัดถึงเหตุที่ทำให้เกิดการแลตช์ของ IGBT โดยถ้ากระแสส่วนน้อยที่ไหลผ่านจากอิมิตเตอร์มายังคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์พีเอ็นพีผ่านความต้านทานข้างเคียงแล้วทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมความต้านทานสูงกว่า 0.7 โวลต์ ทรานซิสเตอร์เอ็นพีเอ็นจะนำกระแส ส่งผลให้เกิดการแลตช์ขึ้นใน IGBT สำหรับแรงดันตกคร่อมขาคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ของ IGBT ขณะนำกระแส ($V_{CE(ON)}$) สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$V_{CE(ON)} = V_{J1} + V_{DRIFT} + I_C R_{CHANNEL} \quad (2.109)$$

เมื่อ V_{J1} เป็นแรงดันไบแอสตรงที่ตกคร่อมรอยต่อพีเอ็น จึงมีค่าค่อนข้างคงที่ จะมีการเปลี่ยนแปลงบ้างก็เพียงเล็กน้อยทำให้มีค่าอยู่ระหว่าง 0.7 – 1 โวลต์

V_{drift} เป็นเพียงแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานบริเวณลอยเลื่อน ซึ่งความต้านทานนี้ค่าค่อนข้างคงที่แต่เมื่อเทียบกับค่าแรงดันในมอสเฟตแล้วจะมีค่าน้อยกว่าเพราะผลของการมอดูเลสภาพนำที่เกิดขึ้นใน IGBT $R_{channel}$ เป็นค่าความต้านทานในย่าน 1 – 1,000 โอห์ม มีค่าค่อนข้างที่จะคงที่ ($I_C R_{channel}$) เป็นแรงดันตกคร่อมมอสเฟต ดังนั้นจึงพอจะสรุปได้ว่า $V_{CE(ON)}$ จะมีค่าสูงมากขึ้นตามค่ากระแสคอลเล็กเตอร์ที่สูงขึ้น โดยทั่วไป IGBT จะสามารถทำงานได้ในอุณหภูมิรอยต่อสูงสุดถึง 150 องศาเซลเซียส และผลของการเปลี่ยนอุณหภูมิจากค่าอุณหภูมิห้องไปถึงค่าสูงนี้ จะส่งผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลงค่า $V_{CE(ON)}$ เพียงเล็กน้อยเท่านั้นเพราะ IGBT มีค่า $V_{CE(ON)}$ เป็นผลรวมระหว่างแรงดันตกคร่อมมอสเฟตที่มีสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิเป็นลบ หมายถึง อุณหภูมิขึ้นกับแรงดันตกคร่อมความต้านทานบริเวณลอยเลื่อน (แรงดันตกคร่อมก็จะสูงขึ้นด้วย) สัมประสิทธิ์อุณหภูมิเป็นลบ

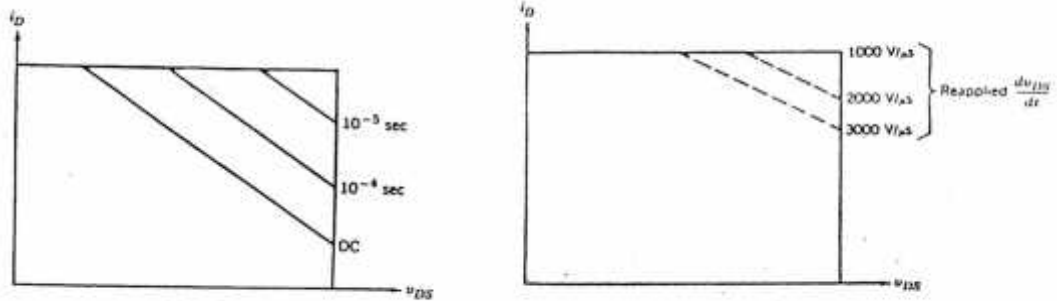
2.7.8 พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัย

IGBT มีพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยทั้งในระหว่างนำกระแสและหยุดนำกระแส โดยมีพื้นที่ที่การทำงานปลอดภัยในขณะที่ไบแอสตรง (Forward Bias Safe Operation Area : FBSOA) ที่กว้างมาก เกือบเป็นสิ่งเหลื่อมสำหรับเวลาในการสวิชต์ ดังนั้น จะแคบลงเมื่อเวลาในการสวิชต์ยาวนานขึ้น ซึ่งถ้าเทียบกับเพาเวอร์มอสเฟตแล้ว IGBT จะทำงานได้ในช่วงพื้นที่ที่กว้างกว่าเมื่อเวลาในการสวิชต์เท่านั้น ในช่วงระหว่างเริ่มนำกระแสและขณะที่นำกระแสแล้ว จุดการทำงานของ IGBT จะต้องมิขนาดแรงดันและกระแสที่ขาแคโรน อยู่ภายในพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในช่วงไบแอสตรงเสมอ ดังแสดงในภาพที่ 2.43 หากไม่เช่นนั้นแล้วจะทำให้เกิดการเสียหายขึ้นที่ (ก) IGBT จากภาพ 2.43 (ก) พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยของ IGBT นี้จะแสดงขีดจำกัดของกระแสคอลเล็กเตอร์ อัตราแรงดันไหลตรง และอุณหภูมิมิรอยต่อของ IGBT ตามลำดับ

สำหรับพื้นที่การทำงานปลอดภัยในช่วงไบแอสกลับ (Reverse Bias Safe Operating Area : RBSOA) จะแตกต่างในช่วงไบแอสตรง โดยในภาพที่ 2.43 (ข) จะแสดงค่าจำกัดของค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์ต่อเวลา ($\frac{dV_{CE}}{dt}$) ซึ่งจะเกิดขึ้นในช่วงระหว่างหยุด

นำกระแสแทนขีดจำกัดทางด้านอุณหภูมิมียอดต่อ และจะมีพื้นที่แคบลงถ้า $\left(\frac{dV_{CE}}{dt}\right)$ มีค่าสูงมากขึ้น ส่วนเหตุผลที่ถูกจำกัดโดยค่านี้เพราะไม่ต้องการให้เกิดการแลตซ์ขึ้นที่ IGBT

ค่า $\left(\frac{dV_{CE}}{dt}\right)$ นี้จะมีผลโดยตรงกับช่วงเวลาหยุดนำกระแส หมายความว่าถ้ามีอัตราการเปลี่ยนแปลงเร็วจะทำให้ช่วงเวลาหยุดนำกระแสสั้น แต่ก็ยังถือว่าขีดจำกัด $\left(\frac{dV_{CE}}{dt}\right)$ ของ IGBT มีค่าสูงมาก เมื่อเทียบกับอุปกรณ์ไทรสเตอร์ตัวอื่น ดังนั้นความจำเป็นในการใช้วงจร snubber เพื่อป้องกันการแลตซ์ก็ไม่มีควมจำเป็นต้องใช้ $\left(\frac{dV_{CE}}{dt}\right)$ ที่เกิดขึ้นพร้อมยังสร้างได้ง่ายขึ้นด้วยการ ออกแบบวงจรขั้วเบสที่มีความต้านทานที่ต่อกับขาเกตและค่า V_G ที่เหมาะสม



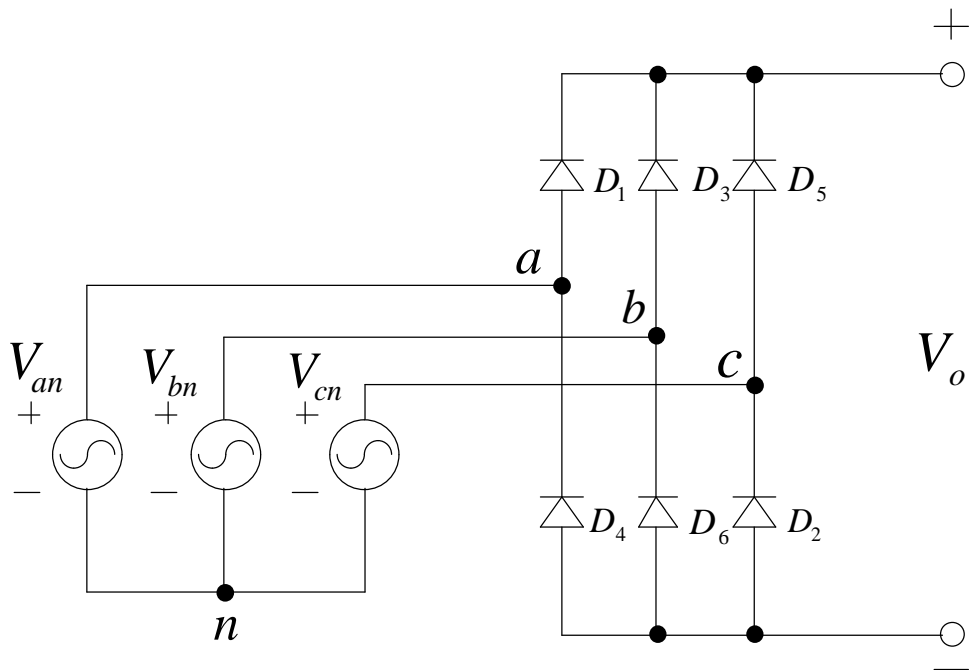
(ก) พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสภาวะไบแอสตรง (ข) พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสภาวะไบแอสกลับ

ภาพที่ 2.48 พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยของ IGBT

บทที่ 3

การออกแบบโครงงาน

3.1 การออกแบบวงจรเรียงกระแสเฟส 3



ภาพที่ 3.1 วงจรเรียงกระแส 3 เฟส

3.1.1 คำนวณหาพิคค์ของไดโอดในวงจรเรียงกระแสเฟส 3

คำนวณแรงดันไฟฟ้าด้านขาเข้าจากพิคค์แรงดันไฟฟ้า 380 V_{ac} เมื่อผ่านวงจรเรียงกระแส

$$\begin{aligned} V_{dc} &= \frac{\sqrt{2} \times 380}{0.955} \text{ V} \\ &= 562.72 \text{ V} \\ &= 563 \text{ V} \end{aligned}$$

จากภาพที่ 3.1 ทำการกำหนดให้โหลดมีขนาด 1 HP , $V_{ac} = 380$ V จะได้ค่า

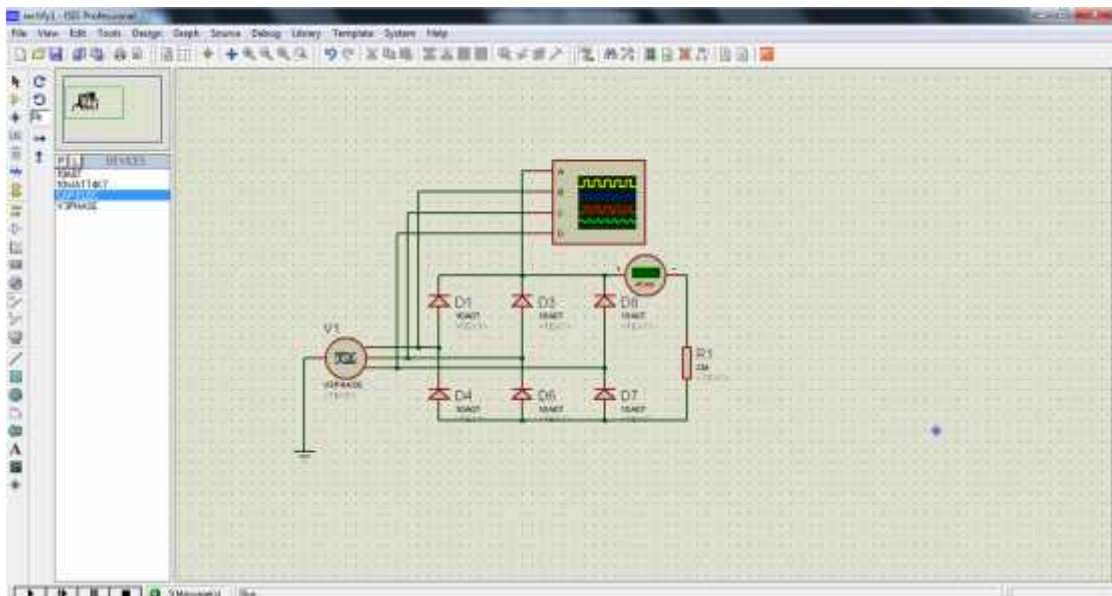
$$\begin{aligned} I_{ac} &= \frac{746}{380} \text{ A} \\ &= 1.96 \text{ A} \\ &\cong 2 \text{ A} \end{aligned}$$

กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยของไดโอดจะเท่ากับ

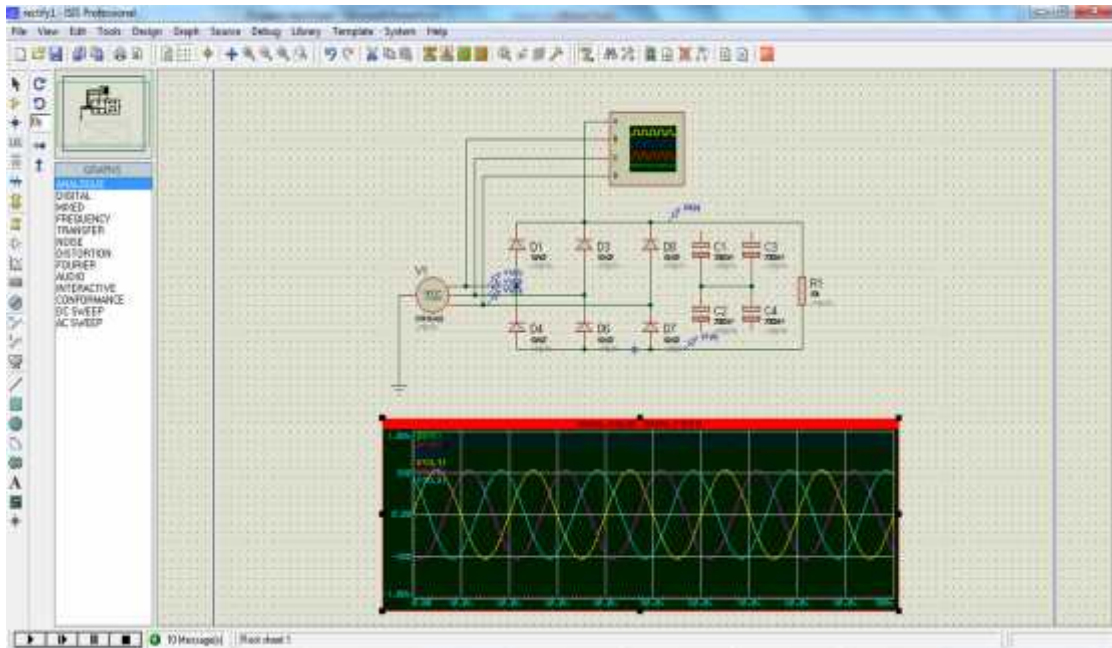
$$\begin{aligned} I_{D,av} &= \frac{1}{3} I_{ac} \\ &= \frac{1}{3} \times 10 \\ &= 3.33 \text{ A} \end{aligned}$$

เลือกค่ากระแสที่ไหลผ่านไดโอดประมาณ 5 เท่า คือ 10 A และทนแรงดันไม่น้อยกว่า 800 V

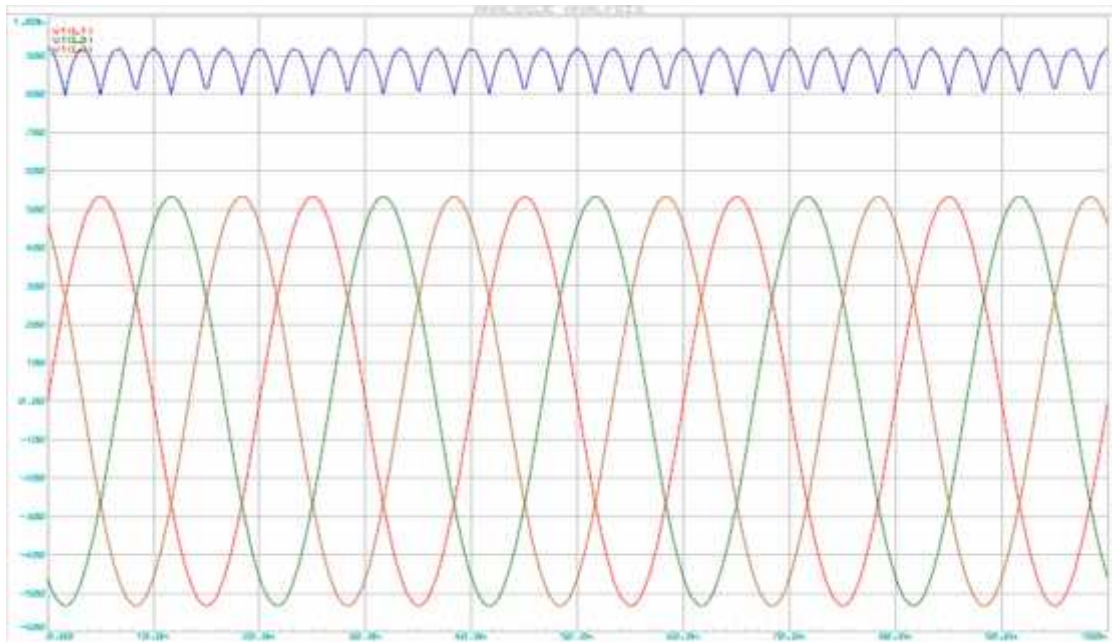
3.1.2 ทำการจำลองวงจรเรียงกระแส เฟสโดยใช้โปรแกรม 3 Proteus



ภาพที่ 3.2 รูปจำลองวงจรเรียงกระแส 3 เฟส



ภาพที่ 3.3 รูปจำลองการทำงานวงจรเรียงกระแส 3 เฟส



ภาพที่ 3.4 รูปสัญญาณที่ได้จากการจำลองการทำงานวงจรเรียงกระแส 3 เฟส

3.2 การออกแบบหาค่าคาปาซิเตอร์

จากวงจร Rectifier รับแรงดันจากภายนอก 380 V จะได้แรงดัน V_{dc} ที่ผ่าน Rectifier จาก $V_{dc} = 563$ V

3.2.1 การคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุกำลัง

จากสูตร
$$V_r = \frac{I_l}{f_r c_x}$$

เมื่อ I_l = กระแสสูงสุดของโหลด
 f_r = ความถี่ของแรงดันรีปเปิ้ล
 V_r = แรงดันรีปเปิ้ล

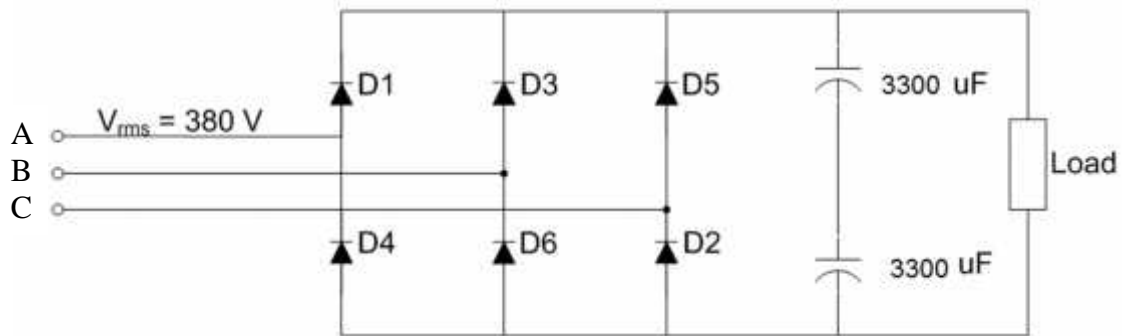
โดยการออกแบบใช้กระแส I_l จาก อินดักชั่นมอเตอร์ (3w,1Hp,Y,380v) มีค่าเท่ากับ 5.4 A กำหนดให้ค่าความถี่ f_r มีค่าเท่ากับ 300 Hz และกำหนดให้ค่าแรงดัน V_r มีค่าเท่ากับ 2.0% ของแรงดัน $V_{dc} = 563$ V ดังนั้น สามารถออกแบบค่าคาปาซิเตอร์ได้จากสมการ

$$c_x = \frac{I_l}{V_r f_r}$$

$$c_x = \frac{5}{11.26 \times 300}$$

$$c_x = 1,480 \mu F$$

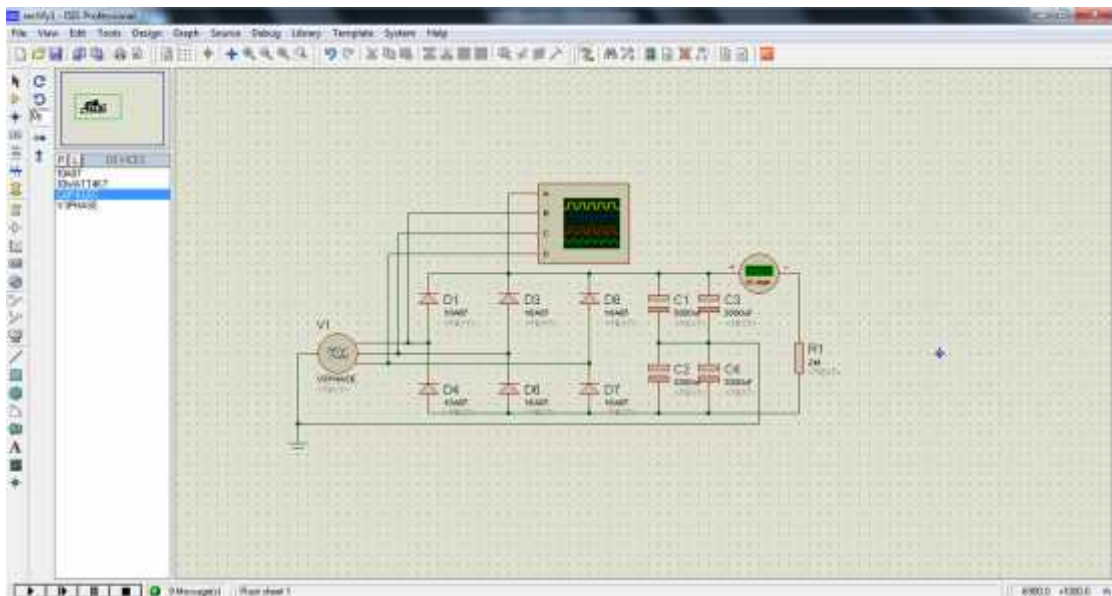
ดังนั้น ในการใช้งานจริงจึงเลือกใช้คาปาซิเตอร์ขนาด 3,300 μF ทนแรงดันได้ 700 V



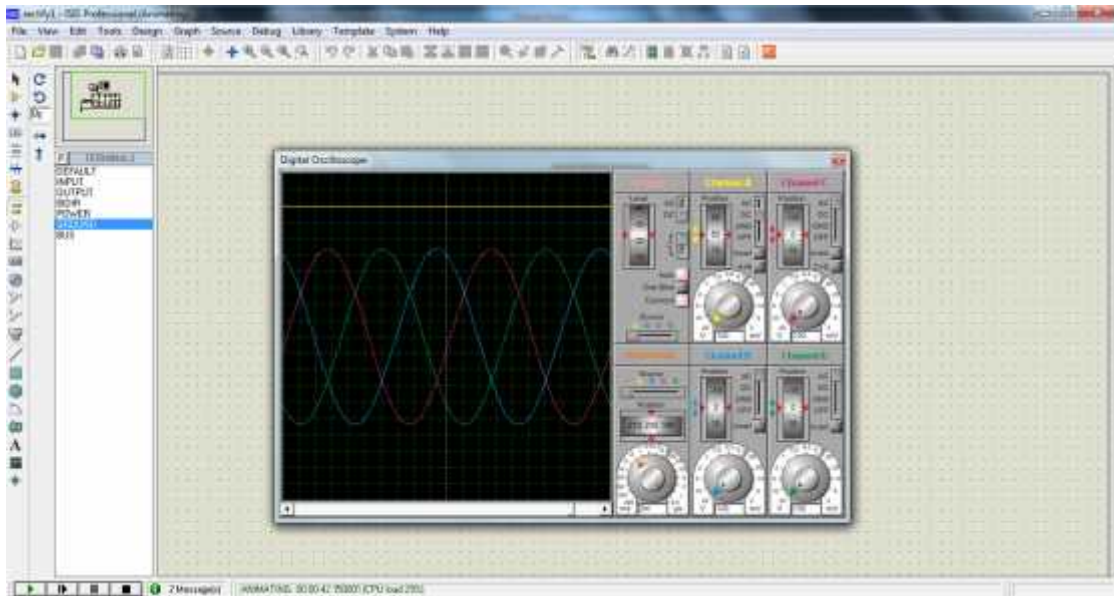
ภาพที่ 3.5 รูปวงจรเรียงกระแส 3 เฟส พร้อมตัวเก็บประจุกำลัง

3.2.2 ทำการจำลองการต่อตัวเก็บประจุกำลังกับวงจรเรียงกระแส เฟสโดยใช้โปรแกรม 3

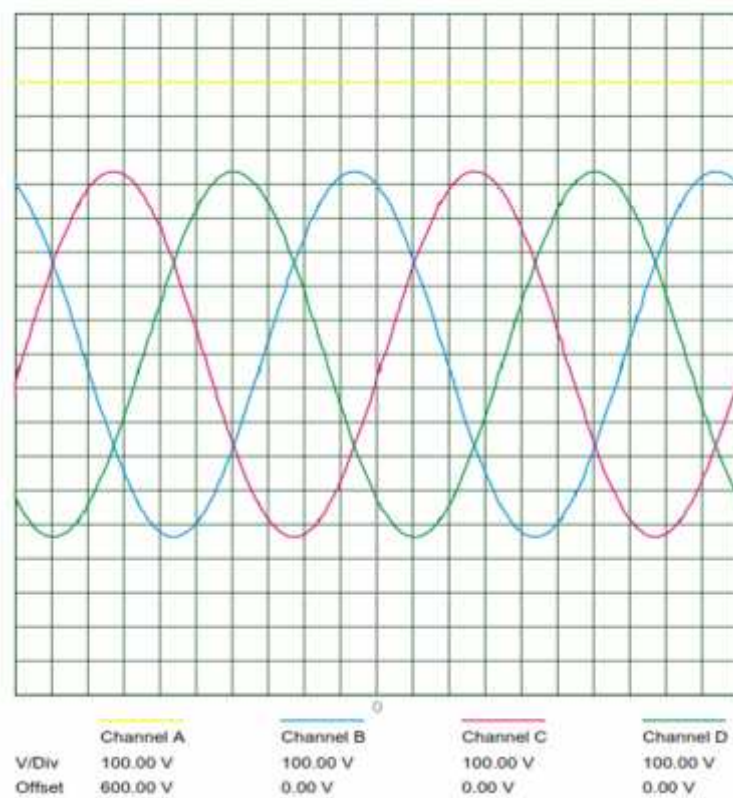
Proteus



ภาพที่ 3.6 รูปจำลองการต่อตัวเก็บประจุกำลังกับวงจรเรียงกระแส 3 เฟส



ภาพที่ 3.7 จำลองการทำงานวงจรเรียงกระแส 3 เฟสที่ใส่ตัวเก็บประจุ



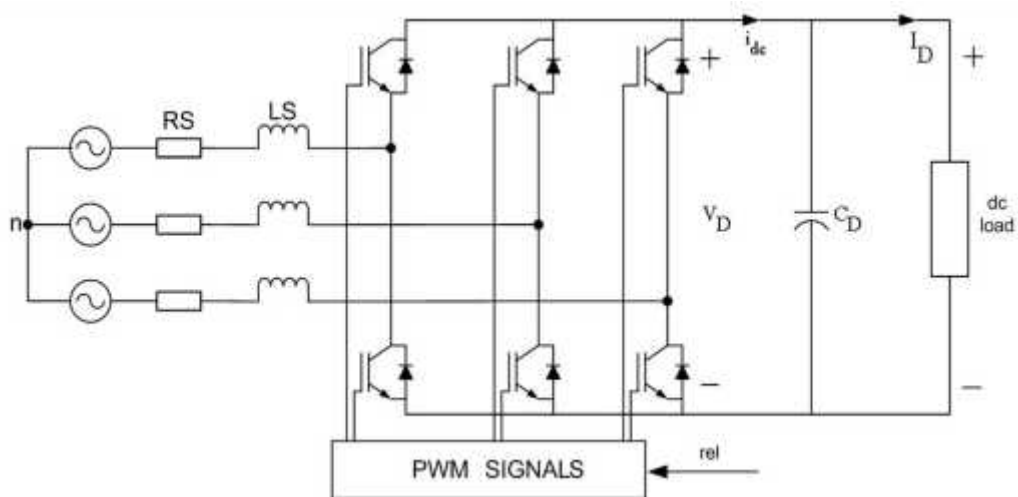
ภาพที่ 3.8 สัญญาณวงจรเรียงกระแส 3 เฟสที่ใส่ตัวเก็บประจุ

3.3 การออกแบบวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส [3]

3.3.1 โครงสร้างของวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

การออกแบบวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ได้เลือกอุปกรณ์สำหรับการออกแบบโครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งประกอบด้วยอุปกรณ์หลัก ๆ ดังนี้

- คาปาซิเตอร์ขนาด 3,300 μF 700V
- อุปกรณ์ตัดต่อกำลัง (IGBT)
- ไดโอดแบบ Ultrafast Diode



ภาพที่ 3.9 แสดงโครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

ในส่วนของการทำงานของวงจรในภาพที่ 3.7 อินเวอร์เตอร์จะทำงานในช่วงคืนพลังงานให้กับระบบ (Regenerative) โดยอาศัยคาปาซิเตอร์เป็นแหล่งจ่ายและการทำงานของอินเวอร์เตอร์จะใช้แบบ 120 องศา Degree Conduction เมื่อแรงดันไฟฟ้าจากคาปาซิเตอร์ $V_{dc} = 563 \text{ V}$ เมื่อกำหนดค่าแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์เท่ากับ 380 V และจากภาพที่ 3.2 การทำงานโดยรวมของวงจรจะได้เอาต์พุตของการอินเวอร์เตอร์

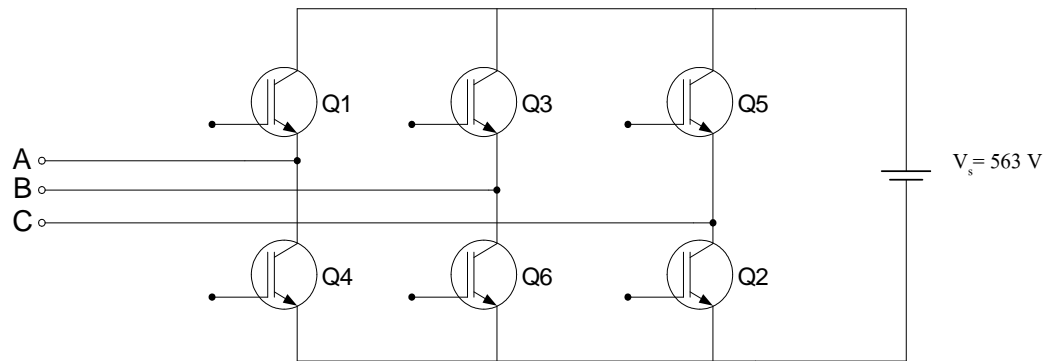
เมื่อกำหนดให้

$$V_p = \frac{\sqrt{2} \times V_{L-L}}{0.955} V$$

$$V_{L-L} = 380 V$$

$$V_p = \frac{\sqrt{2} \times 380}{0.955} V$$

$$V_p = 563 V$$



ภาพที่ 3.10 แสดงการทำงานแบบอินเวอร์เตอร์

เพราะฉะนั้นค่าแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์คำนวณได้จากสูตร

$$V_{dc} = \frac{3}{\pi} V_{mL} \quad (3.2)$$

$$V_{dc} = 563 V$$

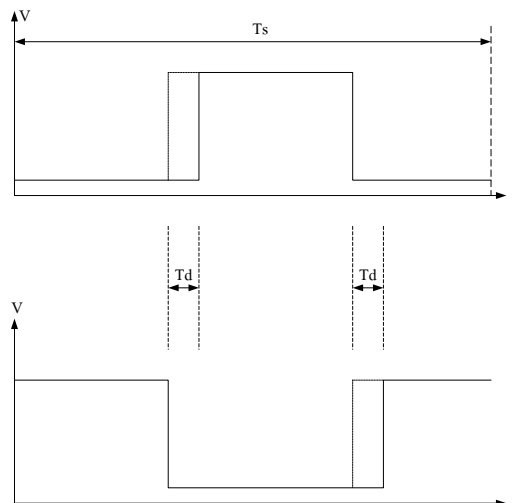
$$V_{mL} = \frac{563\pi}{3} = 590 V$$

$$V_{rms} = \frac{V_{mL}}{\sqrt{2}} = \frac{590}{\sqrt{2}} = 417 V$$

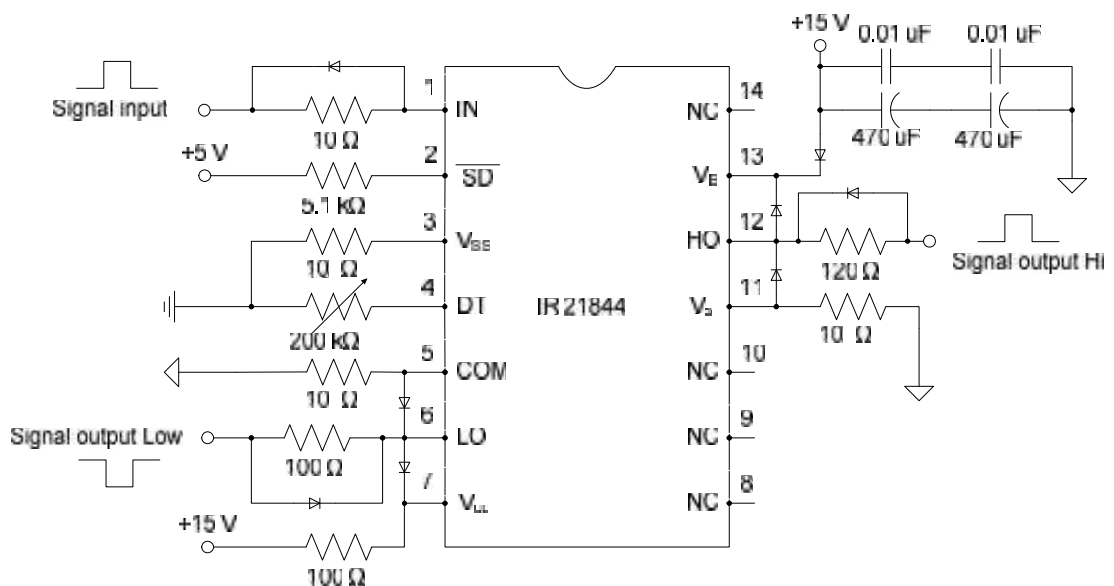
3.3.2 Dead Time

เงื่อนไขการสวิตช์ในทางอุดมคตินั้น สัญญาณควบคุม IGBT ที่กึ่งเดี่ยวกันจะมีค่าตรงกันข้ามกัน Complementary เช่นกึ่งสวิตช์ (Q_1, Q_4) ในรูปที่ 3.2 แต่ในทางปฏิบัตินั้นเป็นไม่ได้เนื่องจาก IGBT หรือสวิตช์กำลังทางไฟฟ้าานั้นจะมีช่วงเวลาในการทำงาน และหยุดทำงานช่วงหนึ่ง โดยช่วงเวลาเริ่มการทำงานของสวิตช์จะมีค่าน้อยกว่าช่วงเวลาที่ให้หยุดทำงาน ถ้าหากให้สัญญาณควบคุม สวิตช์ Q_1 หยุดทำงาน และ Q_4 เริ่มทำงานที่เวลาเดียวกัน ในทางปฏิบัติจะทำให้มีช่วงเวลาที่สวิตช์ทั้งสองยังคงทำงานอยู่ จะทำให้เกิดการลัดวงจรของแหล่งจ่ายกำลังงานได้จะทำให้

เกิดความเสียหายกับสวิทช์ หรือแหล่งจ่ายได้ ดังนั้นเราจึงต้องป้องกันการลัดวงจรดังกล่าวด้วยก
 หนดเวลาของสัญญาณเพื่อให้ Q_1 หยุดทำงาน และเริ่มให้ Q_4 ทำงานหลังจากหน่วงเวลาดังภาพที่ 3.3



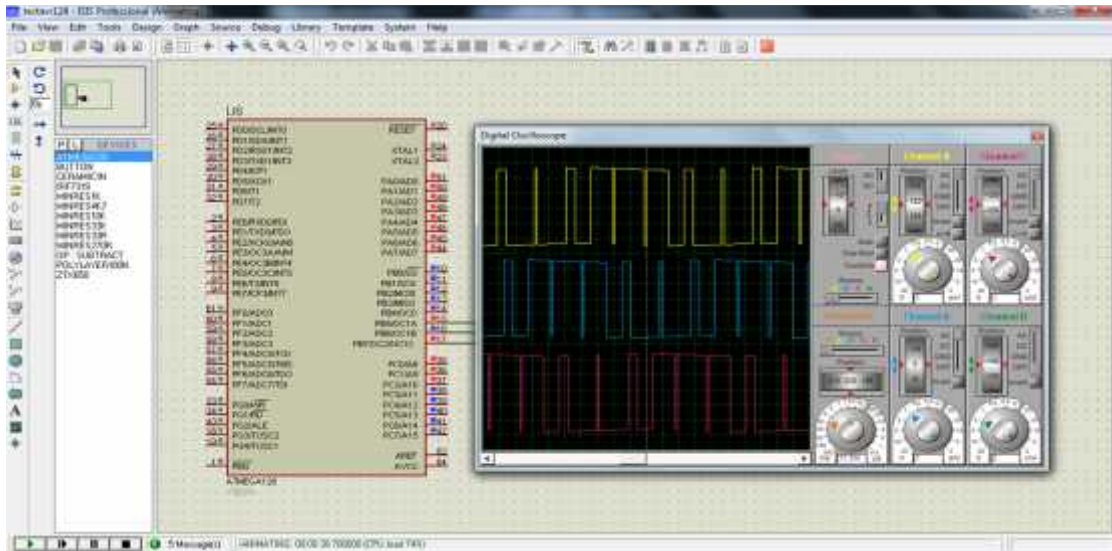
ภาพที่ 3.11 สัญญาณ PWM ที่มี delay time



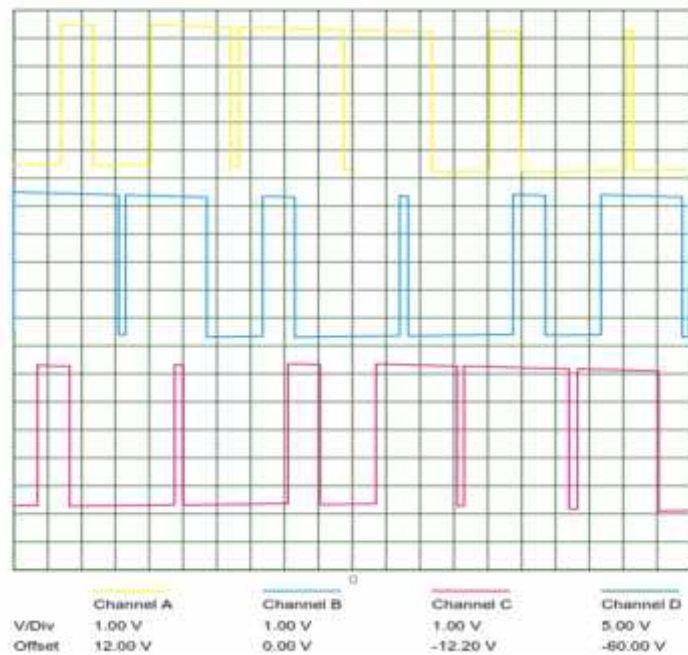
ภาพที่ 3.12 วงจรขับเคลื่อน และ เคียนเฟส

3.4 สัญญาณ PWM

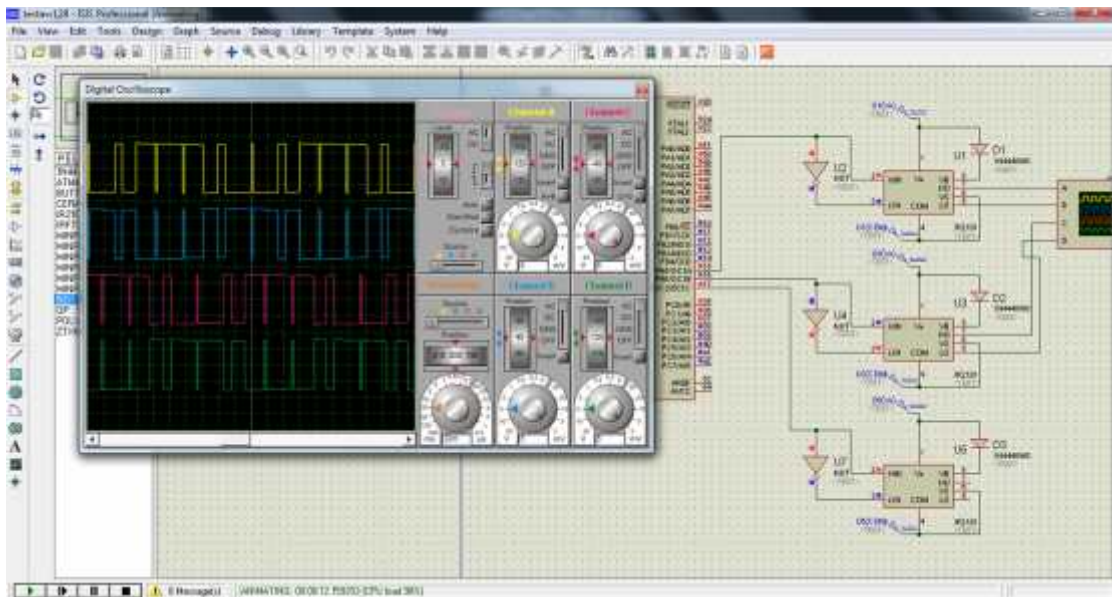
3.4.1 ทำการจำลองการสร้าง Sine PWM โดยใช้โปรแกรม Proteus



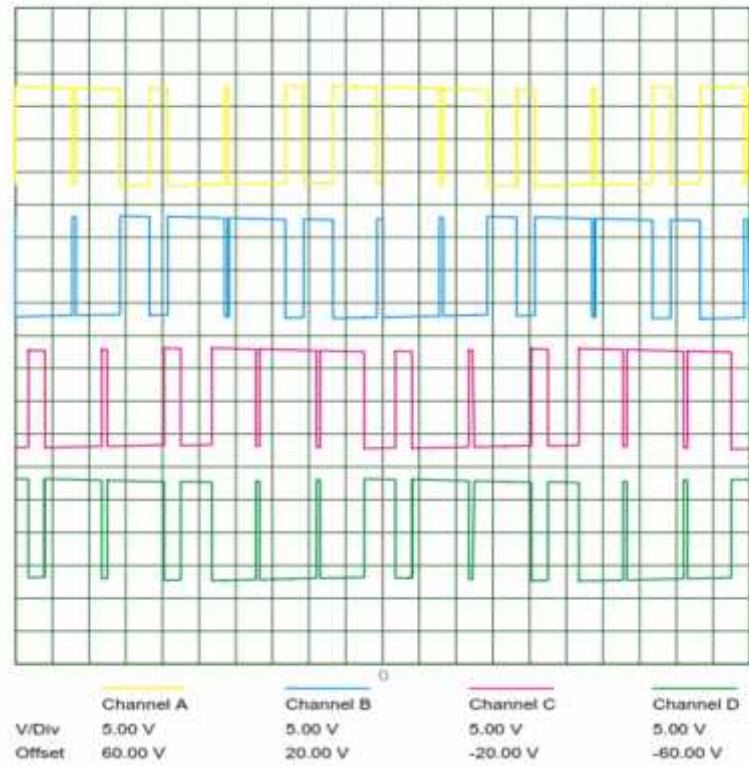
ภาพที่ 3.13 จำลองการสร้างสัญญาณ Sine PWM ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์



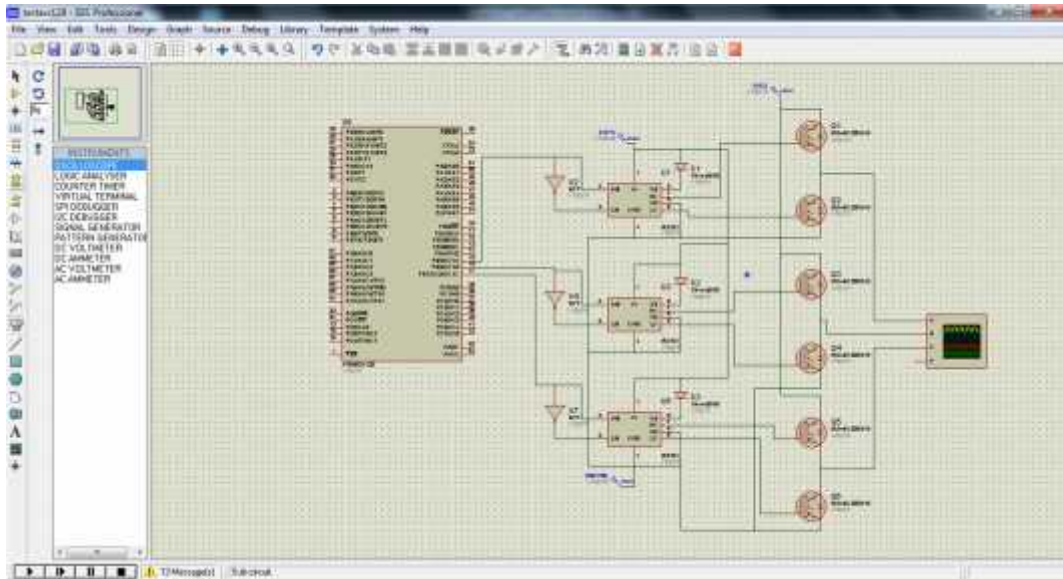
ภาพที่ 3.14 สัญญาณ Sine PWM 3 เฟส



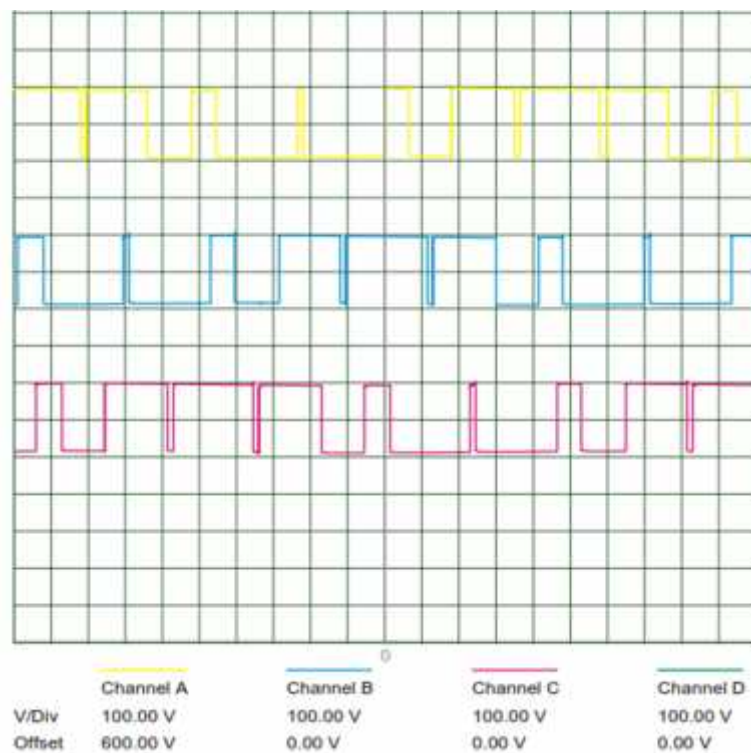
ภาพที่ 3.15 จำลองการทำงานวงจรขับเคลื่อน และ เลื่อนเฟส



ภาพที่ 3.16 สัญญาณ Sine PWM ของวงจรขับเคลื่อน และ เลื่อนเฟส



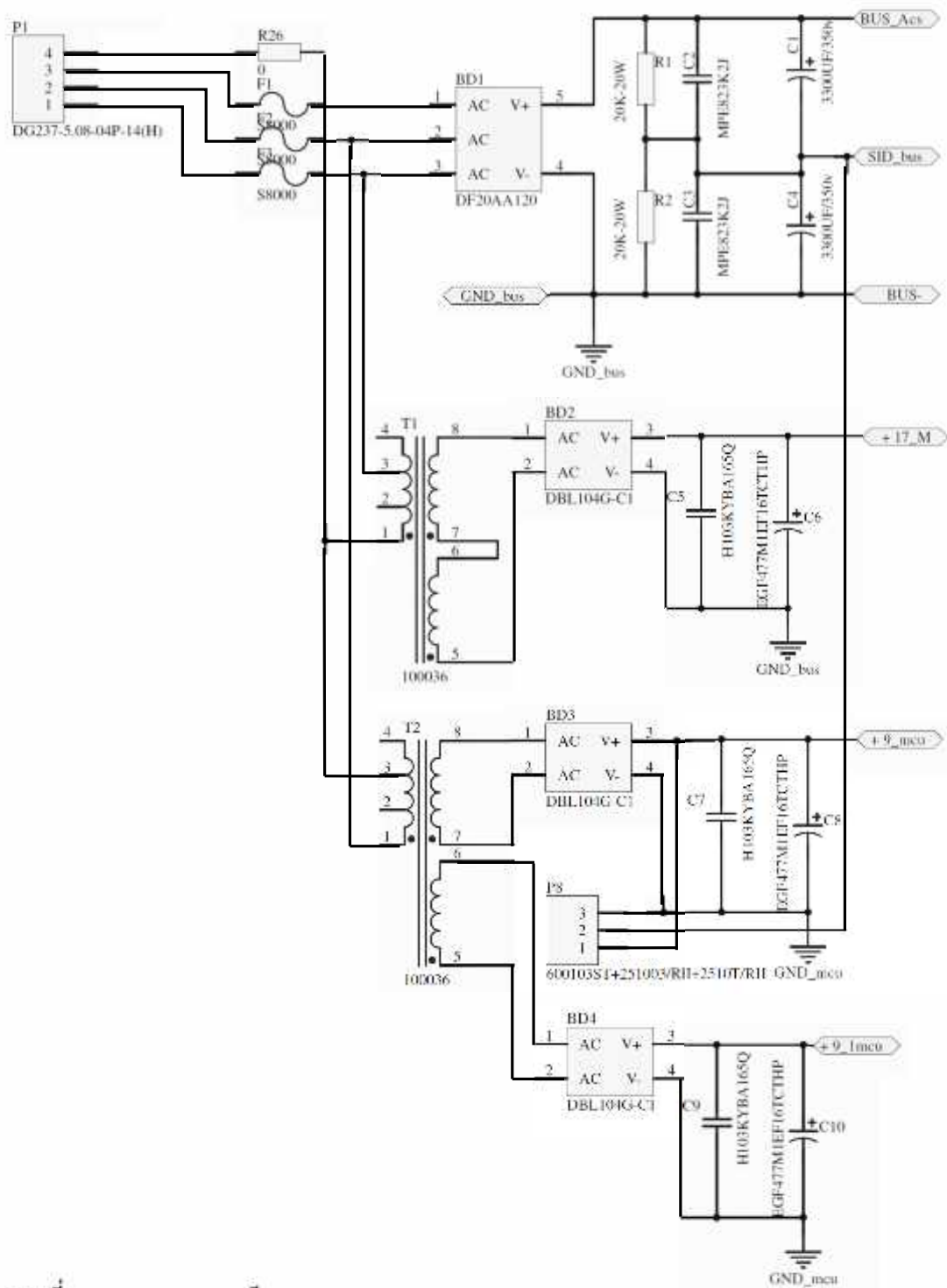
ภาพที่ 3.17 จำลองการทำงานของวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ 3 เฟส



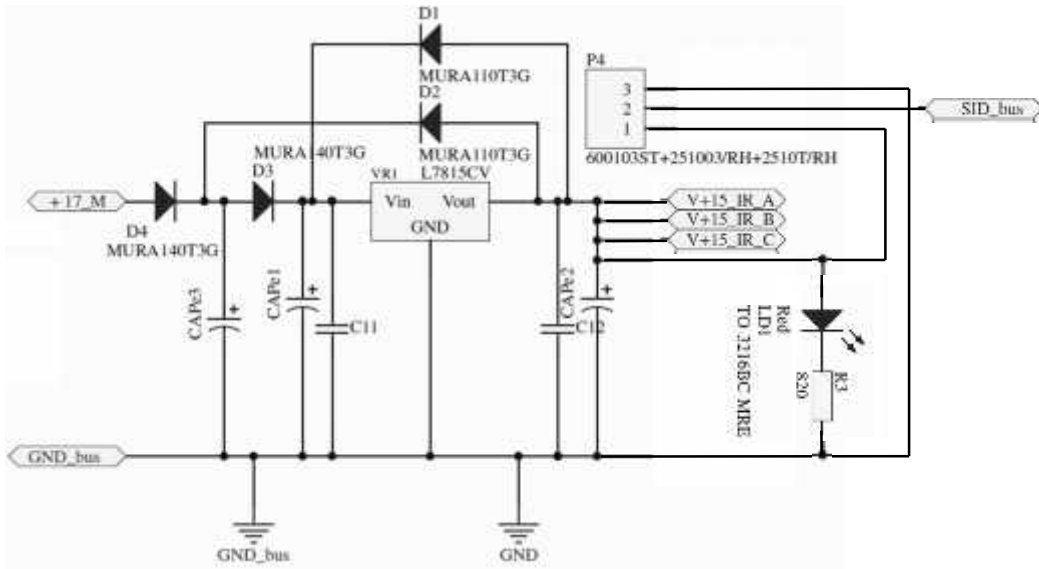
ภาพที่ 3.18 สัญญาณ Sine PWM ที่ออกจากวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ 3 เฟส

3.5 การออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์

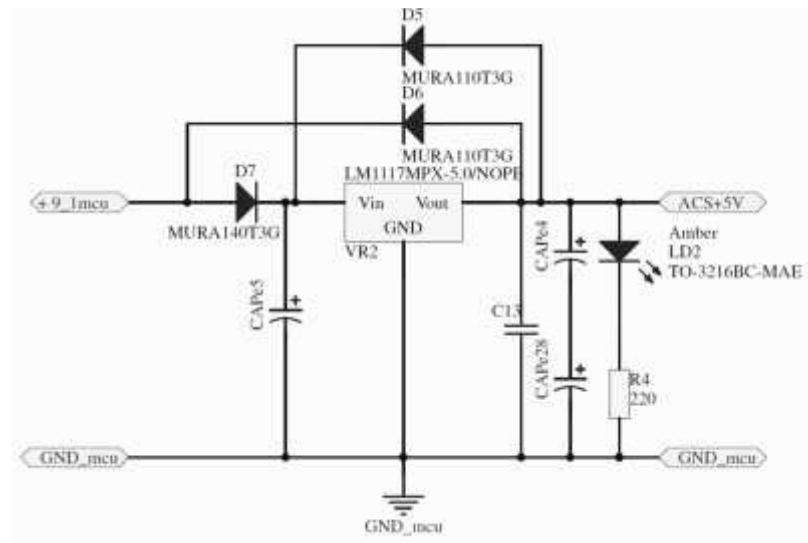
3.5.1 การออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์



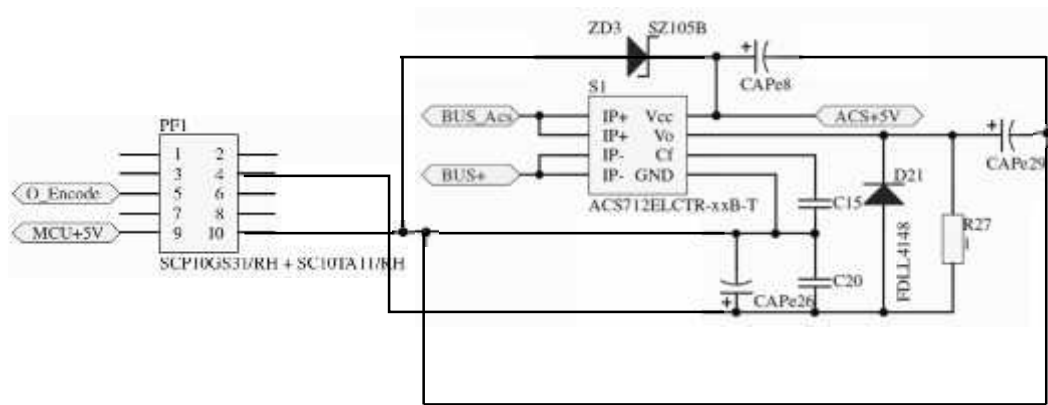
ภาพที่ 3.19 ชุดวงจรรวมเรียงกระแส



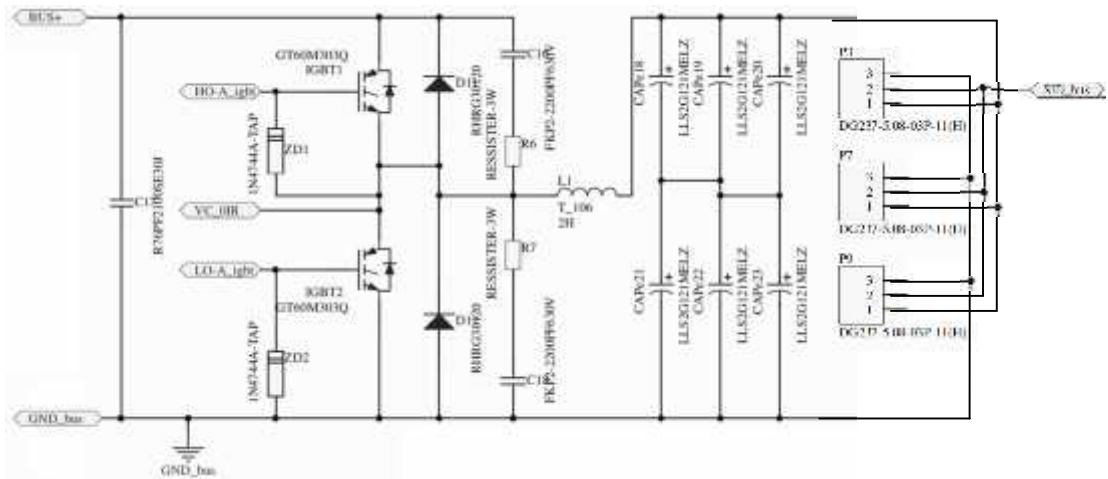
ภาพที่ 3.20 วงจรเร็กกูเลต 15 Vdc



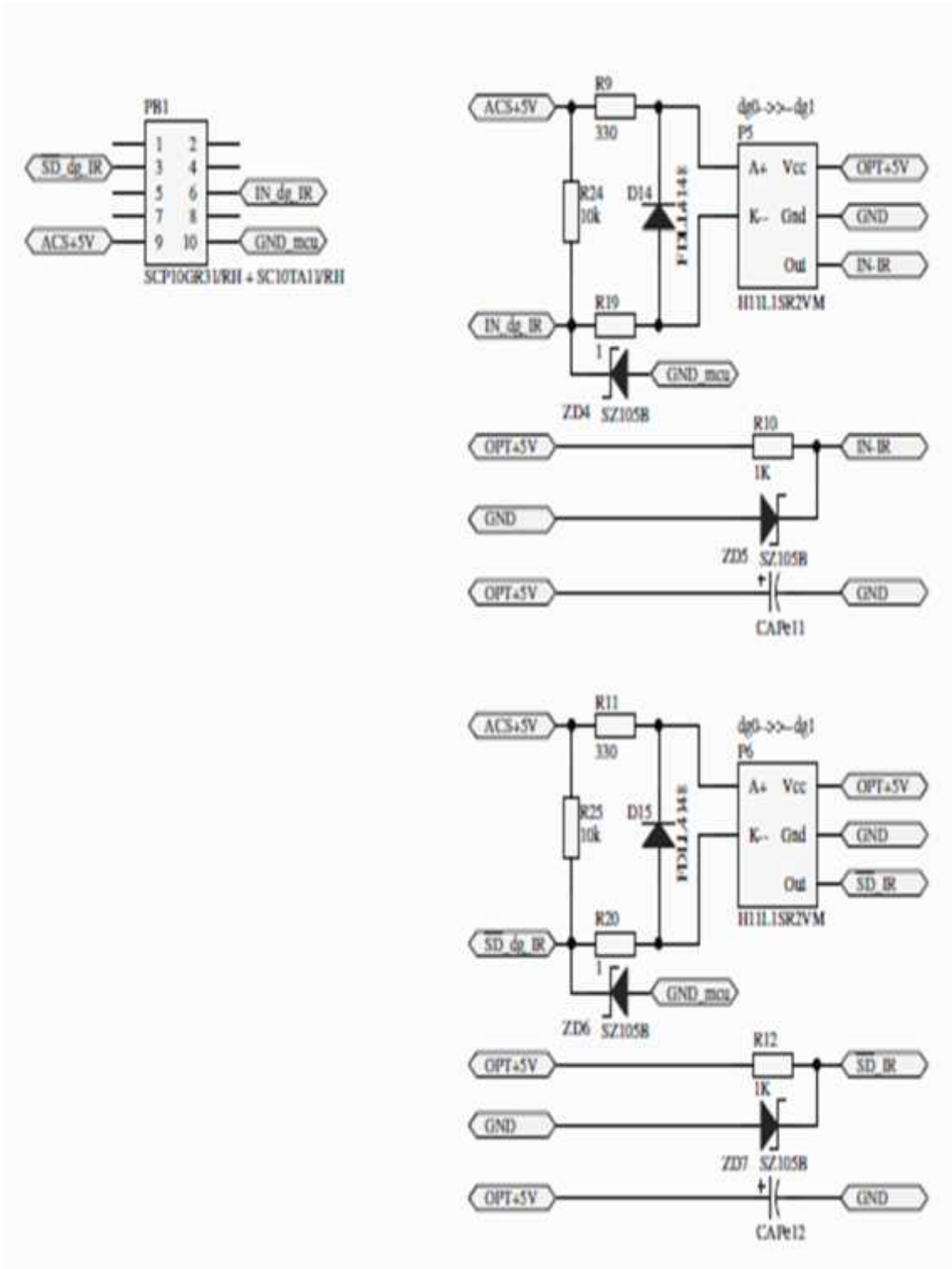
ภาพที่ 3.21 วงจรเร็กกูเลต 5 Vdc



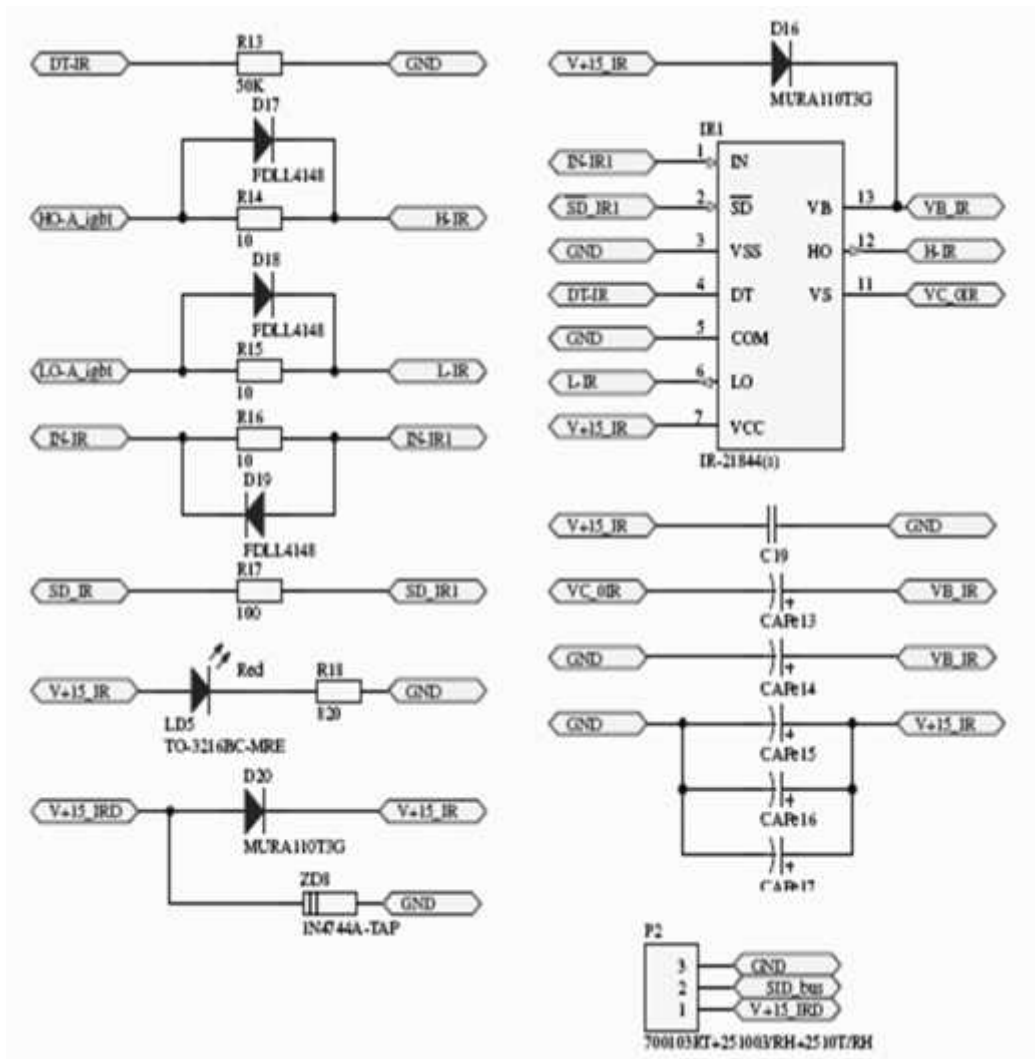
ภาพที่ 3.22 วงจร Current Sensor



ที่ 2.23 วงจรขับเฟส



ภาพที่ 3.24 วงจร Opto Drive



ภาพที่ 3.25 วงจรขั้วเกิดและวงจรชิปเฟส

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

จากการที่ได้กล่าวถึงการออกแบบชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส แบบ Vector Control และสร้างตัวขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยวงจร Gate – driver Control และ วงจร Feed – back Control ในบทที่แล้วนั้น ในบทนี้จะนำชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส แบบ Vector Control มาทำการทดลองควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ขนาด 380 โวลต์ 746 วัตต์ โดยมีขั้นตอนการทดลองและผลการทดลอง รายละเอียด ดังนี้

4.1 เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

4.1.1 มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ 3 เฟส

ขนาดพิกัดของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ที่ใช้ในการทดลอง โดยมีรายละเอียดตามตารางที่ 4.1 รวมทั้งเครื่องมือและอุปกรณ์ในการทดลองต่างๆ มีดังต่อไปนี้

ตารางที่ 4.1 ขนาดของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงที่ใช้ในการทดสอบการขับเคลื่อน

กำลังไฟฟ้า	746 W
แรงดันไฟฟ้า	380 VAC
ความถี่	50 Hz
อัตราการหมุน	1440 rpm
จำนวนโพล	4

4.1.2 เครื่องมือวัดความเร็ว

-ใช้จากเครื่องสร้างแรงบิดที่มีเครื่องวัดความเร็วรอบในตัว (Magnatic Powder Berak)

4.1.3 เครื่องจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับแบบปรับค่า (Variable)

- ใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส 380 โวลต์ สำหรับควบคุมแรงดันที่ป้อนให้กับชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

4.1.4 เครื่องมือวัดไฟฟ้า

- เครื่องวัดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (D.C. Voltmeter) 0-1000V
- เครื่องวัดกระแสไฟฟ้ากระแสตรง (D.C. Amp meter) 0-10A
- ออสซิลโลสโคป

4.1.5 เครื่องสร้างแรงบิด

- Magnatic Powder Berak
- Contron Unit For Magnetic Powder Break

4.2 การทดลองและผลการทดลอง

การทดลองนี้เป็นการทดลองแบบลูปปิด (Close Loop Control System) มีจุดประสงค์เพื่อตรวจสอบสัญญาณในส่วนของสัญญาณที่ชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส สัญญาณแรงดันในแต่ละเฟส และสัญญาณแรงดันที่ได้จากการแปลงความเร็วรอบมาเป็นแรงดันจากเครื่องสร้างแรงบิดโดยจะมีรายละเอียดในการทดลองต่างๆ ดังนี้

ขั้นตอนการทดลองทำการต่ออุปกรณ์เข้าสู่ชุดควบคุม จ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 380 V. ให้ชุดอินเวอร์เตอร์ ทำการกำหนดพิกัดกระแสให้คงที่ตามพิกัดของมอเตอร์ จากนั้นทำการกำหนดความเร็วรอบของมอเตอร์ (rpm) โดยการเพิ่มและลดค่าจากปุ่มกดโดยแสดงผลผ่านจอ LCD โดยการทดลองเพิ่มความเร็วขึ้นทีละ 100 rpm จนถึง 1200 rpm โดยมีการปรับโหลดให้กับมอเตอร์ที่ 0.2 และ 0.4 N.m ตามลำดับ ทำการบันทึกผลที่ได้จากเครื่องสร้างแรงบิดที่มีเครื่องวัดความเร็วรอบในตัว (Magnatic Powder Berak) เพื่อเปรียบเทียบค่าความเร็วรอบระหว่างการไม่มีชุดควบคุมเวกเตอร์คอนโทรลกับการมีชุดควบคุมเวกเตอร์คอนโทรล โดยการอิงจากออสซิลโลสโคป

โดยมีการกำหนดค่าก่อนการทดลองดังนี้

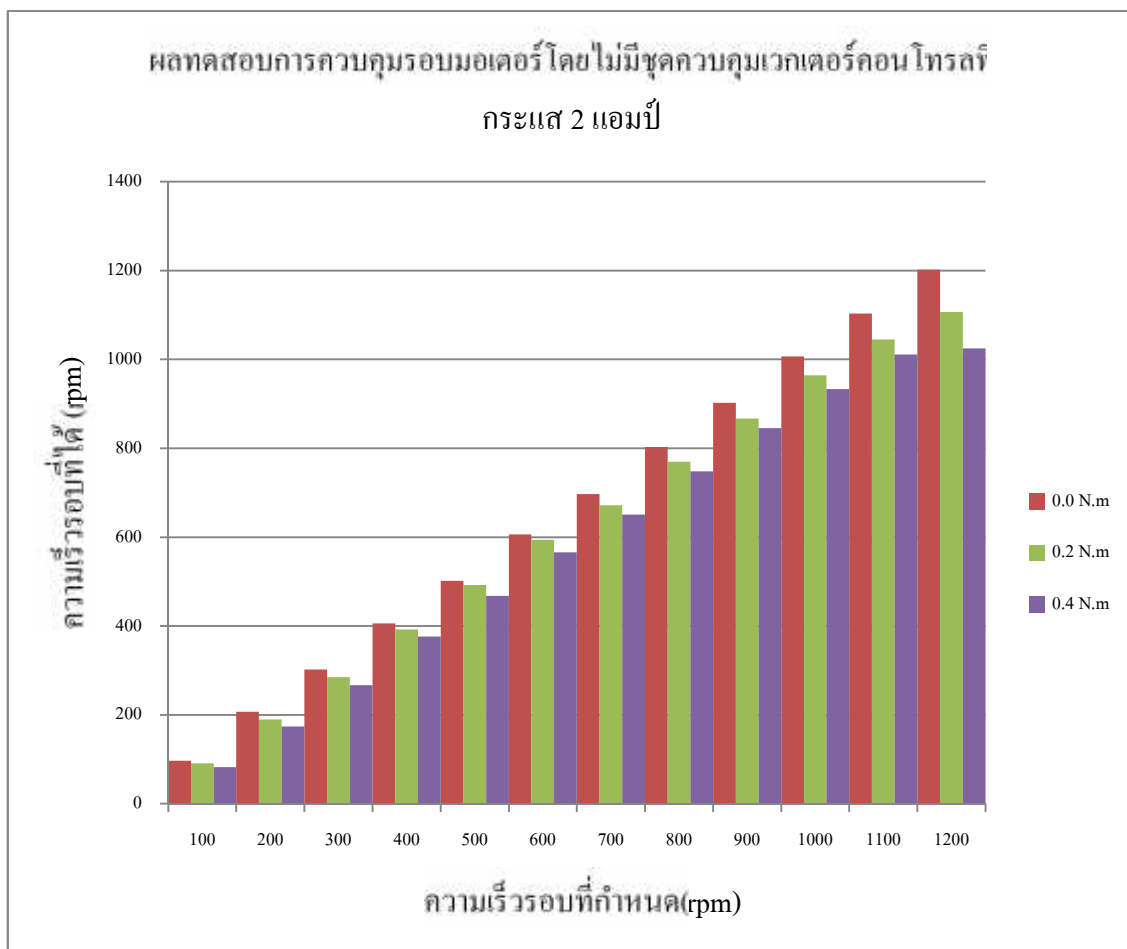
- การควบคุมรอบมอเตอร์โดยไม่มีชุดควบคุมเวกเตอร์คอนโทรลที่ กระแส แอมป์ 2
- การควบคุมรอบมอเตอร์โดยมีชุดควบคุมเวกเตอร์คอนโทรลที่ กระแสแอมป์ 2
- ทำการเพิ่มความเร็วของมอเตอร์ที่ 100 rpm ถึง 1200 rpm ที่ Noload และที่โหลด 0.2 N.m และ 0.4 N.m แล้วบันทึกผล

4.3 ผลการทดลอง

4.3.1 ผลทดสอบการควบคุมรอบมอเตอร์โดยไม่มีชุดควบคุมเวกเตอร์คอนโทรลที่ กระแส 2 แอมป์

ตารางที่ 4.2 ผลที่ได้จากการทดสอบขับเคลื่อนแบบไม่มีชุดควบคุม

กำหนด RPM	No Load	0.2 N.m	0.4 N.m
	RPM ที่วัดได้	RPM ที่วัดได้	RPM ที่วัดได้
100	97	91	82
200	207	190	174
300	302	285	267
400	406	392	376
500	502	492	468
600	606	594	566
700	697	672	651
800	803	770	748
900	902	867	845
1000	1007	964	933
1100	1103	1045	1011
1200	1202	1107	1025



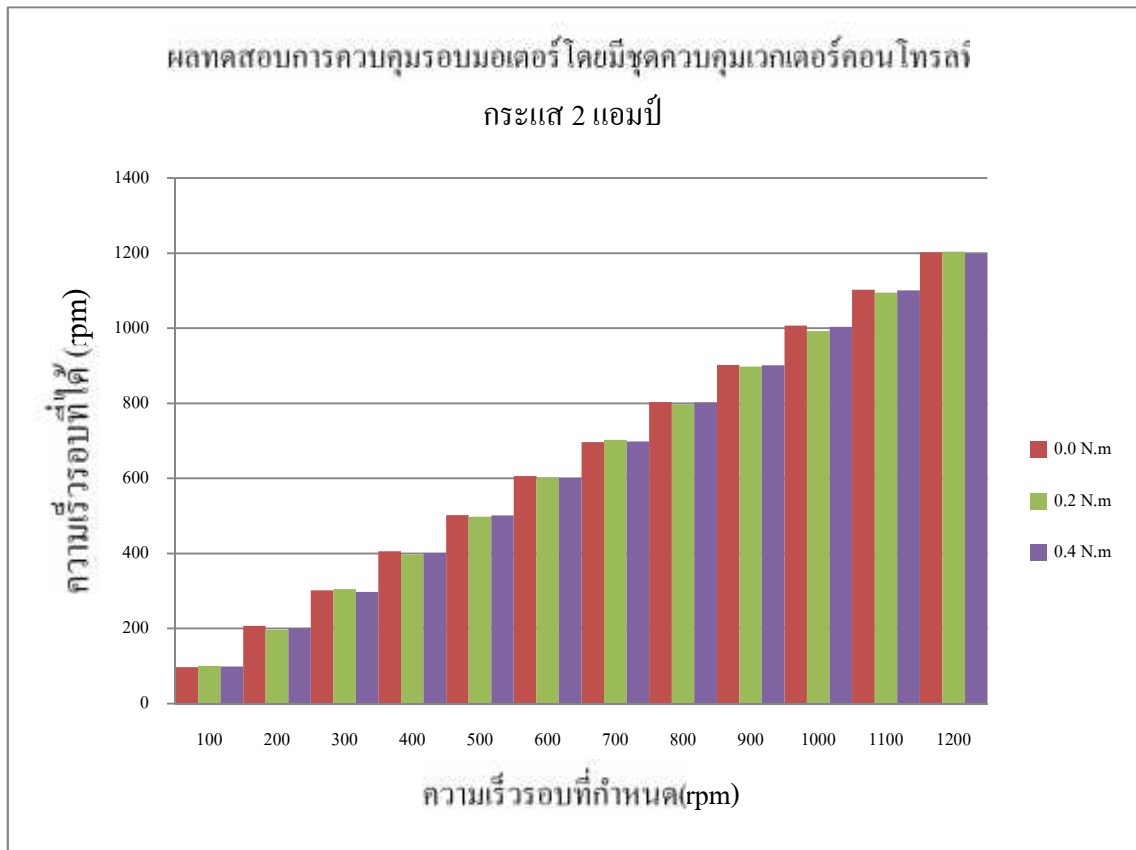
ภาพที่ 4.1 กราฟแสดงผลการทดสอบแบบไม่มีชุดควบคุม

จากการทดลองจะเห็นได้ว่าเมื่อเราปรับความเร็วรอบของมอเตอร์อยู่ที่ 500 rpm ความเร็วของมอเตอร์ที่วัดได้จากเครื่องวัดความเร็วรอบนั้นอยู่ที่ 502 rpm แต่ในขณะที่มีโหลดให้กับมอเตอร์ในระดับที่ 0.2 , 0.4 N.m ความเร็วของมอเตอร์ก็ลดลงเหลือ 492 , 468 rpm ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าเมื่อมีโหลดให้กับมอเตอร์เพิ่มมากขึ้น ความเร็วของมอเตอร์นั้นก็ลดลงอย่างเห็นได้ชัด และในขณะที่มีการเพิ่มความเร็วของมอเตอร์ขึ้นไปจนถึง 1200 rpm ความเร็วของมอเตอร์ก็จะลดลงตามการเปลี่ยนแปลงของโหลดเช่นกัน ซึ่งมีโหลดให้กับมอเตอร์มากเท่าไรก็จะทำให้ความเร็วของมอเตอร์ลดลงตามไปด้วย

4.3.2 ผลทดสอบการควบคุมรอบมอเตอร์โดยมีชุดควบคุมเวกเตอร์คอนโทรล กระแส 2 แอมป์

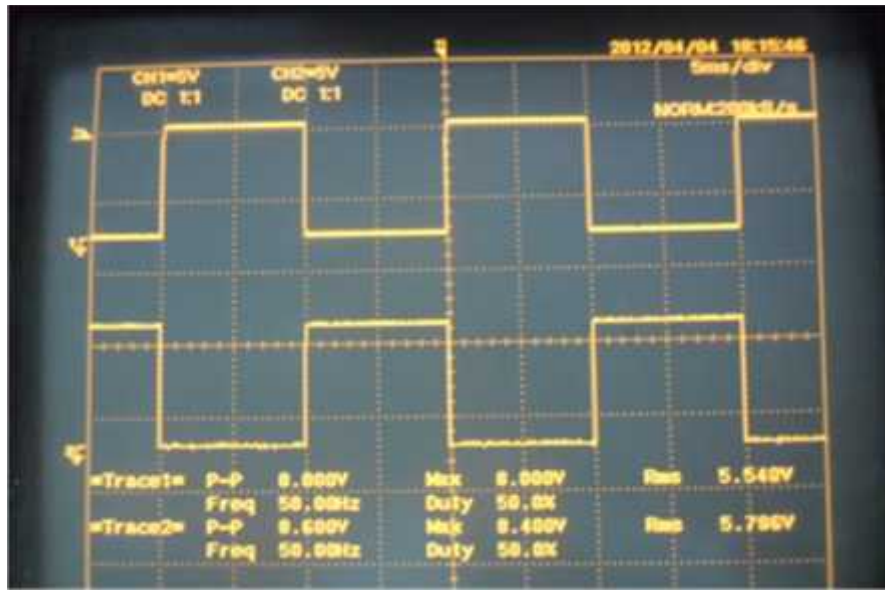
ตารางที่ 4.3 ผลที่ได้จากการทดสอบขับเคลื่อนแบบมีชุดควบคุม

กำหนด RPM	No Load	0.2 N.m	0.4 N.m
	RPM ที่วัดได้	RPM ที่วัดได้	RPM ที่วัดได้
100	97	101	99
200	207	197	201
300	302	305	298
400	406	397	402
500	502	498	501
600	606	602	601
700	697	703	698
800	803	797	802
900	902	898	901
1000	1007	993	1004
1100	1103	1095	1101
1200	1202	1204	1199

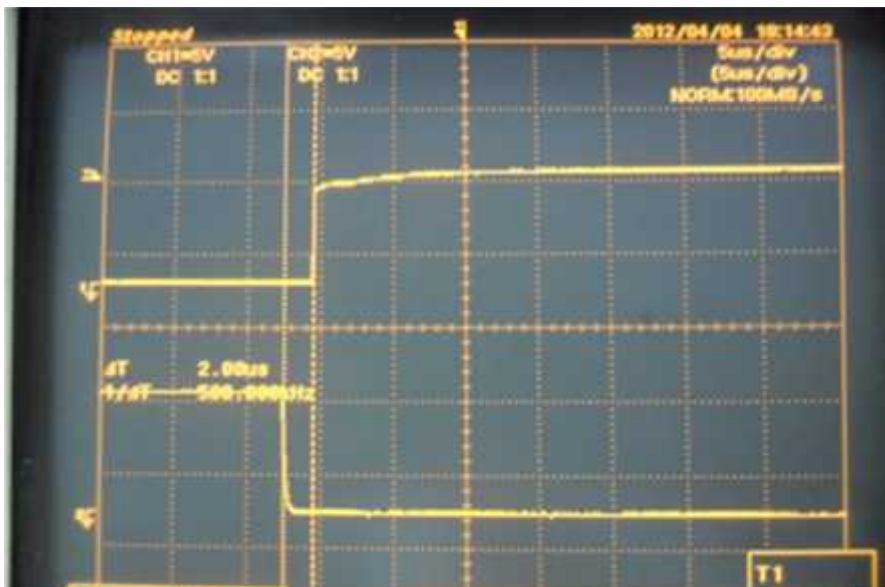


ภาพที่ 4.2 กราฟแสดงผลการทดสอบแบบมีชุดควบคุม

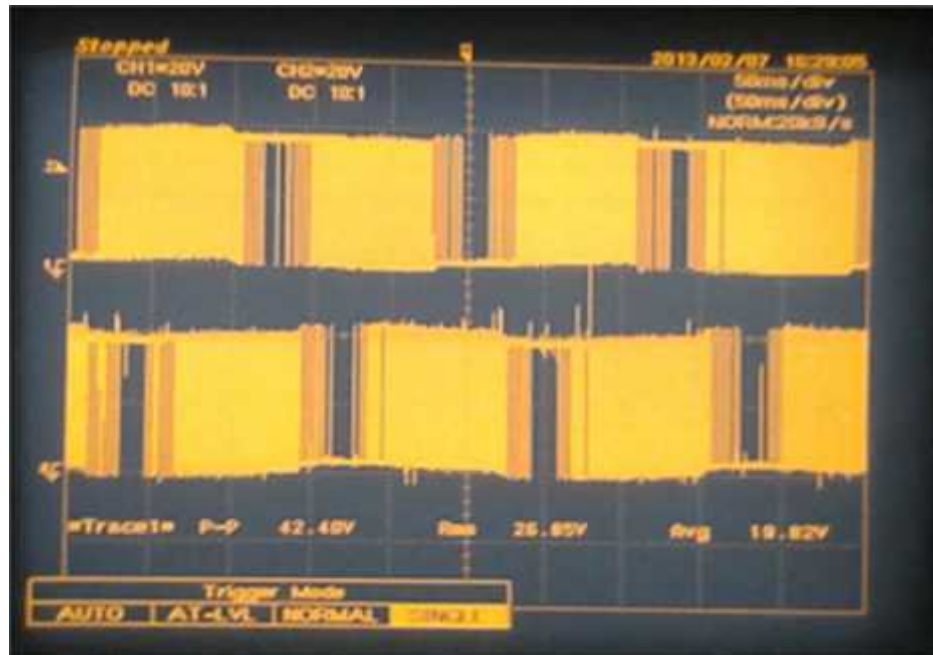
จากการทดลองจะเห็นได้ว่าเมื่อปรับความเร็วที่ 100 rpm ในสถานะที่ไม่มีโหลด แรงดันที่แปลงเป็นความเร็วรอบที่วัดได้จาก เครื่องสร้างแรงบิดที่มีเครื่องวัดความเร็วรอบในตัว ได้ 97 rpm มีค่าความผิดพลาดอยู่บ้างเล็กน้อย ทำการเพิ่มค่าความเร็วรอบของมอเตอร์ที่ 200 -1200 rpm ความเร็วรอบของมอเตอร์ที่วัดได้ระหว่าง เครื่องสร้างแรงบิดที่มีเครื่องวัดความเร็วรอบในตัว มีค่าความผิดพลาดโดยเฉลี่ยอยู่ที่ประมาณ 5 rpm และเมื่อเพิ่ม load ให้กับมอเตอร์ที่ 0.2 และ 0.4 N.m จะเห็นได้ว่า เมื่อมีการเพิ่ม load ให้กับมอเตอร์ที่มากขึ้น จะมีการรักษาความเร็วของมอเตอร์ให้คงที่ ในขณะที่โหลดเปลี่ยนแปลง ในขณะที่เดียวกันเมื่อ โหลดมีการเปลี่ยนแปลงค่ากระแสจะรักษาค่าพีคที่ ตั้งไว้ให้กับมอเตอร์



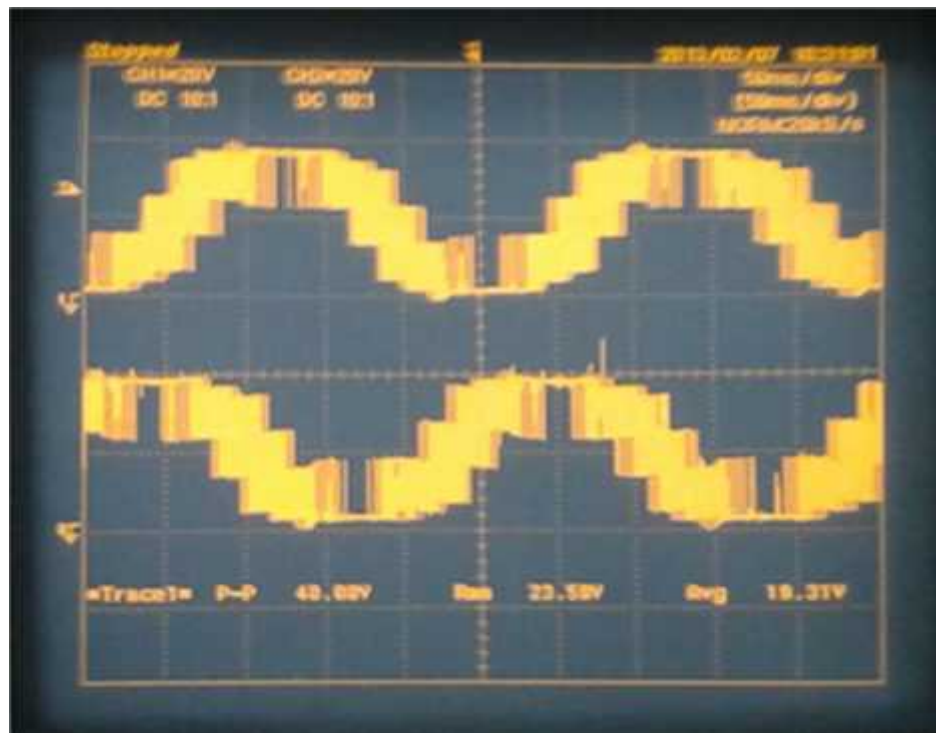
ภาพที่ 4.3 แสดงสัญญาณที่ขาเกิด ทางด้าน HI และ LOW



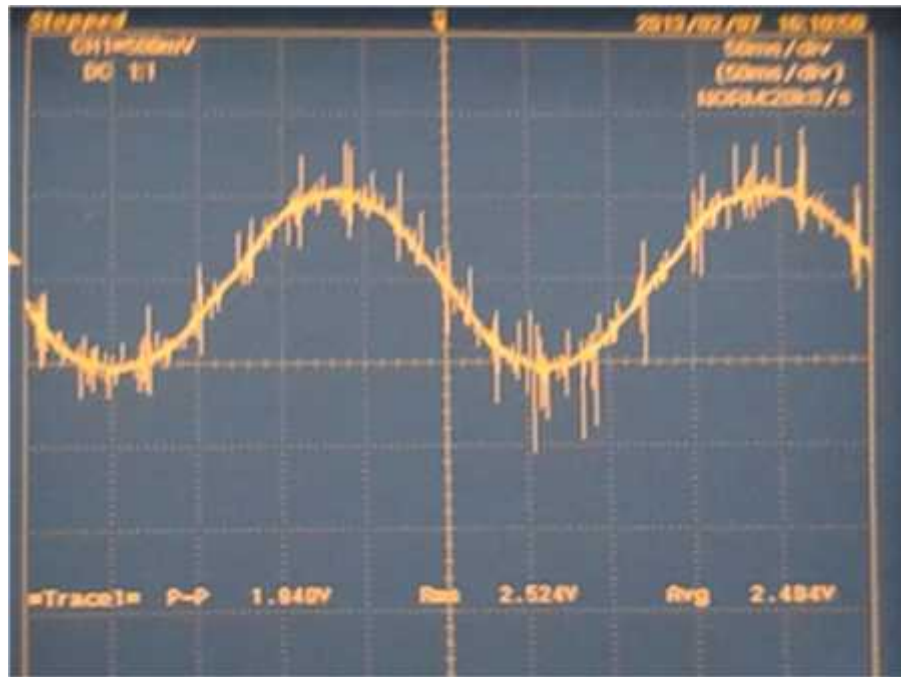
ภาพที่ 4.4 แสดงสัญญาณ ทางด้าน HI และ LOW ที่มีการเลื่อนเฟสแล้ว



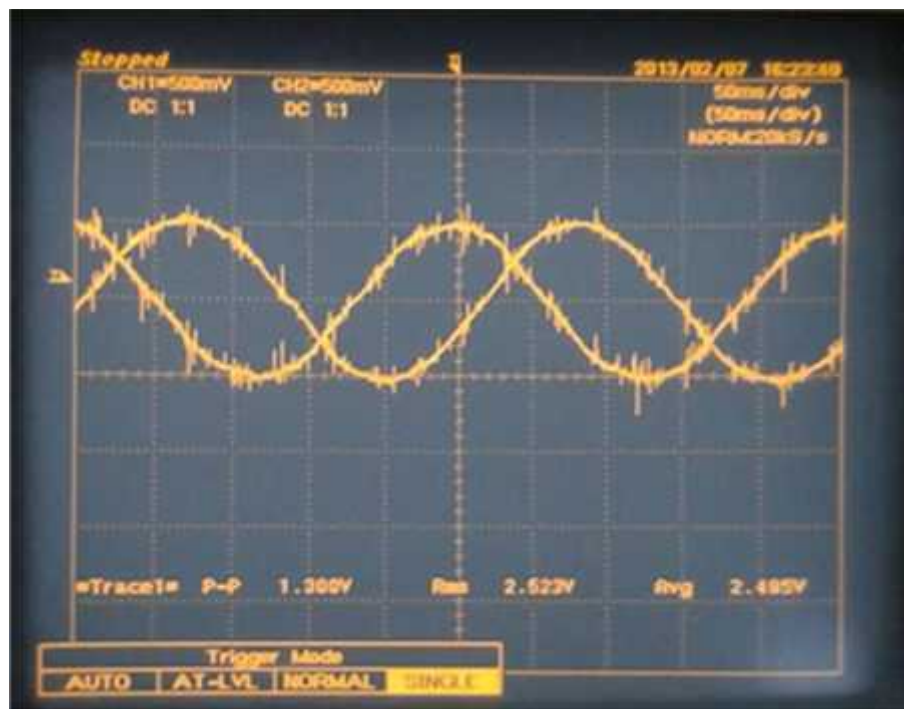
ภาพที่ 4.5 แสดงสัญญาณ ที่วัดจาก เฟส A และ เฟส B ก่อนต่อมอเตอร์



ภาพที่ 4.6 แสดงสัญญาณ ที่วัดจาก เฟส A และ เฟส B ที่ได้ทำการต่อมอเตอร์



ภาพที่ 4.7 สัญญาณที่ได้จากวงจร Feed – back กระแสของ ACS712



ภาพที่ 4.8 สัญญาณที่ได้จากวงจร Feed – back กระแสของ ACS712 ระหว่าง เฟส A และ เฟส B

4.4 สรุปผลที่ได้จากการทดสอบ

ผลการทดสอบการควบคุมรอบมอเตอร์โดยไม่มีชุดควบคุมเวกเตอร์คอนโทรล (ตารางที่ 4.2 และ ภาพที่ 4.1) ผลคือค่าความเร็วรอบได้จะน้อยลงเมื่อมีการเพิ่มโหลด ต่างกับการทดสอบการควบคุมรอบมอเตอร์โดยมีชุดควบคุมเวกเตอร์คอนโทรล (ตารางที่ 4.3 และ ภาพที่ 4.2) ผลที่วัดได้ใกล้เคียงที่กำหนดไว้

บทที่ 5

สรุป

ในการทำการศึกษาและทดลองครั้งนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อสร้าง ชุดควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบสเปซเวกเตอร์ที่มีการควบคุมกระแสมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ควบคุมการทำงานของระบบ ซึ่งเป็นการควบคุมแบบลูปปิด ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ Avr เบอร์ Atmega128 ซึ่งเป็นเบอร์ที่มีโมดูลสร้างสัญญาณ PWM สำหรับควบคุมมอเตอร์รวมทั้งสามารถรับสัญญาณแรงดันอะนาล็อกแล้วแปลงเป็น ดิจิตอลได้โดยตรงดังนั้นจึงได้ศึกษาค้นคว้า ข้อมูลในแต่ละส่วนของโครงการซึ่งได้แบ่งเป็น 2 ส่วนหลักๆ คือ 1.ภาคส่วนของวงจรกำลัง 2.ภาคส่วนของวงจรควบคุม ในส่วนของวงจรกำลังได้ศึกษาในเรื่องของอุปกรณ์สวิตช์ คือ ไอจีบีทีสำหรับในส่วนวงจรควบคุม ได้ออกแบบและสร้าง โปรแกรมคำสั่งการควบคุมมาจากขั้นตอนการทำงานของระบบป้อนกลับแบบลูปปิดและการสร้างสัญญาณ PWM ได้จากการเขียนโปรแกรมให้ไมโครคอนโทรลเลอร์จ่ายสัญญาณจะเห็นว่า เมื่อมีการเพิ่มความเร็วให้กับมอเตอร์และ ทำการจ่ายโหลดให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส จะเห็นได้ว่า ในขณะที่กำหนดให้ความเร็วของมอเตอร์คงที่นั้น ค่าวัดของสัญญาณพัลส์จะมีค่าเพิ่มขึ้นและลดลง เมื่อมีการเปลี่ยนแปลง โหลดที่จ่ายให้กับมอเตอร์ เพื่อรักษากระแสให้คงที่ในขณะที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลง ซึ่งชุดควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบสเปซเวกเตอร์ที่มีการควบคุมกระแสมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์นี้ ควรจะต้องมีการพัฒนาและออกแบบในส่วนของโปรแกรมในระบบคำสั่งควม ให้สามารถขับโหลดเต็มพิกัดและรักษาแรงบิดให้คงที่ในทุกความเร็วรอบที่ใช้งานให้มีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น

เอกสารอ้างอิง

- [1] Muhammad Harunur Rashid “ Power Semiconductor Diode Thyristor” power Electronics Circuit Devices and Applications. United State Of America : Prentice-Hall Inc.,1988
- [2] รศ โคทม อารียา .ดร.“ อิเล็กทรอนิกส์กำลัง 2 ” จัดพิมพ์และจัดจำหน่ายโดย บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด 2544 (มหาชน)
- [3] มงคล ทองสงคราม “อิเล็กทรอนิกส์กำลัง” จัดพิมพ์และจำหน่ายโดย บริษัท พรสิวะการพิมพ์ 2545
- [4] พรจิต ประทุมสุวรรณ “พื้นฐานการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าด้วยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง” จัดพิมพ์โดยเรือนแก้วการพิมพ์ 2547

