



อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายกระแสแบบบันได 6 ขั้น เบื้องต้น  
INTRODUCTION TO 6-STEP CURRENT SOURCE INVERTER



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2534

ปริญญาโท ปีการศึกษา 2534

สาขาวิชา วิศวกรรม ไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายกระแสแบบขั้นตอน 6 ขั้นตอน

INTRODUCTION TO 6-STEP CURRENT SOURCE INVERTER

ผู้จัดทำ

นายสุทธิชัย สวัสดิานรากล 311348

นายสุรชัย จันทร์ภักดิ์ 311360

นายสุรวิทย์ ต้า เคียงศิริสิน 311367

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร. วิริยะ พิเศษจำเริญ

อาจารย์ที่ปรึกษา

นายจรงค์ บุญเลี้ยง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ

Abstract

บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเบื้องต้น	1
1.2 การควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสสลับแบบเหนี่ยวนำ	2
1.3 วัตถุประสงค์การทำโครงงาน	3
1.4 ขอบเขตการทำโครงงาน	3
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับการวิจัย	5
บทที่ 2 เครื่องควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ	6
2.1 มอเตอร์เหนี่ยวนำ	6
2.2 ลักษณะสมบัติของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	8
2.3 ลักษณะสมบัติของเครื่องควบคุมความเร็วโดยการปรับค่าแรงดันไฟฟ้า และความถี่ของแหล่งจ่ายไฟ	10
2.4 ชนิดของเครื่องควบคุมเร็วแบบปรับความถี่	13
2.5 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบมอดูเลตความกว้างพัลส์	18
บทที่ 3 วงจรอินเวอร์เตอร์	21
3.1 Voltage-Fed Inverter Drive	23
3.2 Current-Fed Inverter drive	26
บทที่ 4 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายเป็นแหล่งกระแส	30
4.1 การทำงานของมอเตอร์ที่ความถี่คงที่	30
4.2 การทำงานของมอเตอร์เมื่อเปลี่ยนความถี่	33
4.2.1 การทำงานที่ความถี่พิกัดและต่ำกว่าพิกัด	33
4.2.2 การทำงานที่ความถี่สูงกว่าพิกัด	35
4.3 ตัวขับแหล่งจ่ายกระแสที่สามาร้วัดเปลี่ยนความถี่ได้	35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
บทที่ 5 เรคตีไฟเออร์ทั่วไป	39
5.1 วงจรเรคตีไฟเออร์	39
บทที่ 6 อุปกรณ์สวิตชิงแบบ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	42
6.1 Power Transter	42
6.2 ข้อมูลสำคัญที่ใช้ในการเลือก Power Transister	44
6.3 Power Transister แบบ Darlington	44
6.4 เหตุผลที่เลือก Transister เป็นอุปกรณ์สวิตชิงในวงจร Inverter	45
บทที่ 7 วงจรทริกเกอร์	46
7.1 ลักษณะวงจรทริกเกอร์และการทำงาน	46
7.1.1 Osilater	47
7.1.2 Counter & Decoder	47
7.1.3 Delay Time	47
7.1.4 Hold	47
7.2 การคำนวณและการสร้างวงจรทริกเกอร์	47
7.2.1 Oscilater	47
7.2.2 Counter & Decoder	49
7.2.3 Delay Time	50
7.2.4 Hold	51
บทที่ 8 วงจรหลักที่ใช้ในโครงงานนี้และการทำงาน	52
8.1 3-phase full-wave bridge rectifier	53
8.2 DC Link (Current Filter Choke)	53
8.3 6-Step Inverter	55
บทที่ 9 ผลการทดลอง	58
บทที่ 10 ผลการทดลองและข้อเสนอแนะ	68
ภาคผนวก	
บรรณานุกรม	
กิตติกรรมประกาศ	

## สารบัญรูป

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	
รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องขับนำมอเตอร์แบบเหนี่ยวนำ	4
บทที่ 2 เครื่องควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ	
รูปที่ 2.1 แสดงลักษณะสมบัติของความเร็ว แรงบิดและกระแสของมอเตอร์	8
รูปที่ 2.2 เส้นโค้งลักษณะสมบัติระหว่างแรงบิดกับความเร็วของมอเตอร์	9
รูปที่ 2.3 ลักษณะสมบัติระหว่างแรงบิดกับความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ความถี่ต่างๆของแหล่งจ่ายไฟฟ้าเมื่อพลิกขั้วในช่องอากาศมีค่าคงที่	11
รูปที่ 2.4 ลักษณะของ "โวลต์ต่อเฮิรตซ์"	11
รูปที่ 2.5 แรงบิดและกระแสกับความถี่ที่โหลดคงที่และไม่มีแรงดันออฟเซต	12
รูปที่ 2.6 "โวลต์ต่อเฮิรตซ์" เมื่อมีการชดเชยแรงดันไฟฟ้า	12
รูปที่ 2.7 บล็อกไดอะแกรมภาคจ่ายกำลังของเครื่องควบคุมแบบปรับความถี่	13
รูปที่ 2.8 เครื่องควบคุมความเร็วแบบแหล่งพลังงานเป็นแหล่งแรงดันปรับค่าได้	14
รูปที่ 2.9 เครื่องควบคุมความเร็วแบบแหล่งพลังงานเป็นแหล่งกระแส	16
รูปที่ 2.10 เครื่องควบคุมความเร็วแบบมอดูเลตความกว้างพัลส์	17
รูปที่ 2.11 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบใช้ทรานซิสเตอร์กำลังในการขับมอเตอร์เหนี่ยวนำ	19
รูปที่ 2.12 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบชั้นบันได 6 ชั้น โดยใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิตช์	19
รูปที่ 2.13 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบมอดูเลตความกว้างพัลส์ โดยใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิตช์	20
บทที่ 3 วงจรอินเวอร์เตอร์	
รูปที่ 3.1 SQUARE WAVE INVERTER	24
รูปที่ 3.2 PWM INVERTER	24
รูปที่ 3.3 TORQUE-SPEED CURVE ของ IM ที่ควบคุมโดยวิธี VVVF	25

รูปที่ 3.4	ระบบควบคุมความเร็วที่ขับเคลื่อนด้วย CURRENT-FED INVERTER	27
รูปที่ 3.5	ลักษณะของกระแสและแรงดัน ในแต่ละ เฟสของมอเตอร์ที่ขับเคลื่อนด้วย CURRENT-FED INVERTER	27
รูปที่ 3.6	TORQUE-SPEED ของ IM ที่ขับเคลื่อนโดย CURRENT-FED INVERTER สำหรับกระแสต่างกัน	29
บทที่ 4	อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายเป็นแหล่งจ่ายกระแส	
รูปที่ 4.1	แสดงวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	30
รูปที่ 4.2	แสดงการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยแหล่งจ่ายกระแส	31
รูปที่ 4.3	แสดงความสัมพันธ์ $I_u$ กับ $P_{u1}$	32
รูปที่ 4.4	แสดงเส้นโค้งความเร็ว-แรงบิดที่ฟลักซ์คงที่ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	34
รูปที่ 4.5	แสดงคุณสมบัติของมอเตอร์	35
รูปที่ 4.6	แสดง CSI Variable Frequency Drive With Slip Speed Control	36
รูปที่ 4.7	แสดง CSI Variable Frequency Drive With Current control	38
บทที่ 5	เรกติไฟเออร์ทั่วไป	
รูปที่ 5.1	แสดงวงจรรวม 3 เฟส HALF WAVE RECTIFIER , กระแสและโวลเตจ	39
รูปที่ 5.2	แสดงวงจร 3 เฟส FULL-WAVE BRIDGE RECTIFIER	41
	(a) รูปวงจรลักษณะวงจร	
	(b) แสดง โวลต์และกระแส	
บทที่ 6	อุปกรณ์สวิตช์แบบ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	
รูปที่ 6.1	แสดงคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ N-P-N	42
รูปที่ 6.2	(a) แสดงการเป็นสวิตช์ของทรานซิสเตอร์	43
	(b) ย่านการใช้งานที่ปลอดภัย (SAFE OPERATING AREA)	43
รูปที่ 6.4	แสดง POWER TRANSISTER ที่ต่อแบบ DARLINGTON FUJI ELECTRIC EVG31-050A 30A 500V	44

<b>บทที่ 7 วงจรทริกเกอร์</b>	
รูปที่ 7.1	แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรทริกเกอร์ 46
รูปที่ 7.2	แสดงวงจรอะอสเตเบิลมีลติมิวไรเบรเตอร์ 48
รูปที่ 7.3	แสดงวงจร 6-RING COUNTER 49
รูปที่ 7.4	แสดงวงจร DELAY TIME 50
รูปที่ 7.5	แสดงวงจร HOLD 51
<b>บทที่ 8 วงจรที่ใช้ในโครงงานนี้และการทำงาน</b>	
รูปที่ 8.1	แสดงวงจรหลักของ CURRENT-SOURCE INVERTER ที่ใช้ในโครงงานนี้ 52
รูปที่ 8.2	แสดงการหาค่า $I_{Lm}$ ของ DC Link 53
รูปที่ 8.3	แสดงวงจรการหาค่าความเหนี่ยวนำของตัว L 54
รูปที่ 8.4	แสดงตารางการบันทึกค่าที่วัดได้ในการหาค่า L 54
รูปที่ 8.5	แสดงกราฟการหาค่า L 54
รูปที่ 8.6	แสดงส่วนประกอบของวงจรอินเวอร์เตอร์ 55
รูปที่ 8.7	แสดงวงจรขับกระแสเบส 56
<b>บทที่ 9 ผลการทดลอง</b>	
รูปที่ 9.1	แสดงรูปการทดลอง 58
รูปที่ 9.2	แสดงสัญญาณการควบคุมวงจรขับเบส 64
รูปที่ 9.3	แสดงสัญญาณแรงดันและกระแสเมื่อ $V_{uc} \text{ i/p} = 100V$ โหลดหลอดไฟ 64
รูปที่ 9.4	แสดงสัญญาณแรงดันและกระแสเมื่อ $V_{uc} \text{ i/p} = 145V$ โหลดหลอดไฟ 65
รูปที่ 9.5	แสดงสัญญาณแรงดันและกระแสเมื่อขับมอเตอร์ไร้โหลด ความถี่ = 25 Hz 65
รูปที่ 9.6	แสดงสัญญาณแรงดันเมื่อขับมอเตอร์ ความถี่ = 20 Hz โหลด = 100 กรัม 66
รูปที่ 9.7	แสดงสัญญาณกระแสเมื่อขับมอเตอร์ ความถี่ = 20 Hz โหลด = 100 กรัม 66

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 9.8 แสดงสัญญาณแรงดันเมื่อขับมอเตอร์ ความถี่ = 33 Hz  
โหลด = 100 กรัม

67

รูปที่ 9.9 แสดงสัญญาณกระแสเมื่อขับมอเตอร์ ความถี่ = 30 Hz  
โหลด = 100 กรัม

67



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายกระแสแบบบันได 6 ชั้น เบื้องต้น

นายสุทธิชัย สุวิธานรากุล 311348

นายสุรชัย ตันติภักดี 311360

นายสุรภัส ตั้งเคียงศิริสิน 311367

นักศึกษาภาควิศวกรรมไฟฟ้า

รศ.ดร. วิริยะ พิเศษจรรย์ารุญ

อาจารย์จรงค์ บัญแสง

อาจารย์ที่ปรึกษา

### บทคัดย่อ

โครงการนี้ได้เสนอแนวทางการออกแบบและหลักการสร้างอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายกระแส ซึ่งประกอบด้วยส่วนสำคัญๆ เช่น เรคตีไฟเออร์ , ดีซีลิงค์ , อินเวอร์เตอร์แบบบันได 6 ชั้น และ วงจรควบคุม โดยทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง ซึ่งมีข้อดีหลายประการเช่น โครงสร้างง่าย ความเชื่อถือได้สูง ทนทาน ควบคุมง่าย ไม่ขึ้นกับเทอร์มินอลโวลเตจ การควบคุมทำได้โดยการควบคุมกระแสกับฟลักซ์และความถี่ ทำให้ทรานเซียนเรสพ็อนด์ผ่านไปได้เร็ว

นอกจากนี้ยังได้กล่าวถึงการสร้างวงจรมอเตอร์ขับเคลื่อนบันได 6 ชั้น และวงจรขับเบส การทดลองนำไปทดลองขับมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## INTRODUCTION TO 6-STEP CURRENT SOURCE INVERTER

MR. SUTHICHAI SUVICHANARAKUL 311348

MR. SURACHAI TANTIPACKDEE 311360

MR. SURUK TANGKHIENGSIRISIN 311367

STUDENT

DR. VIRIYA PICHEADCHUMRUON

MR. CHONGRUK BOONSENG

ADVISOR

### ABSTRACT

In this project, presents the basics concept and designing to creates the current-source inverter. It have main component such a rectifier , dc link , six-step inverter and control circuit by using power transistor to be switching devices. It have a lot of advantage, example , simple construction , high reliability , rugged , simple control , independent of the terminal voltage. The controlling is control the current and flux. Thus it make possible to achieve fast transient response.

In addition to have mention to creating six-step circuit and base drive circuit , and take to test 3 phase induction motor.

## บทที่ 1

### บทนำ

#### 1.1 ความเบื้องต้น

ในการใช้มอเตอร์เป็นต้นกำลัง ในโรงงานอุตสาหกรรมนั้น ความต้องการโดยทั่วไป คือ วิธีการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ที่ประหยัดสามารถควบคุมความเร็วของมอเตอร์ได้ต่อเนื่องแม่นยำ เปลี่ยนความเร็วได้รวดเร็ว มีประสิทธิภาพตามต้องการ และมีเสถียรภาพที่ต่ออยู่เป็นเวลานาน

ปัจจุบันในโรงงานอุตสาหกรรม มักจะใช้ต้นกำลังเป็นมอเตอร์กระแสตรง สำหรับงานที่ต้องการปรับความเร็ว และใช้มอเตอร์กระแสสลับแบบเหนี่ยวนำกับงานที่ใช้ความเร็วคงที่ เนื่องจากมอเตอร์กระแสตรงมีคุณสมบัติที่เราต้องการทุกอย่าง แต่มีสิ่งหนึ่งที่เป็นข้อเสียคือ คอมมิวเตเตอร์ (COMMUTATOR) กล่าวคือ คอมมิวเตเตอร์ ประดิษฐ์ขึ้นจากชั้นทองแดงหลายชั้นคั่นด้วยแผ่นไมก้า ทำให้การสร้างเต็มไปด้วยความยากลำบาก และมีราคาสูง เนื่องจากต้องมีแปรงถ่าน (BRUSHES) ขัดสีอยู่กับคอมมิวเตเตอร์อยู่เสมอ และประกายไฟที่เกิดขึ้นระหว่าง แปรงถ่านกับคอมมิวเตเตอร์ทำให้มีการสึกหรอมากขึ้น จึงต้องการการซ่อมบำรุงอยู่เสมอทำให้เกิดความยุ่งยากในอุตสาหกรรมที่ใช้มอเตอร์แบบนี้ และมีกระบวนการผลิตที่ไม่สามารถหยุดได้ นอกจากนี้ถ้าติดตั้งมอเตอร์ไว้ในตำแหน่งที่เข้าถึงได้ลำบาก ก็ทำความยุ่งยากให้กับการซ่อมบำรุง ทำให้เสียค่าใช้จ่ายสูง

เนื่องจากได้มีการพัฒนาอินเวอร์เตอร์ (INVERTER) โดยใช้อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ เช่น ทรานซิสเตอร์ , ไทริสเตอร์ เข้ามาเพื่อนำมาใช้ในการขับนำมอเตอร์กระแสสลับแบบเหนี่ยวนำ ให้สามารถปรับความเร็วได้ จึงทำให้การใช้มอเตอร์กระแสสลับแบบเหนี่ยวนำเป็นต้นกำลัง ในงานที่ต้องการปรับความเร็ว เป็นที่น่าสนใจยิ่งขึ้น เนื่องจากมอเตอร์กระแสสลับแบบเหนี่ยวนำมีข้อดีหลายประการ เช่น ลักษณะโครงสร้างแข็งแรง , ทนทาน และมีลักษณะมิติที่ดี ซึ่งประกอบด้วยส่วนสำคัญ 2 ส่วนคือ ล้วนอยู่เ็น (STATOR)

ซึ่งเป็นตัวสร้างฟลักซ์แม่เหล็กหมุน (ROTATING MAGNETIC FLUX) และลว่หมุน (ROTOR) ซึ่งอยู่ภายในจะเป็นตัวให้แรงบิด (TORQUE) ออกมา จากโครงสร้างง่าย ๆ นี้ ทำให้มอเตอร์กระแสลล้นแบบเหนี่ยวนำมีรหาคูก และมิต้น่าตเล็กกว่ามอเตอร์กระแสตรง เมื่อเปรียบเทียบที่ความเร็วและกำลังม้าเท่ากัน สามารถทำงานได้เป็นเวลายาวนาน โดยไม่ต้องการ การซ่อมบำรุง , การบำรุงรักษา่ง่ายทำให้เสียค่าใช้จ่ายน้อยกว่า และสามารถนำไปใช้งานในบริเวณที่มีฝุ่นละอองมาก ๆ บริเวณที่มีความชื้นสูง หรือบริเวณที่อาจมีการระเบิดเนื่องจากประกายไฟได้ ซึ่งข้อดีเหล่านี้ ประกอบกับการที่มอเตอร์ชนิดนี้ มีขนาดและมาตรฐานที่หาซื้อได้ง่าย ดังนั้นจึงเหมาะที่จะนำไปใช้ ในโรงงานอุตสาหกรรม มากกว่ามอเตอร์กระแสตรง

## 1.2 การควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสลล้นแบบเหนี่ยวนำ

มอเตอร์กระแสลล้นแบบเหนี่ยวนำที่นิยม ใช้กันมาก คือมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรงกระรอก (SQUIRREL CAGE INDUCTION MOTOR) การควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสลล้นแบบเหนี่ยวนำนี้สามารถทำได้หลายวิธี อาทิเช่น

1. การควบคุมความเร็ว โดยการปรับแรงดันไฟฟ้าที่จ่าย ให้กับมอเตอร์ โดยที่ความถี่ของแหล่งจ่ายไฟยังคงเดิม

การปรับแรงดัน ไฟฟ้าที่จ่าย ให้กับมอเตอร์นี้ จะทำได้ในช่วงแคบ ๆ เท่านั้น เนื่องจากแรงบิดของมอเตอร์จะแปรผันไปตามแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับมอเตอร์ยกกำลังสอง เมื่อลดแรงดัน ไฟฟ้าที่จ่าย ให้กับมอเตอร์ ขณะที่มอเตอร์รับภาระอยู่ที่โหลดใด ๆ ก็ตามจะทำให้ความเร็วของมอเตอร์ลดลง ในขณะที่เดียวกัน การลดแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้มอเตอร์เพียงเล็กน้อยอาจทำให้แรงบิดน้อยลงมากจนใช้งานไม่ได้ และถ้าเพิ่มแรงดันมากไปจะทำให้มอเตอร์เสียหายได้

ในโรงงานนี้ เราจะใช้การควบคุมระดับกระแสที่จ่ายให้กับมอเตอร์

## 2. การควบคุมความเร็ว โดยการเปลี่ยนจำนวนขั้วแม่เหล็กของมอเตอร์

ความเร็วของมอเตอร์กระแสสลับแบบเหนี่ยวนำ จะแปรตามความถี่ของแหล่งจ่ายไฟ และแปรผกผันกับจำนวนขั้วมอเตอร์ โดยการออกแบบให้ขดลวดของส่วนอยู่เ็น (STATOR) สามารถเปลี่ยนจำนวนขั้วแม่เหล็กได้ เช่น เปลี่ยนจำนวนขั้วแม่เหล็กจาก 2 เป็น 4 หรือ จาก 4 เป็น 8 เป็นต้น ซึ่งแต่ละแบบของการต่อขดลวดจะให้ความเร็วได้สองความเร็ว อย่างไรก็ตาม การเปลี่ยนขั้วแม่เหล็กของมอเตอร์ จะได้ความเร็วคงที่เป็นช่วง ๆ ซึ่งไม่เหมาะกับลักษณะงานบางอย่างที่ต้องการปรับความเร็วได้ในช่วงกว้าง ๆ และอย่างต่อเนื่อง

## 3. การควบคุมความเร็ว โดยการปรับค่าแรงดันไฟฟ้าและความถี่ของแหล่งจ่ายที่จ่ายให้กับมอเตอร์

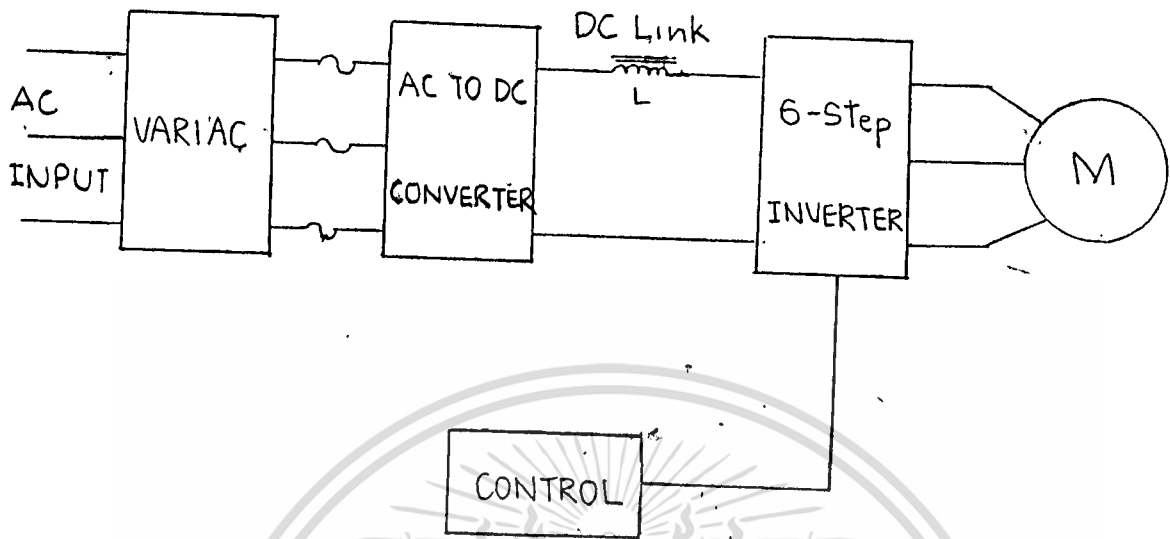
การควบคุมความเร็ววิธีนี้ จะต้องเปลี่ยนค่าแรงดันไฟฟ้าและความถี่ที่ค่าคงที่จากแหล่งจ่ายไฟที่มีอยู่ให้เป็นค่าแรงดันไฟฟ้าและความถี่ที่ปรับค่าได้ และเพื่อให้ได้ประสิทธิภาพที่ดีในการควบคุมความเร็ว จะต้องให้อัตราส่วนของแรงดันต่อความถี่ (V/f RATIO) ที่จ่ายให้กับมอเตอร์มีค่าคงที่ หรือปรับแต่งเล็กน้อยตามความเหมาะสม จะทำให้มอเตอร์ขับโหลดได้เต็มที่ และค่าแรงบิดที่ได้จะคงที่ตลอดช่วงความเร็วที่ปรับค่าไป

### 1.3 วัตถุประสงค์ของการทำโครงการ

1. ศึกษาและออกแบบเบื้องต้นของเครื่องขับนำมอเตอร์กระแสสลับแบบเหนี่ยวนำ 3 เฟสที่ใช้หลักการควบคุมระดับกระแส

### 1.4 ขอบเขตการทำโครงการ

เครื่องขับนำมอเตอร์กระแสสลับแบบเหนี่ยวนำเบื้องต้น ที่ทำการออกแบบและสร้างชิ้นนี้จะประกอบด้วยส่วนสำคัญตามรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 บล็อก ไดอะแกรม ของเครื่องขับนำมอเตอร์แบบเหนี่ยวนำ

1. AC TO DC CONVERTER เป็นวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่น 3 เฟส โดยใช้ไดโอด วงจรเรียงกระแส จะทำหน้าที่เปลี่ยนแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับ 3 เฟส ให้เป็น ไฟฟ้ากระแสตรงที่สามารถปรับระดับกระแสไฟฟ้าได้ เพื่อจ่ายให้วงจรอินเวอร์เตอร์ โดยมีตัวเหนี่ยวนำเป็นวงจรกรองคลื่น

2. SIX-STEP INVERTER ทำหน้าที่จ่ายพลังงาน ไฟฟ้ากระแสสลับให้กับมอเตอร์ โดยการทำหน้าที่เปลี่ยนพลังงาน ไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นพลังงาน ไฟฟ้ากระแสสลับที่สามารถปรับความถี่ เป็นอินเวอร์เตอร์แบบขั้นบันได ที่ใช้ทรานซิสเตอร์ เป็นสวิตช์

3. CONTROL ส่วนควบคุมเป็นวงจรที่ทำหน้าที่สร้างสัญญาณ ในการควบคุม การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ เพื่อให้ได้กระแสไฟฟ้า แรงบิด และความถี่ตามต้องการในการขับนำมอเตอร์ โดยใช้หลักการ SIX-STEP

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากการวิจัย

1. เป็นพื้นฐานการศึกษา ในการนำทรานซิสเตอร์มาทำเป็นสวิทช์ในวงจรไฟฟ้ากำลัง
2. เครื่องขั้วนำมอดเตอร์ เบื้องต้นที่ออกแบบ และสร้างชิ้นนี้ สามารถใช้เป็นตัวต้นแบบในการนำไปพัฒนา เพื่อใช้งานในโรงงานอุตสาหกรรมได้
3. เป็นพื้นฐานในการศึกษา และพัฒนาเทคโนโลยีภายในประเทศ ในการสร้างเครื่องมือขึ้นใช้เอง



## บทที่ 2

### เครื่องควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ

#### 2.1 มอเตอร์เหนี่ยวนำ

การขับนำมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยการปรับค่าแรงดัน และความถี่ของแหล่งจ่ายไฟที่จ่ายให้กับมอเตอร์นับว่าเป็นงานที่ใหม่ที่สุด ของการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ในบทนี้จะกล่าวถึง ลักษณะสมบัติของมอเตอร์เหนี่ยวนำและการควบคุมความเร็ว โดยการปรับแรงดัน และความถี่ของแหล่งจ่ายไฟ พร้อมทั้งชนิดของเครื่องควบคุมความเร็วแบบต่าง ๆ ซึ่งเป็นพื้นฐานในการนำไปใช้ออกแบบเครื่องขับนำ สำหรับควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ

มอเตอร์เหนี่ยวนำประกอบด้วยส่วนสำคัญ 2 ส่วน คือ ส่วนอยู่นิ่ง (STATOR) และส่วนหมุน (ROTOR) ส่วนหมุนจะทำหน้าที่รับพลังงาน จากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ ผ่านส่วนอยู่นิ่ง โดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำ ซึ่งขดลวดของส่วนอยู่นิ่งทำหน้าที่สร้างสนามแม่เหล็กที่มีค่าคงที่ขึ้นในช่องอากาศ (AIR GAP) ระหว่างส่วนอยู่นิ่ง กับ ส่วนหมุน และหมุนด้วยความเร็ว ซึ่งโครนัส (SYNCHRONOUS)

	$\omega_s = 2\pi (2f/p)$	เรเดียนต่อวินาที	(2.1)
เมื่อ	$\omega_s$	เป็นความเร็วซึ่งโครนัสของสนามแม่เหล็ก	
	$f$	เป็นความถี่ของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ	
	$p$	เป็นจำนวนขั้วแม่เหล็กที่เกิดขึ้นจากการพันขดลวดบนส่วนอยู่นิ่ง	

เมื่อมอเตอร์หมุนกระแสในส่วนหมุน  $I_2$  จะมีเฟสตามหลังแรงเคลื่อนไฟฟ้าในส่วนหมุนด้วย มุมเฟส  $\theta_2$  ซึ่งมอเตอร์นี้มีแรงหมุน เป็นสัดส่วนกับกระแสองค์ประกอบของส่วนที่มีเฟสทับกันในส่วนหมุน คือ  $I_2 \cos \theta_2$  และแรงหมุนนี้ยังมีค่า เป็นสัดส่วนกับฟลักซ์ในช่องอากาศ ดังนั้น โดยทั่ว ๆ ไปเราจะเขียนสมการของแรงบิดได้ว่า

$$T = K_T \phi I_2 \cos \theta_2 \quad (2.2)$$

เมื่อ  $K_T$  เป็นค่าคงที่  
 $\phi$  เป็นค่าฟลักซ์สูงสุดต่อหนึ่งขั้วแม่เหล็กของมอเตอร์  
 $I_2$  เป็นกระแสในส่วนหมุน  
 $\theta_2$  เป็นมุมระหว่างแรงดันและกระแสในส่วนหมุน

เมื่อจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับรูปไซน์ ที่มีขนาดเท่ากับ  $V \sin 2 \pi ft$  เข้าที่ขั้วลวดของส่วนอยู่หนึ่ง จะทำให้เกิดฟลักซ์แม่เหล็กหมุนมีขนาด (ไม่คิดความต้านทานของขดลวด) ตามสมการ

$$V \sin 2 \pi ft = -Kd \phi / dt \quad (2.3)$$

จะได้  $d\phi = -(V/K) \sin 2 \pi ft dt \quad (2.4)$

$$d\phi = -(V/K) \sin 2 \pi ft dt \quad (2.5)$$

$$\phi = K_1 (V/f) \cos 2 \pi ft \quad (2.6)$$

นั่นคือ ขนาดของฟลักซ์แม่เหล็กหมุนในช่องอากาศจะเท่ากับ

$$\phi = K_2 (V/f) \quad (2.7)$$

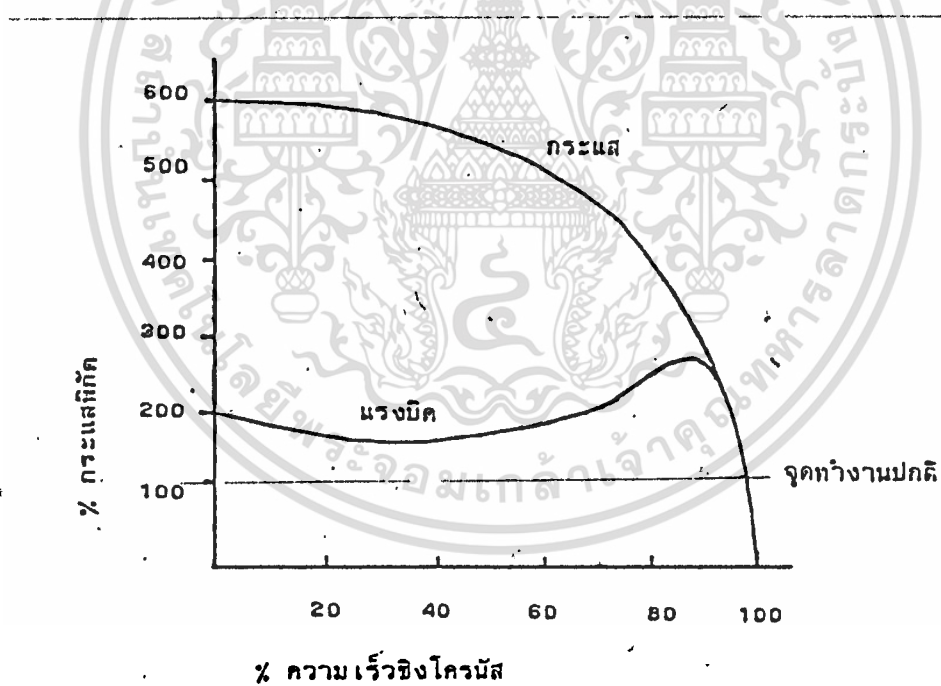
สมการนี้แสดงว่า ฟลักซ์แม่เหล็กจะเป็นสัดส่วนกับแรงดันต่อความถี่ และเพื่อรักษาให้ฟลักซ์มีค่าคงที่ เราต้องปรับค่าแรงดัน ให้เป็นสัดส่วนโดยตรงกับความถี่ หรือรักษาอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ ให้คงที่ วิธีการแบบนี้ เรียกว่า "วิธีโวลต์ต่อเฮิรตซ์คงที่" จะทำให้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามารถทำงานที่แรงบิดที่เหมาะสมที่สุด

ในกรณีที่ความต้านทานของขดลวดของมอเตอร์มีค่าน้อยมาก สามารถละเลยได้ ศักย์ตกคร่อมความต้านทานของขดลวด จะมีค่าเท่ากับศูนย์ โดยประมาณ แรงดันกระแสสลับที่ป้อนเข้ามอเตอร์จะมีค่าเท่ากับแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในมอเตอร์ โดยการเหนี่ยวนำ แต่ในกรณีที่ความต้านทานของขดลวดมีค่ามาก ก็จะไม่สามารถละเลย ศักย์ตกคร่อมความต้านทานนี้ได้ และถ้าความถี่มีค่าน้อยด้วย ศักย์ตกคร่อมความต้านทานจะมีขนาดใหญ่ขึ้น

เปรียบเทียบกับขนาดของแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้น ซึ่งเป็นสาเหตุทำให้ฟลักซ์ในช่องอากาศมีค่าลดลง และเป็นผลทำให้มอเตอร์มีแรงบิดลดลงด้วย ดังนั้นในการปฏิบัติสำหรับความถี่ที่ต่ำกว่า 20 เฮิร์ตซ์ โดยประมาณแล้ว เราต้องรักษาแรงบิดที่ความเร็วต่ำไว้ให้ดีด้วยการเพิ่มค่า "โวลต์ต่อเฮิร์ตซ์" ให้มีค่าสูงขึ้นที่ความถี่ต่ำ.

## 2.2 ลักษณะสมบัติของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

ถ้าเริ่มสตาร์ทมอเตอร์ โดยการป้อนกระแสไฟฟ้าตามอัตราปกติเข้ามอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรงกระรอก ขณะอยู่นิ่ง โดยทั่ว ๆ ไป จะมีกระแสไหลเข้ามอเตอร์ประมาณ 5 หรือ 6 เท่าของกระแสพิกัด และจะทำให้เกิดแรงบิด ขณะเริ่มตามปกติประมาณ 1.5 ถึง 2 เท่าของแรงบิดที่พิกัด รูปที่ 2.1 แสดงลักษณะสมบัติระหว่างความเร็ว แรงบิดและกระแสโดยปกติของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่งทำงานที่แรงดันไฟฟ้าและความถี่ที่



รูปที่ 2.1 แสดงลักษณะสมบัติของความเร็ว แรงบิดและกระแสของมอเตอร์



รูปที่ 2.2 เส้นโค้งลักษณะสมบัติระหว่างแรงบิดกับความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำขณะกำลังทำงานด้วยแรงดันคงที่จากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับที่มีความถี่คงที่ ตรงจุดที่ให้แรงบิดสูงสุด เรียกว่า "แรงบิดทลาย" (BREAKDOWN TORQUE) และค่าความถี่ของส่วนหมุนตรงจุดทลายเรียกว่า "ความถี่ทลายของการหมุน" ถ้าแรงบิดมีค่าใหญ่เกินกว่าค่าแรงบิดสูงสุดจะทำให้มอเตอร์มีความเร็วลดค่าต่ำลงจนกระทั่งหยุดนิ่ง

ถ้ามอเตอร์หมุนกลับในทิศที่สวนทางกับการหมุนในทิศฟอร์เวิร์ด ของสนามแม่เหล็กกลิ้ง จะมีค่าใหญ่เกินกว่า 1 และแรงหมุนได้กลับ จะเกิดขึ้นต่อต้านกับการหมุนของมอเตอร์ ปรากฏการณ์นี้จะเกิดขึ้นเมื่อเรากลับลำดับของเฟส (PHASE SEQUENCE) ของสายไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นเหตุ ให้สนามแม่เหล็กในช่องอากาศหมุนกลับทิศทาง เป็นผลให้มอเตอร์หยุดหมุนอย่างรวดเร็ว และถ้ายังคงปล่อยสายไฟฟ้าไว้ในสภาวะเช่นนี้ ในไม่ช้า มอเตอร์จะเริ่มหมุนกลับทางต่อไปด้วยความเร็วเพิ่มสูงขึ้น วิธีการนี้เป็นวิธีการเบรกหรือวิธีการหมุนมอเตอร์กลับทางอย่างรวดเร็วซึ่งเรียกว่า "ปลั๊กกิ้ง" (PLUGGING) และบริเวณที่ เส้นโค้งลักษณะสมบัติมีคุณสมบัติดังนี้ เรียกว่า "อาณาบริเวณปลั๊กกิ้ง"

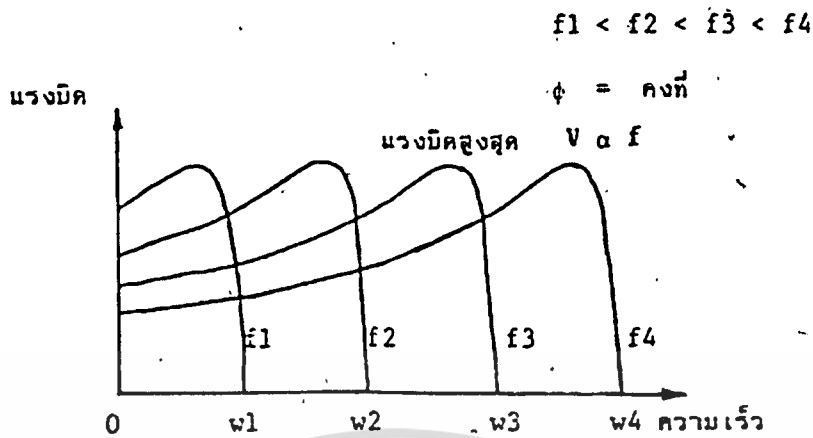


รูปที่ 2.2 เส้นโค้งลักษณะสมบัติระหว่างแรงบิด กับความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

ขณะที่มอเตอร์กำลังหมุนในทิศทางเร็วปกติ ถ้าเราใช้วิธีทางกลเข้าช่วยขับเคลื่อนให้ส่วนหมุนของมอเตอร์หมุนเร็วขึ้นกว่าอัตราเร็วปกติ เข้าสู่ความเร็วซิงโครนัส (SUPER SYNCHRONOUS SPEED) สลิมมีค่าเป็นลบแล้ว มอเตอร์นี้จะเปลี่ยนหน้าที่กลับเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้า โดยเปลี่ยนพลังงานป้อนเข้าที่เพลลา ให้กลายเป็นพลังงานไฟฟ้าส่งกลับเข้าสู่แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ ดังนั้นเราอาจต่อเส้นโค้งออกไปในทิศทางที่มีความเร็วสูงกว่าความเร็ว ซึ่งโครนัส เข้าสู่อาณาบริเวณแห่งการปฏิบัติการเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ถ้าหากสามารถเปลี่ยนความถี่ของแหล่งจ่ายไฟฟ้าได้ เราอาจปรับมอเตอร์ให้เข้าสู่อาณาบริเวณแห่งการปฏิบัติการ เป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้าได้อีกวิธีหนึ่ง ด้วยการลดความถี่ลงอย่างรวดเร็ว โดยมอเตอร์จะถูกจุดให้หมุนต่อไปด้วยความเฉื่อย พลังงานจลน์ของมวล ที่อยู่ในส่วนหมุน (รวมโพลิตัวด้วย) จะเปลี่ยนกลับเป็นพลังงานไฟฟ้า ป้อนกลับเข้าแหล่งจ่ายไฟฟ้า ทำให้เกิดเป็นแรงหมุน ได้กลับขึ้นในมอเตอร์ แล้วมอเตอร์จะหมุนช้าลง หรือหยุด ซึ่งเป็นการหยุดแบบรีเจนเนอเรทีฟ เบรกกิง (REGENERATIVE BRAKING) แต่ถ้าทำให้พลังงานไฟฟ้าที่ป้อนกลับมาสูญเสียไปในความต้านทาน แทนที่จะป้อนกลับเข้าแหล่งจ่ายไฟฟ้างี้จะเรียกว่า "การหยุดแบบพลวัต" (DYNAMIC BRAKING)

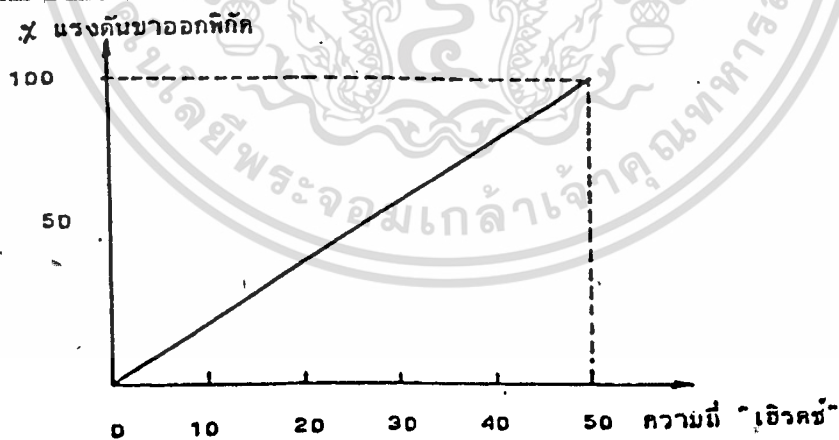
### 2.3 ลักษณะสมบัติของเครื่องควบคุมความเร็วโดยการปรับค่าแรงดันไฟฟ้า และความถี่ของแหล่งจ่ายไฟ

เพื่อให้กำเนิดแรงบิดที่คงที่ เครื่องควบคุมความเร็ว จะต้องทำให้ค่าของฟลักซ์ในช่องอากาศคงที่ ตามรูปที่ 2.3 แสดงลักษณะสมบัติของแรงบิดของมอเตอร์ที่ความถี่ต่าง ๆ โดยรักษาแรงบิดทลายให้คงที่ด้วยการปรับค่า "โวลต์ต่อเฮิรตซ์" ให้คงที่ ลักษณะสมบัติเช่นนี้ทำให้มอเตอร์เหนียวเข้าเหมาะสมกับงานขับเคลื่อนโพลิตัวที่มีแรงบิดคงที่ให้มีอัตราเร็วต่าง ๆ

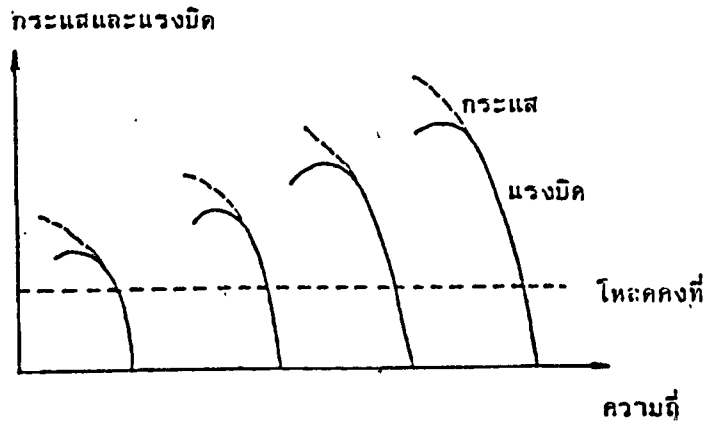


รูปที่ 2.3 ลักษณะสมบัติระหว่างแรงบิดกับความเร็วของมอเตอร์ หนึ่งวินาทีที่ความถี่ต่าง ๆ ของแหล่งจ่ายไฟฟ้า มีอพลีการในช่องอากาศที่มีค่าคงที่

ในการปฏิบัติเมื่อเรากำหนดให้เครื่องควบคุมมีอัตราส่วนของ "โวลต์ต่อเฮิรตซ์" คงที่ ดังในรูปที่ 2.4 เมื่อความถี่เปลี่ยนไปมอเตอร์จะมีลักษณะของความเร็ว แรงบิด และกระแสไฟฟ้าสำหรับแต่ละความถี่แสดงในรูปที่ 2.5

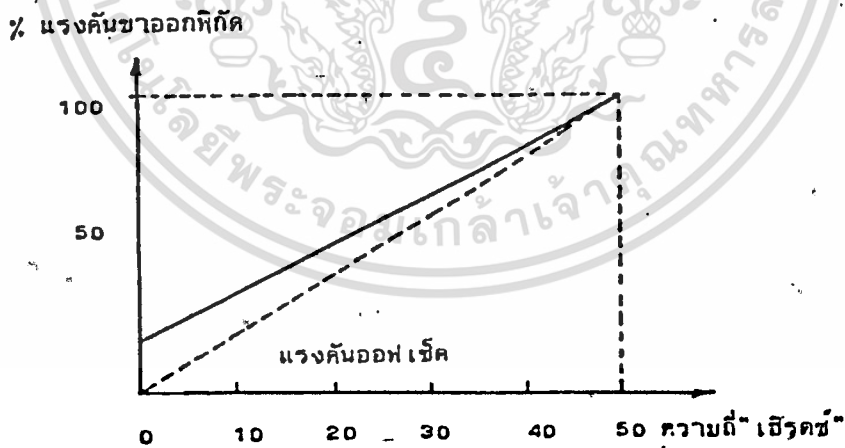


รูปที่ 2.4 ลักษณะของ "โวลต์ต่อเฮิรตซ์"



รูปที่ 2.5 แรงบิดและกระแสกับความเร็วที่โหลคคงที่และไม่มีแรงดันออฟเซ็ท

เมื่อความถี่ลดลง ค่าแรงบิดสูงสุด จะลดลงสาเหตุเกิดจากแรงดันตกคร่อมที่ความต้านทานของขดลวดตัวขุ่นจะมีขนาดใหญ่ขึ้น เมื่อเทียบกับแรงดันขาออกที่ความถี่ต่ำมีผลไปทำให้ฟลักซ์ในช่องอากาศมีค่าลดลง และแรงบิดจะลดลงด้วย การลดลงของแรงบิดสูงสุดที่เราสามารถเอาชนะได้ โดยการเพิ่มแรงดันไฟฟ้าที่ความถี่ต่ำนี้เรียกว่า "แรงดันออฟเซ็ท" (OFFSET VOLTAGE) ค่าแรงดันไฟฟ้านี้จะไปชดเชยแรงดันตกคร่อมในขดลวดของส่วนขุ่นนี้ได้ จะได้ลักษณะของ "โวลต์ต่อเฮิรตซ์" ดังรูปที่ 2.6 เมื่อปรับค่าแรงดันออฟเซ็ทแล้ว มอเตอร์จะทำงานที่แรงบิดคงที่ตลอดช่วงที่ความเร็ว



รูปที่ 2.6 "โวลต์ต่อเฮิรตซ์" เมื่อมีการชดเชยแรงดันไฟฟ้า

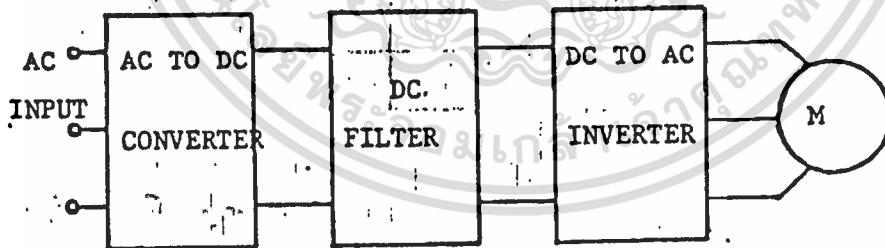
## 2.4 ชนิดของเครื่องควบคุมความเร็วแบบปรับความถี่

เครื่องควบคุมความเร็วแบบปรับความถี่ จะประกอบไปด้วยคอนเวอร์เตอร์ วงจรกรอง และอินเวอร์เตอร์ ตามรูปที่ 2.7 เป็นบล็อกไดอะแกรมของภาคจ่ายกำลังของเครื่องควบคุมความเร็ว

2.4.1 คอนเวอร์เตอร์ (CONVERTER) เป็นวงจรเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าให้เป็นรูปแบบต่าง ๆ ซึ่งในที่นี้คอนเวอร์เตอร์จะหมายถึงเครื่องเรียงกระแส (RECTIFIER) ซึ่งเปลี่ยนกำลังไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นกำลังไฟฟ้ากระแสตรง

2.4.2 วงจรกรอง (DC.FILTER) ทำหน้าที่กรองกระแส และแรงดันที่ไดจากวงจรเรียงกระแสจะยังมีส่วนประกอบกระแสสลับ หรือระลอกคลื่นปนอยู่เป็นปริมาณสูงไม่เหมาะที่จะนำไปใช้ เราจะนำมากผ่านวงจรกรองเพื่อให้เหลือแต่ส่วนประกอบของไฟตรง

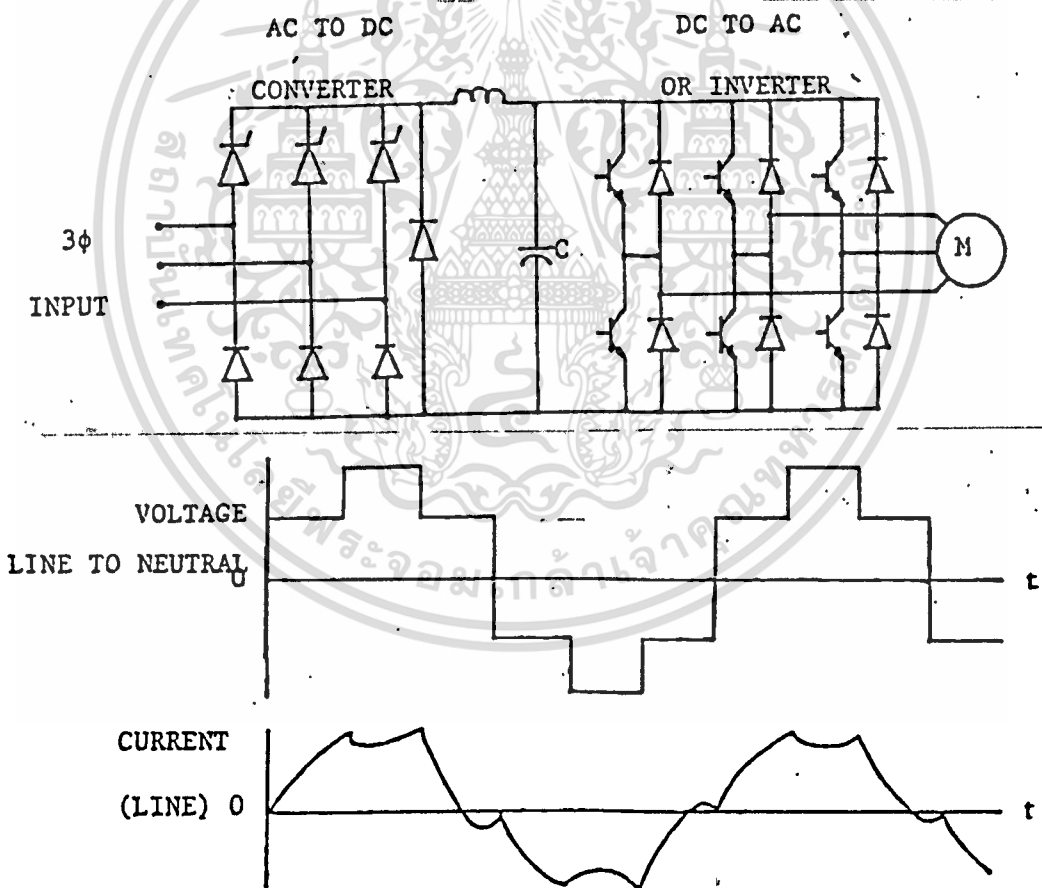
2.4.3 อินเวอร์เตอร์ (INVERTER) เป็นเครื่องเปลี่ยนกำลังไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นกำลังไฟฟ้ากระแสสลับ



รูปที่ 2.7 บล็อกไดอะแกรมภาคจ่ายกำลังของเครื่องควบคุมแบบปรับความถี่

เครื่องควบคุมความเร็วแบบปรับความถี่ โดยทั่วไปจะมีอยู่ 3 แบบ ดังนี้

1. เครื่องควบคุมความเร็ว แบบแหล่งพลังงานเป็นแหล่งแรงดันปรับค่าได้ (VARIABLE-VOLTAGE INPUT CONTROLLER) เครื่องควบคุมความเร็วแบบนี้ จะใช้อินเวอร์เตอร์ที่ใช้แหล่งพลังงานเป็นแหล่งแรงดัน โดยใช้วงจรเรียงกระแส ที่มีการควบคุมเป็นคอนเวอร์เตอร์ วิธีการนี้จะใช้ ไทริสเตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ ที่ทำหน้าที่เรียงกระแส ซึ่งมีการควบคุมการจุดชนวนด้วย วิธีควบคุมเฟส เป็นผลให้ได้แรงดันกระแสตรงที่เปลี่ยนค่าได้ เพื่อให้ได้อัตราส่วนของโวลต์ต่อเฮิร์ตซ์ ตามต้องการแรงดันกระแสตรงนี้จะถูกกรองโดยวงจรกรอง ซึ่งประกอบไปด้วยตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งมีขนาดใหญ่ เพื่อให้แรงดันกระแสตรงที่ได้มีค่าราบเรียบก่อนป้อนเข้าอินเวอร์เตอร์ ความถี่ของแรงดันขามอกจะถูกกำหนด โดยการสวิตช์ของทรานซิสเตอร์หรือไทริสเตอร์ ในส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์ ในรูปที่ 2.8 แสดงวงจรของเครื่องควบคุมชนิดนี้ พร้อมทั้งรูปคลื่น ของแรงดันและกระแสขาออก ซึ่งเป็นรูปคลื่นบันได 6 ขั้น

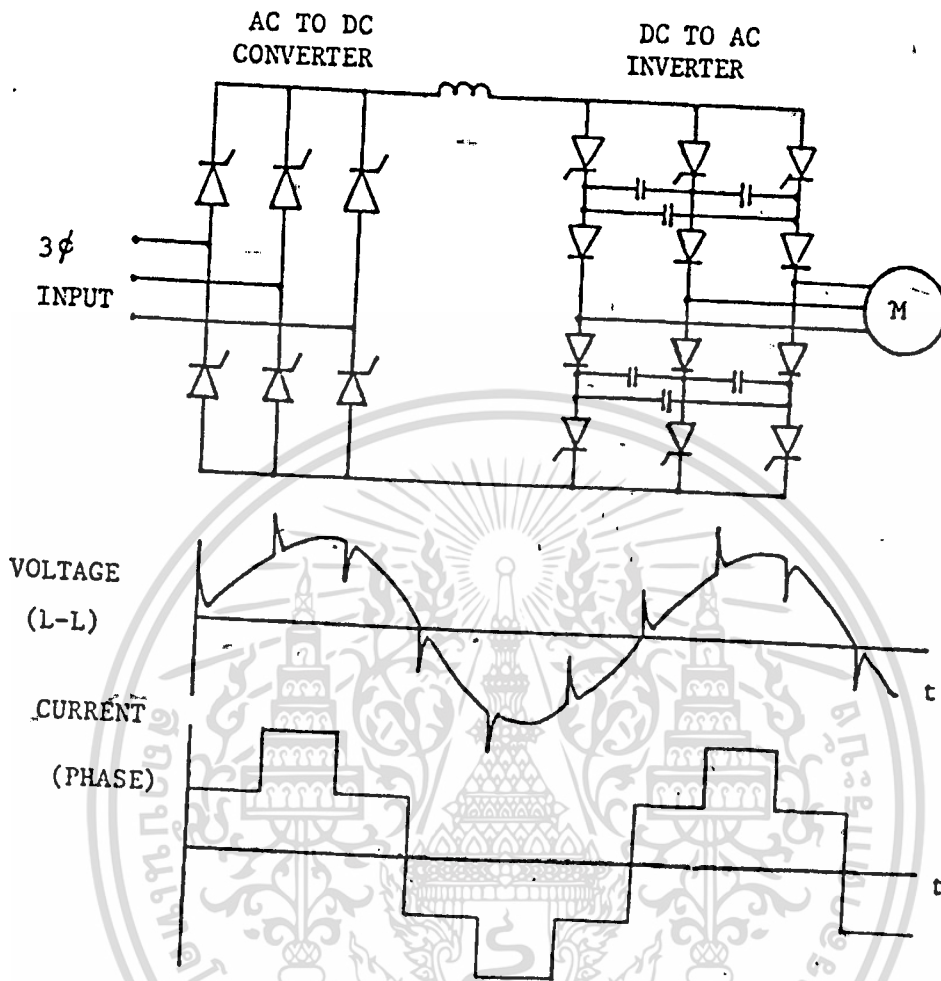


รูปที่ 2.8 เครื่องควบคุมความเร็วแบบแหล่งพลังงานเป็นแหล่งแรงดันปรับค่าได้

เครื่องควบคุมแบบนี้ จะมีแรงดันฮาร์โมนิกส์เกิดขึ้น และผลลัพธ์ของกระแสฮาร์โมนิกส์ จะขึ้นอยู่กับอิมพีแดนซ์ของโหลดที่ความถี่ของฮาร์โมนิกส์ กระแสของฮาร์โมนิกส์นี้ จะถูกจำกัดโดยค่ารีแอคแตนซ์รั่ว (LEAKAGE REACTANCE) ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำ ชนิดที่มีค่ารีแอคแตนซ์รั่วสูง จะมีกระแสฮาร์โมนิกส์ต่ำ ทำให้เกิดการสูญเสีย เนื่องจากฮาร์โมนิกส์น้อย

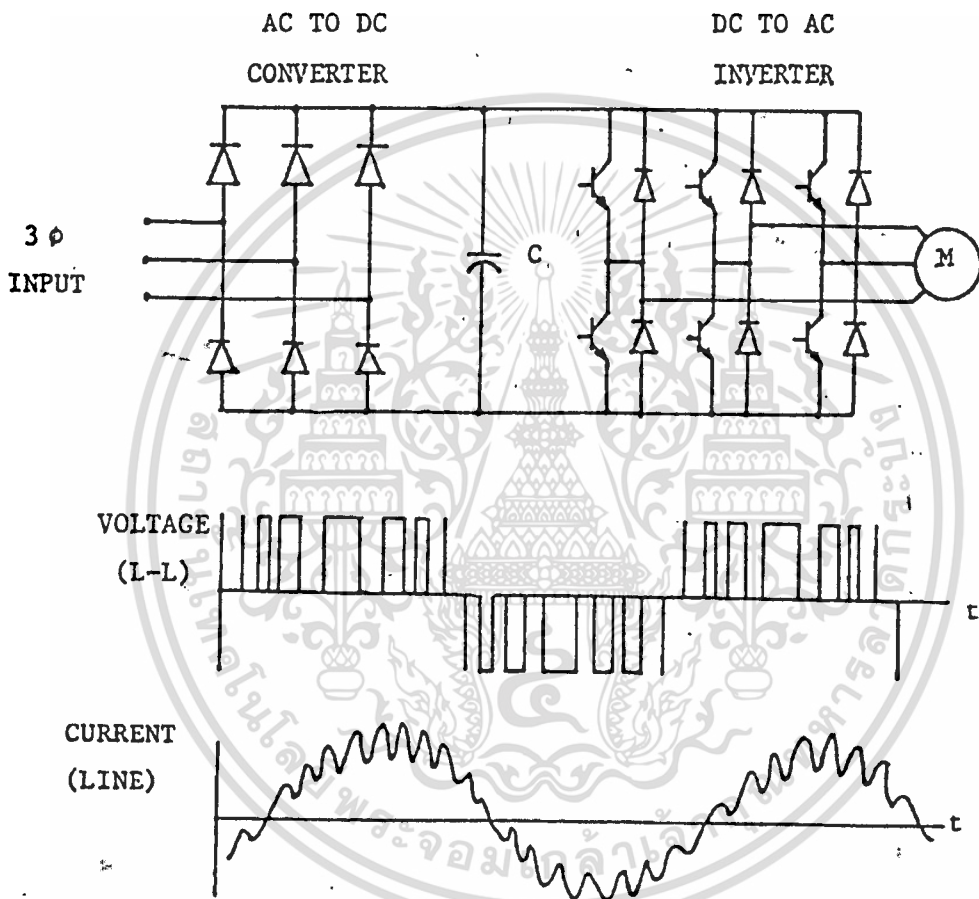
2. เครื่องควบคุมความเร็วแบบแหล่งพลังงานเป็นแหล่งกระแส (CURRENT SOURCE INPUT CONTROLLER) เครื่องควบคุมความเร็วแบบนี้ จะใช้อินเวอร์เตอร์ชนิดที่ใช้แหล่งพลังงานเป็นแหล่งกระแส และใช้วงจรเรียงกระแสที่มีการควบคุมเป็นคอนเวอร์เตอร์ โดยการใช้ทรานซิสเตอร์ จำนวน 6 ตัว เป็นคอนเวอร์เตอร์ ทำหน้าที่เรียงกระแส ซึ่งมีการควบคุมการจุดชนวนด้วยวิธีควบคุมเฟส ทำให้ได้แรงดันกระแสตรงที่ต้องการ หลังจากนั้น จะผ่านวงจรกรองซึ่งมีตัวเหนี่ยวนำขนาดใหญ่ เพื่อให้ได้กระแสคงที่ และทำหน้าที่เสมือนเป็นแหล่งกระแส วงจรอินเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่สวิตซ์ทำให้เกิดกระแสสลับที่แปรความถี่ได้ และแรงดันของมอเตอร์ จะเป็นไปตามกระแสในรูปที่ 2.9 แสดงวงจรของเครื่องควบคุมชนิดนี้ พร้อมทั้งรูปคลื่นของแรงดันและกระแสขาออก ซึ่งเป็นอินพุตได้ 6 ชั้น

เครื่องควบคุมแบบนี้จะทำให้เกิดกระแสฮาร์โมนิกส์ ซึ่งทำให้มีแรงดันฮาร์โมนิกส์เกิดขึ้น และแรงดันฮาร์โมนิกส์จะถูกจำกัด โดยค่ารีแอคแตนซ์รั่วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำชนิดที่มีค่ารีแอคแตนซ์รั่วต่ำ จะทำให้ค่าแรงดันฮาร์โมนิกส์ต่ำ และการสูญเสียเนื่องจากฮาร์โมนิกส์จะน้อย



รูปที่ 2.9 เครื่องควบคุมความเร็วแบบแหล่งพลังงานเป็นแหล่งกระแส

3. เครื่องควบคุมความเร็วแบบมอดูเลตความกว้างพัลส์ (PULSE WIDTH MODULATION CONTROLLER) เครื่องควบคุมความเร็วแบบนี้ จะใช้อินเวอร์เตอร์ที่ควบคุมการสวิตช์ โดยวิธีการมอดูเลตความกว้างพัลส์ วงจรเรียงกระแสจะใช้ไดโอดจำนวน 6 ตัว และใช้ตัวเก็บประจุเป็นวงจรกรอง เพื่อกำหนดแรงดันกระแสตรงที่คงที่ ในภาคของอินเวอร์เตอร์จะถูกควบคุมการสวิตช์ เพื่อให้ได้แรงดันและความถี่ที่แปรค่าได้ตามต้องการ ในรูปที่ 2.10 แสดงวงจรของเครื่องควบคุมความเร็วแบบมอดูเลตความกว้างพัลส์ พร้อมทั้งรูปคลื่นของแรงดันและกระแสขาออก



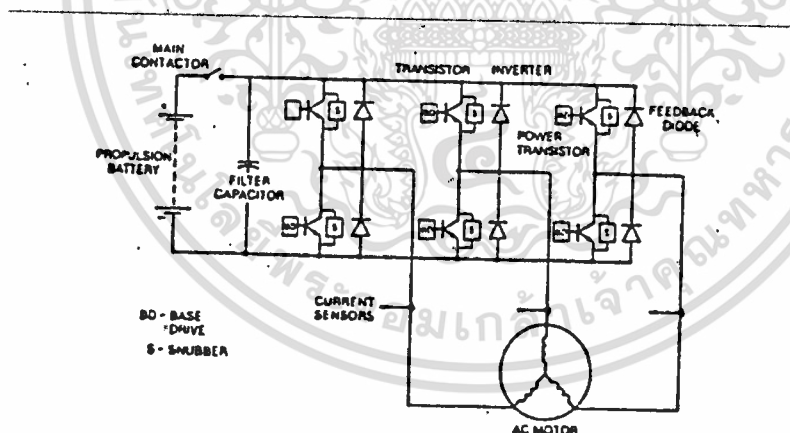
รูปที่ 2.10 เครื่องควบคุมความเร็วแบบมอดูเลตความกว้างพัลส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

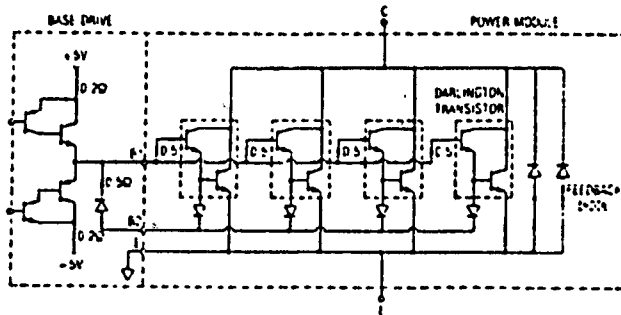
เครื่องควบคุมชนิดนี้จะทำให้เกิดแรงดันฮาร์มอนิกส์ เช่นเดียวกับเครื่องควบคุมความเร็วแบบแหล่งพลังงานเป็นแหล่งแรงดัน ฮาร์มอนิกส์ที่เกิดขึ้นจะขึ้นอยู่กับความถี่ของการสวิตช์ซึ่ง เราสามารถกำหนดได้ทำให้สามารถกำจัดฮาร์มอนิกส์ที่ไม่ต้องการให้เกิดขึ้นออกไปได้ โดยทั่ว ๆ ไปฮาร์มอนิกส์ของเครื่องควบคุมแบบนี้ จะน้อยกว่าฮาร์มอนิกส์ของเครื่องควบคุมความเร็วแบบแหล่งพลังงานเป็นแหล่งแรงดันแปรค่าได้มาก และถ้านำไปใช้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำที่มีคาร์บอนแกนซี่ร่วสูง จะทำให้เกิดกระแสฮาร์มอนิกส์น้อยมาก ทำให้การสูญเสียน้อย

## 2.5 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบมอดูเลตความกว้างพัลส์

วงจรอินเวอร์เตอร์แบบมอดูเลตความกว้างพัลส์ โดยทั่ว ๆ ไป มักจะนิยมใช้ทรานซิสเตอร์กำลังเป็นสวิตช์ รูปที่ 2.11 เป็นการพัฒนางจรอินเวอร์เตอร์โดยใช้ทรานซิสเตอร์กำลัง เพื่อใช้ในการขับนำมอเตอร์เหนี่ยวนำ ดังแสดงในรูป



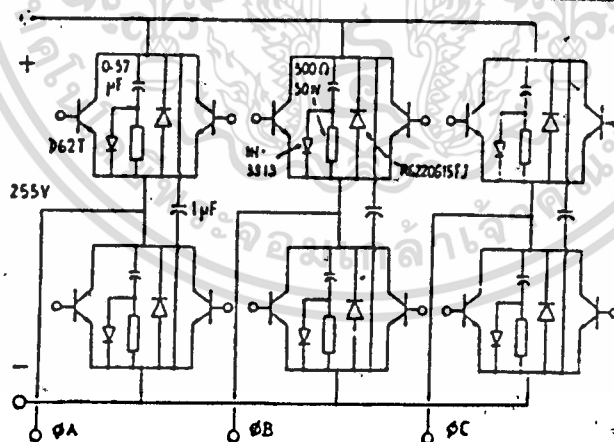
### ก. ภาคกำลังของอินเวอร์เตอร์



ข. วงจรขับนำเบสและ โมดูลกำลัง

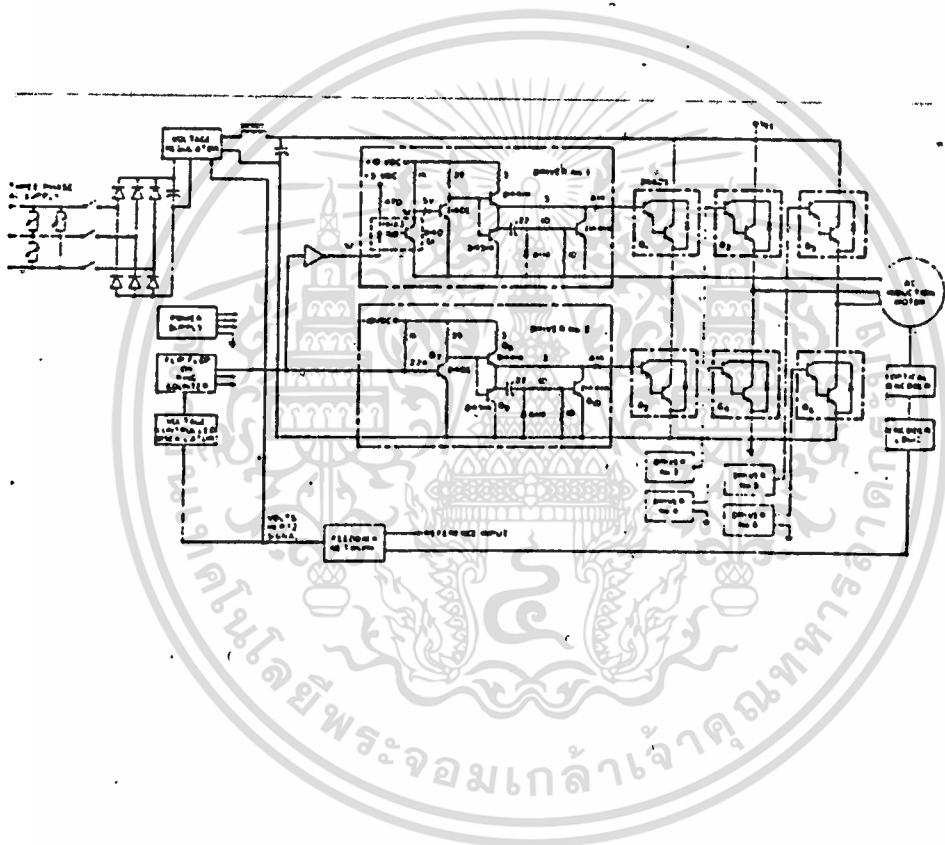
รูปที่ 2.11 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบใช้ทรานซิสเตอร์กำลัง ในการขับนำมอเตอร์เหนี่ยวนำ

วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ทรานซิสเตอร์ สามารถจ่ายกำลังขาออกสูงถึงหลายร้อย kVA เทคนิคการมอดูเลตมีทั้งแบบขั้นบันได 6 ขั้น (SIX-STEP) แบบมอดูเลตแอมพลิจูดของพัลส์ (PAM) และแบบมอดูเลตความกว้างพัลส์ (PWM) รูปที่ 2.12 เป็นการออกแบบ และสร้างอินเวอร์เตอร์ ขนาด 30 kVA ซึ่งใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิตช์ โดยมีสัญญาณขาออกเป็นแบบขั้นบันได 6 ขั้น (SIX-STEP) และใช้ขับนำมอเตอร์ที่ความถี่ 400 Hz



รูปที่ 2.12 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบขั้นบันได 6 ขั้น โดยใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิตช์

รูปที่ 2.13 เป็นการออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์แบบมอดูเลตความกว้างพัลส์ โดยใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิตช์ วงจรตามรูปเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์แบบมอดูเลตความกว้างพัลส์พร้อมทั้งวงจรควบคุมความเร็วของมอเตอร์



รูปที่ 2.13 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบมอดูเลตความกว้างพัลส์ โดยใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิตช์

วงจรอินเวอร์เตอร์

วงจรอินเวอร์เตอร์ ทำหน้าที่แปลงผันไฟฟ้าจากไฟกระแสตรง เป็นไฟกระแสสลับ และสามารถปรับแรงดัน และความถี่ของ ไฟสลับได้ตัวอย่างการใช้งานอินเวอร์เตอร์ ได้แก่

1. แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสำรอง เมื่อแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับหลัก เกิดขัดข้องขึ้น ซึ่งเรียกแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับนี้ว่า STAND-BY POWER SUPPLIES หรือ UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLIES ใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรองสำหรับ เครื่องมือที่สำคัญ เช่น คอมพิวเตอร์ โดยเมื่อแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับหลักเกิดขัดข้อง TRANSFER SWITCH จะต่อระบบอินเวอร์เตอร์จ่ายไฟกระแสสลับแทนแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับหลัก โดยแปลงไฟจากแบตเตอรี่

2. ใช้ควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสสลับ โดยการเปลี่ยนความถี่ เมื่อ ความถี่ของ ไฟฟ้ากระแสสลับเปลี่ยนแปลง ความเร็วของมอเตอร์จะเปลี่ยนแปลงตามสมการ

$$N = 120 \cdot f / P$$

โดย N = ความเร็วรอบเป็นรอบต่อนาที  
 f = ความถี่ของแหล่งจ่ายไฟเป็นไซเคิลต่อวินาที  
 และ P = จำนวนโพลของมอเตอร์

ในการควบคุมนี้จะต้องรักษาให้อัตราส่วนของแรงดันต่อความถี่ที่จ่ายเข้ามอเตอร์จะต้องคงที่ เมื่อต้องการใช้แรงบิด (TORQUE) คงที่ทุก ๆ ความเร็วที่เปลี่ยนแปลง

3. ใช้แปลงไฟฟ้า จากระบบส่งกำลังไฟฟ้าแรงสูงชนิดไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับ เพื่อจ่ายให้กับผู้ใช้

4. ใช้ในเตาอบเหล็กที่ใช้ความถี่สูง ซึ่งใช้หลักการเหนี่ยวนำด้วยสนามแม่เหล็กทำให้ร้อน (INDUCTION HEATING)

๒๑๑

เมื่อใช้อินเวอร์เตอร์ขับนำมอเตอร์เหนี่ยวนำ เรามีความจำเป็นที่จะต้องควบคุมแรงดันไฟกระแสสลับที่ขาออกของอินเวอร์เตอร์ ดังที่ได้กล่าวมาจากบทที่แล้วว่าจะต้องควบคุมให้อัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ที่มีค่าคงที่ ดังนั้นเมื่อทำการเปลี่ยนความถี่ก็ต้องเปลี่ยนค่าแรงดันด้วย เพื่อให้ฟลักซ์มีค่าคงที่โดยประมาณ หรือในกรณีของแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับอาจจะต้องควบคุมให้แรงดันคงที่ และเชื่อถือได้ แม้ว่าแรงดันไฟกระแสตรงที่ขาเข้าจะเปลี่ยนแปลงไป

เพื่อประสิทธิภาพในการแปลงผันพลังงาน การทำงานของอินเวอร์เตอร์จะเป็นลักษณะการทำงานแบบสวิตชิงไม่เป็นแบบเชิงเส้น ดังนั้น รูปคลื่นของสัญญาณแรงดันไฟสลับมักจะมีลักษณะเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม หรือลักษณะอื่นที่ไม่ใช่ไซน์ (ยกเว้นว่าจะมีการกรองหรือการใช้เทคนิคอื่น เพื่อปรับสัญญาณรูปคลื่นให้เกือบเป็นไซน์) อย่างไรก็ตามการใช้งานอินเวอร์เตอร์ในหลายกรณี จะมีฮาร์โมนิกส์ที่เข้ามาปนกับแรงดันขาออก ทำให้มีผลเสียต่อสมรรถนะของระบบ เช่น ในการขับนำมอเตอร์เหนี่ยวนำจะเกิดกำลังสูญเสีย ซึ่งทำให้มอเตอร์ร้อน และยังทำให้แรงบิดของมอเตอร์เกิดการกระเพื่อม (TORQUE PULSATION) ดังนั้นเราจะต้องศึกษาวิธีที่จะลดฮาร์โมนิกส์ของสัญญาณไฟกระแสสลับด้วย โดยต้องคำนึงถึงว่า เทคนิคที่ใช้ นั้นจะต้องไม่ซับซ้อนจนเกินไป เพื่อการใช้งานที่เหมาะสม

สำหรับอินเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังไม่สูงนัก เช่น 10 KVA อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ อาจใช้เป็นแบบ เฟสเดียว แต่สำหรับอินเวอร์เตอร์กำลังสูง ถ้าเป็นแบบสามเฟส จะมีสมรรถนะดีกว่า

องค์ประกอบที่สำคัญของอินเวอร์เตอร์ก็คือ สิ่งประดิษฐ์ที่ใช้เป็นสวิตช์ ซึ่งได้แก่ ไทริสเตอร์และทรานซิสเตอร์ เป็นต้น แต่ละชนิดก็มีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันไป

ไทรซิสเตอร์ มีข้อดีคือ ทนกระแสและทนแรงดันได้สูง จุดชานวงง่าย แต่ก็มีข้อ  
ด้อยคือ ทำให้หยุดนำกระแสหรือดับได้ยาก อีกทั้งไม่สามารถสวิทซ์ที่ความถี่สูงนัก (ต่ำกว่า  
10 กิโลเฮิรตซ์)

ทรานซิสเตอร์ มีข้อดีคือ สวิทซ์ที่ความถี่ได้สูงถึง 10 กิโลเฮิรตซ์ แต่ไม่แข็งแรง  
ทนทานเท่ากับ ไทรซิสเตอร์ เรานิยมใช้ ทรานซิสเตอร์ ในกรณีอินเวอร์เตอร์ที่มีกำลัง  
ไม่สูงนัก (ต่ำกว่า 100 KVA)

### ระบบการใช้งานของอินเวอร์เตอร์

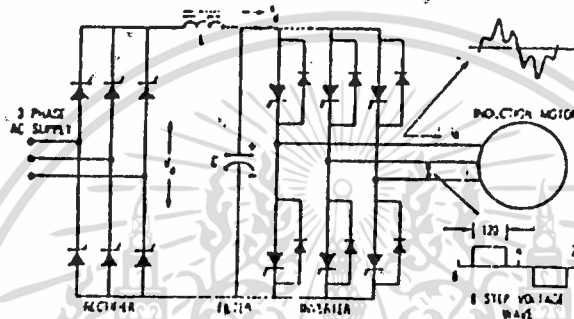
ในปัจจุบัน เราสามารถปรับความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยใช้การ  
ปรับความถี่ของแรงดันที่ใส่ให้กับสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่งอาศัย STATIC  
INVERTER และเนื่องจากสมบัติของระบบจะขึ้นอยู่กับชนิดของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ ดังนั้น  
เราอาจจะจำแนกระบบออกตามชนิดของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ได้เป็น VOLTAGE-FED  
INVERTER DRIVE และ CURRENT-FED INVERTER DRIVE

#### 3.1 VOLTAGE-FED INVERTER DRIVE

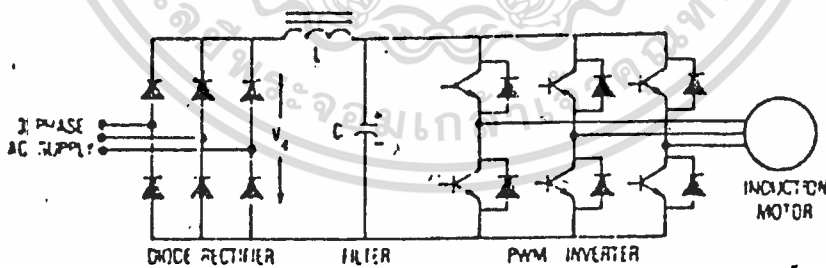
VOLTAGE-FED INVERTER โดยทั่วไปอาจจะจำแนกได้เป็น 2 ชนิดคือ  
SQUARE-WAVE INVERTER หรือ SIX-STEP INVERTER และ PULSE-WIDTH  
MODULATED (PWM) INVERTER ดังแสดงในรูปที่ 3.1 และ 3.2 ตามลำดับ การที่  
เราเรียกอินเวอร์เตอร์แบบนี้ว่าเป็น VOLTAGE-FED INVERTER ก็เนื่องจากการที่เรามี  
FILTER CAPACITOR C มีค่าใหญ่ ทำให้แรงดันเข้าของอินเวอร์เตอร์มีค่าคงที่ และ  
แรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ มีค่าไม่ขึ้นอยู่กับโหลด

SQUARE WAVE INVERTER นั้น จะควบคุมแรงดันออก โดยการควบคุม  
แรงดันไฟตรงที่จ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์ ดังนั้นวงจรด้านเข้าของ SQUARE WAVE  
INVERTER จึงต้องใช้ SCR เพื่อจะได้สามารถควบคุมแรงดันออกได้ ส่วน PWM INVERTER

นั้นจะควบคุมแรงดันออก โดยการควบคุมการสวิตช์ ซึ่งในหนึ่งคาบจะมีการสวิตช์หลายครั้ง และโดยการแปรเวลาในการสวิตช์ปิด - เปิด จะทำให้สามารถเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันออก ขวอินเวอร์เตอร์ได้ตามต้องการ ดังนั้นจึงไม่จำเป็นต้องควบคุมแรงดันไฟตรงที่จ่ายให้กับ อินเวอร์เตอร์ และโดยทั่วไปวงจรด้านขาเข้าของอินเวอร์เตอร์นั้นมิได้ใช้สำหรับให้กระแสที่ เกิดจาก REACTIVE POWER ไหลผ่านทั้งแบบ SQUARE WAVE และ แบบ PWM ก็มีข้อ ดีข้อเสียต่างกัน

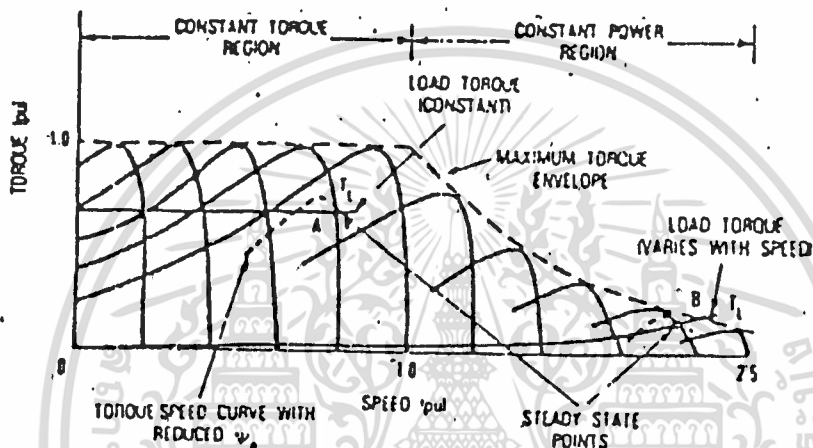


รูปที่ 3.1 SQUARE WAVE INVERTER



รูปที่ 3.2 PWM INVERTER

จากการที่เราต้องการควบคุมอัตราส่วน  $V/f$  ให้มีค่าคงที่ จากรูปที่ 3.3 แสดงกราฟของแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่แรงดันและความถี่ค่าหนึ่ง จากกราฟ จะเห็นว่าจุดการทำงานจะอยู่ที่จุดตัดระหว่างกราฟแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ กับโหนดที่จุด A และ B เป็นจุดทำงานในกรณีที่ LOAD TORQUE มีค่าคงที่ และแปรผกผันกับความเร็วตามลำดับ



รูปที่ 3.3 TORQUE-SPEED CURVE ของ IM ที่ควบคุมโดยวิธี VVVF

เนื่องจากการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยวิธีนี้ จะเป็นการแปรทั้งความถี่และแรงดัน ดังนั้นเราจะเรียกการควบคุมแบบนี้ว่าการควบคุมโดยการ VARIABLE VOLTAGE VARIABLE FREQUENCY DRIVE (VVVF) การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยวิธี VVVF นี้จะทำให้เราสามารถเร่งเครื่องจากความเร็วเป็นศูนย์ ไปสู่ความเร็วที่ต้องการ, โดยมีค่าแรงบิดสูงสุดได้

เนื่องจากแรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์ ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไม่ได้เป็น SINE WAVE ดังนั้นมอเตอร์จะได้รับแรงดันฮาร์โมนิกส์ ซึ่งจะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนใน AIR GAP ด้วยความเร็วที่สูงกว่าสนามแม่เหล็กเนื่องจาก FUNDAMENTAL

COMPONENT เมื่อมอเตอร์มีโหลดน้อย ๆ ทำให้กระแสของมอเตอร์ไม่ลดลงเท่าที่ควร เมื่อโหลดลดลงแรงดันอาร์มอนิกส์ของอินเวอร์เตอร์นี้ จะทำให้เกิดการสูญเสียในมอเตอร์มากขึ้น ดังนั้นเราจึงจำเป็นต้องนำมาพิจารณาในการเลือกขนาดของมอเตอร์ด้วย นอกจากนั้นแล้ว สนามแม่เหล็กที่เกิดจากแรงดันอาร์มอนิกส์ ซึ่งอาจจะหมุนไปทางเดียวกันหรือสวนทางกับ FUNDAMENTAL AIR GAP FLUX เกิดแรงบิดขึ้น และโดยทั่วไปจะถูกกรองออกไปเนื่องจาก INERTIA ของระบบ แต่ถ้าความถี่ของแรงบิดที่เกิดขึ้นมีค่าใกล้เคียงกับความถี่เรโซแนนซ์ของระบบเชิงกล อาจจะทำให้เกิด HUNTING อันจะเป็นผลเสียต่อระบบได้

ข้อดีของการใช้การควบคุมแรงดัน (VOLTAGE CONTROL) ก็คือ เราสามารถควบคุมแรงบิดของมอเตอร์ได้ด้วยการควบคุมความเร็ว โดยวิธีควบคุมแรงดัน จะทำได้โดยไม่ต้องมีการป้อนกลับ หรือถ้าระบบป้อนกลับเกิดผิดพลาดก็จะเป็นอันตรายต่อระบบ เพียงแต่ทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนของความเร็วขึ้นเท่านั้น

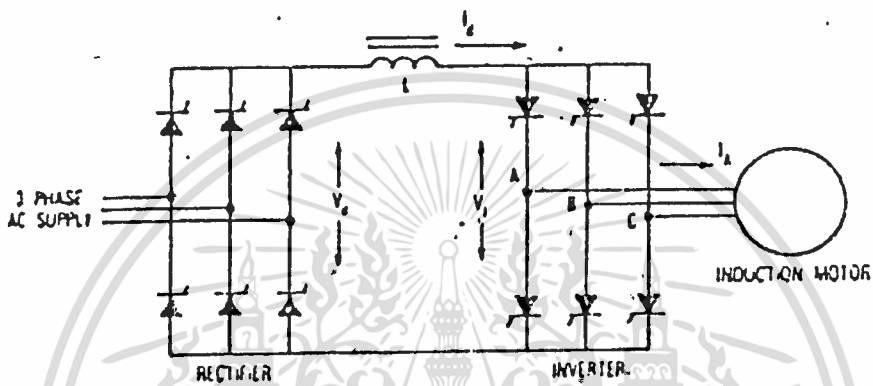
สำหรับข้อเสียของ VOLTAGE CONTROL ก็คือ หากเกิดความผิดพลาดในการควบคุมสวิตช์ จะทำให้เกิดปัญหา SHORT-THROUGH ซึ่งอาจจะทำให้ วงจรเพาเวอร์ หรือในบางครั้งวงจรควบคุมเสียหายได้

### 3.2 CURRENT-FED INVERTER

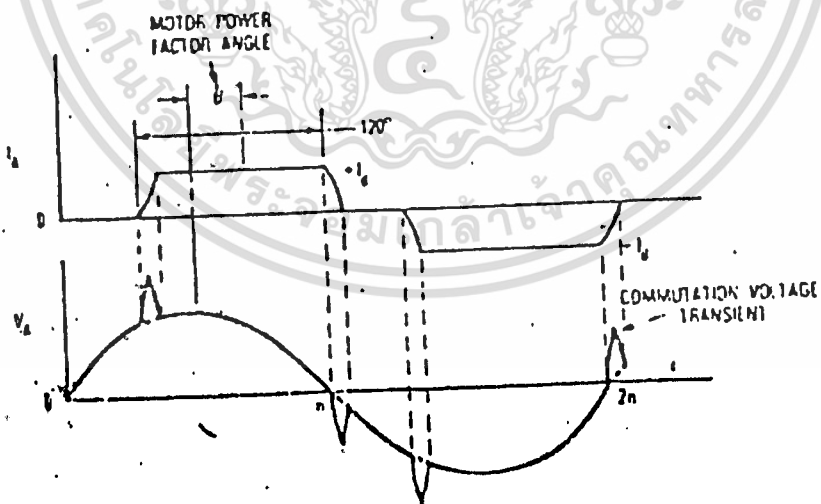
อินเวอร์เตอร์ชนิดนี้จะประกอบด้วย วงจร CONTROLLED RECTIFIER และ CURRENT FILTER CHOKE โดยไม่มีคาปาซิเตอร์เป็นวงจรทางด้านขาเข้าและมี CURRENT MODE INVERTER เป็นวงจรทางด้านออก ดังในรูปที่ 3.4

CONTROLLED RECTIFIER และ FILTER CHOKE จะทำหน้าที่เป็น VARIABLE DC ควบคุมการไหลของกระแสเข้าสู่มอเตอร์ เพื่อทำให้เกิดเป็นรูปคลื่นของกระแส 3 เฟส ซึ่งสามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ได้ รูปที่ 3.5 แสดงรูปคลื่นของกระแสและแรงดันในแต่ละเฟสของมอเตอร์ที่ขับเคลื่อนด้วย CURRENT-FED INVERTER จะเห็นได้ว่ากระแสของมอเตอร์จะมีลักษณะเป็น QUASI-SINE WAVE ซึ่งมีขนาดตอนนำกระแส

แสดงที่เท่ากับ กระแสของแหล่งกำเนิดกระแส ( $I_d$ ) เนื่องจากจะมีสวิตช์คู่เดียวเท่านั้นที่นำกระแสในแต่ละครึ่งส่วนแรงดันเฟสของมอเตอร์นั้นจะมีลักษณะเกือบจะเป็น SINE WAVE โดยจะมี SPIKE เนื่องจากการ COMMUTATION อยู่ด้วย รูปที่ 3.6 เป็นลักษณะสมบัติทอร์ก-ความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ขับเคลื่อนโดย CURRENT-FED INVERTER สำหรับกระแส  $I_d$  ต่างๆ กัน



รูปที่ 3.4 ระบบควบคุมความเร็วที่ขับเคลื่อนด้วย CURRENT-FED INVERTER



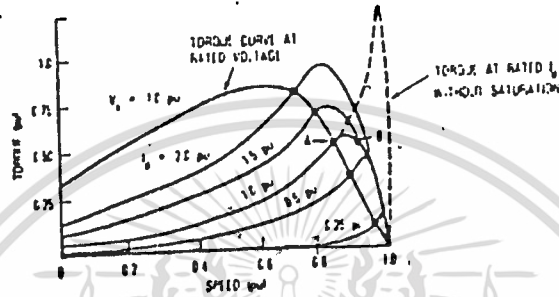
รูปที่ 3.5 ลักษณะของกระแสและแรงดันในแต่ละเฟสของมอเตอร์ที่ขับเคลื่อนด้วย CURRENT-FED INVERTER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ความถี่ค่าคงที่ จะเห็นว่าแรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำในตอนเริ่มต้นเครื่องจะมีค่าต่ำมากเมื่อเทียบกับการขับเคลื่อนโดยใช้ VOLTAGE-FED INVERTER ทั้งนี้เพราะที่ความเร็วต่ำ ๆ โรเตอร์อิมพีแดนซ์จะมีค่าต่ำทำให้แรงดันของมอเตอร์ต่ำ เมื่อแรงดันเข้าของมอเตอร์น้อย AIR GAP FLUX จะมีค่าน้อย ดังนั้นแรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำจึงต่ำ เมื่อความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำเพิ่มขึ้น แรงดันเข้าของมอเตอร์จะเพิ่มขึ้นทำให้ AIR GAP FLUX และแรงบิดเพิ่มขึ้นตาม ถ้าแกนเหล็กของมอเตอร์ไม่อิ่มตัว แรงบิดของมอเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วเมื่อความเร็วเข้าใกล้ความเร็วซิงโครนัส จากนั้นก็จะลดลงด้วยสโลปที่ชันมาก และมีค่าเป็นศูนย์เมื่อความเร็วเท่ากับความเร็วซิงโครนัส ตามเส้นกราฟที่เป็นเส้นประ (รูปที่ 3.6) อย่างไรก็ตามเนื่องจากจะมีการอิ่มตัวของแกนเหล็กของมอเตอร์ทำให้แรงบิดของมอเตอร์แปรตามความเร็วตามกราฟที่เป็นเส้นทึบ เราจะสามารถควบคุมให้มอเตอร์ทำงานในช่วงที่ กราฟ ทอร์ก-ความเร็ว ของมอเตอร์มีสโลปเป็นบวกตามแนวที่เป็นจุดตัดระหว่างลักษณะสมบัติของ VOLTAGE-FED และ CURRENT-FED INVERTER (A) หรืออาจจะควบคุมให้มอเตอร์ทำงานในช่วงที่ กราฟ ทอร์ก-ความเร็วของมอเตอร์มีสโลปเป็นลบ (B) การทำงานบริเวณที่มีค่าสโลปเป็นบวก จะมีสลิปสูง ทำให้ ROTOR CURRENT และ ROTOR LOSS มากกว่า แต่ AIR GAP FLUX จะไม่อิ่มตัว และ MAGNITIZING CURRENT จะมีค่าเท่ากับค่าที่กำหนด แต่ถ้ามอเตอร์ทำงานในบริเวณที่มีสลิปเป็นลบ ROTOR CURRENT จะมีค่าน้อย แต่เนื่องจากแกนเหล็กของมอเตอร์จะเริ่มอิ่มตัว ดังนั้น MAGNITIZING CURRENT และ IRON LOSS ซึ่งมีค่ามากกว่าที่จุด A ทำให้มอเตอร์ร้อน ดังนั้นเราจึงมักจะให้มอเตอร์ทำงานในบริเวณที่มีสลิปเป็นบวก แต่เนื่องจากในบริเวณดังกล่าวมอเตอร์จะไม่มีเสถียรภาพ ดังนั้นเราจึงจำเป็นต้องมีการควบคุมโดยการป้อนกลับเพื่อรักษาให้ AIR GAP FLUX คงที่ ซึ่งทำได้โดยการควบคุมกระแสและสลิปของมอเตอร์ เพื่อให้จุดทำงานของมอเตอร์ที่ขับเคลื่อนด้วย CURRENT-FED INVERTER แปรไปตามกราฟทอร์ก-ความเร็ว ที่มีสลิปเป็นลบของมอเตอร์ที่ขับเคลื่อนด้วย VOLTAGE-FED INVERTER หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งก็คือ เราจะควบคุมให้มอเตอร์เหนี่ยวนำขับเคลื่อนด้วย CURRENT-FED INVERTER ทำงานใน CONSTANT AIR GAP FLUX NODE

เราจะเห็นได้ว่าการใช้ CURRENT-FED INVERTER ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำจะมีข้อดีหลายประการ คือ มอเตอร์เหนี่ยวนำจะสามารถทำงานได้ในทั้ง 4 ควอดแรนต์ โดยไม่ต้องเพิ่มอุปกรณ์ไม่มีปัญหาเกี่ยวกับ OVER CURRENT หรือ SHORT

THROUGH ดังเช่นใน VOLTAGE-FED INVERTER DRIVE จึงไม่จำเป็นต้องใช้ HIGH SPEED FUSE นอกจากนี้แล้วเรายังสามารถใช้ PHASE CONTROL SCR แทนการใช้ FAST SWITCHING SCR สำหรับข้อเสียของ CURRENT-FED INVERTER DRIVE ก็คือ ทำงานแบบ OPEN LOOP ไม่ได้ FILTER CHOKE มีขนาดใหญ่



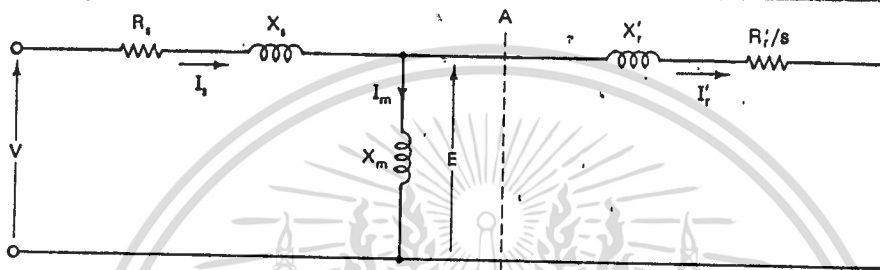
รูปที่ 3.6 TORQUE-SPEED CURVE ของ IM ที่ขับเคลื่อนโดย CURRENT-FED INVERTER สำหรับกระแสต่าง ๆ กัน

และหนัก ด้าน INPUT เป็น CONTROL RECTIFIER ซึ่งจะทำให้เพาเวอร์แฟคเตอร์ของระบบมีค่าต่ำเมื่อโหลดน้อยๆ ช่วงความเร็วในการทำงานต่ำกว่า VOLTAGE-FED INVERTER ไม่สามารถทำงานได้ที่ no load และการควบคุมมอเตอร์หลายตัวโดยใช้อินเวอร์เตอร์ตัวเดียวทำได้ยาก

อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายเป็นแหล่งกระแส

4.1 การทำงานของมอเตอร์ที่ความถี่คงที่

รูปที่ 4.1 แสดงวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ



รูปที่ 4.1 แสดงวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

กระแสที่จ่ายมอเตอร์จะไม่ขึ้นกับพารามิเตอร์ต่างๆของมอเตอร์ ซึ่งกระแสจะถูกแบ่งให้ระหว่าง Rotor Impedance กับ Magnetizing Reactance เมื่อความเร็วมอเตอร์สูงขึ้น (สลิปต่ำ) กระแสที่จ่ายเข้าโรเตอร์จะต่ำและกระแสแมกเนไตซ์ซึ่ง ( $I_m$ ) จะมีค่าประมาณเท่ากับ  $I_{\mu}$  (ซึ่งปรกติมากกว่ากระแสแมกเนไตซ์ซึ่งที่จุด nominal) ดังนั้นจะทำให้สนามแม่เหล็กอิ่มตัว ทำให้ความสัมพันธ์ระหว่าง E กับ  $I_m$  ไม่เป็นเส้นตรง หากความสัมพันธ์ต่างๆ ได้ดังนี้

$$[ (R_r / s)^2 + X_r^2 ] I_r = E^2 \quad (4.1)$$

$$[ (R_r / s)^2 + (X_r + X_m)^2 ]^2 = [ I_{\mu} X_m ]^2 \quad (4.2)$$

$$E = I_m X_m \quad (4.3)$$

(4.2) - (4.1) แทนค่าใน (4.3) ได้

$$I_r^2 = (I_{\mu}^2 - I_m^2) / (1 + 2X_r / X_m) \quad (4.4)$$

และจาก (4.1)

$$s = R_r / [(E/I_r)^2 - X_r^2]^{1/2} \quad (4.5)$$

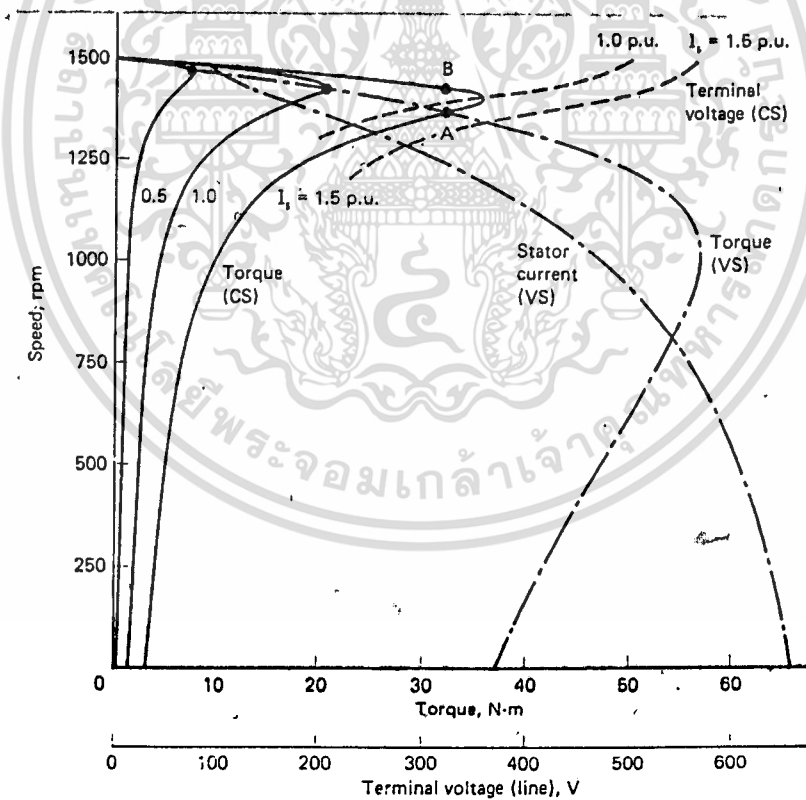
ดังนั้น  $T = (3/W_m)(I_s^2 R_r / s) \quad (4.6)$

อิมพีแดนซ์ของมอเตอร์ ( $Z_{1n}$ )

$$\begin{aligned} Z_{1n} &= (R_s + jX_s) + [jX_m (R_r / s + jX_r)] / [(R_r / s) + j(X_m + X_r)] \\ &= R_{1n} + jX_{1n} \end{aligned} \quad (4.7)$$

สมการทั้งหมดไม่เชิงเส้น (Non-Linear) เพราะความสัมพันธ์ E กับ  $I_m$  ไม่เชิงเส้น

รูปที่ 4.2 แสดงเส้นโค้ง ความเร็ว-แรงบิดของมอเตอร์ขนาด 2.8 Kw , 400 V , 50 Hz ต่อแบบ Star ที่ความถี่พิกัดและเส้นประ-ใช้ปลาแสดง ความเร็ว-แรงบิด และ ความเร็ว-กระแส เมื่อเป็นแหล่งจ่ายแรงดันที่พิกัดแรงดันและพิกัดความถี่



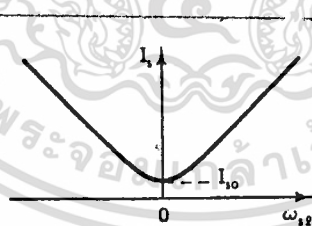
รูปที่ 4.2 แสดงการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่จ่ายด้วยแหล่งจ่ายกระแส

เมื่อเป็นแหล่งจ่ายกระแส แรงบิดเริ่มต้นจะต่ำ เนื่องจากฟลักซ์และกระแสโรเตอร์ต่ำ เมื่อเทียบกับค่าที่พิกัดแรงดัน แรงบิดจะเพิ่มตามความเร็วเนื่องจากฟลักซ์เพิ่ม ค่าฟลักซ์กับ  $I_m$  จะมีค่าที่ใช้งาน (Nominal) ที่จุดพิกัดแรงดันของ เส้นโค้งความเร็ว-แรงบิด เมื่อเพิ่มความเร็วจนเกินพิกัดแรงดัน ฟลักซ์และ  $I_m$  จะเพิ่มเกินค่าที่ใช้งาน (Nominal) มอเตอร์จะอ้อมตัว ซึ่งจะทำให้ค่าแรงต้านและแรงบิดต่ำกว่าความเป็นจริงเมื่อไม่มีการอ้อมตัว

พิจารณาที่จุด A และ B ที่จุด 2 จุดนี้ แรงบิดมีเท่ากัน ที่จุด A มอเตอร์อยู่บนเส้นโค้งความเร็ว-แรงบิดของมอเตอร์ที่พิกัดแรงดันและความถี่ ดังนั้นมอเตอร์ทำงานที่ค่า Nominal Flux และพิกัดแรงดัน จุด B แรงต้านและฟลักซ์สูงกว่าค่าพิกัดมอเตอร์ จึงอ้อมตัว ค่า Core Loss จะสูงกว่าจุด A จุด B มอเตอร์จะทำงานมีเสถียรภาพกว่า กล่าวคือ Rotor Copper Loss ต่ำกว่าจุด A เล็กน้อย แต่ Stator Copper Loss เท่ากัน ทั้งหมดนี้ค่าสูญเสียจะต่ำและไม่มีการอ้อมตัว ถ้ามอเตอร์ทำงานที่จุด A ด้วยเหตุนี้เองการทำงานที่จุด A จึงเหมาะสมกว่า แม้ว่าจุด A จะมีเสถียรภาพต่ำกว่า

ถ้าให้  $I_m$  มากขึ้น จุด B จะขยับขึ้นและจุด A จะขยับลง จุด B ยังไม่ดีมากขึ้นเพราะเพราะฟลักซ์อ้อมตัวมากขึ้นและจุด A ค่าฟลักซ์จะต่ำลง ทำให้แรงบิดลดลง

พิจารณาต่อได้อีกว่า ถ้าให้  $I_m$  มาค่าหนึ่ง เส้นโค้งความเร็ว-แรงบิดจะอยู่บนเส้นปะ-ไข่ปลา เช่น จุด A เป็นต้น รูปที่ 4.2 แสดงให้เห็นว่า แต่ละค่า  $I_m$  จะมีความเร็วสลิปคงที่ รูปที่ 4.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_m$  กับความเร็วสลิป ( $W_{s1}$ ) เมื่อการทำงานถูกบังคับอยู่บนเส้นโค้งนี้ ดังนั้นเมื่อต้องการเปลี่ยนแรงบิด ทั้ง  $I_m$  และ  $W_{s1}$  จะเปลี่ยนตามความสัมพันธ์รูปที่ 4.3 จนกว่าระบบจะสมดุล



รูปที่ 4.3 แสดงความสัมพันธ์  $I_m$  กับ  $W_{s1}$

เนื่องจากการทำงานในช่วงนี้จะไม่มีเสถียรภาพ จึงต้องมีการทำงานแบบลูปปิด (Close-Loop) ซึ่งสามารถทำให้มีเสถียรภาพได้ด้วยตัวชดเชย (Comsator) ที่เหมาะสม ความสัมพันธ์ในรูปที่ 4.3 สามารถอธิบายได้ดังนี้

เมื่อมีการทำงานที่จุดฟลักซ์คงที่ การอ้อมตัวจะไม่เกิดขึ้น และ  $X_m$  จะคงที่ มอเตอร์สามารถทำงานได้ที่จุด Nominal Flux ถ้า  $I_m$  คงที่ที่จุดทำงาน จากวงจรสมมูลรูปที่ 4.1

$$(I_m)^2 = \left[ \frac{\{(R_r/s)^2 + I_r^2\}}{\{(R_r/s)^2 + (X_m + X_r)^2\}} \right] I_s^2 \quad (4.11)$$

จากสมการที่ 4.11 ค่า  $I_s$  ที่ให้มาสามารถหาค่าสลิป (s) ซึ่งทำงานที่ฟลักซ์คงที่ได้ดังนี้

$$T = (3/W_m s) I_r^2 (R_r/s) \quad (4.12)$$

แทนค่า  $I_r$  จากสมการที่ 2 ได้

$$T = (3/W_m s) [I_s^2 X_m^2 (R_r/s) / \{(R_r/s)^2 + (X_r + X_m)^2\}] \quad (4.13)$$

#### 4.2 การทำงานของมอเตอร์เมื่อเปลี่ยนความถี่

##### 4.2.1 การทำงานที่ความถี่ปกติและต่ำกว่าปกติ

เมื่อตัวขับทำงานที่ความถี่เปอร์เซ็นต์ "a" ( $f/f_{rate}$ ) ของค่ารีแอกแตนซ์ (X) เปลี่ยนเป็น aX สมการที่ (4.11) เปลี่ยนเป็น

$$I_m^2 = \left[ \frac{\{(R_r/s)^2 + (aX_r)^2\}}{\{(R_r/s)^2 + (a(X_m + X_r))^2\}} \right] I_s^2 \quad (4.14)$$

หรือ

$$I_m^2 = \left[ \frac{\{[R/sa]^2 + X_r^2\}}{\{[R/sa]^2 + (X_m + X_r)^2\}} \right] [I_s] \quad (4.15)$$

พิจารณาการทำงานที่กระแสหนึ่ง  $I_s$  และสามารถเปลี่ยนความถี่ได้สมการที่ (4.11) ค่า  $I_m$  ปกติสำหรับ  $I_s = I_{s1}$  กำหนดให้  $s = s_1$  ดังนั้นสมการที่ (4.11) เขียนใหม่ได้

$$I_m = \left[ \frac{\{(R_r/s)^2 + X_r^2\}}{\{(R_r/s)^2 + (X_m + X_r)^2\}} \right] I_{s1}^2 \quad (4.16)$$

ถ้ากำหนดให้ทำงานที่  $I_m$  สำหรับทุกค่าความถี่เปอร์เซ็นต์ (a) โดยให้  $I_s$  คงที่ =  $I_{s1}$  ดังนั้นสมการ (4.15) = (4.16)

นั่นคือ

$$sa = s_1 \quad (4.17)$$

คูณสมการที่ (4.17) ด้วย  $W_{s1}$

$$aW_{ms} = s_1 W_{ms} \quad (4.18)$$

หรือกล่าวได้ว่า

$$\text{ความเร็วสลิปที่ความถี่เปอร์ยูนิต } a = \text{ความเร็วสลิปที่ความถี่ปกติ} \quad (4.19)$$

จากสมการที่ (4.19) แสดงให้เห็นว่า สำหรับ  $I_m$  ค่าหนึ่ง ความเร็วสลิปที่มอเตอร์ทำงานที่ Nominal Flux ที่ความถี่ปกติจะทำให้การทำงานที่จุด Nominal Flux ที่ความถี่ทุกขนาด ดังนั้นความสัมพันธ์ที่ได้จากรูปที่ 4.3 ระหว่าง  $I_m$  กับ  $\omega_{ms}$  ที่ความถี่ที่จุดทำงาน Nominal Flux ใช้ได้ทุกขนาดความถี่

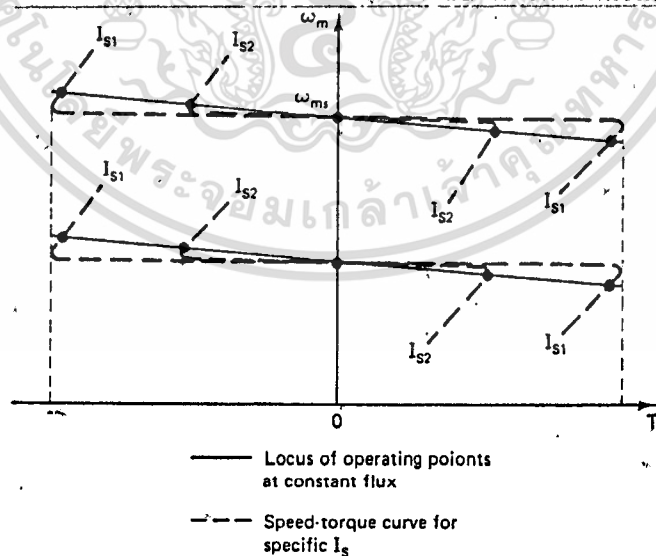
ความสัมพันธ์ของสมการที่ (4.17) สามารถหาจากวงจรสมมูลโดยตรงก็ได้ เมื่อมอเตอร์ทำงานที่จุด  $I_m$  ให้มาค่าหนึ่งและความถี่เปลี่ยนได้  $I_m$  จะยังคงที่ ถ้าอัตราส่วนระหว่างอิมพีแดนซ์ของ โรเตอร์กับรีแอคแตนซ์สนามแม่เหล็กคงที่ เพราะค่ารีแอคแตนซ์แปรผันตรงกับ  $a$  , สลิปจะต้องแปรผกผันกับ  $a$

เมื่อมอเตอร์ทำงานที่ความถี่เปอร์ยูนิต  $a$  ถ้า  $X = aX$  และ  $W_{ms} = aW_{ms}$  ดังนั้นสมการที่ (4.13) เป็น

$$T = (3/W_{ms}) ([I_m X_m]^2 [R_r / (sa)]) / ([R_r / sa]^2 + [X_r + X_m]^2) \quad (4.20)$$

สำหรับ  $I_m$  ที่กำหนดให้ ถ้าสลิปคงที่ แรงบิดจะยังคงที่ทุกขนาดความถี่ ด้วยการควบคุมความเร็วสลิปตาม  $I_m$  มอเตอร์จะทำงานที่จุดฟลักซ์คงที่ ดังนั้นแม้ว่ามันจะจ่ายด้วยแหล่งจ่ายกระแสก็ตาม คุณสมบัติของมอเตอร์เหมือนกับการจ่ายด้วยแหล่งจ่ายแรงดันที่สามารถเปลี่ยนความถี่ได้ (Variable Frequency Voltage Source)

รูปที่ 4.4 แสดงเส้นโค้งความเร็ว-แรงบิดของการทำงานเมื่อฟลักซ์คงที่

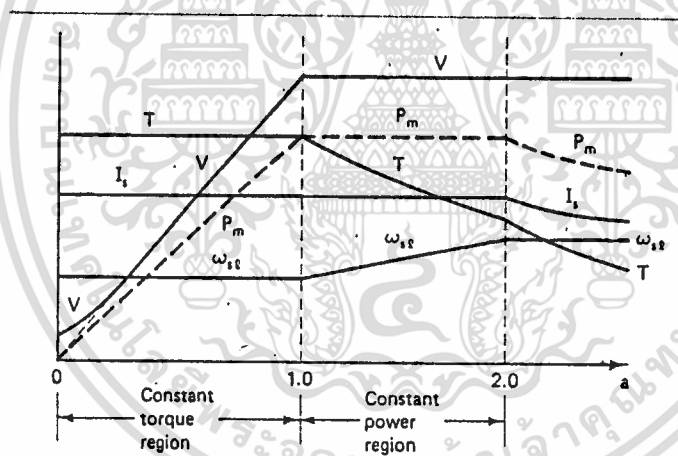


รูปที่ 4.4 แสดงเส้นโค้งความเร็ว-แรงบิดที่ฟลักซ์คงที่ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เมื่อจ่ายด้วยแหล่งจ่ายกระแสที่สามารถเปลี่ยนความถี่ได้

#### 4.2.2 การทำงานที่ความถี่สูงกว่าพิกัด

เมื่อการทำงานที่จุด Nominal Flux หรือ Nominal  $I_m$  สำหรับ  $0 < a < 1$  แรงดันมอเตอร์เปลี่ยนแปลงดังรูปที่ 4.5 ที่ความถี่พิกัดแรงดันจะเท่ากับแรงดันพิกัด ดังนั้นการทำงานที่ความถี่สูงกว่าแรงดันยังคงที่ที่พิกัดแรงดัน ด้วยการดำเนินงานที่ต้องการให้แรงดันคงที่ มอเตอร์จะประพฤติเหมือนกับการจ่ายด้วยแหล่งแรงดันคงที่ที่สามารถเปลี่ยนความถี่ได้ การทำงานที่จุดกระแสสูงสุดที่กำหนด จะทำให้การทำงานที่จุดพลังงานสูงสุดคงที่ แรงบิดสูงสุดจะแปรผกผันกับความเร็วเพื่อรักษาระดับแรงดัน อิมพีแดนซ์ของมอเตอร์จะต้องคงที่ขณะที่ความถี่สูงขึ้นซึ่งทำได้โดยการเพิ่มความเร็วสลิปเพื่อชดเชยการเพิ่มของรีแอกแตนซ์ที่จุดความเร็วค่าหนึ่ง แรงบิดพังทลาย (Break Down Torque) จะเกิดขึ้นมอเตอร์ต้องทำงานด้วยความเร็วสลิปคงที่และกระแสจะต้องลดขณะที่ความถี่เพิ่มเพื่อรักษาระดับแรงดัน



รูปที่ 4.5 แสดงคุณสมบัติของมอเตอร์

#### 4.3 ตัวขับแหล่งจ่ายกระแสที่สามารถเปลี่ยนความถี่ได้

(Current Source Inverter Variable Frequency Drive)

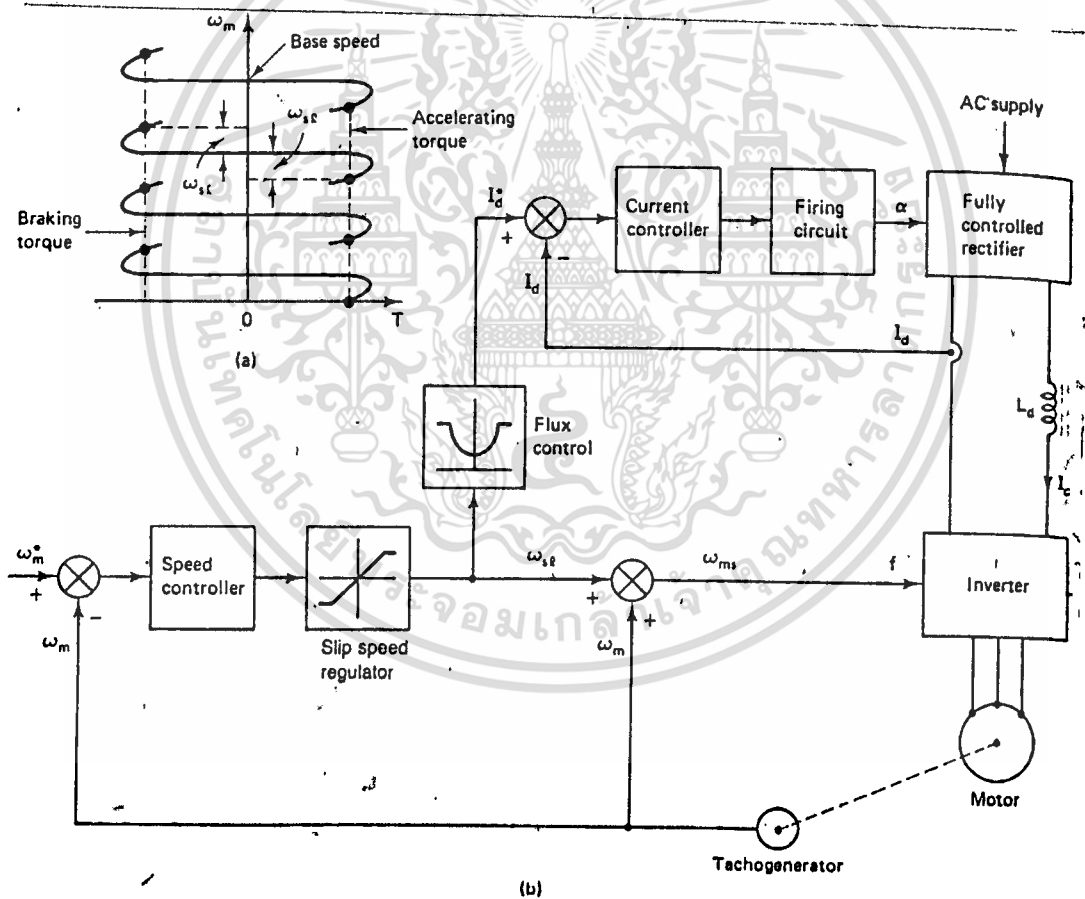
ดังได้อธิบายการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้แหล่งจ่ายกระแส ตัวขับนี้จะมีโหมดการทำงานเหมือนกับที่ใช้แหล่งจ่ายแรงดัน การทำงานที่ลักษณะที่หนึ่งจะมีการทำงานในช่วงแรงบิดคงที่ การทำงานในช่วงเหนือความเร็วฐาน จะมีช่วงการทำงานแรงดันและค่า

ลิ่งคงที่

การทำงานที่ฟลักซ์คงที่จนถึงความเร็วฐานจะทำได้ก็ต่อเมื่อต้องทำให้ความลัมพันธ์  $I_d$  กับ  $P_{\omega_1}$  เป็นไปตามรูปที่ 4.3 ที่ทุกความถี่ เพราะว่า  $I_d$  แปรตาม  $I_{\omega}$  ดังนั้นความลัมพันธ์  $I_d$  กับ  $P_{\omega_1}$  จึงเหมือนกัน การทำงานที่ฟลักซ์คงที่จุดการทำงานจะอยู่ช่วงที่ไม่มีเสถียรภาพดังรูปที่ 4.2 ดังนั้นจึงต้องมีการทำงานแบบปิด (Close-Loop)

ที่ความเร็วฐาน แรงดันมอเตอร์ถึงจุดวิกฤตหรือดีซีลิงซ์ถึงจุดอิมิตัว ในกรณีแรกเราอาจจะจำกัดค่าแรงดันดีซีลิงซ์ หรืออีกกรณีมอเตอร์จะทำงานที่แรงดันคงที่เหนือความเร็วฐาน

ที่ค่า  $I_{\omega}$  คงที่พารามิเตอร์ต่างๆจะเปลี่ยนตามความถี่ดังรูปที่ 4.5 สำหรับแหล่งจ่ายแรงดัน



รูปที่ 4.6 แสดง CSI Variable Frequency Drive With Slip Speed Control

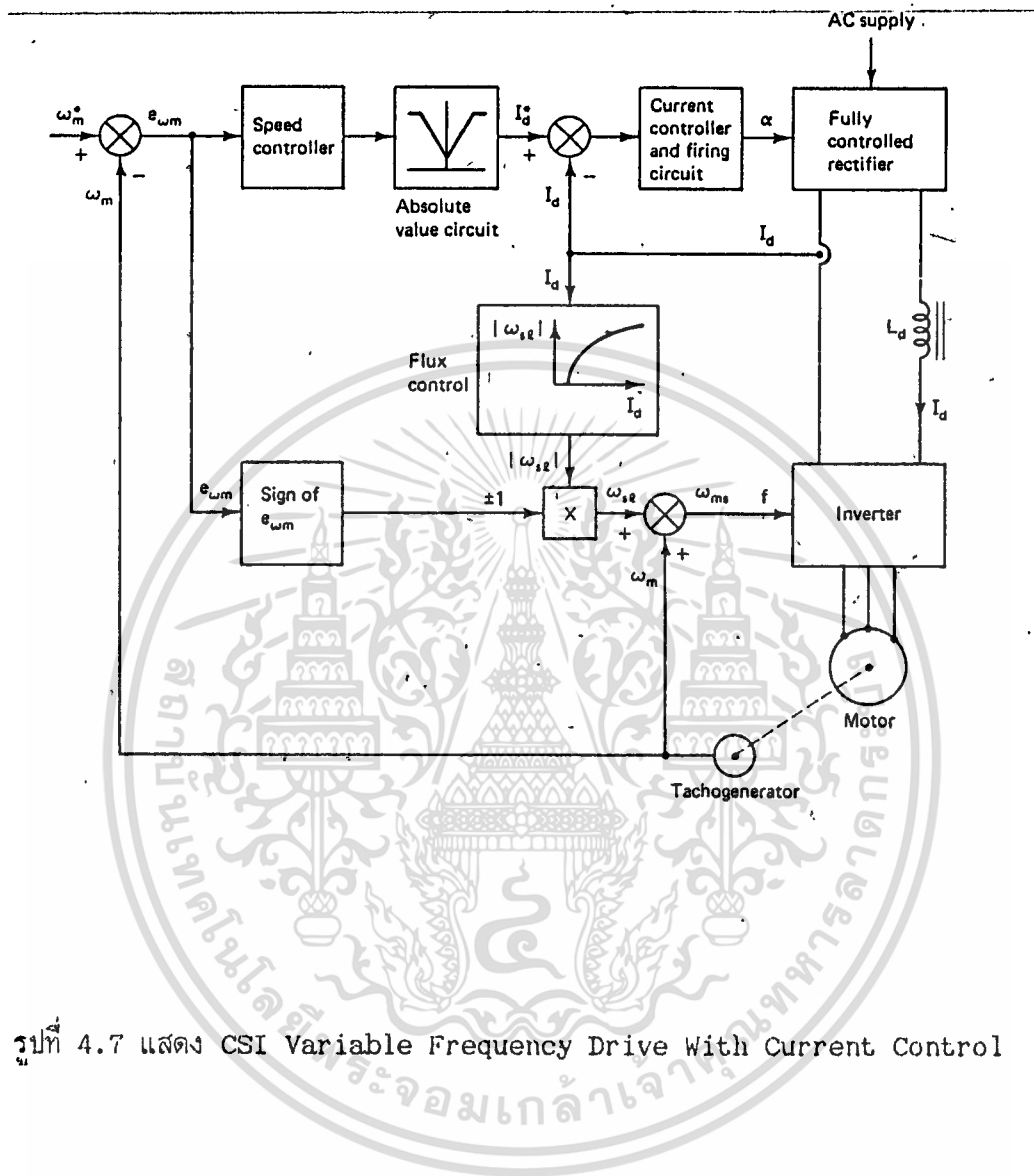
รูปที่ 4.6 แสดงตัวขับ CSI ลูปปิด สัญญาณความเร็วผิดพลาด (speed error signal) จะถูกส่งไปยังตัว Speed controller แล้วผ่านไปยังตัว Slip Speed Regulator เพื่อควบคุมความเร็วสลลิป  $W_{sl}$  ผลรวมความเร็วโรเตอร์  $W_m$  กับความเร็วสลลิป  $W_{sl}$  จะเท่ากับความเร็วซินโครสไฟ ซึ่งจะกำหนดความถี่ของอินเวอร์เตอร์ เพื่อให้ได้ค่าความเร็วสลลิป ตัว Flux Controller จะสร้างสัญญาณ  $I_d^*$  ผ่านเข้าไปในลูปปิดเพื่อควบคุมการปรับค่ากระแสดีซีลิงซ์  $I_d$  เพื่อให้ฟลักซ์คงที่

เมื่อค่า speed error เป็นบวก ค่าความเร็วสลลิปก็เป็นบวกด้วยและจะเร่งความเร็วมอเตอร์จนถึงความเร็วที่ต้องการ ตรงถ้าเป็นลบ ความเร็วสลลิปก็เป็นลบด้วยจะให้ค่าความเร็วซึ่ง โครันส์น้อยกว่าความเร็วมอเตอร์ ดังนั้นตัวขับจะชะลอความเร็ว (decelerate) ด้วยการ Braking จนถึงความเร็วที่ต้องการ ข้อจำกัดขึ้นอยู่กับค่าเอาต์พุตของ Slip Speed Regulator ที่จำกัดค่า  $I_d$  ที่ตัวอินเวอร์เตอร์ (และคอนเวอร์เตอร์) ดังนั้นการทำงานทรานเซียนต์ของตัวขับได้ความเร็วฐานทั้งการเร่งและการชะลอจะผ่านไปที่นักัดกระแสอินเวอร์เตอร์ เพราะว่าฟลักซ์คงที่ตัวขับจะให้ค่าแรงบิดสูงสุดที่เป็นไปได้ดังรูปที่ 4.6

ที่ความเร็วสูงกว่าความเร็วฐาน แรงดันมอเตอร์จะอิ่มตัว ดังนั้นการควบคุมฟลักซ์จะไม่มีผลและมอเตอร์จะทำงานที่ Constant Power Mode เพื่อให้ได้ค่ากระแสอินเวอร์เตอร์จำกัด ความเร็วสลลิปที่จำกัดด้วยตัว Slip Speed Regulator จะต้องเพิ่มตามความถี่ ซึ่งทำได้โดยการรวมเข้ากับค่าที่ได้จากตัว Slip Speed Regulator และค่าสัญญาณ Slip Speed แปรตามความถี่

นอกจากนี้ยังมีอีกวิธีดังรูปที่ 4.7 ค่า Speed error จะถูกยกผ่านเข้าไปยัง Speed Controller และ วงจร Absolute Value เพื่อให้ได้ค่ากระแสอ้างอิง  $I_d^*$  เพื่อควบคุมกระแสแบบปิด เพื่อให้ได้ค่ากระแสดีซีลิงซ์ ( $I_d$ ) จากค่า  $I_d$  ตัวควบคุมฟลักซ์ (Flux Control Block) จะสร้างค่า  $W_{sl}$  เพื่อให้ฟลักซ์คงที่ การรวมค่า  $W_{sl}$  กับความเร็วจริง  $W_m$  จะให้ค่าความเร็วซึ่ง โครันส์  $W_{ms}$  ซึ่งจะกำหนดค่าความถี่ของอินเวอร์เตอร์ เมื่อค่า Speed error เป็นบวก Slip Speed เป็นบวกเกิดการดำเนินงานแบบ Motoring ตรงข้ามถ้าเป็นลบจะทำงานแบบ Braking

การอิมตัวในวงจร Absolute Value ทำให้แน่ใจว่า Speed error ถูกที่นักัดกระแสอินเวอร์เตอร์ เพราะว่าฟลักซ์คงที่ตัวขับจะทำงานที่แรงบิดสูงสุด ดังแสดงเส้นปะในรูปที่ 4.6



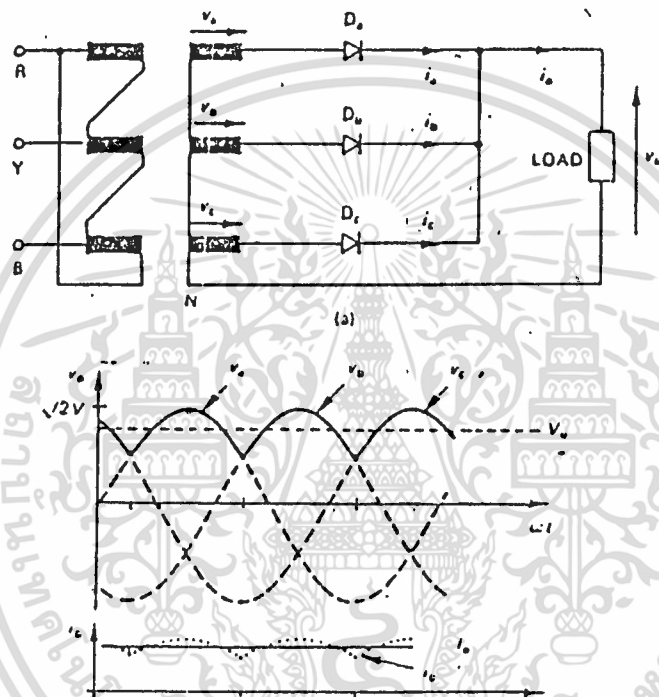
รูปที่ 4.7 แสดง CSI Variable Frequency Drive With Current Control

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

เรกติไฟร์เออร์โดยทั่วไป

5.1 วงจร RECTIFIER



รูปที่ 5.1 รูปแสดงวงจร 3 เฟส HALF WAVE RECTIFIER , กระแส และ โวลท์

จากรูปเป็น วงจร HALF-WAVE RECTIFIER แสดงถึงระบบแหล่งจ่ายไฟ 3 เฟส 4 สาย ต่อกับโหลดผ่านทาง ไดโอด 3 ตัว ซึ่งต่อคาโอดร่วมกัน ไดโอดตัวที่มีค่าโวลท์เทียบกับ NEUTRAL สูงกว่าตัวอื่นจะนำกระแส ซึ่งจะผลัดกันนำกระแส เมื่อไดโอดตัวอื่นมีค่าโวลท์สูงกว่า และ ไดโอดตัวแรกจะถูก REVERSE-BIASED และหยุดนำกระแสไปโดยปริยาย รูปคลื่นแรงดัน และกระแส ทางด้านโหลด เป็นดังรูปข้างบน

สูตรทั่วไปขอระบบ n-PHASE มีค่า OUTPUT VOLTAGEเฉลี่ย ดังสมการ  
โดย  $V$  ค่า RMS ของแต่ละ PHASE

$$\begin{aligned} V_o &= 2 V \cos \omega t \, d\omega t \\ &= 2 V [\sin(\pi/n)] / (\pi/n) \end{aligned}$$

สำหรับระบบ 3 เฟส ค่า OUTPUT VOLTAGE เฉลี่ยดังนี้

$$\begin{aligned} V_o &= [2 V \sqrt{3/2}] / (\pi/3) \\ &= 1.169 V \end{aligned}$$

ซึ่งไดโอดใช้เวลาในการแล  $2\pi/3$  และต้องทนแรงดันย้อนกลับได้  $\sqrt{6} V$   
กระแสในแต่ละไดโอด มีค่า  $I/3 A$  (เป็นกระแสไหลต) ส่วนกระแส RMS มีค่า  $I/3 A$

วงจร RECTIFIER ที่ใช้จะเป็นแบบ 3 เฟส ดังรูปที่ 5.2 วงจร  
RECTIFIER 3 เฟส ไม่จำเป็นต้องมีสาย NEUTRAL ประกอบด้วยไดโอด 2 ชุด คือ  
ชุดบน กับ ชุดล่างเปรียบเทียบกับเอาวงจร HALF-WAVE RECTIFIER 2 ชุดมาต่อกัน  
โดยชุดบนจะนำกระแสทางด้านบวก ชุดล่างจะนำกระแสทางด้านลบ โดยไดโอดแต่ละตัว  
นำกระแสเป็นมุม  $2\pi/3$  และทนแรงดันย้อนกลับได้  $6 V$

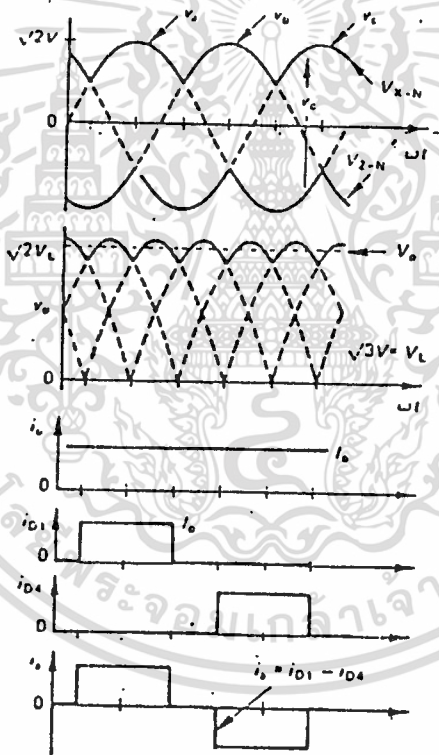
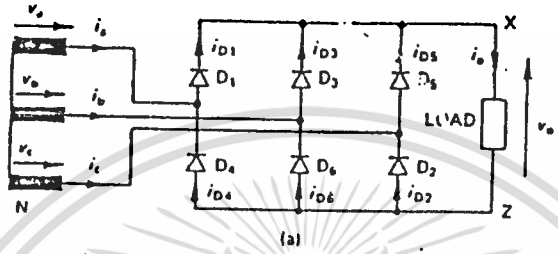
ส่วนค่าเฉลี่ยของ OUTPUT VOLTAGE มีค่าเป็น 2 เท่าของ HALF-WAVE  
ดังนี้

$$\begin{aligned} V_o &= [2(2 V \sqrt{3/2})] / (\pi/3) \\ &= 2.34 V \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{หรือ} \quad V_o &= (2.34 \sqrt{3} V) / 3 \\ &= 1.35 V_L \end{aligned}$$

$$\text{ดังนั้นถ้าจ่ายไฟ 3 เฟส} \quad V_o = 2.34 * 220 = 524.8 V$$

เลือกโวลต์ที่ทนแรงดันย้อนกลับ =  $\sqrt{6} V = 539 V$  ทนกระแสได้  
 $1/3 A$  ซึ่งตรงกับขนาดกระแสไหลลด จึงเลือกใช้ไดโอดที่มีขาย คือ ขนาด  $50 A$



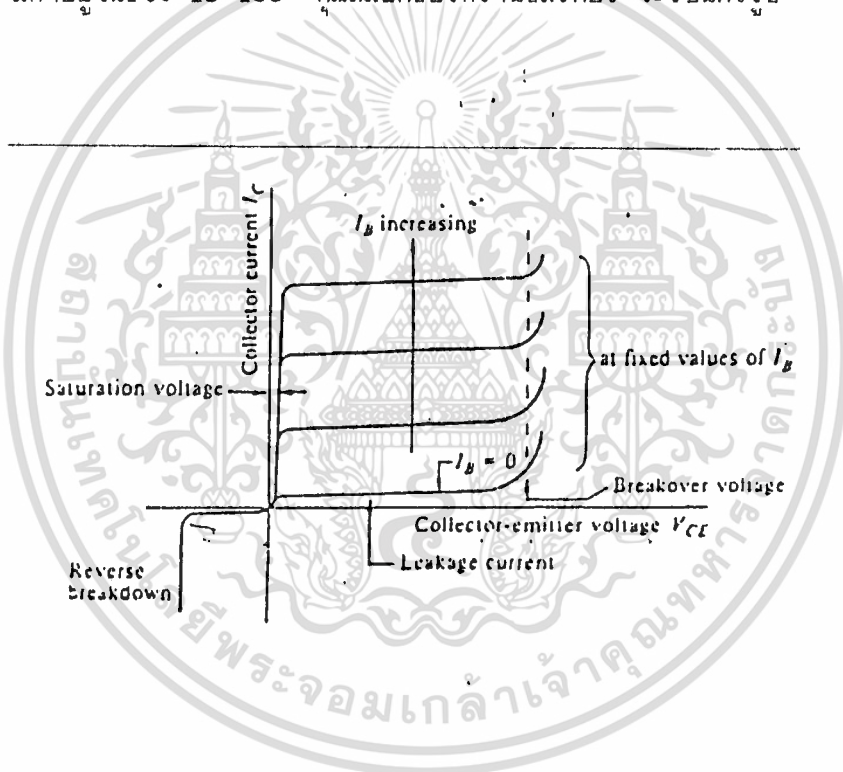
รูปที่ 5.2 รูปแสดงวงจร 3 เฟส FULL-WAVE BRIDGE RECTIFIER  
 (a) รูปลักษณะวงจร (b) แสดงโวลต์ และ กระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อุปกรณ์สวิทชิงแบบ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

POWER TRANSISTOR

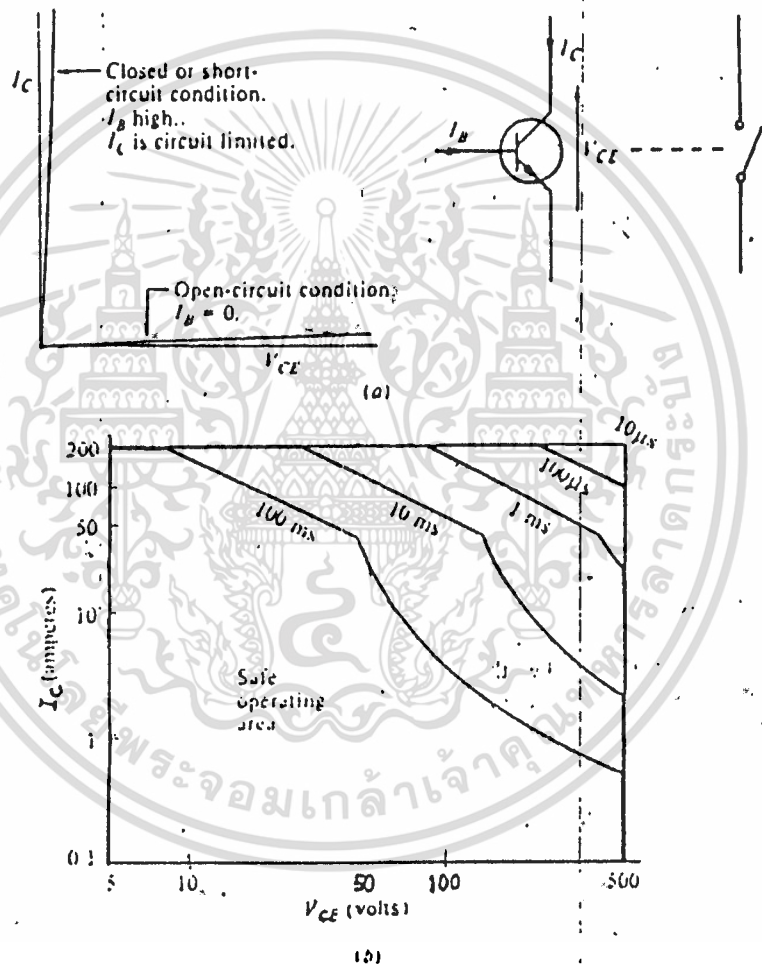
ทรานซิสเตอร์จะมี แบบ NPN หรือ PNP แต่มักจะใช้แบบ NPN ขณะทำงาน และมีค่า  $V_{CE}$  อยู่  $I_C$  จะแปรค่าเป็นสัดส่วนกับ  $I_B$  ดังนั้น  $I_C = \beta I_B$  ซึ่ง มีค่าอยู่ในช่วง 15-100 คุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ จะเป็นดังรูป



รูปที่ 6.1 รูปแสดงคุณสมบัติของ TRANSISTOR N-P-N

เมื่อมีค่า  $V_{CE}$  เพิ่มขึ้นเรื่อยๆ จะเกิน จุด BREAKDOWN VOLTAGE จะทำให้ทรานซิสเตอร์พังได้ หรือเมื่อป้อน REVERSE VOLTAGE ที่  $V_{CE}$  จะเกิด BREAKDOWN ระหว่าง  $V_{BE}$  ประมาณ 10 V ดังนั้นเพื่อป้องกันกรณีนี้เกิดขึ้น จึงได้ต่อไดโอดคร่อมระหว่างขา C กับขา E ดังรูปที่แสดงลักษณะของทรานซิสเตอร์แบบตาริ่งตัน

ในการนำไปใช้งาน จะใช้เป็นตัวสวิตช์ปิด-เปิด เมื่อมีกระแสเบส จะเป็นการเปิดสวิตช์ เมื่อไม่มีกระแสเบสออก จะเป็นการเปิดสวิตช์ซึ่งกระแสเบสจะต้องมากพอที่จะให้ทรานซิสเตอร์ SATURATION ได้ซึ่งก็คือ การเปิดสวิตช์นั่นเอง เพื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพจะต้องไม่เกินค่า  $I_C$  ,  $V_{CE}$  ที่กำหนดซึ่งอยู่ภายในบริเวณที่เรียกว่า SAFE OPERATING AREA ดังรูป ส่วนค่าเวลาในรูปเป็นคาบเวลาของการสวิตช์



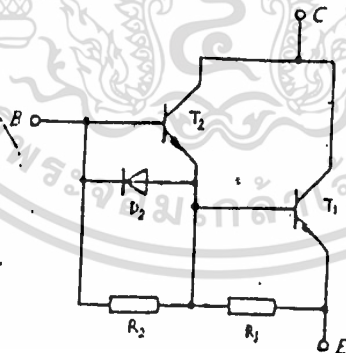
รูปที่ 6.2 (a) แสดงการเป็นสวิตช์ของทรานซิสเตอร์  
(b) ย่านการใช้งานที่ปลอดภัย (SAFE OPERATING AREA)

## 6.2 ข้อมูลสำคัญที่ใช้ในการเลือก POWER TRANSISTOR

1.  $V_{CES}$  ,  $V_{CEX}$  โวลต์ที่ตกคร่อม  $V_{CE}$  ได้สูงสุดเมื่อไม่มีกระแส , แรงดันย้อนกลับสูงสุดตามลำดับ
2.  $V_{CE(SAT)}$  โวลต์เมื่อทรานซิสเตอร์ SATURATE ค่านี้จะต่างกันเมื่อค่ากระแสเบสต่างกัน
3. ค่า  $h_{FE} = I_C / I_B$  เมื่อทรานซิสเตอร์ SATURATE ค่านี้จะเปลี่ยนไป ขึ้นอยู่กับกระแส COLLECTOR และอุณหภูมิ
4.  $I_{C(SAT)}$  คือค่ากระแส COLLECTOR สูงสุดที่  $V_{CE(SAT)}$
5.  $t_{ON}$  ,  $t_S$  ,  $t_{OFF}$  ช่วงเวลาเปิด , STORAGE TIME , ช่วงเวลาปิด ของ ทรานซิสเตอร์

## 6.3 TRANSISTOR แบบ DARLINGTON

ทรานซิสเตอร์ที่ใช้เป็นแบบ DARLINGTON ดังรูป



รูปที่ 6.3 รูปแสดง POWER TRANSISTOR ที่ต่อแบบ DARLINGTON

FUJI ELECTRIC EVG 31-050A 30 A 500 V

กระแส EMITTER ของ  $T_2$  จะไปขับทรานซิสเตอร์หลัก  $T_1$  ค่าการขยาย  $h_{FE}$  จะเป็น ค่า  $h_{FE}$  ของทรานซิสเตอร์ทั้ง 2 ตัว คูณกัน ส่วนตัวต้านทาน  $R_2$  และ  $R_1$  เป็นทางผ่านของกระแสลัดวงจรเมื่อทรานซิสเตอร์ทำหน้าที่เปิดสวิตช์  $D_2$  ึ่งีทางผ่านของกระแสในกรณีที่  $T_2$  หยุดนำกระแสก่อนที่  $T_1$  จะหยุดนำกระแส

$T_1$  และ  $T_2$  จะต้องทนกระแส และ โวลต์ได้เท่ากันอย่างไร  $T_2$  อาจจะน้อยกว่าเล็กน้อย เมื่อปิดสวิตช์ (ทรานซิสเตอร์ทำงาน)  $V_{CB}$  ของ  $T_1$  จะเท่ากับ  $V_{CE}$  ของ  $T_2$  ซึ่งเป็นการป้องกัน การ OVER-SATURATION ของ  $T_1$

ทรานซิสเตอร์ที่ใช้เป็นแบบโมดูล ใน โมดูลจะมีทรานซิสเตอร์ แบบ DARLINGTON (รูปที่ 6.3 ) ต่อกัน 2 ตัว อัตราการทนกระแส ทนได้ 30 A 500 V ลวิท์ได้ในช่วง 0-3 KHZ

#### 6.4 เหตุผลที่เลือก TRANSISTOR เป็นอุปกรณ์สวิตช์ในวงจร INVERTER

การใช้ TRANSISTOR ดีตรงที่ไม่จำเป็นต้องมีวงจร COMMUTATING เหมือนกับ THYRISTOR ซึ่งมันสามารถหยุดนำกระแสได้โดยเพียงแต่เอาสัญญาณที่ขับเบส ออกเท่านั้น การสวิตช์ต้องอยู่ในที่ที่มันสามารถสวิตช์ได้ และสามารถสวิตช์ได้เร็วกว่า THYRISTOR จึงทำให้ใช้งานในช่วงความถี่สูง และแบบ PWM ได้ ข้อเสียคือ จะต้องมีการเสดตลอดเวลา และทนโวลต์ได้น้อยกว่า THYRISTOR แต่ก็มีน้ำหนักเบาว่า อีกทั้งราคาถูกทำให้ประหยัดอีกด้วย

สิ่งสำคัญที่ต้องระวังคือต้องไม่ให้ TRANSISTOR ที่อยู่ใ้ในแกนเดียวกันทำงานพร้อมกัน เพราะจะทำให้เกิดการลัดวงจร ทำให้อุปกรณ์เสียหายได้

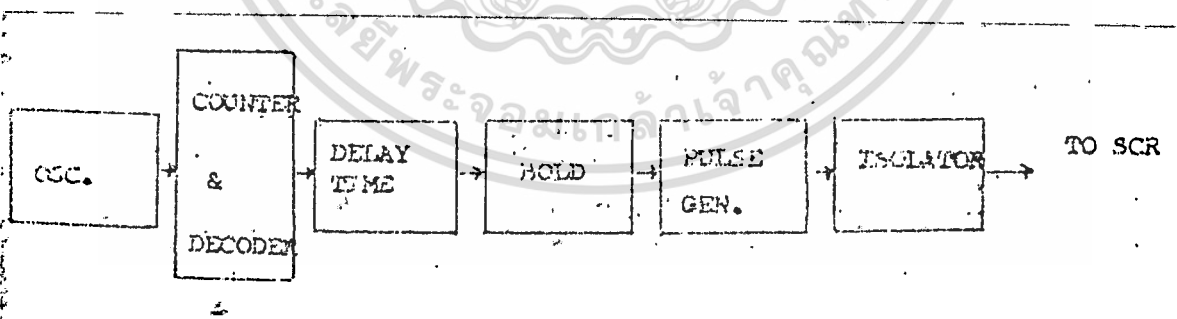
วงจรถริกเกอร์

วงจรถริกเกอร์ (TRIGGER CIRCUIT) มีความสำคัญมาก เพราะจะควบคุมการทำงานของทรานซิสเตอร์ทุกตัวในวงจรหลัก ให้เป็นไปตาม SEQUENCE การทำงานของมันซึ่งผิดพลาดไม่ได้ เพราะถ้าเกิดการผิดพลาดแล้ว นอกจากวงจรถริกเกอร์จะไม่ให้เอาท์พุทเป็นไปตามความต้องการแล้ว ยังเกิดการลัดวงจรอย่างรุนแรง ทำให้เกิดความเสียหายแก่อุปกรณ์ต่างๆ โดยเฉพาะ ทรานซิสเตอร์ และ ไดโอด ดังนั้นวงจรถริกเกอร์จะต้องมีการทำงานที่แน่นอนเชื่อถือได้สูง (HIGH RELIABILITY)

วงจรถริกเกอร์ควบคุมการทำงานของทรานซิสเตอร์ได้ โดยการป้อนทริกเข้าที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ตัวที่ต้องการ ให้นำกระแสจาก SEQUENCE การทำงาน หรือนำกระแส)

7.1 ลักษณะวงจรถริกเกอร์และการทำงาน

สามารถที่จะออกแบบวงจรถริกเกอร์ให้เป็นไปตามความต้องการได้ดัง BLOCK DIAGRAM ดังรูปที่ 7.1



รูปที่ 7.1 แสดง BLOCK DIAGRAM ของวงจรถริกเกอร์

จาก BLOCK DIAGRAM ของรูปที่ 7.1 สามารถอธิบายแต่ละ BLOCK ได้  
ดังนี้

#### 7.1.1 OSCILLATOR

เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์แบบมัลติไวเบรเตอร์ (ASTABLE MULTIVIBRATOR CIRCUIT) ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณคล็อก (CLOCK SIGNAL)

#### 7.1.2 COUNTER & DECODER

เป็น 6-RING COUNTER โดยรับสัญญาณคล็อกจาก OSCILLATOR และถอดรหัส ทำให้ได้เอาต์พุตทั้ง 6 เป็นสัญญาณมอบให้แก่ DELAY TIME

#### 7.1.3 DELAY TIME

เป็นส่วนที่ทำการหน่วงเวลาสัญญาณที่เกิดขึ้นแล้วแก่ SEQUENCE ในการนำ  
กระแสทรานซิสเตอร์ เพื่อที่จะทำให้การทำงานของระบบเป็นไปอย่างสมบูรณ์ยิ่งขึ้น

#### 7.1.4 HOLD

เป็นส่วนที่จะแยกสัญญาณให้เป็น SEQUENCE ตามที่เราต้องการ

### 7.2 การคำนวณและการสร้างวงจรทริกเกอร์

#### 7.2.1 OSCILLATOR

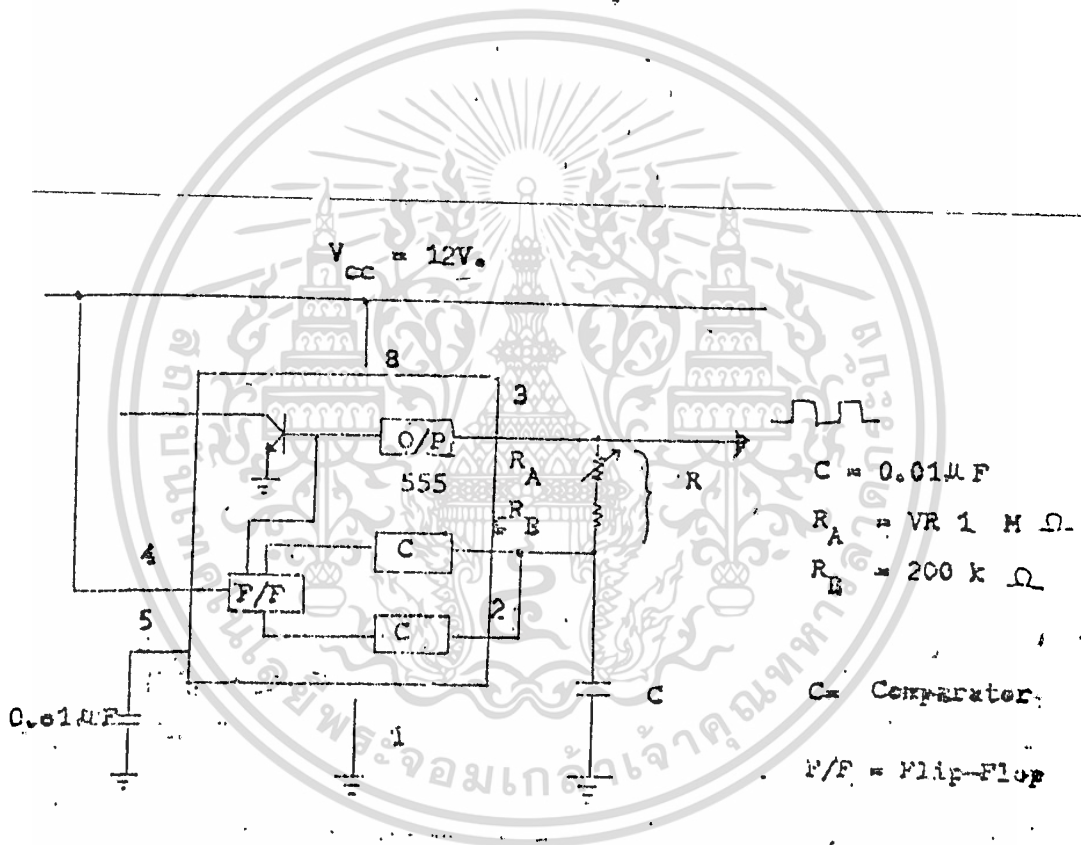
เลือก IC เบอร์ 555 มาเป็นตัวกำเนิดสัญญาณคล็อกโดยใช้งานเป็นแบบ  
ออสซิลเลเตอร์แบบมัลติไวเบรเตอร์ ดังรูป 7.2

เนื่องจากต้องการให้เอาต์พุตของวงจรถริกเกอร์ มีความถี่ในช่วง 10-60 Hz และ วงจร COUNTER & DECODER เป็นวงจรหาร 6 ดังนั้นควรจะผลิตความถี่ในช่วง 60-360 Hz ซึ่งจากการคำนวณเราจะได้

เลือก  $C = 0.01 \text{ F}$

$R_A = VR \ 1 \text{ M}$

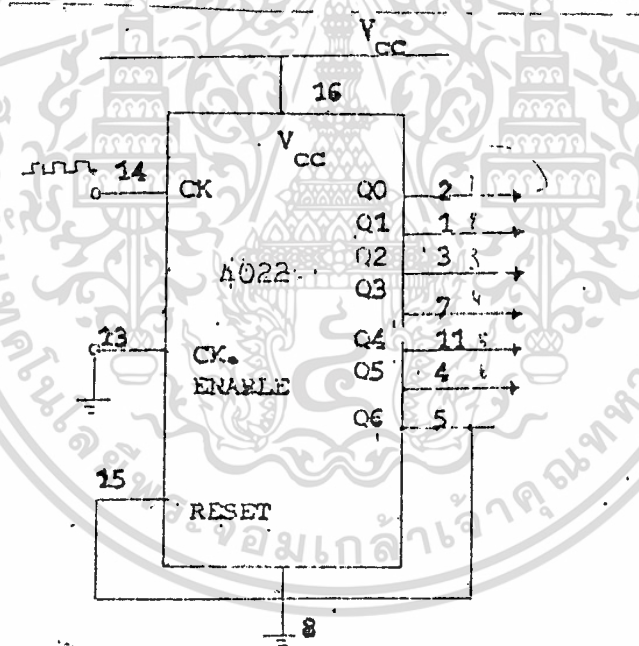
$R_B = 200 \text{ K}$



รูปที่ 7.2 วงจรอะอสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์

### 7.2.2 COUNTER & DECODER

เลือกใช้ IC เบอร์ 4022 ของ MOTOROLA ซึ่งเป็น 8-RING นำมาดัดแปลงให้ทำงาน แบบ 6-RING COUNTER ได้โดยต่อสัญญาณ  $Q_0$  มาที่ขา RESET เมื่อ  $Q_0$  มีสัญญาณออกมา IC ก็จะ RESET ตัวมันเองให้ไปนับ 1 ใหม่ โดยจะให้สัญญาณออกมาที่  $Q_0$  เมื่อมีสัญญาณที่  $Q_0$  จากนั้นก็นับสัญญาณเคล็อกที่เข้ามาแล้วถอดรหัสออกมาที่เอาต์พุต  $Q_1, Q_2, \dots, Q_5$  เป็นเช่นนี้เรื่อย ๆ ไป ทำให้เราได้ วงจร COUNTER & DECODER แบบ 6-RING COUNTER ตามต้องการ การเปลี่ยนสถานะของเอาต์พุตทั้งหมด จะทำงาน เมื่อได้รับทริกทางบวก (POSITIVE GOING EDGE) ของเคล็อก ดังรูป 7.3

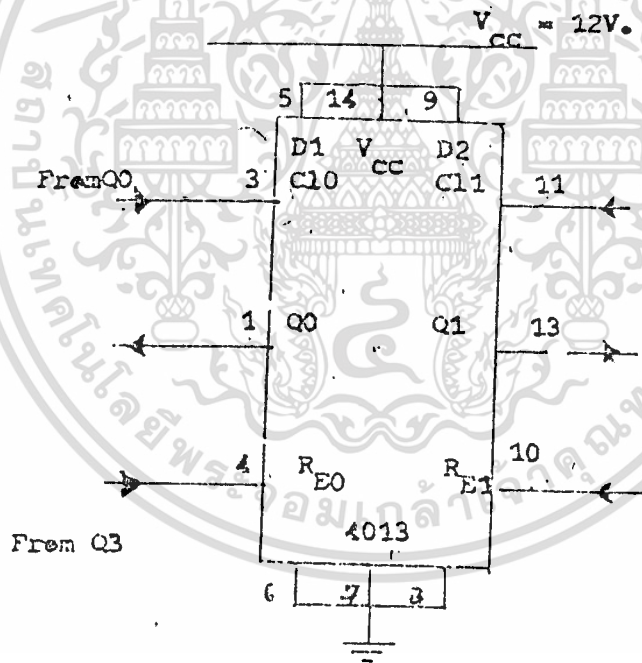


รูปที่ 7.3 วงจร 6-RING COUNTER



#### 7.2.4 HOLD

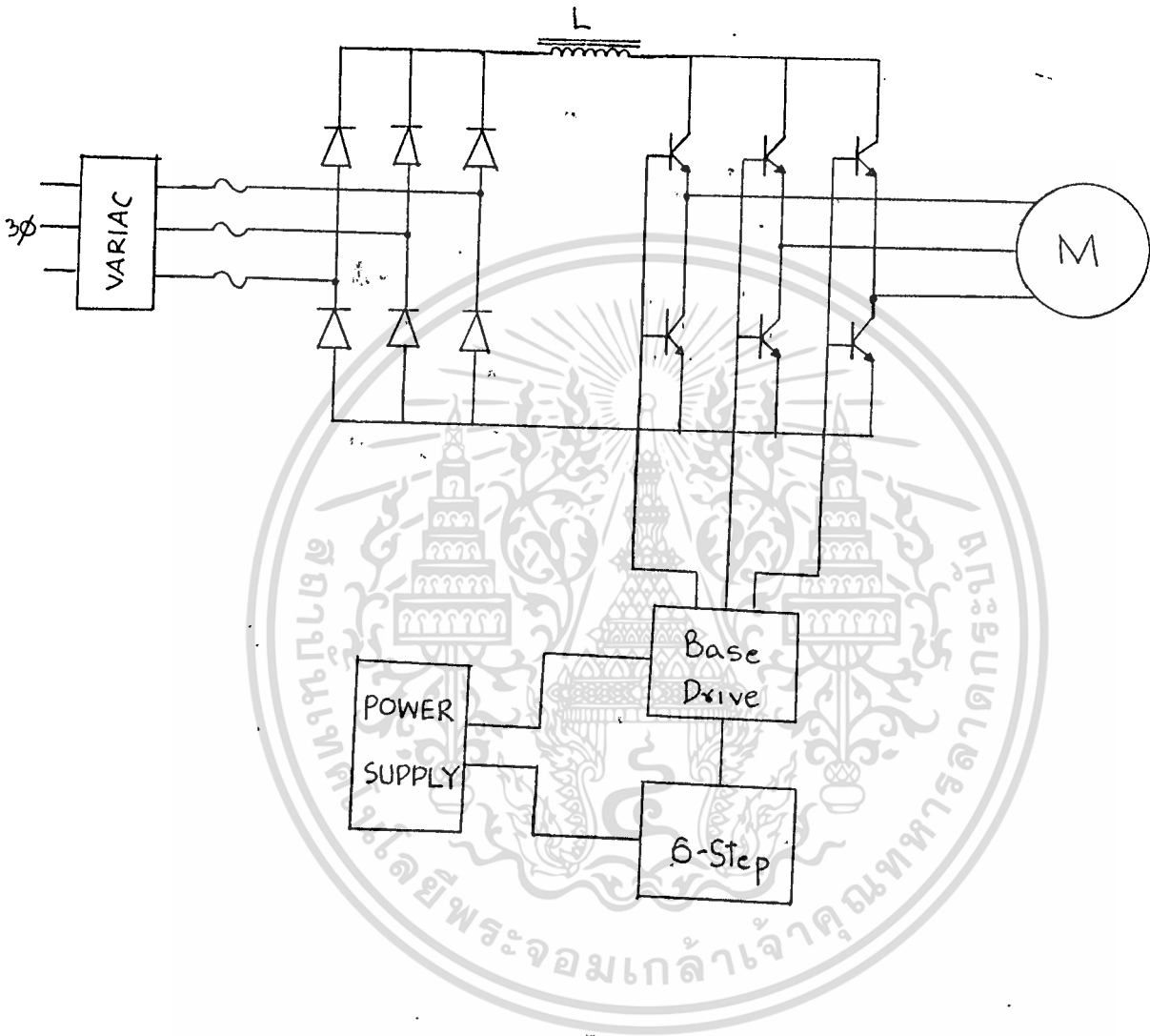
นำ D-FLIP FLOP มาใช้งานโดยใช้ IC เบอร์ 4013 ซึ่งจะทำงานเมื่อได้รับสัญญาณทริกทางบวกเป็นการสอดคล้องกับภาค COUNTER & DECODER ภายใน IC 4013 ประกอบด้วย D-FLIP FLOP 2 ตัว ดังนั้นภาค HOLD จึงใช้ IC เบอร์ 4013 ทั้งหมด 3 ตัว การทำงานเริ่มด้วยการต่อขา DATA (ขา 5 และ ขา 9) ไว้กับ  $V_{CC}$  เพื่อให้ D เป็น "1" เมื่อมีสัญญาณเคล็กลเข้ามาที่  $Cl_0$  (ขา 3) เอาท์พุทของ D-FLIP FLOP จะเปลี่ยนสถานะตาม DATA คือ  $Q_0$  เปลี่ยนสถานะเป็น "1" และจะ RESET ตัวเองให้เป็น "0" เมื่อได้รับสัญญาณเคล็กลเข้าที่ขา RESET (ขา 4) รูปวงจรดังรูปที่ 7.5



รูปที่ 7.5 วงจร HOLD

บทที่ 8

วงจรหลักที่ใช้ในโครงงานและการทำงาน



รูปที่ 8.1 แสดงวงจหลักของ Current-source Inverter ที่ใช้ในโครงงานนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรที่ใช้ในงานในโครงการนี้ สามารถปรับกระแสและความถี่ได้โดยการควบคุมแบบลูปเปิด (แม้ว่าจะเป็นลูปเปิดไม่ได้แต่เราจะใช้ Variac เป็นตัวควบคุมกระแส) มีส่วนประกอบที่สำคัญดังรูปที่ 8.1 คือ

- 3-phase full-wave bridge rectifier
- DC Link (Current Filter Choke)
- 6-Step Inverter

### 8.1 3-phase full-wave bridge rectifier

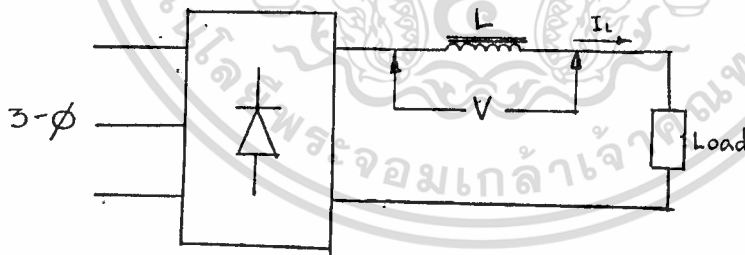
เป็นวงจรเปลี่ยนกระแสไฟสลับเป็นกระแสตรง ซึ่งข้อดีหลายประการดังนี้คือ

1. ระบบไฟฟ้ามีสภาวะสมดุลทั้งสามเฟส
2. มีประสิทธิภาพและประหยัด
3. แรงดันเอาต์พุตเรียบมีการกระเพื่อมน้อย

ในโครงการนี้เราใช้ไดโอดขนาด 20 A , 400 V ซึ่งจะควบคุมระดับ  $V_{dc}$  โดยการปรับ Variac เป็นการควบคุมกระแส  $I_{dc}$  ดังจะได้กล่าวต่อไป

### 8.2 DC Link (Current Filter Choke)

ใน Current Source Inverter นี้เราจะใช้ตัวเหนี่ยวนำ (Inductor) ทวนกระแสให้คงที่ ซึ่งเราต้องการให้กระแสคงที่ ดังนั้นต้องใช้ตัวเหนี่ยวนำที่มีขนาดใหญ่ มาเชื่อมต่ออนุกรมกับเรคตีไฟเออร์ อธิบายการหาขนาด  $I_{dc}$  ได้ดังรูปที่ 8.2



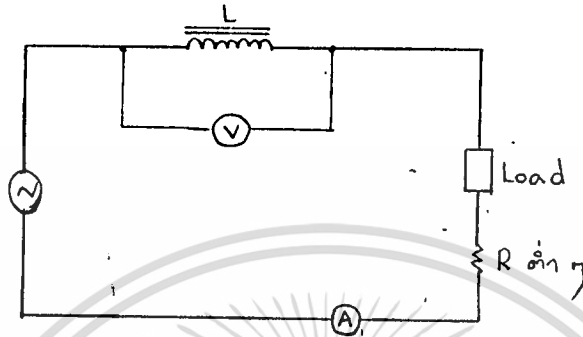
รูปที่ 8.2 แสดงการหาค่า  $I_{dc}$  ของ DC Link สามารถหาค่ากระแส  $I_{dc}$  ได้จากสมการดังนี้

$$V = V_{dc} - V_L = LdI/dt$$

$$I_L = V / \omega L$$

ดังนั้นการควบคุม  $V_{dc}$  ก็คือการควบคุมกระแส ( $I_L$ ) ในเอง  
การหาค่า  $L$  ที่ใช้ในวงจร

ในการหาค่าความเหนี่ยวนำทำได้โดยการต่อวงจรดังรูปที่ 8.3



รูปที่ 8.3 แสดงวงจรการหาค่าความเหนี่ยวนำของตัว  $L$   
บันทึกค่า  $V$ ,  $I$  ได้ดังตารางในรูปที่ 8.4

V (v)	20	30	40	50	60	70	80	90	100	110	120	130	140
I (A)	0.09	0.15	0.2	0.29	0.34	0.4	0.49	0.53	0.6	0.68	0.75	0.8	0.89

รูปที่ 8.4 แสดงตารางการบันทึกค่าที่วัดได้ในการหาค่า  $L$   
นำค่าที่ได้มาเขียนกราฟได้ดังรูปที่ 8.5

ความชัน (Slop) คือค่าอิมพีแดนซ์ของขดลวด เพราะว่าค่าความต้านทาน  
ของขดลวดมีค่าน้อยมาก ดังนั้นค่าอิมพีแดนซ์ก็คือรีแอกแตนซ์

$$V/I = K = X_L$$

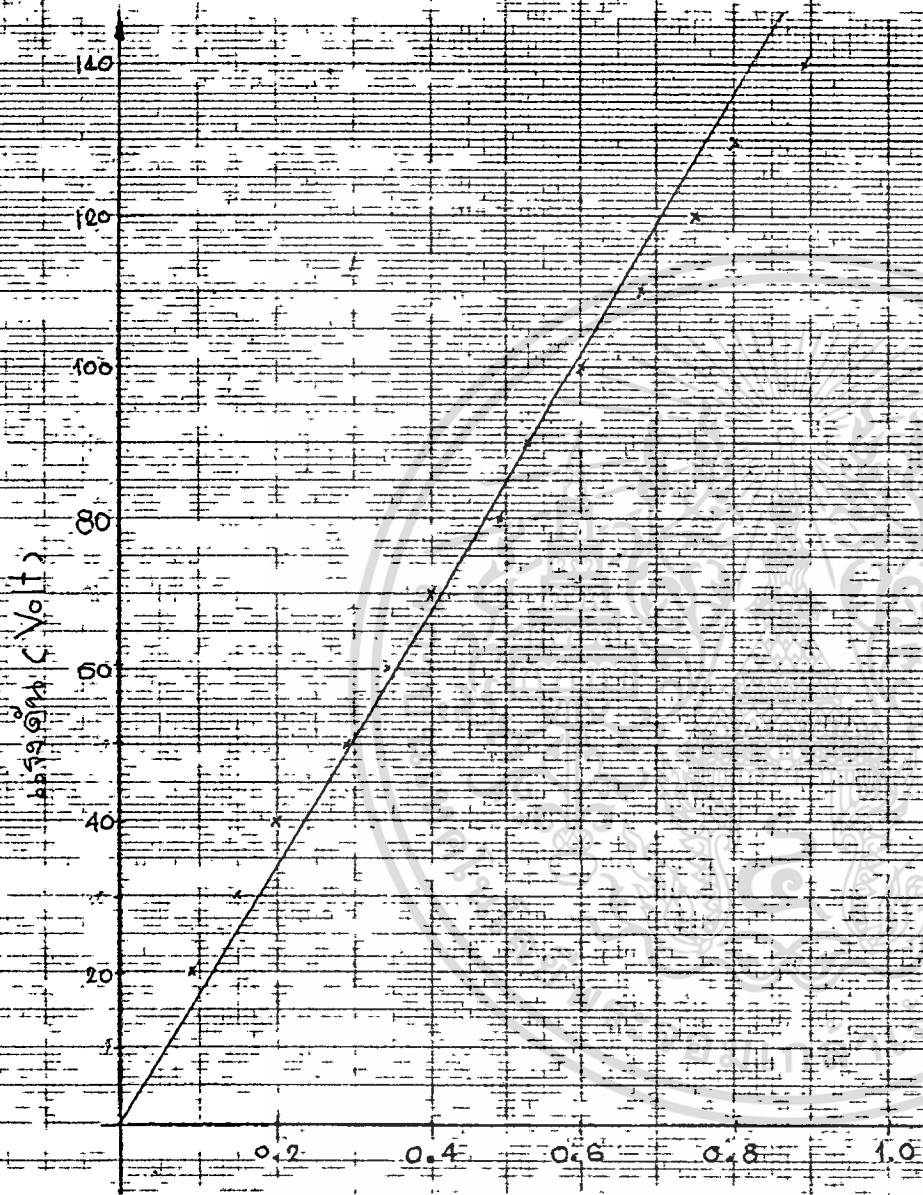
และ  $X_L = 2 fL$

ดังนั้น  $L = X_L / 2 f$

แทนค่าที่หาได้จากกราฟ

$$L = 120 / [0.7(2(50))(22/7)]$$

$$= 0.5454 \text{ H}$$

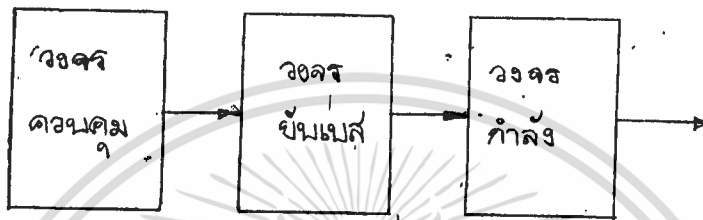


Current (Amp)

### 8.3 6-Step Inverter

โครงการนี้มี ความมุ่งหมายที่จะศึกษาแนวทางการออกแบบและสร้างอินเวอร์เตอร์ แบ่งออกเป็น ส่วนสำคัญ 3 ส่วนดังรูปที่ 8.6 คือ

- วงจรกำลัง (Power Circuit)
- วงจรขับเบส (Base Drive Circuit)
- วงจรควบคุม (Control Circuit)



รูปที่ 8.6 แสดงส่วนประกอบของวงจรอินเวอร์เตอร์

#### 8.3.1 วงจรกำลัง (Power Circuit)

ในวงจรกำลังนี้ใช้ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์สวิตชิง คือ C1413A ซึ่งทนกระแสสูงสุด 5 A 400 V ต่อแบบ Darlington โดยขนานกัน 5 ตัวเพื่อรับกระแสเพิ่มขึ้นถึง 20 A ตั้งได้กล่าวมาแล้ว

#### 8.3.2 วงจรขับเบส (Base Drive Circuit)

แสดงได้ดังรูปที่ 8.7

สัญญาณ Square Wave จากวงจรส่วนสร้างสัญญาณควบคุมจะถูกป้อนให้กับวงจรขับเบส เพื่อขยายกระแสขับเบสให้มากเพียงพอที่จะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อิ่มตัวได้ ณ จุดการทำงานที่เหมาะสม โดยสัญญาณ Square Wave ที่ออกจากวงจรขับเบสจะมีการสวิตช์ด้านบวก 8 โวลต์ ด้านลบ 6 โวลต์ การสวิตช์ทางด้านบวกจะมีการไบอัสข้างหน้า (Forward Bias) ซึ่งทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแส การสวิตช์ทางด้านลบจะเป็นการไบอัสกลับทาง (Reverse Bias) ซึ่งจะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสทันที

วงจรขับเบสจะใช้อปโตไอโซเลเตอร์ (Opto-Isolator) เบอร์ 4N25 เป็นตัวแยกวงจร ส่วนควบคุมกับส่วนกำลังออกจากกัน เพื่อป้องกันการทำงานผิดพลาดของส่วนควบคุม อันเนื่องจากการรบกวนของส่วนกำลังและจากมอเตอร์ที่เข้าทางสายกราวด์



ตั้งรูปแสดงวงจรขับเคลื่อน

เมื่อนำสัญญาณจากวงจรขับเคลื่อนไปต่อเข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ จะทำให้ระดับสัญญาณการสวิตช์ทางด้านบวกลดลงเหลือประมาณ 1.2 โวลต์ และด้านลบเหลือประมาณ 4 โวลต์

### 8.3.3 วงจรควบคุม (Control Circuit)

ในการควบคุมนี้จะควบคุมความถี่ของอินเวอร์เตอร์ โดยใช้วงจรทริกแบบ 6-Step Pulse ดังได้กล่าวแล้ว

การปรับความถี่ก็คือการปรับความเร็วนั่นเอง กล่าวคือ

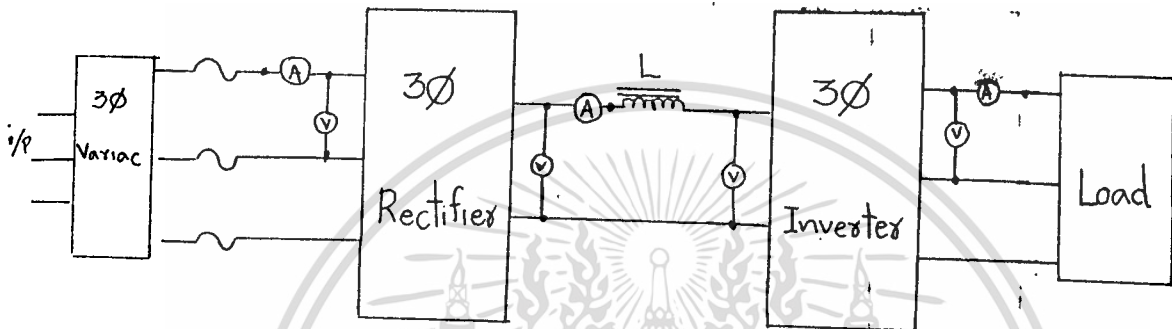
จาก  
โดยที่

$$n_r = (1-s)n_s$$
$$n_s = 120f / P \quad (\text{rpm})$$



บทที่ 9 ผลการทดลอง

ต่อวงจรการทดลองด้วยรูปที่ 9.1



รูปที่ 9.1 แสดงรูปการทดลอง

ผลการทดลองต่อโหลดหลอดไฟ 8 ดวงๆละ 100 ต่อแบบ Y

$V_{ac}$ (i/p) [V]	$I_{ac}$ (i/p) [A]	$V_{dc}$ (Rec.) [V]	$I_{dc}$ ( $I_L$ ) [A]	$V_{dc}$ (Inv.) [V]	$V_{ac}$ (o/p) [V]	$I_{ac}$ (o/p) [A]
30	0.08	30	0.12	30	12	0.08
60	0.20	70	0.28	72	45	0.15
90	0.22	110	0.30	113	75	0.20
120	0.28	136	0.35	155	108	0.21
150	0.30	140	0.40	190	133	0.23
180	0.33	140	0.42	225	160	0.25
210	0.35	140	0.47	270	191	0.29
240	0.41	140	0.60	304	225	0.31

ผลการทดลองขับมอเตอร์เหนี่ยวนำ ต่อแบบ Y ที่ความถี่ = 25 Hz ไร้โหลด

$V_{ac}$ (i/p) [V]	$I_{ac}$ (i/p) [A]	$V_{dc}$ (Rec.) [V]	$I_{dc}$ ( $I_L$ ) [A]	$V_{dc}$ (Inv.) [V]	$V_{ac}$ (o/p) [V]	$I_{ac}$ (o/p) [V]	Speed [rpm]
30	0.1	30	0.16	32	20	0.12	734
40	0.1	39	0.16	42	29	0.20	748
50	0.16	55	0.20	57	39	0.24	753
60	0.18	70	0.20	72	49	0.30	757
70	0.20	80	0.24	84	58	0.40	757
80	0.20	92	0.28	96	70	0.45	757
90	0.22	110	0.30	115	80	0.52	758
100	0.25	100	0.30	126	89	0.60	758

ผลการทดลองขับมอเตอร์เหนี่ยวนำ ต่อแบบ Y ที่ความถี่ = 30 Hz ไร้โหลด

$V_{ac}$ (i/p) [V]	$I_{ac}$ (i/p) [A]	$V_{dc}$ (Rec.) [V]	$I_{dc}$ ( $I_L$ ) [A]	$V_{dc}$ (Inv.) [V]	$V_{ac}$ (o/p) [V]	$I_{ac}$ (o/p) [V]	Speed [rpm]
30	0.1	30	0.15	30	20	0.10	863
40	0.1	42	0.15	44	30	0.18	885
50	0.1	57	0.17	58	40	0.21	692
60	0.15	70	0.19	72	50	0.30	895
70	0.18	80	0.20	84	60	0.35	897
80	0.19	92	0.22	95	70	0.40	897
90	0.20	110	0.25	112	80	0.45	898
100	0.20	120	0.30	126	90	0.51	898

ผลการทดลองขั้วมอเตอร์เหนี่ยวนำ ต่อแบบ Y ที่ความถี่ = 20 Hz โดยมีภาระเพิ่มโหลด

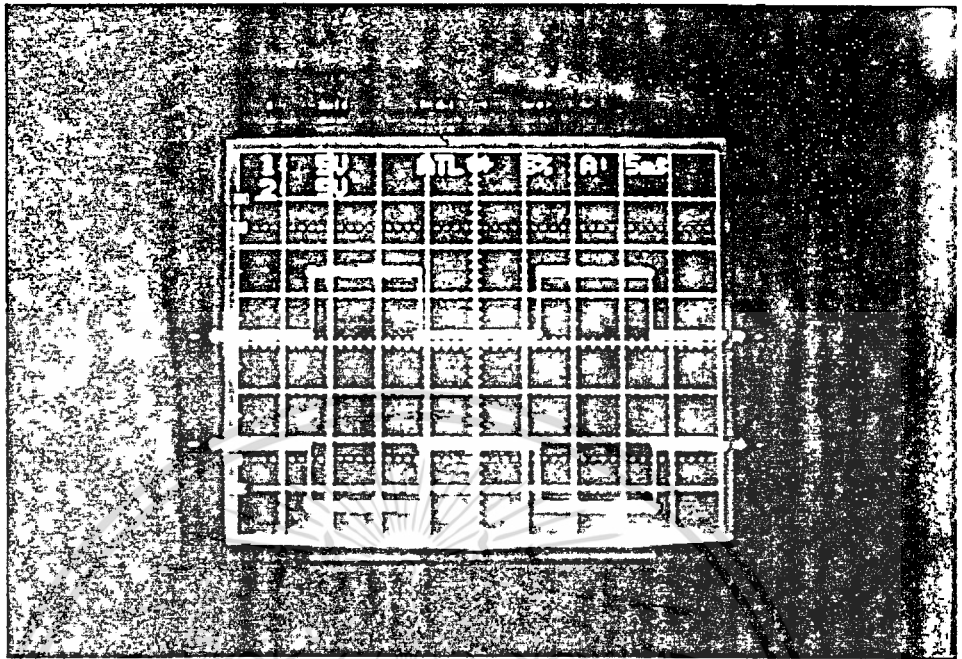
$V_{ac}$ (i/p) [V]	$I_{ac}$ (i/p) [A]	$V_{dc}$ (Rec.) [V]	$I_{dc}$ ( $I_L$ ) [A]	$V_{dc}$ (Inv.) [V]	$V_{ac}$ (o/p) [V]	$I_{ac}$ (o/p) [V]	Speed [rpm]	Load [g]
50	0.42	58	0.58	56	40	0.35	540*	00
50	0.62	58	0.81	56	40	0.50	482	50
58	0.56	65	0.66	64	45	0.40	540*	
58	0.92	65	1.1	64	45	0.60	440	100
68	0.62	80	0.8	80	55	0.5	540*	
68	0.95	80	1.15	82	55	0.70	480	150
80	0.80	92	0.97	95	65	0.62	540*	
80	1.00	92	1.25	95	65	0.75	500	200
89	0.95	105	1.1	107	75	0.72	540*	

\* หมายเหตุ รักษาความเร็วให้คงที่ที่ Speed = 540 rpm

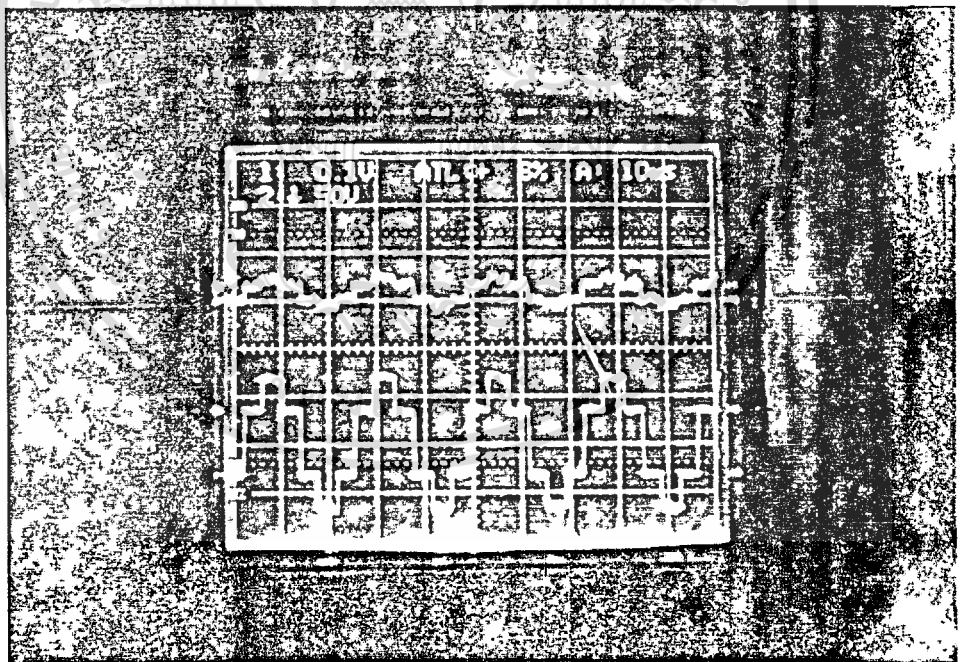
ผลการทดลองขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ ต่อแบบ Y ที่ความถี่ = 30 Hz โดยมีการเพิ่มโหลด

$V_{ac}$ (i/p) [V]	$I_{ac}$ (i/p) [A]	$V_{dc}$ (Rec.) [V]	$I_{dc}$ ( $I_L$ ) [A]	$V_{dc}$ (Inv.) [V]	$V_{ac}$ (o/p) [V]	$I_{ac}$ (o/p) [V]	Speed [rpm]	Load [g]
62	0.40	70	0.50	74	50	0.40	830*	00
62	0.82	70	1.00	74	50	0.70	680	50
80	0.58	95	0.70	97	70	0.52	830*	
80	0.95	95	1.1	97	70	0.80	740	100
109	0.75	130	0.9	135	90	0.75	830*	

\* หมายถึง รักษาความเร็วให้คงที่ที่ Speed = 830 rpm

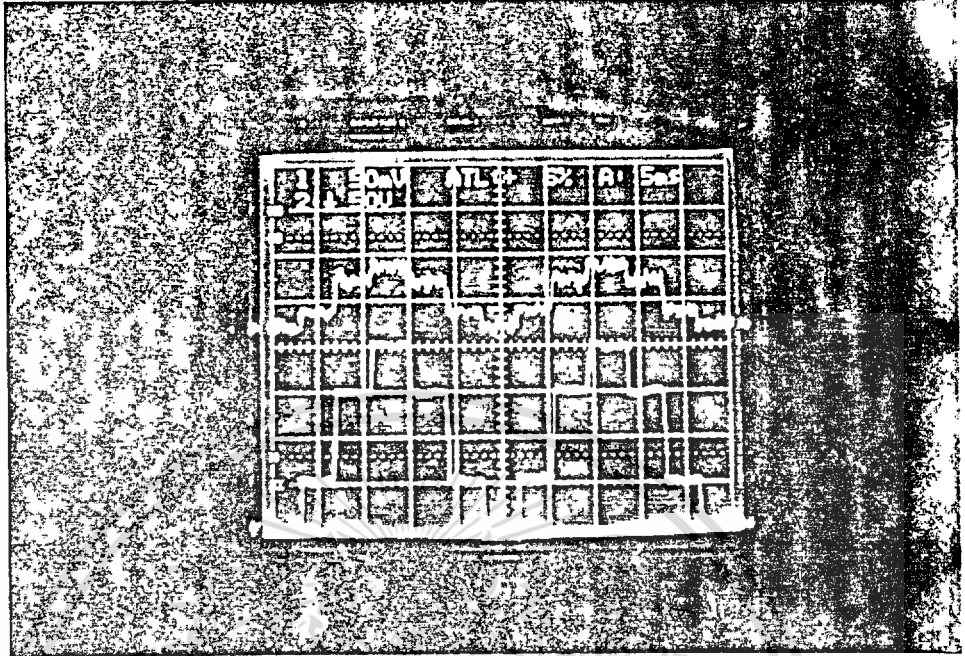


รูปที่ 9.2 แสดงสัญญาณการควบคุมวงจรชั้บเบส

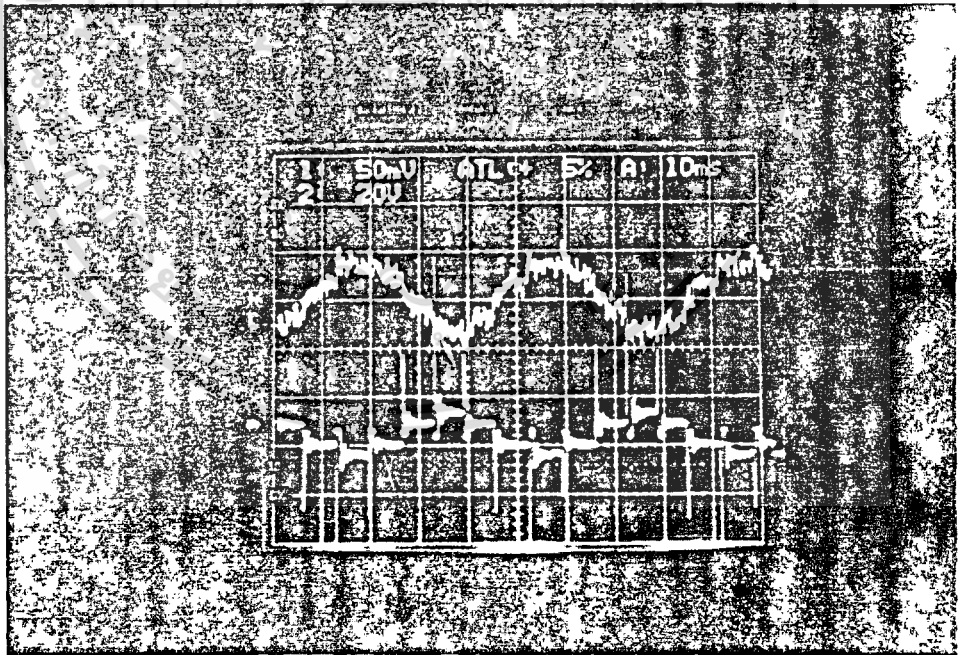


รูปที่ 9.3 แสดงสัญญาณแรงดันและกระแสเมื่อ  $V_{ac} \text{ i/p} = 100 \text{ V}$  โหลดหลอดไฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

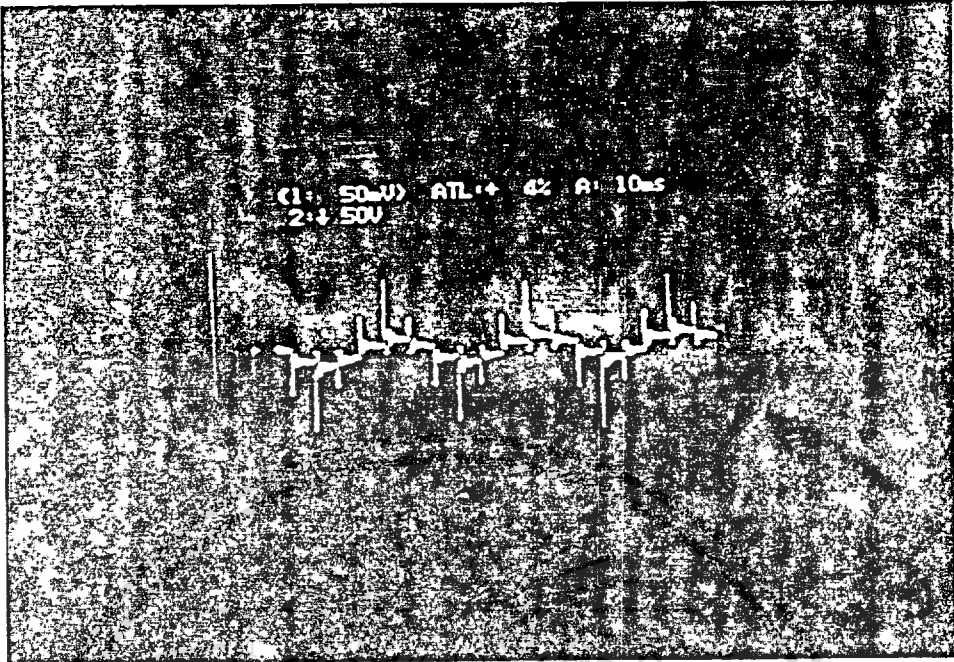


รูปที่ 9.4 แสดงสัญญาณแรงดันและกระแสเมื่อ  $V_{ac} i/p = 145 \text{ V}$  โหลดหลอดไฟ

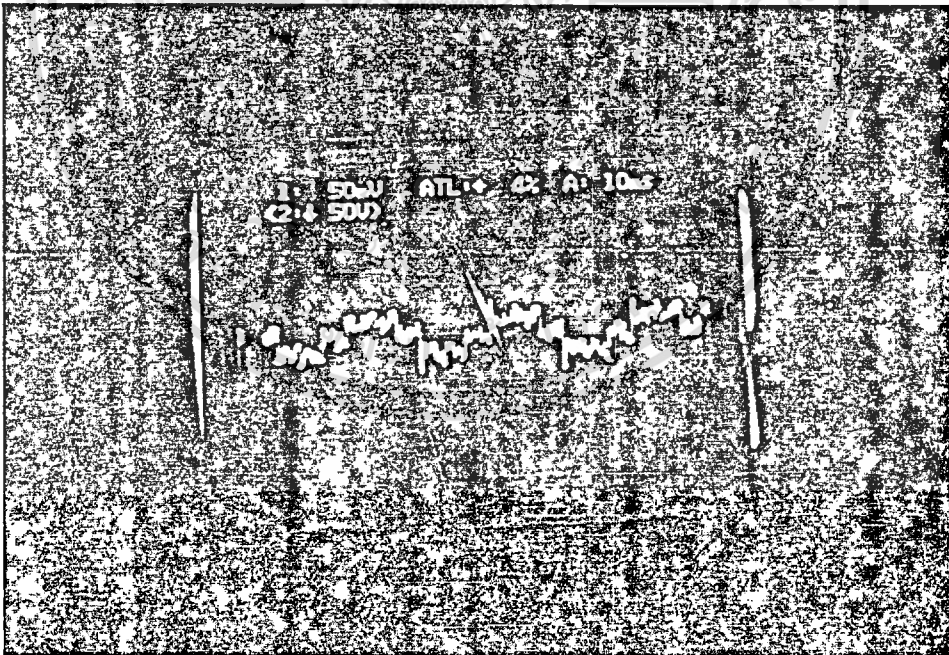


รูปที่ 9.5 แสดงสัญญาณแรงดันและกระแสเมื่อขับเคลื่อนมอเตอร์ ไร้อะไหล่ ความถี่ = 25 Hz

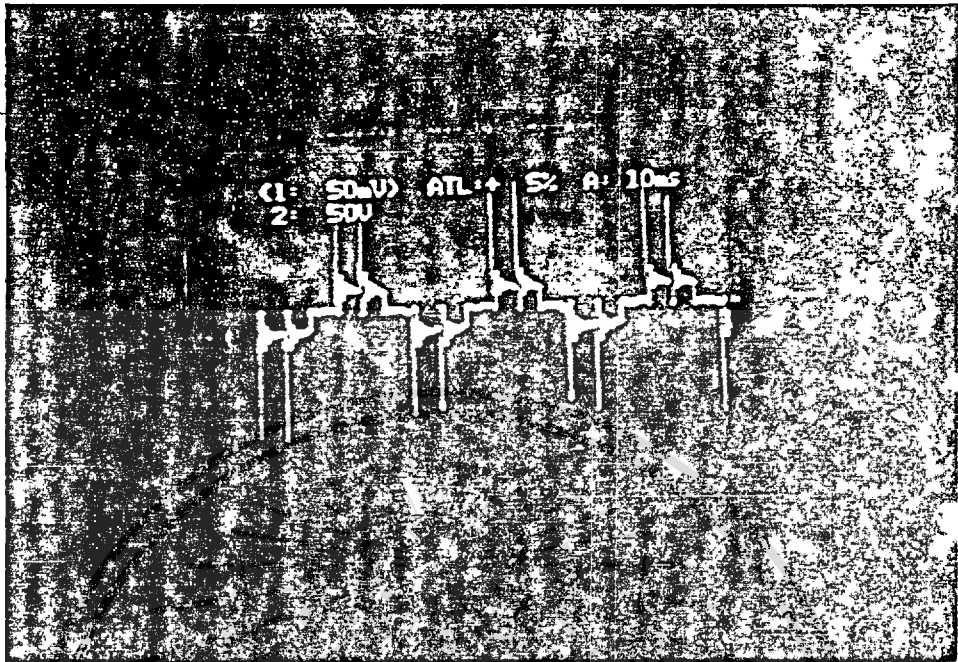
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



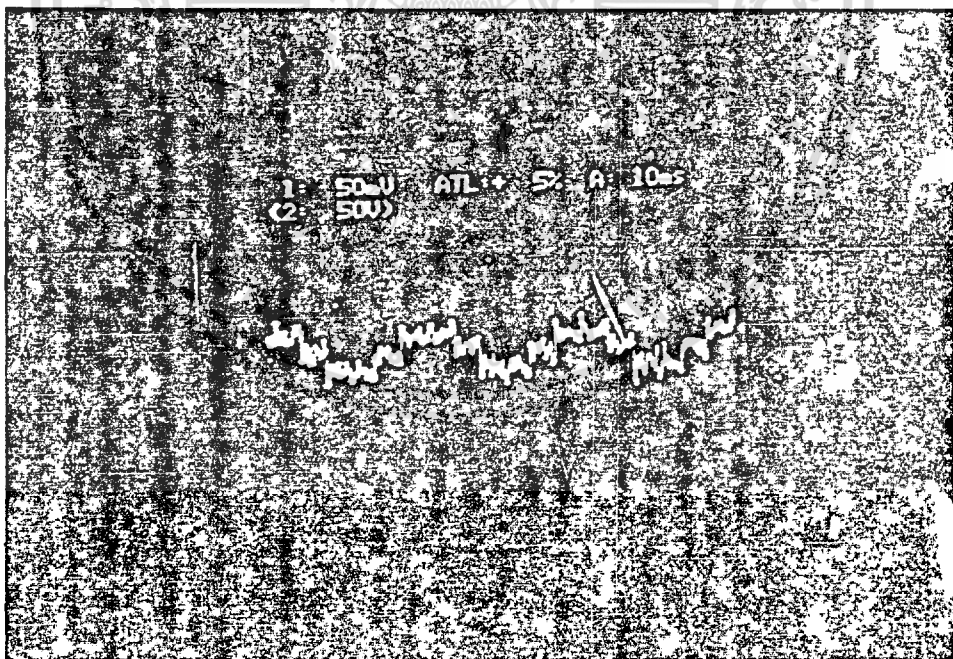
รูปที่ 9.6 แสดงสัญญาณแรงดันเมื่อขับมอเตอร์ ความถี่ = 20 Hz โหลด = 100 กรัม



รูปที่ 9.7 แสดงสัญญาณกระแสเมื่อขับมอเตอร์ ความถี่ = 20 Hz โหลด = 100 กรัม



รูปที่ 9.8 แสดงสัญญาณแรงดันเมื่อขับมอเตอร์ ความถี่ = 30 Hz โหลด = 100 กรัม



รูปที่ 9.9 แสดงสัญญาณกระแสเมื่อขับมอเตอร์ ความถี่ = 30 Hz โหลด = 100 กรัม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 10 สรุปและข้อเสนอแนะ

สำหรับโครงการอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายกระแส ที่ใช้สัญญาณการควบคุมแบบ 6-Step ที่สร้างขึ้น เราได้นำมาทดลองขับมอเตอร์ขนาด 1 แรงม้า เพื่อควบคุมความเร็วของมอเตอร์นี้ จากผลการทดลองนี้พิสูจน์ได้ว่าสามารถควบคุมเร็วได้ แต่สัญญาณแรงดันและกระแสที่ได้ยังไม่เรียบเท่าที่ควร นอกจากนี้ยังพบว่าเมื่อเปลี่ยนความถี่เพิ่มขึ้นความเร็วมอเตอร์จะเพิ่มขึ้นเมื่อเทียบกับโหลดเดียวกัน และยังพบว่ากระแสจะสูงกว่าด้วย เนื่องจากการที่เรายังไม่มีการทำงานแบบลูปปิด เพื่อควบคุมให้การทำงานมีเสถียรภาพ

ปัญหาที่พบบ่อยคือการลัดวงจรที่ทรานซิสเตอร์ ทำให้ทรานซิสเตอร์เสีย จึงระมัดระวังการปรับแรงดันอินพุตอย่าให้มากเกินไปและเพิ่ม Dead Time ของสัญญาณควบคุมให้มากไว้

ข้อเสนอแนะ เนื่องจากการทำโครงการนี้ยังไม่สมบูรณ์แบบต้องมีการพัฒนาอีกมาก คือการทำการควบคุมแบบลูปปิดเพื่อให้เกิดการควบคุมที่สมบูรณ์ และยังมี การควบคุมสัญญาณการทริกที่ทรานซิสเตอร์อีกหลายแบบที่อาจจะทำให้สัญญาณแรงดันและกระแสเรียบขึ้นมากกว่านี้ เช่นการทริกแบบ PWM ฯลฯ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

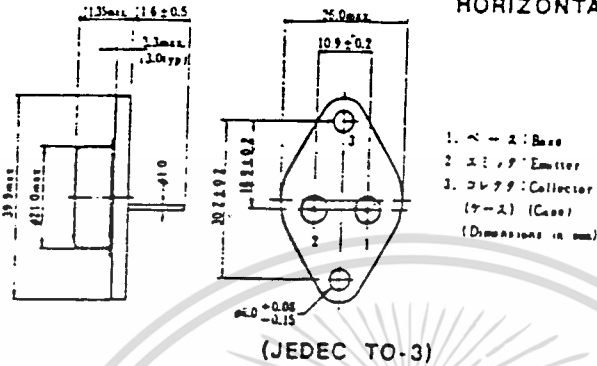
# 2SC1413A(H)

シリコン NPN 三層拡散形

高電圧電力スイッチング、水平偏向出力用

SILICON NPN TRIPLE DIFFUSED

HIGH VOLTAGE POWER SWITCHING  
HORIZONTAL DEFLECTION OUTPUT

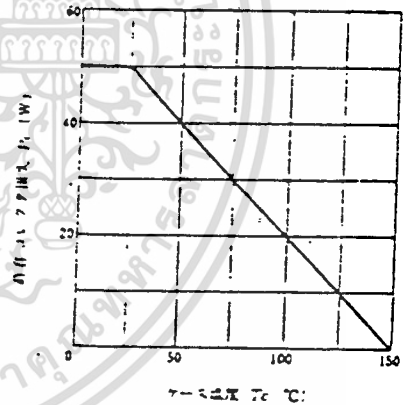


1. ベース: Base
  2. エミッタ: Emitter
  3. コレクタ: Collector (ケース) (Case)
- (Dimensions in mm)

## 絶対最大定格 ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ( $T_c = 25^\circ\text{C}$ )

項目	Symbol	2SC1413A(H)	Unit
コレクタ・ベース電圧	$V_{cbo}$	1500	V
コレクタ・エミッタ電圧	$V_{ceo}$	500	V
エミッタ・ベース電圧	$V_{ebo}$	6	V
コレクタ電流	$I_c$	5	A
パルスコレクタ電流	$I_{c(max)}$	16	A
許容コレクタ損失	$P_{c^*}$	50	W
許容コレクタ損失	$P_{c^{**}}$	20	W
標合部温度	$T_c$	150	$^\circ\text{C}$
保存温度	$T_{stg}$	-45~150	$^\circ\text{C}$

## 許容コレクタ損失のケース温度による変化 MAXIMUM COLLECTOR DISSIPATION CURVE



- $T_c = 25^\circ\text{C}$ における許容値
- シリコンエポキシ樹脂製の付属のワイヤ基板を介して放熱板 (200mm $\times$ 300mm $\times$ 1.5mm $\phi$ アルミ板) に取付けられた時の容量
- Value at  $T_c = 25^\circ\text{C}$
- Value when attach on the heat sink plate (200mm $\times$ 300mm $\times$ 1.5mm $\phi$ アルミ板)

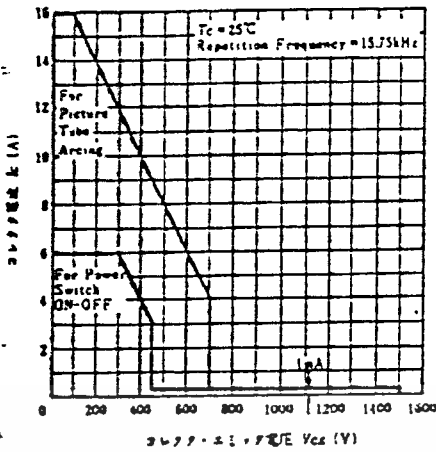
## 電気的特性 ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_c = 25^\circ\text{C}$ )

項目	Symbol	Test Condition	min.	max.	Unit
コレクタ・エミッタ破壊電圧	$V_{(BR)CEO}$	$I_c = 10\text{mA}$ , $R_{th} = \infty$	500	—	V
エミッタ・ベース破壊電圧	$V_{(BR)EBO}$	$I_c = 10\text{mA}$ , $I_b = 0$	6	—	V
コレクタ遮断電流	$I_{CS}$	$V_{CB} = 1500\text{V}$ , $V_{EB} = 1.5\text{V}$	—	1	mA
コレクタ・エミッタ飽和電圧	$V_{CE(sat)}$	$I_c = 5\text{A}$ , $I_b = 1.2\text{A}^*$	—	10	V
ベース・エミッタ飽和電圧	$V_{BE(sat)}$	$I_c = 5\text{A}$ , $I_b = 1.2\text{A}^*$	—	2	V
下降時間	$t_f$	$I_c = 3\text{A}$ , $I_{B1} = 0.7\text{A}$ , $I_{B2} = -2.7\text{A}$ , $L_s = 0$	—	2.3	$\mu\text{s}$

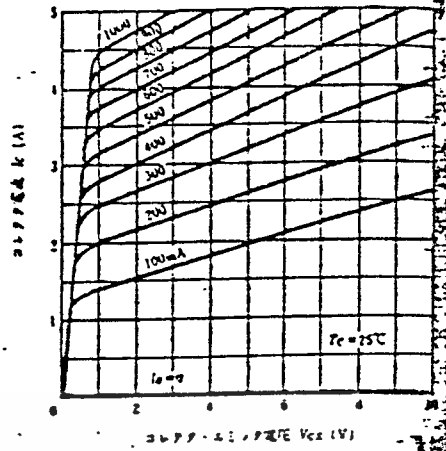
\*  $I_{B1} = I_{B2}$   
\* July 1981

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

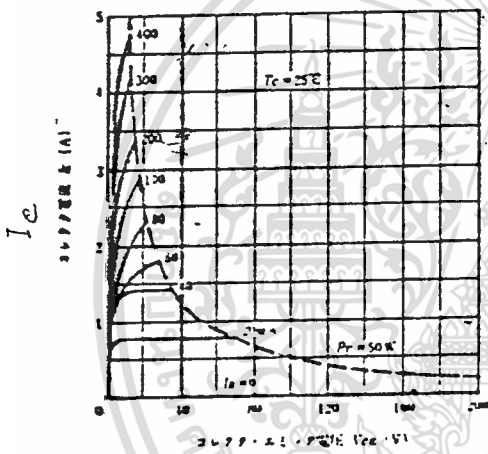
安全動作領域  
AREA OF SAFE OPERATION



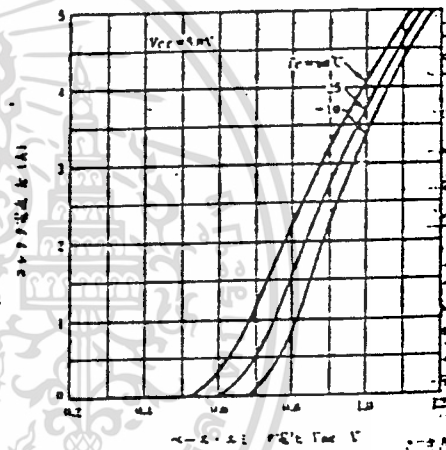
エミッタ接地出力特性(1)  
TYPICAL OUTPUT CHARACTERISTICS



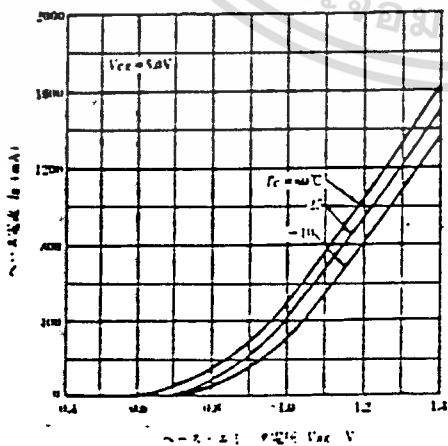
エミッタ接地出力特性(2)  
TYPICAL OUTPUT CHARACTERISTICS



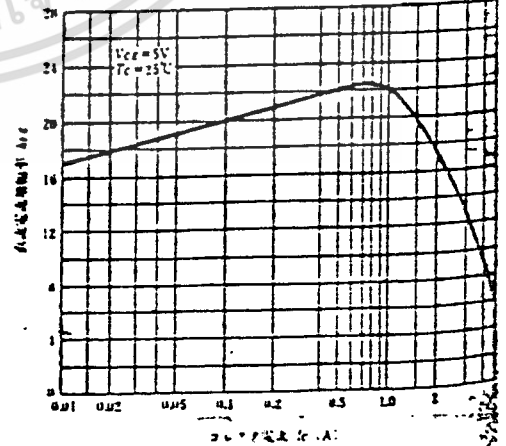
エミッタ接地伝達特性  
TYPICAL TRANSFER CHARACTERISTICS



エミッタ接地入力特性  
TYPICAL INPUT CHARACTERISTICS

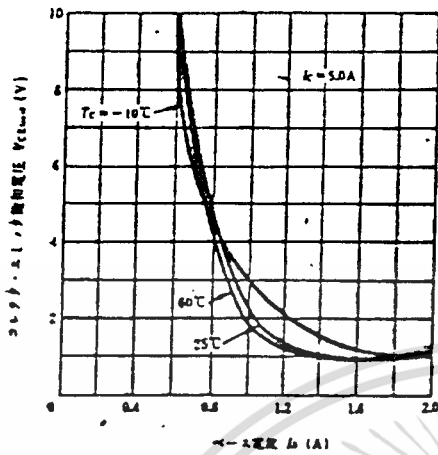


直流電流増幅率対コレクタ電流特性  
DC CURRENT TRANSFER RATIO VS. COLLECTOR CURRENT

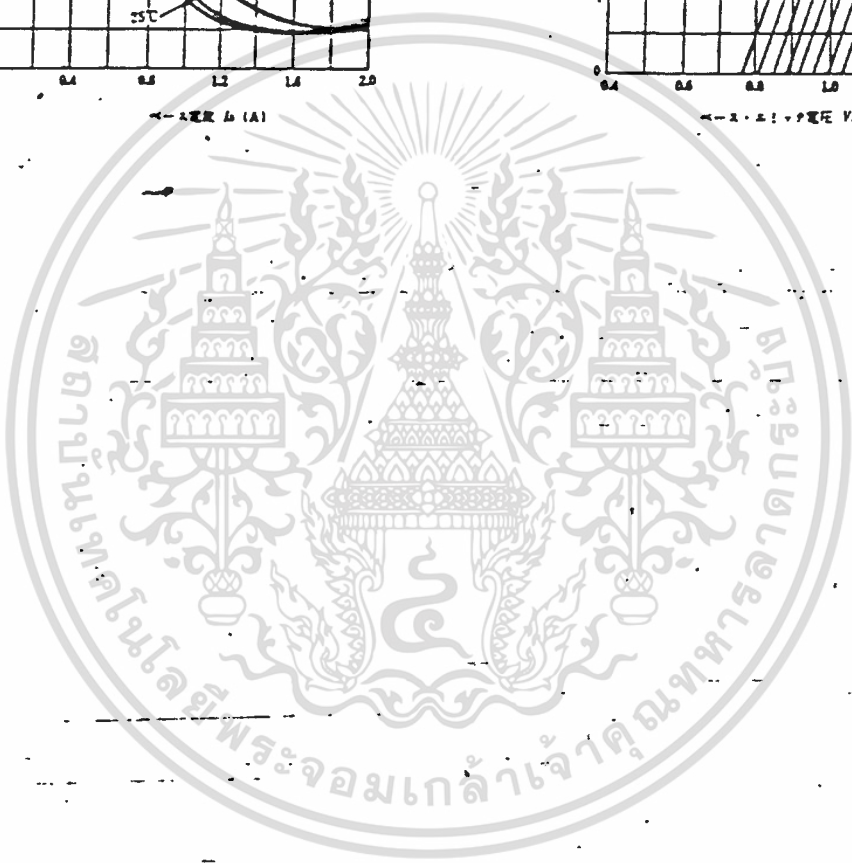
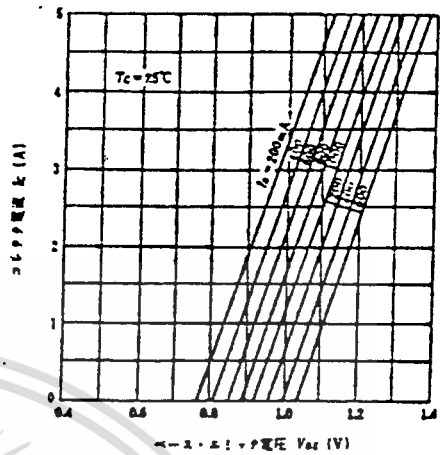


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

コレクタ・エミッタ飽和電圧対ベース電流特性  
COLLECTOR TO EMITTER SATURATION VOLTAGE  
VS. BASE CURRENT

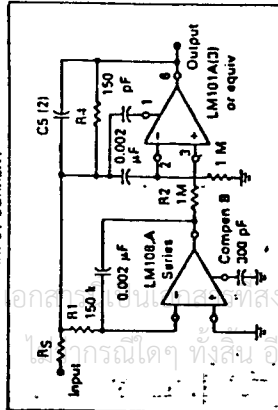


コレクタ電流対ベース・エミッタ電圧特性  
COLLECTOR CURRENT  
VS. BASE TO EMITTER VOLTAGE



SUGGESTED DESIGN APPLICATIONS

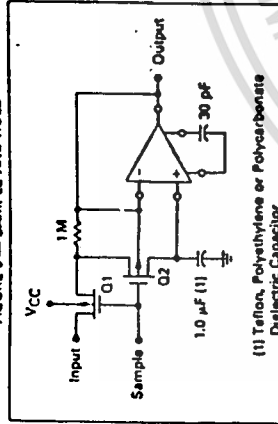
FIGURE 7 — FAST (1) SUMMING AMPLIFIER WITH LOW INPUT CURRENT



(1) Power Bandwidth: [2] In addition to increasing speed, the LM101A raises high, low frequency gain, increases output drive capability and eliminates thermal feedback.  
 Small Signal Bandwidth: 3.5 MHz  
 Slow Rate: 10 V/us

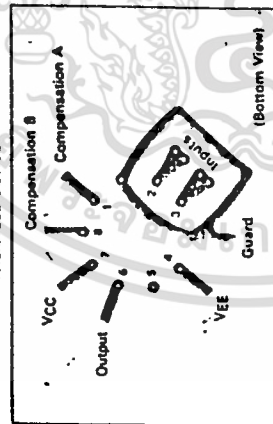
[2]  $CS = \frac{6 \times 10^{-8}}{R1}$

FIGURE 8 — SAMPLE AND HOLD



(1) Teflon, Polyethylene or Polycarbonate Dielectric Capacitor

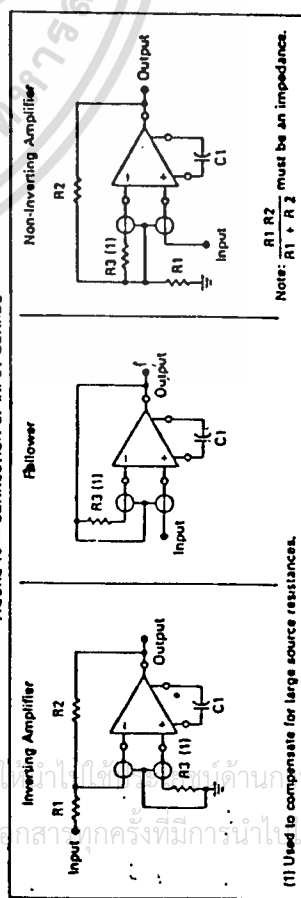
FIGURE 9 — SUGGESTED PRINTED CIRCUIT BOARD LAYOUT FOR INPUT GUARDING USING METAL PACKAGED DEVICE



guard, which is a conductive ring surrounding the input, is connected to a low-impedance point that is at approximately the same voltage as the inputs. Leakage currents from high-voltage pins are then absorbed by the guard.

The pin configuration of the dual in-line package is designed to facilitate guarding, since the pins adjacent to the inputs are not used (this is different from the standard MC1741 and LM101A pin configuration).

FIGURE 10 — CONNECTION OF INPUT GUARDS



(1) Used to compensate for large source resistances.

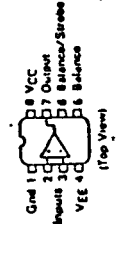
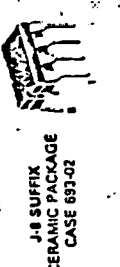
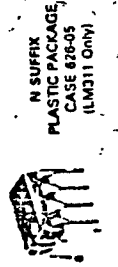
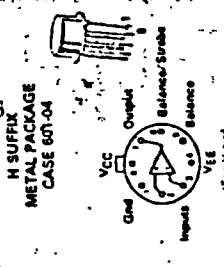
Note:  $R1 + R2$  must be an impedance.



MOTOROLA

LM111  
LM211  
LM311

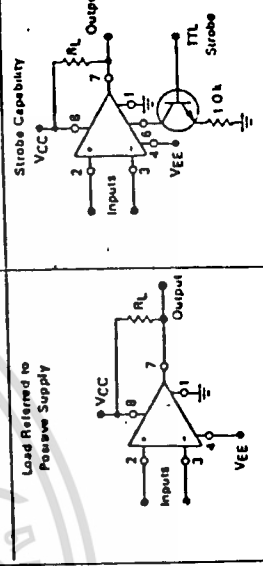
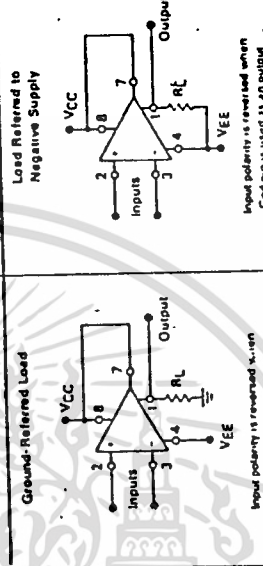
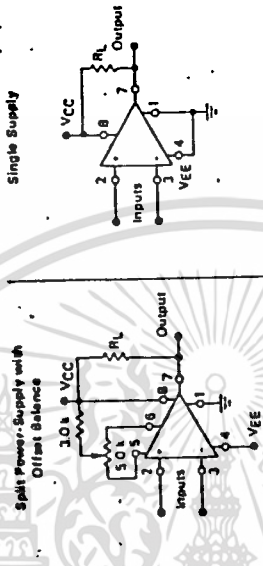
HIGH PERFORMANCE  
VOLTAGE COMPARATORS  
SILICON MONOLITHIC  
INTEGRATED CIRCUIT



HIGHLY FLEXIBLE VOLTAGE COMPARATORS

The ability to operate from a single power supply of 5.0 to 30 volts or ±15 volt split supplies, as commonly used with operational amplifiers, makes the LM111/LM211/LM311 a truly versatile comparator. Moreover, the inputs of the device can be isolated from system ground while the output can drive loads referenced either to ground, the VCC or the VEE supply. This flexibility makes it possible to drive DTL, RTL, TTL, or MOS logic. The output can also switch voltages to 50 volts at currents to 50 mA. Thus the LM111/LM211/LM311 can be used to drive relays, lamps or solenoids.

TYPICAL COMPARETOR DESIGN CONFIGURATIONS



ORDERING INFORMATION	
Device	Package
LM111H	Metal Can
LM111J-B	Ceramic DIP
LM211D	SO-8
LM211H	Metal Can
LM211J-B	Ceramic DIP
LM311D	SO-8
LM311J-B	Ceramic DIP
LM311N	Plastic DIP

MAXIMUM RATINGS (TA = +25°C unless otherwise noted)

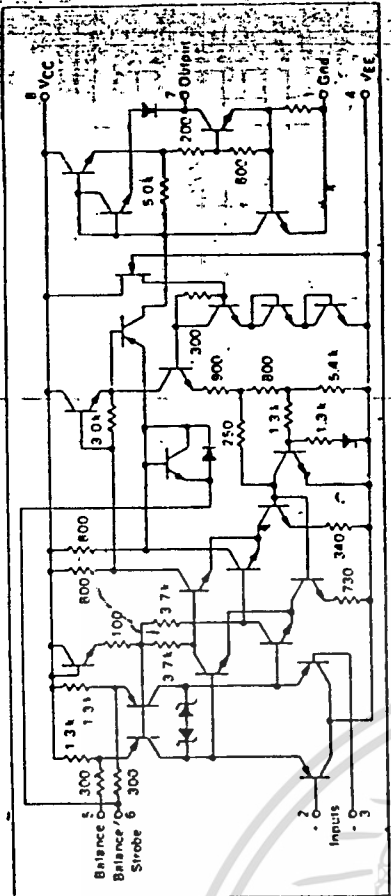
Rating	Value		Unit	
	LM111 LM211	LM311		
Total Supply Voltage	36	36	Vdc	
Output to Negative Supply Voltage	50	40	Vdc	
Ground to Negative Supply Voltage	30	30	Vdc	
Input Differential Voltage	±30	±30	Vdc	
Input Voltage (Note 2)	±15	±15	Vdc	
Voltage at Strobe Pin	VCC to VCC-5	VCC to VCC-5	Vdc	
Power Dissipation and Thermal Characteristics				
Metal Package	680		mW	
Derate above TA = +25°C	5.5		mW/°C	
Plastic and Ceramic Dual-In-Line Packages	625		mW	
Derate above TA = +25°C	5.0		mW/°C	
Operating Ambient Temperature Range				
TA	-55 to +125		°C	
-25 to +85	—		—	
0 to +70	—		—	
Operating Junction Temperature				
Tj(max)	+150		°C	
Storage Temperature Range				
Tstg	-85 to +180		-65 to +150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (VCC = +15 V, VEE = -15 V, TA = +25°C unless otherwise noted (Note 1))

Characteristic	LM111		LM211		LM311		Unit	
	Symbol	Min	Typ	Max	Min	Typ		Max
Input Offset Voltage (Note 3) RS ≤ 50 Ω, TA = +25°C RS ≤ 50 Ω, Ilow ≤ TA ≤ Thigh	VIO	—	0.7	3.0	—	2.0	7.5	mV
Input Offset Current (Note 3) TA = +25°C Ilow ≤ TA ≤ Thigh	IIO	—	1.7	10	—	1.7	50	nA
Input Bias Current, TA = +25°C Ilow ≤ TA ≤ Thigh	IIB	—	45	100	—	45	250	nA
Voltage Gain	Av	40	200	—	40	200	—	V/mV
Response Time (Note 4)		—	200	—	—	200	—	ns
Saturation Voltage VID ≤ -5.0 mV, IO = 50 mA VID ≤ -10 mV, IO = 50 mA VCC ≥ 4.5 V, VEE = 0, Ilow ≤ TA ≤ Thigh VID ≤ -8.0 mV, Ilow ≤ 8.0 mA VID ≤ -10 mV, Ilow ≤ 8.0 mA	VOL	—	0.75	1.5	—	0.75	1.5	V
Stroke "On" Current (Note 5)	IS	—	0.23	0.4	—	0.23	0.4	mA
Output Leakage Current VID > 5.0 mV, VO = 35 V, TA = +25°C VID > 10 mV, VO = 35 V, Istroke = 3.0 mA VID > 5.0 mV, VO = 35 V, Ilow ≤ TA ≤ Thigh		—	0.2	10	—	0.2	50	nA
Input Voltage Range (Ilow ≤ TA ≤ Thigh)	Vih	-14.5	-14.7 to 13.0	-14.5	-14.7 to 13.0	13.0	13.0	V
Positive Supply Current	ICC	—	±2.4	±5.0	—	±2.4	±7.5	mA
Negative Supply Current	IEE	—	-1.3	-5.0	—	-1.3	-5.0	mA

- NOTES
1. TA = +25°C for LM111, Thigh = +125°C for LM111, +25°C for LM211, +75°C for LM311.
  2. Output voltage, output current, and stroke current specifications apply for supply voltage range from 5.0 mV to 35 V with supplies.
  3. This rating applies for ±15 mV tolerance. The positive input voltage limit is 30 volts above the negative supply. The negative input voltage limit is 30 volts below the positive supply voltage at 30 volts below the positive supply, whichever is less.
  4. The response time specified is for a 100 mV input step with 5.0 mV overshoot.
  5. Do not short the strobe pin to ground. It should be current limited at 3.0 to 5.0 mA.

FIGURE 1 - CIRCUIT SCHEMATIC



TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

FIGURE 2 - INPUT BIAS CURRENT versus TEMPERATURE

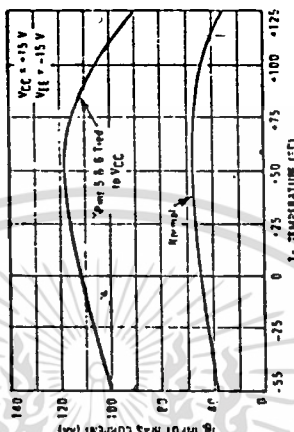


FIGURE 3 - INPUT OFFSET CURRENT versus TEMPERATURE

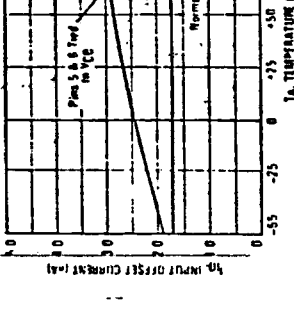


FIGURE 4 - INPUT BIAS CURRENT versus DIFFERENTIAL INPUT VOLTAGE

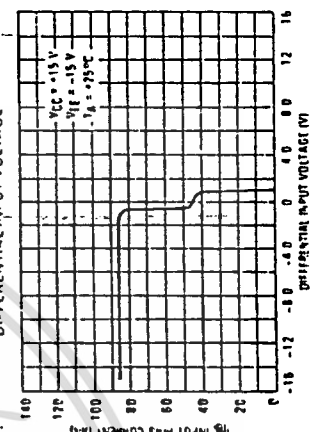
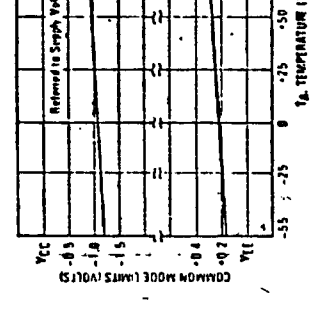


FIGURE 5 - COMMON MODE LIMITS versus TEMPERATURE



TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

FIGURE 6 — RESPONSE TIME FOR VARIOUS INPUT OVERDRIVES

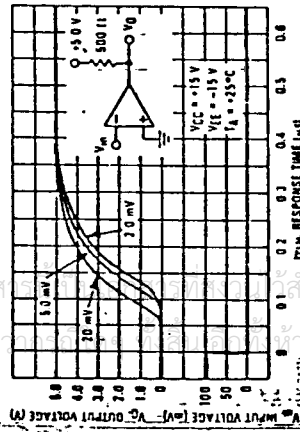


FIGURE 7 — RESPONSE TIME FOR VARIOUS INPUT OVERDRIVES

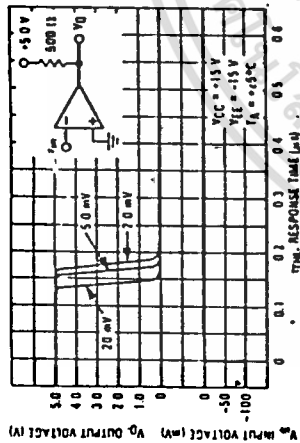


FIGURE 8 — RESPONSE TIME FOR VARIOUS INPUT OVERDRIVES

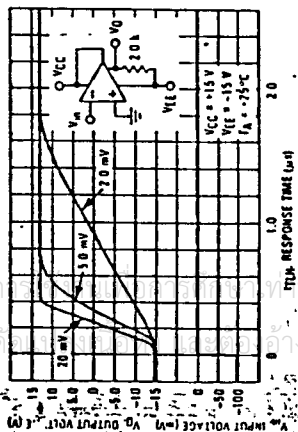


FIGURE 9 — RESPONSE TIME FOR VARIOUS INPUT OVERDRIVES

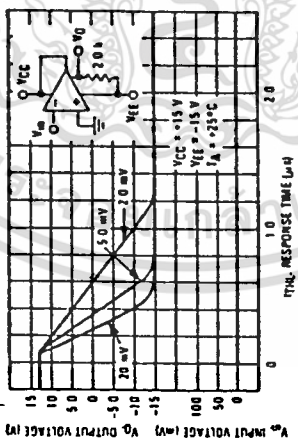


FIGURE 10 — OUTPUT SHORT CIRCUIT CURRENT CHARACTERISTICS AND POWER DISSIPATION

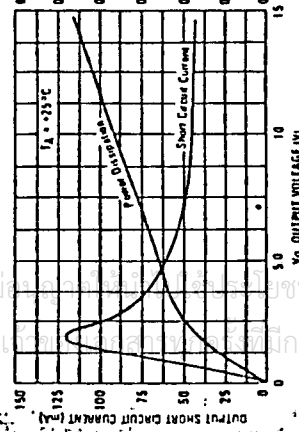


FIGURE 11 — OUTPUT SATURATION VOLTAGE VERSUS OUTPUT CURRENT

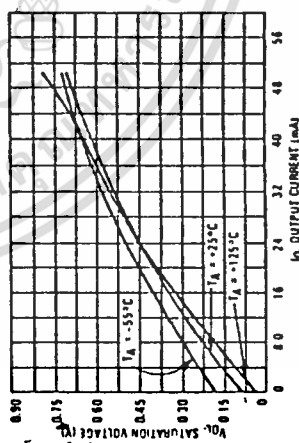


FIGURE 12 — OUTPUT LEAKAGE CURRENT VERSUS TEMPERATURE

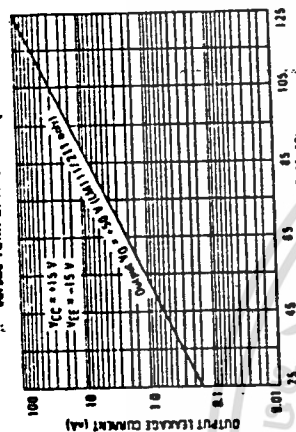


FIGURE 13 — POWER SUPPLY CURRENT VERSUS SUPPLY VOLTAGE

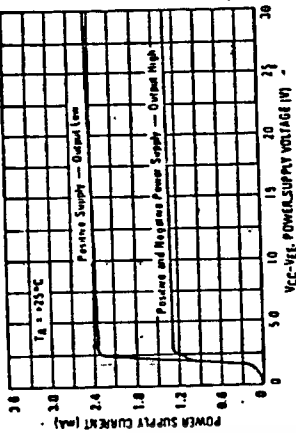
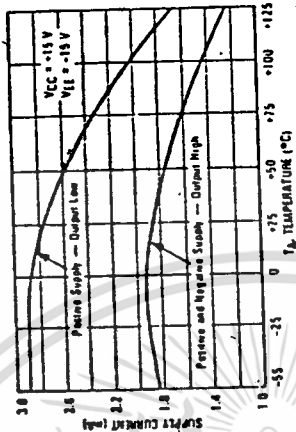


FIGURE 14 — POWER SUPPLY CURRENT VERSUS TEMPERATURE



APPLICATIONS INFORMATION

FIGURE 15 — IMPROVED METHOD OF ADDING HYSTERESIS WITHOUT APPLYING POSITIVE FEEDBACK TO THE INPUTS

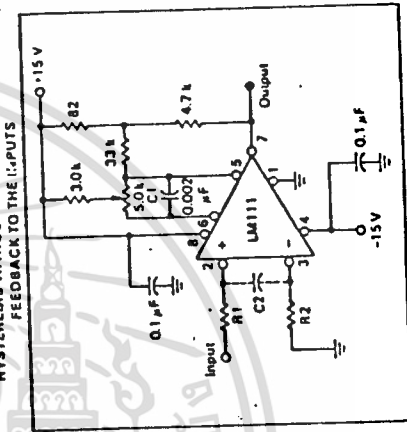
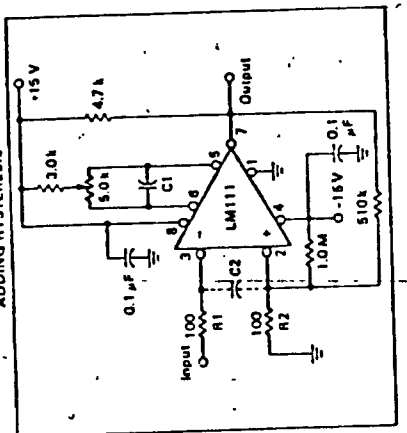
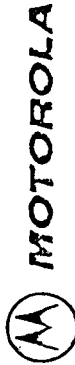


FIGURE 16 — CONVENTIONAL TECHNIQUE FOR ADDING HYSTERESIS





LM124, LM224  
LM324, LM324A  
LM2902

### Specifications and Applications Information

#### QUAD LOW POWER OPERATIONAL AMPLIFIERS

The LM124 Series are low-cost, quad operational amplifiers with true differential inputs. These have several distinct advantages over standard operational amplifier types in single supply applications. The quad amplifier can operate at supply voltages as low as 3.0 Volts or as high as 32 Volts with quiescent currents about one fifth of those associated with the MC1741 (on a per amplifier basis). The common mode input range includes the negative supply, thereby eliminating the necessity for external biasing components in many applications. The output voltage range also includes the negative power supply voltage.

- Short Circuited Protected Outputs
- True Differential Input Stage
- Single Supply Operation: 3.0 to 32 Volts
- Low Input Bias Currents: 100 nA Max (LM324A)
- Four Amplifiers Per Package
- Internally Compensated
- Common Mode Range Extends to Negative Supply
- Industry Standard Pinouts

#### MAXIMUM RATINGS (TA = +25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	LM124 LM224 LM324A	LM2902	Unit
Power Supply Voltages				Vdc
Single Supply	VCC	32	26	
Split Supplies	VCC, VEE	±16	±13	
Input Differential Voltage Range (1)	V <sub>IDR</sub>	±32	±26	Vdc
Input Common Mode Voltage Range	V <sub>ICR</sub>	-0.3 to 32	-0.3 to 26	Vdc
Input Forward Current (2)	I <sub>F</sub>	50	-	mA
Output Short Circuit Duration	I <sub>S</sub>	Continuous		
Junction Temperature	T <sub>J</sub>	175		°C
Ceramic Package		150		
Plastic Packages				
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>			°C
Ceramic Package		-65 to +150		
Plastic Packages		-55 to +125		
Operating Ambient Temperature Range	T <sub>A</sub>			°C
LM124		-55 to +125		
LM224		-25 to +85		
LM324A		0 to +70		
LM324		0 to +70		
LM2902		-40 to +85		

(1) Split Power Supplies  
(2) The input current will only exist when the voltage is negative at any of the input leads. Normal output states will reestablish when the input voltage returns to a voltage greater than -0.3 V.

#### APPLICATIONS INFORMATION

##### Techniques for Avoiding Oscillations in Comparator Applications

Since feedback is almost a pin of a comparator can result in oscillation, the pinned-circuit layout should be engineered thoughtfully. Preferably there should be a ground plane under the LM111 circuit (e.g., one side of a double layer printed circuit board). Ground, positive supply or negative supply (not should extend between the output and the inputs, to act as a guard. The "oil connections for the inputs should be as small and compact as possible, and should be externally compensated by ground (not on all sides, to guard against capacitive coupling from input high-level signals (such as the output). If pins 5 and 6 are not used, they should be shorted together. If they are connected to a trim-pot, the trim-pot should be located no more than a few inches away from the LM111, and a 0.01 µF capacitor should be installed across pins 5 and 6. If this capacitor cannot be used, a shielding power supply filter may be advisable between pins 6 and 7. The couple inches of the LM111.

A standard procedure is to add hysteresis to a comparator to prevent oscillation, and to avoid excessive noise on the output in the circuit of Figure 16, the feedback resistor of 10 kΩ from the output to the positive input will cause about 3.0 mV of hysteresis. However, R<sub>2</sub> is larger than 100 Ω, such as 50 kΩ, in feedback resistor proportionally above 10 kΩ to maintain the same amount of hysteresis.

When both inputs of the LM111 are connected to active signals, or if a high impedance signal is driving the positive input of the LM111 so that positive feedback would be disruptive, the circuit of Figure 15 is ideal. The positive feedback is applied to pin 5 (one of the offset adjusting pins). This will be sufficient to cause 1.0 to 2.0 mV hysteresis and sharp transients with input triangle waves from a few Hz to hundreds of kHz. The positive-feedback signal across the 82 Ω resistor swings 240 mV below the positive supply. This signal is superimposed around the nominal voltage of the parameter. As much as 80 mV of offset voltage can be trimmed out, using the 5.0 kΩ pot and 3.0 kΩ resistor as shown.

FIGURE 17 — ZERO-CROSSING DETECTOR DRIVING CMOS LOGIC

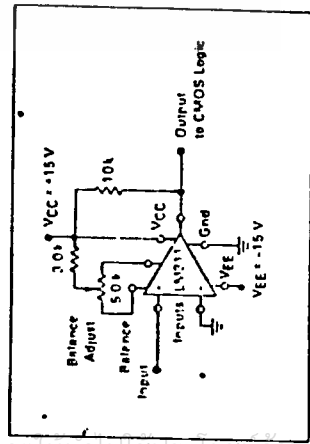
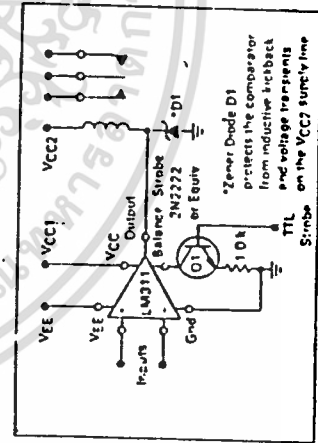


FIGURE 18 — RELAY DRIVER WITH STROBE CAPABILITY



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้เชิงพาณิชย์โดยไม่ได้รับอนุญาตจากทางบริษัท

## บรรณานุกรม

1. B.K. BOSE. , Power electronics and AC drive , Prentice Hall , Englewood Cliffs , 1986.
2. G.K. DUBEY., Power semiconductor controlled drive , Prentice Hall , 1989.
3. B.W. WILLIAM. , Power electronics device , drive and application , Macmillan Education Ltd., 1988
4. อ.วีริยะ พิเศษฐ์จรรย์กุล. , เอซีมอเตอร์คอนโทรล , คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพฯ, 2520.
5. เอกสารประกอบการอบรมทางวิชาการ , Industrial Motor Speed Control System. วันที่ 7-9 มิถุนายน 2532 .สมาคมส่งเสริมเทคโนโลยี (ไทย-ญี่ปุ่น).

กิตติกรรมประวัติ

ปริญญานี้ผมได้รับสำเร็จลงได้โดยความช่วยเหลือจากอาจารย์ที่ปรึกษาและอาจารย์ในภาค ที่คอยให้ความช่วยเหลือ แนะนำ ให้ข้อคิดเห็น ความรู้ รวมทั้งกำลังใจ จึงขอกราบขอบพระคุณทุกท่านไว้ ณ. ที่นี้

นอกจากนี้ยังได้รับความช่วยเหลือจาก น้องๆ เพื่อนๆ และพี่ๆ ที่ช่วยเหลือในหลายๆ อย่างก็ขอขอบคุณด้วย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้