

อินเวอร์เตอร์แบบสามเฟส
THREE-PHASE INVERTER



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2536

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโท ปีการศึกษา 2536

ภาควิชา วิศวกรรมระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง อินเวอร์เตอร์แบบสามเฟส

ผู้จัดทำ

1. นายณัฐพรพรหม เมตตาสิทธิ์ 33100218

2. นายอดิพล เจริญชนาโชติ 33100479

ดร. นนทวัฒน์ จุลเดชะ อาจารย์ที่ปรึกษา

(.....*นนทวัฒน์ จุลเดชะ*.....)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

033366

หัวข้อปริญญาานิพนธ์	อินเวอร์เตอร์แบบสามเฟส		
นักศึกษา	นายณัฐพรรัช	เมตตาสัตย์	33-100218
	นายอดิพล	เจริญชนโชติ	33-100479
อาจารย์ที่ปรึกษา	ดร. นนทวัฒน์ จุลเดชะ		
ปีการศึกษา	2536		

บทคัดย่อ

ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นการเสนอแนวความคิด ในการพัฒนาวงจรควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบ 3 เฟส โดยใช้หลักการเปลี่ยนแรงดันของมอเตอร์ที่ส่วนวงจรเรียงกระแส และเปลี่ยนความถี่ป้อนเข้ามอเตอร์ที่ส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์ แต่ยังคงรักษาอัตราส่วนของแรงดันต่อความถี่ให้มีค่าคงที่ การกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ จะใช้ข้อมูลที่เก็บลง EPROM มาควบคุมการทำงานของมอสเฟตกำลัง โดยใช้หลักการเปลี่ยนค่าตัวดีไอเคิล ทั้งนี้ ยังได้กล่าวถึง แนวคิดในการออกแบบคอนโทรลเลอร์ที่ใช้ ในการปรับเปลี่ยนค่าแรงดัน และความถี่ ให้สามารถทำงานได้อย่างเหมาะสม กับ ลักษณะของมอเตอร์แต่ละขนาดได้ เพื่อให้มีการทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ ปลอดภัย และประหยัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

THESIS	THREE-PHASE INVERTER		
STUDENTS	MR. NUTTAPAT	METTASAT	33-100218
	MR. ATIPON	CHAROENTANACHOTE	33-100479
THESIS ADVISOR	DR. NONTAWAT	CHULADAYCHA	
ACADEMIC YEAR	1993		

ABSTRACT

THIS THESIS IS PRESENTING THE IDEA IN DEVELOPEMENT OF THE SPEED CONTROL CIRCUIT OF THREE-PHASE INDUCTION MOTOR WHICH TO USE THE PRINCIPLE OF VARYING VOLTAGE OF MOTOR AT CONVERTER AND FREQUENCY THOUGH THE MOTOR AT INVERTER. BUT STILL IN KEEPING THE RATIO BETWEEN VOLTAGE AND FREQUENCY CONSTANTLY. SINE WAVE GENERATION USE DATA FROM EPROM TO CONTROL THE OPERATION OF POWER MOSFET BY USING THE CHANGED DUTY CYCLE PRINCIPLE. BESIDES, THESIS WILL COMPRISE THE DETAIL OF IDEA TO DESIGN CONTROLLER WHICH IS USED IN VARYING VOLTAGE AND FREQUENCY TO OPERATE SUITABLY IN VARIETY AND SIZE OF MOTOR. TO WORK MACHINE AT HIGH EFFICIENCY, SAFE AND MINIMIZE OF COST.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิติกรรมประกาศ

ในการจัดทำปฏิญานพันธฉบับนี้ขึ้นนั้น สามารถทำสำเร็จสมบูรณ์ได้ด้วยดี ก็เนื่องจากความอนุเคราะห์ และความช่วยเหลือจากบุคคลหลายท่านด้วยกัน โดยเฉพาะอย่างยิ่ง อาจารย์ที่ปรึกษาคือ ดร. นนทวัฒน์ จุลเดชะ ซึ่งให้ความรู้ คำแนะนำ และแนวความคิดต่างๆ ที่เป็นประโยชน์ รวมทั้งห้องทำโครงการที่กว้างขวางและสะดวกสบาย และขอขอบคุณ พี่พงศ์พิชญ์ วิชาสุรมณฑล (พี่รุ่น 22) มากที่ให้คำปรึกษาถึงปัญหาต่างๆ ที่เกิดขึ้น ขอขอบคุณยามกะตึกตึกพระเทพฯ ที่ดูแลและช่วยเหลือเป็นอย่างดีในการที่ให้เราเราได้ค้างทำโครงการกัน ตลอดจนเพื่อนๆ ทุกคนที่เราขอคำปรึกษาและให้กำลังใจเป็นอย่างดี

สุดท้ายนี้ทางผู้จัดทำหวังเป็นอย่างยิ่งว่า ปฏิญานพันธฉบับนี้คงเป็นประโยชน์และแนวทาง สำหรับรุ่นน้อง และผู้ที่สนใจจะศึกษาทางด้านเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์นี้ต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

บทคัดย่อไทย	I
บทคัดย่ออังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญภาพ	VI
บทนำ	1
บทที่ 1 วัตถุประสงค์และแนวความคิด	4
1.1 บทนำ	4
1.2 วัตถุประสงค์ในการทำปฏิญานินพนธ์	4
1.3 แนวความคิดในการทำปฏิญานินพนธ์	4
1.4 บทสรุป	5
บทที่ 2 มอเตอร์เหนี่ยวนำแบบสามเฟส	6
2.1 บทนำ	6
2.2 หลักการทำงาน	6
2.3 ลักษณะสมบัติของมอเตอร์	7
2.4 ลักษณะสมบัติแรงบิด-กระแสของมอเตอร์ เมื่อถูกขับด้วยอินเวอร์เตอร์	8
2.5 วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำพร้อม แนวคิดเรื่องทอร์กบัสต์	10
2.6 บทสรุป	14
บทที่ 3 วงจรเรียงกระแส	15
3.1 บทนำ	15
3.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์สามเฟสแบบเซมิบริดจ์	16
3.3 วงจรสร้างสัญญาณทริก	20
3.4 วงจรขับเกท	23
3.5 วงจรกรองความถี่	24
3.6 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ	28

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์เพื่อการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.7 บทสรุป 29

บทที่ 4	วงจรอินเวอร์เตอร์	30
4.1	บทนำ	30
4.2	วงจรอินเวอร์เตอร์แบบสามเฟส	30
4.3	วงจรควบคุม	30
4.4	วงจรขับเกท	40
4.5	บทสรุป	41
บทที่ 5	คอนโทรลเลอร์	42
5.1	บทนำ	42
5.2	แนวคิดของการออกแบบวงจรคอนโทรลเลอร์	42
5.3	บทสรุป	46
บทที่ 6	ผลการทดลอง	47
บทที่ 7	สรุปและวิจารณ์	51
บรรณานุกรม		52
ภาคผนวก		53
ก.	วงจร Pspice เพื่อใช้ในการคำนวณค่า L และ C	53
ข.	เอกสารประกอบที่ใช้เป็นแนวคิดในการทดลองส่วนอินเวอร์เตอร์	56

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญภาพ

	หน้า
รูปที่ 1.1 บล๊อคไดอะแกรมของวงจรควบคุม	5
รูปที่ 2.1 ความสัมพันธ์ของความเร็วรอบกับกระแสและแรงบิดของมอเตอร์	7
รูปที่ 2.2 เปรียบเทียบลักษณะสมบัติ กระแสและแรงบิดของมอเตอร์	8
รูปที่ 2.3 การทำงานย่านแรงบิดคงที่และแรงดันคงที่	9
รูปที่ 2.4 ลักษณะสมบัติขาออกของมอเตอร์	10
รูปที่ 2.5 วงจรสมมุติของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	11
รูปที่ 2.6 วงจรสมมุติกรณีที่ไม่มีโหลด	11
รูปที่ 2.7 รูปแบบ V/f อุดมคติ	12
รูปที่ 2.8 รูปแบบ V/f ที่ใช้งานจริง	12
รูปที่ 2.9 ตัวอย่าง แรงบิด และกระแสขณะสตาร์ท	13
รูปที่ 3.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์สามเฟสแบบเซมิบริดจ์	16
รูปที่ 3.2 สัญญาณที่มุมทริกค่าต่าง ๆ	17
รูปที่ 3.3 วงจรคอนเวอร์เตอร์สามเฟสแบบบริดจ์	19
รูปที่ 3.4 การควบคุมแบบโคไซน์ของมุมทริก α กับคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์	21
รูปที่ 3.5 บล๊อคไดอะแกรมของวงจรสร้างสัญญาณทริกในแต่ละเฟส	22
รูปที่ 3.6 วงจรสร้างสัญญาณทริกในแต่ละเฟส	22
รูปที่ 3.7 วงจรขับเกท	24
รูปที่ 3.8 สัญญาณในส่วนต่าง ๆ ทั้งหมดของวงจรสร้างสัญญาณทริกและวงจรขับเกท	25, 26
รูปที่ 3.9 วงจรกรองความถี่	24
รูปที่ 3.10 บอบบิ้นและส่วนประกอบของตัวเหนี่ยวนำ	29

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 4.1 ค่าตัวใช้เคลที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของมอเตอร์
 ไม่ว่าการผลิตที่ ฟังสั้น อีกหนึ่ง ไม่มีให้แต่แบบส่งเนื้อหาและต้องอยู่ ถึงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	กำลัง	31
รูปที่ 4.2	ผังการต่อไบนารีเคาน์เตอร์เพื่อเข้าถึงข้อมูลใน EPROM	38
รูปที่ 4.3	ลักษณะการต่อไอซีไบนารีเคาน์เตอร์กับ EPROM	40
รูปที่ 4.4	วงจรขับเกทที่ใช้ทดลอง	40
รูปที่ 5.1	บล็อกไดอะแกรมการทำงานของส่วนคอนโทรลเลอร์	43
รูปที่ 5.2	ลักษณะสัญญาณแรงดันไฟตรง	44
รูปที่ 5.3	ลักษณะสัญญาณของวงจรอินเวอร์เตอร์	44
รูปที่ 5.4	ลักษณะสัญญาณของวงจรลิมิตแรงดัน	44
รูปที่ 5.5	ลักษณะสัญญาณของวงจรผลรวมแรงดัน	45
รูปที่ 5.6	วงจรเปลี่ยนแรงดันไปเป็นสัญญาณความถี่	46
รูปที่ 6.1	ลักษณะสัญญาณควบคุมที่ได้จากการทดลองก่อนเข้าวงจรขับเกทเมื่อสังเกตที่ความถี่ 200 Hz.	47
รูปที่ 6.2	ลักษณะสัญญาณควบคุมที่ได้จากการทดลองเมื่อผ่านวงจรขับเกท เมื่อสังเกตที่ความถี่ 200 Hz.	48
รูปที่ 6.3	ลักษณะสัญญาณควบคุมที่ได้จากการทดลองก่อนเข้าวงจรขับเกทเมื่อสังเกตที่ความถี่ 200 KHz.	48
รูปที่ 6.4	ลักษณะสัญญาณควบคุมที่ได้จากการทดลองเมื่อผ่านวงจรขับเกท เมื่อสังเกตที่ความถี่ 200 KHz.	49
รูปที่ 6.5	ลักษณะสัญญาณควบคุมที่ได้จาก EPROM เมื่อสังเกตที่ความถี่ 200 Hz	49
รูปที่ 6.6	ลักษณะสัญญาณควบคุมที่ได้จากทรานซิสเตอร์ตัวบนที่ต่อกับมอสเฟตกำลัง เมื่อสังเกตที่ความถี่ 200 Hz	50

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทนำ

ในปัจจุบันโรงงานอุตสาหกรรมทั่วไปโดยส่วนใหญ่ มักอาศัยมอเตอร์ในการดำเนินการผลิตต่างๆ ดังนั้นเพื่อให้เกิดประสิทธิภาพในการทำงานที่ดี จึงจำเป็นต้องมีระบบขับเคลื่อนที่ดีด้วย ระบบขับเคลื่อนที่ดีจะต้องมีเสถียรภาพและประสิทธิภาพในการทำงานสูง มีค่าใช้จ่ายในการทำงานต่ำ ตลอดจนราคาของระบบควบคุมจะต้องมีราคาถูก ซึ่งจะยังผลให้สามารถลดต้นทุนการผลิตลงได้ โดยทั่วไประบบขับเคลื่อนด้วยไฟฟ้านั้นจะแบ่งออกเป็น 2 ระบบ คือ ระบบขับเคลื่อนด้วยไฟฟ้ากระแสตรง และระบบขับเคลื่อนด้วยไฟฟ้ากระแสสลับ แม้ว่าระบบขับเคลื่อนด้วยไฟฟ้ากระแสตรงที่ใช้กับดีซีมอเตอร์ จะเป็นที่ยอมรับกันอย่างแพร่หลาย เนื่องจากมีข้อดีหลายประการ เช่น สามารถควบคุมความเร็วรอบได้ง่ายและแม่นยำ ระบบควบคุมไม่ยุ่งยากซับซ้อนเกินไป และให้แรงบิดที่สูงก็ตาม แต่ก็มีข้อเสียคือดีซีมอเตอร์มีค่าใช้จ่ายต่างๆ ค่อนข้างสูง เนื่องจากดีซีมอเตอร์มีราคาแพงมาก อีกทั้งโครงสร้างก็ยุ่งยากสลับซับซ้อน เนื่องจากต้องมีคอมมิวเตเตอร์ (commutator) ที่สัมผัสกับแปรงถ่าน เพื่อให้เป็นทางผ่านของกระแสเข้าสู่อาร์เมเจอร์ (armature) ทำให้มีการสึกหรอของดีซีคอมมิวเตเตอร์ และแปรงถ่าน จึงต้องมีการบำรุงรักษาอยู่เสมอ ตลอดจนไม่เหมาะสมที่จะนำมาใช้ในระบบการผลิตบางอย่าง เช่น ระบบการผลิตที่มีฝุ่นละอองจำนวนมาก หรือระบบที่มีพื้นที่การใช้งานค่อนข้างจำกัด เป็นต้น ด้วยเหตุนี้จึงมีการพัฒนาระบบขับเคลื่อนเอซีมอเตอร์มาใช้ในวงการอุตสาหกรรมการผลิตมากขึ้น เพราะเมื่อเปรียบเทียบกับระบบขับเคลื่อนด้วยดีซีมอเตอร์แล้วมีข้อได้เปรียบหลายประการ คือ เอซีมอเตอร์มีโครงสร้างที่แข็งแรงทนทาน ขนาดเล็กและราคาถูกกว่า เมื่อเทียบกับดีซีมอเตอร์ในขนาดกำลังที่เท่ากัน อีกทั้งประสิทธิภาพการทำงานก็สูงกว่าอีกด้วย แต่อย่างไรก็ตามราคาของระบบควบคุมการขับเคลื่อนเอซีมอเตอร์ยังคงสูงกว่าของดีซีมอเตอร์ และการควบคุมการทำงานก็ยุ่งยากซับซ้อนมากกว่าเพื่อที่จะทำให้ได้สมรรถนะที่ดี แต่ในปัจจุบันได้มีการพัฒนาอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ เช่น ทรานซิสเตอร์ มอสเฟต ไทริสเตอร์ และจีทีโอ เพื่อทำให้มีอัตราการทนกระแส และมีความเร็วในการสวิตซ์ที่สูงขึ้น ทำให้ราคาของวงจรควบคุมการขับเคลื่อนเอซีมอเตอร์มีแนวโน้มถูกลง และขนาดของวงจรก็เล็กลง ตลอดจนสมรรถนะการทำงานของวงจรมีความน่าเชื่อถือสูงขึ้น สามารถนำมาใช้พัฒนาอินเวอร์เตอร์ เพื่อนำไปใช้ขับเคลื่อนเอซีมอเตอร์ได้

เอกสารนี้อุปกรณ์อินเวอร์เตอร์ในปัจจุบันที่นำมาใช้ขับเคลื่อนเอซีมอเตอร์แบบเหนี่ยวนำโดยทั่วไป มักจะมีการเพิ่มฟังก์ชันการทำงานต่างๆ ให้มากขึ้นถึงเจ้าจากเดิมที่ต้องการฟังก์ชันพื้นฐาน

เพียงบางฟังก์ชันเท่านั้น มีการนำไมโครโพรเซสเซอร์มาใช้ในการควบคุม เพื่อให้ผลการควบคุมมีความละเอียดมากยิ่งขึ้น ส่งผลให้วงจรมีความซับซ้อนมาก ทำให้อินเวอร์เตอร์มีราคาสูง แต่ในการใช้งานบางประเภท เช่น ใช้ขับเคลื่อนในระบบปั้มน้ำ พัฒนภายในโรงงานอุตสาหกรรม งานเหล่านี้ไม่จำเป็นต้องการความละเอียดตรงในการทำงานมากนัก อุปกรณ์ไม่ควรซับซ้อนมากเกินไป และราคาก็ไม่ควรสูงมากนัก ทั้งนี้เพื่อต้องการให้ผู้ประกอบการ เสียค่าใช้จ่ายน้อยที่สุด และสามารถให้ช่างเทคนิค หรือ ผู้ควบคุมเครื่องสามารถซ่อมแซมอุปกรณ์ดังกล่าวได้ด้วยตนเอง โดยไม่จำเป็นต้องส่งคืนให้แก่ผู้ผลิต ส่งผลให้ผู้ประกอบการประหยัดค่าใช้จ่ายในรูปของค่าซ่อม และ spare parts ได้

ในโครงการที่ได้ทำการทดลองนี้ มุ่งเน้นที่จะทดลองอุปกรณ์อินเวอร์เตอร์ ที่สามารถใช้งานขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสสลับได้ระดับหนึ่ง สำหรับงานที่ไม่ต้องการความละเอียดหรือความเที่ยงตรงมากนัก โดยใช้วงจรที่ง่ายต่อการศึกษาและทำความเข้าใจ เพื่อให้ช่างเทคนิคสามารถทำความเข้าใจได้ด้วยตนเอง สามารถแยกส่วนประกอบของอุปกรณ์อินเวอร์เตอร์ที่ทำการทดลองได้เป็น 3 ส่วนด้วยกันคือ

1. ส่วนที่ทำหน้าที่แปลงแรงดันกระแสสลับมาเป็นแรงดันกระแสตรง ในที่นี้จะเรียกว่า ส่วนเรียงกระแส หรือ คอนเวอร์เตอร์ (Converter)
2. ส่วนที่ทำหน้าที่แปลงแรงดันกระแสตรงมาเป็นแรงดันกระแสสลับ ในที่นี้จะเรียกว่า ส่วนอินเวอร์เตอร์ (Inverter)
3. ส่วนควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์กับอินเวอร์เตอร์ ในที่นี้จะเรียกว่า คอนโทรลเลอร์ (Controller)

เนื้อหาของปริิญาานิพนธ์ฉบับนี้สามารถแบ่งออกได้ 7 บทด้วยกัน โดยใน

- บทที่ 1 จะกล่าวถึงวัตถุประสงค์และแนวความคิดในการทำปริิญาานิพนธ์ฉบับนี้ขึ้น
- บทที่ 2 จะกล่าวถึงหลักการทํางาน และลักษณะคุณสมบัติของมอเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับปริิญาานิพนธ์ฉบับนี้
- บทที่ 3 จะกล่าวถึงวงจรที่ใช้ในการควบคุมส่วนของวงจรเรียงกระแส และลักษณะการทํางานของวงจรเรียงกระแสที่ใช้ทดลอง
- บทที่ 4 จะกล่าวถึงวงจรที่ใช้ในการควบคุมส่วนของอินเวอร์เตอร์ และ ลักษณะการทํางานของชุดอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ทดลอง
- บทที่ 5 จะกล่าวถึงแนวความคิดในการควบคุม วงจรที่ใช้ควบคุมส่วนของวงจรเรียงกระแสและส่วนอินเวอร์เตอร์นี้ เพื่อให้ลักษณะการนำไปใช้งานกับมอเตอร์เหนี่ยวนำสอดคล้องกัน ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6 จะกล่าวถึงลักษณะของผลการทดลองที่ได้จากการทดลอง

บทที่ 7 เป็นการสรุปและวิจารณ์ถึงผลที่ได้รับ พร้อมแนวทางในการแก้ไข และการพัฒนา เพื่อให้โครงงานนี้ประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้นต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1วัตถุประสงค์และแนวความคิด1.1 บทนำ

สำหรับเนื้อหาในบทนี้ จะเป็นการกล่าวถึงวัตถุประสงค์ และแนวความคิดในการทำปฏิญานิพนธ์เรื่องนี้ขึ้น เพื่อให้เห็นภาพโดยรวม และหลักการทำงานของวงจรมอเตอร์แบบสามเฟสอย่างคร่าวๆ ก่อนที่จะศึกษาลึกลงไปถึงหลักทฤษฎีและหลักการทดลองจริง เพื่อให้เข้าใจในแต่ละส่วนโดยละเอียด ในการที่จะทำการควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสสลับชนิดเหนี่ยวนำ

1.2 วัตถุประสงค์ในการทำปฏิญานิพนธ์

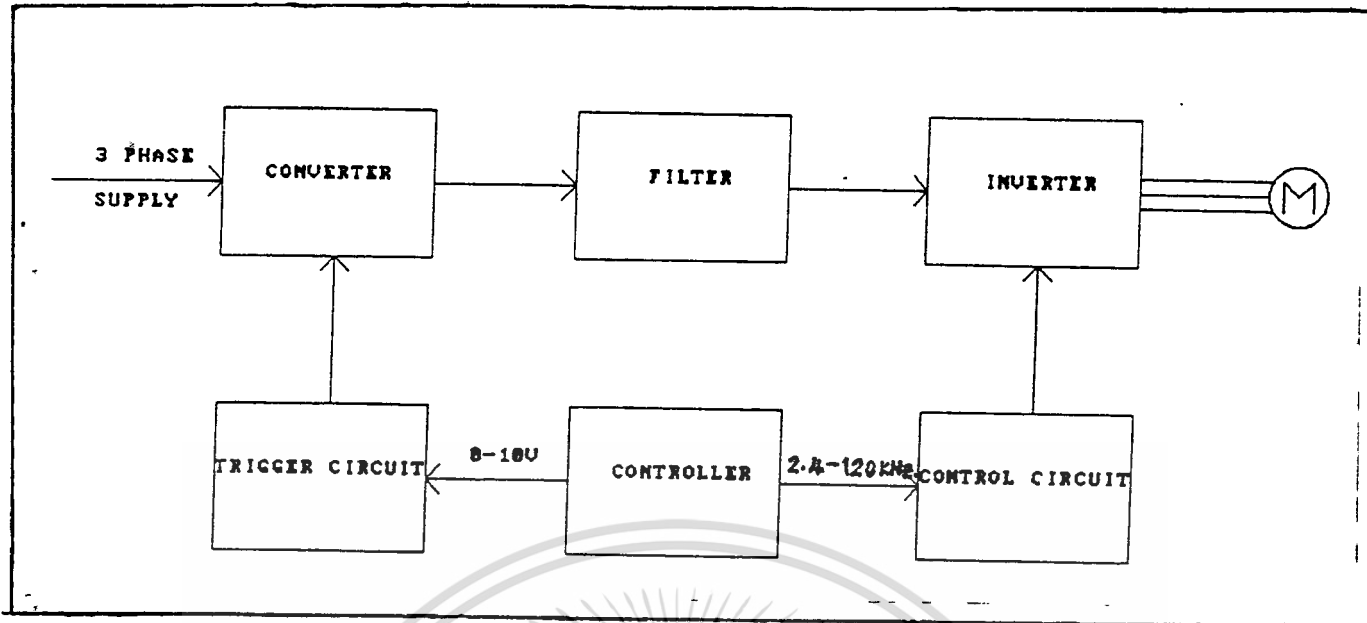
การแสวงหาเทคโนโลยีสมัยใหม่เพื่อนำมาใช้ในวงการอุตสาหกรรมในบ้านเรา ยังคงเป็นสิ่งจำเป็น ดังจะเห็นได้จากการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์นั้นได้มีการนำวงจรทางเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์มาใช้กันอย่างแพร่หลาย และยังส่งผลถึงระบบที่ใช้ควบคุมความเร็วของมอเตอร์ด้วย ซึ่งจะพบว่าเต็มไปด้วยความยุ่งยากซับซ้อนต้องอาศัยการบริการและความช่วยเหลือจากวิศวกรของบริษัทผู้ขายเป็นหลัก จึงส่งผลให้การทำงานและการผลิตโดยใช้มอเตอร์ต้องหยุดชะงักลง จนกว่าจะมีการซ่อมแซมจนเสร็จ

ดังนั้นปฏิญานิพนธ์เรื่องนี้ จึงได้เสนอแนวทางในการออกแบบ และการสร้างวงจรมอเตอร์มาใช้ควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสสลับชนิดเหนี่ยวนำขึ้นมา ซึ่งเป็นวงจรที่ง่ายไม่ยุ่งยากซับซ้อนต่อการทำความเข้าใจ เหมาะกับงานที่ไม่ต้องการความละเอียดหรือความเที่ยงตรงมากนัก

ทางผู้จัดทำหวังว่าปฏิญานิพนธ์เรื่องนี้ จะเป็นการกระตุ้นให้เกิดการพัฒนาเทคโนโลยีสาขานี้ให้ก้าวหน้ายิ่งขึ้นและเป็นการส่งเสริมให้มีการนำเอาระบบควบคุมนี้ไปใช้ให้เกิดประโยชน์ได้อย่างแท้จริง เพื่อวงการอุตสาหกรรมในบ้านเราจะได้พัฒนาและพึ่งพาตัวเองได้ต่อไป

1.3 แนวความคิดในการทำปฏิญานิพนธ์

เนื่องจากวงจรมอเตอร์เป็นอุปกรณ์แหล่งจ่ายไฟอิเล็กทรอนิกส์ชนิดเหนี่ยวนำ ทำให้แปรค่าความเร็วของมอเตอร์ได้อย่างต่อเนื่องนี้โดยตรงสร้างจากแนวความคิดในการทำปฏิญานิพนธ์เรื่องนี้ก็แสดงได้ดังรูปที่ 1.1 และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรควบคุม

จากบล็อกไดอะแกรม วงจรเรียงกระแสคอนเวอร์เตอร์แบบเซมิบริดจ์ (CONVERTER) จะรับแรงดันไฟกระแสสลับ 3 เฟสเข้ามา เพื่อเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟกระแสตรง ซึ่งแรงดันไฟกระแสตรงที่ได้จะมีระดับแรงดันที่สามารถปรับค่าได้ตามการทริกจากวงจรสร้างสัญญาณทริกเพื่อให้ไทรสเตอร์ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ทำงาน เนื่องจากแรงดันที่ได้จากวงจรคอนเวอร์เตอร์ยังมีอาร์โมนิคริบเปิลอยู่ดังนั้นก่อนที่จะส่งไฟกระแสตรงให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ (INVERTER) จึงต้องผ่านวงจรรองความถี่ก่อน ในลำดับต่อมาวงจรอินเวอร์เตอร์ก็จะทำหน้าที่เปลี่ยนจากไฟกระแสตรงเป็นไฟกระแสสลับที่สามารถแปรขนาดแรงดันและความถี่ได้ เพื่อส่งไปยังมอเตอร์เหนี่ยวนำต่อไป โดยระดับแรงดันจะปรับจากส่วนวงจรสร้างสัญญาณทริก (TRIGGER CIRCUIT) ส่วนความถี่จะปรับได้จากส่วนวงจรควบคุม (CONTROL CIRCUIT) โดยค่านึงถึงว่าอัตราส่วนของแรงดันต่อความถี่เอาท์พุทของวงจรอินเวอร์เตอร์จะต้องมีค่าคงที่

1.4 บทสรุป

จากเนื้อหารายละเอียดต่างๆ ที่กล่าวมาแล้วในบทนี้ เป็นเพียงการอธิบายในภาพรวมของแนวความคิด ในการสร้างระบบควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสสลับ แบบเหนี่ยวนำ แต่สำหรับรายละเอียดในแต่ละส่วนของปริวิตภัณฑ์ฉบับนี้จะได้กล่าวต่อไปในแต่ละบทอย่างละเอียดต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการเรียนการสอนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มอเตอร์เหนี่ยวนำแบบสามเฟส

2.1 บทนำ

เนื้อหาในบทนี้จะมุ่งเน้นถึง ลักษณะของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบสามเฟส โดยจะกล่าวถึงลักษณะโครงสร้างพอลสังเขป หลักการทำงาน ลักษณะคุณสมบัติของมอเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับวิชานี้ และการพิจารณาถึงลักษณะโหลดของมอเตอร์ ที่มีผลต่อการออกแบบวงจรควบคุม.

2.2 หลักการทำงาน

ถ้าจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟสให้ขดลวดอาร์เมเจอร์ที่สเตเตอร์ จะเกิดสนามแม่เหล็กหมุน เมื่อฟลักซ์แม่เหล็กของสนามแม่เหล็กหมุนเคลื่อนตัดตัวนำที่ฝังอยู่ในโรเตอร์จะเกิดการเหนี่ยวนำขึ้น และเนื่องจากโรเตอร์ถูกลัดวงจร จึงเกิดแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำและแรงบิด เป็นผลให้โรเตอร์หมุนไปในทิศทางเดียวกับสนามแม่เหล็กหมุน กล่าวคือ

สนามแม่เหล็กหมุนดังกล่าว จะหมุนด้วยความเร็วเชิงโคโรนัส (n_s) ซึ่งหาค่าได้จาก

$$n_s = 120f/P \dots\dots\dots (1.1)$$

แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ตัวนำของโรเตอร์ (e_{ind}) หาค่าได้ดังนี้

$$e_{ind} = (v \times B_s) * l \dots\dots\dots (1.2)$$

แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะสร้างกระแสไฟฟ้า ทำให้เกิดความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กในตัวนำของโรเตอร์ (B_r) และเกิดปฏิสัมพันธ์กับความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กของสเตเตอร์ จึงเกิดแรงบิดที่โรเตอร์ (T) ซึ่งหาค่าได้ดังนี้

$$T = k B_r \times B_s \dots\dots\dots (1.3)$$

แรงบิด T จะทำให้โรเตอร์หมุนไปได้ด้วยความเร็วต่ำกว่าความเร็วเชิงโคโรนัส ถ้าความเร็วของโรเตอร์เท่ากับความเร็วเชิงโคโรนัส ค่า e_{ind} และ T จะเท่ากับศูนย์ โรเตอร์จึงหยุดหมุน ดังนั้นการเร่งความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ จึงไม่สามารถทำให้ความเร็วของโรเตอร์เท่ากับความเร็วเชิงโคโรนัสได้ โดยความแตกต่างระหว่างความเร็วเชิงโคโรนัส (n_s) กับความเร็วของโรเตอร์ (n_r) เรียกว่า ความเร็วสลลิป (n_{slip}) หาค่าได้จาก

$$n_{slip} = n_s - n_r \dots\dots\dots (1.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ทำการแก้ไข หวังเป็นอย่างยิ่งว่าเนื้อหาจะไม่ก่อให้เกิดข้อผิดพลาดใดๆ

$$s = [(n_s - n_r) / n_s] * 100\% \dots\dots\dots(1.5)$$

เพราะฉะนั้น ความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ สามารถแสดงสมการได้ดังนี้ คือ

$$N = (120f/P) / 1-s \dots\dots\dots(1.6)$$

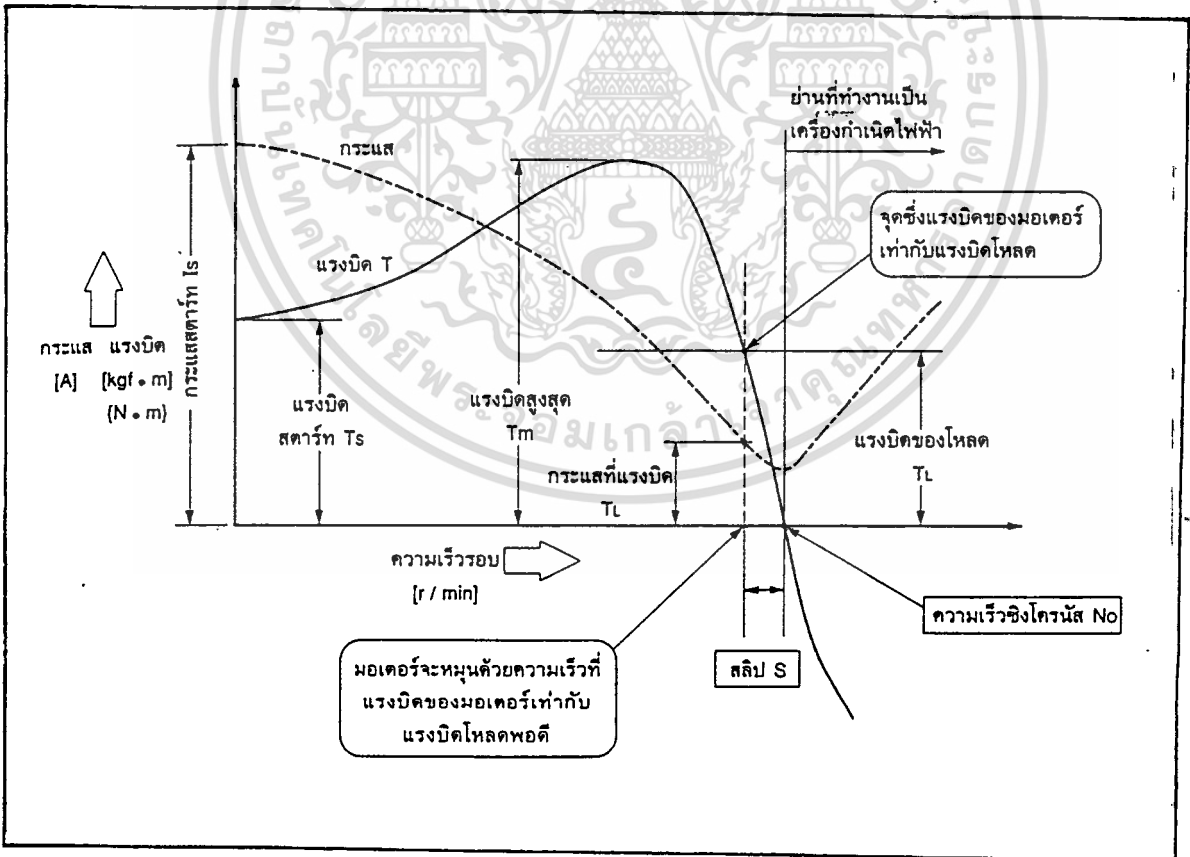
โดยเทอมของ 120f/P จะถูกกำหนดโดยคุณสมบัติของมอเตอร์

และเทอมของ 1-s จะถูกกำหนดโดยลักษณะของโหลด

จากความสัมพันธ์ดังกล่าว จะพบว่าเมื่อต้องการเปลี่ยนความเร็วรอบ ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ สามารถเปลี่ยนความถี่ของแหล่งจ่ายไฟ จำนวนขั้วของมอเตอร์ หรือเปลี่ยนค่าสลิปได้ แต่เพื่อความสะดวกแล้ว นิยมที่จะทำการเปลี่ยนความถี่ของแหล่งจ่ายไฟ โดยใช้อุปกรณ์อินเวอร์เตอร์ทำหน้าที่ดังกล่าว

2.3 ลักษณะสมบัติของมอเตอร์

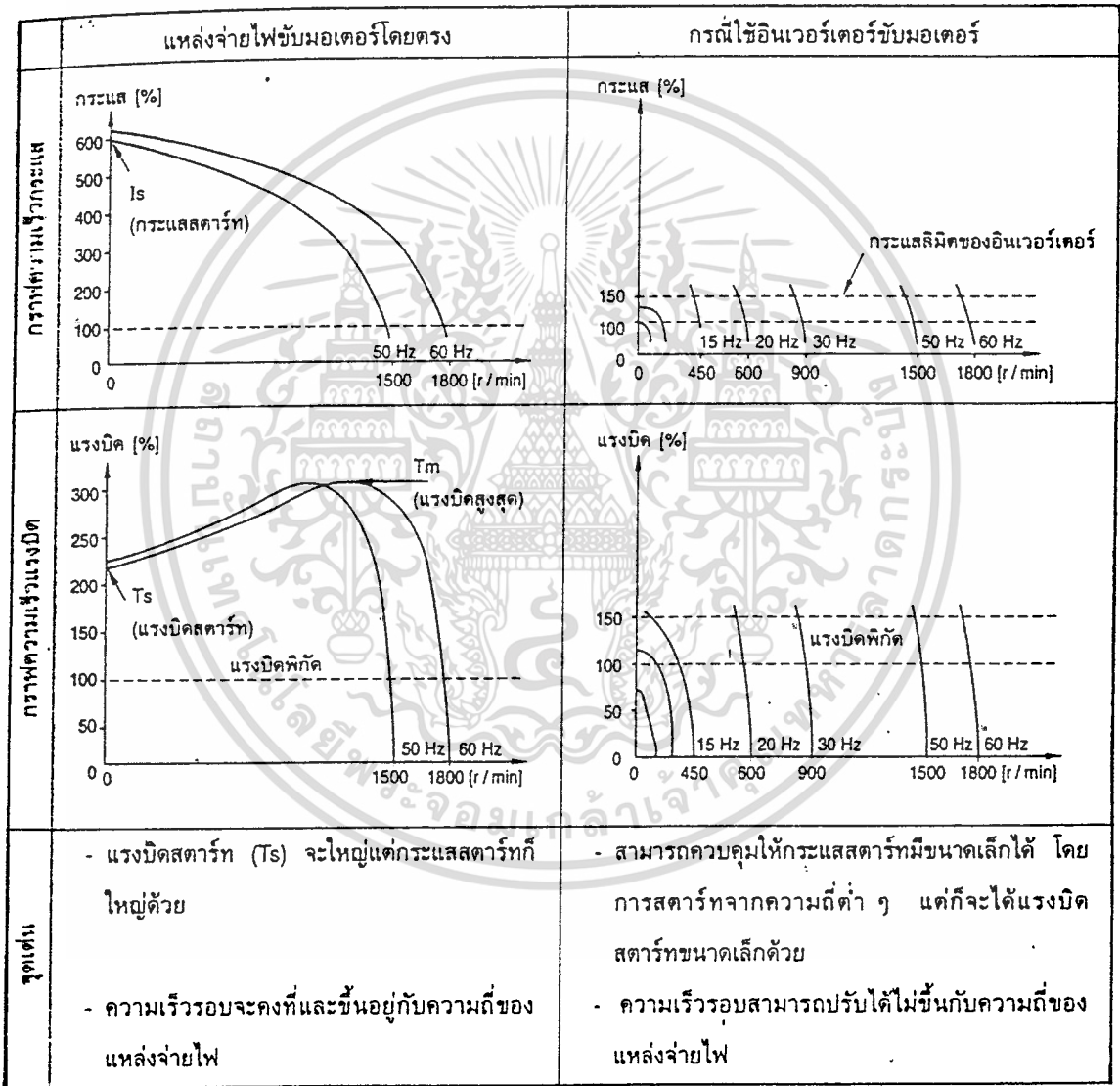
เมื่อต่อมอเตอร์โดยตรงเข้ากับแหล่งจ่ายไฟ และทำการสตาร์ทมอเตอร์ มอเตอร์จะมีลักษณะสมบัติดังแสดงในรูปที่ 2.1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
รูปที่ 2.1 ความสัมพันธ์ของความเร็วรอบกับกระแส และแรงบิดของมอเตอร์

2.4 ลักษณะสมบัติ แรงบิด-กระแสของมอเตอร์ เมื่อถูกขับด้วยอินเวอร์เตอร์

รูปที่ 2.2 แสดงถึงความสัมพันธ์ของความเร็วรอบกับแรงบิดและกระแสของมอเตอร์ โดยเปรียบเทียบระหว่างกรณีต่อกับแหล่งจ่ายไฟ กับกรณีขับด้วยอินเวอร์เตอร์ หน่วย[%] โดยคิดเป็นเปอร์เซ็นต์เทียบกับแรงบิดพิกัด หรือกระแสพิกัด ในที่นี่ใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดที่มีขั้วจำนวน 4 ขั้วในการเปรียบเทียบ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 2.2 เปรียบเทียบลักษณะสมบัติ กระแสและแรงบิดของมอเตอร์
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
เมื่อต่อกับแหล่งจ่าย และอินเวอร์เตอร์



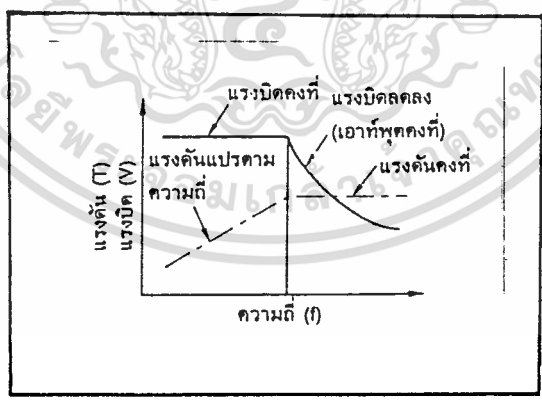
เมื่อเปรียบเทียบการต่ออินเวอร์เตอร์ และการต่อแหล่งจ่ายไฟเข้ากับมอเตอร์การใช้อินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อน จะทำให้กระแสไหลเพิ่มขึ้น เนื่องจากรูปคลื่นของแรงดันที่อินเวอร์เตอร์ผลิตออกมา จะไม่เป็นคลื่นรูปไซน์ที่เต็มวัฏจักร จะมีฮาร์โมนิคปนอยู่ ทำให้กระแสของมอเตอร์มีขนาดมากกว่ากรณีต่อกับแหล่งจ่ายไฟโดยตรงประมาณ 10% ทำให้มอเตอร์ร้อนมากกว่ากรณีต่อแหล่งจ่ายไฟโดยตรง ด้วยเหตุนี้ ในแคตตาล็อกของอินเวอร์เตอร์ทั่วไป จึงมักจะเขียนแนะนำว่า ถ้าใช้อินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนอย่างต่อเนื่อง ควรลดโหลดเหลือ 85% เมื่อหมุนที่ความถี่ 50 Hz แต่กรณีหมุนด้วยความถี่ 60 Hz ไม่จำเป็นต้องลดโหลด เนื่องจากอุณหภูมิยังห่างจากค่ากำหนดมาก แม้กระแสจะไหลเพิ่มมากขึ้น ก็ไม่เป็นปัญหาด้านความร้อน

ลักษณะสมบัติของมอเตอร์ แรงบิดกับแรงดันและความถี่ ที่ได้เมื่อต่อเข้ากับอินเวอร์เตอร์นั้น สามารถแสดงได้ด้วยความสัมพันธ์ดังนี้คือ

$$T = KVI/f \dots\dots\dots (1.7)$$

- จะได้
1. ถ้าอัตราส่วน V/f คงที่ ก็จะทำให้แรงบิดคงที่ด้วย
 2. ถ้าให้แรงดัน (V) คงที่ และให้ความถี่

ในขณะที่รักษากระแสมอเตอร์ให้คงที่ แรงบิดจะแปรผกผันกับความถี่ที่แปรไป นั้น การทำงานในย่านนี้เป็นการทำงานในย่านเอาท์พุทคงที่ สามารถแสดงความสัมพันธ์ดังกล่าวได้ในรูปที่ 2.3

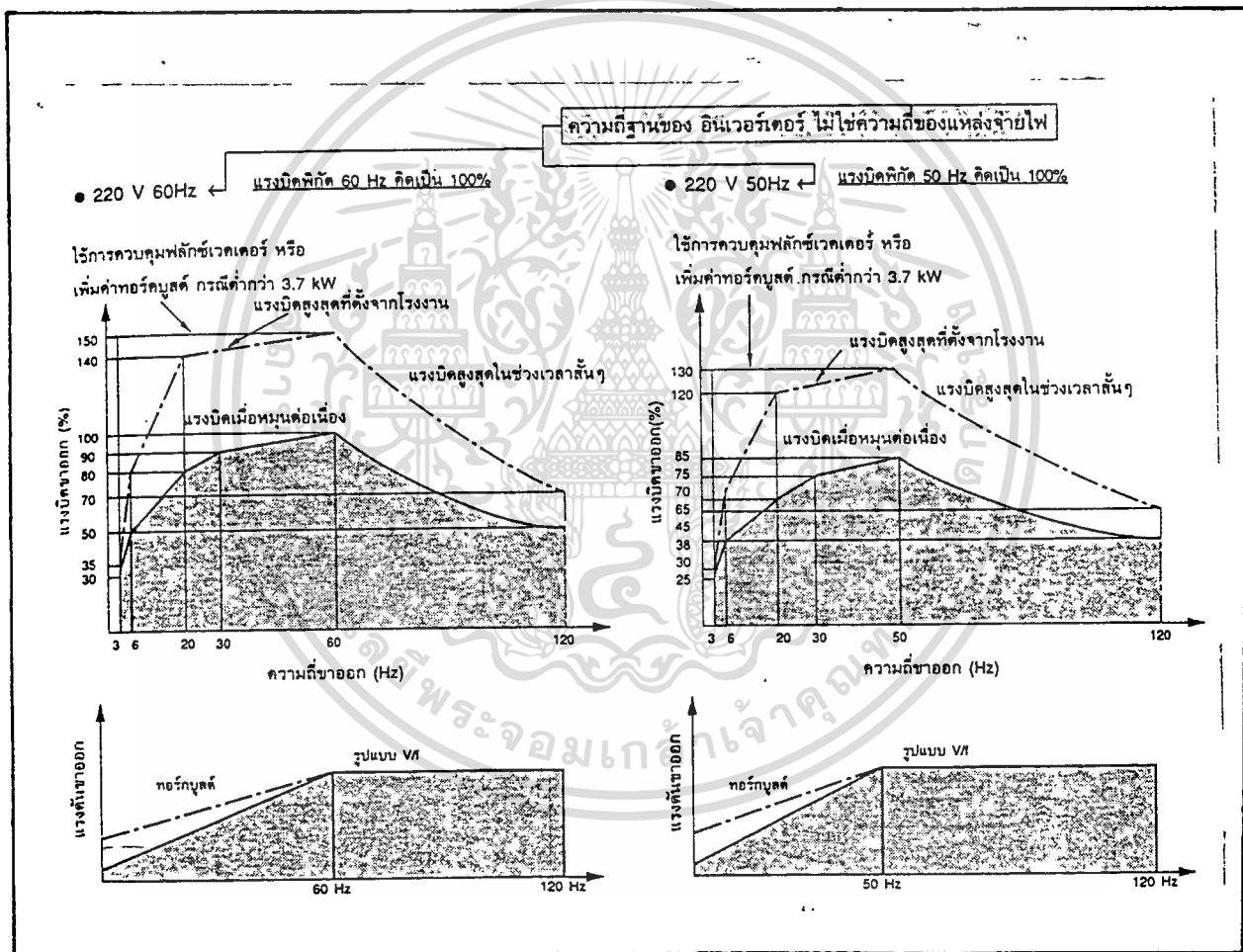


รูปที่ 2.3 การทำงานย่านแรงบิดคงที่และแรงดันคงที่

ในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์โดยใช้อินเวอร์เตอร์เปลี่ยนความถี่นั้น จะต้องคำนึงถึงอัตราส่วนแรงดันเอาท์พุท ต่อความถี่เอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ด้วยว่ามีค่าคงที่หรือไม่ เนื่องจากว่าเมื่อต้องการเพิ่มความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ สามารถทำได้โดยเพิ่มความถี่ของแรงดันเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ แต่แรงดันเอาท์พุทยังคงที่อยู่นั้น ทำให้ฟลักซ์แม่เหล็กที่ air gap ของมอเตอร์ลดลง ส่งผลให้แรงบิดพิกัดของมอเตอร์ลดลง เพื่อรักษา

ให้ฟลักซ์แม่เหล็กที่ air gap และแรงบิดพิกัดมีค่าคงที่นั้น เราจะต้องเพิ่มแรงดันเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ให้เพิ่มตามค่าความถี่เอาต์พุท นั่นคือจะต้องรักษาอัตราส่วนของแรงดันเอาต์พุทต่อความถี่เอาต์พุทให้มีค่าคงที่

โดยเมื่อใช้อินเวอร์เตอร์ชนิด 220 V ขับมอเตอร์ด้วยความถี่ 50 Hz แรงดันขาออกจะเท่ากับ 220 V พอดี ดังแสดงในรูป 2.7 จากรูปจะเห็นว่าถ้าเพิ่มความถี่เกินจุดนี้ไป แรงดันก็จะไม่เพิ่มตามไปด้วย เนื่องจากอินเวอร์เตอร์ไม่สามารถสร้างแรงดันเกินกว่าแรงดันไฟสลับขาเข้าได้



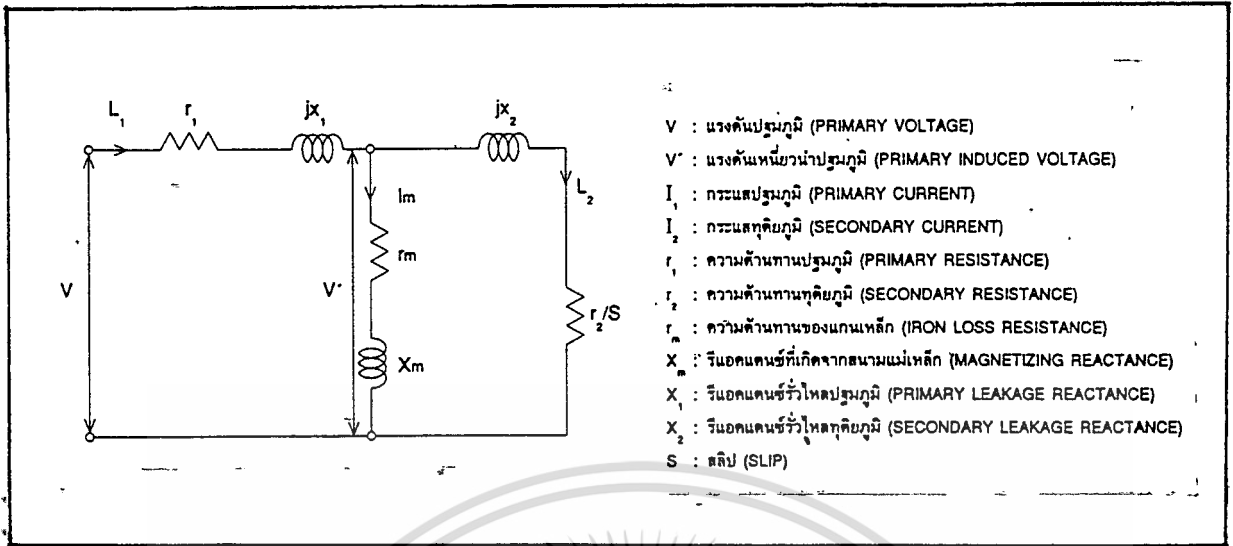
รูปที่ 2.4 ลักษณะสมบัติขาออกของมอเตอร์

2.5 วงจรมวลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ พร้อมแนวคิดเรื่องทอร์คบูสต์ ขั้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ล้วนขึ้นอยู่กับข้อตกลงนี้เท่านั้น ตั้งแต่อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

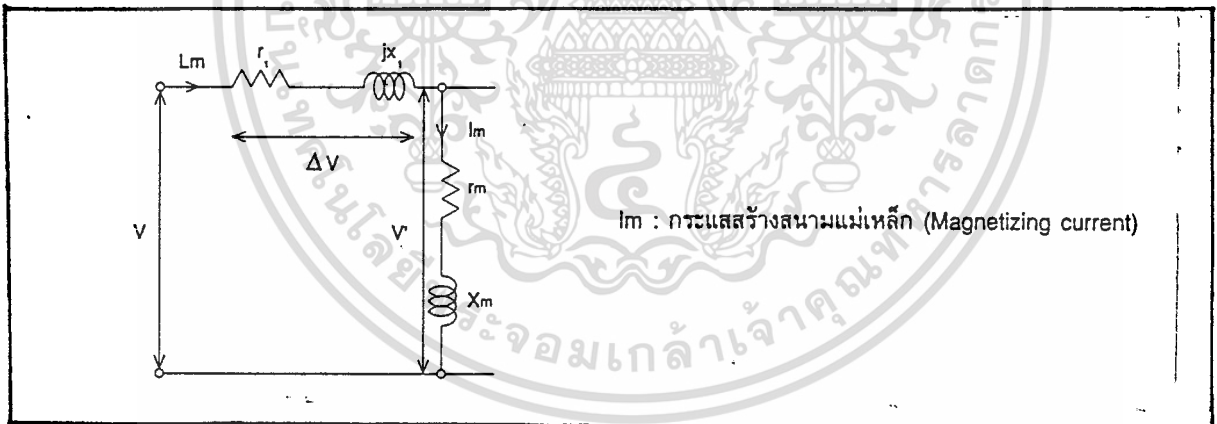
2.5.1 วงจรมวลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

จากรูปที่ 2.5 เป็นการแสดงถึงวงจรมวลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ



รูปที่ 2.5 วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เมื่อพิจารณาในสภาวะที่ไม่มีโหลด วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์จะเป็นดังรูปที่ 2.6 ที่มีลักษณะเปิดวงจรทางด้านทุติยภูมิ



รูปที่ 2.6 วงจรสมมูลย์กรณีไม่มีโหลด

เมื่อพิจารณาเฉพาะความสัมพันธ์ของแรงดันจะได้

$$V = V - (-jI_m)(r_1 + jX_1) \dots\dots\dots (1.8)$$

ถ้าให้ $\Delta V = (-jI_m)(r_1 + jX_1)$ สมการจะเหลือ

$$V = V - \Delta V \dots\dots\dots (1.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

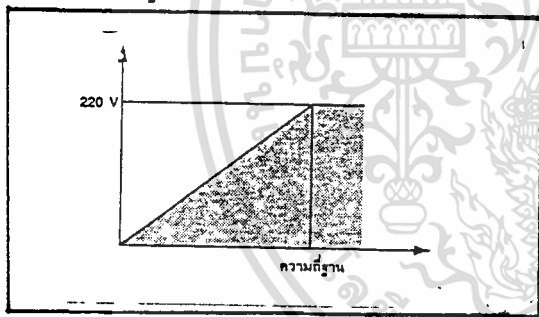
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.2 ทอร์กบูสต์ (Torque Boost)

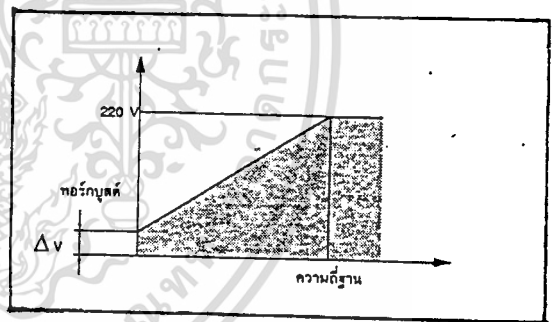
เนื่องจากเราทราบแล้ว ขนาดแรงดันเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ จะแปรตามความถี่ ดังแสดงในรูปที่ 2.7 เพื่อรักษาให้ V/f มีค่าคงที่ แต่เนื่องจากในขดลวดสเตเตอร์ หรือขดลวดปฐมภูมิของมอเตอร์นั้น จะมีส่วนที่เป็นความต้านทานและรีแอคแตนซ์อยู่ (รวมเรียกว่า อิมพีแดนซ์) เมื่อจ่ายไฟให้มอเตอร์ จะมีแรงดันตกคร่อมอิมพีแดนซ์นี้ จึงทำให้แรงบิดของมอเตอร์มีขนาดเล็กลง

ในกรณีที่ต่อมอเตอร์กับแหล่งจ่ายไฟ 50 Hz หรือ 60 Hz โดยตรง มอเตอร์จะถูกออกแบบทางด้านขดลวดให้ชดเชยกับแรงดันตกคร่อมค่าอิมพีแดนซ์นี้แล้ว

แต่ในกรณีที่ใช้อินเวอร์เตอร์ขับมอเตอร์นั้น ขนาดแรงดันขาออกจะแปรตามความถี่ปัญหาจะเกิดขึ้นในช่วงความถี่ต่ำ ซึ่งแรงดันเอาต์พุทมีขนาดเล็ก แต่แรงดันตกคร่อมที่อิมพีแดนซ์ในสเตเตอร์มีขนาดใหญ่ เมื่อเทียบกับแรงดันที่ป้อนเข้ามาในมอเตอร์ จึงทำให้แรงบิดของมอเตอร์ในขณะนั้น มีขนาดเล็ก เพื่อชดเชยแรงดันตกคร่อมอิมพีแดนซ์ ในย่านความถี่ต่ำนี้ ก็ให้เพิ่มแรงดัน เพื่อให้ขนาดแรงดันมีขนาดใหญ่ขึ้น แก้ปัญหาแรงบิดตกต่ำของมอเตอร์ รูปที่ 2.8 แสดงขนาดแรงดันที่ใช้ชดเชยที่ความถี่ต่ำการเพิ่มแรงดันนี้เราเรียกว่า ทอร์กบูสต์ (Torque Boost)



รูปที่ 2.7 รูปแบบ V/f อุดมคติ



รูปที่ 2.8 รูปแบบ V/f ที่ใช้งานจริง

1. ชนิดของทอร์กบูสต์

ลักษณะของทอร์กบูสต์มีทั้งชนิดตั้งด้วยมือและแบบอัตโนมัติ ดังแสดงในรูปที่

2.9

(1) ทอร์กบูสต์ด้วยมือ (Manual Torque Boost) ให้แรงดันส่วนที่เพิ่มขึ้นกับความถี่ โดยไม่ขึ้นกับกระแสของมอเตอร์

(2) ทอร์กบูสต์อัตโนมัติ (Automatic Torque Boost) แบบนี้จะทำการตรวจวัดกระแสของมอเตอร์ แล้วนำมากำหนดขนาดส่วนเพิ่มของแรงดันโดยอัตโนมัติถ้ามีข้อดีคือเมื่อมีโหลดหนักจะได้แรงบิดสูง ในขณะที่มีโหลดเบากระแสของมอเตอร์จะลดลง นอกจากนั้น ถ้า

โหลดมีการเปลี่ยนแปลง ในขณะที่เดินมอเตอร์ด้วยความเร็วคงที่ จะไม่ทำให้เกิดการตัด เนื่องจากกระแสเกินได้

2. การตั้งค่าทอร์กบูสต์

เมื่อต้องการแรงบิดสตาร์ทขนาดใหญ่ หรือต้องการแรงบิดเพิ่มอัตราเร่ง ก็ใช้วิธีปรับค่าทอร์กบูสต์นี้ ก็สามารถปรับให้มอเตอร์เพิ่มแรงบิดที่ความถี่ต่ำได้สูงถึง 100-150 %

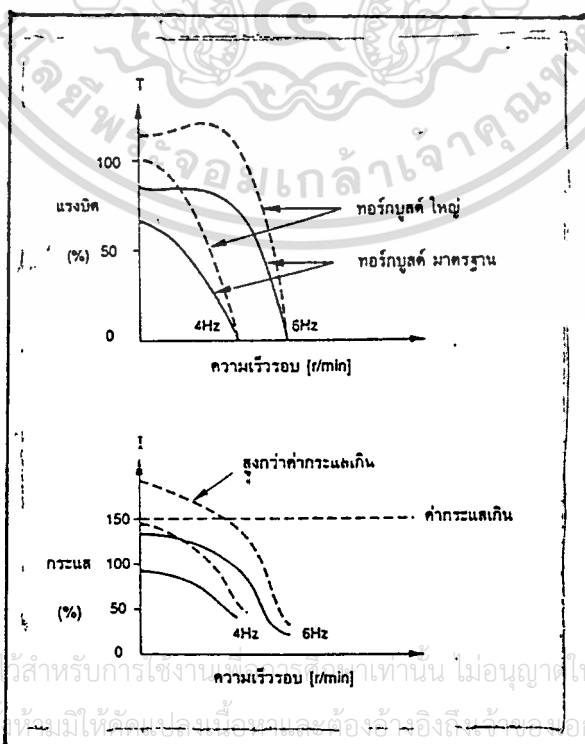
(1) การตั้งค่าทอร์กบูสต์ของอินเวอร์เตอร์จากโรงงาน จะตั้งไว้สำหรับใช้กับมอเตอร์มาตรฐาน ในกรณีที่นำอินเวอร์เตอร์มาใช้กับ มอเตอร์อื่นที่มีสเปคของขดลวดต่างไป ก็ให้ปรับค่าทอร์กบูสต์นี้ เพื่อให้มอเตอร์ทำงานที่ต้องการได้

(2) ในกรณีที่โหลดเบา ไม่ควรตั้งค่าทอร์กบูสต์ให้สูง เพราะจะทำให้กระแสไหลมาก อินเวอร์เตอร์อาจตัดเนื่องจากกระแสเกินได้

(3) ถ้าโหลดเบา ควรตั้งค่าทอร์กบูสต์ให้เล็ก จะทำให้มอเตอร์มีประสิทธิภาพสูงด้วย

(4) ถ้ามีแรงดันตกคร่อมในสายไฟระหว่างอินเวอร์เตอร์กับมอเตอร์ ก็ใช้วิธีปรับค่าทอร์กบูสต์ เพื่อชดเชยได้

เมื่อเพิ่มแรงดัน โดยการปรับตั้งค่าทอร์กบูสต์ จะทำให้กราฟของแรงบิดและกระแสต่างไป ดังแสดงในรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 ตัวอย่าง แรงบิด และกระแสขณะสตาร์ท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกหรือเผยแพร่ข้อมูลใดๆ จากเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 บทสรุป

จากที่กล่าวมาแล้วในบทนี้ ทำให้ทราบถึง คุณสมบัติต่างๆ ของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบสามเฟส ลักษณะโครงสร้าง ความสัมพันธ์ของตัวแปรต่างๆ ที่จำเป็นที่จะต้องทราบ เพื่อใช้ในการออกแบบระบบควบคุมความเร็ว เมื่อถูกขับด้วยอินเวอร์เตอร์ได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3วงจรเรียงกระแส3.1 บทนำ

ในการนำไดโอดมาใช้ในงานเรกติไฟร์นั้น แรงดันที่ได้จะมีระดับแรงดันที่คงที่ไม่สามารถปรับเปลี่ยนได้ ดังนั้น ถ้าหากเราต้องการนำไปใช้กับงานที่มีการปรับเปลี่ยนระดับแรงดันได้แล้ว เช่น การควบคุมความเร็วของมอเตอร์ การเหนี่ยวนำโดยใช้ไฟฟ้า หรือไม่ว่าจะเป็นการควบคุมความเร็วของสายพานในโรงงานอุตสาหกรรมก็ตาม จึงต้องนำไทรสเตอร์มาใช้ปรับเปลี่ยนระดับแรงดันในงานแบบนี้โดยแรงดันเอาต์พุตของไทรสเตอร์สามารถทำการปรับเปลี่ยนได้ไปตามการเปลี่ยนมุมในการทริกให้ไทรสเตอร์ทำงาน สัญญาณควบคุมที่ทำการป้อนให้ไทรสเตอร์ทำงานนั้นจะเป็นสัญญาณพัลส์เล็ก ๆ ป้อนเข้าขาเกตของไทรสเตอร์ และการทำให้ไทรสเตอร์หยุดทำงานนั้น จะเป็นไปตามการเปลี่ยนแปลงของ $\text{natural commutation (line commutation)}$ และในกรณีที่โหลดเป็นอินดักทีฟที่มีค่าสูงๆ แล้ว ไทรสเตอร์จะหยุดการทำงาน โดยในช่วงซีกกลับของแรงดันอินพุตจะมี การทริกจากไทรสเตอร์ตัวอื่นมาทำการหยุดการทำงาน

วงจรเรียงกระแสที่ใช้ในโรงงานนี้ เราจะใช้วงจรเรียงกระแสสามเฟสแบบเซมิบริดจ์ (THREE-PHASE SEMI-BRIDGE CONVERTER หรือ HALF-CONTROLLED THREE-PHASE BRIDGE CONVERTER) ที่สามารถปรับแรงดันที่จ่ายให้แก่โหลดได้ โดยการปรับมุมทริกจากวงจรสร้างสัญญาณทริก (TRIGGER CIRCUIT) เนื่องจากวงจรเรียงกระแสประเภทนี้จะให้กระแสเอาต์พุตที่มีฮาร์โมนิกริเปิลที่สูงพอสมควร ดังนั้นเราจึงต้องมีวงจรกรองความถี่สัญญาณ ประเภท LC เข้ามาช่วยทำให้กระแสดังกล่าวเรียบขึ้น

ซึ่งในเนื้อหาส่วนนี้จะกล่าวถึงวงจรต่างๆ ทั้งหมดพร้อมการออกแบบเพื่อจะส่งผลให้การทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์สามเฟสแบบเซมิบริดจ์ ทำงานอย่างมีประสิทธิภาพและได้ผลดี โดยแยกออกเป็น 4 ส่วนที่สำคัญ คือ

1. วงจรคอนเวอร์เตอร์สามเฟสแบบเซมิบริดจ์ (THREE-PHASE SEMI-BRIDGE CONVERTER หรือ HALF-WAVE THREE-PHASE CONVERTER) เป็นวงจรกำลังที่ใช้ในการเปลี่ยนแรงดันกระแสสลับให้เป็นแรงดันกระแสตรง

2. วงจรสร้างสัญญาณทริก (TRIGGER CIRCUIT) เป็นวงจรที่ใช้สร้างสัญญาณควบคุมการทำงานของไทรสเตอร์ในแต่ละเฟส
ไม่อาจรู้ได้ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

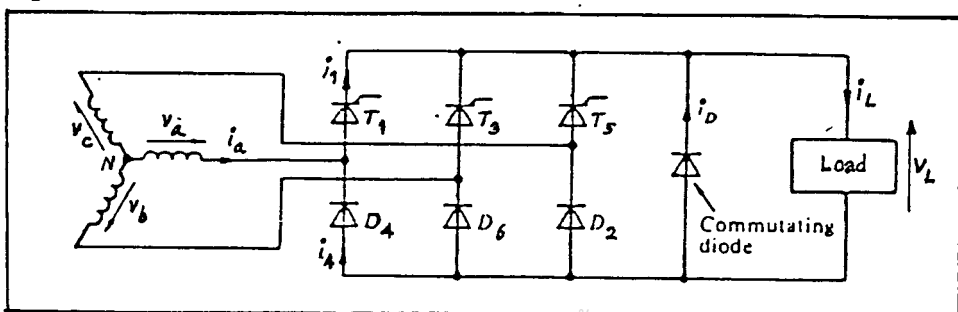
3. วงจรขับเคลื่อน (DRIVE CIRCUIT) เป็นวงจรที่ทำหน้าที่ขยายสัญญาณทรานซิสเตอร์ให้มีความถี่สูงขึ้นให้มีกำลังสูงพอที่จะขับไทรสเตอร์ให้ทำงานได้

4. วงจรกรองความถี่ (DC-FILTER) เป็นวงจรที่ทำหน้าที่ลดริบเบิลที่เกิดจากกระแสเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ให้น้อยลง

3.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์สามเฟสแบบเซมิบริดจ์ (THREE-PHASE SEMI-BRIDGE CONVERTER)

คอนเวอร์เตอร์แบบนี้มักใช้ในอุตสาหกรรมที่มีระดับสูงถึง 120 KW. ซึ่งต้องการการทำงานในแบบควอดแรนต์เดียว ค่าตัวประกอบกำลังของคอนเวอร์เตอร์แบบนี้ จะลดลงในขณะที่มุมดีเลย์ (α) เพิ่มขึ้น แต่ก็ยังให้ผลดีกว่าคอนเวอร์เตอร์สามเฟสแบบครึ่งคลื่น และถ้าจะเปรียบเทียบกับคอนเวอร์เตอร์สามเฟสแบบฟูลบริดจ์ (THREE-PHASE FULL-BRIDGE CONVERTER) ดูบ้าง ก็จะพบว่าคอนเวอร์เตอร์แบบเซมิบริดจ์จะมีค่าใช้จ่ายถูกกว่า (เนื่องจากใช้ไทรสเตอร์จำนวนน้อยกว่า และมีการควบคุมคอนเวอร์เตอร์น้อยกว่า) แต่ก็ยังพบข้อดีมากกว่าตรงที่ว่าแบบเซมิบริดจ์จะให้สัญญาณเอาต์พุตที่มีฮาร์โมนิกริบเบิลที่สูงกว่าอีกทั้งแบบฟูลบริดจ์ยังสามารถที่จะทำการเบรค และรีเจนเนอเรทีฟพลังงานกลับคืนสู่แหล่งจ่ายได้อย่างไรก็ตามในการควบคุมการหมุนของมอเตอร์ ในทิศทางใดทางหนึ่งที่มีความเร็วรอบของมอเตอร์ค่าต่างๆ ตามที่ต้องการ ไม่มีความจำเป็นที่จะต้องทำการรีเจนเนอเรทีฟพลังงานกลับคืนสู่แหล่งจ่ายดังนั้นคอนเวอร์เตอร์สามเฟสแบบเซมิบริดจ์จึงเหมาะแก่การนำไปใช้กับงานต่างๆ ได้ดีในระดับที่ต้องการ

วงจรคอนเวอร์เตอร์สามเฟสแบบเซมิบริดจ์ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.1 โดยแสดงถึงโหลดแบบอินดักทีฟ ซึ่งมีส่วนช่วยให้โหลดและกระแสโหลดมีริบเบิลเล็กน้อย พร้อมกับมี freewheeling diode ให้นำกระแสโหลด เมื่อบริดจ์ไม่นำกระแส ในรูปไทรสเตอร์ต่อคาโทดร่วมกันและไดโอดต่อแอนโอดร่วมกัน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 3.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์สามเฟสแบบเซมิบริดจ์
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
(THREE-PHASE SEMI-BRIDGE CONVERTER)

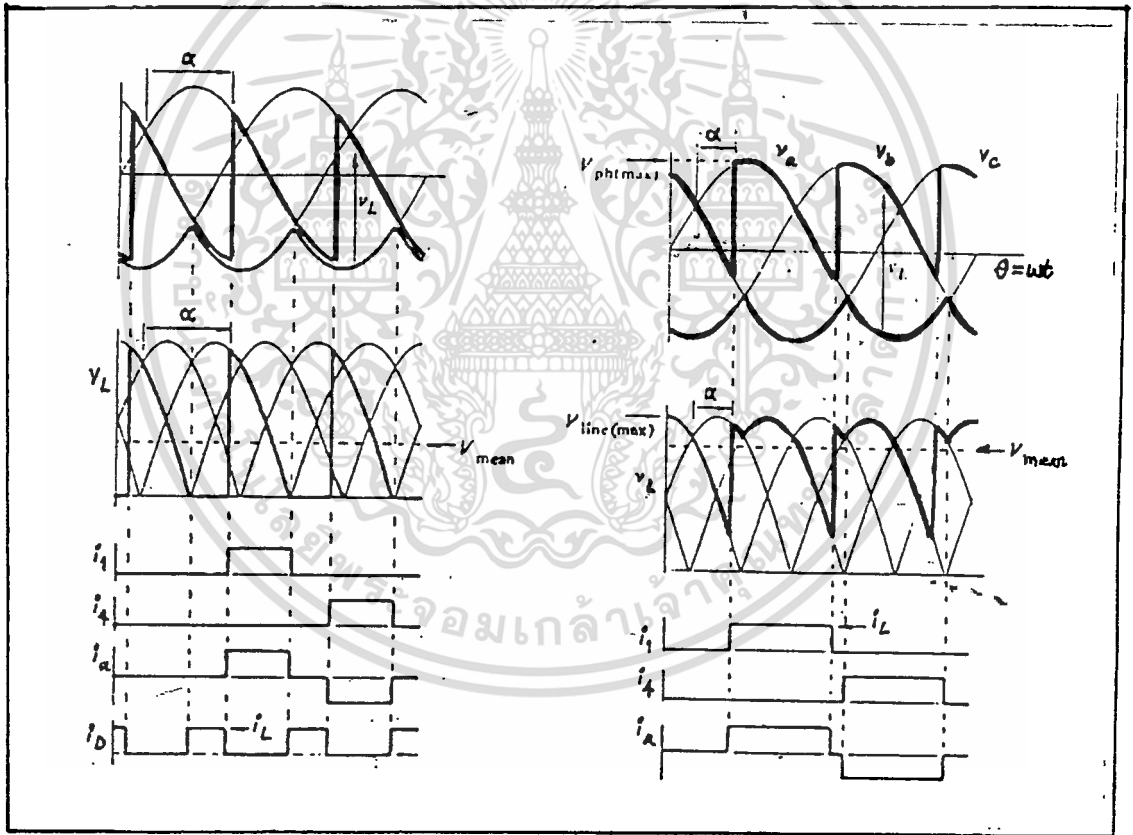
จากวงจร อุปกรณ์ต่างๆ จะทำหน้าที่ดังต่อไปนี้

- ไทริสเตอร์ T_1, T_3, T_5 ทำหน้าที่ในการนำกระแสจากแหล่งจ่ายไปยังโหลดตามสัญญาณที่ป้อนเข้ามา

- ไดโอด D_2, D_4, D_6 ทำหน้าที่ในการนำกระแสจากโหลดกลับคืนสู่แหล่งจ่ายทันทีที่มีการนำกระแสจากไทริสเตอร์

- คอมมิวเตตติ้งไดโอด ทำหน้าที่เป็น freewheeling diode คือ เป็นทางผ่านของกระแสไหลวนอันเนื่องมาจากอินดักแตนซ์ที่โหลด

เมื่อเปรียบเทียบกับวงจร fully-controlled แล้ว คอนเวอร์เตอร์สามเฟสแบบ Semibridge จะถูกกว่าและไม่มีปัญหาในการสตาร์ท แต่จะมีฮาร์โมนิกที่สูงกว่าในแรงดันโหลด และสัญญาณรบกวนคลื่นของแหล่งจ่ายกระแส



รูปที่ 3.2 (a) สัญญาณเมื่อโหลดเล็ก (b) สัญญาณเมื่อโหลดใหญ่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สามารถวิเคราะห์ค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์สามเฟสแบบเซมิบริดจ์ได้ดังนี้ อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
V_o &= 3/2\pi[\int V_{mb}d(wt)+\int V_{mc}d(wt)] \\
&= 3/2\pi[\int/2V_{r.m.s(L-L)}\sin(wt)d(wt)+ \\
&\quad \int/2V_{r.m.s(L-L)}\sin(wt-60)d(wt)] \\
&= 3/2\pi V_{r.m.s(L-L)}(1+\cos\alpha) \\
&= (3/3/2\pi)V_m(1+\cos\alpha) \dots\dots\dots(3.1)
\end{aligned}$$

และเราสามารถทำการทริกไทรสเตอร์ในวงจรได้ตั้งแต่ 0-180 องศา

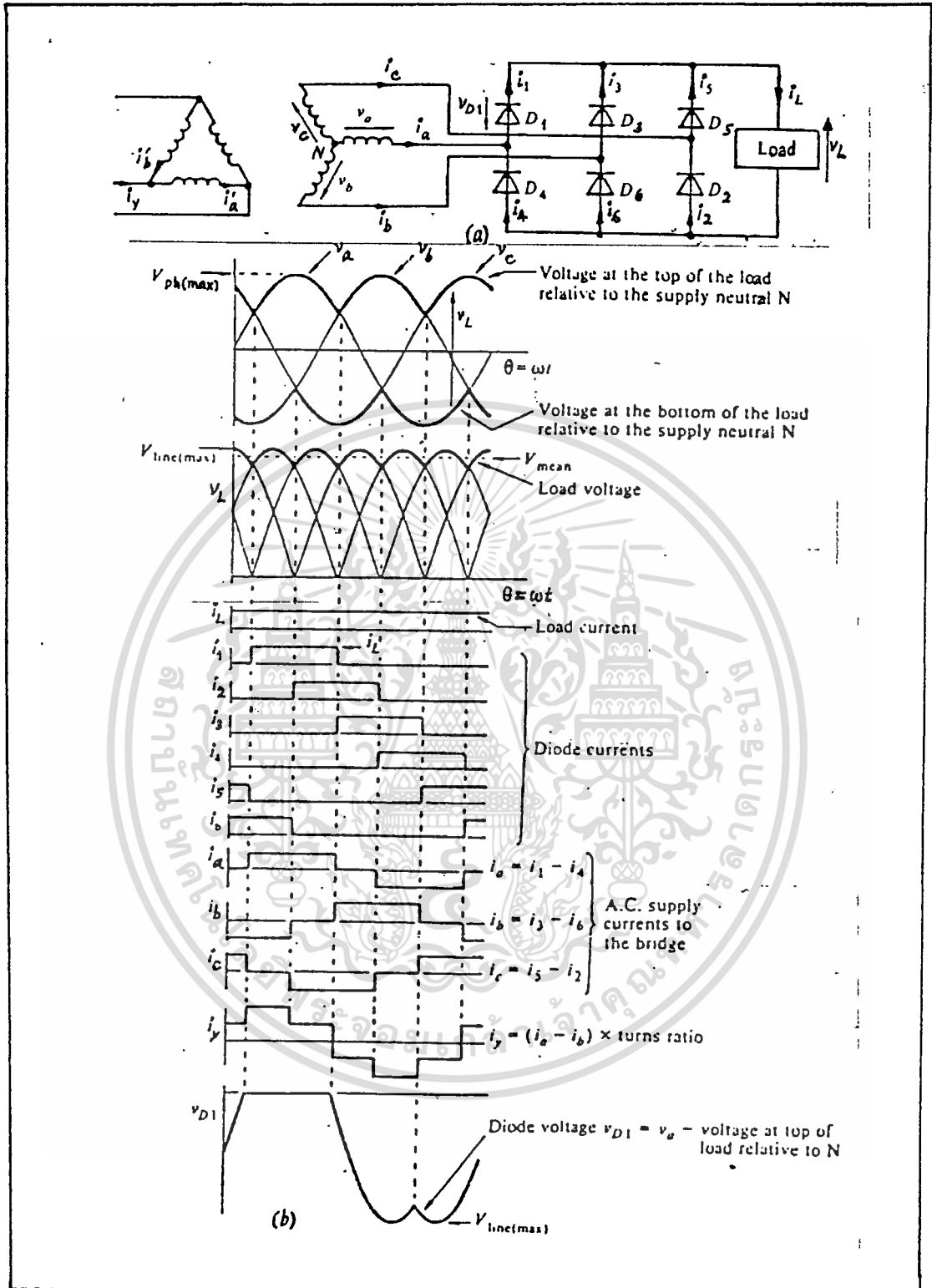
โดยถ้า - $\alpha=0^\circ$ จะได้แรงดันเอาต์พุตมีค่ามากที่สุด

- $\alpha=180^\circ$ จะได้แรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 0 ซึ่งก็คือไม่มีการทำงาน

ของไทรสเตอร์นั่นเอง

โดยหลักการแล้ว ลักษณะการทำงานของแบบเซมิบริดจ์ จะเหมือนกับการนำ ไดโอดมาต่อเป็นวงจรร่วมกันคือวงจรแบบบริดจ์ (THREE-PHASE BRIDGE CONVERTER) ซึ่งมีลักษณะของวงจรและสัญญาณต่างๆ ดังรูปที่ 3.3





รูปที่ 3.3 วงจรคอนเวอร์เตอร์สามเฟสแบบบริดจ์ (THREE-PHASE BRIDGE CONVERTER)

(a) วงจร (b) รูปสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 วงจรสร้างสัญญาณตริก (TRIGGER CIRCUIT)

คอนเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมเฟสไทรซิสเตอร์จะถูกตริกที่มุมตริก (α) ซึ่งสัมพันธ์ กับ จุดอ้างอิงในคอนเวอร์เตอร์แบบ 1 เฟส จะมีจุดอ้างอิงเป็นศูนย์คร่อมแหล่งจ่ายแรงดัน มุม ตริกจะแปรผันไปตามแรงดันเอาต์พุตที่ ซึ่งสามารถนำไปควบคุมความเร็วของดีซีมอเตอร์ ได้ โดยในที่นี้เราสนใจการควบคุมในแบบที่จะให้ผลความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมที่ ปรับได้ (เพื่อทำให้มุมตริกเปลี่ยนไปตามค่าที่เราต้องการ) กับแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์ เตอร์สามเฟสเป็นไปอย่างเชิงเส้นเพื่อส่งผลให้จ่ายต่อ การออกแบบคอนโทรลเลอร์ที่จะนำ มาใช้ควบคุมวงจรอีกทีหนึ่ง

3.3.1 การควบคุมแบบโคไซน์ของมุมเฟส

เป็นแนวความคิดในการออกแบบวงจรสร้างสัญญาณตริกที่ให้ผลเป็น linear transfer characteristic และวงจรแบบนี้ยังเหมาะสำหรับการนำไปใช้กับงานการ ับเคลื่อนควบคุมแบบลูปปิด อีกทั้งยังเป็นที่ยอมรับกันอย่างกว้างขวางในวงการอุตสาหกรรม รูปที่ 3.4 เป็นการแสดงแนวความคิดคร่าวๆ ในการที่จะทำให้เราสามารถออกแบบวงจร สร้างสัญญาณตริก เพื่อให้ได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์กับแรง ดันควบคุมที่ปรับค่าได้เป็นไปอย่างเชิงเส้น จากรูปแรงดันควบคุม E_c จะทำให้เกิดช่วงพัลส์ ของการตริกที่จุดตัดของแรงดันควบคุมที่ระดับต่างๆ โดยมุมตริก α ได้จาก

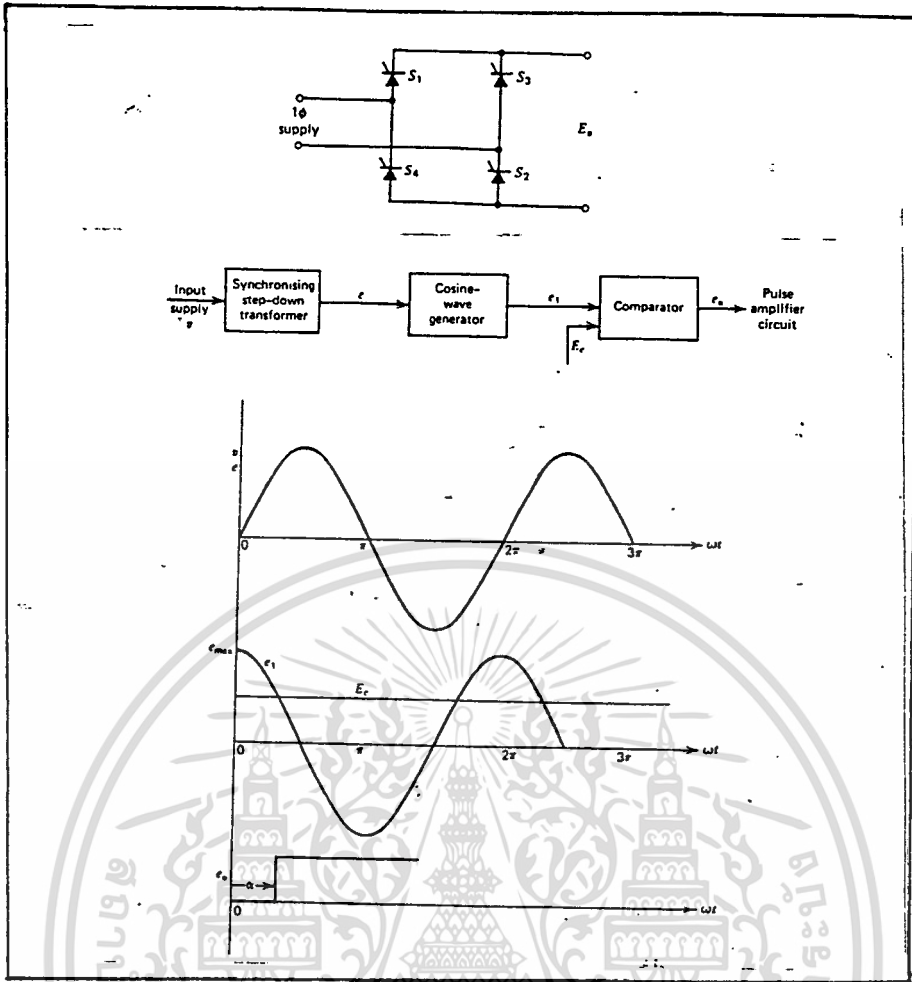
$$\alpha = \cos^{-1}(E_c / e_{max}) \dots \dots \dots (3.2)$$

โดยแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ จะได้เป็น

$$\begin{aligned} E_o &= E_{max} \cos\alpha \\ &= E_{max} \cos(\cos^{-1} E_c / e_{max}) \\ &= (E_{max} / e_{max}) E_c \\ &= kE_c \dots \dots \dots (3.3) \end{aligned}$$

จะเห็นได้ว่า E_o (แรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์) จะ แปรตาม E_c (แรงดันควบคุมที่ปรับค่าได้)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 การควบคุมแบบโคไซน์ของมุมตริก α กับคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์

3.3.2 วงจรสร้างสัญญาณตริก (TRIGGER CIRCUIT)

ในการใช้งานจริงนั้นเนื่องจากคอนเวอร์เตอร์ที่เรานำมาใช้เป็นคอนเวอร์เตอร์สามเฟสแบบเซมิบริดจ์โดยมีแรงดันเอาต์พุตจากสมการ (3.1) เป็น

$$V_o = (3/3V_m/2\pi)(1+\cos\alpha)$$

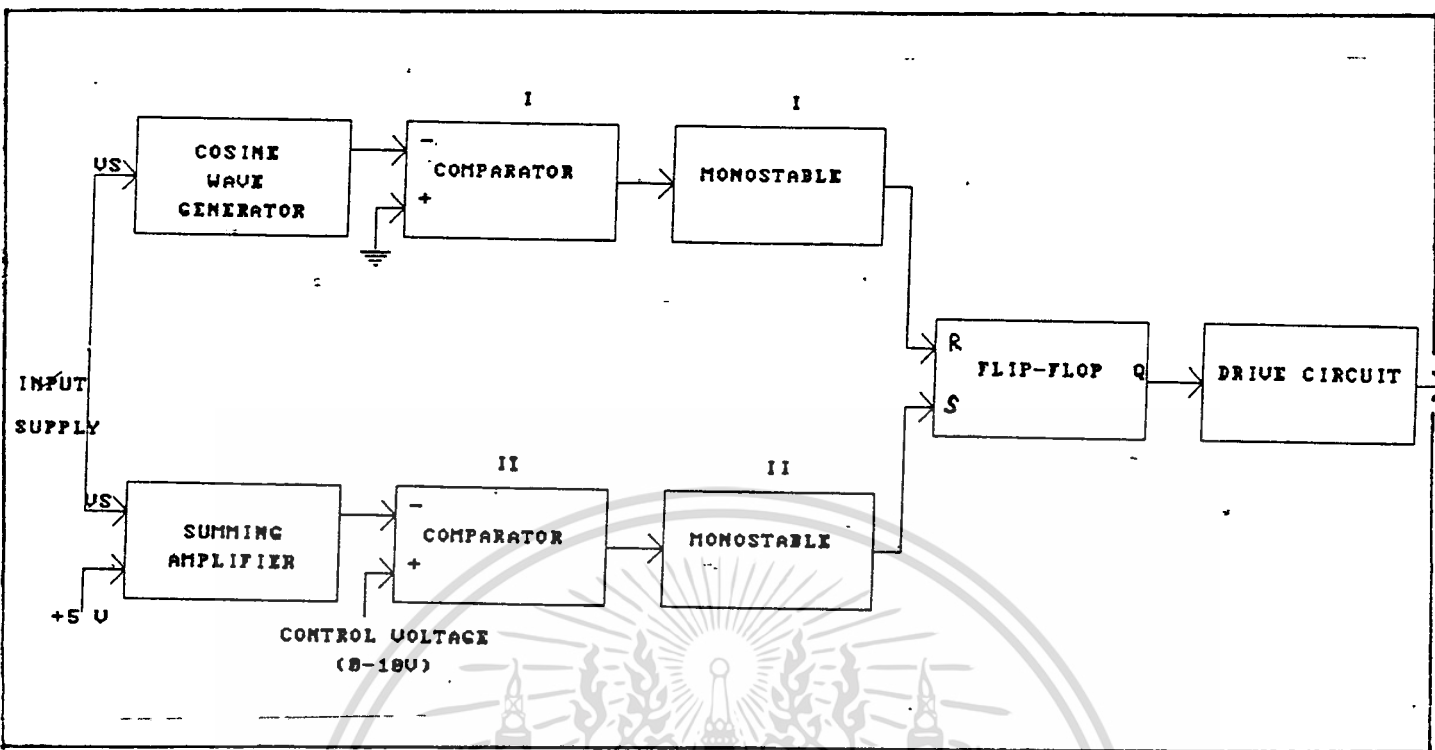
ดังนั้นจากวงจรสร้างสัญญาณตริกในทางทฤษฎีในทำนองคล้ายกัน เพื่อให้การควบคุมเป็นไปอย่างเชิงเส้นทำให้เราต้องออกแบบมุมตริก (α) ใหม่จะได้เป็น

$$\alpha = \cos^{-1} (E_c/e_{max}-1) \dots\dots\dots (3.4)$$

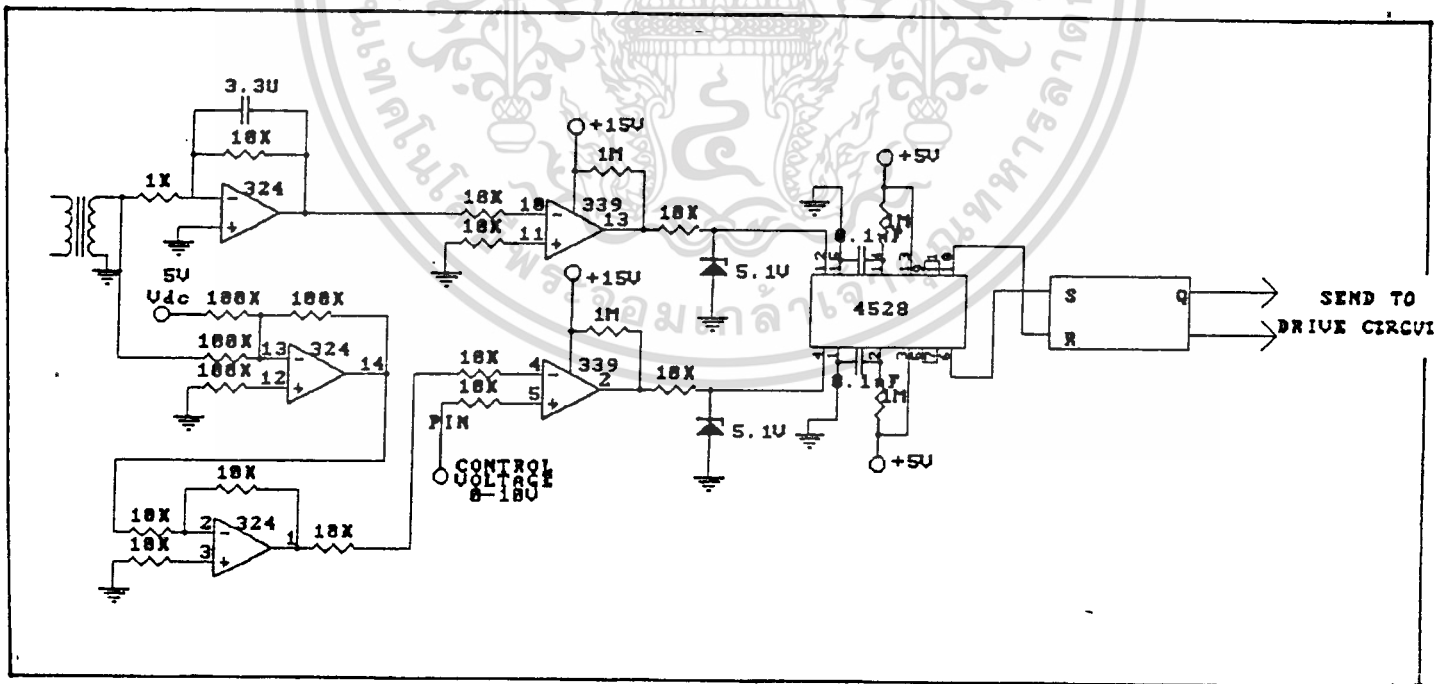
จากความสัมพันธ์ดังกล่าว จะได้

$$\begin{aligned} V_o &= (3/3V_m/2\pi)[1+\cos(\cos^{-1}(E_c/e_{max}-1))] \\ &= (3/3V_m/2\pi e_{max})E_c \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกหนึ่งหัวใจที่ตัดปลงนี้ขอหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
โดยที่ $k = 3/3V_m/2\pi e_{max}$



รูปที่ 3.5 บล็อกไดอะแกรมของวงจรวางสัญญาณทริกในแต่ละเฟส



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
รูปที่ 3.6 วงจรวางสัญญาณทริกในแต่ละเฟส

3.3.2.1 บล็อกไดอะแกรมวงจรสร้างสัญญาณทริก

จากแนวความคิดดังกล่าวทำให้เราสามารถออกแบบวงจรสร้างสัญญาณทริก เพื่อควบคุมการทำงานของไทรสเตอร์ในวงจรคอนเวอร์เตอร์สามเฟสแบบเซมิบริดจ์ได้ โดยเราจะทริกทั้ง 3 เฟส (ใช้ทริกไทรสเตอร์ 3 ตัวที่เฟส A, B และ C) ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 3.5

3.3.2.2 การทำงานของวงจรมอเตอร์ต่างๆ ภายในบล็อกไดอะแกรม

สามารถแสดงส่วนต่างๆ ของวงจรและไอซีที่ใช้ภายในบล็อกไดอะแกรมที่ทำเป็นวงจรสร้างสัญญาณทริกได้ดังรูปที่ 3.6

3.4 วงจรขับเกท (DRIVE CIRCUIT)

เนื่องจากสัญญาณที่ได้จากวงจรสร้างสัญญาณทริกนั้น ไม่มีแรงขับพอที่จะทำให้ไทรสเตอร์เปิดใช้งานได้ จึงต้องต่อสัญญาณดังกล่าวผ่านวงจรขับเกทอีกทีหนึ่ง โดยวงจรขับเกทจะช่วยในการเพิ่ม หรือลดค่าแรงดันและกระแส เพื่อให้เหมาะสมแก่การจ่ายให้แก่ขาเกทของไทรสเตอร์ นอกจากนี้ยังใช้ในการแบ่งแยกส่วนของวงจรสร้างสัญญาณทริก (ส่วนวงจรอิเล็กทรอนิกส์) และวงจรคอนเวอร์เตอร์ (ส่วนวงจรกำลัง) ออกจากกัน (แยกกราวด์ของระบบออกจากกัน) ซึ่งประโยชน์ในข้อนี้มีส่วนสำคัญในการป้องกันวงจรสร้างสัญญาณทริกไม่ให้เสียหายไป อันเนื่องมาจากความผิดพลาดทางด้านวงจรกำลัง

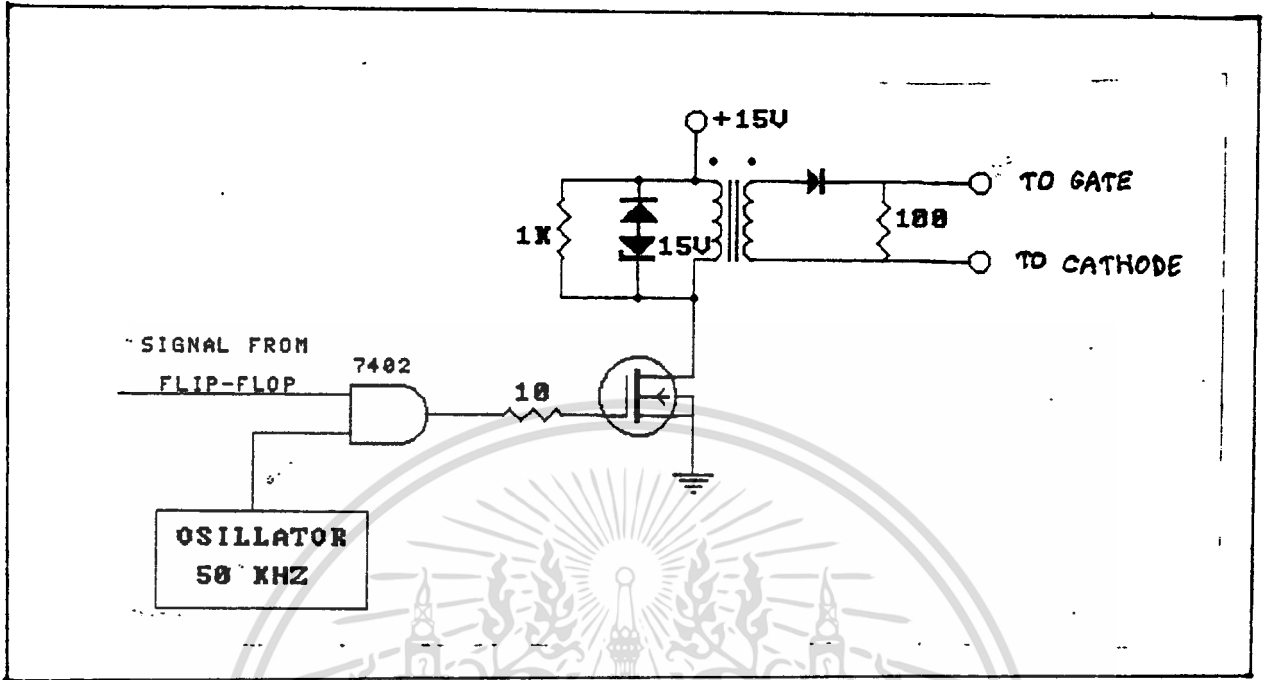
วงจรขับเกทมีส่วนประกอบที่สำคัญดังนี้ คือ

- ทรานซิสเตอร์ ทำหน้าที่ขยายกระแสพัลส์
- หม้อแปลงพัลส์ (pulse transformer) ทำหน้าที่เป็นตัวแยกส่วนวงจรอิเล็กทรอนิกส์และวงจรกำลังออกจากกัน

- วงจรออสซิลเลเตอร์ (oscillator) ทำหน้าที่โมดูลเลทช่วงพัลส์ให้มีขนาดเล็กๆ เพราะถ้าช่วงพัลส์มีความกว้างมากเกินไป จะทำให้หม้อแปลงพัลส์เกิดการอิ่มตัว โดยในโครงการนี้สัญญาณจะถูกโมดูลเลทที่ความถี่สูงประมาณ 50 KHz. และค่าดีวตี้ไซเคิลของวงจรออสซิลเลเตอร์ประมาณ 45 % (น้อยกว่า 50 %) เพื่อว่าพัลส์ในหม้อแปลงจะสามารถรีเซ็ตได้นั่นเอง

จากรูปที่ 3.8 จะพบว่ารูปคลื่นของสัญญาณด้านขาเข้าของวงจรขับเกทและรูปคลื่นของสัญญาณด้านขาออกของวงจรขับเกทมีรูปคลื่นเดียวกัน แต่มีขนาดของกระแสและแรงดันต่างกัน ขนาดของสัญญาณด้านขาออกของวงจรขับเกทจะต้องมีขนาดที่เพียงพอแก่การนำไปใช้ทริกไทรสเตอร์ให้หน้ากระแสได้ (ไทรสเตอร์ที่ใช้ในวงจรกำลังของโครงการนี้ต้องการ

กระแสและแรงดันขั้วเกทอย่างต่ำสุด 40 mA. และ 3 V. ตามลำดับ)

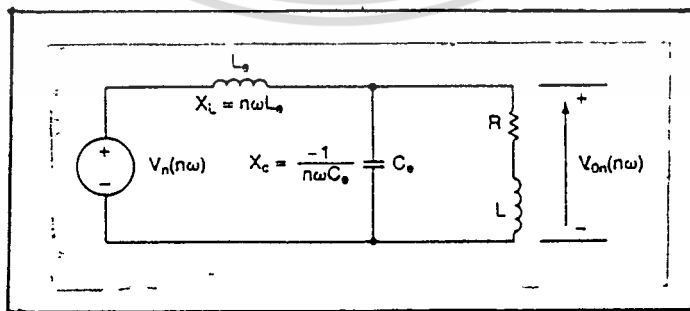


รูปที่ 3.7 วงจรขับเกท

สัญญาณทั้งหมดของวงจรสร้างสัญญาณทริกและวงจรขับเกทแสดงในรูปที่ 3.8

3.5 วงจรกรองความถี่ (DC FILTER)

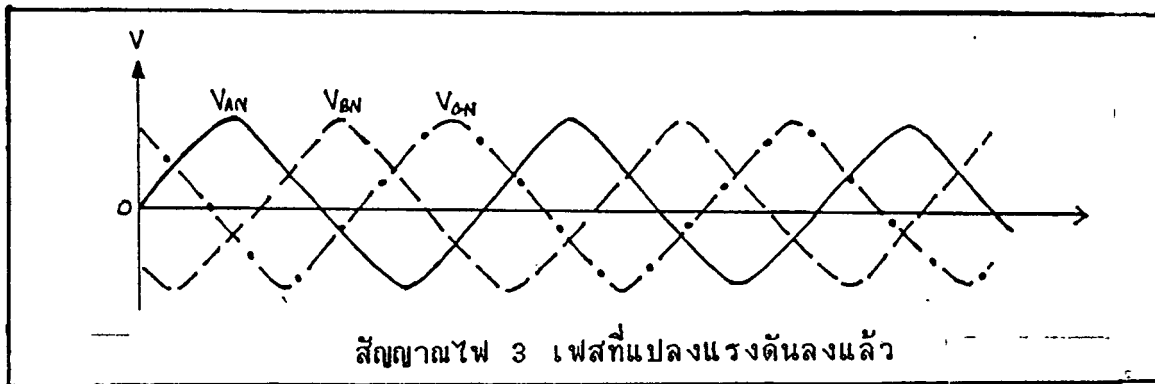
เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์สามเฟสแบบเซมิบริดจ์จะให้เอาต์พุตดีซีที่มีฮาร์โมนิกที่สลับที่สูง ดังนั้นจึงต้องนำวงจรกรองสัญญาณความถี่มาใช้โดยนำมาต่อคร่อมโหลด ดังรูปที่ 3.9 เพื่อทำให้สัญญาณเรียบขึ้น



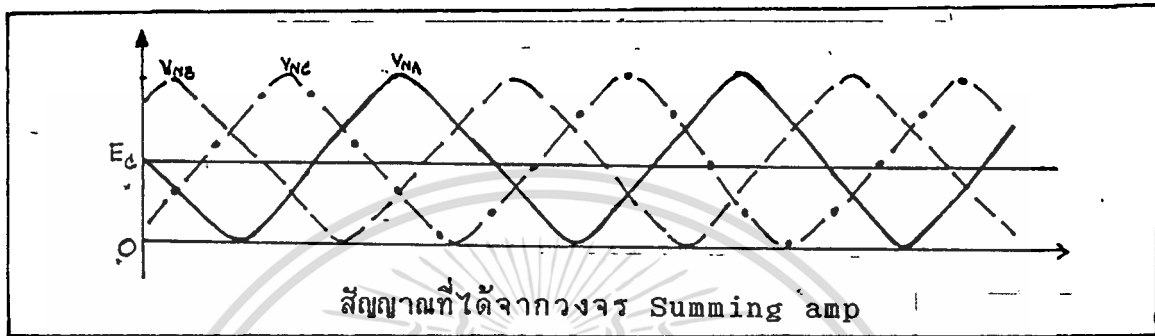
รูปที่ 3.9 วงจรกรองความถี่ (DC FILTER)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

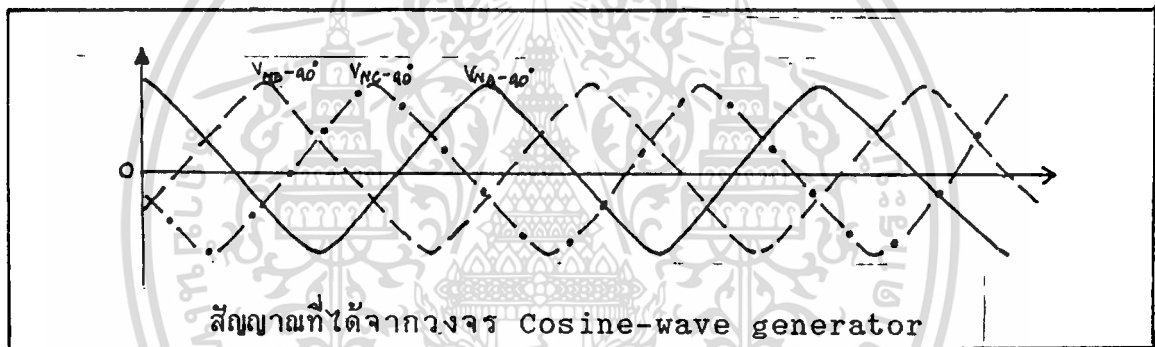
ไม่ว่ากรณีใดๆ ขึ้นกับ ผู้อื่นจำเป็นต้องดูแลเองเรื่องหาและตั้งฟังก์ชันของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ เพื่อให้ง่ายสำหรับกระแสรีปเปิลฮาร์โมนิกที่ n ที่ผ่านตัวเก็บประจุของวงจรกรอง ซึ่งอิมพีแดนซ์โหลดจะต้องใหญ่กว่าโหลดของ C_g



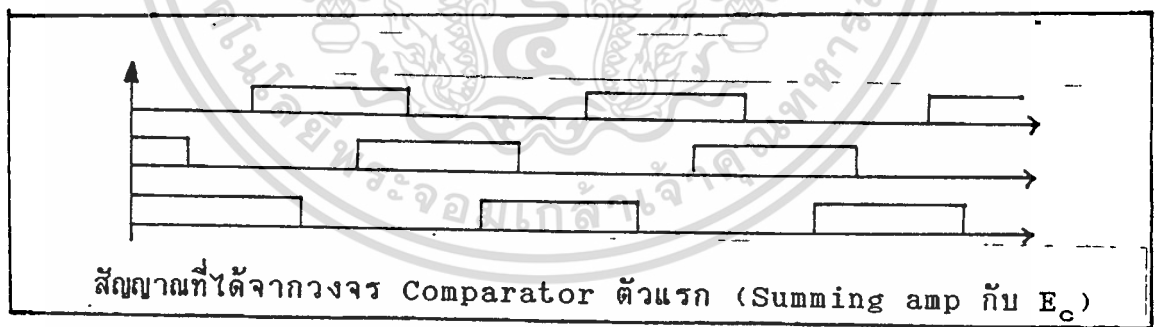
สัญญาณไฟ 3 เฟสที่แปลงแรงดันลงแล้ว



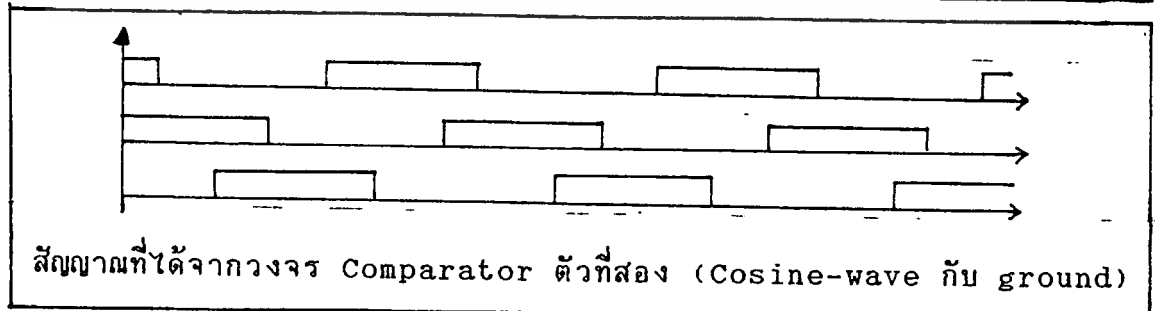
สัญญาณที่ได้จากวงจร Summing amp



สัญญาณที่ได้จากวงจร Cosine-wave generator

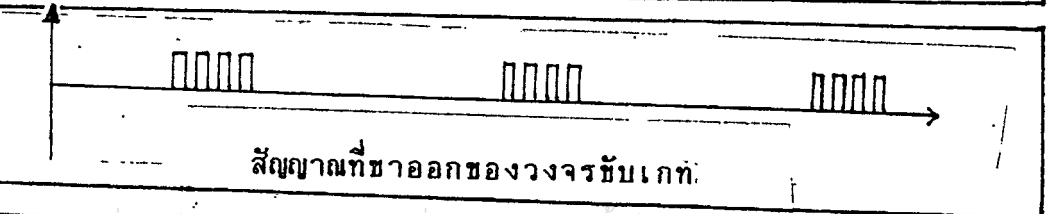
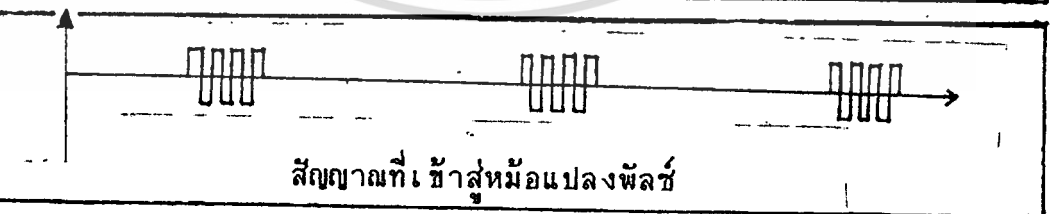
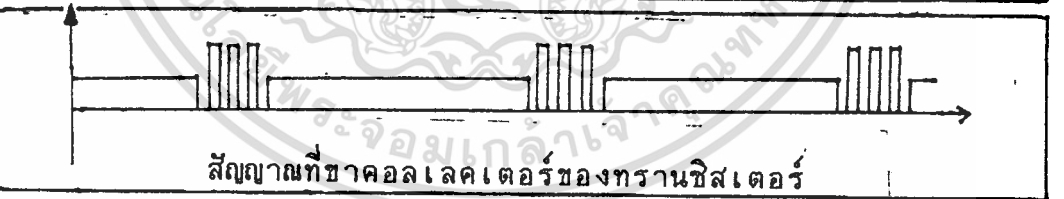
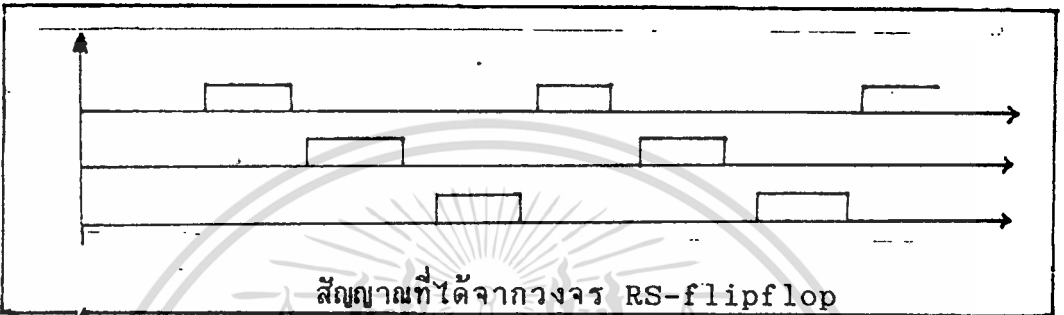
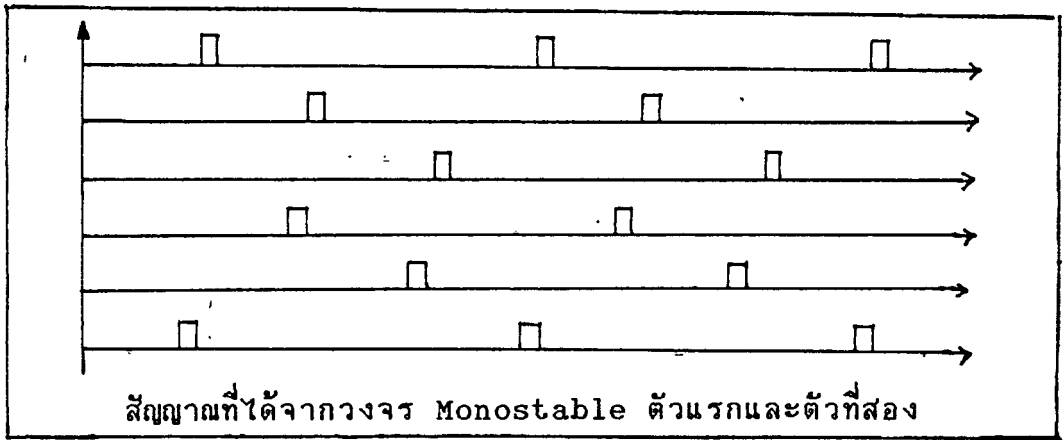


สัญญาณที่ได้จากวงจร Comparator ตัวแรก (Summing amp กับ E_C)



สัญญาณที่ได้จากวงจร Comparator ตัวที่สอง (Cosine-wave กับ ground)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษารายบุคคล ไม่อนุญาตให้ทำไปตีพิมพ์หรือเผยแพร่
รูปที่ 3.8 สัญญาณในส่วนต่างๆ ทั้งหมดของวงจรสร้างสัญญาณทริกและวงจรขับเกต

$$\sqrt{(R^2 + (n\omega L)^2)} \gg 1/(n\omega C_u) \dots\dots\dots (3.5)$$

หรือโดยทั่วไปจะให้ เป็น

$$\sqrt{(R^2 + (n\omega C_u)^2)} = 10/(n\omega C_u) \dots\dots\dots (3.6)$$

และภายใต้สภาวะนี้ผลของโหลดจะเพิกเฉยได้ ค่า rms ของส่วนประกอบฮาร์โมนิกที่ n ที่ปรากฏบนเอาต์พุตจะได้รับการใช้กฎการแบ่งแรงดัน ดังนี้

$$\begin{aligned} V_{on} &= 1/(n\omega C_u) V_n / [(n\omega L_u) - 1/(n\omega C_u)] \\ &= -V_n / [(n\omega)^2 L_u C_u - 1] \dots\dots\dots (3.7) \end{aligned}$$

ผลรวมของแรงดันรีปเปิลที่เกี่ยวข้องกับทุกฮาร์โมนิก คือ

$$V_{ac} = [\sum_{n=2,4,6,\dots} V_{on}^2]^{1/2} \dots\dots\dots (3.8)$$

สำหรับค่าเฉพาะของ V_{ac} และค่า C_u จากสมการ (3.6) ค่าของ L_u สามารถคำนวณได้ เราสามารถทำให้การคำนวณง่ายขึ้น โดยพิจารณาแต่เฉพาะฮาร์โมนิกที่โดมิแนนท์จากสมการฟูเรียร์ของแรงดันที่คร่อมโหลด (V_L) เราพบว่าฮาร์โมนิกที่ 2 เป็นฮาร์โมนิกที่โดมิแนนท์

ขั้นตอนการคำนวณ

1. การหาอนุกรมฟูเรียร์ของแรงดันที่คร่อมโหลด (V_L) และ V_{dc} ของวงจรคอนเวอร์เตอร์สามเฟสแบบเซมิบริดจ์ โดยเราจะอาศัยโปรแกรม Pspice มาช่วยในการคำนวณอนุกรมฟูเรียร์ของแรงดันที่คร่อมโหลด (โปรแกรมนี้ได้แสดงไว้ในภาคผนวกแล้ว) และใช้โหลดเป็นความต้านทานอย่างเดี่ยว ก่อนอื่นเราจะต้องหามุม α ที่ระดับแรงดันเอาต์พุตที่ต่ำที่สุดที่จะสามารถสตาร์ทมอเตอร์ให้เริ่มทำงานได้ก่อน เราพบว่าที่ 10 % ของแรงดันเอาต์พุตสูงสุดของคอนเวอร์เตอร์เป็นค่าที่ต่ำที่สุด

จากแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์สามเฟสแบบเซมิบริดจ์ เป็น

$$\begin{aligned} V_o &= 3/3(220/2)(1+\cos\alpha)/2\pi \\ V_{max} &= 3/3(220/2)/\pi \end{aligned}$$

$$\text{ดังนั้น } 10\% * 3/3(220/2)(1+\cos\alpha) = 3/3(220/2)/\pi$$

$$\cos\alpha = -0.8$$

$$\alpha = 143^\circ$$

$$\text{และ } V_{dc} = 3/3(220/2)/\pi = 514.6 \text{ V.}$$

2. การคำนวณค่า C_u สามารถคำนวณได้จากสมการ (3.6)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับงานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} \sqrt{(R^2 + (2\omega L)^2)} &= 10/(2\omega C_u) \\ \text{หรือ } C_u &= 10/[4\pi f \sqrt{(R^2 + (4\pi f L)^2)}] \dots\dots\dots (3.9) \end{aligned}$$

ในที่นี้ใช้โหลดเป็น $R=100$ โอห์มอย่างเดียว

จะได้ $C_u = 1.6 \text{ mF}$.

3. การคำนวณค่า L_u ในที่นี้ต้องการให้ ripple ของแรงดันลดลง 10 % ซึ่งคำนวณได้จากสมการ

$$RF = V_{ac}/V_{dc} \dots\dots\dots (3.10)$$

$$\text{และ } V_{ac} = V_{o2} = -V_2 / [(2\omega)^2 L_u C_u - 1]$$

$$\text{ดังนั้น } RF = V_{ac}/V_{dc} = V_{o2}/V_{dc} = (V_2/V_{dc}) [1 / ((4\pi f)^2 L_u C_u - 1)]$$

จากการคำนวณค่าแรงดันคร่อมโหลดฮาร์โมนิกที่ 2 ด้วยโปรแกรม Pspice

จะได้ $V_2 = 23 \text{ V}$.

$$\text{แทนค่า } 0.1 = (23/514.6) / ((4\pi * 50)^2 * 1.6 \text{mL}_u - 1)$$

จะได้ $L_u = 2.3 \text{ mH}$.

3.6 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ

1. การออกแบบอินพุท

ค่าที่ต้องการใช้ในการออกแบบ L ได้แก่ กระแสยอด (I_p), กระแส rms, และความถี่ที่ผ่าน L

2. วัสดุทำแกนเหล็กและ B_{max}

แกนเหล็กที่นำมาใช้มีอยู่ด้วยกันหลายชนิด เช่น แกนเฟอร์ไรท์, เหล็กแผ่นซ้อนๆ กัน, ผงเหล็กและอื่นๆ ซึ่งจะมีการอิมิตัวของความหนาแน่นฟลักซ์ ความถี่ที่ขึ้นกับค่าความสูญเสีย (loss) อุณหภูมิและคุณสมบัติอื่นๆ ที่ต่างกันไป ชนิดเหล็กแผ่นที่นำมาซ้อนๆ กันก็จะมี ความหนาหลายแบบรวมทั้งแก้วเมทอลลิกที่ใช้กับความถี่สูงๆ

ส่วนค่า B_{max} ที่นิยมใช้นั้นจะประมาณ 1 Tesla.

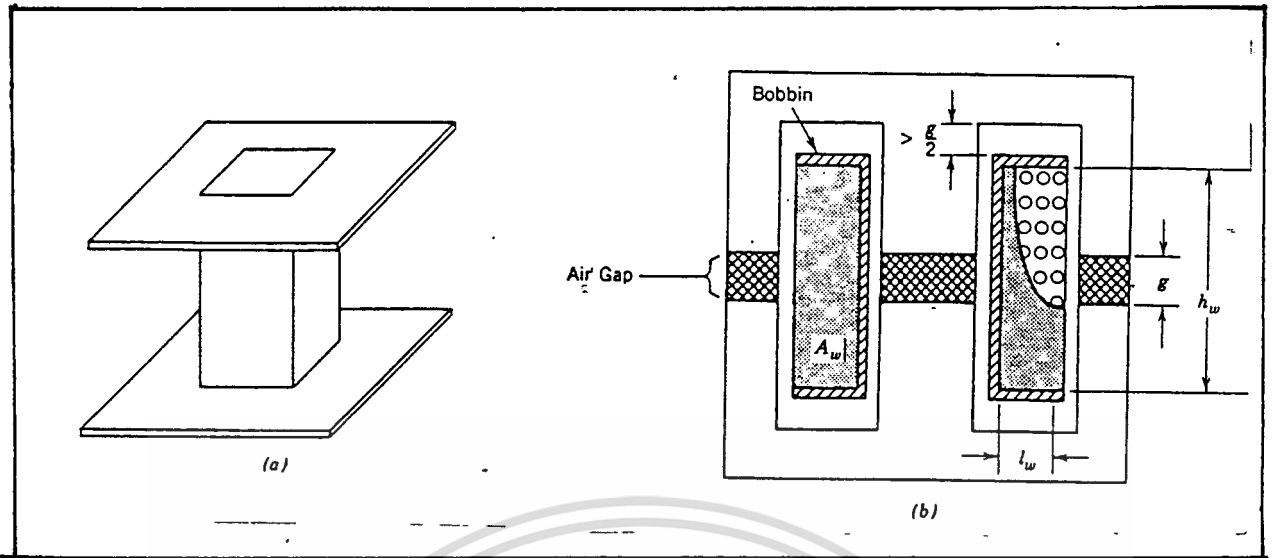
3. ขนาดของแกนเหล็กและรูปร่าง

เมื่อเรารู้ค่า B_{max} และใช้วัสดุที่เหมาะสมแล้ว ขนาดของแกนเหล็กและรูปร่างสามารถเลือกได้จากคู่มือของผู้ผลิต ส่วนรูปร่างก็เลือกให้เหมาะสมกับคุณสมบัติที่ต้องการ โดยเฉพาะแกนชนิดเฟอร์ไรท์จะมีแบบทอรอยด์ แกนพ็อกที่มี air gap (pot core) และรูปตัว U, E, และ I ส่วนวัสดุที่ทำซ้อนกันเป็นแผ่นก็จะมีแบบ tap-wound torids และแกนตัว C

4. บอบบิ้น

ขนาดเป็น $A_w = h_w l_w$ ซึ่งมีขนาดดังรูปที่ 3.10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ภายใต้การดูแลของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่ควรนำออกเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.10 บอบบิ้นและส่วนประกอบของตัวเหนี่ยวนำ

3.7 บทสรุป

จากวงจรในแต่ละส่วนที่แยกอธิบายไว้อย่างละเอียด เมื่อนำมาประกอบเข้าด้วยกัน ก็จะสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ และสัญญาณที่เกิดจากการเปลี่ยนไฟกระแสสลับ เป็นกระแสตรงก็เป็นที่น่าพอใจ สามารถส่งผ่านไปสู่วงจรอินเวอร์เตอร์ เพื่อทำการกำเนิด สัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับได้ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

วงจรอินเวอร์เตอร์

4.1 บทนำ

แนวความคิดในการทดลองส่วนของวงจรควบคุมการทำงานส่วนของอินเวอร์เตอร์นี้ เป็นการนำรูปแบบการกำเนิดสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับแบบสามเฟส มาเก็บข้อมูลลงในหน่วยความจำประเภท EPROM โดยข้อมูลที่เก็บลง EPROM ในแต่ละไบต์ จะทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของมอสเฟตกำลัง ให้ทำการเปิดหรือปิดได้ตามต้องการ เพื่อทำการป้อนต่อไปยังมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบสามเฟส

4.2 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบสามเฟส

วงจรอินเวอร์เตอร์ คือ วงจรที่เปลี่ยนพลังงานไฟฟ้ากระแสตรง ไปเป็นพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับ โดยสามารถควบคุมทั้งระดับแรงดันไฟฟ้า และความถี่ไฟฟ้า

ลักษณะการทำงานจะอาศัยอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power Electronics) เช่น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ (Power Transistor) เอสซีอาร์ (SCR) หรือ มอสเฟตกำลัง (Power MOSFET) เป็นสวิทช์เปิดปิด ในที่นี้จะเลือกใช้มอสเฟตกำลังเป็นอุปกรณ์ในการสวิทช์ เนื่องจากว่าความเร็วในการสวิทช์มีค่าสูง สามารถควบคุมการสวิทช์ได้ง่าย มีราคาไม่แพง

4.3 วงจรควบคุม

4.3.1 แนวคิดการทำงาน

เนื่องจาก แรงดันไฟฟ้าที่เฟส U ของวงจรอินเวอร์เตอร์ หาได้จากสมการ

$$V_U = V_{DC} * D_U \dots\dots\dots (4.1)$$

$$D = t_{on} / T_s \dots\dots\dots (4.2)$$

$$V_{Uw} = V_U - V_w \dots\dots\dots (4.3)$$

เมื่อ D_U คือ ค่าดิวตี้ไซเคิลที่แรงดันไฟฟ้าเฟส U

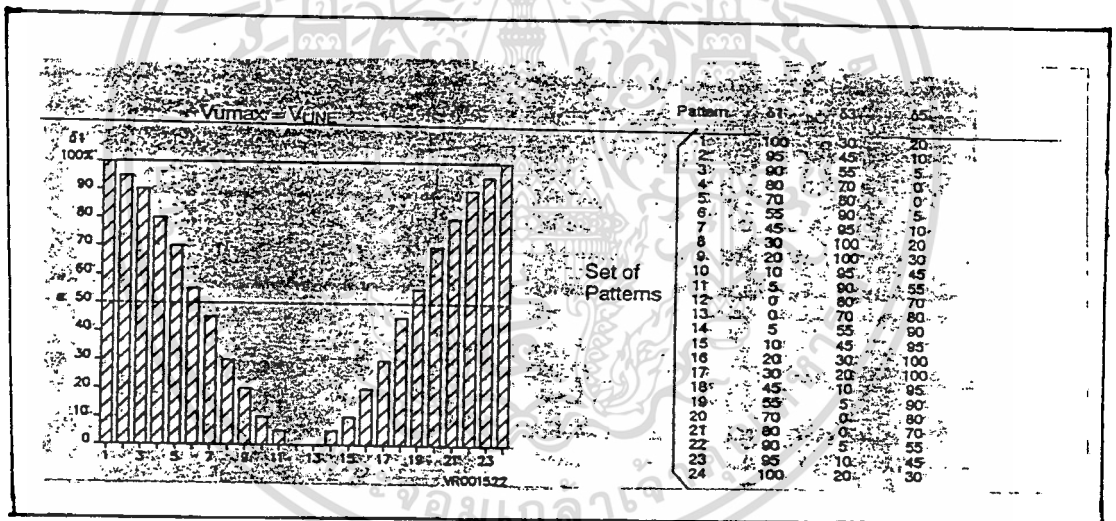
t_{on} คือ ช่วงเวลาการทำงานของมอสเฟตกำลังตัวบน

T_s คือ คาบเวลาของการสวิทช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในกรณีศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้คัดลอกหรือเผยแพร่ข้อมูลนี้ออกสู่สาธารณะทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 V_{Uw} คือ แรงดันไฟฟ้าของมอเตอร์เฟสต่อเฟส
 V_{DC} คือ ระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ป้อนเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์

จากสมการ 4.1 จะเห็นว่าแรงดันไฟฟ้าของมอเตอร์ที่เฟส U จะขึ้นอยู่กับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จากส่วนวงจรเรียงกระแส และค่าดิวตี้ไซเคิลของแรงดันไฟฟ้าเฟส U ดังนั้น เมื่อต้องการเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้าของมอเตอร์ จึงสามารถทำได้โดยเปลี่ยนค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง และค่าดิวตี้ไซเคิล แต่การเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงนั้นได้กล่าวถึงในวงจรเรียงกระแสเรียบร้อยแล้ว ในที่นี้จะขอกล่าวถึงการเปลี่ยนค่าดิวตี้ไซเคิลต่อไป

ในการเปลี่ยนค่าดิวตี้ไซเคิลเพื่อให้สัญญาณที่ได้เป็นคลื่นรูปไซน์ จะใช้โดยการควบคุมการทำงานของมอสเฟตกำลังให้ทำงาน ตามค่าดิวตี้ไซเคิลที่ได้เก็บลงใน EPROM เรียบร้อยแล้ว ค่าดิวตี้ไซเคิลในไฟแต่ละเฟสที่ถูกเก็บลงใน EPROM นั้น จะถูกแบ่งออกเป็น 24 แบบ แต่ละแบบจะทำงานครอบคลุมช่วงมุม 15 องศา (24*15 = 360 องศา = สัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับรูปไซน์ 1 คาบสัญญาณ) เมื่อเสร็จสิ้นการทำงาน 1 คาบแล้ว จะเริ่มทำงานที่จุดเริ่มต้นเดิมใหม่ ดังนั้นลักษณะสัญญาณไซน์ที่ได้จะมีลักษณะที่ต่อเนื่องกันตลอด ค่าดิวตี้ไซเคิลที่ใช้ในการควบคุม สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 ค่าดิวตี้ไซเคิลที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของมอสเฟตกำลัง

ค่าดิวตี้ไซเคิลที่แสดงในตารางจะแสดงเพียงสวิทช์กำลังตัวบนเท่านั้น สามารถหา ค่าดิวตี้ไซเคิลของสวิทช์กำลังตัวล่างได้โดยมีค่าเท่ากับ 100-D_u เช่น ถ้าค่าดิวตี้ไซเคิลของสวิทช์กำลัง T1 เป็น 30 ค่าดิวตี้ไซเคิลของสวิทช์กำลัง T2 จะมีค่าเป็น 70 เป็นต้น

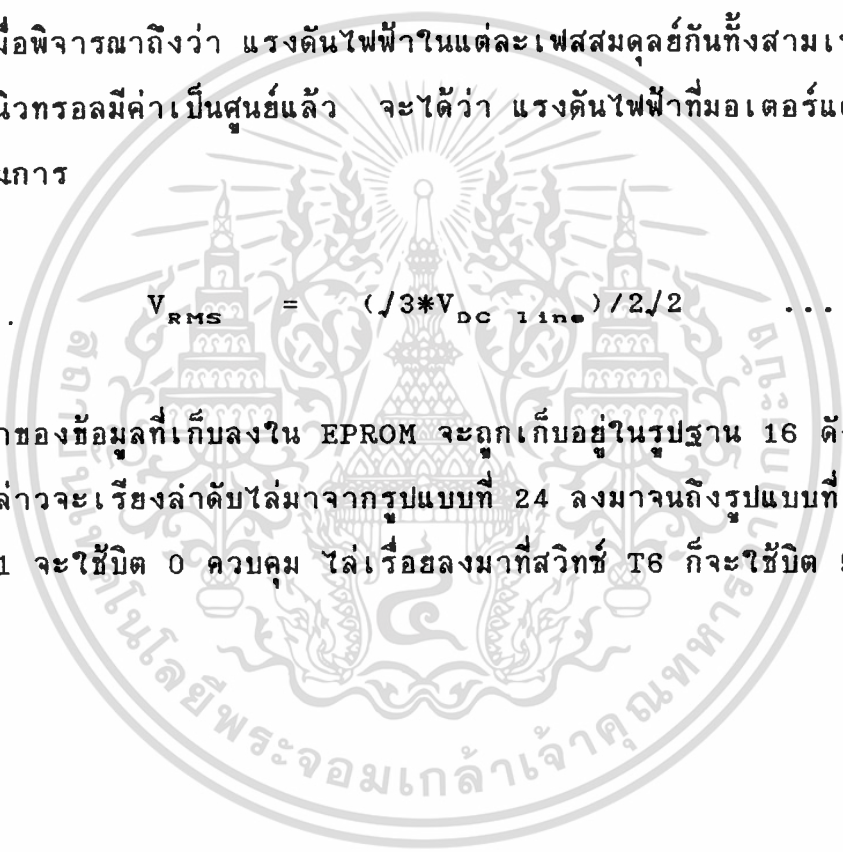
ค่าดิวตี้ไซเคิลแต่ละแบบจะใช้ข้อมูลทั้งหมด 100 ไบต์ แต่ละไบต์จะใช้เพียง 6 บิต โดยบิตที่ 6 และ 7 ไม่ได้ใช้ ค่าสถานะ (1;0) ในแต่ละบิต จะใช้ควบคุมการทำงานของ มอเตอร์ โดย ทั้งขึ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงหรือหาและต้องอ้างอิงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ ของสวิทช์ ถ้าเป็น 1 หมายถึง สวิทช์ทำงาน และถ้าเป็น 0 หมายถึง สวิทช์ไม่ทำงาน

เมื่อข้อมูลที่ใช้ในแต่ละแบบมีค่า 100 ไบต์ จะได้ว่าข้อมูล 1 ไบต์คิดเป็น 1% ของข้อมูล 100 ไบต์ ดังนั้นถ้าค่าคิวต์ไซเคิลมีค่าเท่ากับ 30 ก็หมายความว่าสวิทช์จะทำงาน 30 ไบต์ และไม่ทำงาน 70 ไบต์ ถ้าเป็นค่าอื่นก็ให้เทียบเป็นเปอร์เซ็นต์กับข้อมูล 100 ไบต์ โดยช่วงการทำงานของสวิทช์ตัวบนในแต่ละเฟสจะอยู่ที่กึ่งกลางของข้อมูล 100 ไบต์ ช่วงการเปลี่ยนสถานะการทำงานของสวิทช์ในแต่ละเฟส จะต้องพิจารณาถึงการรบกวนกันของข้อมูล (cross conduction) ซึ่งอาจเกิดขึ้นได้ ดังนั้น ในที่นี้จึงเผื่อข้อมูลให้สวิทช์ตัวที่ทำงานอยู่ก่อน หยุดทำงานก่อน 1 ไบต์ และให้สวิทช์ตัวที่จะทำงานต่อ ทำงานหลังจากที่ควรจะทำอีก 1 ไบต์

เมื่อพิจารณาถึงว่า แรงดันไฟฟ้าในแต่ละเฟสสมดุลกันทั้งสามเฟส และกระแสที่ไหลในสายนิวทรัลมีค่าเป็นศูนย์แล้ว จะได้ว่า แรงดันไฟฟ้าที่มอเตอร์แต่ละเฟส (RMS) จะมีค่าดังสมการ

$$V_{RMS} = (\sqrt{3} * V_{DC} \cdot \sin) / 2 \cdot \sqrt{2} \dots \dots \dots (4.4)$$

ค่าของข้อมูลที่เก็บลงใน EPROM จะถูกเก็บอยู่ในรูปฐาน 16 ดังข้อมูลข้างล่าง โดยค่าดังกล่าวจะเรียงลำดับไล่มาจากรูปแบบที่ 24 ลงมาจนถึงรูปแบบที่ 1 และการควบคุมสวิทช์ T1 จะใช้บิต 0 ควบคุม ไล่เรื่อยลงมาที่สวิทช์ T6 ก็จะใช้บิต 5 ควบคุม



org 0000h

db 28h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h

db 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 09h, 09h, 19h, 19h, 19h, 11h

db 11h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 11h

db 11h, 19h, 19h, 19h, 09h, 09h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h

db 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 28h

db 2ah, 2ah, 28h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h

db 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 09h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h

db 19h, 19h, 19h, 19h, 11h, 11h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 11h, 11h, 19h, 19h, 19h, 19h

db 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 09h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h

db 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 28h, 2ah, 2ah

db 2ah, 2ah, 2ah, 2ah, 28h, 28h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h

db 29h, 29h, 09h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h

db 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 11h, 15h, 15h, 15h, 15h, 11h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h

db 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 09h, 29h, 29h

db 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 28h, 28h, 2ah, 2ah, 2ah, 2ah

db 22h, 2ah, 2ah, 2ah, 2ah, 2ah, 2ah, 2ah, 2ah, 28h, 28h, 29h, 29h, 29h, 09h, 09h, 19h, 19h, 19h, 19h

db 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h

db 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h

db 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h

db 19h, 19h, 19h, 19h, 09h, 09h, 29h, 29h, 29h, 28h, 28h, 2ah, 2ah, 2ah, 2ah, 2ah, 2ah, 2ah, 2ah, 22h

db 22h, 2ah, 2ah, 2ah, 2ah, 2ah, 2ah, 2ah, 2ah, 0ah, 0ah, 1ah, 1ah, 1ah, 18h, 18h, 19h, 19h, 19h, 19h

db 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h

db 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h

db 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h

db 19h, 19h, 19h, 19h, 18h, 18h, 1ah, 1ah, 1ah, 0ah, 0ah, 2ah, 2ah, 2ah, 2ah, 2ah, 2ah, 2ah, 2ah, 2ah, 22h

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

db 2ah, 2ah, 2ah, 2ah, 0ah, 0ah, 1ah, 1ah, 1ah, 1ah, 1ah, 1ah, 1ah, 1ah, 1ah, 1ah, 1ah, 1ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah
 db 1Ah, 1Ah, 18h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h
 db 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 11h, 15h, 15h, 15h, 15h, 11h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h
 db 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 18h, 1Ah, 1Ah
 db 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 0Ah, 0Ah, 2Ah, 2Ah, 2Ah, 2Ah

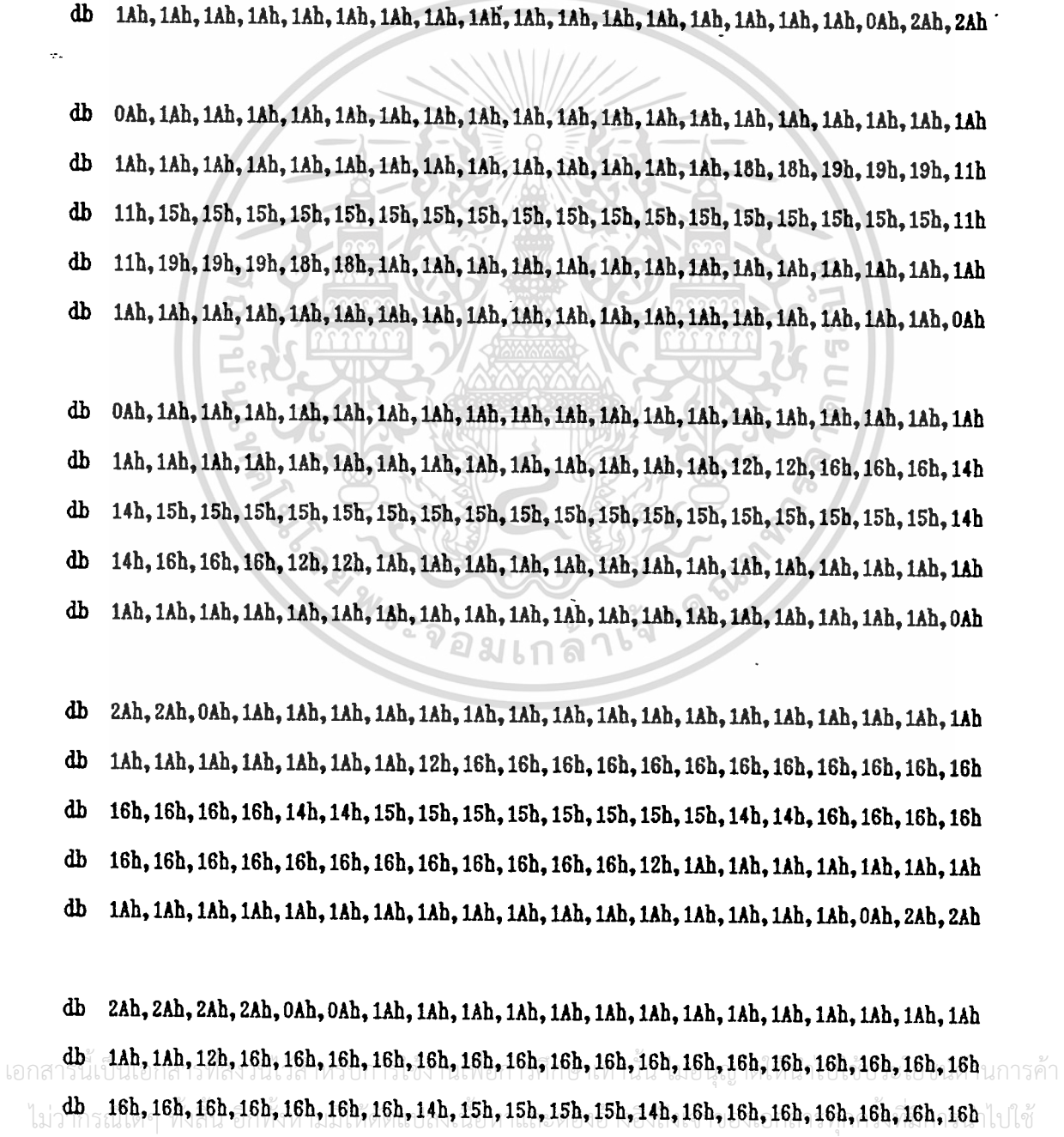
db 2Ah, 2Ah, 0Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah
 db 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 18h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h
 db 19h, 19h, 19h, 19h, 11h, 11h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 11h, 11h, 19h, 19h, 19h, 19h
 db 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 19h, 18h, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah
 db 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 0Ah, 2Ah, 2Ah

db 0Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah
 db 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 18h, 18h, 19h, 19h, 19h, 11h
 db 11h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 11h
 db 11h, 19h, 19h, 19h, 18h, 18h, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah
 db 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 0Ah

db 0Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah
 db 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 12h, 12h, 16h, 16h, 16h, 14h
 db 14h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 14h
 db 14h, 16h, 16h, 16h, 12h, 12h, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah
 db 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 0Ah

db 2Ah, 2Ah, 0Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah
 db 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 12h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h
 db 16h, 16h, 16h, 16h, 14h, 14h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 14h, 14h, 16h, 16h, 16h, 16h
 db 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 12h, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah
 db 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 0Ah, 2Ah, 2Ah

db 2Ah, 2Ah, 2Ah, 2Ah, 0Ah, 0Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah
 db 1Ah, 1Ah, 12h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h
 db 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 14h, 15h, 15h, 15h, 15h, 14h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h



db 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 12h, 1Ah, 1Ah

db 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 0Ah, 0Ah, 2Ah, 2Ah, 2Ah, 2Ah

db 28h, 2Ah, 2Ah, 2Ah, 2Ah, 2Ah, 2Ah, 2Ah, 2Ah, 0Ah, 0Ah, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 12h, 12h, 16h, 16h, 16h, 16h

db 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h

db 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h

db 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h

db 16h, 16h, 16h, 16h, 12h, 12h, 1Ah, 1Ah, 1Ah, 0Ah, 0Ah, 2Ah, 2Ah, 2Ah, 2Ah, 2Ah, 2Ah, 2Ah, 2Ah, 28h

db 28h, 2Ah, 2Ah, 2Ah, 2Ah, 2Ah, 2Ah, 2Ah, 2Ah, 22h, 22h, 26h, 26h, 26h, 06h, 06h, 16h, 16h, 16h, 16h

db 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h

db 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h

db 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h

db 16h, 16h, 16h, 16h, 06h, 06h, 26h, 26h, 26h, 22h, 22h, 2Ah, 2Ah, 2Ah, 2Ah, 2Ah, 2Ah, 2Ah, 2Ah, 28h

db 2Ah, 2Ah, 2Ah, 2Ah, 22h, 22h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h

db 26h, 26h, 06h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h

db 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 14h, 15h, 15h, 15h, 15h, 14h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h

db 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 06h, 26h, 26h

db 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 22h, 22h, 2Ah, 2Ah, 2Ah, 2Ah

db 2Ah, 2Ah, 22h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h

db 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 06h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h

db 16h, 16h, 16h, 16h, 14h, 14h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 14h, 14h, 16h, 16h, 16h

db 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 16h, 06h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h

db 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 22h, 2Ah, 2Ah

db 22h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h

db 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 06h, 06h, 16h, 16h, 16h, 14h

db 14h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 14h

db 14h, 16h, 16h, 16h, 06h, 06h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h

db 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 26h, 22h

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ทำการใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของลิขสิทธิ์ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

db 25h, 25h, 25h, 25h, 25h, 25h, 25h, 05h, 15h, 15h, 15h, 15h, 05h, 25h, 25h, 25h, 25h, 25h, 25h
 db 25h, 25h, 25h, 25h, 25h, 25h, 25h, 25h, 25h, 25h, 25h, 25h, 25h, 25h, 25h, 25h, 21h, 29h, 29h
 db 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 28h, 28h, 2Ah, 2Ah, 2Ah, 2Ah

db 2Ah, 2Ah, 28h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h
 db 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 21h, 25h, 25h, 25h, 25h, 25h, 25h, 25h, 25h, 25h, 25h, 25h
 db 25h, 25h, 25h, 25h, 05h, 05h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 05h, 05h, 25h, 25h, 25h, 25h
 db 25h, 25h, 25h, 25h, 25h, 25h, 25h, 25h, 25h, 25h, 25h, 21h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h
 db 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 28h, 2Ah, 2Ah

db 28h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h
 db 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 21h, 21h, 25h, 25h, 25h, 05h
 db 05h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 15h, 05h
 db 05h, 25h, 25h, 25h, 21h, 21h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h
 db 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 29h, 28h
 end



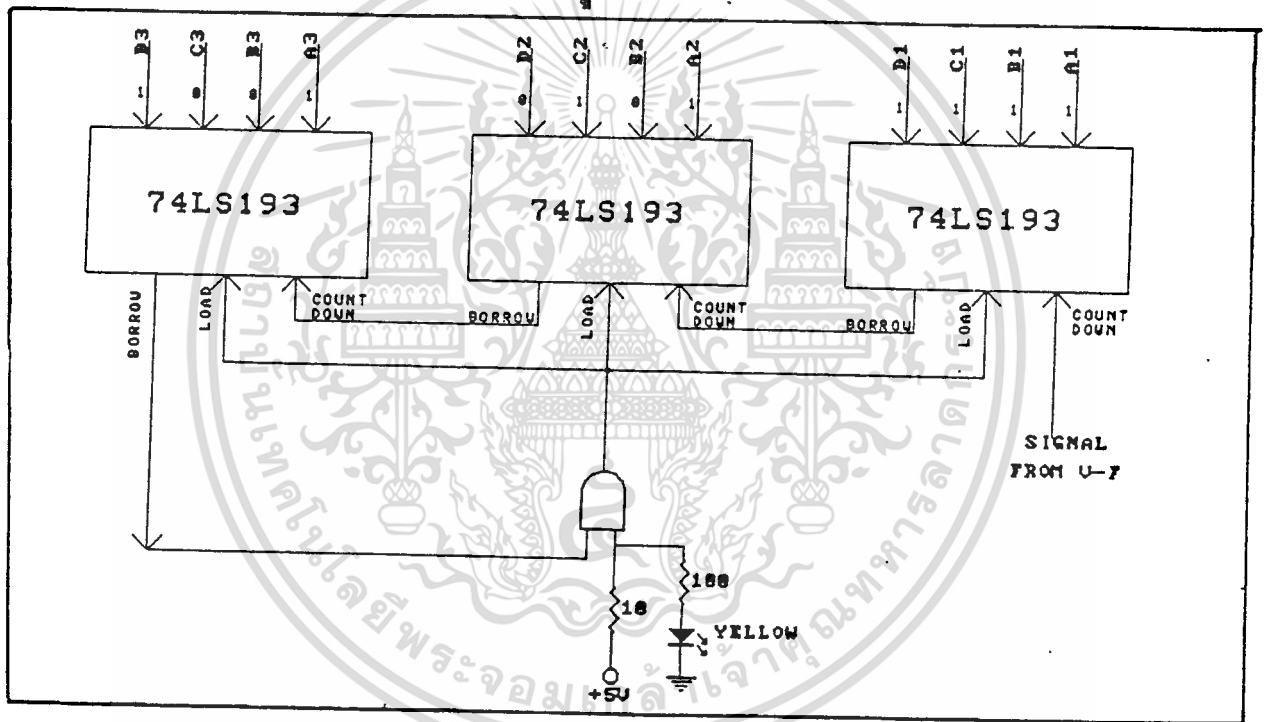
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากข้อมูลที่กล่าวไปแล้ว จะเห็นว่า การควบคุมแรงดันไฟฟ้าที่มอเตอร์ จะไม่ขึ้นกับการควบคุมความถี่ ดังนั้นในที่นี้ยังสามารถควบคุมความถี่ควบคู่กันไปด้วย ซึ่งก็เพียงแต่เปลี่ยนความถี่ในการทำงานของสวิตช์กำลังเท่านั้น หรืออีกนัยหนึ่งก็คือ เปลี่ยนความถี่ในการเข้าถึงข้อมูลใน EPROM

4.3.2 วงจรที่ใช้ในการทดลอง

เนื่องจากข้อมูลที่ให้ทั้งหมด 24 รูปแบบจะให้เนื้อที่ 100 ไบต์เพราะฉะนั้นความจุที่หน่วยความจำประเภท EPROM สามารถเก็บได้น้อยต้องเท่ากับ 2400 ไบต์ ในที่นี้จึงเลือกใช้เบอร์ 2732 ซึ่งมีความจุ 4096 ไบต์

การเข้าถึงข้อมูลในแต่ละแอดเดรสในที่นี้ จะใช้ไบนารีเคาน์เตอร์ต่ออนุกรมกัน 3 ตัว โดยใช้ไอซีเบอร์ 74LS193 ต่อกันดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 ผังการต่อไบนารีเคาน์เตอร์เพื่อเข้าถึงข้อมูลใน EPROM

จากรูปที่ 4.2 การทำงานของไบนารีเคาน์เตอร์ดังกล่าวจะทำงานในโหมดนับลง (Count Down) ค่าข้อมูลที่ไหลตกเก็บไว้ในไอซีแต่ละตัว จะพิจารณาจากว่า

ข้อมูลที่ให้เก็บทั้งหมด 2400 ไบต์เมื่อแปลงเป็นตำแหน่งแอดเดรสใน EPROM จะเป็นตำแหน่ง 960 ฐาน 16 แต่ในที่นี้จะใช้แอดเดรส 0 ด้วย ดังนั้น ข้อมูลเริ่มต้นที่จะทำงานคือ 95F ฐาน 16 ซึ่งเมื่อแปลงเป็นเลขฐาน 2 แล้วจะได้ค่า 1001 0101 และ 1111 ตามลำดับ ค่าเหล่านี้ก็จะถูกเก็บไว้เป็นค่า เริ่มต้นในไอซีแต่ละตัวต่อไป สัญญาณไม่ว่ากรณีใด นั่นคือ อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ ควบคุมการเข้าถึงข้อมูลใน EPROM จะเป็นสัญญาณความถี่ที่สามารถควบคุมค่าได้

การทำงานของผังรูปที่ 4.2 ก็คือ ค่าที่ถูกโหลดในไอซีตัวแรกจะถูกนับลงตาม สัญญาณความถี่ที่ป้อนเข้ามา เมื่อนับจนถึงค่าศูนย์แล้ว จะส่งสัญญาณเพื่อไปนับลง 1 จากไอซี ตัวที่ 2 ต่อไปเช่นนี้เรื่อยๆ จนไอซีตัวที่ 3 นับถึงค่าศูนย์ - แล้วก็ส่งสัญญาณเพื่อทำการ โหลดค่าให้ไอซีแต่ละตัวอีกครั้งหนึ่ง วัฏจักรดังกล่าวจะเป็นอย่างนั้นวนเวียนต่อไปเรื่อยๆ . ดังนั้น ลักษณะข้อมูลที่ออกจาก EPROM จะมีลักษณะเป็นคาบที่ต่อเนื่องกันตลอด สัญญาณ ความถี่ที่ป้อนเข้ามา count down ของไอซีตัวแรกจะมีค่าตั้งแต่ 2.4-120 KHz ค่าดัง กล่าวหาได้จาก

สัญญาณความถี่ของแรงดันไฟฟ้าที่มอเตอร์ กำหนดไว้ว่าจะสามารถเปลี่ยนค่า ได้ ตั้งแต่ 1-50 Hz

พิจารณาเมื่อความถี่ของแรงดันไฟฟ้าที่มอเตอร์เท่ากับ 1 Hz

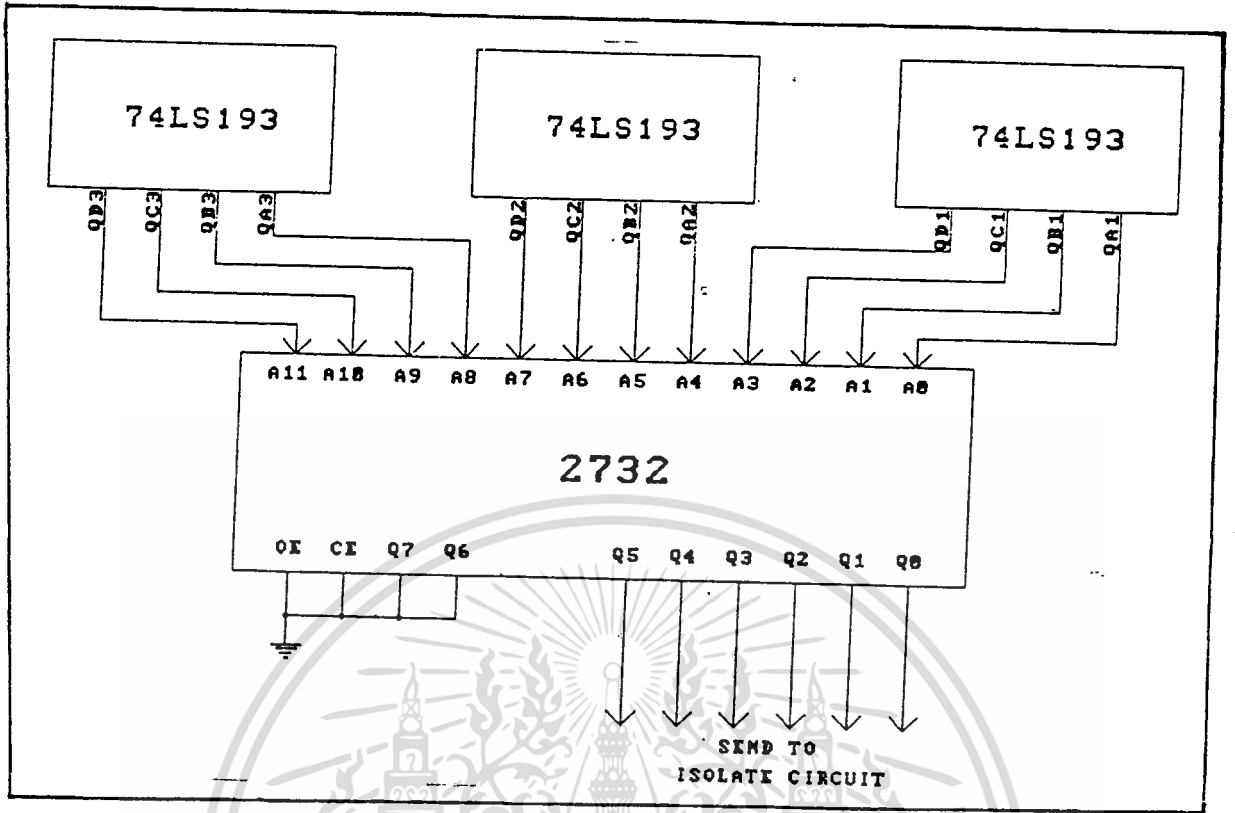
เวลาที่ใช้ในการดึงข้อมูลทั้งหมด 2400 ไบต์ จะใช้เวลา 1 วินาที
 เพราะฉะนั้น เวลาที่ใช้ในการดึงข้อมูล 1 ไบต์ จะใช้เวลา $1/2400$ วินาที
 จะได้ว่า จะต้องใช้สัญญาณความถี่ 2.4 KHz ในการเข้าถึงข้อมูลทั้งหมด 1 คาบ

พิจารณาเมื่อความถี่ของแรงดันไฟฟ้าที่มอเตอร์เท่ากับ 50 Hz

เวลาที่ใช้ในการดึงข้อมูลทั้งหมด 2400 ไบต์ จะใช้เวลา $1/50$ วินาที
 เพราะฉะนั้น เวลาที่ใช้ในการดึงข้อมูล 1 ไบต์ จะใช้เวลา $1/50 * 2400$ วินาที
 จะได้ว่า จะต้องใช้สัญญาณความถี่ 120 KHz ในการเข้าถึงข้อมูลทั้งหมด 1 คาบ

ลักษณะการต่อไอซีไบนารีเคาน์เตอร์เข้ากับ EPROM สามารถ แสดงได้ดังรูปที่

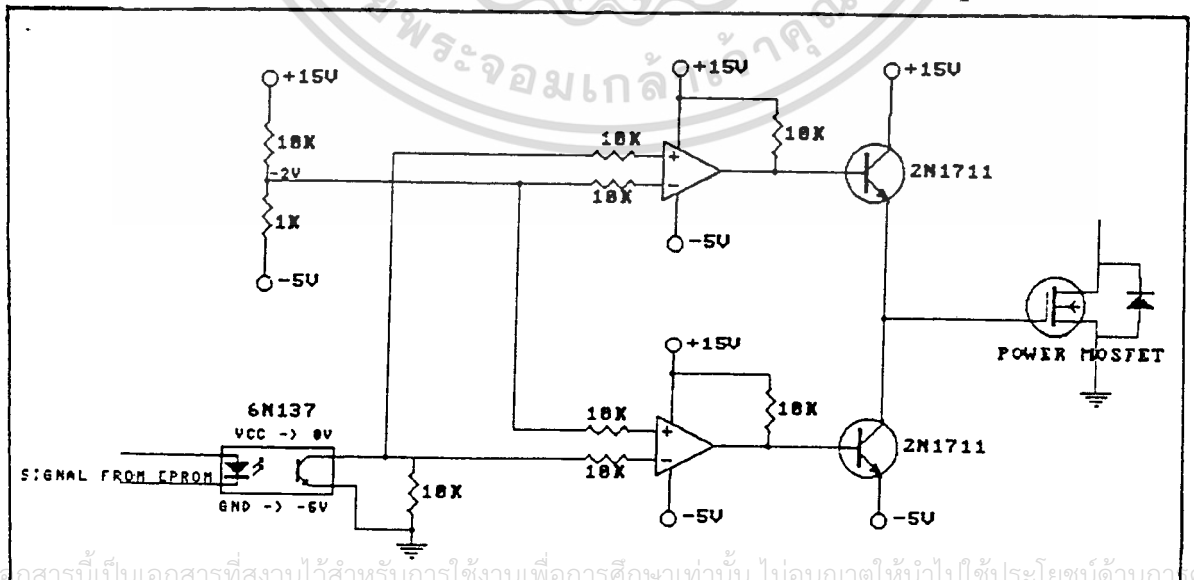
4.3 โดยเอาที่พุด Q_0-Q_9 จะถูกส่งไปยังส่วนวงจรขับเกทต่อไป



รูปที่ 4.3 ลักษณะการต่อไอซีไบনারีเคาน์เตอร์กับ EPROM

4.4 วงจรขับเกท

วงจรรขับเกทที่ใช้ทดลอง สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.4



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำไปใช้ประโยชน์ด้วยวิธีใดๆ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
รูปที่ 4.4 วงจรรขับเกทที่ใช้ทดลอง

จากรูปที่ 4.4 จะใช้ออปโตคัปเปิลเลอร์ (Optocoupler) 6N137 ซึ่งเป็นออปโตคัปเปิลเลอร์ความเร็วสูง เป็นตัวแยกสัญญาณ จ่ายไฟเลี้ยง 0V และ -5V โดยผ่านสัญญาณที่ได้ไปเปรียบเทียบกับระดับแรงดันคงที่ค่าหนึ่งที่อยู่ในช่วงแรงดัน 0 ถึง -5 V คอมพาราเตอร์ตัวบนจะกำเนิดสัญญาณ เมื่อมีสัญญาณจาก EPROM เข้ามา ทรานซิสเตอร์ช่วยในการขยายกระแสให้มีค่าสูงขึ้นพอ ที่จะใช้ให้มอสเฟตกำลังทำงานได้ คอมพาราเตอร์ตัวล่างจะทำงาน เมื่อไม่มีสัญญาณจาก EPROM เข้ามา

4.5 บทสรุป

แนวความคิดของวงจรที่ได้กล่าวถึงในบทนี้ ทำให้ได้สัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับที่เป็นรูปไซน์ ลักษณะการทำงานไม่ยุ่งยากซับซ้อนมากนัก สามารถทำความเข้าใจได้ง่าย มีประสิทธิภาพดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

คอนโทรลเลอร์

5.1 บทนำ

สำหรับการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ที่ใช้กันนั้น โดยทั่วไปสามารถแบ่งได้เป็น 2 ชนิดด้วยกัน โดยแบ่งตามความสัมพันธ์ของตัวที่ถูกควบคุม และตัวที่ทำหน้าที่ควบคุมแบบแรก คือ แบบลูปเปิด (Open Loop) คือ ระบบซึ่งตัวที่ทำหน้าที่ควบคุมจะไม่รู้ถึงผลที่เกิดที่ตัวถูกควบคุม ตัวควบคุมของระบบนี้ จึงทำหน้าที่ ควบคุมตามสัญญาณอินพุตเพียงอย่างเดียว แบบที่สอง คือ แบบลูปปิด (Close Loop) หรือ ระบบควบคุมแบบป้อนกลับ (Feedback Control System) เป็นระบบที่มีการนำสัญญาณเอาต์พุตมาเปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุต และใช้เป็นข้อมูลเพื่อควบคุมเอาต์พุต โดยจะมีความแม่นยำกว่าแบบลูปเปิด แต่จะมีความยุ่งยากในการควบคุมมากกว่าแบบลูปเปิด

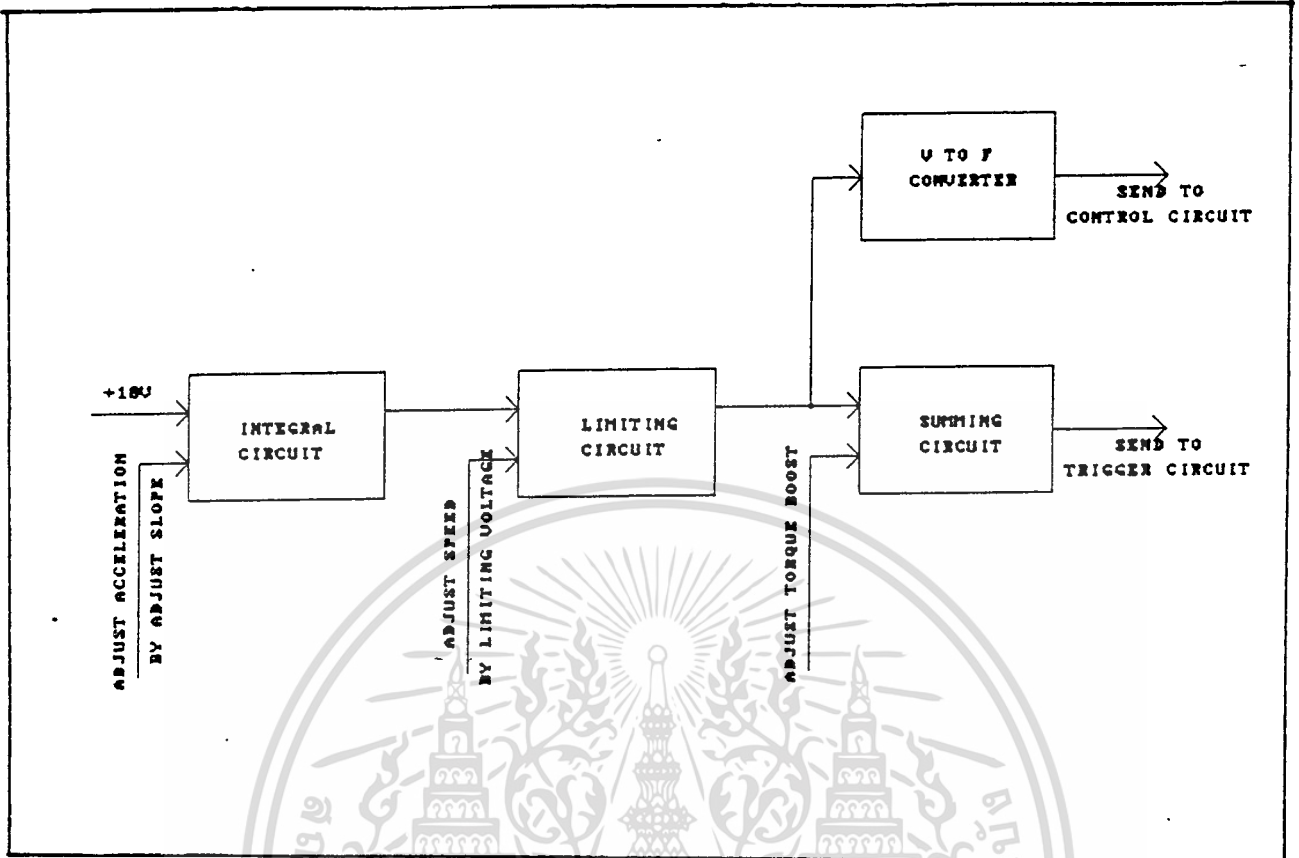
ในการศึกษา เลือกชนิดของคอนโทรลเลอร์ในการนำไปควบคุมความเร็วของมอเตอร์ของโครงการนี้ มุ่งเน้นไปที่การนำไปใช้งานควบคุมความเร็วที่ไม่ต้องการความเที่ยงตรงมากนัก มีโครงสร้างการทำงานที่ศึกษาเข้าใจได้ง่าย มีราคาไม่แพง เพราะฉะนั้นคอนโทรลเลอร์ที่ศึกษา จึงเป็นคอนโทรลเลอร์แบบลูปเปิด

โดยเนื้อหาที่จะกล่าวถึงในบทนี้ จะมุ่งเน้นถึงแนวความคิดในการออกแบบวงจรคอนโทรลเลอร์ ให้สามารถปรับความเร็วของมอเตอร์โดยการปรับแรงดันเอาต์พุต และความถี่เอาต์พุต สามารถปรับความถี่ในการสตาร์ทหรือหยุดการทำงานของมอเตอร์เห็นยวนำได้ และยังสามารถปรับค่าทอร์คบูสต์ โดยปรับแรงดันเอาต์พุตในช่วงสตาร์ทการทำงานของมอเตอร์ เพื่อให้มีค่าที่เหมาะสมกับประเภทของมอเตอร์ที่ใช้ได้

5.2 แนวความคิดของการออกแบบวงจรคอนโทรลเลอร์

ในการออกแบบวงจรคอนโทรลเลอร์แบบลูปเปิด ณ ที่นี้สามารถแสดงได้ด้วยบล็อกไดอะแกรมการทำงานได้ดังรูปที่ 5.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



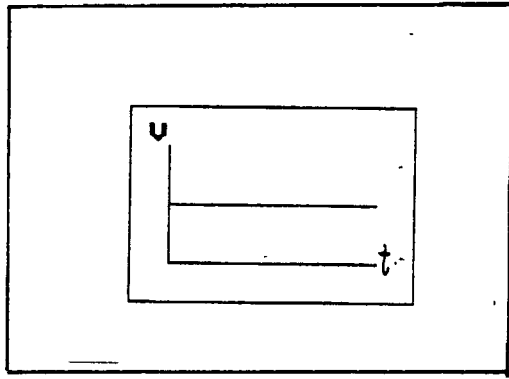
รูปที่ 5.1 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของส่วนคอนโทรลเลอร์

จากรูปที่ 5.1 จะพบว่า มีสัญญาณอินพุตที่สามารถปรับค่าได้ 3 ค่าด้วยกัน คือสามารถปรับค่าความเร็ว และความเร่งของมอเตอร์ได้ ทั้งยังสามารถปรับค่าทอร์กบูสต์ได้ โดยจะอธิบายรายละเอียดของแต่ละส่วนต่อไป

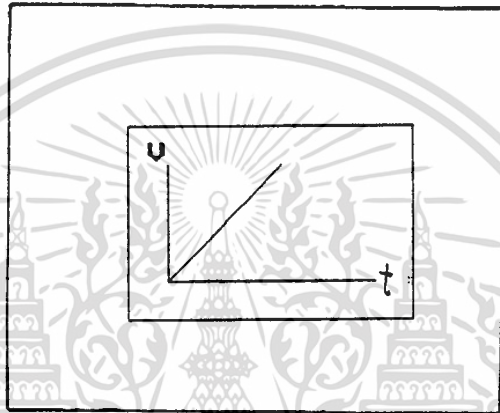
5.2.1 วงจรอินทิเกรต (Integral Circuit)

แรงดันกระแสตรง +10 Vdc ดังแสดงในรูปที่ 5.2 จะผ่านเข้ายังวงจรอินทิเกรตเพื่อแปลงสัญญาณที่มีลักษณะเป็นสเตปให้เป็นสัญญาณแรมพ์ เพื่อใช้ในการปรับความเร็ว (สามารถปรับค่าได้ โดยการปรับค่าความชันของสัญญาณแรมพ์) ลักษณะของสัญญาณที่ได้จากส่วนนี้ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



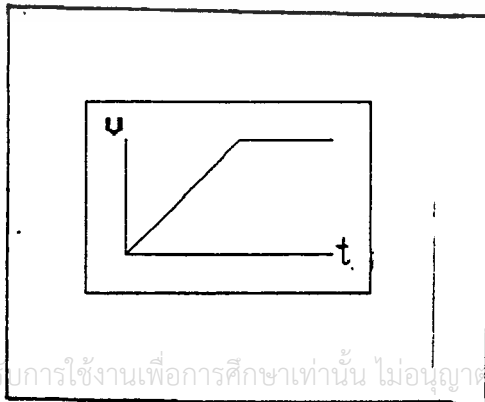
รูปที่ 5.2 ลักษณะสัญญาณแรงดันไฟตรง



รูปที่ 5.3 ลักษณะสัญญาณของวงจรมินิเกอเรเตอร์

5.2.2 วงจรลิมิตแรงดัน (Limiting Circuit)

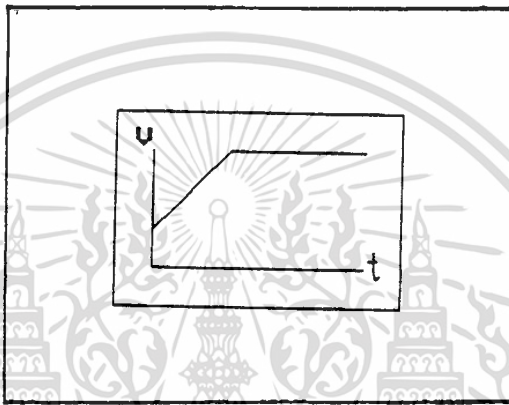
แรงดันกระแสตรงที่ป้อนผ่านมายังวงจรมินิเกอเรเตอร์ จะถูกอินทิเกรตไปเรื่อยๆ สัญญาณแรมพ์ที่เพิ่มขึ้นเรื่อยๆนั้น จะต้องถูกลิมิตแรงดัน โดยแรงดันที่ถูกลิมิตนั้น สามารถปรับค่าได้ตั้งแต่ระดับแรงดัน 0-10 V ค่าระดับแรงดันนี้จะใช้ในการปรับค่าความเร็วของของมอเตอร์ต่อไป สามารถแสดงลักษณะของสัญญาณที่ได้จากวงจรส่วนนี้ดังรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.4 ลักษณะสัญญาณของวงจรมินิเกอเรเตอร์

5.2.3 วงจรผลรวมแรงดัน (Summing Circuit)

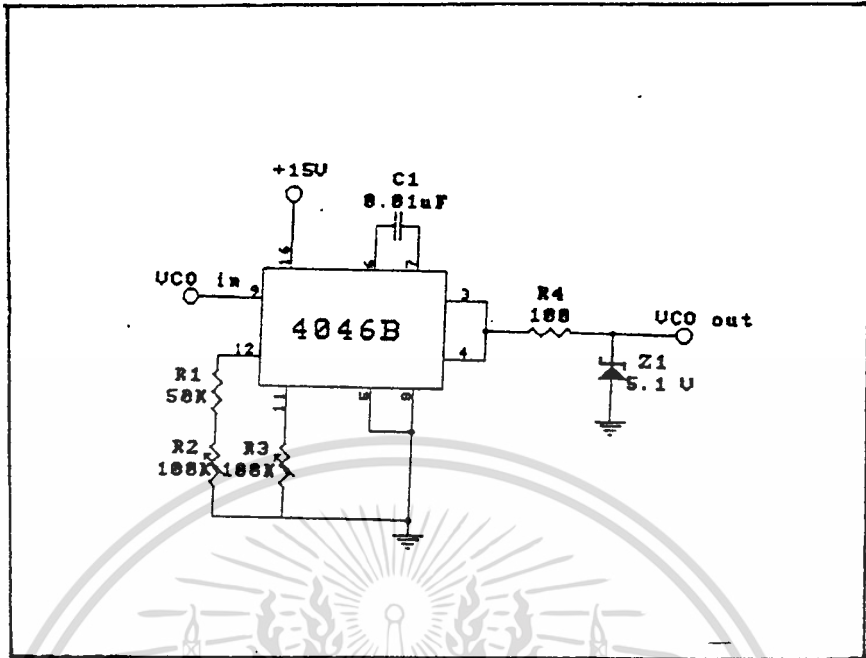
แรงดันกระแสตรงที่ได้จากวงจรลิมิตแรงดัน จะผ่านมายังวงจรผลรวมแรงดัน โดยแรงดันที่นำมาบวกกันนั้นเป็นค่าทอร์กบิวส์ที่สามารถปรับค่าได้ ให้มีค่าเปลี่ยนไปตามลักษณะของมอเตอร์ที่ใช้ในการควบคุม เช่น ถ้ามอเตอร์ที่ใช้ควบคุมมีขนาดใหญ่ ก็ต้องปรับค่าทอร์กบิวส์ให้มีค่าสูงตามไปด้วย เป็นต้น แรงดันที่ได้จากการบวกกันของวงจรลิมิตแรงดันกับค่าทอร์กบิวส์ จะถูกนำไปใช้เป็นแรงดันควบคุมการทำงานของส่วนวงจรควบคุมของวงจรเรียงกระแสต่อไป สามารถแสดงลักษณะของสัญญาณที่ได้จากวงจรส่วนนี้ดังรูปที่ 5.5



รูปที่ 5.5 ลักษณะสัญญาณของวงจรผลรวมแรงดัน

5.2.4 วงจรเปลี่ยนแรงดันไปเป็นสัญญาณความถี่ (V-F Converter)

ในขณะที่แรงดันกระแสตรงที่ได้จากวงจรลิมิตแรงดัน ถูกส่งผ่านไปยังวงจรผลรวมแรงดัน แรงดันกระแสตรงนี้ยังถูกส่งไปยังวงจรเปลี่ยนแรงดันไปเป็นความถี่ด้วย เพื่อแปลงแรงดันกระแสตรงที่ปรับค่าได้ไปเป็นความถี่ของสัญญาณ เพื่อนำไปเป็นอินพุทของส่วนควบคุมการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยระดับแรงดัน 0-10V จะถูกแปลงไปเป็นสัญญาณความถี่ 2.4-120 KHz ต่อไป สามารถแสดงวงจรที่ใช้แทนการทำงานดังกล่าวได้ดังรูปที่ 5.6



รูปที่ 5.6 วงจรเปลี่ยนแรงดันไปเป็นสัญญาณความถี่

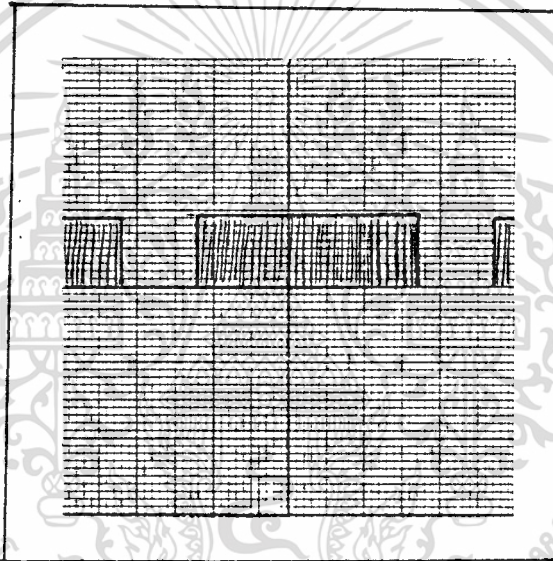
5.3 บทสรุป

แนวความคิดของคอนโทรลเลอร์ที่เสนอขึ้นมา จะมีลักษณะที่ทำงานได้ดีในระดับหนึ่ง ไม่ยุ่งยากซับซ้อน สามารถทำความเข้าใจได้ง่าย เหมาะสำหรับนำไปใช้ในงานที่ไม่ต้องการความละเอียดซับซ้อนมากนัก

บทที่ 6

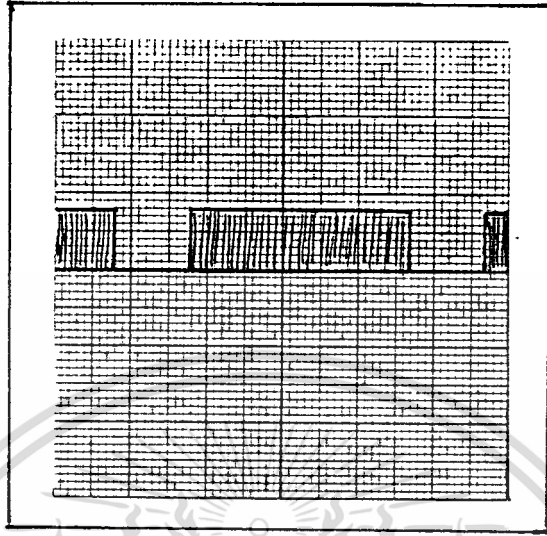
ผลการทดลอง

ผลการทดลองที่ได้จัดทำขึ้นนี้จะแบ่งด้วยกัน 2 ส่วน คือ ลักษณะของสัญญาณควบคุมที่ได้จากส่วนควบคุมของวงจรเรียงกระแส และลักษณะของสัญญาณควบคุมที่ได้จากส่วนควบคุมของวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยจะแสดงเพียงสัญญาณที่ได้จากส่วนควบคุม กับ สัญญาณที่ได้จากส่วนวงจรขับแต่ละส่วนว่า มีลักษณะเช่นใด ดังที่จะอธิบายรายละเอียดต่อไป

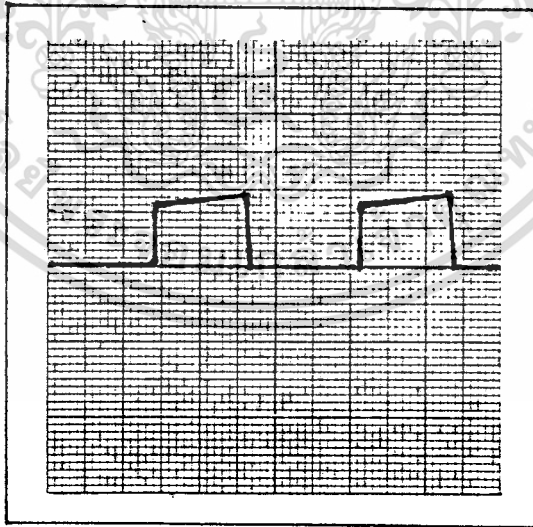


รูปที่ 6.1 ลักษณะสัญญาณควบคุมที่ได้จากการทดลองก่อนเข้าวงจรขับเกท
เมื่อสังเกตที่ความถี่ 200 Hz

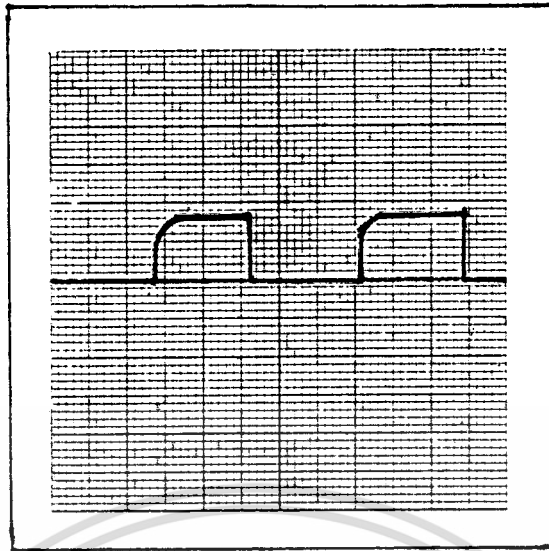
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



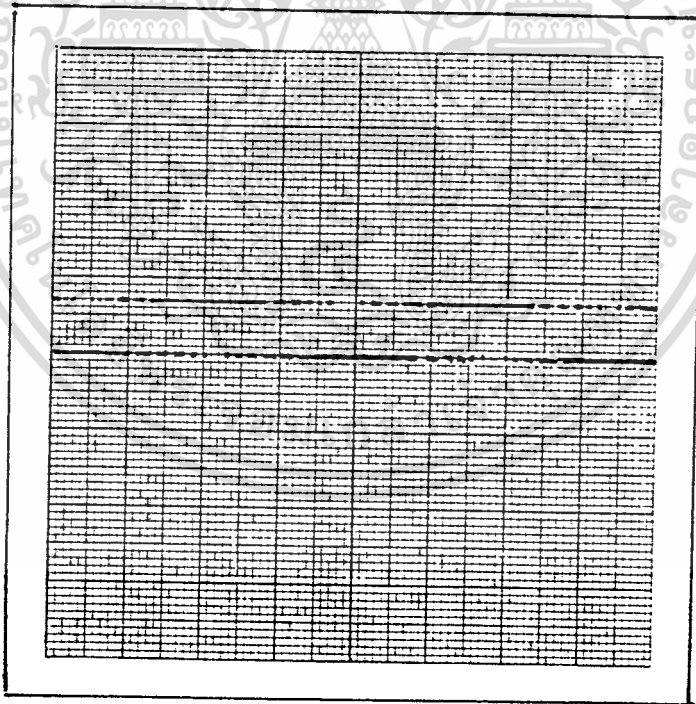
รูปที่ 6.2 ลักษณะสัญญาณควบคุมที่ได้จากการทดลองเมื่อผ่านวงจรขับเกท
เมื่อสังเกตที่ความถี่ 200 Hz



รูปที่ 6.3 ลักษณะสัญญาณควบคุมที่ได้จากการทดลองก่อนเข้าวงจรขับเกท
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
เมื่อสังเกตที่ความถี่ 200 KHz
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

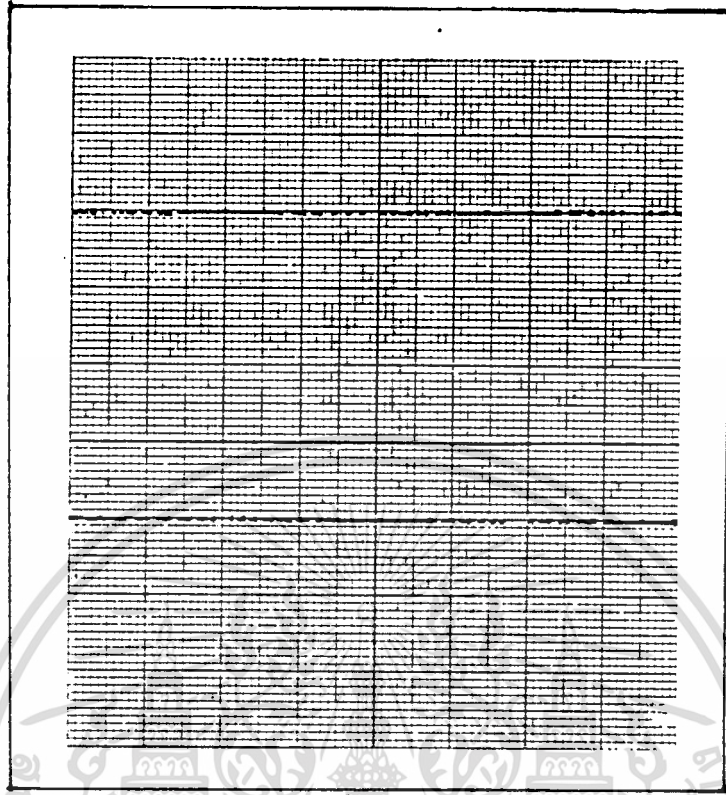


รูปที่ 6.4 ลักษณะสัญญาณควบคุมที่ได้จากการทดลองเมื่อผ่านวงจรขับเกต
เมื่อสังเกตที่ความถี่ 200 KHz



รูปที่ 6.5 ลักษณะสัญญาณควบคุมที่ได้จาก EPROM
เมื่อสังเกตที่ความถี่ 200 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.6 ลักษณะสัญญาณควบคุมที่ได้จากทรานซิสเตอร์ตัวบนที่ต่อกับมอสเฟตกำลัง
เมื่อสังเกตที่ความถี่ 200 KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7สรุปและวิจารณ์

จากการทดลองโครงการอินเทอร์เน็ตแบบสามเฟสขึ้น ผลของสัญญาณควบคุมที่ได้จากการทดลองจะสอดคล้องกับทางทฤษฎี อาจจะมีก็เพียงแต่รูปสัญญาณที่เพี้ยนไปบ้าง แต่โดยรวมถือว่าอยู่ในขั้นที่น่าพอใจ

ปัญหาของการทดลองที่เกิดขึ้น คือ อุปกรณ์ และเครื่องมือวัดต่างๆ มีไม่เพียงพอต่อความต้องการของโครงการที่ใช้ ความต้องการที่จะให้ได้อุปกรณ์อินเทอร์เน็ตที่มีขนาดเล็ก ยังผลให้ต้องพินิจพิจารณาเลือกใช้อุปกรณ์ทำงาน และอุปกรณ์ที่จะนำมาใช้จะต้องมีขนาดที่เล็กตามไปด้วย

สิ่งที่ได้รับจากการทำโครงการนี้ คือ

1. ทำให้ทราบถึงวิธีการใช้งานและควบคุมอินเทอร์เน็ต ให้มีการทำงานอย่างมีประสิทธิภาพ
2. การเรียนรู้ทางทฤษฎี เป็นสิ่งที่จำเป็นในการศึกษาทางด้านวิศวกรรม แต่สิ่งที่ขาดเสียมิได้ ก็คือ การได้ลงมือทดลองปฏิบัติจริงควบคู่ไปกับทางทฤษฎี
3. จากการทำโครงการได้มีส่วนช่วยฝึกฝนให้เป็นคนที่มีความรับผิดชอบ รู้จักแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้นได้ มีความรอบคอบมากขึ้น มีความอดทนสูง ซึ่งสิ่งเหล่านี้จะส่งเสริมให้เป็นวิศวกรที่ดีได้ในอนาคต

สุดท้ายนี้ ทางผู้จัดทำหวังเป็นอย่างยิ่งว่า ปริมาณนิพนธ์ฉบับนี้ คงจะเป็นประโยชน์ในการศึกษาเกี่ยวกับอินเทอร์เน็ตต่อไปได้เป็นอย่างดี

บรรณานุกรม

1. RASHID, M.H.; Power Electronics-Circuit, Device And Application ; Prentice-Hall, Inc 1988.
2. Mohan, Undeland, Robbins; Power Electronics-CONVERTERS, APPLICATION AND DESIGN ; JOHN WILEY & SONS, Inc 1989.
3. SEN, P.C.; Thyristor DC Drives ; JOHN WILEY & SONS, Inc 1981.
4. Maurice, B.; Simplified digital control for three phase induction motor drive ; EPE Journal , NO.3 October 1992.
5. กฤษดา วิศวธีรานนท์ ; INVERTER-หลักการทํางานและเทคนิคการใชงาน ; บริษัท เอฟ.เอ.เทค จำกัด และบริษัท บุรพาการไฟฟ้า จำกัด , 2536.
6. มงคล ทองสงคราม ; เครื่องกลไฟฟ้ากระแสสลับ ; บริษัท รามการพิมพ์ จำกัด , 2535

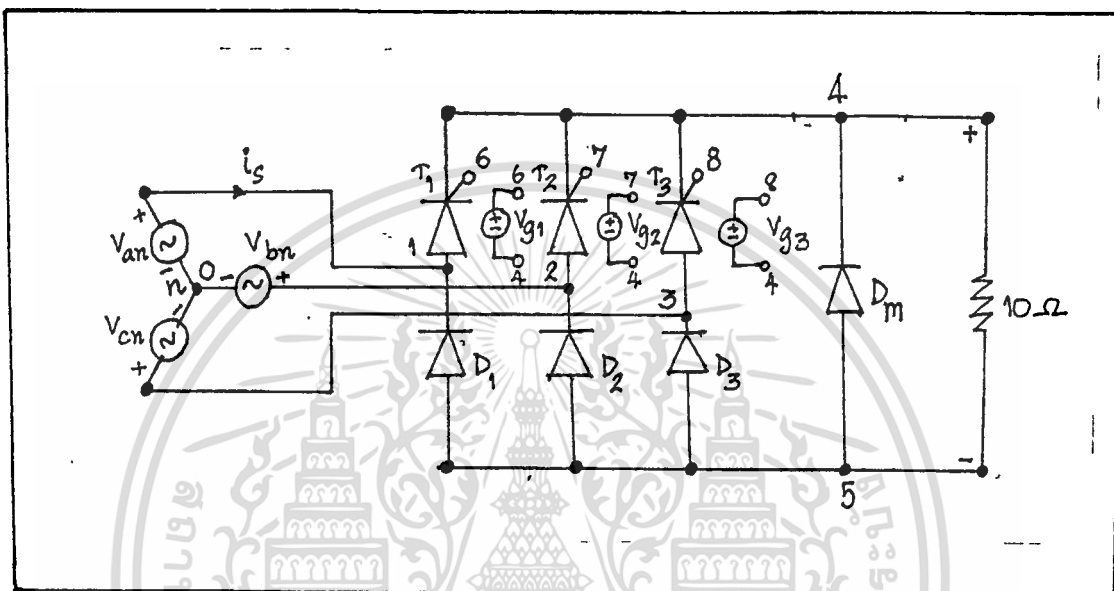


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

ก. วงจร Pspice เพื่อใช้ในการคำนวณค่า L และ C

ในการคำนวณค่า LC เพื่อใช้เป็นวงจรกรองความถี่สัญญาณเอาต์พุตที่ได้ให้เรียบขึ้นนั้น เราสามารถที่จะจำลองวงจรที่ใช้ทดลองจริงมาใช้ในการคำนวณด้วยโปรแกรมดังกล่าวได้ ซึ่งวงจรที่เราใช้ดังรูปที่ ก.1.



รูปที่ ก.1 วงจรที่ใช้ในการคำนวณจากวงจรจริง (THREE-PHASE SEMICONVERTER)

ในที่นี้เราให้โพลด์เป็นความต้านทานเพียงอย่างเดียว เราสามารถเขียนโปรแกรมการวิเคราะห์ได้ดังนี้

The peak voltage $(V_m) = 220/2 = 311.1 \text{ V}$, $\alpha = 143$, $f = 50 \text{ Hz}$

Period $(T) = 1/f = 10^6 / 50 = 20000 \mu\text{s}$

time delay $t_1 = [(30 + 143) / 360] [10^6 / 50] = 9611.11 \mu\text{s}$

time delay $t_2 = [(120 + 173) / 360] [10^6 / 50] = 16277.78 \mu\text{s}$

time delay $t_3 = [(240 + 173) / 360] [10^6 / 50] = 22944.44 \mu\text{s}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนของโปรแกรมในการวิเคราะห์

THREE-PHASE SEMICONVERTER

```
Source : Van 1 0 SIN(0 311.1V 50Hz)
        Vbn 2 0 SIN(0 311.0V 50Hz 0 0 -120DEG)
        Vcn 3 0 SIN(0 311.0V 50Hz 0 0 -240DEG)
        Vg1 6 4 PULSE(0V 5V 9611.11US 1NS 1NS 20US 20000US)
        Vg2 7 4 PULSE(0V 5V 16277.78US 1NS 1NS 20US 20000US)
        Vg3 8 4 PULSE(0V 5V 22944.44US 1NS 1NS 20US 20000US)
```

```
Circuit : R 4 5 10
```

```
D1 5 1 DMOD
```

```
D2 5 2 DMOD
```

```
D3 5 3 DMOD
```

```
DM 5 4 DMOD
```

```
.MODEL DMOD D(IS=2.2E-15 BV=1200V TT=0 CJO=1PF)
```

```
* Subcircuit calls for thyristor model:
```

```
XT1 1 4 6 4 SCR ; T1
```

```
XT2 2 4 7 4 SCR ; T2
```

```
XT3 3 4 8 4 SCR ; T3
```

```
* Subcircuit for ac thyristor model:
```

```
.SUBCKT SCR 1 2 3 2
```

```
* model anode cathode +control -control
```

```
* name voltage voltage
```

```
S1 1 5 6 2 SMOD
```

```
RG 3 4 50
```

```
VX 4 2 DC 0V
```

```
VY 5 7 DC 0V
```

```
DT 7 2 DMOD
```

```
RT 6 2 1
```

```
CT 6 2 10UF
```

```
F1 2 6 POLY(2) VX VY 0 50 11
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น

```
.MODEL SMOD VSWITCH (RON=0.0105 ROFF=10E+5 VON=0.5V
VOFF=0V)
.MODEL DMOD D(IS=2.2E-15 BV=1200V TT=0 CJO=0)
.ENDS SCR
```

```
Analysis : .TRAN 50US 50MS 33.33MS 50US
```

```
.PROBE
```

```
.OPTIONS ABSTOL=100.U RELTOL=0.01 VNTOL=0.01 ITL5=20000
```

```
.FOUR 50Hz V(4,5)
```

```
.END
```

ผลที่ได้

EVALUATION Pspice

Fourier components of transient response V(4,5)

DC COMPONENT = 3.965913E+01

HARMONIC NO	FRIQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	5.000E+01	2.405E+01	1.000E+02	-1.002E+02	0.000E+00
2	1.000E+01	2.303E+01	9.576E-01	-1.073E+02	-7.095E+00
3	1.500E+02	7.138E+01	2.968E+00	7.827E+01	1.785E+02
4	2.000E+02	2.132E+01	8.866E-01	-1.268E+02	-2.653E+01
5	2.500E+02	1.878E+01	7.810E-01	-1.347E-01	-3.445E+01
6	3.000E+02	5.172E+01	2.151E+00	7.153E+01	1.718E+02
7	3.500E+02	1.584E+01	6.586E-01	-1.506E+02	-5.036E+01
8	4.000E+02	1.299E+01	5.401E-01	-1.597E+02	-5.947E+01
9	4.500E+02	3.139E+01	1.305E+00	7.970E+01	1.799E+02

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

๗. เอกสารประกอบที่ใช้เป็นแนวคิดในการทดลองส่วนอินเวอร์เตอร์

Simplified digital control for three phase induction motor drive

B. Maurice. SGS THOMSON Microelectronics, Central Application Laboratories

Abstract

The generation of well balanced three phase sine waves to control induction motor normally requires complex control circuitry. The introduction of variable speed induction motor into large volume appliances (100 W – 1 kW) requires the design of cost effective solutions. The simplified solution proposed in this paper uses a standard microcontroller including an internal Direct Memory Access (DMA). This solution spares the use of dedicated IC (hardware being replaced by software), and saves over 50 % of CPU time to perform any control and supervision tasks. A practical solution to quantize three phase sinewaves, and to create the corresponding DMA table is presented. Motor voltage and motor frequency can be chosen independently. A dead time avoiding cross conduction through the bridge is also created by software. Each of the six digital outputs sets directly the state of the six power MOSFETs (or IGBTs) of the bridge via insulated interface. This interface is described in the second part of the paper. A new fully isolated pulse controlled gate driver is used. No floating auxiliary supply is needed and safety standards are met. Large dV/dt immunity is achieved. Results of practical examples are given.



B. Maurice

Introduction

The three phase induction motor is a simple design, rugged, maintenance-free which appears in home appliances requiring cost effective solutions. For speed control of these motors, a frequency variation of the inverter output voltage is required. The voltage/frequency ratio must be maintained constant, so control of these motors normally requires complex control circuitry for the generation of the balanced three phase sine wave outputs.

Usually the generation of the three phase PWM signals may be controlled by a dedicated circuit, which is driven by a separate microcontroller. This solution is optimum while performance prevails over cost.

The solution demonstrated in this paper is a simplified solution using a standard ST9 microcontroller which includes large on-chip ROM memory and an internal Direct Memory Access (DMA) controller. This

Graduated from the Grenoble/France University as a Physics & Electromechanical Engineer. He started work with THOMSON SEMICONDUCTEURS (Aix-en-Provence/France) as an R & D engineer, he then became an Engineering Manager in the wafer fab. for discrete semi-conductor devices.

He is now Application Manager in the SGS-THOMSON Microelectronics' Central Application Laboratory for both groups, motor control system and digital control system. (Central Application Laboratory, SGS-THOMSON Microelectronics, BP 2, Z. I. Peynier/Rousset, F-13106 Rousset Cedex, France)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

combination reduces the need of dedicated ICs (hardware being replaced by software), and allows over 50 % of the CPU time to perform control, environmental and supervision tasks.

A practical solution to quantize three phase sinewaves, and to create the corresponding DMA table is shown allowing motor voltage and motor frequency to be chosen independently. A dead time avoiding cross conduction through the bridge is also created by software. Very low acoustic noise operation can be achieved despite a switching frequency below 10 kHz, due to a shifting of the switching instants leading to a virtual doubling of switching frequency.

Each of the six digital outputs of the ST9 sets directly the state of the six power MOSFETs (or IGBTs) of the bridge via an insulated interface. This interface is described in the second part of this paper. The fully isolated pulse controlled gate driver requires no floating auxiliary supply, meets safety standards and achieves a large dV/dt immunity.

Fig. 1 shows how to generate a three phase sine wave by modulation of pulse width. This modulation is often obtained with a special dedicated IC controlled by a MCU (above).

Using a MCU having large memory integrated on the chip combined with DMA, spares the use of dedicated IC (below). Hardware is replaced by software. The sine waves are directly synthesized by the MCU.

Digital control of power switches

In this proposed solution, the ST9 micro-controller controls simultaneously the ON and OFF-states of the six power switches of the inverter bridge. All these instantaneous ON-OFF states are stored in internal memory (ROM) and are sequentially transferred (every 2 μs for example) to six bits of a parallel output port by

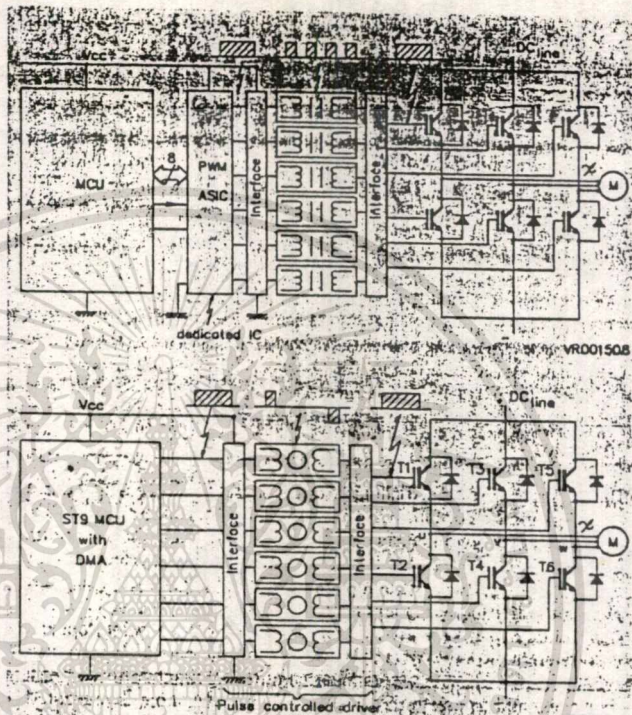


Fig. 1: Three phase PWM generation techniques

DMA (see Fig. 2). The voltage level 0 - 5 V of each output bit drives directly the gate interfaces of the six power switches.

All data corresponding to the switching duty cycle values is permanently stored in ROM and generates the quantized three phase sine waves. A dead time between adjacent power switches is also stored, avoiding cross-conduction through the power bridge. The motor frequency and motor voltage are also stored independently.

The major part of the ROM is occupied by this permanent data, used to generate, step by step, the three phase sine-waves. This data is grouped in several tables (patterns), constituting series of bytes that have to be

sequentially output on the parallel output port. A full scrolling of each pattern corresponds to a complete switching basic cycle of the six power switches. This is repeated the necessary number of times to complete the step duration of sine wave. The following pattern will then be scrolled to realize the following step.

This direct sequential transfer from memory to output port is performed by DMA [2], and is self operating. The central unit only works when the last byte of one pattern appears, the program then determines whether the same pattern must be scrolled again, or if another new pattern has to be scrolled.

All patterns needed for an application, as

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่จำกัดใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

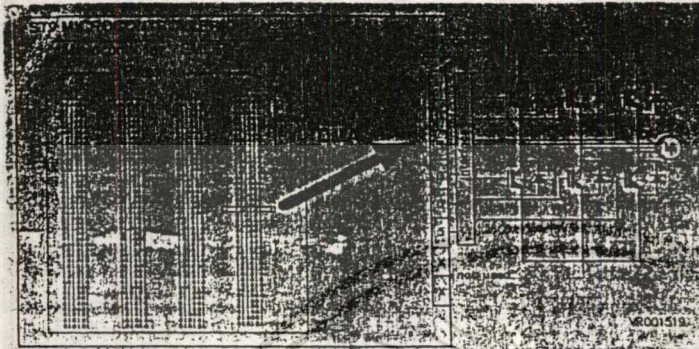


Fig. 2: DMA transfer to control power switches

The ST9 microcontroller is able to manage two further functions:

- a) slow operations for motor and environment controls, such as timing of sequential operations, speed control, safety supervision tasks, etc... (these are not detailed in this paper);
- b) faster operations for real time management of the states of the power switches for PWM generation.

All others functionalities of the ST9036 remain available, such as other I/O ports, Timers, Analog/Digital converters and all interrupt functions.

In the practical example described in the following sections, ST9 is not heavily occupied by these real time operations:

- using DMA is similar to slowing down the ST9 and engages only 35 - 40 % of the CPU time;
- speed control (frequency variation) needs only few instruction lines but no memory space: the memory space is mainly used to store necessary data to generate six various three phase voltages supplying the motor (1 kbyte for each voltage).

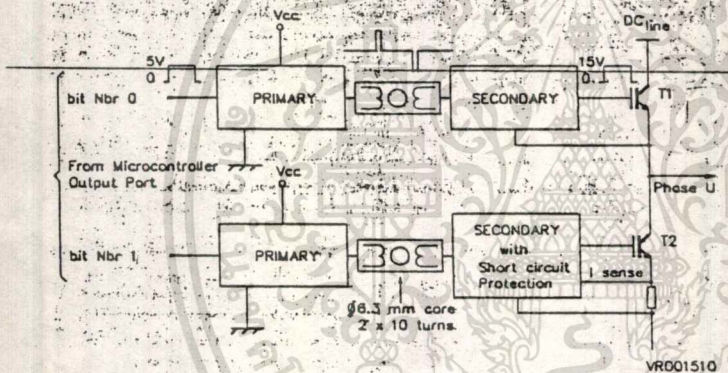


Fig. 3: Driver for one bridge leg

Drivers for power switches

The driver interfaces the ST9 output port to the gate of the power switches:

- it converts the output level (5 V) to the required gate-source voltage level (15 V) of IGBT or Power-MOSFET;
- it provides a galvanic isolation;
- it protects against current surges and short circuits.

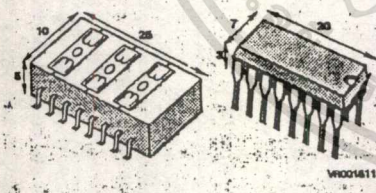


Fig. 4: Transformer, core size vs 16 pin DIL

well as the program managing their scrolling order and their number of repetitions, are to be created and stored in ROM.

Motor drive configuration

Microcontroller

The ST9036 microcontroller from the ST9

family with 16 kbyte of ROM or EPROM memory [1], of which only one output port and one multifunction timer are used for PWM generation. Six bits of its output port are gathered in pairs, one pair for every bridge leg (phases: U, V, W). The two bits remaining free can be used, for example, either to control two other power switches (i.e for heat control in a washer), or to generate a synchronized signal to perform measurement of VII phase.

It is constituted by six independent circuits for the six power switches. Each is a pulse controlled driver [4] including: (see Fig. 3)

- a primary circuit to create a calibrated Pulse with short duration;
- a small pulse transformer: (DIL molded package)
- a floating secondary circuit operating without any auxiliary supply and including the autonomous short circuit protection.

The primary circuit differentiates the logic level input signal. The positive and negative calibrated output pulses (± 15 V / $0.5 \mu\text{s}$) correspond to the switch-on/switch-off command. The primary circuit output stage is a full bridge having a low output impedance in order to obtain short rise times and high amplitude current pulses.

The pulse transformer can be small. A ferrite core of 6.3 mm diameter with 10 turns is sufficient as it has to sustain 15 V for $0.5 \mu\text{s}$. In this application, three core transformers are housed in the same standard or SMD package [3].

The secondary circuit needs no supply and uses the input gate capacitor of the Power-MOSFET or IGBT like an R/S memory latch. The required energy is limited to charge and discharge the input gate capacitor. During the OFF-state, a low impedance is maintained across the gate-source of the Power switch, avoiding any re-conduction due to externally applied dV/dr .

In several applications, when isolation between the power and control sections is not mandatory, the low side driver can be a simple non-insulated driver. Nevertheless, the fully isolated solution performs high dV/dr immunity and meets insulation standards.

DC/AC inverter

For this function, a three-phase bridge with six switches (Power-MOSFETs or IGBTs) is used (Fig. 1). The two switches of each bridge leg are opposite phase controlled. A dead time, avoiding simultaneous conduction, is generated directly by the ST9036 microcontroller.

Sine wave generation (Fig. 5)

The voltage on middle point of "U-phase" bridge leg is given by:

$$V_U = V_{DC} \cdot \delta_U$$

$$\delta = t_{on} / T_s$$

$$V_{UW} = V_U - V_W$$

with,

δ_U = U-phase duty cycle,
 t_{on} = "ON-state" duration of high side switch,
 T_s = switching period,
 V_{UW} = phase to phase motor voltage.

If δ_U is sinusoidal modulated, the average voltage on half bridge middle point describes sinusoidal wave form centered to $V_{DC}/2$. To avoid DC-components in the motor, each phase voltage has to be symmetrical compared to $V_{DC}/2$.

Motor voltage value

Motor voltage is maximal when the duty

cycle modulation varies from 0% to 100% (modulation depth: $K = 100\%$). Motor voltage is minimal (nil) when modulation depth $K = 0$; δ does not vary and is equal to 50% (Fig. 5b).

Sine wave frequency variation

This is obtained by varying the frequency of the duty cycle modulation.

Creating tables of data

The variable speed drive of induction motors requires generating three voltage

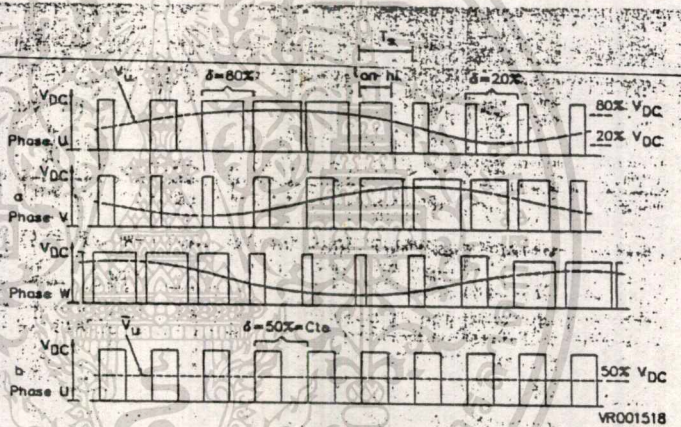


Fig. 5: Sine wave generation at the output of one bridge leg
 a. Modulation depth 60% ; duty cycle 20 to 80%
 b. Constant duty cycle

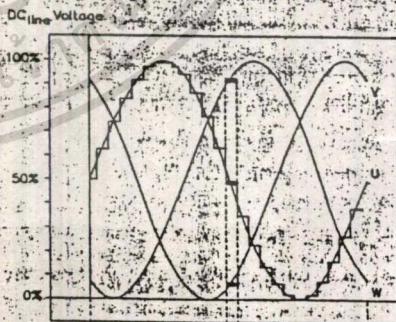


Fig. 6: The fundamental period is shared into segments

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าการณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

sine waves and control of their amplitude, phase and frequency. The first step is to digitize the three phase system in order to create all the necessary data to be stored into the ROM of the ST9 microcontroller.

Fundamental period quantification

The fundamental period of motor voltage is divided into 24 "segments"; (each segment equals 15° of arc). This gives a good sine wave accuracy in many applications. During each "segment" the voltage is a percentage of the DC line voltage, given by duty cycle (δ). For example, the duty cycle must be 55% during the segment from 165° to 180° for phase U (Fig. 6).

Creating the duty cycle table

The second step is to establish a table giving, for each segment, the duty cycle value (δ) for each of the three phases. In fact $\delta_1, \delta_2, \delta_3$ are duty cycle values for each high-side switch (T1, T3, T5). The low side switches are in the opposite states and their duty cycle value is complementary to 100%. This entire table defines exactly the three-phase sine wave system during one period (T_s) and for one motor voltage (Fig. 7). These table values respect phase balance and avoid neutral currents. To achieve these conditions it must be ensured that:

- a) on each line, the sum of the three duty cycle values is constant (equal to 150%);
- b) the duty cycle has a symmetrical value either side of 50%; in practice the quantized values have to be chosen close to the mathematical value of sinus for only a quarter of the period, then symmetrically repeated respecting the condition (a).

This duty cycle table is not stored in ROM. It only defines the necessary data to create the patterns. One line of this table defines one pattern (see following section).

Pattern definition

A pattern is a succession of bytes stored in memory. Each bit (1;0) of these bytes

Segment	Phase U (%)	Phase V (%)	Phase W (%)
0	25	80	75
1	25	70	60
2	25	60	40
3	20	55	25
4	20	45	10
5	30	40	0
6	40	30	0
7	45	25	0
8	55	20	0
9	60	20	0
10	70	20	0
11	75	20	0
12	80	25	0
13	80	30	0
14	70	40	0
15	55	50	0
16	40	60	0
17	25	70	0
18	10	80	0
19	0	90	0
20	0	100	0
21	0	100	0
22	0	100	0
23	0	100	0
24	0	100	0

Fig. 7: Duty cycle table defining data to create patterns. $V_{Peak\ PHASE} = 0.6 \cdot V_{LINE}$

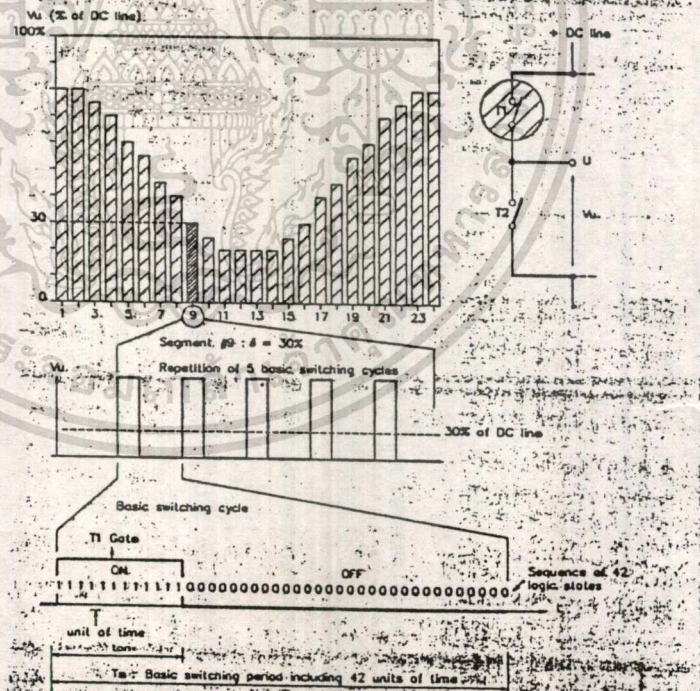


Fig. 8: Example of switching cycle for transistor T1.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่สามารถใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

gives the instantaneous state (ON; OFF) of each of the 6 six power switches (Figs. 7 and 9). Pattern contains number of bytes necessary to define one entire basic switching cycle.

A particular pattern has to be created for each segment of the sine wave period. All these patterns are stored in the ST9036 ROM.

For example (Fig. 8), a pattern contains sequence of 42 bytes defining one basic switching cycle. The switching period T_s , shared into 42 units of times, gives a good sensibility of duty cycle adjustment of about 2.5% (1/42 th). This time unit corresponds to the rhythm of the DMA timer and its duration is chosen as a multiple of the ST9 microcontroller clock period (0.25 μ s).

In this example, one unit of time equals 4.75 μ s in order to have a pattern scrolling time or switching period $T_s = 200 \mu$ s. This corresponds to 5 kHz of switching frequency.

Two dead times (one time unit each) at every state change of adjacent switches avoid cross conduction of the bridge leg.

Fig. 9 shows one pattern as an elementary table grouping all necessary bits to define the basic switching cycle of every six inverter switches. Bytes are sequentially read by DMA, and transferred to the output buffer. The resulting switching cycles shown on the bottom of the figure gives the following duty cycles :

- phase U: $\delta_1 (T1) = 100\%$; $\delta_2 (T2) = 100\% - \delta_1$
- phase V: $\delta_3 (T3) = 20\%$; $\delta_4 (T4) = 100\% - \delta_3$
- phase W: $\delta_5 (T5) = 30\%$; $\delta_6 (T6) = 100\% - \delta_5$

Motor voltage control

One table of duty cycle defines the 24 stored patterns (set of patterns) containing information to one AC motor voltage. As

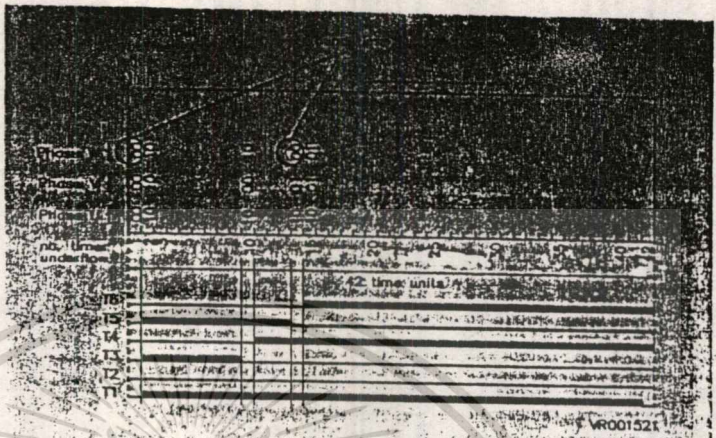


Fig. 9: Pattern table.

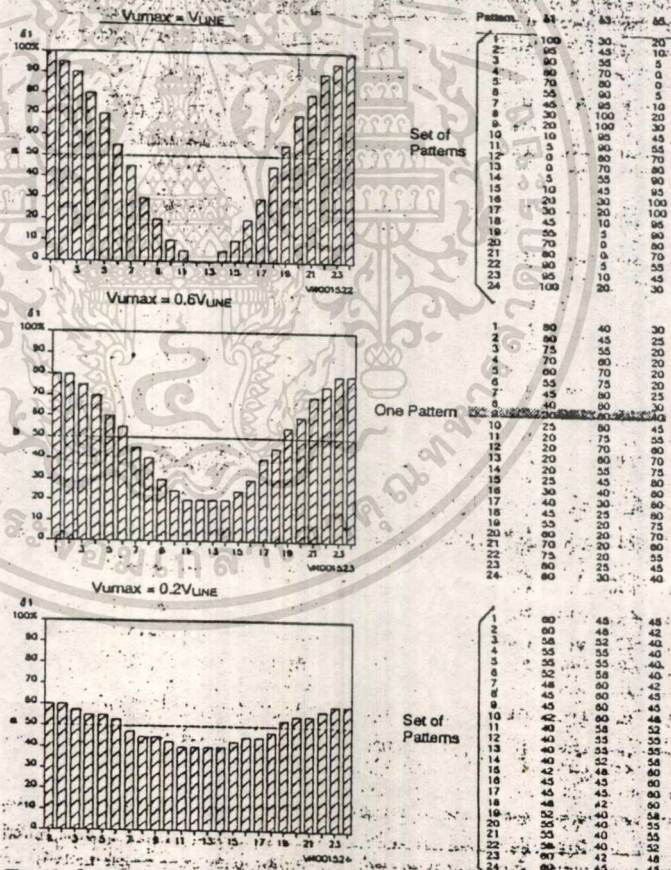


Fig. 10: δ_1 Duty cycle of T1 switch.

an example, the peak value of phase voltage generated by the table given on Fig. 7 is equal to 60 % of V_{DC} line. It is necessary to create a set of patterns for each of the needed motor voltage.

The motor voltage can be controlled independently of the frequency. This voltage depends on the set of pattern which the DMA is reading. By storing within ROM and reading different set of patterns, the voltage across the motor can be changed and shaped. In this example, a set of patterns includes 24 patterns of 42 bytes each = 1008 bytes.

Fig. 10 shows δ_1 duty cycle of the T1 switch for various values of motor voltage. On the right side the chart gives the corresponding values of δ_1 and δ_2 . Each line of these charts defines a pattern. These values respect the phase balance and avoid current in neutral line. The useful RMS voltage across motor phases is given by :

$$V_{RMS} = \frac{1}{2} \cdot K \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} V_{DC \text{ line}}$$

The K factor corresponds to modulation depth of the duty cycle (δ) as shown on examples (a,b,c).

- a: $K = 1.0$ when duty cycle varies from 0 % to 100 %.
- b: $K = 0.6$ when duty cycle varies from 20 % to 80 %.
- c: $K = 0.2$ when duty cycle varies from 40 % to 60 %.

Stator frequency control

Stator frequency is controlled via duration of the fundamental period T_p .

The shortest duration of the period (the highest frequency) is reached when each segment of this period corresponds to only one reading of the corresponding pattern. In our example (Fig 11) the pattern reading duration equals 200 μs , and with 24 segments.

When each segment corresponds to two readings of pattern, the fundamental period

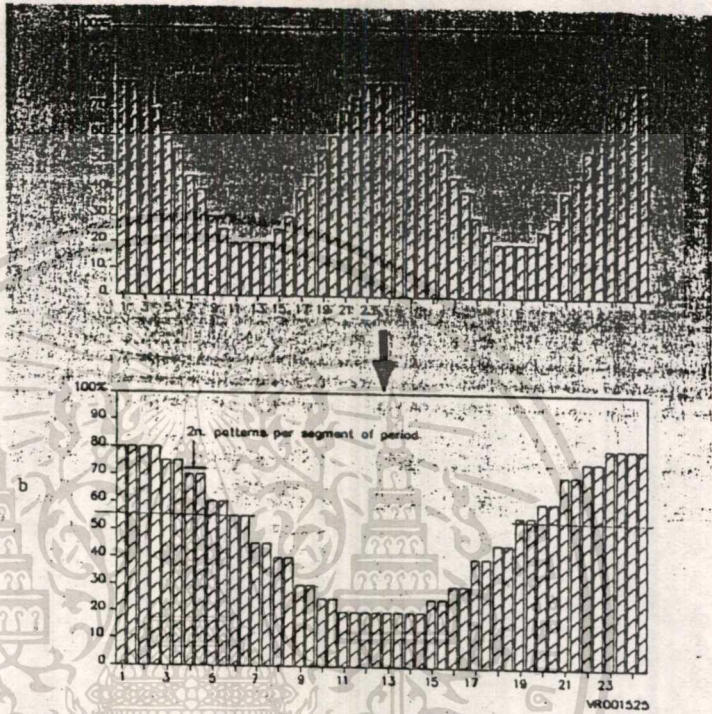


Fig. 11: Example of fundamental frequency variation when the number of patterns per segment of period is multiplied by two

- a. $T_0 = 200 \cdot 24 = 4800 \mu s, f_0 = 208 \text{ Hz}$
- b. $T_0 = 200 \cdot 2 \cdot 24 = 9600 \mu s, f_0 = 104 \text{ Hz}$

is twice as long. Thus the frequency (motor speed) can be controlled step by step whether the pattern is read once or several times. Consequently when starting from the highest frequency, it is possible to have discrete submultiples of frequency:

$$f = f_0 / N,$$

$N =$ number of times of patterns being read.

The speed resolution is low for high motor speed, but high for low motor speed. So, to perform the speed control by software, it is sufficient to give the number of times the pattern is to be read. For example, when repeating 20 times the same pattern the following results are obtained:

- 4.75 $\mu s =$ time unit,
- 42 = number of time units per pattern,
- 20 = number of patterns (or switching cycle) reading per segment,
- 24 = number of segments per fundamental period.

This gives a fundamental frequency of 10.4 Hz

Another way to adjust motor speed by software is to change the DMA timer period. That is equivalent to modifying the "time unit" duration. The reduction of time unit duration is limited by the highest consumption of CPU time to be accepted and the shortest permissible dead time is according to power switches used.

By combining these two methods, pattern repetition and timer variation, it is possible to perform quasi-continuous variation of motor speed.

Dephasing switching instants

When creating the pattern, the instant of switching can be chosen specifically for each bridge leg. For example it is possible to simultaneously turn-on all the high side switches (T_1 , T_2 , T_3) and stop them when respectively each duty cycle is reached (Figure 12a).

Through other ways for the same duty cycle the ON-state is centered at the middle of pattern (Fig. 12b).

Various other possibilities can be chosen to create the pattern. The acoustic noise of the motor will depend on this choice. For example the pattern shown in Fig. 12c gives a large current ripple and very noisy motor, while on the contrary, Fig. 12b gives a noiseless motor according to small current ripple (shown at 20 ns/div; 2 A/div).

When the three high side switches or the three low side switches are simultaneously ON or simultaneously OFF, no energy is transmitted into the motor, which is freewheeling. Another possibility is to choose simultaneously the OFF-state rather than the ON-state simultaneously as shown Fig. 12e to compare with Fig. 12b. In this case two switches of one bridge-leg are not switched and switching losses are reduced.

Fig. 12 shows how various possibilities can be chosen for pattern creation. Current ripple and acoustic noise of motor will depend on this choice.

On the right side, it shows the motor current in two cases:

- noiseless motor according to small current ripple,
- noisy motor according to large current ripple

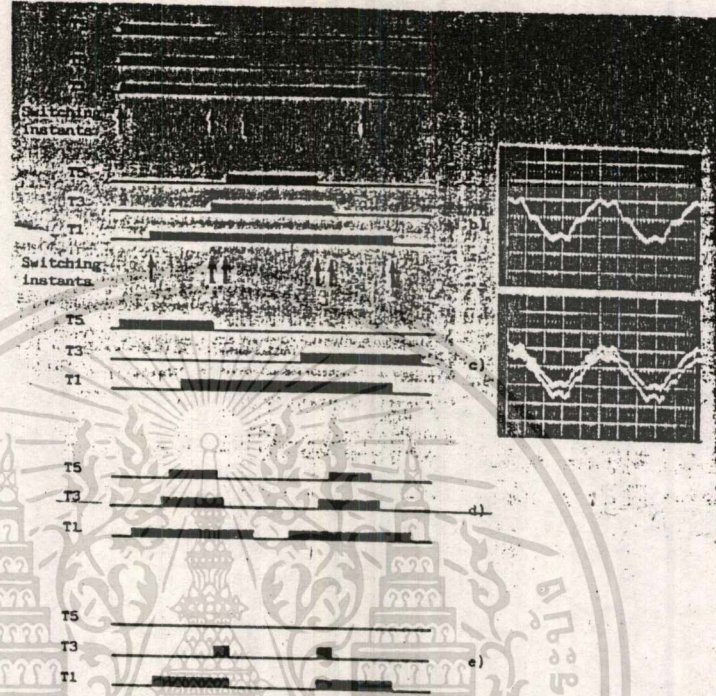


Fig. 12: Pattern options affecting ripple and acoustic noise

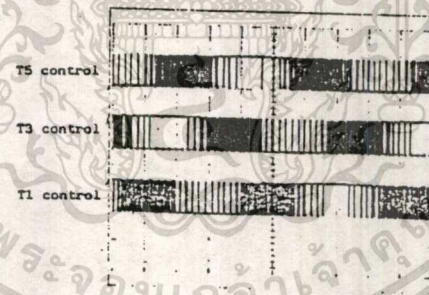


Fig. 13: Three microcontroller outputs: 5 ms/div, 5 V/div

As the energy is transmitted when switches are not in the same state, the rule to create a pattern is to maximize the instants where the switches are in the same state and simultaneously shift the switching instants.

All these methods can be used to obtain very low acoustic noise operation in spite of a switching frequency below 10 kHz.

Without reducing the time unit, it is

possible to increase the acoustic frequency by sharing in two equal parts each duty cycle time ($\delta = 60\% \implies \delta = 30\% + 30\%$). The switching frequency is doubled and acoustic noise is close to the inaudible region and becomes very low (Fig. 12d).

Experimental examples

Fig. 13 shows an example of generated

three phase PWM signals on microcontroller outputs. It represents three control signals for T1, T3, T5. The set of pattern corresponds to a modulation depth of 100 % as shown on table Fig. 10a. The phase angle between each phase is 120° .

Fig. 14 shows current measured in motor phase (20 ms/div, 2 A/div).

a) patterns are repeated twenty time, $f = 10$ Hz. The used set of pattern (at 60 %) of Fig. 10b, combined with doubly of switching instants (Fig. 12d), gives a well defined sine wave.

Very little ripple of current and doubling switching frequency give a noiseless motor operation.

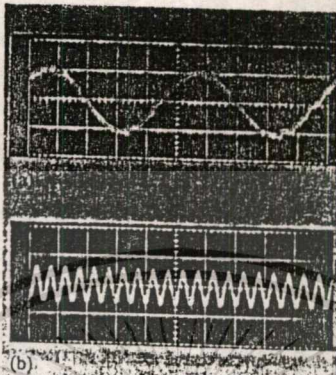


Fig. 14: Current measured in motor phase

b) The motor is speeded up by repeating patterns only twice ($f = 100$ Hz). Simultaneously the motor voltage is increased by using set of pattern (of Fig. 10a) having modulation depth of 100 %.

Conclusion

Cost optimization is a key issue for applications such as washing machines, air conditioning or cooling pump motor drives. The induction motor drive presented in this paper, simplifies the already existing digital solution. Using a microcontroller with Direct Memory Access and fast data transfer, replaces dedicated ICs by software, or more precisely by data stored in the microcontroller memory. So, the cost of an additional dedicated PWM's IC is saved. As the computing time is also saved, the MCU is kept free to perform other controls and supervision tasks. Thanks to the used standard microcontroller flexibility, versatile applications can be programmed, only by software adaptation.

References

- [1] ST9 family high performance 8/16 bit MCU, SGS-THOMSON Microelectronics, Info pack
- [2] Saby, B. and Guillemin, P.: 3-phase motor drive using the ST9 multi-function timer and DMA, SGS-THOMSON Microelectronics, Application Note AN 427 (Jan 92)
- [3] Data-book of F.E.E., 39270 Orgelet France
- [4] Bourgeois, J. M.: New Isolated Gate Drive for Power MOSFET and IGBT, EPE - Firenze/I, Sept 1991
- [5] Guillemin, P.: External DMA mode: I/O data transfer synchronized by timer, SGS-THOMSON Microelectronics, Application Note AN418
- [6] Guillemin, P.: Digital 3-phase generation ST9 demonstration software, SGS-THOMSON Microelectronics, Technical note TN91471/1

Appendix: microcontroller with DMA

The feature of microcontroller with DMA (Direct Memory Access) consists in having a possibility of direct access between microcontroller memory and its on-chip peripherals. Moreover, one of the parallel I/O ports can be coupled with the timer's DMA channel, allowing fast data transfers between memory and this I/O port with minimum CPU overhead. Data transfers are scheduled by the timer.

The only task of the Microcontroller software is to specify which pattern is to be read by the DMA channel at a given time in order to reproduce the three-phase sinewaves, as described in the previous sections. After a complete pattern transfer, the Micro-controller CPU is interrupted (DMA End of block interrupt) and the DMA should start to read the next pattern.

In order to achieve high speed continuous transfers without stringent response time requirements for this End of block interrupt, a "swap mode" is used: while a pattern is read by the DMA channel, the subsequent pattern can be prepared in advance: so, once the last byte of the pattern is read, the DMA automatically switches to the new pattern while the old one can be updated during the DMA End of block interrupt routine.

First tests show that the DMA operation in swap mode, as described hereabove, accounts for 35-40 % of the total available CPU time of the Microcontroller. Therefore, thanks to its processing power, the Microcontroller can easily perform any control and supervision task in addition to this DMA-driven PWM generation.