



การควบคุมความเร็วมอเตอร์โดยอินเวอร์เตอร์ไมโครคอนโทรลเลอร์

AC. Adjusted Speed By Microprocessor Inverter Controller



30 ก.ย. ๒๕๖๓
วัน เดือน ปี.....
เลขทะเบียน..... 038245
เลขเรียกหนังสือ..... ๓๑๒๖๕ อี๒๕๖๓

ปริญญานิพนธ์นี้ เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2539

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารด้วย
038245

ปีการศึกษา 2539

การควบคุมความเร็วมอเตอร์โดยอินเวอร์เตอร์ไมโครคอนโทรลเลอร์

AC. Adjusted Speed By Microprocessor Inverter Controller



อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.วิริยะ พิเศษฐจำเริญ

อ. อนุวัฒน์ จางวานิชเลิศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาบัตรปีการศึกษาที่ 2539

ภาควิชาวิศวกรรมศาสตร์ไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การควบคุมความเร็วมอเตอร์ โดย อินเวอร์เตอร์ ไมโครคอนโทรลเลอร์

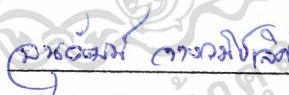
ผู้จัดทำ

1. นายธีรเดช ทองขวัญ
2. นายธีรยุทธ เพชรอุไร
3. นายธีระศักดิ์ เพชรโชติ
4. นายสุรินทร์ คำฝอย



อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ.ดร. วิริยะ พิเศษฐจำเริญ)



อาจารย์ที่ปรึกษา

(อ. อนุวัฒน์ จางวานิชเลิศ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญรูป	III
สารบัญตาราง	VIII
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำและอินเวอร์เตอร์	4
2.1 บทนำ	4
2.2 อินдукชันแมชชีน	4
2.2.1 วงจรสมมูลย์	7
2.2.2 วิเคราะห์วงจรสมมูลย์	10
2.2.3 กราฟความเร็วและแรงบิด	12
2.3 วิธีควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ	16
2.3.1 การควบคุมแรงดันของสเตเตอร์	16
2.3.2 การควบคุมสลลิปเฟาเวอร์	19
2.3.3 การควบคุมด้วยการเปลี่ยนแรงดันและความถี่	20
2.4 การปรับความเร็วโดยการปรับกระแสสเตเตอร์	23
2.5 อินเวอร์เตอร์เพื่อการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ	25
2.5.1 อินเวอร์เตอร์แบบจ่ายแรงดัน	27
2.5.2 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส	28
2.6 ผลของฮาร์โมนิกส์	29
บทที่ 3 เทคนิค PWM สำหรับอินเวอร์เตอร์ด้วยกระแสเอาต์พุตแบบไซน์	35
3.1 บทนำ	35
3.2 หลักการของการสร้างแพทเทิร์นแบบ PWM	35
3.3 ฟังก์ชันการสวิตซ์ซิ่ง	35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
3.4 ฟังก์ชันการกระทำ	36
3.5 การอธิบายเวกเตอร์ของ SF และ PF	36
3.6 วิธีการกำหนดตำแหน่งที่เป็นวงกลมแบบ quasi	37
3.7 คณิตศาสตร์การกระทำ	40
3.8 เฟลคเตอร์การเปลี่ยนแปลงของแรงดัน โดยวิธีการ PWM ที่ควบคุมฟลักซ์แม่เหล็กสำหรับอินเวอร์เตอร์	44
3.8.1 The Magnetic Flux Control PWM Method	44
3.8.2 ความยาววงกลมของตำแหน่ง	46
3.9 เวกเตอร์การเปลี่ยนแปลงแรงดันของวิธีการ PWM โดยการควบคุมฟลักซ์สนามแม่เหล็ก	46
3.9.1 องค์ประกอบที่สัมพันธ์ได้ของเวกเตอร์เส้นแรง	46
3.9.2 แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์	47
3.9.3 การประมาณค่าวงกลม	48
3.10 การประเมินค่าของเฟลคเตอร์ที่เปลี่ยนแปลงของแรงดัน	50
3.11 การชดเชยเดคใหม่แบบใหม่ของแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์	53
3.11.1 การวิเคราะห์ผลกระทบของเดคใหม่	53
3.11.2 การวิเคราะห์การผิดเพี้ยนของแรงดันและวิธีการชดเชย	55
3.11.3 วิธีการของเวลาที่ได้จากการปรับชดเชย	60
บทที่ 4 การออกแบบวงจรควบคุมและวงจรถูกกำลัง	64
4.1 บทนำ	64
4.2 การออกแบบวงจรถูกกำลัง	65
4.2.1 ระบบแหล่งจ่ายไปแบบสวิตซ์ซึ่ง โดยใช้เทคนิคฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	66
4.2.2 วงจรสับเบอ์	80
4.2.3 วงจรบริดจ์เรคตีฟาย	85

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
4.2.4 วงจรจับเบส	85
4.2.5 วงจรกำลังอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส	88
4.2.6 วงจรกรองกระแส	92
4.2.7 วงจรป้องกัน	93
4.3 ส่วนของวงจรควบคุม	96
4.3.1 ส่วนของหน่วยประมวลผล CPU 8031	96
4.3.2 วงจรล๊อคเอาท์	99
บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง	103
5.1 การทดลอง	103
5.2 ผลการทดลอง	104
บทที่ 6 สรุปและวิจารณ์	116
6.1 บทวิจารณ์	116
6.2 บทสรุป	116
ภาคผนวก ก.	
ภาคผนวก ข.	
ภาคผนวก ค.	
ภาคผนวก ง.	
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมความเร็วมอเตอร์ โดย อินเวอร์เตอร์ไมโครคอนโทรลเลอร์

AC. Adjusted Speed By a Microprocessor Inverter Controller

นายธีรเดช	ทองขวัญ
นายธีรยุทธ	เพชรอุไร
นายธีระศักดิ์	เพชร โชติ
นายสุรินทร์	คำฝอย
รศ.ดร.วิริยะ	พิเศษจุจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษา
อ.อนุวัฒน์	จางวานิชเลิศ อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา	2539

บทคัดย่อ

ในปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ ได้เสนอหลักการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นตัวผลิตสัญญาณขับ 3 เฟส ซึ่งในยุคปัจจุบันนั้นมีการพัฒนาทางด้านฮาร์ดแวร์สูงมาก ทำให้สามารถพัฒนาการใช้งานต่างๆ วิธีนี้จึงเป็นวิธีหนึ่งที่น่าเอาความเจริญทางด้านฮาร์ดแวร์มาใช้ประโยชน์ โดยการนำแพทเทิร์น (Pattern) ที่ได้จากการคำนวณไปเก็บไว้ในหน่วยความจำ แล้วใช้ซอฟต์แวร์ประมวลผลผลิตสัญญาณออกสู่ชุดขยายสัญญาณขับ (base drive) จะเห็นว่าเป็นวิธีที่ง่ายต่อการพัฒนาทางด้านซอฟต์แวร์ และยังมีเสถียรภาพสูง ทั้งยังลดขั้นตอนการผลิตสัญญาณควบคุม และการเปลี่ยนแปลงพลังงานหลายขั้นตอนในเทคนิค PWM ง่ายๆ ซึ่งมีผลให้สัญญาณ PWM เพี้ยน (distortion) แต่ไมโครคอนโทรลเลอร์ก็มีขีดจำกัดด้านการจ่ายกระแส จึงต้องมีอุปกรณ์อื่นมาเพิ่มเติม เช่น buffer ฯลฯ ส่วนแพทเทิร์นในการกำเนิดสัญญาณนั้นจะเป็นแบบแรงดันต่อโวลต์ที่คงที่ จากนั้นสัญญาณได้ขยายจากชุดขับสัญญาณจะไปขับอินเวอร์เตอร์เพาเวอร์สวิตซ์ซิ่ง (power switching) ซึ่งเป็นแบบนำกระแส 180 องศา จากนั้นก็นำแรงดันเอาต์พุตไปใช้ในการปรับความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

ในตอนท้าย ได้มีการทดสอบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส เพื่อทดสอบคุณสมบัติต่างๆ ของระบบขับเคลื่อนนี้ว่าสามารถใช้งานได้ในช่วงความถี่ที่กำหนด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AC. Adjusted Speed By Microprocessor Inverter Controller

Theeradet Thoungkhan

Theerasak Phetchod

Theerayuth Phataurai

Surin Komfoi

ASSOC.PROF.DR Wiriya Pichetejumrum (Advisor)

Anuwat Jangwanichlert (Advisor)

1996

Abstract

This thesis presents the principle of speed control for induction motor by means of producing the 3-phase signals from microcontroller. Nowadays the development of new hardware is large that can be modified in various paths. Therefore, this is the one method taken the utilisation of modern hardware. For the signals creation, the calculated patterns are sent to the memories for correctly processing. Then, the signals are transferred to the base drive circuit for amplifying. This method has been seen that it is easy to develop the software programs and has high stability. Besides, this method decreases the producing process of signal control and the energy conversion in the old PWM techniques that result in the distortion PWM signals. Because of the limit of output current, it is necessary to add to several equipment, such as buffer, for operation. The generated pattern are the constant ratio of voltage to frequency and then are sent to stimulate the 180° -leading switching power inverter. The output voltages of the inverter are used for controlling the speed of induction motor.

In the last chapter, it has the result of 3-phase induction motor drive experiment that are tested to seek the characteristics of speed control system and expressed the operation with the confined frequency range.

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 อินดักชันมอเตอร์แบบ 3 เฟส 2 โพล	5
รูปที่ 2.2 การเกิดแรงบิดโดยการกระทำซึ่งกันและกันของฟลักซ์ในอากาศ และคัตินโรเตอร์ mmf	6
รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลย์ต่อเฟสของอินดักชันมอเตอร์	8
รูปที่ 2.4 เฟสเซอร์ไคอะแกรมวงจรมูลย์ในรูปที่ 2.3 (b)	9
รูปที่ 2.5 แสดงวงจรมูลย์โดยประมาณ	11
รูปที่ 2.6 แสดงความสัมพันธ์ของความเร็วและแรงบิดที่แรงดันและความถี่คงที่	14
รูปที่ 2.7 กราฟแสดงความเร็ว - ทอร์คของมอเตอร์เหนี่ยวนำและ โหลด	17
รูปที่ 2.8 แสดงวงจรกำลัง 3 เฟส โดยการควบคุมแรงดัน (AC Power Controller)	18
รูปที่ 2.9 แสดงวงจรการควบคุมความเร็วแบบป้อนกลับพลังงาน	20
รูปที่ 2.10 แสดงการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน, ทอร์ค, กระแสเดเตอร์กับความถี่	21
รูปที่ 2.11 แสดงกราฟทอร์ค - ความเร็วมอเตอร์ เมื่อใช้วิธีควบคุมด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันและความถี่	22
รูปที่ 2.12 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับความเร็วโดยปรับกระแสเดเตอร์	24
รูปที่ 2.13 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบอินเวอร์เตอร์เพื่อการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ	26
รูปที่ 2.14 แสดงวงจรกำลังของพีคบัปทิวเอ็มอินเวอร์เตอร์	27
รูปที่ 2.15 แสดงวงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส	28
รูปที่ 2.16 แสดงแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส	29
รูปที่ 3.1 แสดงอินเวอร์เตอร์ที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน	35
รูปที่ 3.2 แสดงเวกเตอร์แรงดัน	37
รูปที่ 3.3 แสดงตำแหน่งของ u^* และ u และความสัมพันธ์ท่ามกลางเวกเตอร์ สวิตซ์ซิ่งและแรงดันสำหรับช่วงเวลาในการแซมปลิงครั้งหนึ่ง	38
รูปที่ 3.4 แสดงตัวอย่างของตำแหน่ง u^* และ u โดยวงกลมที่สมบูรณ์ด้วย $\Delta\theta = 15 \text{ deg}$	40

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 3.6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างเฟส และแรงดันในสาย	42
รูปที่ 3.7 แสดงสเปกตรากความถี่ของแรงดันในสาย	43
รูปที่ 3.8 แสดงสเปกตรากความถี่ของแรงดันในสายของวิธีการ SHM	43
รูปที่ 3.9 แสดงแวกเตอร์แรงดันซึ่งเกิดขึ้น โดยวัดจ้บรีดจ้ออินเวอร์เตอร์	45
รูปที่ 3.10 แสดงการเลือกของแวกเตอร์แรงดัน	45
รูปที่ 3.11 แสดงความยาวของแวกเตอร์เส้นแรงเฉลี่ย	48
รูปที่ 3.12 แสดงการประมาณที่ใกล้เคียงวงกลม	48
รูปที่ 3.13 แสดงปริมาตรของแวกเตอร์ศูนย์และแรงดันเอาต์พุต	49
รูปที่ 3.14 แสดงปัจจัยการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน	51
รูปที่ 3.15 แสดงรูปคลื่นแรงดัน line - to - line และตำแหน่งเส้นแรงของพัลส์ PWM ที่มีการเปลี่ยนแปลงมาก	51
รูปที่ 3.16 แสดงวิธีการชดเชยเดดไทม์	54
รูปที่ 3.17 แสดงรูปคลื่นของแรงดันเฟสที่บิดเบี้ยว	60
รูปที่ 3.18 แสดงรูปของการควบคุมกระแสด้วยแรงดันที่บิดเบี้ยว	61
รูปที่ 3.19 แสดงวิธีการของการปรับเวลาการชดเชย	61
รูปที่ 3.20 แสดงกระบวนการของวิธีการที่คิดขึ้น	62
รูปที่ 4.1 แสดงวงจรทั้งหมดของชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส	64
รูปที่ 4.2 แสดงระบบจ่ายไฟและการแยกส่วน (คิซีเร็กกูเลตเพาเวอร์ซัพพลาย)	66
รูปที่ 4.3 แสดงวงจรพื้นฐานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ 1 เอาต์พุตแต่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มี 12 เอาต์พุต	67
รูปที่ 4.4 แสดงลักษณะของกระแสที่ขดไพรมารี และกระแสที่ขดเซคันดารีขณะที่วงจรทำงาน	69
รูปที่ 4.5 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรขณะทำงานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	70
รูปที่ 4.6 แสดงลักษณะของกระแสเมื่อคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง	71

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 4.7 แสดงการกำหนดค่าเวลาเมื่อ t_D เพื่อให้ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ยังคงทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องที่เวลา $t = t_{ON(max)}$	73
รูปที่ 4.8 กราฟ B - H ของหม้อแปลงในคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบค	76
รูปที่ 4.9 แสดงฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์และวงจรควบคุม	80
รูปที่ 4.10 แสดงลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส	81
รูปที่ 4.11 แสดงการต่อวงจรสับเบอร์ดัวยุคนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ	82
รูปที่ 4.12 แสดงการต่อสับเบอร์ดัวยุคนำกระแสเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่จะตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส	83
รูปที่ 4.13 แสดงวงจรบริดจ์เรกติฟาย 1 เฟส	85
รูปที่ 4.14 แสดงรูปร่างของกระแสเบสในอุดมคติ	86
รูปที่ 4.15 แสดงวงจรจับเบส	87
รูปที่ 4.16 แสดงวงจรจับเบสทั้ง 6 ชุด	88
รูปที่ 4.17 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	89
รูปที่ 4.18 a) แสดงวงจรการต่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นวงจรสวิทช์ซึ่ง b) ไฟโศคัปเบิ้ล และวงจรขยายสัญญาณ c) แสดงการแยกระบบกำลัง	90
รูปที่ 4.19 a) แสดงวงจรการต่อเพาเวอร์มอสเฟตเป็นวงจรสวิทช์ซึ่ง b) ไฟโศคัปเบิ้ล และวงจรขยายสัญญาณ c) แสดงการแยกระบบกำลัง	91
รูปที่ 4.20 แสดงวงจรฟิลเตอร์	92
รูปที่ 4.21 แสดงส่วนของวงจรควบคุมในวงจรป้องกันกระแสเกิน	93
รูปที่ 4.22 แสดงส่วนของวงจรกำลัง	94
รูปที่ 4.23 วงจรกำจัดกระแสอินรัช	95
รูปที่ 4.24 แสดงกระแสอินรัช	95

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 4.25 วงจรแสดง CPU # 8031 ต่อกับ 8255	97
รูปที่ 4.26 วงจรแสดงการต่อจากพอร์ต I/O	98
รูปที่ 4.27 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ได้ใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์ สวิตช์	
รูปที่ 4.28 แสดงบล็อกไดอะแกรมของการต่อ 8255 กับ 8031	99
รูปที่ 4.29 แสดงวงจรสร้างสัญญาณกลับเฟส	100
รูปที่ 4.30 แสดงหลักการสร้างวงจรเดคไทม์	102
รูปที่ 5.1 แสดงรูปคลื่นสัญญาณที่ออกจากเบสไคร์ฟที่ความถี่ 20 Hz	104
รูปที่ 5.2 แสดงรูปคลื่นสัญญาณที่ออกจากเบสไคร์ฟที่ความถี่ 50 Hz	104
รูปที่ 5.3 แสดงรูปคลื่นสัญญาณที่ออกจากเบสไคร์ฟที่ความถี่ 85 Hz	105
รูปที่ 5.4 แสดงวงจรทดสอบในการจับมอดเตอร์	105
รูปที่ 5.5 แสดงรูปคลื่นแรงดันต่อเฟส, กระแสไลน์ที่ความถี่ 20 Hz NO LOAD	107
รูปที่ 5.6 แสดงรูปคลื่นแรงดันต่อเฟส, กระแสไลน์ที่ความถี่ 50 Hz NO LOAD	107
รูปที่ 5.7 แสดงรูปคลื่นแรงดันต่อเฟส, กระแสไลน์ที่ความถี่ 85 Hz NO LOAD	108
รูปที่ 5.8 แสดงรูปคลื่นแรงดันต่อเฟส, กระแสไลน์ที่ความถี่ 20 Hz LOAD 0.5Kg	108
รูปที่ 5.9 แสดงรูปคลื่นแรงดันต่อเฟส, กระแสไลน์ที่ความถี่ 50 Hz LOAD 0.5Kg	109
รูปที่ 5.10 แสดงรูปคลื่นแรงดันต่อเฟส, กระแสไลน์ที่ความถี่ 85 Hz LOAD 0.5Kg	109
รูปที่ 5.11 แสดงรูปคลื่นแรงดันต่อเฟส, กระแสไลน์ที่ความถี่ 20 Hz LOAD 1Kg	110
รูปที่ 5.12 แสดงรูปคลื่นแรงดันต่อเฟส, กระแสไลน์ที่ความถี่ 50 Hz LOAD 1Kg	110
รูปที่ 5.13 แสดงรูปคลื่นแรงดันต่อเฟส, กระแสไลน์ที่ความถี่ 85 Hz LOAD 1Kg	111
รูปที่ 5.14 แสดงรูปคลื่นแรงดันต่อเฟสที่ความถี่ 20 Hz NO LOAD	111
รูปที่ 5.15 แสดงรูปคลื่นแรงดันต่อเฟสที่ความถี่ 50 Hz NO LOAD	112
รูปที่ 5.16 แสดงรูปคลื่นแรงดันต่อเฟสที่ความถี่ 85 Hz NO LOAD	112
รูปที่ 5.17 แสดงรูปคลื่นแรงดันต่อเฟสที่ความถี่ 20 Hz LOAD 0.5Kg	113
รูปที่ 5.18 แสดงรูปคลื่นแรงดันต่อเฟสที่ความถี่ 50 Hz LOAD 0.5Kg	113
รูปที่ 5.19 แสดงรูปคลื่นแรงดันต่อเฟสที่ความถี่ 85 Hz LOAD 0.5Kg	114
รูปที่ 5.11 แสดงรูปคลื่นแรงดันต่อเฟสที่ความถี่ 20 Hz LOAD 1Kg	114

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.12 แสดงรูปคลื่นแรงดันต่อเฟสที่ความถี่ 50 Hz LOAD 1Kg	115
รูปที่ 5.13 แสดงรูปคลื่นแรงดันต่อเฟสที่ความถี่ 85 Hz LOAD 1Kg	115



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 3.1 แสดงการเลือกเวกเตอร์แรงค้ำ	41
ตารางที่ 5.1 แสดงพารามิเตอร์ต่างๆที่ได้จากการทดสอบมอเตอร์	106



บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบันพบว่า การควบคุมความเร็วมอเตอร์ โดยเฉพาะในมอเตอร์เหนี่ยวนำ มีความจำเป็นและมีการใช้กันอย่างแพร่หลายตามอุตสาหกรรมหรือตามธุรกิจต่างๆ ซึ่งการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ จะทำได้โดยการปรับเปลี่ยนความถี่ให้แก่มอเตอร์ โดยสามารถควบคุมความถี่จากการเปลี่ยนมุมสวิทช์ซิ่ง (Switching) ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในอินเวอร์เตอร์ และการควบคุมความถี่หรือมุมสวิทช์ซิ่งจะอาศัยหลักการของการมอดูเลต (ในที่นี้จะใช้การมอดูเลตแบบไมโครคอนโทรลเลอร์พีดีบีบีเอ็ม) ในการสร้างสัญญาณไมโครคอนโทรลเลอร์พีดีบีบีเอ็มนี้ สามารถสร้างโดยการสร้างสัญญาณซายน์ สามเฟส แล้วเก็บในรูปแบบของแพทเทิร์น (Patterns) เพื่อให้เกิดสัญญาณพีดีบีบีเอ็ม ซึ่งสัญญาณซายน์จะสร้างจากการเก็บค่าสัญญาณระดับต่างๆ ลงในหน่วยความจำของไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยการควบคุมลักษณะนี้มีวัตถุประสงค์หลักคือ เพื่อให้มีการควบคุมความถี่ได้ง่ายและมีเสถียรภาพ และความไว้วางใจสูงขึ้น แต่อย่างไรก็ตาม เพื่อให้ได้คุณสมบัติดังกล่าวข้างต้น วงจรจึงมีลักษณะที่ยุ่งยากและซับซ้อน ขนาดใหญ่ ราคาแพง หลังจากที่ได้อสัญญาณพีดีบีบีเอ็มซึ่งมีลักษณะสแควร์เวฟ (Square wave) แล้ว จะนำสัญญาณนี้ไปเป็นสัญญาณอินพุทให้กับวงจรขับเคลื่อน ซึ่งนี้เพื่อทำการขยายสัญญาณให้มีขนาดสูงขึ้น ดังนั้นจึงนำวงจรขับเคลื่อนซึ่งทำหน้าที่ในการขยายสัญญาณมาใช้ในโครงงานนี้นั่นเอง โดยวงจรขับเคลื่อนที่ใช้จะใช้อุปกรณ์ ๒ อนุกรม ๒ โวลต์ ไอโซเลเตอร์ (Opto isolater) เป็นตัวแยกวงจรไฟต่ำและวงจรกำลังออกจากกัน และหลังจากนั้นจะนำทรานซิสเตอร์มาใช้เพื่อทำหน้าที่ขยายสัญญาณให้สูงขึ้น เพื่อให้สัญญาณสูงพอที่จะขับให้แก่ขาเบสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในอินเวอร์เตอร์ทำงานได้ ส่วนอินเวอร์เตอร์ที่ใช้จะทำหน้าที่แปลงไฟดีซี ให้เป็นไฟเอซี เพื่อใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยจะใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นตัวสวิทช์ซิ่งเพื่อให้เกิดสัญญาณซายน์ และจำนวนเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้จะใช้ทั้งสิ้น 6 ตัว ซึ่งความละเอียดของสัญญาณซายน์จะได้อจากการเขียนโปรแกรมของสัญญาณซายน์นั่นเอง สำหรับการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยทั่วไปจะมีการควบคุมการทำงาน 2 ย่าน กล่าวคือ เมื่อความถี่ของอินเวอร์เตอร์ต่ำกว่าความถี่กำหนด (Base Frequency) จะต้องควบคุมให้ V/f คงที่ โดยเป็นสิ่งที่สำคัญในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ เพื่อให้ฟลักซ์ในช่องอากาศมีค่าคงที่ซึ่งจะส่งผลให้มอเตอร์มีทอร์คสูงสุดคงที่ ส่วนในกรณีที่ความถี่สูงกว่าความถี่กำหนด จะควบคุมให้แรงดันเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เตอร์เท่ากับค่าที่กำหนดการทำงานของมอเตอร์ลักษณะนี้มีผลทำให้กำลังคงที่ (Constant power) ทั้งนี้เพื่อไม่ให้มอเตอร์เกิดโอเวอร์โวลต และไม่มีปัญหาเกี่ยวกับฉนวน ซึ่งอาจทำให้มอเตอร์เสียหายได้

ในปริญญาณิพนธ์ฉบับนี้ได้ศึกษาถึงการออกแบบวงจรมอดูเลทเพื่อใช้กับวงจรสามเฟสอินเวอร์เตอร์ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยรายละเอียดของส่วนต่างๆในการสร้างจะขอกล่าวต่อไป ซึ่งลักษณะการกล่าวจะแบ่งเป็นบทๆดังนี้ คือ

บทที่ 1 บทนำ กล่าวถึงเนื้อหาโดยรวมในแต่ละบท วัตถุประสงค์ขอบเขต และวิธีการของการศึกษา ตลอดจนประโยชน์ที่ได้จากการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีขั้นพื้นฐานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ชนิด และคุณสมบัติ ในการขับเคลื่อนมอเตอร์

บทที่ 3 กล่าวถึงบล็อกไดอะแกรมของการสร้างสามเฟสอินดักชันมอเตอร์โครพี และอธิบายถึงหลักการของบล็อกไดอะแกรมแต่ละบล็อกว่ามีการทำงานเป็นเช่นไร รวมทั้งจะกล่าวถึงเทคนิคการมอดูเลทแบบไมโครคอนโทรลเลอร์พีดีบีบลิวเอ็ม โดยจะอธิบายถึงหลักการ และการสร้างสัญญาณต่างๆโดยใช้ไมโครโปรเซสเซอร์

บทที่ 4 กล่าวถึงเทคนิคการออกแบบ และสร้างสัญญาณควบคุม และวงจรกำลังต่างๆของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์

บทที่ 5 กล่าวถึงผลการทดลองต่างๆของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์

บทที่ 6 กล่าวถึงสรุปและวิจารณ์

วัตถุประสงค์ของการศึกษา

1. เพื่อศึกษาหลักการการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยจะศึกษาลักษณะการขับเคลื่อนมอเตอร์โดยใช้เทคนิคใหม่ๆ
2. เพื่อศึกษาเทคนิคการสร้างสัญญาณพีดีบีบลิวเอ็มชนิดใหม่
3. เพื่อแก้ไขปัญหาที่เกิดจากเครื่องควบคุมความเร็วมอเตอร์ชนิดอื่น
4. สร้างและประกอบเป็นชุดทดสอบที่สามารถทดลองผลของทฤษฎีนี้

ขอบเขตของการศึกษา

1. ศึกษาถึงเทคนิคการสร้างสัญญาณควบคุมแบบไมโครคอนโทรลเลอร์พีดีบีบลิวเอ็ม
2. ศึกษาถึงการสร้างสัญญาณต่างๆโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ 8051
3. ศึกษาถึงการควบคุมอินดักชันมอเตอร์โดยใช้พาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- วิเคราะห์และเปรียบเทียบถึงข้อดีและข้อเสียของระบบควบคุมมอเตอร์แบบ ไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ดับบลิวเอ็มและแบบอื่นๆ

ประโยชน์ที่ได้จากการศึกษา

- รู้จักการแก้ปัญหาเกี่ยวกับ เทคนิคการมือคดูเลทแบบ ไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ดับบลิวเอ็ม
- เข้าใจถึงหลักการสร้างสัญญาณ ไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ดับบลิวเอ็ม
- เป็นพื้นฐานในการศึกษาการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยอินเวอร์เตอร์
- สามารถนำเทคนิคการมือคดูเลทมาประยุกต์ใช้ในงานด้านเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ เช่น UPS การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ และเอซี/ดีซีคอนเวอร์เตอร์ (AC to DC Converter)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับการขับเคลื่อนอินดักชันมอเตอร์และอินเวอร์เตอร์

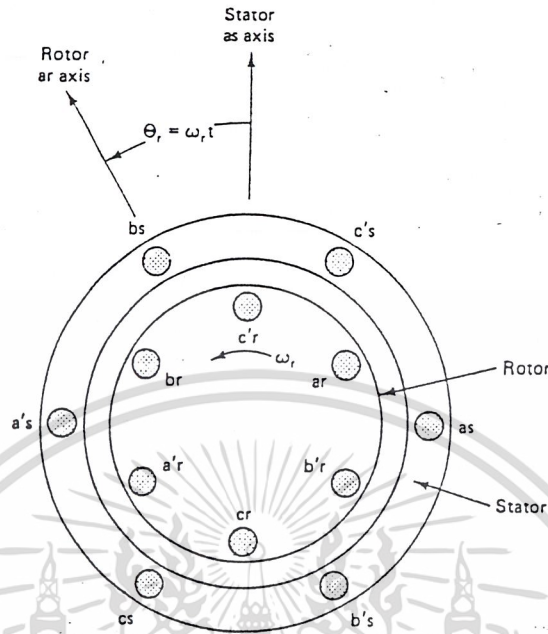
2.1 บทนำ

ในบทนี้จะได้กล่าวถึงทฤษฎีเกี่ยวกับอินดักชันมอเตอร์สามเฟส และ การควบคุมความเร็วอินดักชันมอเตอร์วิธีต่าง ๆ โดยจะเน้นถึงการควบคุมความเร็วมอเตอร์โดยใช้อินเวอร์เตอร์ และ จะได้กล่าวถึงคุณสมบัติของมอเตอร์โดยใช้อินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนในรูปแบบต่าง ๆ และได้กล่าวถึงคุณสมบัติของมอเตอร์ เมื่อใช้อินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อน

โดยปกติโรงงานอุตสาหกรรมโดยทั่วไปจะใช้อินดักชันมอเตอร์ทั้งสิ้น เพราะมีโครงสร้างที่แข็งแรงทนทานสามารถทำงานได้ที่อุณหภูมิสูงราคาถูก และมีขนาดเล็กกว่าดีซีมอเตอร์เมื่อเปรียบเทียบอัตราเร็ว และกำลังเท่ากัน นอกจากนี้ยังมีการพัฒนาทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังเพื่อมาทำการควบคุมความเร็วอินดักชันของมอเตอร์ โดยการใส่สเตตคอินเวอร์เตอร์ซึ่งจะมีประสิทธิภาพสูง และยังสามารถพัฒนาวิธีการควบคุมใหม่ ๆ ได้เสมอ ถึงแม้ว่าเอซีมอเตอร์จะมีคุณสมบัติที่ดีหลายประการ แต่ราคาของอินเวอร์เตอร์ และความยุ่งยากในการควบคุมเอซีมอเตอร์ทำให้การแพร่กระจายของระบบขับเคลื่อนปรับความเร็วได้ ไม่เป็นที่แพร่หลายเท่าที่ควร แต่อย่างไรก็ตามการพัฒนาทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ ทำให้ระบบขับเคลื่อนปรับความเร็วได้ โดยที่ใช้เอซีมอเตอร์จะมีราคาถูกและความเชื่อถือได้สูงขึ้นนั้น จะทำให้ระบบขับเคลื่อนชนิดนี้เป็นที่นิยมในอนาคต

2.2 อินดักชันแมชชีน (Induction machine)

อินดักชันแมชชีนส่วนมากที่ใช้เป็นชนิดกรงกระรอก (Cage type) ดังรูปที่ 2.1 แสดงอินดักชันแมชชีน แบบ 3 เฟส 2 โพล ซึ่งแต่ละเฟสในขดลวดสเตเตอร์และ โรเตอร์มีขดลวดคอนเซนเตรจ (Concentrated coil)



รูปที่ 2.1 อินดักชั่นมอเตอร์ แบบ 3 เฟส 2 โพล

ถ้าไม่คำนึงถึงผลของฮาร์โมนิกส์ (harmonic) เนื่องจากการผันขดลวดแบบกระจาย และแรงดันและกระแสที่ไม่เหมือนรูปคลื่นไซน์ (Nonsinusoidal wave) ดังนั้นเราสามารถที่จะพิสูจน์เกี่ยวกับการกระจายของฟลักซ์ในช่องว่างอากาศ ซึ่งความเร็วโรเตอร์ที่ซิงโครนัส (Synchronous) คือ

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

- ในขณะที่ N_s คือ ความเร็ว หน่วย rpm
- f คือ ความถี่ไฟฟ้าที่ป้อนเข้าสเตเตอร์ หน่วย เฮิร์ต (Hz)
- P คือ จำนวนโพล (pole)

โดยในขณะที่โรเตอร์อยู่กับที่ จะมีการเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลในโรเตอร์ ซึ่งมีความถี่เดียวกันกับแหล่งจ่ายไฟ ซึ่งมันจะมีการกระทำซึ่งกันและกันของฟลักซ์ในช่องว่างอากาศ และแรงเหนี่ยวนำในโรเตอร์ (mmf, magnetomotive force) ซึ่งจะกำเนิดแรงบิดขึ้นในแมชชีน โดยแสดงในรูปที่ 2.2 แต่ที่ความเร็วซิงโครนัสของแมชชีน โรเตอร์ไม่มีแรงเหนี่ยวนำใด ๆ คั้งนั้นจึงเป็นผลให้ไม่เกิดแรงบิดที่ความเร็วซิงโครนัส แต่ที่ความเร็วอื่น ๆ (N_s , ความเร็วโรเตอร์) จะมีเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลต่างของความเร็ว ($N_s - N_r$) ซึ่งจะทำให้เกิดสลลิป (slip) และสามารถเขียนสมการซึ่งสอดคล้องกับสลลิปเปอร์เซ็นต์ คือ

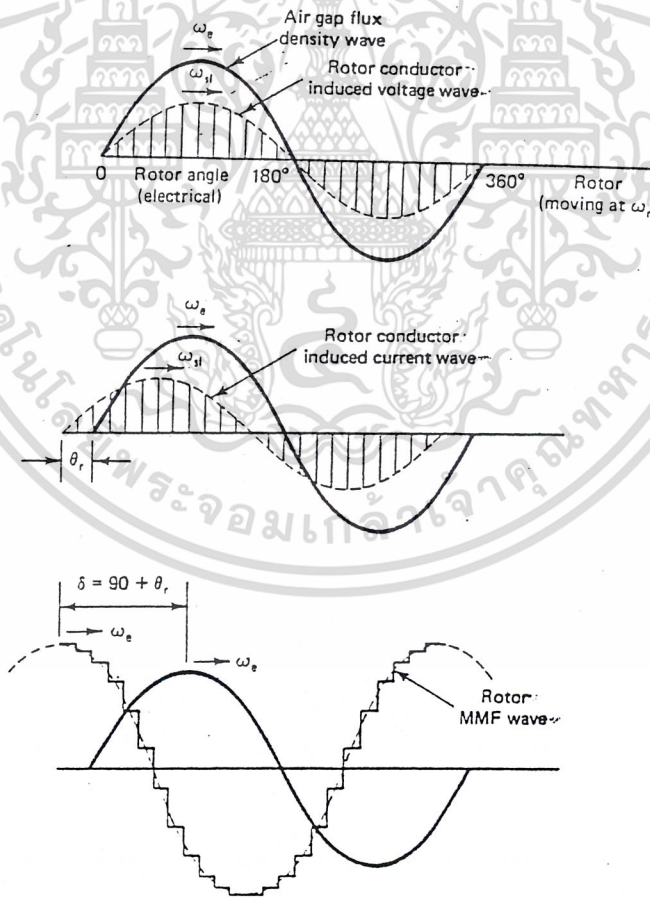
$$S = \frac{N_s - N_r}{N_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} = \frac{\omega_{sl}}{\omega_e} \dots\dots\dots(2.2)$$

โดยที่ ω_s คือ ความถี่เชิงมุมของสเตเตอร์

ω_r คือ ความถี่เชิงมุมทางไฟฟ้าของโรเตอร์

ω_{sl} คือ ความถี่เชิงมุมของสลลิป

ฟลักซ์ในอากาศเคลื่อนที่ด้วยความถี่สลลิป ω_{sl} ซึ่งสัมพันธ์กับ ความถี่สลลิปที่เหนี่ยวนำแรงดันใน โรเตอร์ และสอดคล้องกับการเกิดความถี่สลับกระแสในการถ่วงจร โรเตอร์



รูปที่ 2.2 การเกิดแรงบิด โดยการกระทำซึ่งกันและกันของ ฟลักซ์ในอากาศ และคลื่น โรเตอร์ mmf

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 2.2 (a) คลื่นเหนี่ยวนำของฟลักซ์ในอากาศเคลื่อนที่ด้วยความเร็ว ω_r และกำเนิดแรงดันในตัวนำโรเตอร์ แสดงโดยเส้นในแนวนอน และผลของคลื่นกระแสโรเตอร์ล่าหลัง (lag) คลื่นแรงดันเป็นมุมโรเตอร์เพาเวอร์แฟคเตอร์ (power factor) θ_r รูปคลื่นขั้นบันไดของโรเตอร์สามารถสร้างมาจากรูปคลื่นกระแส ซึ่งประมาณเหลือเป็นเส้นประดังรูป ดังนั้น ถ้าโรเตอร์หมุนด้วยความเร็ว ω_r และกระแสของมันหมุนด้วยความเร็ว ω_s ความสัมพันธ์ของคลื่นโรเตอร์ mmf และคลื่นฟลักซ์ในช่องอากาศที่ความเร็วเดียวกันจะให้ความสัมพันธ์ของแรงบิด คือ

$$T_e = \pi \frac{P}{2} l r B_p F_p \sin \delta \dots\dots\dots(2.3)$$

- โดยที่ P คือ จำนวนโพล
- l คือ ความยาวตามแกนของแมชชีน
- r คือ รัศมีของแมชชีน (โรเตอร์)
- B_p คือ ความหนาแน่นของฟลักซ์ในอากาศ
- F_p คือ ค่าสูงสุด (peak) ของโรเตอร์ mmf
- δ คือ $90 + \theta_r$

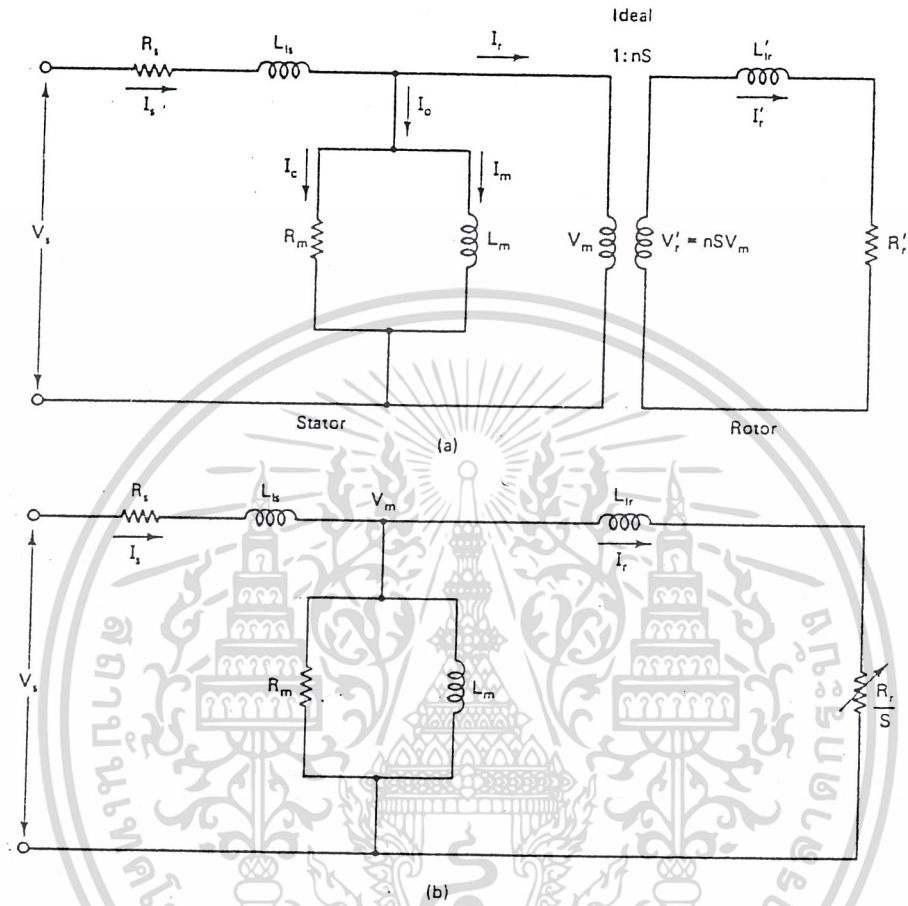
จากสมการที่ 2.3 สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} |\hat{\phi}_m| |\hat{I}_r| \sin \delta \dots\dots\dots(2.4)$$

- โดยที่ $|\hat{\phi}_m|$ คือ ค่าสูงสุดของฟลักซ์ที่คล้องในช่องอากาศต่อโพล
(air gap flux linkage)
- $|\hat{I}_r|$ คือ ค่าสูงสุดของกระแสโรเตอร์

2.2.1 วงจรสมมูลย์

โครงสร้างการทำงานของอินดักชันมอเตอร์นั้นเปรียบเสมือนหม้อแปลงไฟฟ้า เพราะฉะนั้นเราจึงได้วงจรสมมูลย์ต่อเฟส แสดงในรูปที่ 2.3 ซึ่งสำคัญมากในการวิเคราะห์ที่จุดทำงานต่าง ๆ



รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลต่อเฟสของอินดักชันมอเตอร์

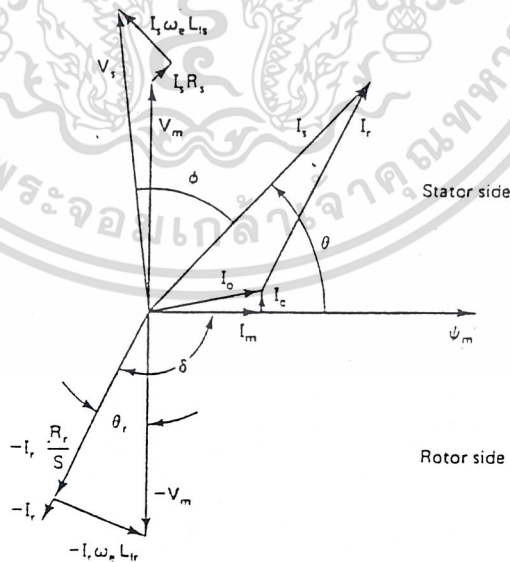
การหมุนของคลื่นฟลักซ์ในอากาศจะกำเนิดแรงดันจำนวน V_m (emf, electromotive force) ซึ่งเปลี่ยนไปสู่แรงดันสลลิป (slip voltage) $V_r' = nsV_m$ ในเฟสของโรเตอร์ ในขณะที่ n คือ อัตราส่วนระหว่างโรเตอร์ต่อสเตเตอร์ และ s คือ สลิปเปอร์ยูนิตและแรงดันที่ขั้วของสเตเตอร์ V_s ต่างจากแรงดัน V_m โดยตกคร่อมที่ความต้านทาน R_s และลิกเกจอินดักแตนซ์ L_{ls} กระแสคอนไม่มีโหลด I_0 ประกอบด้วย 2 ส่วนคือ I_c กระแสสูญเสียในแกนเหล็ก เท่ากับ V_m/R_m และกระแสแมกนีไคซึ่ง I_m เท่ากับ $V_m/\omega L_m$ ในขณะที่ R_m คือ ความต้านทานสมมูลของความสูญเสียกระตุ้น และ L_m คือ แมกนีไคซึ่งอินดักแตนซ์ แรงดันเหนี่ยวนำในโรเตอร์ V_r' เป็นสาเหตุให้เกิดกระแสโรเตอร์ I_r' ที่ความถี่สลลิป ω_s ซึ่งถูกจำกัดโดยความต้านทาน R_r' และลิกเกจอิมพี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แกนซ์ $\omega_s |L'|_r$, กระแสสเตเตอร์ I_s ประกอบด้วย ส่วนของกระแสกระตุ้น และผลของกระแสโรเตอร์ รูปที่ 2.3 (b) แสดงวงจรสมมูลย์ ที่พิจารณาทางด้านสเตเตอร์ โดยที่ I_r หาได้โดย

$$\begin{aligned}
 I_r &= nI'_r = \frac{n^2 S V_m}{R_r + j\omega_s |L'|_r} \\
 &= \frac{V_m}{\left(\frac{R_r}{S}\right) + j\omega_s L_r} \dots\dots\dots(2.5)
 \end{aligned}$$

โดยที่ตัวแปรพารามิเตอร์ R_r และ L_r ย้ายมาทางด้านของสเตเตอร์ ที่จุดหยุดนิ่ง สลิป $S = 1$ ดังนั้นรูปที่ 2.3 (b) จะสอดคล้องกับวงจรสมมูลย์ของหม้อแปลงไฟฟ้า ที่ความเร็วเชิงโรตอร์ (s = 0) กระแส $I_r = 0$ และมอเตอร์จะกินกระแส I_0 เท่านั้น ที่ความเร็วเชิงโรตอร์ (0 < S < 1.0) และค่าสลิป น้อย ๆ โดยส่วนใหญ่แล้วมีผลต่อกระแสโรเตอร์ โดย R_r/S ($R_r/S \gg \omega_s L_r$) เฟสเซอร์ไดอะแกรมของวงจรสมมูลย์ได้แสดงในรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 เฟสเซอร์ไดอะแกรมวงจรสมมูลย์ ในรูปที่ 2.3 (b)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ 2.4 สามารถขยายได้เป็น

$$T_e = k\psi_m I_r \sin \delta \dots\dots\dots(2.6)$$

โดยที่ ψ_m และ I_r คือค่า rms ที่แสดงในเฟสเซอร์ไดอะแกรม ถ้าไม่คิดผลของกระแส core loss I_c เราสามารถเขียนใหม่

$$\begin{aligned} T_e &= k'I_m I_r \sin \delta \\ &= k'I_m I_s \sin \theta \\ &= k'I_m I_a \dots\dots\dots(2.7) \end{aligned}$$

โดยที่ I_m คือ กระแสแมกนีโตซิง หรือส่วนฟลักซ์ของกระแสเตเตอร์

I_r คือ $I_s \sin \theta$ คือ กระแสอาร์มาเจอร์หรือ ส่วนแรงบิดของกระแสเตเตอร์

k' คือ ค่าคงที่ของแรงบิด

2.2.2 วิเคราะห์วงจรสมมูลย์

กำลังและการสูญเสียของเมชีนสามารถแสดงได้ดังนี้

กำลังไฟฟ้าอินพุต $P_{in} = 3V_s I_s \cos \theta \dots\dots\dots(2.8)$

กำลังสูญเสียที่ขดสเตเตอร์ $P_{ls} = 3I_s^2 R_s \dots\dots\dots(2.9)$

กำลังสูญเสียในแกนเหล็ก $P_{le} = \frac{3V_m^2}{R_m} \dots\dots\dots(2.10)$

กำลังไฟฟ้าที่ส่งผ่านช่องอากาศ $P_g = 3I_r^2 \frac{R_r}{S} \dots\dots\dots(2.11)$

กำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดโรเตอร์ $P_{lr} = 3I_r^2 R_r \dots\dots\dots(2.12)$

กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต $P_o = P_g = P_r = 3I_r^2 R_r \left(\frac{1-S}{S} \right) \dots\dots\dots(2.13)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้สำหรับงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังไฟฟ้าที่แกนเหล็ก $P_{Sh} = P_o - P_{fw}$ (2.14)

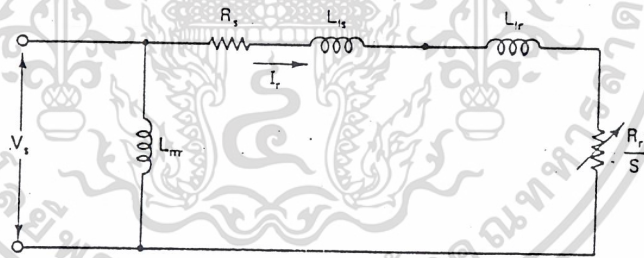
เมื่อ P_{fw} คือ กำลังสูญเสียทางค่านแรงลมและความฝืดคั่งนั้น กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตจะแสดงถึงแรงบิด T_e ที่เกิดขึ้นโดย

$$T_e = \frac{P_o}{\omega_m} = \frac{3I_r^2 R_r (1-S)}{\omega_m S} = 3 \left(\frac{P}{2} \right) I_r^2 \frac{R_r}{S \omega_s} \dots\dots\dots(2.15)$$

ในขณะที่ $\omega_m = \left(\frac{2}{P}\right)\omega_r$ คือ ความเร็วเชิงมุมทางกล (rad/s) แทนสมการ (2.11) ในสมการ (2.15)

$$T_e = \left(\frac{P}{2}\right) \left(\frac{P_g}{\omega_s}\right) \dots\dots\dots(2.16)$$

แสดงถึงแรงบิดสามารถคำนวณจากกำลังไฟฟ้าช่องอากาศ โดยรู้ค่าความถี่สเตเตอร์



รูปที่ 2.5 แสดงวงจรสมมูลโดยประมาณ

วงจร สมมูลในรูป 2.3(b) สามารถลดรูปเหลือในรูปที่ 2.5 ได้ ถ้าเราไม่คิดค่าความต้านสูญเสียในแกนเหล็ก R_m และ เมกนีไตซ์อินดักแตนซ์ ย้ายมาอยู่ทางด้านอินพุต วงจรสมมูลแบบประมาณนี้จะถูกต้องนั้นต้อง $|(R_s + j\omega_s L_{ls})| \ll \omega_s L_m$ ค่ารวมกำลังไฟฟ้าจึงจะถูกต้อง ในรูปที่ 2.5 สามารถหากระแสได้โดย

$$I_r = \frac{V_s}{\sqrt{(R_s + R_r)^2 + \omega_s^2 (L_{ls} + L_{lr})^2}} \dots\dots\dots(2.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนสมการ (2.17) ลงในสมการ (2.15) จะได้

$$T_e = 3 \left(\frac{P}{2} \right) \frac{R_r}{S \omega_s} \left(\frac{V_s^2}{\left(R_s + \frac{R_r}{S} \right)^2 + \omega_s^2 (L_{ls} + L_{lr})^2} \right) \dots\dots\dots(2.18)$$

2.2.3 กราฟความเร็วและแรงบิด (Torque - speed curve)

ถ้าแหล่งจ่ายแรงดันและความถี่คงที่ แรงบิด T_e สามารถคำนวณได้ตามฟังก์ชันของสลิป (S) จากสมการ (2.18) รูปที่ 2.6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับความเร็ว ($\frac{\omega_r}{\omega_s} = 1 - S$) ในขณะที่ค่าของสลิปเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ $0 \leq S \leq 1.0$ เราสามารถกำหนดเป็นโซน (zone) ได้ดังนี้ โซนปลั๊กกิ้ง (plugging) สลิตเปลี่ยนในย่าน ($1.0 \leq S \leq 2.0$) โซนการเป็นมอเตอร์สลิตเปลี่ยนแปลงในย่าน ($0 \leq S \leq 1.0$) และย่านรีเจนเนอเรชั่น (regeneration) ($S < 0$) ในย่านปกติของมอเตอร์ แรงบิด $T_e = 0$ ที่สลิต $S = 0$ และที่ S เพิ่มขึ้นๆ (ความเร็วลดลง) แรงบิด T_e เพิ่มขึ้นในเส้นควอซี-ลิเนียร์ (quasi-linear) จนกระทั่งถึงแรงบิดพังทลาย (breakdown torque) ก็จะมาถึงค่าแรงบิดสูงสุด T_{em} ในย่านนี้ความสูญเสียในสเตเตอร์นั้น น้อยมาก และปลั๊กซ์ในช่องว่างอากาศประมาณได้ว่าคงที่ เป็นผลให้แรงบิดพังทลาย T_b ลดลงในขณะที่สลิต S เพิ่มขึ้น แรงบิดเริ่มต้น T_{es} ที่ $S = 1$ สามารถเขียนจากสมการ (2.18) คือ

$$T_{es} = 3 \left(\frac{P}{2} \right) \frac{R_r}{\omega_s} \left(\frac{V_s^2}{\left(R_s + R_r \right)^2 + \omega_s^2 (L_{ls} + L_{lr})^2} \right) \dots\dots\dots(2.19)$$

ในย่านของปลั๊กกิ้ง (plugging) โรเตอร์จะหมุนในทิศทางตรงกันข้ามกับปลั๊กซ์ในเส้นแรงแม่เหล็กในอากาศ นั่นคือ สลิตอยู่ในช่วงที่มากกว่า 1 ($S > 1$) สถานะนี้อาจเป็นผลมาจากเฟสซีคววน (phase sequence) ของแหล่งจ่ายไฟถูกเปลี่ยนไปเป็นตรงกันข้าม (reversed) เมื่อโรเตอร์เคลื่อนที่หรือเพราะว่าจ่ายโหลดแรงบิดเกินพิกัด (overhauling) ซึ่งจะทำให้โรเตอร์ถูกขับให้หมุนกลับทิศทาง แรงบิดระหว่างช่วงปลั๊กกิ้งจะปรากฏในช่วงแรงบิดเบรคกิ้ง (breaking torque)

พลังงานในช่วงปลั๊กกิ่งเบรคจะทำลายภายในของแมชชีนถ้ามีความร้อนมากเกินไป ต้องมีการป้องกัน

ในย่านของรีเจนเนอเรชั่น โรเตอร์เคลื่อนที่ที่ความเร็วมากกว่าความเร็วซิงโครนัส (super synchronous) ในทิศทางเดียวกับปลั๊กซ์ในช่องว่างอากาศ ดังนั้นสลิปจะมีค่าเป็นลบ (negative)

เมื่อสลิปมีค่าเป็นลบ ความต้านทานโรเตอร์ ($\frac{R_r}{S}$) ในรูป 2.5 ค่าความต้านทานเป็นบวก (positive) ($\frac{R_r}{S}$) พลังงานในย่านที่เป็นมอเตอร์จะถูกใช้หมดไป แต่ในทางความต้านทาน ($\frac{R_r}{S}$) เป็นลบ จะกำเนิดพลังงานส่งกลับเข้าสู่แหล่งจ่าย (source) ดังนั้น จะเห็นว่าแมชชีนจะทำงานเป็นเจนเนอเรเตอร์ (generator) ในการปรับความถี่เพื่อจับเคลื่อนมอเตอร์อินดักชัน ความถี่ของสเตเตอร์สามารถควบคุมให้ต่ำกว่าความเร็วโรเตอร์ได้ ($\omega_s > \omega_r$) มีผลขอรีเจนเนอเรทีฟเบรคกิ่ง (regenerative braking) แน่นอนอินดักชันมอเตอร์สามารถทำงานในย่านของเจนเนอเรเตอร์ต่อไปได้ ถ้าก้านเพลลา (shaft) สามารถหมุนที่ความเร็วเกินความเร็วซิงโครนัส โดยการควบคุมต้นกำลัง (prime mover)

ถ้าสมการ (2.18) ถูกดิฟเฟอเรนเชียล (differential) แล้วเท่ากับ 0 ดังนั้นค่าจุดสูงสุดของสลิปจะได้

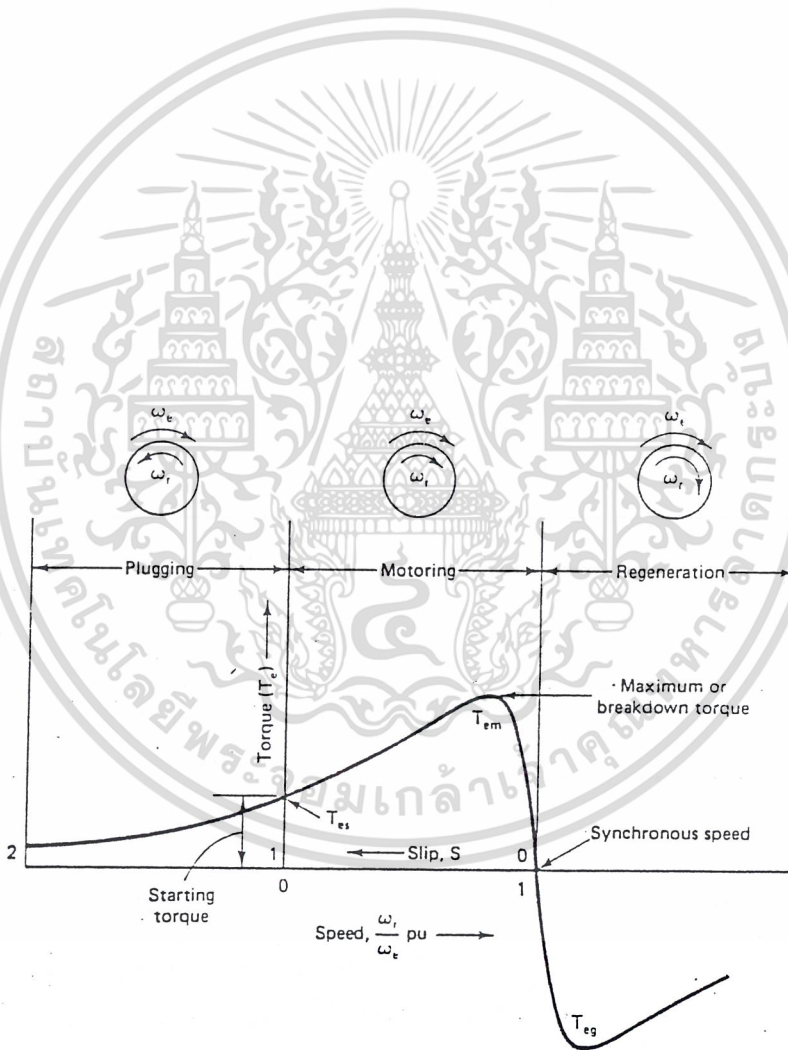
$$S_m = \pm \frac{R_r}{\sqrt{R_s^2 + \omega_s^2 (L_{lr} + L_{lr})^2}} \dots\dots\dots(2.20)$$

ในขณะที่ S_m คือ สลิปซึ่งสอดคล้องกับแรงบิดสูงสุด T_{em} แทน $+S_m$ ลงในสมการ (2.18) แรงบิดสูงสุดของมอเตอร์ คือ

$$T_{em} = \frac{3}{4} \frac{P}{\omega_s} \frac{V_s^2}{\sqrt{R_s^2 + \omega_s^2 (L_{ls} + L_{lr})^2} + R_s} \dots\dots\dots(2.21)$$

และแทนด้วย $(-S_m)$ แรงบิดรีเจนเนอเรทีฟเบรค คือ

$$T_{eg} = -\frac{3}{4} \frac{P}{\omega_s} \frac{V_s^2}{\sqrt{R_s^2 + \omega_s^2 (L_{ls} + L_{lr})^2 - R_s}} \dots\dots\dots (2.22)$$



รูปที่ 2.6 แสดงความสัมพันธ์ของความเร็วและแรงบิดที่แรงดันและความถี่คงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นว่า $|T_{em}| = |T_{eg}|$ ถ้าเราไม่คำนึงถึงค่าของความต้านทาน (R_r) ยิ่งไปกว่านั้นเราสามารถทำวงจรสมมูลแบบใหม่ของรูป 2.5 สามารถทำได้โดยไม่คำนึงถึงพารามิเตอร์ทางด้านสเตเตอร์ R_s และ L_s ซึ่งไม่มีผลกระทบต่อผลรวมของกำลังเอาต์พุตของมอเตอร์ และถ้าความเร็วเป็นชนิดที่มากกว่า 10% ดังนั้นสมการแรงบิดสามารถกลายเป็น

$$T_e = 3 \left(\frac{P}{2} \right) \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 \frac{\omega_{sl} R_r}{R_r^2 + \omega_{sl}^2 L_r^2} \dots\dots\dots(2.23)$$

จากสมการที่ (2.23) ละเลยค่าทางสเตเตอร์แล้วแทนลงในสมการที่ (2.6) จะได้

$$I_r = \frac{SV_s}{\sqrt{R_r^2 + \omega_{sl}^2 L_r^2}} \dots\dots\dots(2.24)$$

$$\cos \theta_r = \frac{R_r}{\sqrt{R_r^2 + \omega_{sl}^2 L_r^2}} \dots\dots\dots(2.25)$$

และฟลักซ์ในช่องอากาศสามารถประมาณได้ คือ

$$\psi_m = \frac{V_s}{\omega_s} \dots\dots\dots(2.26)$$

ในย่านที่สลิปค่า สมการ 2.23 สามารถประมาณได้ คือ

$$T_e = 3 \left(\frac{P}{2} \right) \left(\frac{1}{R_r} \right) \psi_m^2 \omega_{sl} \dots\dots\dots(2.27)$$

โดยที่ $R_r^2 \geq \omega_{sl}^2 L_r^2$ สมการ (2.27) แสดงถึงที่ ω_{sl} คงที่, $T_e \propto \psi_m^2$ หรือสำหรับ ψ_m คงที่, $T_e \propto \omega_{sl}$

2.3 วิธีการควบคุมความเร็วอินดักชันมอเตอร์

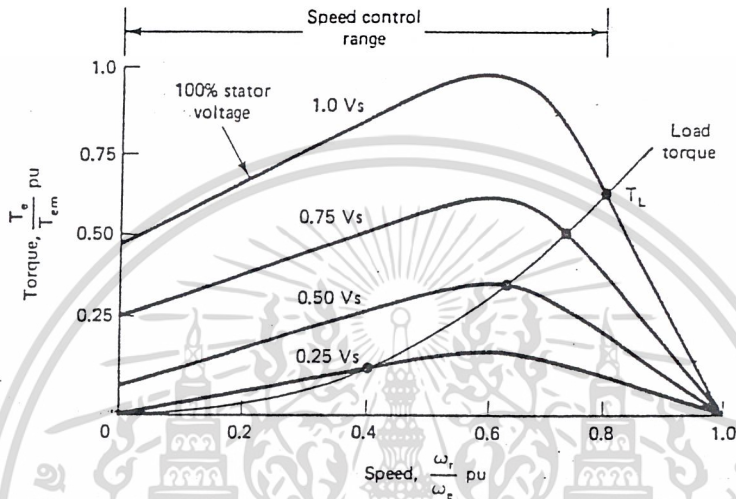
วิธีการควบคุมความเร็วรอบของอินดักชันมอเตอร์นี้ เมื่อพิจารณาสมการความเร็วของมอเตอร์สมการที่ (2.28) ซึ่งมาจากสมการ (2.1) และ (2.2)

$$N_r = (1 - S) * (120 / P) * f \dots\dots\dots(2.28)$$

ดังนั้น การควบคุมความเร็วมอเตอร์ทำได้โดยการควบคุมความถี่ของแหล่งจ่ายไฟ (f) สลิปของโรเตอร์ (s) และจำนวนขั้วของสเตเตอร์ (p) และวิธีการควบคุมที่เหมาะสมที่สุด คือ การควบคุมความถี่ของแหล่งจ่ายไฟโดยใช้อินเวอร์เตอร์ เพราะจะทำให้การควบคุมมีการต่อเนื่อง ประสิทธิภาพของมอเตอร์สูง ในขณะที่การควบคุมความเร็วของอินดักชันมอเตอร์ โดยการเปลี่ยนจำนวนขั้วจะทำได้จำกัด ช่วงการเปลี่ยนความเร็วแคบและไม่ต่อเนื่อง และใช้ได้กับอินดักชันมอเตอร์ที่ออกแบบไว้พิเศษเท่านั้น ส่วนการควบคุมความเร็วของมอเตอร์โดยการควบคุมสลิปทำได้โดยการเปลี่ยนค่าสลิปทำให้มอเตอร์มีประสิทธิภาพต่ำลง เพราะประสิทธิภาพของมอเตอร์ขึ้นอยู่กับค่าสลิป

2.3.1 การควบคุมแรงดันของสเตเตอร์ (Stator Voltage Control)

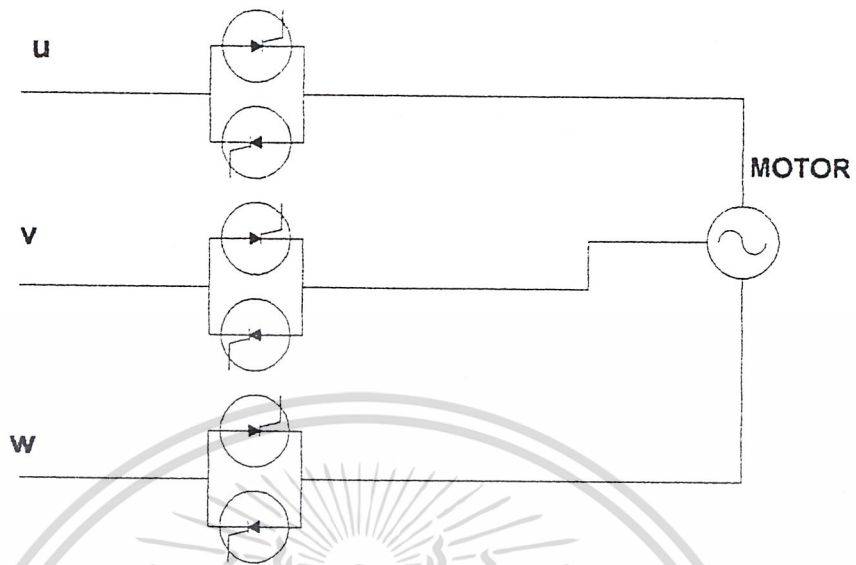
การควบคุมแรงดันของสเตเตอร์นี้ ช่วงของความเร็วของมอเตอร์จะแคบและไม่เหมาะสมกับงานที่ต้องการทอร์คเริ่มต้นสูง สำหรับกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง ทอร์ค-ความเร็ว ของอินดักชันมอเตอร์ที่ได้จากวิธีการควบคุมแรงดันขดสเตเตอร์นี้แสดงได้ตามรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 แสดงกราฟความเร็ว-ทอร์ค ของอินดักชันมอเตอร์และโหลด

ซึ่งทอร์คจะเปลี่ยนตามแรงดันที่จ่ายให้กับขดลวดสเตเตอร์ของมอเตอร์ และกราฟของทอร์ค-ความเร็วของโหลดนั้น แสดงในรูปที่ 2.7 เช่นกัน ลักษณะของทอร์คโหลดนี้ จะแปรตรงกับความเร็วกำลังสอง

ดังนั้น เราสามารถปรับความเร็วของระบบได้ โดยการปรับแรงดันมอเตอร์เพื่อให้จุดตัดระหว่างกราฟของทอร์ค-ความเร็วของมอเตอร์ กับกราฟของทอร์ค-ความเร็วของโหลดที่ความเร็วหรือสลิปที่ต้องการ



รูปที่ 2.8 แสดงวงจรกำลัง 3- ϕ โดยการควบคุมแรงดัน (AC Power Controller)

การควบคุมความเร็วของอินดักชันมอเตอร์ โดยการควบคุมแรงดันของสแตเตอร์จะใช้วิธีการควบคุมแบบควบคุมเฟสของไฟไลน์ (Phase Control) ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.8 เป็นวิธีที่ทำได้ง่ายและมีราคาถูก แต่ระบบจะมีประสิทธิภาพต่ำ เนื่องจากเปอร์เซ็นต์ของกำลังสูญเสียในโรเตอร์ของมอเตอร์จะเพิ่มขึ้นตามสลลิป (S) นอกจากนี้แล้วกำลังสูญเสียในสแตเตอร์จะเพิ่มขึ้นด้วยเนื่องจากการเพิ่มขึ้นของกระแสในสแตเตอร์ เมื่อสลลิปเพิ่มขึ้นประสิทธิภาพของมอเตอร์รวมทั้งทอร์กจะลดลงมาก โดยเฉพาะที่ความเร็วต่ำๆ เนื่องจากมอเตอร์ต้องทำงานที่สลลิปค่าสูง นอกจากนี้วิธีการควบคุมเฟสของไฟไลน์นี้ จะทำให้เกิดฮาร์โมนิกส์ขึ้นทั้งในเอซีไลน์และมอเตอร์เอง ทำให้เกิดการสูญเสียเพิ่มขึ้นอีก ทั้งเพาเวอร์แฟกเตอร์ของระบบก็จะลดลงตามความเร็วของมอเตอร์ด้วย

จากข้อเสียที่ได้กล่าวมาแล้ว ทำให้การใช้งานของระบบควบคุมความเร็วโดยใช้การควบคุมแรงดันของขดสแตเตอร์ถูกจำกัดอยู่เฉพาะในระบบที่มีขนาดเล็กและขนาดกลาง ซึ่งต้องการราคาถูกมากกว่าจะสนใจเรื่องประสิทธิภาพและเพาเวอร์แฟกเตอร์ โดยทั่วไปจะใช้กับโหลดที่ต้องการทอร์กสตาร์ทต่ำ เช่น บั๊ม หรือ พัดลม ซึ่งมีทอร์กเพิ่มตามความเร็วกำลังสอง และลักษณะของทอร์ก-ความเร็ว ดังกล่าวนี้จะทำให้ระบบควบคุมแรงดันของสแตเตอร์มีเสถียรภาพมากขึ้นด้วย



2.3.2 การควบคุมสลิปเพาเวอร์ (Slip Power)

การควบคุมความเร็วของอินดักชันมอเตอร์โดยการควบคุมสลิปของโรเตอร์นั้น นอกจากจะทำโดยการควบคุมกำลังในโรเตอร์ของอินดักชันมอเตอร์ ซึ่งจะได้จากสมการซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังออก (P_{mech}) และกำลังสูญเสียในโรเตอร์ (P_r) กับกำลังที่ส่งผ่านจากสเตเตอร์ไปยังโรเตอร์ (air-gap power, P_g) ดังนี้คือ

$$P_o = (1 - S)P_g \dots\dots\dots(2.29)$$

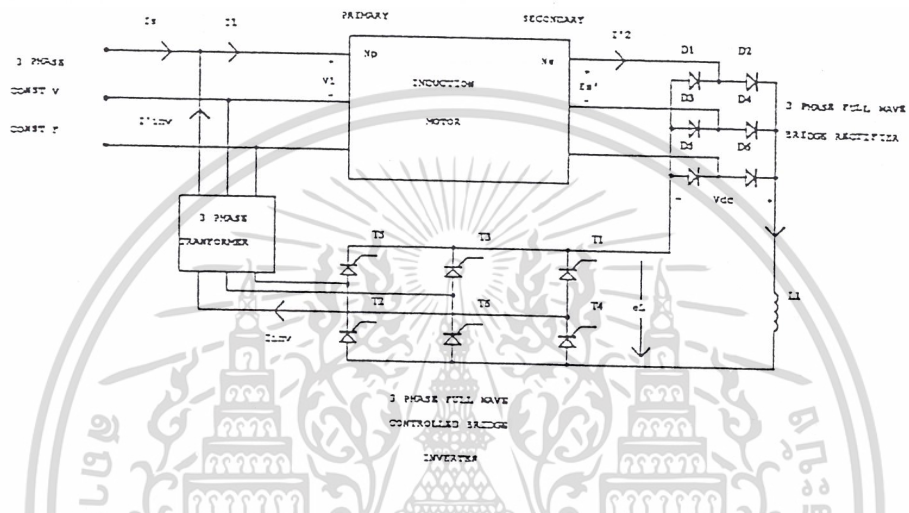
$$P_{ls} = SP_g \dots\dots\dots(2.30)$$

$$\frac{P_{ls}}{P_o} = \frac{S}{1 - S} \dots\dots\dots(2.31)$$

จากสมการเหล่านี้จะเห็นว่า ถ้าสามารถควบคุมอัตราส่วนระหว่างกำลังสูญเสียในโรเตอร์กับกำลังออกของมอเตอร์ก็สามารถควบคุมสลิปของโรเตอร์ได้ เช่น ในกรณีของอินดักชันมอเตอร์แบบขดลวดพัน (Wound Rotor Induction Motor) ควบคุมสลิปของโรเตอร์โดยการปรับค่าของความต้านทานที่ต่อเข้ากับวงจรของโรเตอร์ การควบคุมความเร็วโดยวิธีนี้ถึงแม้จะทำได้ง่ายแต่จะมีข้อเสียในแง่ประสิทธิภาพของระบบ โดยเฉพาะที่ความเร็วต่ำๆ หรือที่สลิปค่าสูงๆ ดังจะเห็นได้จากค่าของอัตราส่วนของโรเตอร์เพาเวอร์ (Rotor Power Ratio) ซึ่งเป็นอัตราส่วนของกำลังออก (P_{mech}) กับ กำลังเข้าของโรเตอร์ (P_g) ตามสมการที่ (2.32)

$$\text{Rotor Power Ratio} = \frac{P_o}{P_g} = (1 - S) \dots\dots\dots(2.32)$$

การที่ประสิทธิภาพของมอเตอร์มีค่าต่ำในย่านความเร็วต่ำ เนื่องจาก P_r เพิ่มขึ้นตามสลิป อย่างไรก็ตาม ประสิทธิภาพของอินดักชันมอเตอร์ที่ควบคุมความเร็วด้วยการควบคุมสลิปเพาเวอร์นั้นสามารถปรับปรุงให้ดีขึ้นได้ โดยจะเห็นว่าจากหลักการเดิม การปรับสลิปจะทำโดยการปรับความต้านทานของโรเตอร์ แต่จะทำให้เกิดความสูญเสียในรูปของความร้อนสูง จึงเปลี่ยนมาเป็นการควบคุมสลิปแบบป้อนกลับพลังงานแทน (slip energy-recovery) ดังรูปที่ 2.9



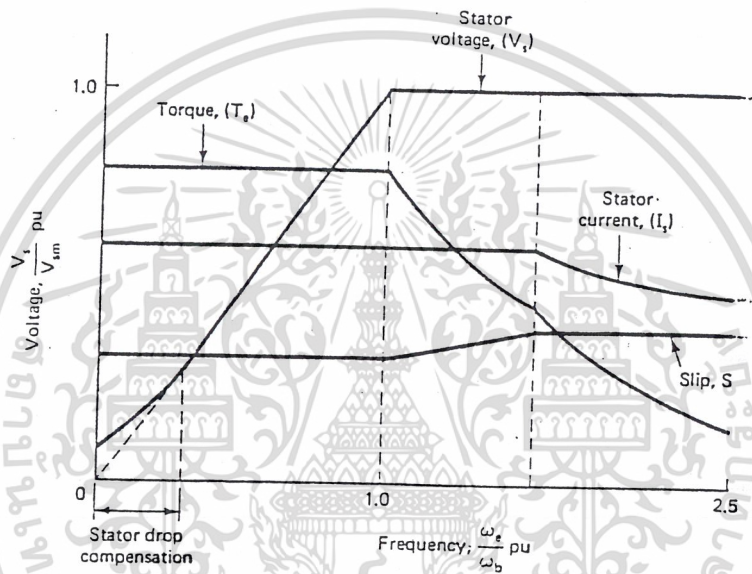
รูปที่ 2.9 แสดงวงจรการควบคุมความเร็วแบบป้อนกลับพลังงาน

โดยสามารถส่งกำลังจากโรเตอร์กลับเข้าสายส่ง โดยการควบคุมแรงดันทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ โดยการปรับมุมทริกให้ไทรสเตอร์

2.3.3 การควบคุมด้วยการเปลี่ยนแรงดันและความถี่ (Variable Voltage, Variable Frequency) หรือ VVVF

เทคนิคนี้เป็นที่รู้จักกันดี และเป็นเทคนิคที่เหมาะสมที่สุดสำหรับการขับเคลื่อนอินคักซ์ชั่นมอเตอร์ ซึ่งจะใช้อินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนเพื่อที่จะให้ได้แรงดันและความถี่ทางด้านเอาต์พุตเป็นไปตามที่ต้องการของหลักการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ แสดงในรูปที่ 2.10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 แสดงการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน, ทอร์ก, กระแสสเตเตอร์ กับความถี่

ชนิดมอเตอร์ที่ใช้จะต้องมีคุณสมบัติลื่นต่ำซึ่งจะเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพ และความเร็ว มอเตอร์จะเปลี่ยนตามการเปลี่ยนความเร็วเชิง โครนัสของสนามแม่เหล็กในแอร์แก๊ป ที่อยู่ระหว่าง ส่วนสเตเตอร์และ โรเตอร์ ซึ่งการที่จะเปลี่ยนความเร็วเชิง โครนัสสามารถทำได้โดยการแปรเปลี่ยน ความถี่ของอินเวอร์เตอร์ แต่การเพิ่มความเร็วของอินดักชันมอเตอร์ทำได้โดยการเพิ่มความถี่ของ แรงดันออกของอินเวอร์เตอร์อย่างเดียวกัน จะทำให้สนามแม่เหล็กในแอร์แก๊ปของมอเตอร์ลดลง สามารถสังเกตได้จากสมการ (2.20)

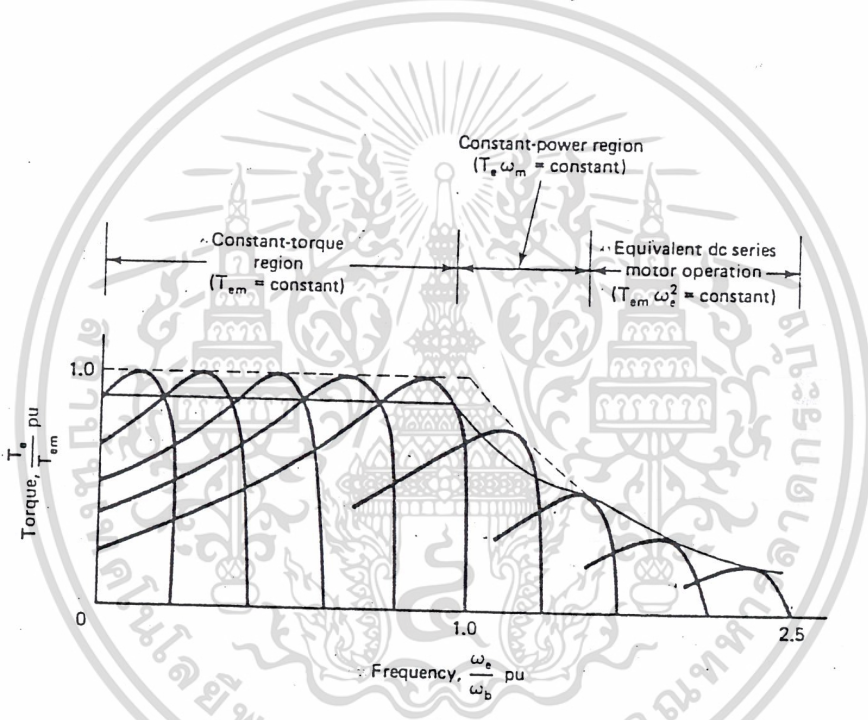
$$E = 4.44 N f \phi$$

$$\phi \propto \frac{E}{f} \dots\dots\dots(2.33)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (2.21) $T_m \propto \left(\frac{E}{f}\right)^2 \propto \phi^2 \dots\dots\dots(2.34)$

ซึ่งเมื่อแอร์เก็บฟลักซ์ลดลง จะทำให้ทอร์คสูงสุดของมอเตอร์ลดลง แต่ในการที่จะรักษาสนามแม่เหล็กในแอร์เก็บและทอร์คสูงสุดให้คงที่ จำเป็นต้องเพิ่มแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ตามความถี่ด้วย นั่นคือ รักษาอัตราส่วนของแรงดันออก (V) ต่อความถี่ (f) หรือ V/f ให้คงที่ ทำให้ทอร์คสูงสุดคงที่นั่นเอง แต่การควบคุมให้อินดักชันมอเตอร์มีทอร์คสูงสุดคงที่ จะทำได้ในย่านความเร็วที่ต่ำกว่าความเร็วกำหนด (Base Speed) ดังแสดงในรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 แสดงกราฟทอร์ค-ความเร็วของมอเตอร์เมื่อใช้วิธีควบคุมด้วย

การเปลี่ยนแรงดันและความถี่

ในย่านความถี่ต่ำๆ การรักษาให้ V/f คงที่จะไม่เพียงพอที่จะทำให้ทอร์คสูงสุดมีค่าคงที่ ทั้งนี้เพราะที่ความถี่ต่ำๆ ค่าความต้านทานของสเตเตอร์จะมีค่าสูงขึ้น ทำให้มีแรงดันตกคร่อมสูงเป็นผลให้มีการสูญเสีย ดังนั้น จะต้องเพิ่มแรงดันจ่ายให้กับสเตเตอร์ของอินดักชันมอเตอร์เพื่อชดเชยแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานของสเตเตอร์ ทำให้การเปลี่ยนแปลงแรงดันกับความถี่เป็นไปตามเส้นทึบของกราฟรูปที่ 2.10 แทนการเปลี่ยนแปลงตามเส้นประ ซึ่งเป็นกราฟแรงดันต่อความถี่ (v/f) ที่มีค่าคงที่

ส่วนในย่านที่ความถี่ที่สูงกว่าความถี่กำหนด (base speed) ไม่สามารถรักษาทอร์คได้คงที่ เนื่องจากจะทำให้มอเตอร์โอเวอร์โหลด (overload) ซึ่งจะทำให้มอเตอร์เสียหายได้ ดังนั้น จึงรักษาแรงดันให้คงที่ที่กำหนด ซึ่งจะทำให้ทอร์คสูงสุดลดลง เนื่องจากการลดลงของสนามแม่เหล็กในแอร์แก๊ปของอินดักชันมอเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 2.10 การควบคุมความเร็วในย่านนี้ กำลังออกสูงสุดของอินดักชันมอเตอร์จะมีค่าคงที่ ด้วยการลดความเข้มของสนามแม่เหล็ก เรียกว่า เป็นการทำงานในย่านกำลังคงที่ (constant power region) หรือ (field weakening region) ดังรูปที่ 2.10 เนื่องจากการควบคุมความเร็วของอินดักชันมอเตอร์โดยวิธีนี้ จะเป็นการแปรทั้งความถี่และแรงดัน (Variable Voltage Variable Frequency Drive หรือ VVVF) การควบคุมความเร็วมอเตอร์โดยวิธีนี้ จะทำให้สามารถเร่งเครื่องจากศูนย์ไปสู่ความเร็วที่ต้องการ โดยมีทอร์คสูงสุดคงที่ได้

เนื่องจากแรงดันที่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไม่ได้เป็นรูปไซน์ ดังนั้น มอเตอร์จะได้รับแรงดันฮาร์โมนิกส์ ซึ่งจะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนในแอร์แก๊ปด้วยความเร็วที่สูงกว่าสนามแม่เหล็กเนื่องจากความถี่พื้นฐาน (Fundamental Frequency) มาก แต่แรงดันฮาร์โมนิกส์ของอินเวอร์เตอร์จะทำให้เกิดการสูญเสียในมอเตอร์มากขึ้น

2.4 การปรับความเร็วโดยปรับกระแสสเตเตอร์ (Variable - stator Current)

วิธีที่ใช้ควบคุมมอเตอร์แบบแรงดันสเตเตอร์นั้นแรงบิดจะต่ำ แต่ถ้ามาเปลี่ยนเป็นควบคุมกระแสจะทำให้แรงบิดดีขึ้น การควบคุมกระแสนั้น คุณลักษณะของแรงบิดจะขึ้นอยู่กับความสัมพันธ์ระหว่างการจ่ายกระแสแมกนีไทซิ่งและกระแสโรเตอร์ ถ้าเราให้กระแสสเตเตอร์คงที่ คุณลักษณะแรงบิดก็จะขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ R_r และ L_r ผลของการจ่ายโดยส่วนกลับของอัตราส่วนอิมพีแดนซ์ที่ขานานซึ่งจะขึ้นอยู่กับความถี่และสลลิป S

ถ้าเราไม่สนใจการสูญเสียของโรเตอร์ (rotor leakage inductance) ($\omega_r L_r \ll R_r/S$)

และการสูญเสียทางแกนเหล็ก (Core loss) การจ่ายของกระแสสามารถหาได้โดย

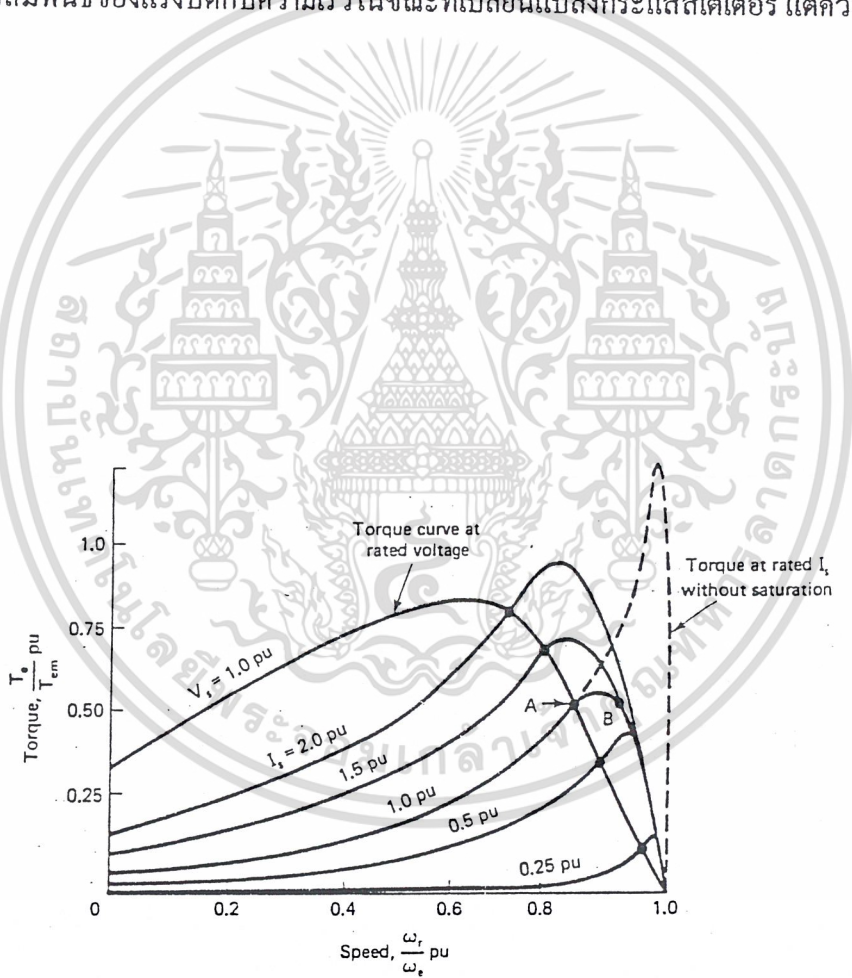
$$I_m = \frac{\frac{R_r}{S}}{\sqrt{\omega_s^2 L_m^2 + (R_r/S)^2}} I_s \dots\dots\dots(2.35)$$

$$I_r = I_a = \frac{\omega_s L_m}{\sqrt{\omega_s^2 L_m^2 + (R_r/l)^2}} I_s \quad \dots\dots\dots(2.36)$$

แทนสมการที่ (2.35) และ (2.36) ลงในสมการ (2.7) แรงบิดจะกลายเป็น

$$T_e = K' I_s^2 \frac{S \omega_s R_r L_m}{R_r^2 + S^2 \omega_s^2 L_m^2} \quad \dots\dots\dots(2.37)$$

สมการ (2.37) มีแรงบิดตามฟังก์ชันของกระแสเดเตอร์ ความถี่ และสลิป รูปที่ 2.12 แสดงความสัมพันธ์ของแรงบิดกับความเร็วในขณะที่เปลี่ยนแปลงกระแสเดเตอร์ แต่ความถี่คงที่



รูปที่ 2.12 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับความเร็วโดยปรับกระแสเดเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในตัวอย่างถ้าแมชชีนถูกให้ทำงานที่พิกัดศูนย์ ($I_s = 1.0$ pu) แรงบิดคอนเริ่มหมุน (starting current) จะต่ำมาก ๆ เมื่อเทียบกับแรงดันที่ป้อนให้กับแมชชีนที่ $V_s = 1.0$ pu เหตุผลคือฟลักในช่องอากาศจะต่ำมาก ๆ เป็นผลให้เกิดเสมือนลัดวงจรของโรเตอร์ (rotor short-circuiting effect) ที่ความเร็วเพิ่มขึ้น (สลิปลดลง) แรงดันสเตเตอร์เพิ่มขึ้น และเป็นผลทำให้แรงบิดเพิ่มขึ้นกับฟลักในช่องอากาศเพิ่มขึ้นด้วย ถ้าการอิมตัวของแมชชีนถูกละเลย แรงบิดเพิ่มขึ้นสู่ค่าสูงสุด (แสดงในรูป 2.12 ในเส้นประ) และจากนั้นจะลดลงสู่ศูนย์โดยลดลงด้วยความชันที่สูงมากที่ความเร็วซิงโครนัส

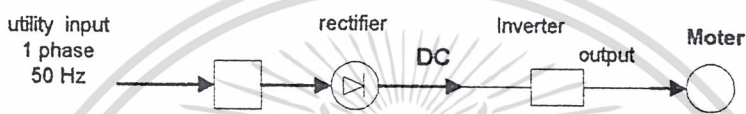
อย่างไรก็ตาม ในทางปฏิบัติจริงแล้ว แรงบิดอิมตัวจะถูกจำกัด แสดงในรูปที่ 2.12 โดยเส้นทึบ และรูปของแรงบิดกับอัตราแรงดันแสดงในรูปที่ 2.12 ในขณะที่ส่วนของความชันเป็นลบ สามารถพิจารณาที่การทำงานคงที่ (Stable operation) กับพิกัดของฟลักในอากาศ รูปแรงบิดที่มอดคั่นที่จุด A ที่ $I_s = 1.0$ pu แมชชีนสามารถทำงานที่จุด A หรือ B สำหรับความต้องการแรงบิดเดียวกัน เพราะว่าสลิปจะต่ำที่จุด B กระแสโรเตอร์จะต่ำ และฟลักในอากาศจะสูงขึ้นเป็นสาเหตุของการอิมตัวบางส่วน ผลนี้จะทำให้มีการสูญเสียในแกนเหล็กสูงขึ้น และเกิดแรงบิดฮาร์โมนิกส์ขึ้น (Harmonic torque pulsation) ซึ่งจะพิจารณาที่หลัง ผลของการสูญเสียในทองแดงจะเหมือนกันที่จุด A และ B แต่การสูญเสียในทองแดงของโรเตอร์ที่จุด A จะสูงกว่า แต่โดยรวมแล้วการทำงานที่จุด A เป็นที่ต้องการมากกว่า อย่างไรก็ตามที่จุด A อยู่ในย่านที่ไม่เสถียรของรูปแรงบิด การควบคุมแบบ Close loop ของแมชชีนจึงเป็นสิ่งที่จะต้องทำ แรงบิดสามารถปรับได้โดยการปรับกระแสสเตเตอร์ และสลิป โดยที่ ฟลักในอากาศยังคงที่อยู่ การเปลี่ยนจุดการทำงานในความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับความถี่ (ในรูปที่ 2.11) บางทีโดยการปรับกระแส ปรับความถี่ของแหล่งจ่ายไฟ ในการขับเคลื่อนมอเตอร์แบบปรับกระแสป้อน

2.5 อินเวอร์เตอร์เพื่อการขับเคลื่อนอินดักชันมอเตอร์

อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในงานการควบคุมอินดักชันมอเตอร์จะต้องสามารถเปลี่ยนแปลงแรงดันและความถี่ ซึ่งจะทำหน้าที่เชื่อมโยงระหว่างระบบจ่ายไฟและมอเตอร์ ดังนั้น อินเวอร์เตอร์ที่ดีจะต้องมีคุณสมบัติพื้นฐานที่สอดคล้องกับความต้องการของมอเตอร์ดังต่อไปนี้

1. สามารถที่จะปรับความถี่ได้ เป็นสัดส่วนกับความเร็วรอบที่ต้องการ

2. สามารถปรับแรงดันเอาต์พุตเพื่อรักษาอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ (V/f) ให้คงที่ตลอดช่วงแรงบิดคงที่ตามต้องการ
3. สามารถจ่ายกระแสได้เต็มพิกัดที่ความถี่ใด ๆ ซึ่งอยู่ในช่วงทอร์คคงที่ที่ต้องการ



รูปที่ 2.13 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบอินเวอร์เตอร์เพื่อการขับเคลื่อนอินคักชั่นมอเตอร์

ในรูปที่ 2.13 แสดงหลักการพื้นฐานซึ่งแหล่งจ่ายไฟเข้าเอซี จะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันดีซี โดยการ ใช้เรกติไฟเออร์ที่สามารถควบคุมแรงดันได้ หรือควบคุมไม่ได้ก็ได้ (Controlled or Uncontrolled - Rectifier) และอินเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟ ดีซี ให้เป็น เอซี ที่ สามารถเปลี่ยนแรงดันและความถี่ได้ โดยทั่วไประบบอินเวอร์เตอร์สามารถจำแนกออกตามชนิดของอินเวอร์เตอร์ได้เป็น 2 ประเภท คือ

1. อินเวอร์เตอร์แบบจ่ายแรงดัน (Voltage - Source Inverter : VSI)
2. อินเวอร์เตอร์แบบกระแส (Current - Source Inverter : CSI)

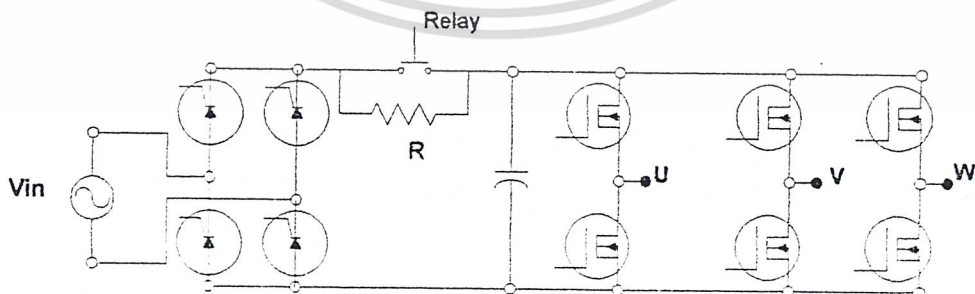
โดยอินเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบนี้จะให้คุณสมบัติ และลักษณะของรูปคลื่นของแรงดันและกระแสที่แตกต่างกัน และเหมาะสมกับการใช้งานที่แตกต่างกันออกไปด้วย

2.5.1 อินเวอร์เตอร์แบบจ่ายแรงดัน

โครงสร้างแรงดันคิซีลิงค์มีขนาดตัวเก็บประจุที่มีค่ามาก อาจกล่าวได้ว่าแรงดันอินพุตของอินเวอร์เตอร์มีค่าคงที่ ทำให้แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์คงที่ไม่ขึ้นอยู่กับโหลด และโดยทั่วไปแบ่งออกเป็น 2 ชนิดด้วยกันคือ 6 - step อินเวอร์เตอร์ และ PWM อินเวอร์เตอร์ ข้อดีของโวลต์เดจ ซอร์สอินเวอร์เตอร์สามารถควบคุมแรงดันและความถี่ได้ง่าย ปรับความถี่ได้ในย่านกว้าง ส่วนข้อเสียมักมีปัญหาในเรื่องการสวิตช์ของอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งในกิ่งเดียวกันของอินเวอร์เตอร์ ในทางปฏิบัติใช้วงจรดีดคเอาท์ที่มีการสร้างเดดไทม์ (Dead time) เป็นส่วนช่วยในการป้องกัน

พีเอ็มดับเบิลวีเอ็มอินเวอร์เตอร์

โครงสร้างของพีเอ็มดับเบิลวีเอ็มอินเวอร์เตอร์ในส่วนของแรงดันคิซีลิงค์สามารถใช้รีคตีฟายเออร์ที่เป็นไดโอดทำให้แรงดันของคิซีลิงค์มีค่าคงที่ ซึ่งไม่อาจสามารถควบคุมแรงดันคิซีลิงค์ได้ และลดขนาด LC ฟิเตอร์ให้เล็กลง ดังนั้นความถี่และแรงดันเอาต์พุตของแรงดันมาตรฐาน สามารถควบคุมโดยใช้เทคนิคของพีเอ็มดับเบิลวีเอ็มซึ่งอยู่ในส่วนของอินเวอร์เตอร์ เทคนิคพีเอ็มดับเบิลวีเอ็มนี้จะให้แรงดันเอาต์พุตที่มีองค์ประกอบฮาร์โมนิกอันดับต่ำน้อยลง แต่จำนวนครั้งของการสวิตช์ซึ่งสูงขึ้น ดังนั้นจึงมีปัญหาของการสูญเสียของการสวิตช์ซึ่ง แต่จะใช้งานได้ดีในย่านความถี่ต่ำ ทำให้ทอร์คเริ่มต้นสูง และลดปัญหาการกระเพื่อมของทอร์ค

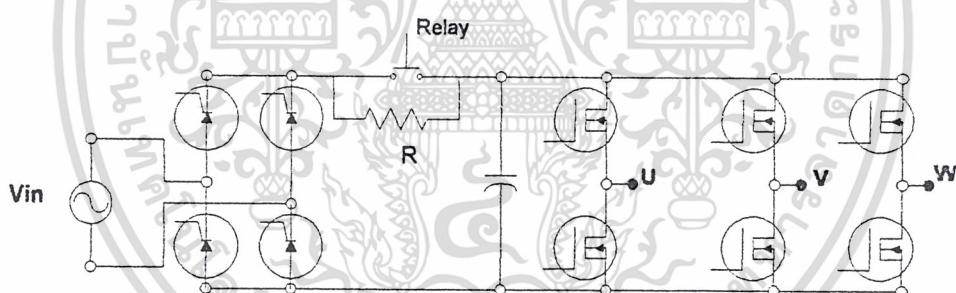


รูปที่ 2.14 แสดงวงจรกำลังของพีเอ็มดับเบิลวีเอ็มอินเวอร์เตอร์

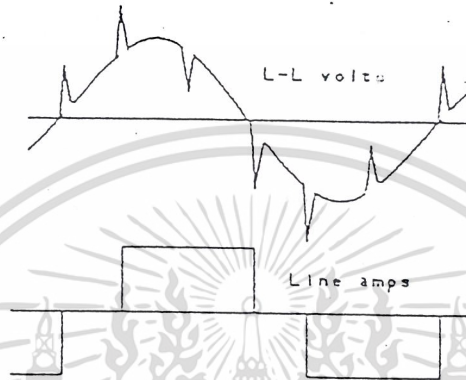
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.2 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส (Current Source Inverter)

วงจรกำลังของแหล่งจ่ายกระแส (Current Source) อินเวอร์เตอร์แสดงในรูปที่ 2.15 จะประกอบด้วยทรานซิสเตอร์เรกติฟายเออร์ที่สามารถควบคุมได้ โดยการควบคุมเฟสของเอซีไลน์ และยังมีอินดักเตอร์ขนาดใหญ่ต่ออนุกรมอยู่ แต่ไม่มีตัวเก็บประจุต่อขนานอยู่ด้วยเพื่อสร้างแหล่งจ่ายกระแสให้กับอินเวอร์เตอร์ ซึ่งเป็นข้อแตกต่างของโครงสร้างทางวงจรจากโวลต์เดจซอร์สอินเวอร์เตอร์ และในส่วนของอินเวอร์เตอร์จะมีทรานซิสเตอร์เพื่อทำหน้าที่ควบคุมกระแสที่สามารถเปลี่ยนความถี่ได้เพื่อจ่ายให้กับแมชชีน รูปร่างของกระแสที่จ่ายออกทางด้านเอาต์พุต จะขึ้นอยู่กับพหุเทิร์นของการควบคุมที่อินเวอร์เตอร์ ซึ่งอาจจะเป็น 6 สเต็ป หรือ 6 สเต็ปสแควร์เวฟก็ได้ แต่ลักษณะของแรงดันเอาต์พุตจะมีรูปร่างเข้าใกล้รูปไซน์ (ซึ่งเป็นข้อแตกต่างจากโวลต์เดจซอร์สในเรื่องของรูปไซน์) นอกจากนี้ แรงดันทางด้านเอาต์พุตยังจะเกิดสไปคส์ เนื่องจากการคอมมิวเตท ดังแสดงในรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.15 แสดงวงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส



รูปที่ 2.16 แสดงแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์
แบบแหล่งจ่ายกระแส

ถึงแม้ว่าจะมีข้อดีมากมายที่ได้กล่าวมาแล้วสำหรับอินเวอร์เตอร์ป้อนกระแส (Current fed inverter) แต่ก็ยังมีข้อจำกัดอีกมาก คือ ช่วงความถี่ของอินเวอร์เตอร์ที่สามารถปรับได้ค่อนข้างต่ำ และไม่สามารถทำงานได้ในสภาวะไร้อโหลด ซึ่งต้องมีกระแสไหลคอย่างน้อยที่สุดที่จะทำให้มีการคอมมิวเตชันในอินเวอร์เตอร์ได้ และนอกจากนี้ขนาดของดีซีลิงค์อินดักแตนซ์ และตัวเก็บประจุของการคอมมิวเตชันจะใหญ่ ทำให้อินเวอร์เตอร์แบบนี้ค่อนข้างมีขนาดใหญ่ ราคาแพง การตอบสนองของไดร์ฟนี้ค่อนข้างช้า และมีแนวโน้มที่จะมีปัญหาของการมีเสียงรบกวนที่โหลดต่ำ

2.6 ผลของฮาร์โมนิกส์ (Harmonic effect)

ในการปรับกระแสความเร็วมอเตอร์โดยการป้อนโดยคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งจะมีฮาร์โมนิกส์ปนอยู่ที่เอาต์พุต ฮาร์โมนิกส์นี้มีผลต่อมอเตอร์คือ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ความร้อน (Heating)
2. การสั่นของแรงบิด (Torque pulsation)

1. ผลของความร้อน ในการปรับแรงดันเพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์นั้น ในรูปคลื่นที่ไม่เป็นซายน์ สามารถกระจายอนุกรมฟูเรียร์ จะประกอบด้วยส่วน fundamental และ harmonic สำหรับรูปคลื่นที่สมมาตรจะมีแต่ฮาร์โมนิคส์คี่เท่านั้น (Odd harmonic) เช่นฮาร์โมนิคส์ที่ 3 ซึ่งไม่เป็นสาเหตุของกระแสในการต่อภาระ (load) เดลต้า (delta) หรือสตาร์ (star) แบบไม่มีสายนิวตรอน (neutral) อนุกรมฟูเรียร์ของแรงดันเฟสสำหรับที่ค่าฮาร์โมนิคส์ต่ำ ๆ (lower - order harmonic) หาได้โดย

$$v_{as} = V_{1m} \sin \omega_s t + V_{5m} \sin 5\omega_s t + V_{7m} \sin 7\omega_s t + \dots \dots \dots (2.38)$$

$$v_{bs} = V_{1m} \sin(\omega_s t - 120^\circ) + V_{5m} \sin 5(\omega_s t - 120^\circ) + V_{7m} \sin 7(\omega_s t - 120^\circ) + \dots \dots \dots (2.39)$$

$$v_{cs} = V_{1m} \sin(\omega_s t + 120^\circ) + V_{5m} \sin 5(\omega_s t + 120^\circ) + V_{7m} \sin 7(\omega_s t + 120^\circ) + \dots \dots \dots (2.40)$$

สมการ (2.39) และ (2.40) สามารถลดรูปเป็น

$$v_{bs} = V_{1m} \sin(\omega_s t - 120^\circ) + V_{5m} \sin(5\omega_s t - 120^\circ) + V_{7m} \sin(7\omega_s t - 120^\circ) + \dots \dots \dots (2.41)$$

$$v_{cs} = V_{1m} \sin(\omega_s t + 120^\circ) + V_{5m} \sin(5\omega_s t + 120^\circ) + V_{7m} \sin(7\omega_s t + 120^\circ) + \dots \dots \dots (2.42)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับแต่ละฮาร์โมนิกส์สามารถเขียนเป็นพารามิเตอร์ของแมชชีนในวงจรสมมูลย์ และสามารถหากระแสได้โดยใช้เทคนิคของการวางทับซ้อน (superposition) วงจรสมมูลย์ต่อเฟสของรูปที่ 2.3 (b) สามารถเปลี่ยนไปเป็นวงจรสมมูลย์ฮาร์โมนิกส์ แสดงในรูปที่ 2.17 โดยที่ไม่คิดผลของความสูญเสียในแกนเหล็ก ค่าความต้านทาน R_m จึงไม่สนใจ ในรูปนี้ n คือ ลำดับของ (order) ของฮาร์โมนิกส์ และ S_n คือ สลิปที่ n ฮาร์โมนิกส์ สมการ (2.38) , (2.41) และ (2.42) แสดงฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 5 มีแรงดัน V_{s5} มีมุมเฟสเป็นลบ (negative phase) ดังนั้นจึงสอดคล้องกับสนามแม่เหล็กหมุน (magnetic field rotate) ในทิศทางตรงกันข้าม ที่ความเร็ว $5\omega_s$ ในสมการที่เหมือนกัน แสดงฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 7 ซึ่งมีทิศทางเดียวกับสนามแม่เหล็กหมุนที่ความเร็ว $7\omega_s$ ดังนั้นความเร็วโรเตอร์จึงสัมพันธ์กับความถี่หลัก (fundamental frequency) เท่านั้น สลิปที่ฮาร์โมนิกส์ลำดับต่าง ๆ สามารถหาได้โดย

$$S_n = \frac{n\omega_s \mp \omega_r}{n\omega_s} \dots\dots\dots(2.43)$$

ในขณะที่เครื่องหมาย \pm นั้น สัมพันธ์กับทิศทางที่ด้านหรือ เสริมกับสนามแม่เหล็กหมุน แทน $\frac{\omega_r}{\omega_s} = 1 - S$ ในสมการที่ (2.43) จะได้

$$S_n = \frac{(n \mp 1) \pm S_1}{n} \approx 1.0 \dots\dots\dots(2.44)$$

ในขณะที่ S_1 คือ สลิปที่ความถี่หลัก ในสมการที่ (2.44) ถ้า S_1 เปลี่ยนจาก 0 ถึง 1 , S_5 จะเปลี่ยนจาก 1.2 ถึง 1.0 และ S_7 จะเปลี่ยนจาก 0.857 ถึง 1.0 ดังนั้นวงจรสมมูลย์ของรูปที่ 2.17 นั้นประมาณเป็นวงจรแบบพาสซีฟ (passive circuit) และกระแสฮาร์โมนิกส์สามารถคำนวณได้ถ้ารู้ค่าแรงดันฮาร์โมนิกส์ ดังนั้นจึงหมายความว่ากระแสฮาร์โมนิกส์นั้นไม่มีผลต่อความถี่หลักในสภาวะการทำงาน (ไม่ขึ้นอยู่กับแรงบิด และความเร็วของแมชชีน) สมมุติ $nX_m \rightarrow \infty$ และ $(nX_{ls} + nX_{lr}) \gg (R_s + R_r)$

$$I_n = \frac{V_n}{n(X_{ls} + X_{lr})} \dots\dots\dots(2.45)$$

และสอดคล้องกับกระแสฮาร์โมนิกส์ rms คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_h = \sqrt{I_5^2 + I_7^2 + I_{11}^2 + I_{13}^2 + \dots} \dots\dots\dots(2.46)$$

$$= \sqrt{\sum_{n=5,7,9\dots} I_n^2} \dots\dots\dots(2.47)$$

ในขณะที่ I_s, I_r และต่อไปคือค่า rms. ของกระแสฮาร์โมนิกซึ่งสามารถคำนวณความสูญเสียขดลวดสเตเตอร์และโรเตอร์ได้คือ

$$P_{ls} = 3(I_{st}^2 + I_h^2)R_s \dots\dots\dots(2.48)$$

$$P_{lr} = 3(I_{st}^2 + I_h^2)R_r \dots\dots\dots(2.49)$$

ในขณะที่ I_s และ I_r คือค่า rms. ของกระแสหลัก (Fundamental rms Current) จะเห็นว่าฮาร์โมนิกจะทำให้ความสูญเสียในแกนเหล็กเพิ่มขึ้น น้อยกว่า ความสูญเสียในขดลวดทองแดง

ที่ผ่านมาสมมุติว่าพารามิเตอร์ในวงจรสมมูลยังคงที่ แต่ในความเป็นจริงแล้วเป็นจริงได้ยาก เพราะ ความต้านทานของโรเตอร์และสเตเตอร์นั้นเพิ่มขึ้นตามอุณหภูมิ และผลของสกินเอฟเฟก (skin effect) ในการทำงานที่ความถี่หลัก สามารถละเลยได้แต่ ที่ความถี่ช่วงฮาร์โมนิกส์จะมีผลต่อเป็นลูกโซ่ ในความต้านทานโรเตอร์ และค่าอินดักแตนซ์ (inductance) ในวงจรสมมูลทั้งหมดเปลี่ยนที่ข่านอิมตัว

2. การสั่นของแรงบิด แรงบิดต้นที่เพิ่มขึ้นโดยการกระทำซึ่งกันและกันของช่องอากาศและคลื่น mmf ของโรเตอร์ลำดับของฮาร์โมนิกส์ที่ต่างกัน การแสดงของแรงบิดทั่วไป คือฟังก์ชันของฟลักที่ช่องอากาศ กระแสโรเตอร์ และมุมเฟส โดยที่ระหว่วฟลักที่ช่องอากาศและกระแสโรเตอร์จะแสดงไว้ในสมการ (2.6) สำหรับที่องค์ประกอบพื้นฐานหรือส่วนอื่น ๆ เช่นความถี่ฮาร์โมนิกส์ ค่าของมุมเฟส δ ยังคงคงที่ ดังนั้น มีเพียงแรงบิดนี้ที่ถูกผลิตขึ้น ฮาร์โมนิกส์ฟลักที่ช่องอากาศจะเหนี่ยวนำกระแสของโรเตอร์ที่ความถี่เดียวกัน ($S_n \approx 1$) ดังนั้นแรงบิดจะเกิดขึ้นในทิศทางเดียวกัน คือฟลักหมุนที่ช่องอากาศ แรงบิดฮาร์โมนิกส์ที่ 7 จะเพิ่มแรงบิดพื้นฐาน แต่แรงบิดฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 5 จะตรงกันข้าม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสั่นของแรงบิดที่เกิดขึ้นเมื่อมุม δ เปลี่ยนแปลงไปตามเวลา โดยจะเกิดขึ้นเมื่อ ψ_m ของความถี่หนึ่งมีผลกับ I_r ของอีกความถี่หนึ่ง การปรับเปลี่ยนของ δ ที่พิกัดซึ่งก็คือ ความแตกต่างระหว่างความเร็วของเฟสเซอร์ที่หมุนในทิศทางเดียวกัน แรงบิดที่ต้นสามารถคำนวณได้โดยการวงฟลักและเฟสเซอร์ของกระแสโรเตอร์ที่ความถี่ต่ำ ๆ ในภาพซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 2.18 (a) จากรูป ผลกระทบของแรงดันฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 5 และ 7 ถูกนำมาพิจารณา และเฟสเซอร์ของฟลักจะสมมุติให้เป็นเวลา $t = 0$ ความต้านทานของวงจรเสมือนของฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 5 และ 7 จะถูกตัดทิ้งไป ดังนั้นกระแสฮาร์โมนิกส์จะล่าหลังฟลักซ์เป็นมุม 180° เฟสเซอร์พื้นฐานและลำดับที่ 7 จะหมุนในทิศทางทวนเข็มนาฬิกาที่ความเร็ว 5ω , รูปที่ 2.18 (b) จะสร้างจากรูปที่ 2.18 (a) โดยการให้ทั้งหมดหมุนตามเข็มนาฬิกาที่ ω , เพื่อให้เฟสเซอร์พื้นฐานนิ่ง จากตารางจะเห็นได้ว่า แรงบิดฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 6 จะถูกสนับสนุนโดยการกระทำซึ่งกันของฟลักกับกระแสฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 5 และลำดับที่ 7 การแสดงของแรงบิดฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 6 สามารถเขียนในทางคณิตศาสตร์ ได้คือ

$$T_{e6} = K[\psi_{1m}I_{7r}SIN(\pi - 6\omega_s t) + \psi_{7m}I_{1r}SIN(\delta + 6\omega_s t) + \psi_{1m}I_{5r}SIN(\pi + 6\omega_s t) + \psi_{5m}I_{1r}SIN(\delta - \dots \dots \dots (2.50)$$

$$= K[\psi_{1m}(I_{7r} - I_{5r})SIN6\omega_s t + I_{1r}(\psi_{7m} + \psi_{5m})COS6\omega_s t] \dots \dots \dots (2.51)$$

โดยที่ $\delta \approx 90^\circ$ ขณะที่ฟลักฮาร์โมนิกส์ ψ_{7m} และ ψ_{5m} น้อยอยู่ การสนับสนุนจากเทอมที่ 2 จะไม่ให้ความสนใจ แรงบิดที่ต้นมีแนวโน้มที่จะเป็นสาเหตุในความเร็วของเครื่องกล แต่ผลกระทบขององค์ประกอบความถี่สูงจะทำให้เรียบขึ้น เนื่องจากความเฉื่อยทางกล ความเร็วโรเตอร์อาจทำให้แย้งถ้าความถี่ที่ต้นต่ำ หรือความเฉื่อยทางกลมีค่าน้อย ความถี่แรงบิดที่ต้นอาจจะใกล้เคียงกับคาร์ริโซแนนททางกลของระบบการขับและอาจจะมีผลกับการสั่นของเพลลา การใส่พินเฟืองของเกียร์ และผลที่ไม่น่าพอใจในระบบการควบคุมแบบป้อนกลับ

สรุป

ในบทนี้เป็นการศึกษาทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับมอเตอร์เหนี่ยวนำไม่ว่าจะเป็นความรู้เบื้องต้นของอินดักชันมอเตอร์ วงจรสมมูลย์ รวมทั้งหลักการควบคุมความเร็ว ดังสมการ (2.28) ไม่ว่าจะเป็นการปรับจำนวนขั้วแม่เหล็ก การควบคุมสลิป หรือการควบคุมโดยการปรับความถี่ เช่นการควบคุมแรงดันต่อความถี่ และในตอนท้ายของบทนี้ยังได้กล่าวถึงหลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์ และชนิดของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งโดยทั่วไปอาจแบ่งได้เป็นการควบคุมโดยแรงดัน และการควบคุมด้วยกระแส ซึ่งในแต่ละแบบแบ่งได้เป็นหลาย ๆ หลักการ เช่น ควบคุมด้วยสัญญาณ 6 สเต็ป หรือ สัญญาณพีคดับลิวเอ็มคั้งที่ได้กล่าวข้างต้น รวมถึงการสร้างลักษณะอย่างคร่าว ๆ ของสัญญาณพีคดับลิวเอ็ม ซึ่งรายละเอียดและเนื้อหาเกี่ยวกับลักษณะการใช้งานของสัญญาณอะเค็ปทีฟพีคดับลิวเอ็มจะขอกกล่าวในบทต่อไป



บทที่ 3

เทคนิค PWM สำหรับอินเวอร์เตอร์ด้วยกระแสเอาต์พุตแบบไซน์

3.1 บทนำ

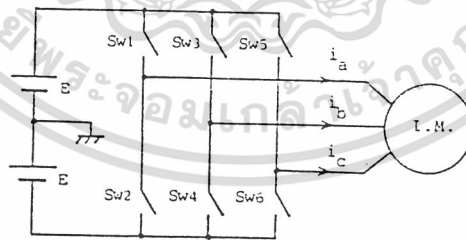
วิธีการแบบ Subharmonic Modulation Method (SHM) ถูกใช้กันอย่างแพร่หลายสำหรับความกว้างพัลส์ของแรงดันอินเวอร์เตอร์ วิธีนี้มีลักษณะเด่นคือ

- 1) การควบคุมจะทำได้ตามเวลาจริง
- 2) ฮาร์โมนิกส์ที่ลำดับต่ำจะถูกกำจัดออกไป
- 3) สัญญาณขับสำหรับสวิตช์จะได้รับง่ายขึ้น
- 4) สามารถที่จะสร้างรูปคลื่นแรงดันได้ตามความพอใจ

จากลักษณะเด่นที่ได้กล่าวมานี้จะเห็นได้ว่าวิธีการแบบ SHM มีความเหมาะสมในการใช้งานกับอินเวอร์เตอร์ ต่อจากนี้ไปจะได้กล่าวถึงส่วนต่างๆของวิธีการแบบ SHM

3.2 หลักการของการสร้างเพทเทิร์นแบบ PWM

การต่อของอินเวอร์เตอร์ที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน (VSI) แสดงไว้ในรูปที่ 3.1 เพื่อความเหมาะสมในการอธิบายจะกำหนดให้การทำงานเป็นแบบซิงโครนัส นั่นคือ ความถี่แชนเปลล์ (f_s) ก็คือการเพิ่มขึ้นของความถี่ (f_0) อย่างไรก็ตามการจำกัดความแบบนี้จะไม่จำเป็นในการใช้งานในทางปฏิบัติเพราะว่า $f_s \gg f_0$



รูปที่ 3.1 แสดงอินเวอร์เตอร์ที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน

3.3 ฟังก์ชันการสวิตช์ซิง

การใช้งานสวิตช์ซิง (SF) สำหรับเฟส a ถูกกำหนดไว้คือ

$$s_a = 1 \dots \text{เมื่อ } sw_1 \text{ ON และ } sw_2 \text{ OFF}$$

$$s_a = -1 \dots \text{เมื่อ } sw_1 \text{ OFF และ } sw_2 \text{ ON}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

s_b และ s_c สำหรับเฟสที่เหลือจะกำหนดไว้เหมือนกัน

SF สามารถจะขยายออกได้ด้วยอนุกรมฟูเรียร์ คือ

$$s_a = \sum A_k \cos k\theta, \quad k=1, 3, 5, \dots \quad \theta = \omega t = 2\pi f_0 t \quad \dots\dots\dots(3.1)$$

โดยที่ k คือลำดับของฮาร์โมนิก แรงดันเฟสเอาต์พุตจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับ SF คือ

$$V_a = ES_a, \quad V_b = ES_b, \quad V_c = ES_c \quad \dots\dots\dots(3.2)$$

โดยที่ $2E$ คือขนาดของแรงดันเอาต์พุตแบบ DC

3.4 ฟังก์ชันการกระทำ

จุดประสงค์หลักของอินเวอร์เตอร์แบบ PWM คือลดการผิดเพี้ยนของกระแสในสาย i_a, i_b และ i_c โหลดอินเวอร์เตอร์ทั้งหมดจะมีคุณสมบัติตัวกรองกระแสแบบ low-pass เช่นในอินดิคชันมอเตอร์ ดังนั้นถ้าพิจารณาที่โหลดเหล่านี้ SF ซึ่งประกอบด้วยฮาร์โมนิกที่ลำดับน้อยๆแต่จะมีความต้องการมากเพราะว่าฮาร์โมนิกที่ลำดับสูงในแรงดันจะถูกทำให้น้อยลงในกระแสโดยคุณสมบัติ เมื่อจะอธิบายเรื่องนี้ในทางคณิตศาสตร์ เราจำกัดความหน้าที่การกระทำซึ่งก็คือหน้าที่ที่เวลาเพิ่มขึ้น คือ

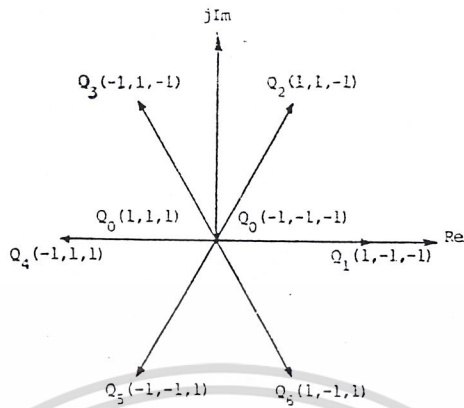
$$P_a = \int S_a dt = \sum [A_k / (k\omega)] \sin k\theta \quad \dots\dots\dots(3.3)$$

P_b และ P_c สำหรับเฟสที่เหลือจะถูกจำกัดความไว้เหมือนกัน ถ้าเปรียบเทียบสมการที่(3.1) กับสมการที่(3.3) เราสามารถเห็นได้ว่าสเปกตรัมความถี่ของ PF จะทำให้ค่าของ SF เพิ่มขึ้นด้วย $1/k\omega$ ของแต่ละเฟสไดโอดน้ำหนักร น้ำหนักจะเพิ่มขึ้นเมื่อลำดับฮาร์โมนิกต่ำลง ดังนั้น SF ที่ทำให้การผิดเพี้ยนน้อยที่สุดของ PF จะถูกพิจารณาที่มิตที่เหมาะสม

3.5 การอธิบายเวกเตอร์ของ SF และ PF

SF และ PF น่าจะถูกแสดงด้วยเวกเตอร์พาร์ก (เวกเตอร์ช่องว่างช่วงสั้นๆ) เพื่อคงไว้ซึ่งเฟสทั้งหมดและไม่สนใจองค์ประกอบของ zero-sequence ในแรงดันเฟสซึ่งจะไม่สนับสนุนกระแสไลน์ สามารถจำกัดความของเวกเตอร์แรงดันได้โดย

$$Q = (2/3)(S_a + a S_b + a^2 S_c), \quad a = \exp(j2\pi/3) \quad \dots\dots\dots(34)$$



รูปที่ 3.2 แสดงเวกเตอร์แรงดัน

การทดแทน SF ของแต่ละเฟสในสมการ(3.4) เราจะมี 7 เวกเตอร์ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 2 นั่นคือ $Q_n = (4/3) \exp [j(n-1) \pi / 3]$, $n = 1, 2, \dots, 6$, $Q_0 = 0$ (3.5) เวกเตอร์ที่กระทำ U จะถูกจำกัดความไว้เหมือนกัน โดย

$$U = (2/3)(P_a + aP_b + a^2 P_c) = (2/3) \int Q_n dr + U_0 \dots\dots(3.6)$$

U จะเคลื่อนที่ไปตามตำแหน่งของโหนดด้วยความเร็วคงที่ Q_n และยังคงเป็นเช่นนี้ไปเรื่อยๆถ้า Q_0 ถูกเลือกไว้

ถ้า SF เป็นแบบในอุดมคติมันน่าจะเป็นรูปไซน์จริงและถูกแสดงไว้โดย

$$Sa^* = (2/\sqrt{3}) M \cos \omega t \dots\dots(3.7)$$

สำหรับเฟส a และการอธิบายเวกเตอร์ U^* จะเป็น

$$U^* = -j [(2/\sqrt{3})(M/\omega)] \exp(j \omega t) \dots\dots(3.8)$$

โดยที่ M จะเป็นบ่งบอกถึงดัชนีการเปลี่ยนแปลงโดยการควบคุมแรงดันเอาต์พุตและมันจะให้ค่า $0 < M < 1$ ซึ่งจะได้อธิบายต่อมา U^* ถูกเรียกว่าเวกเตอร์กระทำเปรียบเทียบและสอดคล้องกับคลื่นสัญญาณใน SHM U^* จะหมุนในทิศตามเข็มนาฬิกาด้วยรัศมี $(2/\sqrt{3})(M/\omega)$ และความเร็วเชิงมุม ω

3.6 วิธีการตำแหน่งที่เป็นวงกลมแบบ quasi

การเลือกของ Q_n ($n = 0, 1, 2, \dots, 6$) และการปรับความกว้างช่วงเวลาของมันจะถูกทำขึ้น ดังนั้น U^* อาจจะทำตามตำแหน่งของ U เหมือนๆกันจากช่วงเวลา $0 < \theta < \pi/3$ ของทฤษฎีจะเพียงพอในการพิจารณา จะได้ว่า ΔT และ $\Delta Q (= \omega \Delta T)$ เป็นช่วงเวลา

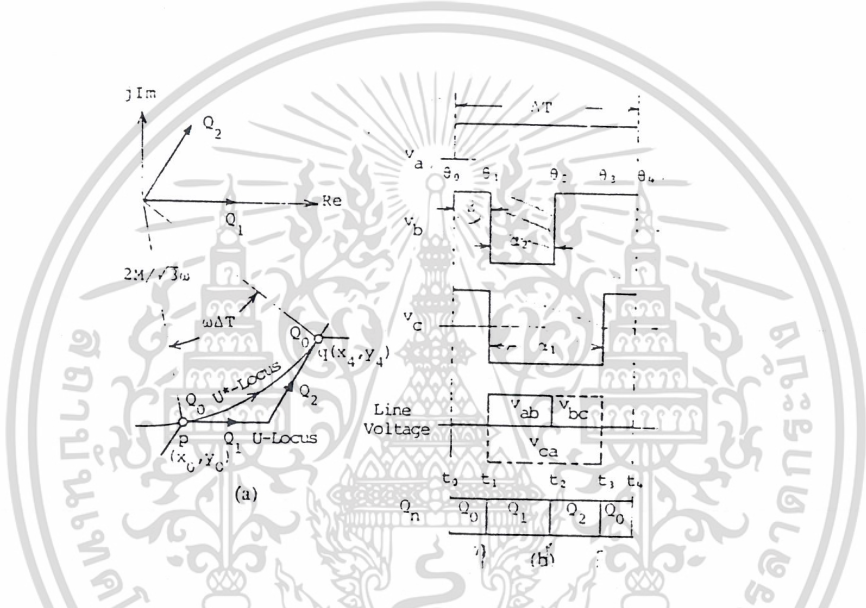
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แอมพลิจูดและมุมแอมพลิจูดตามลำดับ ΔT จะคล้ายกับช่วงเวลาต่ำเลียงใน SHM ช่วงเวลา จะถูกแบ่งออกเป็นช่วงว่าง g [$g = \pi / (3\Delta\theta)$] โดยที่ g คือจำนวนเต็มเพราะว่าได้ สมมุติการทำงานเป็นแบบซิงโครนัส

รูปที่ 3.3(a) แสดงให้เห็นตำแหน่ง U^* และ U สำหรับช่วงพักหนึ่ง โดยสมมุติว่า U^* ตั้งอยู่ที่ $P(X_0, Y_0)$ ที่เวลา $t = t_0$ (หรือ $\theta = \theta_0$)

$$\begin{aligned} x_0 &= (2/\sqrt{3})(M/\omega) \sin \omega t_0 \\ y_0 &= -(2/\sqrt{3})(M/\omega) \cos \omega t_0 \end{aligned} \quad \dots\dots\dots(3.9)$$



รูปที่ 3.3 แสดง (a) ตำแหน่งของ U^* และ U (b) ความสัมพันธ์ท่ามกลางเวกเตอร์สวิตซ์ซึ่ง และแรงดันสำหรับช่วงเวลาในการแอมพลิจูดครั้งหนึ่ง

และ U^* จะนำตำแหน่งของ $q(x_4, y_4)$ ที่เวลา $t = t_0 + \Delta T$ (หรือ $\theta = \theta_0 + \Delta\theta$)

$$\begin{aligned} x_4 &= (2/\sqrt{3})(M/\omega) \sin \omega(t_0 + \Delta T) \\ y_4 &= -(2/\sqrt{3})(M/\omega) \cos \omega(t_0 + \Delta T) \end{aligned} \quad \dots\dots\dots(3.10)$$

จากนั้น U^* จะเคลื่อนที่ต่อไปที่ส่วนโค้งของวงกลม $p-q$ ด้วยความเร็วเชิงมุมคงที่ ω การเลือกของ Q_n และการเปรียบเทียบช่วงกว้างของเวลาจะกระทำภายใต้สภาวะที่ คิดตาม คั้งนั้น U อาจจะมาตามเส้นรอบวง $p-q$ คั้งนี้

- 1) U อาจจะทับกันสนิทกับ U^* ที่การเริ่มต้น ($t = t_0$) และจุดสิ้นสุด ($t = t_4 = t_0 + \Delta T$)
- 2) 2 ชนิดของแนวคิดแบบ Q_n ยกเว้นสำหรับ Q_0 จะถูกเลือกในแต่ละช่วงว่าง
- 3) Q_0 จะถูกใช้ในตอนเริ่มต้นและจุดสิ้นสุดของแต่ละช่วงเวลาเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.3(a) $Q1$ และ $Q2$ คือตัวเลือกที่มองเห็นได้สำหรับช่วงเวลาเพราะว่ามันจะให้ค่าแห่ง U ที่แคบๆกับ U^* U^* จะเคลื่อนที่ด้วยความเร็วรอบนอก $(2/\sqrt{3})M$ กระทั่ง U มีความเร็ว $Qn=4/3$ ยกเว้น Q_0

ช่วงเวลาแซมปลิง ΔT จะถูกแบ่งออกเป็น 4 ส่วนซึ่งจะขึ้นอยู่กับ Qn โดยจะแสดงให้เห็นในรูป 3(a) และค่าแห่ง U สำหรับการแบ่งแต่ละส่วนจะถูกแสดงให้เห็นดังนี้

ส่วนที่ 1: $t_0 \leq t \leq t_1$, Q_0 ถูกเลือก

$$U = U^*(t_0)$$

ส่วนที่ 2: $t_0 \leq t \leq t_1$, $Q1$ ถูกเลือก

$$U = U^*(t_0) + (4/3)(t_2 - t_1)$$

ส่วนที่ 3: $t_2 \leq t \leq t_3$, $Q2$ ถูกเลือก

$$U = U^*(t_0) + (4/3)(t_2 - t_1) + (2/3 + j2/\sqrt{3})(t - t_2)$$

ส่วนที่ 4: $t_3 \leq t \leq t_4$, Q_0 ถูกเลือก

$$U = U^*(t_4) = U^*(t_0 + \Delta T)$$

ความกว้างของ $Q1$, และ $Q2$ คือ $\alpha_1 = t_2 - t_1$, และ $\alpha_2 = t_3 - t_2$ ตามลำดับ และค่าแห่งพัลส์ $\beta = t_1 - t_0$ ได้แสดงไว้ในรูปที่ 3(b) จากสถานะที่ (1) เราจะมี $U(t_3) = U^*(t_4)$ เมื่อพิจารณาความกว้างของพัลส์ คือ

$$\alpha_1 = K_1(\theta_r)M, \quad \alpha_2 = K_2(\theta_r)M \quad \dots\dots\dots(3.11)$$

โดยที่

$$K_1(\theta_r) = \Delta T \cos(\theta_r - \pi/6)$$

และ

$$K_2(\theta_r) = \Delta T \cos(\theta_r + \pi/6)$$

เมื่อ

$$\theta_r = \theta_0 + \Delta\theta/2$$

และ

$$\sin \Delta\theta/2 \cong \omega\Delta T/2$$

θ_r จะแสดงมุมเฟสของแรงดันระหว่างช่วงเวลา ΔT เมื่อทำการพิจารณา ตั้งแต่สมการที่(3.11) α_1 จะยาวที่สุดที่ $\theta_r = \pi/6$ และจะใช้ร่วมกับค่า สูงสุดของ ΔT ค่าดัชนีสูงสุดจะกลายเป็น $M = 1$

ตำแหน่งของ U และ U^* เมื่อ $\Delta\theta = 15 \text{ deg}$ แสดงไว้ในรูปที่ 3.4 จากการเลือก Q_n จะถูกกระทำโดยมุม θ_n ได้แสดงไว้ในตารางที่ 1

ฟังก์ชันการสวิตช์ซึ่ง S_a แสดงไว้ในรูป 3.3 (b) การสวิตช์ซึ่งจะไม่เกิดขึ้นในเฟส a ระหว่างช่องว่าง ΔT จนกระทั่งการสวิตช์ซึ่งเกิดขึ้นทุกๆช่องว่างโดย SHM ถ้าเปรียบเทียบที่ความถี่ในการแซมปลิงเดียวกัน(ความถี่พาหะของ SHM)

3.7 ดัชนีการกระทำ

แนะนำว่าเวกเตอร์ที่คลาดเคลื่อน คือ

$$\epsilon = U^* - U \quad \dots\dots\dots(3.12)$$

เวกเตอร์ที่คลาดเคลื่อนคือฟังก์ชันเดียวของตำแหน่งพัลส์ $\beta (=t_1 - t_0)$ เพราะ α_1 และ α_2 สามารถที่จะพิจารณาดัชนีของ M

การจำกัดความดัชนีการกระทำสำหรับช่องว่าง mth คือ

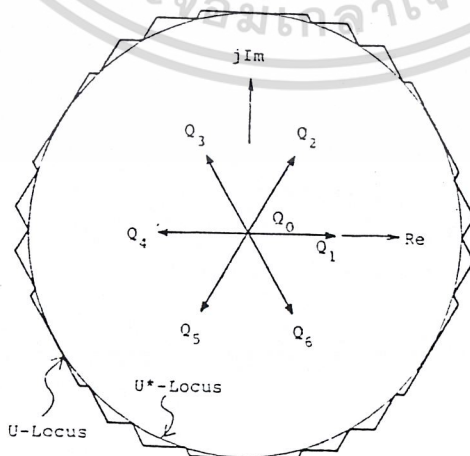
$$J_m(\beta_m) = \int_{t_0}^{t_0+\Delta T} |\epsilon|^2 dt$$

จากนั้นดัชนีการกระทำจะรวมกันเป็น

$$J = \oint |\epsilon|^2 dt = 6 \sum_{m=0}^8 J_m \quad \dots\dots\dots(3.13)$$

J สัมพันธ์กับเฟลคเตอร์ที่คลาดเคลื่อนของ PF (จะเห็นในส่วนต่อไป) J จะถูกทำให้เล็กลงซึ่งหมายความว่า J_m ในแต่ละช่วงว่างจะถูกทำให้เล็กลง เพราะ J_m จะสัมพันธ์กับ J ดังนั้นจะได้ว่า

$$\text{minimize } J_m(\beta_m) \text{ for } 0 < \beta_m < \Delta T - \alpha_1 \quad \dots\dots\dots(3.14)$$



รูปที่ 3.4 แสดงตัวอย่างของตำแหน่ง U^* และ U โดยวงกลมที่สมบูรณ์ด้วย $\Delta\theta = 15 \text{ deg}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.1 แสดงการเลือกของเวกเตอร์แรงดัน

θ_r Range	Selected Q_n
0°-60°	$Q_1, Q_2, Q_6(1, 1, 1)$
60-120	$Q_2, Q_3, Q_6(-1, -1, -1)$
120-180	$Q_3, Q_4, Q_6(1, 1, 1)$
180-240	$Q_4, Q_5, Q_6(-1, -1, -1)$
240-300	$Q_5, Q_6, Q_6(1, 1, 1)$
300-360	$Q_6, Q_1, Q_6(-1, -1, -1)$

ซึ่งจะให้ตำแหน่งพัลส์ที่เหมาะสมในทุกๆช่วงว่าง การคำนวณนี้ค่อนข้างจะซับซ้อน อย่างไรก็ตามถ้าการประมาณตำแหน่งที่เป็นวงกลมของ U^* ด้วยการต่อส่วนของไลน์ p กับ q ในรูป 3.3 (a) โดยจะได้ค่าตามที่วิเคราะห์ไว้ ขณะที่ $\Delta\theta$ น้อยอยู่การประมาณจะให้ความแม่นยำที่เพียงพอ ดังนั้น β ของ S จะได้ว่า

$$\beta = \Delta T / 2 - K_3(\theta_r)M \dots\dots\dots(3.15)$$

โดยที่

$$K_3(\theta_r) = (\sqrt{3}/2) \Delta T \{ [(1/6) \sin^2 \theta_r + 1] \cos \theta_r - (1/2) \cos^3 \theta_r \}$$

เมื่อสมการที่(15)ให้ค่าลบ เราจะกำหนดให้ $\beta = 0$

ค่า K_1, K_2 และ K_3 ในสมการที่(11) และ (15) คือฟังก์ชันเดียวของมุมเฟส θ_r ถ้าให้ค่า Δ มา ดังนั้นสามารถทำตาราง ROM ในเทอมของ θ_r ดังแสดงไว้ในรูปที่ 3.5 ขณะที่ α_1, α_2 และ β คือลิเนียร์ฟังก์ชันของ M ซึ่งสามารถที่จะคำนวณได้ด้วยแบบเชิงเส้น กระบวนการนี้เกี่ยวข้องกับการเพิ่มจำนวนเพียง 3 วิธี

ในส่วนนี้จะพิจารณาจำนวนของหน่วยความจำที่ต้องการจากตาราง ROM โดยทั่วไป ความกว้างพัลส์ PWM ขึ้นอยู่กับมุมเฟส θ_r และดัชนีการเปลี่ยนแปลง M ความสัมพันธ์ระหว่าง $\alpha_1, \alpha_2, \beta$ และ θ กับพารามิเตอร์ M จะมีอยู่ในตาราง (ตาราง 3 มิติ) ถ้าเราพิจารณาค่าตอบของแรงดันคือ 1/128 และค่าของมุมคือ 0.2 deg จากตารางจะได้ค่าที่ต้องการคือ 128 KB จะเห็นได้ว่ามากกว่าตัวไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ 8096 ที่ใช้ในการทดลองซึ่งมีเพียง 64 KB จะเห็นได้ว่าเป็นวิธีหนึ่งที่น่าสนใจ

ความหมายของดัชนีการกระทำ

พิจารณาแรงดันในสาย V_{ac} ในช่วงว่าง mth ที่ช่วงเวลา $0 < \theta < \pi/3$ แรงดันในสาย

เอกสารกับความกว้างพัลส์ α_1 จะเกิดขึ้นระหว่าง θ_0 กับ $\theta_0 + \Delta\theta$ โดยจะแสดงไว้ในรูปที่ 6 ด้านการคำนวณ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

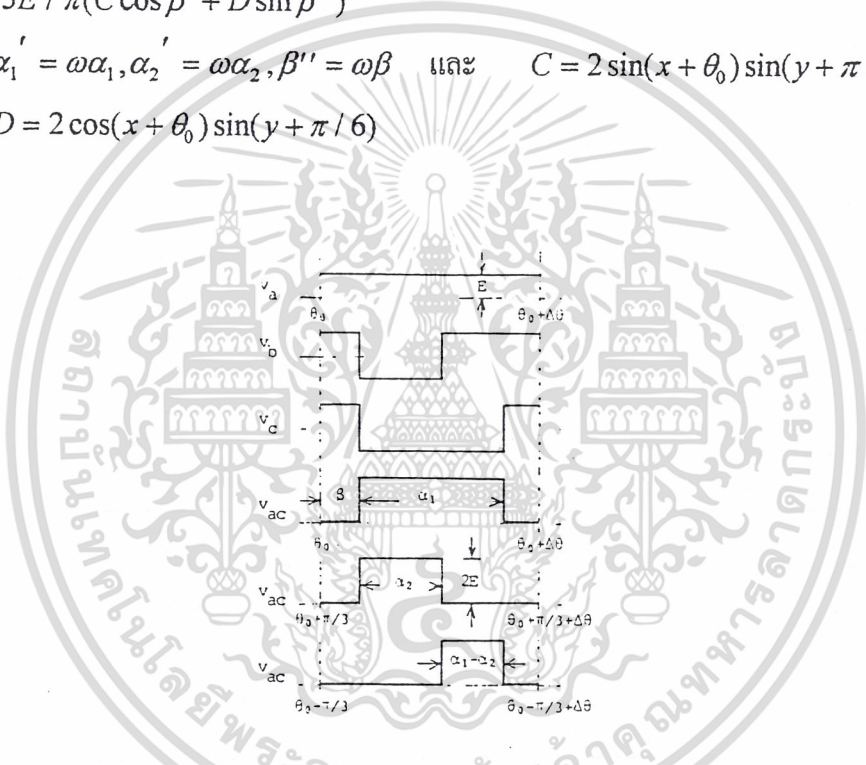
จากนั้นแรงดันกับความกว้างพัลส์ α_2 และ $\alpha_1 - \alpha_2$ จะปรากฏขึ้นระหว่าง $\theta_0 + \pi/3$ กับ $\theta_0 + \pi/3 + \Delta\theta$ และระหว่าง $\theta_0 - \pi/3$ กับ $\theta_0 - \pi/3 + \Delta\theta$ ตามลำดับ

การคำนวณของสามเฟสนี้ด้วยองค์ประกอบพื้นฐานของแรงดันในสาย F_{1m} ซึ่งจะแสดงให้เห็นโดย

$$F_{1m} = (4/\pi)E \left[\int_{\theta_0 - \pi/3 + \beta'}^{\theta_0 - \pi/3 + \beta' + \alpha_1'} \cos(\theta - \pi/6) d\theta + \int_{\theta_0 + \beta'}^{\theta_0 + \beta' + \alpha_1'} \cos(\theta - \pi/6) d\theta + \int_{\theta_0 + \pi/3 + \beta'}^{\theta_0 + \pi/3 + \beta' + \alpha_1'} \cos(\theta - \pi/6) d\theta \right]$$

$$= 4\sqrt{3}E / \pi (C \cos \beta' + D \sin \beta'')$$

โดยที่ $\alpha_1' = \omega\alpha_1, \alpha_2' = \omega\alpha_2, \beta'' = \omega\beta$ และ $C = 2 \sin(x + \theta_0) \sin(y + \pi/6)$
 $D = 2 \cos(x + \theta_0) \sin(y + \pi/6)$



รูปที่ 3.6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างเฟสและแรงดันในสาย

โดยที่ $x = (\alpha_1' + \alpha_2')/2, y = (\alpha_1' - \alpha_2')/2$ ขณะที่ x, y มีค่าน้อยอยู่เราสามารถประเมินได้ดังนี้

$$\sin(x + \theta_0) \cong \sin \theta_0 + x \cos \theta_0$$

$$\cos(x + \theta_0) \cong \cos \theta_0 - x \sin \theta_0,$$

$$\sin(y + \pi/6) \cong 1/2 + y\sqrt{3}/2$$

ซึ่งจะยอมให้

$$C = (\sqrt{3}/2)\Delta\theta M \cos(\Delta\theta/2), D = (\sqrt{3}/2)\Delta\theta M \sin(\Delta\theta/2)$$

ฉะนั้น

$$F_{1m} = (6/\pi)E\Delta\theta M \cos(\Delta\theta/2 - \beta'') \cong (6/\pi)E\Delta\theta M$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ $\Delta\theta/2 - \beta' = 2.5 \text{ deg}$ จากนั้น $\cos(\Delta\theta/2 - \beta'') \cong 1$ ดังนั้น F_1 จะได้ว่า

$$F_1 = \sum F_{1m} = 2EM \dots\dots\dots(3.16)$$

จำไว้ว่า F_1 จะไม่ขึ้นกับ β แต่จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับ M นอกจากนี้ค่าสูงสุดของแรงดันในสายจะเท่ากับแรงดันกระแสตรงอินพุต $2E$ จนกระทั่งแรงดันในสายเป็น $\sqrt{3}E$ จากวิธีการที่ได้เสนอไปนี้จะให้แรงดันเอาต์พุตสูงกว่า 15% เมื่อเทียบกับวิธีการแบบ SHM ต่อจากนั้นฟังก์ชันที่กระทำกับเฟส a สามารถจะขยายในรูปอนุกรมฟูเรียร์ได้คือ

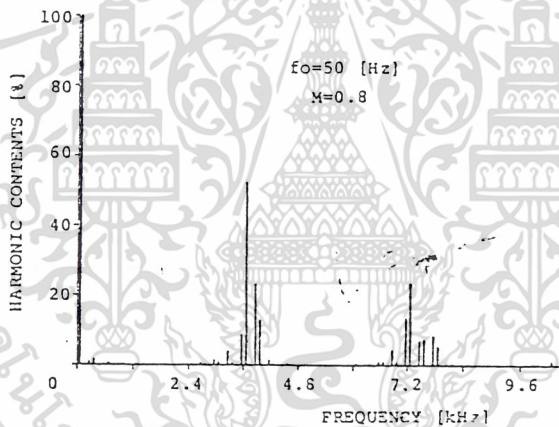
$$Pa = \sum P_k \sin k\theta, k = 1,3,5,\dots$$

โดยการแยกเวกเตอร์ที่กระทำเป็นส่วนจริงและในอุดมคติ เราจะได้ว่า

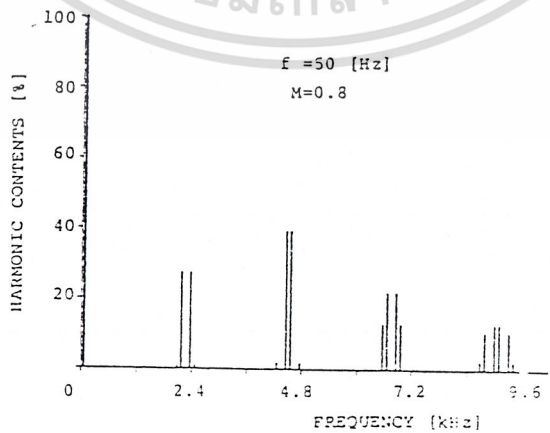
$$U = \left(\sum P_k \sin k\theta\right) - j\left(\sum P_k \cos k\theta\right)$$

เวกเตอร์การกระทำโดยพื้นฐานจะเป็นรูปไซน์ล้วนๆ และจะถูกแสดงไว้โดย

$$U^* = P_1^* \sin \theta - iP_1^* \cos \theta$$



รูปที่ 3.7 แสดงสเปกตรัมความถี่ของแรงดันในสาย



รูปที่ 3.8 แสดงสเปกตรัมความถี่ของแรงดันในสายของวิธีการ SHM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น เวกเตอร์ที่คลาดเคลื่อนจะแสดงให้เห็น คือ

$$\in U^* - U = (P_1^* - P_1)\sin\theta - j(P_1^* - P_1)\cos\theta - \sum P_k \sin k\theta + j\sum P_k \cos k\theta$$

ดังนั้น คำนีที่กระทำ J จะเป็น

$$1/(2\pi)J = (P_1^* - P_1)^2 + \sum (P_k)^2, k = 5, 7, \dots$$

โดยที่ P_1^* และ P_1 คือค่าคงที่ $(2/\sqrt{3})M/\omega$ นี่คือการทำให้ผลของ J เล็กกลงโดยการทำให้ผลรวมของสแควร์ของแต่ละฮาร์โมนิกส์เล็กกลง และนั่นเสมือนกับการทำให้ผลกระทบจากการผิดเพี้ยนของ PF ลดลง

3.8 เฟลคเตอร์การเปลี่ยนของแรงดันโดยวิธีการ PWM ที่ควบคุมฟลักซ์แม่เหล็กสำหรับอินเวอร์เตอร์ การแสดงเวกเตอร์ที่เป็นช่องว่างของตำแหน่งฟลักซ์

3.8.1 The Magnetic Flux Control PWM Method

วิธีการ PWM โดยการควบคุมเส้นแรงแม่เหล็กถูกตั้งสมมติฐานจากแปดชนิดของเวกเตอร์แรงดันที่ระวางซึ่งทำจากบริจจ์อินเวอร์เตอร์ โดยแสดงในรูปที่ 1 ในรูป สภาวะ ON ของบริจจ์อินเวอร์เตอร์จะเป็น "1" และสภาวะ OFF จะเป็น "0" มีเวกเตอร์แรงดัน 6 ตัว คือ $V_1 - V_6$ ซึ่งจะมีความยาวและเวกเตอร์ศูนย์ 2 ตัว คือ V_0 และ V_7 โดยที่เวกเตอร์สองตัวนี้จะไม่มี ความยาวเพราะ ว่าบริจจ์อินเวอร์เตอร์ผลิต โวลเตจศูนย์

ตำแหน่งของเส้นแรงซึ่งผลิตจากแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะถูกแบ่งออกเป็นช่วงเท่า ๆ กัน โดยที่แต่ละช่วงจะสัมพันธ์กันกับช่วงว่างจากการควบคุมของรูปแบบ PWM เวกเตอร์แรงดันที่เป็น ช่องว่างจะถูกเลือกทุก ๆ เวลาที่เป็นช่วงว่าง ดังนั้นเวกเตอร์เส้นแรงซึ่งถูกผลิตจากแรงดัน line-to-line เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์อาจจะเคลื่อนที่ไปด้วยเหมือนวงกลม

เมื่อเลือกเวกเตอร์แรงดัน กฎข้อที่ 5 น่าจะถูกนำมาทำการพิจารณา เวกเตอร์ 3 ตัวสามารถที่จะใช้ในทุก ๆ 30° ของเฟสของความถี่มอเตอร์ เวกเตอร์เพียงตัวหนึ่งจะถูกเลือกจากเวกเตอร์ ศูนย์ V_1 ถึง V_7 โดยที่สองตัวที่เหลือจะเลือกจากเวกเตอร์ที่ไม่ใช่ศูนย์ V_1 ถึง V_6 ในรูปที่ 2 ที่มุมเฟส ϕ พิกัด (1,0,0), (1,1,0) และ (1,1,1) ถูกใช้ในการผลิต PWM

เวกเตอร์แรงดันที่เป็นช่องว่างแสดงขึ้นเมื่อแรงดันคือรูปคลื่นไซน์

$$V = \sqrt{3/2}V_{rms}e^{-j\omega t} \dots\dots\dots(3.17)$$

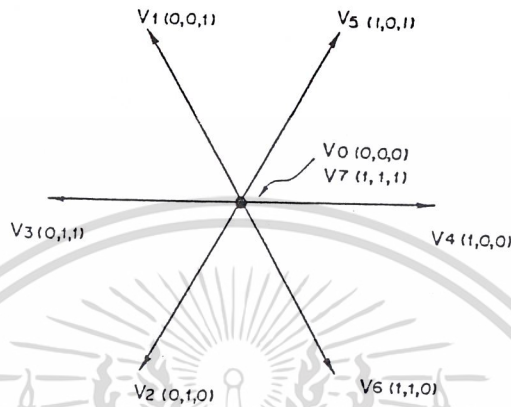
ในสภาวะคงที่ เวกเตอร์เส้นแรงแม่เหล็กคือ

$$\lambda = \int V dt = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{V_{rms}}{\omega} e^{-(j\omega t - \frac{\pi}{2})} \dots\dots\dots(3.18)$$

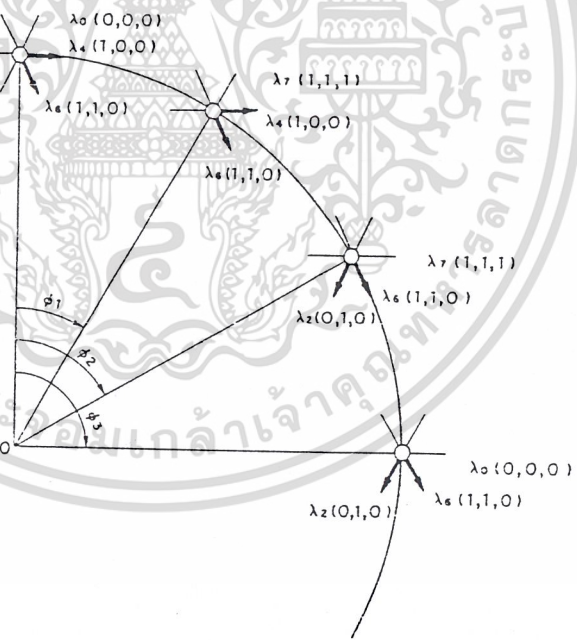
ความยาววงกลมของตำแหน่งเส้นแรงคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_1 = 2\pi |\lambda| = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{2\pi}{\omega} V_{rms} \dots\dots\dots(3.19)$$



รูปที่ 3.9 แสดงเวกเตอร์แรงดันซึ่งเกิดขึ้น โดยวิธีบรีดจ์อินเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.10 แสดงการเลือกของเวกเตอร์แรงดัน

เวกเตอร์เส้นแรงที่เกิดขึ้นระหว่างช่วงการสวิตช์ซึ่ง 1 ครั้ง ของอินเวอร์เตอร์จะถูกแสดงไว้

คือ

$$\Delta\lambda = \int_0^{T_s} V dt \dots\dots\dots (3.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ T_s คือ ช่วงการสวิตช์ซึ่งของอินเวอร์เตอร์ เมื่อเวลาไซเคิลที่ควบคุมมีค่าคงที่ T_s จะถูกแสดงไว้ดังนี้

$$T_s = \frac{2\pi}{k\omega} \quad \dots\dots(3.21)$$

โดยที่ K คือจำนวนของช่องว่างใน 1 ไซเคิลของการควบคุม PWM และ ω คือความถี่ของมอเตอร์ ความยาวของเวกเตอร์เส้นแรงในช่วงการสวิตช์ซึ่งคือ

$$|\Delta\lambda| = T_s E_{dc} \quad \dots\dots(3.22)$$

โดยที่ E_{dc} คือ แรงดันดีซีลิงค์ของอินเวอร์เตอร์

3.8.2 ความยาววงกลมของตำแหน่ง

ถ้า 1 ไซเคิลของความถี่มอเตอร์ถูกแบ่งออกเป็นช่วงการสวิตช์ซึ่งอย่างเท่า ๆ กัน จำนวนของช่อง K ทำให้เกิดการรวมกันของจำนวนของเวกเตอร์ศูนย์ และเวกเตอร์ที่ไม่ใช่ ศูนย์ เมื่อปริมาณของเวกเตอร์ใน 1 ไซเคิล ของความถี่มอเตอร์ คือ γ ปริมาณของเวกเตอร์ที่ไม่ใช่ ศูนย์ ซึ่งสร้างแรงดันจะถูกแสดงไว้ คือ $k(1-\gamma)$ ตำแหน่งของเส้นแรงมีลักษณะเป็นรูปหลายเหลี่ยมของด้าน $k(1-\gamma)$ โดยจะประกอบด้วย เวกเตอร์ที่ไม่ใช่ ศูนย์เพียงอย่างเดียว เพราะว่าตำแหน่งของเส้นแรงแสดงการไม่เคลื่อนไหวยระหว่างเอาต์พุตของเวกเตอร์ศูนย์ ดังนั้นความยาวของวงกลมของรูปหลายเหลี่ยมตำแหน่งของเส้นแรง I_2 จะแสดงไว้คือ

$$I_2 = k(1-\gamma)|\Delta\lambda| \quad \dots\dots(3.23)$$

3.9 เวกเตอร์การเปลี่ยนแปลงแรงดันของวิธีการ PWM โดยการควบคุมฟลักซ์สามแม่เหล็ก

3.9.1 องค์ประกอบที่สัมพันธ์ได้ของเวกเตอร์เส้นแรง

เวกเตอร์เส้นแรงที่เกิดขึ้นโดยการสวิตช์ซึ่งครั้งหนึ่งของอินเวอร์เตอร์จะถูกนำมากล่าวถึงต่อจากนี้ เวกเตอร์ 3 ตัวสามารถที่จะเลือกได้ในทุก ๆ 30° ในรูปที่ 2 เวกเตอร์ที่ไม่ใช่ศูนย์ λ_4, λ_6 และเวกเตอร์ศูนย์ λ_7 สามารถที่จะใช้มุมเฟส Φ_1 ที่มุมเฟส Φ_2 น่าจะถูกเลือกอย่างเท่า ๆ กัน เพื่อสร้างเวกเตอร์เส้นแรงซึ่งจะมีทิศทางขององค์ประกอบที่สัมพันธ์ได้ของวงกลมอย่างสมบูรณ์ โดยที่อีกส่วนหนึ่งที่มุมเฟส Φ_2, λ_6 คือ ตัวเลือกเพียงตัวเดียว เพราะว่าทิศทางของ λ_6 คือองค์ประกอบที่สัมพันธ์ได้ของวงกลม

รูปที่ 3.11 องค์ประกอบที่สัมพันธ์ได้ของเวกเตอร์เส้นแรง คือ $|\Delta\lambda|$ ที่เฟส Φ_2 ความยาวเฉลี่ยขององค์ประกอบที่สัมพันธ์ได้ของเวกเตอร์เส้นแรงจะถูกคำนวณ ถ้า K ถูกกำหนดให้มีค่ามากพอ

$$|\overline{\Delta\gamma}| = \frac{6}{\pi} \left(\int_0^{\pi/6} \cos\theta \cdot d\theta \right) |\Delta\lambda| = \frac{3}{\pi} |\Delta\lambda| \quad \dots\dots(3.24)$$

ตำแหน่งของเวกเตอร์เส้นแรงเฉลี่ยจะถูกพิจารณาให้เป็นรูปหลายเหลี่ยมที่สัมพันธ์กันของด้าน $k(1-\lambda)$ โดยจะแสดงไว้ในลูกศรสีขาวในรูปที่ 3

3.9.2 แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์

เส้นรอบวงของรูปหลายเหลี่ยมที่สัมพันธ์กัน l_3 ถูกทำโดยเวกเตอร์เส้นแรงเฉลี่ยซึ่งจะแสดงไว้ในรูปที่ 3 คือ

$$l_3 = k(1-\gamma) |\overline{\Delta\lambda}| \quad \dots\dots(3.25)$$

ถ้า k มีความกว้างเพียงพอ รูปหลายเหลี่ยมจะถูกสมมุติให้เป็นวงกลม ความยาวของเส้นรอบวงของรูปหลายเหลี่ยม จะเป็นเหมือนกับความยาวของวงกลม สมการ (3.19) และ (3.25) จะเหมือนกันนั่นคือ

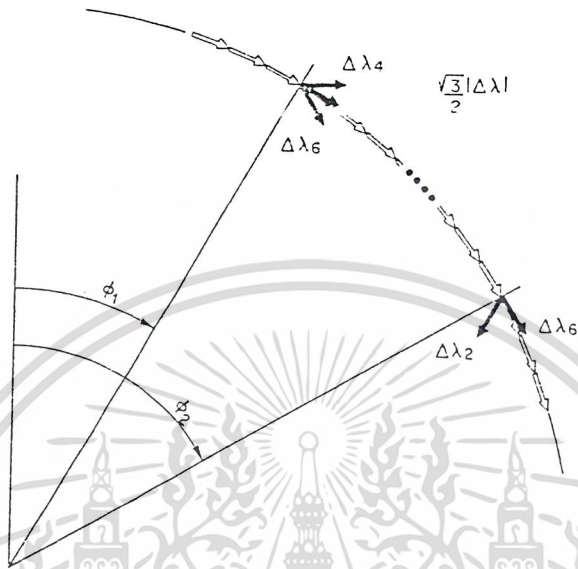
$$V_{rms} = \sqrt{\frac{2}{3} \frac{k\omega}{2\pi} (1-\gamma) |\overline{\Delta\lambda}|} \quad \dots\dots(3.26)$$

โดยที่ V_{rms} คือ ค่าเฉลี่ยขององค์ประกอบพื้นฐาน

เมื่อเราแทนสมการ (3.21), (3.22), (3.24) ลงใน (3.26) นั่นคือ

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{3}{2} \frac{4}{\pi} (1-\gamma) \frac{E_{dc}}{2}} \quad \dots\dots(3.27)$$

สมการ (3.27) แสดงให้เห็นว่าองค์ประกอบพื้นฐานของแรงดันเอาต์พุตเป็นสัดส่วนกับ $(1-\gamma)$ ค่าสูงสุดของแรงดันเอาต์พุตคือ $4/\pi$ เมื่อ λ คือ 0 อย่างไรก็ตามกระบวนการเลือกสำหรับการทำวงกลมที่สมบูรณ์จะไม่ได้ใจกับการได้มาของสมการ (3.27) ซึ่งจะถูกกระทำอย่างเดียวกันโดยการพิจารณาความยาวเวกเตอร์เส้นแรง



รูปที่ 3.11 แสดงความยาวของเวกเตอร์เส้นแรงเฉลี่ย



รูปที่ 3.12 แสดงการประมาณที่ใกล้เคียงวงกลม

3.9.3 การประมาณค่ากับวงกลม

ผลกระทบของการประมาณที่ใกล้เคียงวงกลมที่สมบูรณ์ถูกแสดงโดยตำแหน่ง 3 ตัว ในรูปที่ 3.12 รูปหกเหลี่ยมจะถูกแสดงไว้ในรูปที่ 3.12(a) และเส้นรอบวงของรูปหลายเหลี่ยม b และ c คือความยาวรวมของ a ขณะที่รัศมีวงกลมของ b และ c จะเล็กกว่ารูป a

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าตำแหน่งของเส้นแรงที่เกิดขึ้นโดยบริดจ์อินเวอร์เตอร์เคลื่อนที่ตามวงกลมที่สมนุรณ ความยาวของวงกลมของตำแหน่งเส้นแรงจะกลายเป็นเส้นรอบวงของรูปหกเหลี่ยมและรัศมีของวงกลมนั้นจะกลายเป็น $3/\pi$ เท่าของความยาวด้านของหกเหลี่ยม ดังนั้นองค์ประกอบพื้นฐานของแรงดันเอาต์พุตจะเป็น

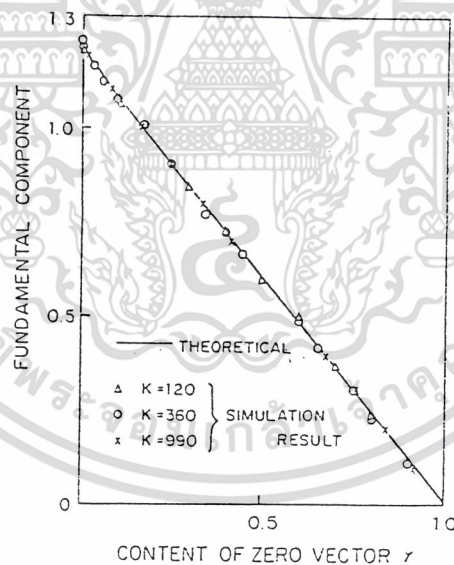
$$V_{PWM} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{3}{\pi} \frac{4}{\pi} (1-\gamma) \frac{E_{dc}}{2} \dots\dots\dots (3.28)$$

โดยที่ V_{PWM} คือ องค์ประกอบที่เป็นพื้นฐานของแรงดันเอาต์พุตเมื่อเวกเตอร์ถูกเลือกเพื่อที่จะเคลื่อนที่ตามวงกลมอย่างสมนุรณ ในสมการที่ 3.28 $3/\pi$ แสดงปัจจัยการเปลี่ยนจากรูปหกเหลี่ยมเป็นวงกลมและจะเป็น 1 เมื่อตำแหน่งของเส้นแรงเป็นรูปหกเหลี่ยม

$$M = \frac{3}{\pi} \frac{4}{\pi} (1-\gamma) \dots\dots\dots (3.29)$$

จากนั้น

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{3}{2}} M \frac{E_{dc}}{2} \dots\dots\dots (3.30)$$



รูปที่ 3.13 แสดงปริมาณของเวกเตอร์ศูนย์ และแรงดันเอาต์พุต

โดยที่ M สามารถที่จะเรียกว่าปัจจัยการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน โดยในสมการที่ 3.30 ปรับให้อยู่ในย่านระหว่างศูนย์ ถึง $12/\pi^2$

ในวิธีการ PWM แบบ Subharmonic สมการที่ (3.30) อาจจะใช้อยู่ที่ $0 < M < 1$ โดยมีอีกส่วนหนึ่งคือวิธีการ PWM ที่ควบคุมเส้นแรงแม่เหล็ก แรงดันเอาต์พุตสามารถที่จะควบคุมโดย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความสัมพันธ์ของสมการ (3.30) จากศูนย์ถึงการเปลี่ยนแปลงที่มาก ค่าสูงสุดของปัจจัยที่เปลี่ยนแปลงคือ $12/\pi^2$ เมื่อ γ เป็นศูนย์

3.10 การประเมินค่าของเฟคเตอร์ที่เปลี่ยนแปลงของแรงดัน

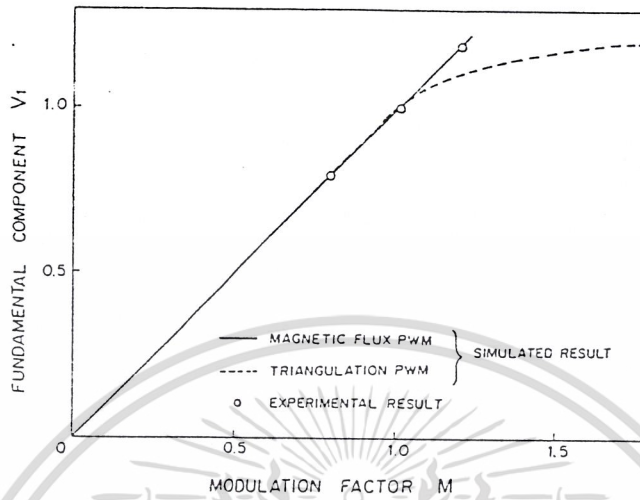
ปัจจัยการเปลี่ยนแปลงที่ได้รับมาจะถูกประเมินโดยการทำเลียนแบบและการทดลอง รูปแบบพัลส์ PWM ซึ่งดำเนินโดยการวิเคราะห์แบบฟูเรียร์จะถูกแสดงไว้ในรูปจำนวนของช่อง k ในหนึ่งไซเคิลของความถี่มอเตอร์จะเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วง 120 ถึง 900 ผลจะแสดงให้เห็นว่าองค์ประกอบพื้นฐานของแรงดันเอาต์พุตจะเป็นสัดส่วนกันกับปริมาณของแวลเตอร์ศูนย์ในหนึ่งไซเคิลของพัลส์ PWM ค่าสูงสุดขององค์ประกอบพื้นฐานมีค่าประมาณ 1.22

รูปที่ 3.14 แสดงความสัมพันธ์ของปัจจัยการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าซึ่งได้รับจากปริมาณของแวลเตอร์ศูนย์ และองค์ประกอบพื้นฐานซึ่งคำนวณโดยการวิเคราะห์แบบฟูเรียร์ จุดที่เห็นในรูปนี้คือ องค์ประกอบพื้นฐานที่วัดได้ของอินเวอร์เตอร์ สำหรับการเปรียบเทียบ ผลที่ทำเลียนแบบวิธีการ PWM แบบ subharmonic จะถูกแสดง มันจะเห็นได้กระจ่างว่ากระบวนการ PWM ที่ควบคุมเส้นแรงแม่เหล็กสามารถที่จะได้รับผ่านการควบคุมแรงดันที่กว้างกว่าแบบกระบวนการ subharmonic แบบธรรมดา

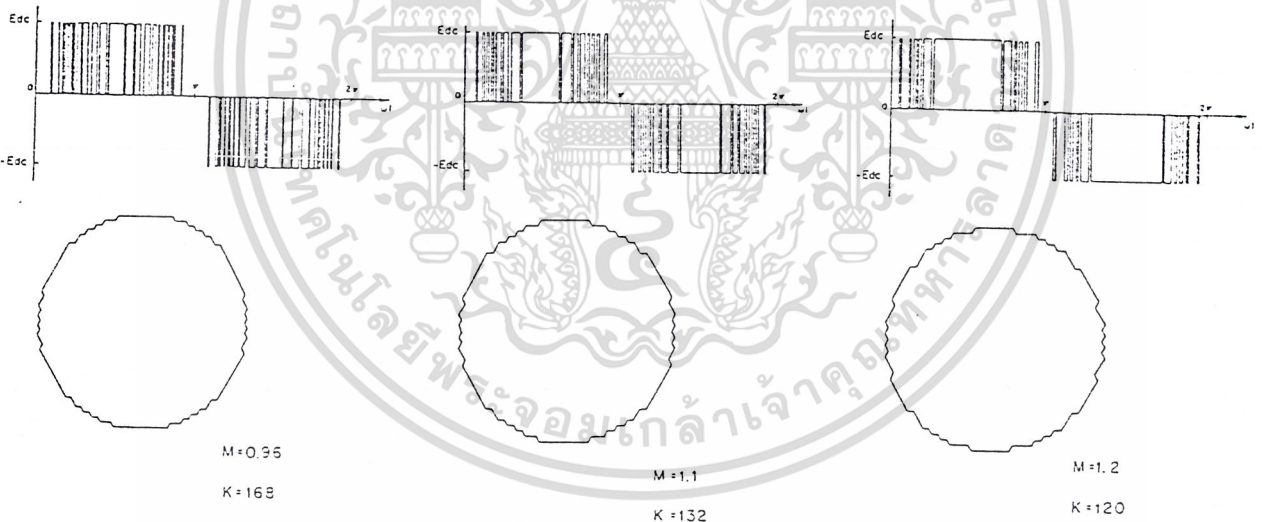
รูปที่ 3.15 แสดงรูปคลื่นแรงดัน line-to-line และตำแหน่งของเส้นแรงพัลส์ PWM ที่เปลี่ยนแปลงอย่างมากมาย ตำแหน่งแสดงการประมาณที่ดีกับวงกลมที่สมบูรณ์โดยจะคิดเพียงน้อยมาก ในการควบคุมเอาต์พุตแรงดันสูงซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 3.15 รูปแบบ PWM จะไม่เปลี่ยนแปลงเมื่อช่วงเวลาจากการควบคุมสองสามช่วง เพราะว่าแวลเตอร์แรงดันที่เหมือนกันอาจจะถูกเลือกอย่างต่อเนื่องเพื่อที่จะทำให้รัศมีของตำแหน่งเส้นแรงกว้าง ฉะนั้น จำนวนของช่อง k มีผลกระทบต่อรูปทรงของตำแหน่งเส้นแรง

จากเนื้อหาด้านบนสามารถที่จะอธิบายได้ว่า ในขอบเขตแรงดันเอาต์พุตที่สูง รูปแบบของ PWM คือ

$$V_4 - V_4 - V_4 - V_0 - V_4 - V_5 - V_4 - V_4 - V_0 \dots \dots \dots$$



รูปที่ 3.14 แสดงปัจจัยการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน



รูปที่ 3.15 แสดงรูปคลื่นแรงดัน line-to-line และตำแหน่งเส้นแรงของพัลส์

PWM ที่มีการเปลี่ยนแปลงมาก

ในรูปแบบนี้ เวกเตอร์แรงดันที่เหมือนกันจะถูกเลือกเมื่อช่วงเวลาที่ควบคุมสองสาม ช่วงเพื่อทำวงกลมของเส้นแรงให้ใหญ่จำนวนช่อง k จะไม่ทับกันสนิทกับจำนวนของจุดยอดของรูปหลายเหลี่ยมที่มีตำแหน่งเส้นแรง ในขอบเขตแรงดันสูงที่เปลี่ยนแปลงอย่างมากมาย ขนาดของตำแหน่งเส้นแรงจะมีผลกระทบมากกว่าโดยปัจจัยของการเปลี่ยนแปลงแทนที่จะเป็นจำนวนช่อง k เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อีกส่วนหนึ่ง เมื่อแรงดันเอาต์พุตต่ำ (ไม่ต่ำมาก) รูปแบบ PWM คือ

$$V_4 - V_0 - V_4 - V_0 - V_0 - V_5 - V_0 - V_0 - V_5, \dots$$

ที่รูปแบบ PWM นี้ จะบรรจุด้วยส่วนของเวกเตอร์ศูนย์มาก มีเพียงส่วนน้อยของเวกเตอร์แรงดัน ดังนั้น เวกเตอร์แรงดันที่เหมือนกันอาจจะไม่ถูกเลือกอย่างต่อเนื่องที่จะทำวงกลมของตำแหน่งเส้นแรงให้เล็กลง ดังนั้น รูปร่างของตำแหน่งเส้นแรงจะมีผลกระทบโดยทั้งปัจจัยการเปลี่ยนแปลงและจำนวนช่อง k ในขอบเขตแรงดันต่ำ

ข้อสรุป

ในรายงานฉบับนี้ ปัจจัยการเปลี่ยนแปลงของกระบวนการ PWM ที่ควบคุมเส้นแรงแม่เหล็กจะถูกให้เหตุผลให้กระจ่างขึ้น

1. ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตและรูปแบบ PWM ที่ควบคุมเส้นแรงแม่เหล็กจะถูกทำให้กระจ่างเป็นครั้งแรก ความสัมพันธ์นี้สามารถที่จะเขียนได้คือ ปัจจัยการเปลี่ยนแปลงของแรงดันซึ่งเป็นสัดส่วนกับปริมาณของเวกเตอร์ศูนย์ในหนึ่งไซเคิลของรูปแบบ PWM
2. องค์ประกอบพื้นฐานของแรงดันเอาต์พุตเป็นสัดส่วนกันกับปัจจัยการเปลี่ยนแปลงที่ได้รับจาก 0 ถึง $12/\pi^2$ ดังนั้น การเปลี่ยนแปลงที่มากมายนี้จะถูกควบคุมอย่างทีนีย์โดยกระบวนการ PWM ที่ควบคุมเส้นแรงแม่เหล็ก

ปัจจัยการเปลี่ยนแปลงที่ได้รับมาสามารถประยุกต์กับกระบวนการ PWM ที่เหลือซึ่งจะเป็นสมมุติฐานการแสดงของเวกเตอร์ช่วงว่าง ความยากของการประยุกต์จะเกิดขึ้นเพียงอย่างเดียวเมื่ออินเวอร์เตอร์จะถูกควบคุมโดยเวลาของไซเคิลที่ควบคุมค่าคงที่ เช่นการควบคุมฮิสเตอร์ซีสของตำแหน่งเส้นแรง อย่างไรก็ตาม ปัญหาสามารถที่จะแก้ได้โดยง่ายถ้าส่วนของเวกเตอร์ศูนย์ γ ถูกปรับปรุงในรูปแบบของอัตราส่วนของเวกเตอร์ศูนย์ในหนึ่งคาบของความถี่มอดูเลเตอร์แทนจำนวนเวกเตอร์ศูนย์ ส่วนของเวกเตอร์ศูนย์ γ สามารถที่จะปรับปรุงในรูปแบบของอัตราส่วนเวลาเอาต์พุตของเวกเตอร์ศูนย์

$$\gamma = \frac{t_0}{T} \dots\dots\dots(3.31)$$

โดยที่ t_0 คือช่วงเวลาเอาต์พุตของเวกเตอร์ศูนย์ในหนึ่งไซเคิล และ T คือช่วงเวลาของความถี่มอดูเลเตอร์

3.11 การชดเชยเดดไทม์แบบใหม่ของแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์

3.11.1 การวิเคราะห์ผลกระทบของเดดไทม์

อินเวอร์เตอร์ PWM ชนิด 3 เฟสที่ใช้โดยทั่วไปกับโหลดที่เป็นอินดักชันมอเตอร์ถูกแสดงไว้ในรูปที่ 3.16 รูปแบบพัลส์แบบที่ผิดเพี้ยนของเวกเตอร์ PWM ที่เป็นช่องว่างถูกแสดงไว้ในรูปที่ 3.17

ระหว่างช่วงเดดไทม์ (Dead time, T_d) อุปกรณ์กำลังทั้งหมดที่เข้าด้วยกันจะหยุดการนำกระแส และตัวหนึ่งของไดโอดทั้งหมดจะเริ่มนำกระแส ถ้ากระแสไหลสู่โหลดไดโอดตัวที่ต่ำกว่าจะนำกระแส หรืออีกทางหนึ่งก็คือไดโอดตัวที่สูงกว่าจะนำกระแส จากแนวความคิดนี้กระบวนการชดเชยช่วงเดดไทม์แบบใหม่อาจจะถูกแสดงให้เห็นดังนี้ โดยการอธิบายง่ายได้คือ จะสมมุติว่ากระแส (I_{as}) จะไหลไปโหลด กล่าวคือกระแสจะไหลในทิศทางบวก

รูปที่ 3.18(a) แสดงรูปแบบพัลส์ที่ผิดเพี้ยน และรูปที่ 3.18 (b) แสดงวิธีการชดเชยเดดไทม์ที่เกิดขึ้น เมื่ออุปกรณ์กำลังในส่วนบนถูกกำหนดให้ on ที่ T_1 พัลส์ที่ผิดเพี้ยน A^- จะ OFF ครั้งหนึ่งที่ $T_1 - T_{com}$ และพัลส์ที่ผิดเพี้ยน A^+ จะ off ที่ $T_1 - T_{com} + T_d$ และ A^- จะ off ที่เวลา T_2 ในทั้งสองกรณีนี้เดดไทม์ T_d จะถูกการันตีไว้ เฟสจริงที่แรงดันศูนย์กลางกับการพิจารณาของความล่าช้าของเวลาช่วง on/off และความชันของการเปลี่ยนแปลงแรงดันของอุปกรณ์กำลังซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 3.18 (c) เฟสเสมือนที่แรงดันศูนย์กลางสามารถที่จะแสดงด้วยภาพคือรูปที่ 3.18(d) โดยที่ความชันของแรงดันที่จะพิจารณาคือ ความล่าช้าของเวลาช่วง on/off ในรูปที่ 3.18 (d) ช่วงเวลา on หมายความว่าความล่าช้าของเวลาจากการ on ของสัญญาณควบคุมของสวิตซ์ซึ่งสู่การ on ที่มีประสิทธิภาพของอุปกรณ์กำลัง โดยจะประกอบด้วยความล่าช้าของสัญญาณของวงจรถูกผิดเพี้ยน และเวลาที่ล่าช้าช่วง on ของอุปกรณ์กำลัง ส่วนช่วงเวลา off จะถูกจำกัดความไว้ในทิศทางเดียวกัน จากรูปที่ 3.18(a) อุปกรณ์กำลังในส่วนบนจะถูกออกแบบที่ช่วงการ on ที่ช่วง $T_2 - T_1$ อย่างไรก็ตาม จากรูปที่ 3.18(d) ช่วงเวลาการ on ที่มีประสิทธิภาพของอุปกรณ์กำลังด้านบน คือ $T_2 - T_1 + T_{off} - T_{on} - T_d + T_{com}$ ดังนั้นผลของเวลาที่คลาดเคลื่อนจากเดดไทม์จะถูกแสดงไว้โดย

$$T_{err} = T_{off} - T_{on} - T_d + T_{com} \dots\dots\dots(3.32)$$

เมื่อ i_{as} เป็นลบ วิธีการชดเชยเดดไทม์ที่เกิดขึ้นจะแสดงไว้ในรูปที่ 3 (e)-3 (g) การวิเคราะห์ที่คล้ายคลึงกันสามารถที่จะกระทำได้และความคลาดเคลื่อนของเวลาจะแสดงไว้โดย

$$T_{err} = -(T_{off} - T_{on} - T_d + T_{com}) \dots\dots\dots(3.33)$$

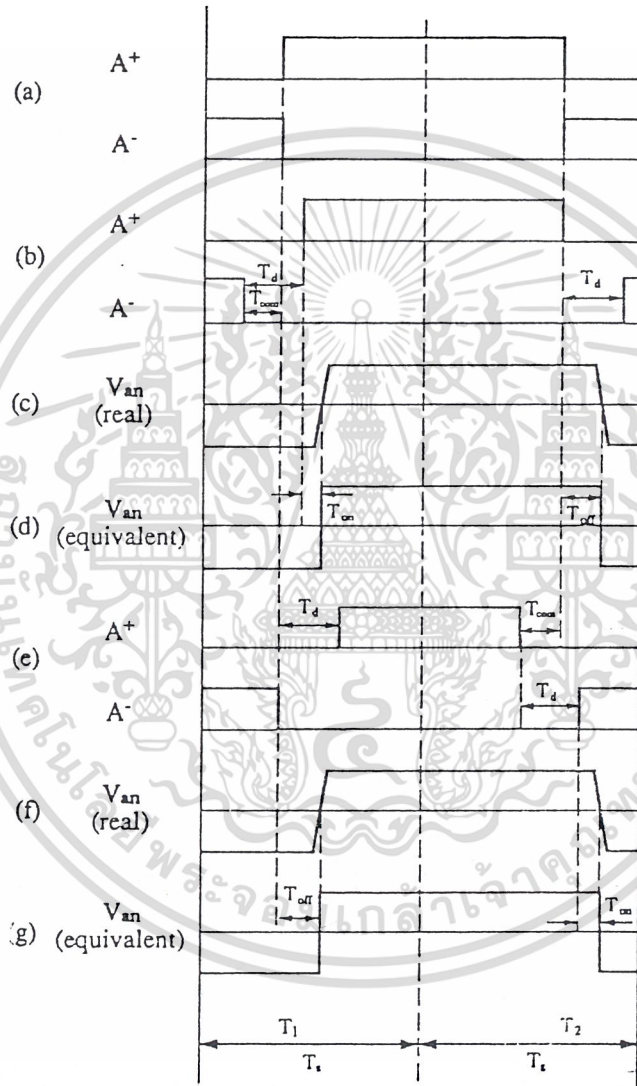
ดังนั้น ความคลาดเคลื่อนของเวลาสามารถแสดงไว้ดังนี้

$$T_{err} = \text{sign}(i_{as})(T_{off} - T_{on} - T_d + T_{com}) \dots\dots\dots(3.34)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

$$\text{sign}(i_{as}) = \begin{cases} 1: \text{when } i_{as} \geq 0 \\ -1: \text{when } i_{as} \leq 0 \end{cases} \dots\dots\dots(3.35)$$



รูปที่ 3.16 แสดงวิธีการชดเชยเดดไทม์ (Dead time)

- (a)รูปแบบพัลส์ที่คิดเพี้ยนไป
- (b)รูปแบบพัลส์ที่คิดเพี้ยนไป กับเดดไทม์ ($i_{as} > 0$)
- (c)เฟสจริงที่แรงดันศูนย์กลาง ($i_{as} > 0$)
- (d)เฟสเสมือนที่แรงดันศูนย์กลาง ($i_{as} > 0$)
- (e) รูปแบบพัลส์ที่คิดเพี้ยนไป กับเดดไทม์ ($i_{as} < 0$)
- (f) เฟสจริงที่แรงดันศูนย์กลาง ($i_{as} < 0$)
- (g)เฟสเสมือนที่แรงดันศูนย์กลาง ($i_{as} < 0$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงระยะเวลาที่มีประสิทธิภาพคือ ผลรวมของช่วงเวลาที่สั่งไว้ และความคลาดเคลื่อนเวลาซึ่งจะแสดงได้โดย

$$T_a = T_a^* + \text{sign}(i_{as})M \quad \dots\dots\dots(3.36)$$

โดยที่

$$M = T_{off} - T_{on} - T_d + T_{com}$$

ถ้าการวิเคราะห์ที่เหมือนกันถูกกระทำกับเฟสที่เหลือ เวลาของสองเฟสที่เหลือจะเป็นดังนี้

$$T_b = T_b^* + \text{sign}(i_{bs})M \quad \dots\dots\dots(3.37)$$

$$T_c = T_c^* + \text{sign}(i_{cs})M \quad \dots\dots\dots(3.38)$$

จากสมการ (3.36)-(3.37) จะมองเหมือนว่าช่วงเวลาที่มียประสิทธิภาพแตกต่างจากช่วงเวลาที่สั่งไว้เนื่องจากเวลาการชดเชยและค่าที่ไม่แน่นอน เช่น ความล่าช้าของช่วง on และ off จำไว้ว่าเวลาการชดเชย T_{com} จะควบคุมได้และเวลา M จะควบคุมได้เช่นกัน

3.11.2 การวิเคราะห์การบิดเบี้ยวของแรงดัน และ วิธีการชดเชย

ในระบบอินเวอร์เตอร์ PWM นอกจากผลกระทบของเดดไทม์แล้วยังมีแรงดันตกของอุปกรณ์กักตังซึ่งจะทำให้แรงดันเอาต์พุตเกิดการบิดเบี้ยว ถ้ากระแส i_{as} ไหลสู่โหลดเฟสจริงที่แรงดันศูนย์กลางคือ

$$v_{an} = \frac{V_{dc}}{2} - V_{ce} \quad (\text{when } S_a = 1) \quad \dots\dots\dots(3.39)$$

$$v_{an} = -\frac{V_{dc}}{2} - V_d \quad (\text{when } S_a = 0) \quad \dots\dots\dots(3.40)$$

โดยที่ V_{ce} คือ แรงดันตกคร่อมของสวิตซิงที่ทำงาน

V_d คือ แรงดันตกคร่อมของไดโอดแบบฟรีเวลติง (freewheeling diode)

S_a คือ 1 เมื่อสวิตซ์ตัวบน ON , 0 เมื่อสวิตซ์ตัวล่าง ON

เมื่อกระแส i_{as} ไหลออกจากไดโอด เฟสจริงที่แรงดันศูนย์กลางจะถูกปรับเปลี่ยน คือ

$$v_{an} = \frac{V_{dc}}{2} + V_d \quad (\text{when } S_a = 1) \quad \dots\dots\dots(3.41)$$

$$v_{an} = -\frac{V_{dc}}{2} + V_{ce} \quad (\text{when } S_a = 0) \quad \dots\dots\dots(3.42)$$

ดังนั้น เฟสจริงที่แรงดันศูนย์กลางโดยการพิจารณาแรงดันตกของอุปกรณ์กำลังที่เปลี่ยนสถานะการสวิตช์ซึ่ง และทิศทางกระแส และสามารถเขียนให้อยู่ในรูปที่สมมุติว่าทิศทางของกระแสจะไม่เปลี่ยนสำหรับช่วงเวลาทดสอบ ซึ่งคือเหตุผลในการสวิตช์ซึ่งที่ความถี่สูง

$$v_{an} = (V_{dc} - V_{ce} + V_d) \left(S_a - \frac{1}{2} \right) - \frac{1}{2} \text{sign}(i_{as}) (V_{ce} + V_d) \dots\dots\dots(3.43)$$

โดยทั่วไป แรงดันตกของสวิตช์ที่ทำงานและไดโอดฟรีเวลลิงเพิ่มขึ้นด้วยกระแส ดังนั้น อาจจะสมมุติว่าแรงดันตกสวิตช์ที่ทำงาน และไดโอดฟรีเวลลิงเพิ่มขึ้นอย่างลิเนียร์ ด้วยกระแสที่ขอบเขตการทำงานแบบธรรมดา และสามารถที่จะเป็นแบบอย่างดังต่อไปนี้

$$V_{ce} = V_{ce0} + r_{ce} |i_{as}| \dots\dots\dots(3.44)$$

โดยที่ V_{ce0} คือ แรงดันเริ่มแรกของสวิตช์ที่ทำงาน
 r_{ce} คือ ความต้านทานที่เป็นความชันที่สถานะ on ของสวิตช์ที่ทำงาน
 $V_d = V_{d0} + r_d |i_{as}| \dots\dots\dots(3.45)$

โดยที่ V_{d0} คือ แรงดันเริ่มแรกของไดโอดแบบฟรีเวลลิง
 r_d คือ ความต้านทานที่เป็นความชันที่สถานะ on ของไดโอดฟรีเวลลิง
 ดังนั้น

$$v_{an} = (V_{dc} - V_{ce} + V_d) \left(S_a - \frac{1}{2} \right) - \frac{1}{2} \text{sign}(i_{as}) (V_{ce0} + V_{d0}) - \frac{1}{2} (r_{ce} + r_d) i_{as} \dots\dots\dots(3.46)$$

เฟสเฉลี่ยที่แรงดันศูนย์กลางระหว่างสองช่วงเวลาการทดลองสามารถจะแสดงได้โดย

$$V_{an} = (V_{dc} - V_{ce} + V_d) \left(\frac{T_a}{2T_s} - \frac{1}{2} \right) - \frac{1}{2} \text{sign}(i_{as}) (V_{ce0} + V_{d0}) - \frac{1}{2} (r_{ce} + r_d) i_{as} \dots\dots\dots(3.47)$$

โดยที่ T_a จะแสดงช่วงเวลาการทดลอง
 ในลักษณะเดียวกัน เฟสเฉลี่ยที่แรงดันศูนย์กลางที่ได้รับจะง่ายขึ้น

$$V_{bn} = (V_{dc} - V_{ce} + V_d) \left(\frac{T_b}{2T_s} - \frac{1}{2} \right) - \frac{1}{2} \text{sign}(i_{bs}) (V_{ce0} + V_{d0}) - \frac{1}{2} (r_{ce} + r_d) i_{bs} \dots\dots\dots(3.48)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{cn} = (V_{dc} - V_{ce} + V_d) \left(\frac{T_c}{2T_s} - \frac{1}{2} \right) - \frac{1}{2} \text{sign}(i_{cs})(V_{ce0} + V_{d0}) - \frac{1}{2}(r_{ce} + r_d)i_{cs} \dots\dots\dots(3.49)$$

พิจารณาสมการต่อไปนี้

$$V_{an} = V_{as} + V_{sn} \dots\dots\dots(3.50)$$

$$V_{bn} = V_{as} + V_{sn} \dots\dots\dots(3.51)$$

$$V_{cn} = V_{cs} + V_{sn} \dots\dots\dots(3.52)$$

การที่ไม่มีกระแสต่อนิวตรอนในมอเตอร์เกิดการบังคับว่า

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0 \dots\dots\dots(3.53)$$

เมื่อเป็นโหลดที่สมดุล แรงดัน line-to-neutral จะถูกจำกัดได้ว่า

$$V_{as} + V_{bs} + V_{cs} = 0 \dots\dots\dots(3.54)$$

โดยให้

$$\begin{aligned} V_{sn} &= \frac{1}{3}(V_{an} + V_{bn} + V_{cn}) \\ &= \frac{1}{3}(V_{dc} - V_{ce} + V_d) \left(\frac{T_a + T_b + T_c}{2T_s} - \frac{3}{2} \right) \\ &\quad - \frac{1}{6}(V_{ce0} + V_{d0}) [\text{sign}(i_{as}) + \text{sign}(i_{bs}) + \text{sign}(i_{cs})] \dots\dots\dots(3.55) \end{aligned}$$

สมการ (3.47) - (3.55) จะทำไปสู่การแสดงด้านล่างสำหรับแรงดัน line-to-neutral

$$\begin{aligned} V_{as} &= V_{an} - V_{sn} \\ &= \frac{1}{3}(V_{dc} - V_{ce} + V_d) \left(\frac{2T_a - T_b - T_c}{2T_s} \right) \\ &\quad - \frac{1}{6}(V_{ce0} + V_{d0}) [2\text{sign}(i_{as}) + \text{sign}(i_{bs}) + \text{sign}(i_{cs})] \\ &\quad - \frac{1}{2}(r_{ce} + r_d)i_{as} \dots\dots\dots(3.56) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{bs} &= V_{bn} - V_{sn} \\ &= \frac{1}{3}(V_{dc} - V_{ce} + V_d) \left(\frac{2T_b - T_c - T_a}{2T_s} \right) \\ &\quad - \frac{1}{6}(V_{ce0} + V_{d0}) [2\text{sign}(i_{bs}) + \text{sign}(i_{cs}) + \text{sign}(i_{as})] \\ &\quad - \frac{1}{2}(r_{ce} + r_d)i_{bs} \dots\dots\dots(3.57) \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 V_{cs} &= V_{cn} - V_{sn} \\
 &= \frac{1}{3}(V_{dc} - V_{ce} + V_d) \left(\frac{2T_c - T_a - T_b}{2T_s} \right) \\
 &\quad - \frac{1}{6}(V_{ce0} + V_{d0}) [2\text{sign}(i_{cs}) + \text{sign}(i_{as}) + \text{sign}(i_{bs})] \\
 &\quad - \frac{1}{2}(r_{ce} + r_d)i_{cs} \quad \dots\dots\dots(3.58)
 \end{aligned}$$

ซึ่งมาจากการช่วยของสมการ (3.36) - (3.38) จะกลายเป็น

$$V_{as} = V_{as}^* + V_{as}' - \frac{1}{2}(r_{ce} + r_d)i_{as} \quad \dots\dots\dots(3.59)$$

โดยที่

$$\begin{aligned}
 V_{as}^* &= \frac{1}{3}(V_{dc} - V_{ce} + V_d) \left(\frac{2T_a^* - T_b^* - T_c^*}{2T_s} \right) \\
 &\approx \frac{1}{3}V_{dc} \left(\frac{2T_a^* - T_b^* - T_c^*}{2T_s} \right) \\
 V_{as}' &= V' [2\text{sign}(i_{as}) - \text{sign}(i_{bs}) - \text{sign}(i_{cs})] \\
 V_{bs} &= V_{bs}^* + V_{bs}' - \frac{1}{2}(r_{ce} + r_d)i_{bs} \quad \dots\dots\dots(3.60)
 \end{aligned}$$

โดยที่

$$\begin{aligned}
 V_{bs}^* &\approx \frac{1}{3}V_{dc} \left(\frac{2T_b^* - T_c^* - T_a^*}{2T_s} \right) \\
 V_{bs}' &= V' [2\text{sign}(i_{bs}) - \text{sign}(i_{cs}) - \text{sign}(i_{as})] \\
 V_{cs} &= V_{cs}^* + V_{cs}' - \frac{1}{2}(r_{ce} + r_d)i_{cs} \quad \dots\dots\dots(3.61)
 \end{aligned}$$

โดยที่

$$\begin{aligned}
 V_{cs}^* &\approx \frac{1}{3}V_{dc} \left(\frac{2T_c^* - T_a^* - T_b^*}{2T_s} \right) \\
 V_{cs}' &= V' [2\text{sign}(i_{cs}) - \text{sign}(i_{as}) - \text{sign}(i_{bs})]
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

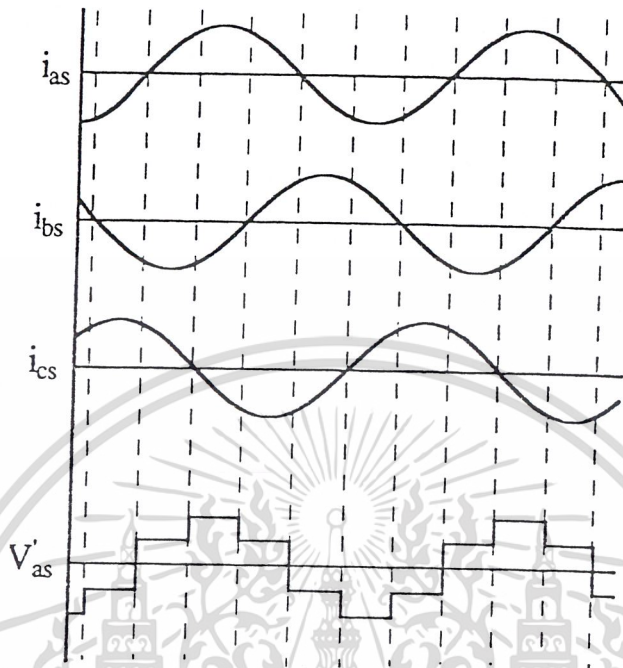
$$\begin{aligned}
 V' &= \frac{1}{6} \left[(V_{de} - V_{ce} + V_d) \frac{M}{T_s} - V_{ce0} - V_{d0} \right] \\
 &\approx \frac{1}{6} \left[(V_{de}) \frac{M}{T_s} - V_{ce0} - V_{d0} \right] \dots\dots\dots(3.62)
 \end{aligned}$$

“*” จะบอกว่าเป็นแรงดันที่อ้างอิงและ “” จะบอกว่าเป็นแรงดันที่บิดเบี้ยว ในสมการที่ (3.59) -(3.62) เทอมของ $V_{ce} - V_d$ ไม่ถูกสนใจเพราะว่า V_{de} จะมีค่ามากกว่า $V_{ce} - V_d$ มาก แม้ว่าเวลา on และ off จะเพิ่มขึ้นด้วยกระแสแต่เทอม Toff-Ton อาจจะถูกพิจารณาให้เป็นค่าคงที่ ดังนั้นเทอม M ก็ถือว่าเป็นค่าคงที่ด้วย

สมการ (3.59) -(3.62) นำไปสู่ข้อสรุปที่สำคัญเกี่ยวกับการชดเชยของผลกระทบของเคดไทม์ และจากการตกของแรงดันในอุปรกรณ์กำลัง

1. เทอม $\frac{1}{2} (r_{ce} + r_d)$ ที่แสดง คือ ความต้านทานของสแตเตอร์ ดังนั้นแล้วในส่วนขอเครื่องกลไฟฟ้าแบบเหนี่ยวนำความต้านทานของสแตเตอร์น่าจะเป็นผลรวมของความต้านทานสแตเตอร์จริง r_s และเทอมของ $\frac{1}{2} (r_{ce} + r_d)$ ความต้านทานสแตเตอร์เสมือนจะถูกจำกัดความไว้ คือ ผลรวมของความต้านทานสแตเตอร์จริง และค่าความต้านทานของตัวอุปกรณ์กำลัง

$$r'_s = r_s + \frac{1}{2} (r_{ce} + r_d) \dots\dots\dots(3.63)$$



รูปที่ 3.17 แสดงรูปคลื่นของแรงดันเฟสที่บิดเบี้ยว

2. แรงดันเฟสที่บิดเบี้ยวจะมีรูปคลื่นแบบ six-step ซึ่งจะมีจุดยอด คือ

$$\frac{2}{3} (V_{dc} \frac{M}{T_s} - V_{ce0} - V_{d0})$$

และคือเฟสเดียวกันกับกระแสเฟส โดยจะแสดงให้เห็นในรูปที่ 3.17

การที่จะกำจัดแรงดันที่บิดเบี้ยว จุดยอดของแรงดันที่บิดเบี้ยวจะเป็น 0 จากสมการที่

(3.62)

$$T_{com} = T_d - T_{off} + T_{on} + T_s \frac{V_{ce0} + V_{d0}}{V_{dc}} \dots\dots\dots(3.64)$$

การชดเชยแรงดันที่บิดเบี้ยวอย่างถูกต้องจะ ไม่อยู่ที่ขนาดน้อยๆของเวลา M แต่จะปรับเวลา M เพื่อชดเชยผลกระทบการตกของแรงดันในอุปกรณ์กำลัง ในวิธีการนี้ โดยการปรับเวลาชดเชย T_{com} แรงดันที่บิดเบี้ยวสามารถที่จะกำจัดได้

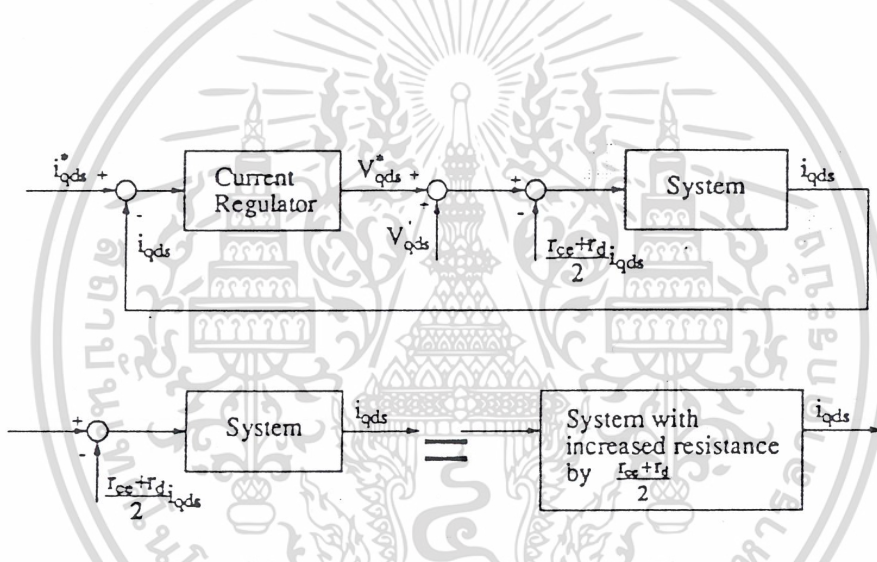
3.11.3 วิธีการของเวลาที่ได้จากการปรับชดเชย

สมการที่ (3.64) ประกอบด้วยค่าต่างๆ หลายค่าที่ไม่มีความแน่นอน เช่น ความล่าช้าของเวลาช่วง on (T_{on}) ความล่าช้าของเวลาช่วง off (T_{off}) การตกของแรงดันที่สวิตช์ (V_{ce0}) และการตกของแรงดันที่ไดโอดแบบฟรีเวอลิ่ง (V_{d0}) ค่าต่างๆที่ไม่แน่นอนเหล่านี้จะไม่สามารถวัดได้อย่างแน่นอน และขึ้นอยู่กับขอบเขตในการทำงาน นอกจากนั้นความแตกต่างระหว่างช่วงเวลา on และ

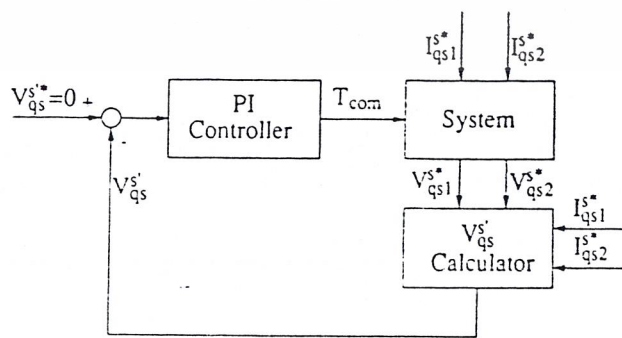
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

off จะมีมาก เช่น จะมีค่าหลายร้อย nsec ในส่วนของ IGBT เมื่อพิจารณาถึงการสวิตซ์ซึ่งที่ความถี่สูงของอินเวอร์เตอร์แบบ IGBT ความแตกต่างจะมีผลกระทบอย่างมากมายในการสร้างแรงดันและการตกของแรงดันจะเกิดขึ้นในส่วนที่สำคัญในแรงดันเอาต์พุตที่เกิดการบิดเบี้ยว ซึ่งจะให้ผลกระทบอย่างมากในส่วนของ การสวิตซ์ซึ่งที่กำลังสูง

ขณะที่วิธีการค้นหา T_{com} จะถูกแสดงให้เห็น รูปการควบคุมกระแสด้วยแรงดันที่บิดเบี้ยว จะถูกแสดงไว้ในรูปที่ 3.18 พื้นที่ที่ถูกแรงเอาออกจะถูกแทนที่โดยระบบด้วยความต้านทานที่เพิ่มขึ้นโดย $\frac{1}{2}(r_{ce} + r_d)$ ในส่วนของเครื่องกลไฟฟ้าเหนี่ยวนำสามารถที่จะตีความได้ว่า เทอม $\frac{1}{2}(r_{ce} + r_d)$ เนื่องจากผลกระทบจากการตกของแรงดันซึ่งจะรวมเอาค่าความต้านสเตรเตอร์ด้วย

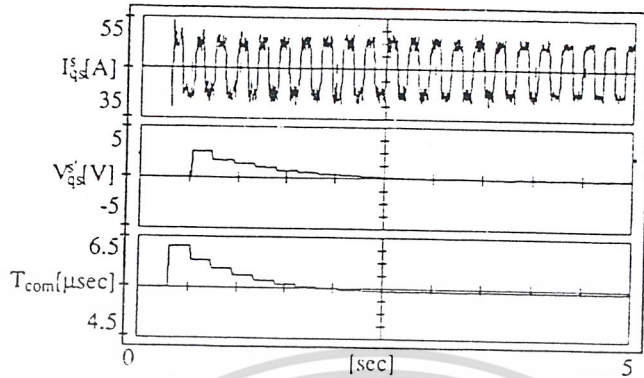


รูปที่ 3.18 แสดงรูปของการควบคุมกระแสด้วยแรงดันที่บิดเบี้ยว



รูปที่ 3.19 แสดงวิธีการของการปรับเวลาการชดเชย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.20 แสดงกระบวนการของวิธีการที่คิดขึ้น

แนวความคิดหลักคือว่า ถ้ากระแสถูกพิจารณาอย่างดี แรงดันที่เปรียบเทียบจะถูกทำให้ บิดเบี้ยวไปโดยจะชดเชยสำหรับเดดไทม์และคุณลักษณะที่ไม่สมบูรณ์ของอุปกรณ์กำลัง ดังนั้น แรงดันที่บิดเบี้ยวสามารถที่จะตรวจจับได้จากแรงดันเปรียบเทียบ และจากการปรับ T_{com} ค่าแรงดันที่บิดเบี้ยวสามารถจะทำให้ลดลงได้

$$I_{as}^* = I_{qs}^s, \quad I_{bs}^* = -\frac{I_{qs}^s}{2} \quad \text{และ} \quad I_{cs}^* = -\frac{I_{qs}^s}{2} \quad \dots\dots\dots(3.65)$$

ถ้ากระแสถูกจำกัดเอาไว้ กระแสจริงที่ไหลในทิศทางเดียวกันกับกระแสเปรียบเทียบ ดังนั้น

$$\text{sign}(I_{as}) = 1, \quad \text{sign}(I_{bs}) = -1 \quad \text{และ} \quad \text{sign}(I_{cs}) = -1 \quad \dots\dots\dots(3.66)$$

จากสมการ (3.55) - (3.62) แรงดันที่บิดเบี้ยวสามารถที่จะเขียนได้ คือ

$$V_{as}' = \frac{2}{3} \left(V_{dc} \frac{M}{T} - V_{ce0} - V_{d0} \right) \quad \dots\dots\dots(3.67)$$

$$V_{bs}' = -\frac{1}{3} \left(V_{dc} \frac{M}{T} - V_{ce0} - V_{d0} \right) \quad \dots\dots\dots(3.68)$$

$$V_{cs}' = -\frac{1}{3} \left(V_{dc} \frac{M}{T} - V_{ce0} - V_{d0} \right) \quad \dots\dots\dots(3.69)$$

และ

$$V_{qs}^s = V_{as}' = \frac{2}{3} \left(V_{dc} \frac{M}{T} - V_{ce0} - V_{d0} \right) \quad \dots\dots\dots(3.70)$$

$$V_{ds}^s = \frac{V_{cs}' - V_{bs}'}{\sqrt{3}} = 0 \quad \dots\dots\dots(3.71)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีนี้การบิดเบี้ยวของแรงดันเกิดขึ้นบนแกน q-axis แรงดันที่บิดเบี้ยวของแกน q-axis สามารถที่จะตรวจหาโดยการทดสอบแบบ de สองวิธีการ ถ้ากระแสเปรียบเทียบกับบนแกน q-axis คือ I_{qs1}^s แรงดันเปรียบเทียบที่ถูกทำให้บิดเบี้ยวเพื่อการชดเชยแรงดันที่บิดเบี้ยว คือ V_{qs}^s ดังนั้นในสภาวะคงที่ สมการต่อไปนี้จะได้ว่า

$$V_{qs1}^s = r_s' I_{qs1}^s - V_{qs}^s \dots\dots\dots(3.72)$$

ในส่วนของกระแสเปรียบเทียบกับบนแกน q-axis คือ I_{qs2}^s ในสภาวะคงที่ สมการต่อไปนี้จะได้ว่า

$$V_{qs2}^s = r_s' I_{qs2}^s - V_{qs}^s \dots\dots\dots(3.73)$$

จำไว้ว่าแรงดันที่บิดเบี้ยว V_{qs}^s จะไม่เปลี่ยนแปลง เพราะว่ามัน จะถูกทำให้สัมพันธ์กับทิศทางการเคลื่อนที่ และการทดสอบสองวิธีแบบ de ซึ่งจะถูกทำในทิศทางกระแสเดียวกัน จากสมการ (3.72) และ (3.73) แรงดันที่บิดเบี้ยวบนแกน q-axis (V_{qs}^s) และค่าความต้านทานสเตเตอร์เสมือน (r_s') อาจจะสามารถคำนวณได้คือ

$$V_{qs}^s = \frac{V_{qs1}^s I_{qs2}^s - V_{qs2}^s I_{qs1}^s}{I_{qs1}^s - I_{qs2}^s} \dots\dots\dots(3.74)$$

$$r_s' = r_s + \frac{r_{ce} + r_d}{2} = \frac{V_{qs1}^s I_{qs2}^s - V_{qs2}^s I_{qs1}^s}{I_{qs1}^s - I_{qs2}^s} \dots\dots\dots(3.75)$$

วิธีการปรับทั้งหมดได้แสดงไว้ในรูปที่ 3.19 แรงดันที่บิดเบี้ยวซึ่งได้รับจากสมการ (3.74) คือ อินพุตของตัวควบคุมแบบ PI และเวลาการชดเชยคือ เฮดพัท โดยการปรับ T_{com} เพื่อให้แรงดันที่บิดเบี้ยวเล็กน้อย แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ถูกต้องจะได้รับแรงดันเปรียบเทียบสามารถใช้ได้คือ สัญญาณฟีดแบ็ค (feedback) ที่เป็นแรงดันเอาต์พุต

บทที่ 4

การออกแบบวงจรควบคุมและวงจรถูกำลัง

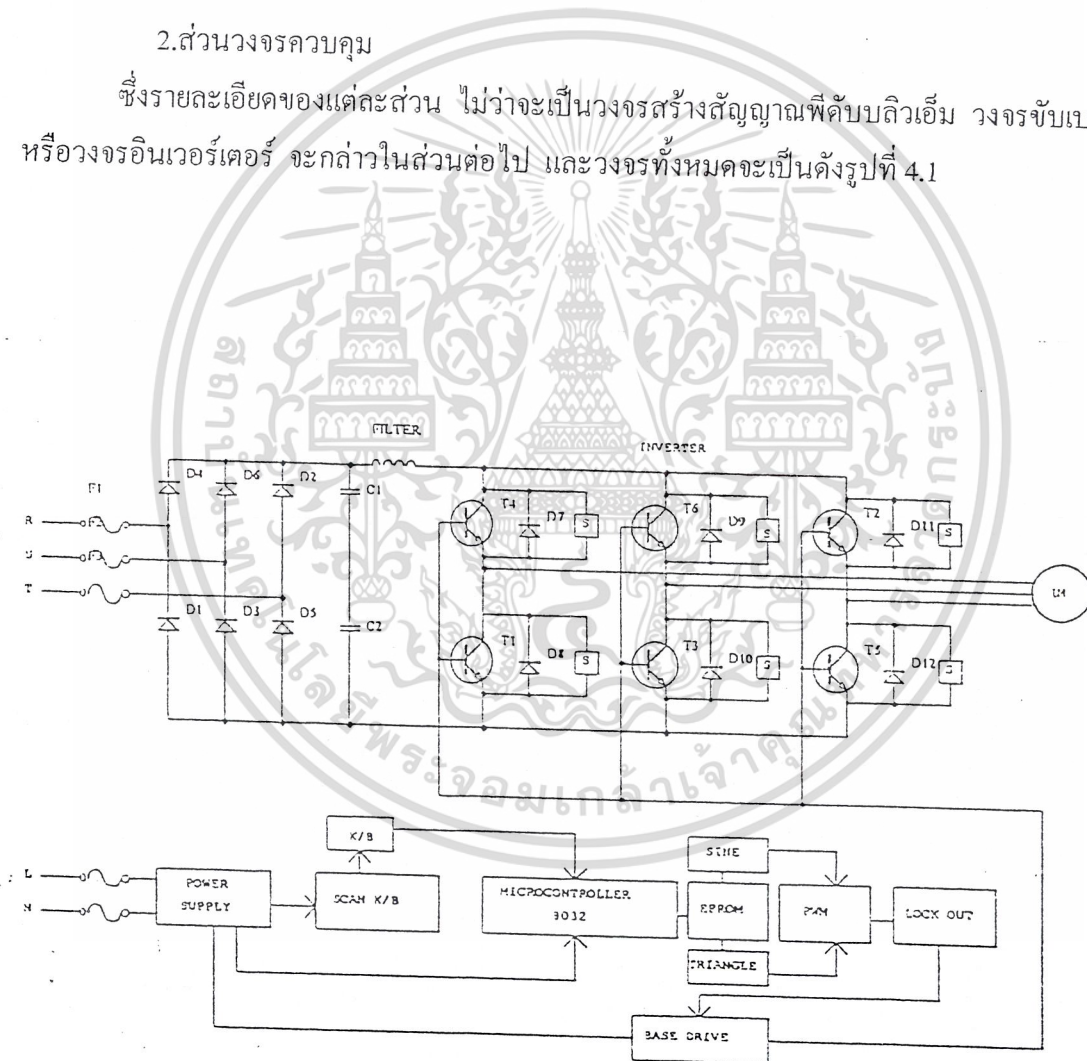
4.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบส่วนต่างๆที่ใช้ในชุดขับเคลื่อนมอเตอร์โดยแบ่งเป็นส่วนใหญ่ๆ ได้เป็น 2 ส่วนคือ

1. ส่วนวงจรถูกำลัง

2. ส่วนวงจรควบคุม

ซึ่งรายละเอียดของแต่ละส่วน ไม่ว่าจะเป็นวงจรสร้างสัญญาณพีคดับลิเอ็ม วงจรจับเบสหรือวงจรอินเวอร์เตอร์ จะกล่าวในส่วนต่อไป และวงจรทั้งหมดจะเป็นดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 แสดงวงจรทั้งหมดของชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.1 เป็นส่วนประกอบและวงจรต่าง ๆ ของโครงงานนี้ ซึ่งประกอบด้วยส่วนที่สำคัญดังนี้

1. ระบบแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตซิ่ง +10 โวลต์ และ +5 โวลต์ อย่างละ 6 ชุค ต่อแยกกราวนด์ (ground) กัน
2. วงจรสับเบอร์ดที่ใช้สำหรับป้องกันเพาเวอร์สวิตซิ่ง
3. ฐานพิวส์สำหรับป้องกันวงจร
4. วงจรส่วนแปลงไฟกระแสสลับ 1 เฟส เป็นกระแสตรง (1- ϕ Bridge diode rectifier) และ LC ฟิลเตอร์
5. วงจรสลับขั้วเบส จำนวน 6 ชุค
6. อินเวอร์เตอร์สามเฟส ชนิดใช้เพาเวอร์สวิตซิ่ง เช่น เพาเวอร์มอสเฟต เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ไอจีบีที (Mosfet Transister IGBT)
7. วงจรส่วนกรองกระแสตรง (LCฟิลเตอร์) ทางด้านอินพุตอินเวอร์เตอร์
8. หน่วยประมวลผลซีพียู ของไมโครคอนโทรลเลอร์ รุ่น 8051
9. วงจรหน่วงเวลา (dead time)
10. จอแสดงผล LCD

4.2 การออกแบบวงจรกำลัง

ในส่วนของวงจรกำลังทั้งหมดของระบบ AC Drive นี้สามารถแบ่งออกเป็นส่วนต่าง ๆ ได้ดังต่อไปนี้คือ

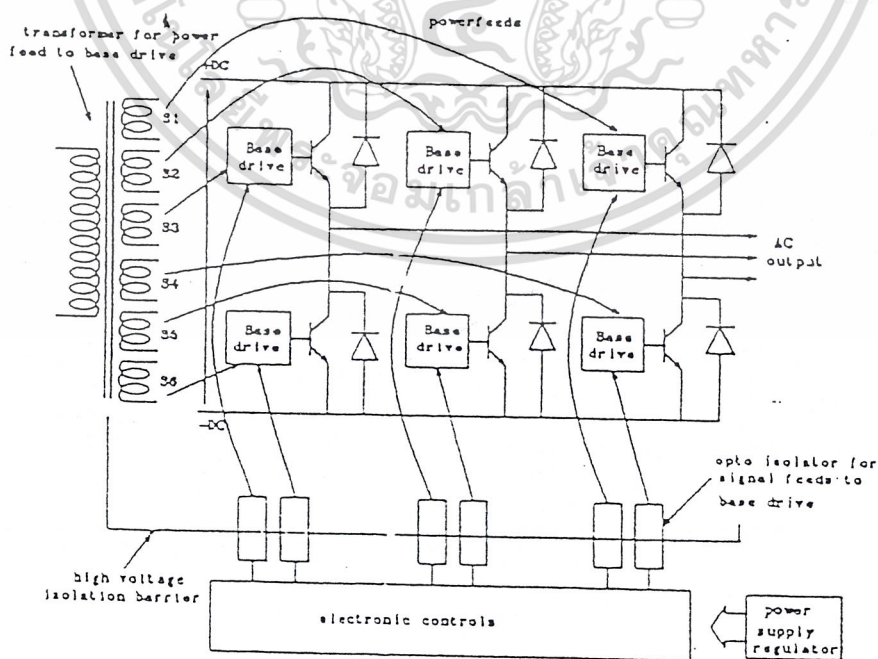
1. วงจรสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย
2. วงจรสับเบอร์ด
3. วงจรบริดจ์เรกติไฟายต์
4. วงจรขั้วเบส
5. วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส
6. วงจรกรองกระแส
7. วงจรป้องกัน

ซึ่งส่วนของวงจรกำลังต่าง ๆ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.1

4.2.1 ระบบแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงที่ใช้เทคนิคฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

แหล่งจ่ายไฟให้แก่วงจรควบคุมได้จากแรงดันไฟเอซี ที่ผ่านวงจรกรองสัญญาณรบกวน (noise filter) และนำมาทำเป็นแหล่งจ่ายไฟสวิตชิงที่มีระดับแรงดันหลายระดับ แต่สำหรับโครงการที่ได้ทำนี้ได้ใช้ค่าขนาดแรงดันเท่ากับ 10 โวลต์

เนื่องจากเพาเวอร์สวิตชิงแต่ละตัวจะทำงานที่มีศักย์ไฟฟ้าแตกต่างกัน จึงต้องมีการแยกกราวด์ของเพาเวอร์สวิตชิงแต่ละตัวออกจากกัน นอกจากนี้ยังต้องการแยกส่วน (isolate) วงจรควบคุมออกจากวงจรกำลัง โดยส่วนมากอาจใช้พัลส์ทรานฟอเมอร์ หรือ ออปโต ไอโซเลเตอร์ (opto isolator) ดังแสดงในรูปที่ 4.2 แสดงแหล่งจ่ายไฟและการแยกส่วนโดยใช้ ออปโต ไอโซเลเตอร์ ซึ่งจำเป็นต้องใช้แหล่งจ่ายไฟตรง แบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย เพื่อลดจำนวนหม้อแปลงอุปกรณ์ต่าง ๆ และเพิ่มประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายไฟ เมื่อเทียบกับเรกกูเลเตอร์แบบธรรมดา โดยใช้ทั้งหมด 12 เอาต์พุตเพื่อจ่ายไฟเลี้ยงให้กับวงจรเคมไทม์ โดยให้หม้อแปลงแทนเฟอริไรต์ 2 ตัวคั่นกัน ออกแบบโดยใช้เทคนิคของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ รายละเอียดจะกล่าวต่อไป ซึ่งแหล่งจ่ายไฟแต่ละเอาต์พุตจะใช้กราวด์ ที่เป็นอิสระต่อกันทั้งหมด เพื่อป้องกันสัญญาณรบกวนที่จะเข้าไปสู่เพาเวอร์สวิตชิง ซึ่งสามารถขยายกระแสได้เพียงพอกับความต้องการของกระแสเบสของเพาเวอร์สวิตชิง ในวงจรดังกล่าว โดยลักษณะวงจรของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิงสำหรับวงจรขับเคลื่อนที่กล่าวนี้ แสดงในรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.2 แสดงระบบจ่ายไฟ และการแยกส่วน (คีชีเร็กกูเลตเพาเวอร์ซัพพลาย)

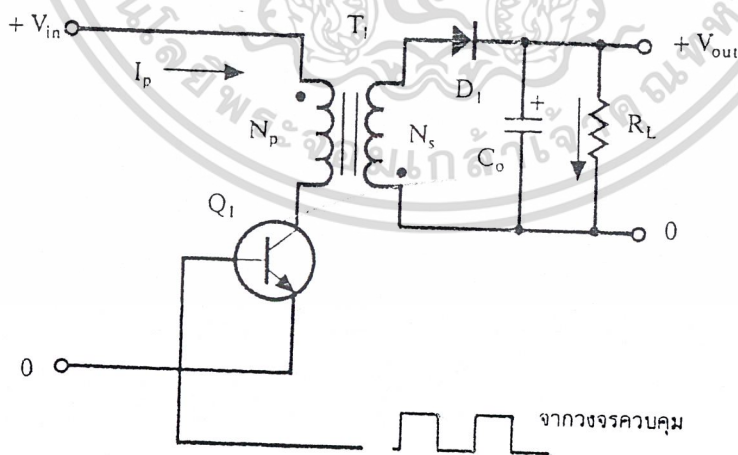
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปเชิงพาณิชย์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Flyback Converter) มีค่าใช้จ่ายในการสร้างต่ำ จึงเหมาะสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายที่มีกำลังขาออกในช่วง 50 วัตต์ ถึง 150 วัตต์ ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ มีข้อเสียคือ แรงดันเอาต์พุตที่ได้จะมีแรงดันกระเพื่อม (ripple) ค่อนข้างสูง และเมื่อใช้กับระบบแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรต้องทนแรงดันได้สูงประมาณ 800 โวลต์ ถึง 1,000 โวลต์ ซึ่งมีราคาแพง

4.2.1.1 พื้นฐานการทำงานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

วงจรพื้นฐานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แสดงไว้ในรูปที่ 4.3 การทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะทำงานโดยนำกระแส (ON) และหยุดนำกระแส (OFF) สลับกันไป เมื่อ Q_1 นำกระแสผ่านขดไฟปฐมาริ (I_p) แต่เนื่องจากหม้อแปลงถูกกำหนดให้ขดไฟปฐมาริ (Primary) และขดเซคันดารี (Secondary) พันอยู่ในลักษณะกลับทิศกัน ดังนั้นในขณะที่ Q_1 นำกระแส ไดโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอตกลับและไม่มีกระแสไหลผ่านไปยังโหลด R_L พลังงานจึงถูกสะสมอยู่ที่ขดไฟปฐมาริของหม้อแปลง เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแสสนามแม่เหล็กในหม้อแปลงยุบตัว ทำให้มีการกลับขั้วของแรงดันที่ขดเซคันดารี ไดโอด D_1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอตตรง พลังงานที่ถูกสะสมไว้ที่ขดไฟปฐมาริจะถูกถ่ายเทไปยังขดเซคันดารี และมีกระแสไหลผ่านไปยังโหลดและตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_o ได้



รูปที่ 4.3 แสดงวงจรพื้นฐานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ 1 เอาต์พุต

แต่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มี 12 เอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อวงจรทำงานอยู่ในสภาวะคงที่ ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากคอนเวอร์เตอร์จะเป็นไปตามสมการที่ 1

$$V_{out} = \frac{t_{ON}(N_s / N_p)(V_{in} - V_{CE(sat)})}{(T - t_{ON})} - V_D \dots\dots\dots(4.1)$$

- โดยที่ T คือ คาบเวลาของการทำงานของ Q₁ (วินาที)
- t_{ON} คือ ช่วงเวลาที่ Q₁ นำกระแส (วินาที)
- N_p คือ จำนวนรอบของขดไพรมารี (รอบ)
- N_s คือ จำนวนรอบของขดเซคันดารี (รอบ)
- V_{out} คือ แรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ (โวลต์)
- V_{in} คือ แรงดันที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์ (โวลต์)
- V_{CE(sat)} คือ แรงดันตกคร่อม Q₁ ขณะนำกระแสที่จุดอิ่มตัว (โวลต์)
- V_D คือ แรงดันตกคร่อมไดโอด D₁ ขณะนำกระแส (โวลต์)

จะเห็นได้ว่า วงจรจะสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตไว้ด้วยการเพิ่มหรือลดช่วงเวลานำกระแส (t_{ON}) ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q₁ เท่านั้น ไม่ว่าจะมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุต หรือมีการเปลี่ยนแปลงโหลดก็ตาม

4.2.1.2 ลักษณะการนำกระแสและแรงดันภายในวงจร

กระแสที่ไหลผ่าน Q₁ และขดไพรมารี ขณะที่ Q₁ นำกระแส นั้น จะเป็นลักษณะของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งจะนำไปตามสมการ

$$\frac{di}{dt} = \frac{V}{L} \dots\dots\dots(4.2)$$

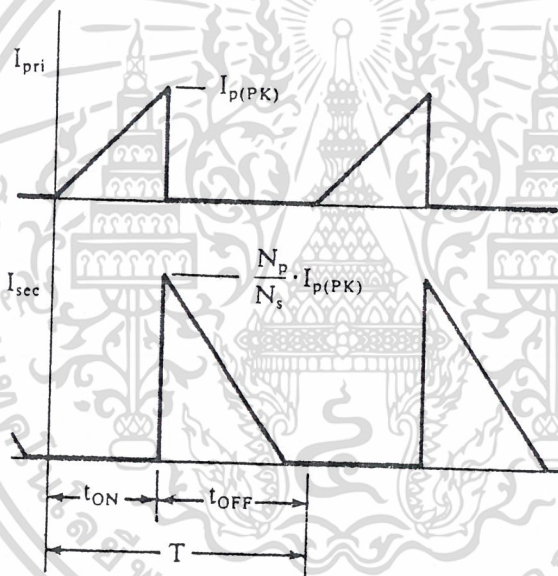
ดังนั้น กระแส I_p จะมีลักษณะเพิ่มขึ้นตามเวลาและมีค่าสูงสุดเมื่อ Q₁ เริ่มหยุดนำกระแส ที่เวลา t = t_{ON} ดังนั้นกระแสสูงสุดจะมีค่าเท่ากับ

$$I_{p(PK)} = \frac{(V_{in} - V_{CE(sat)})}{L_p} t_{ON} \dots\dots\dots(4.3)$$

โดยที่ $I_{p(PK)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านขดไพรมารี (แอมแปร์)

L_p คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดไพรมารี (เฮนรี)

เมื่อ Q_1 หยุคนำกระแส ขดเซคันดารีจะเริ่มมีกระแสไหล แต่เนื่องจากกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำจะเปลี่ยนแปลงในทันทีทันใดไม่ได้ กระแสที่ขดเซคันดารี (I_s) จะต้องเริ่มต้นที่ค่าสูงสุดของกระแสที่ขดไพรมารี $I_{p(PK)}$ โดยมีค่าเป็นสัดส่วนตามอัตราส่วนจำนวนรอบ N_p/N_s ดังนั้น กระแสที่ขดเซคันดารีจะมีค่าเริ่มต้นที่ $I_s = (N_p/N_s) I_{p(PK)}$ และมีค่าลดลงตามเวลา ลักษณะของกระแสที่ขดไพรมารีและเซคันดารีตามเวลาจะเป็นดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 4.4

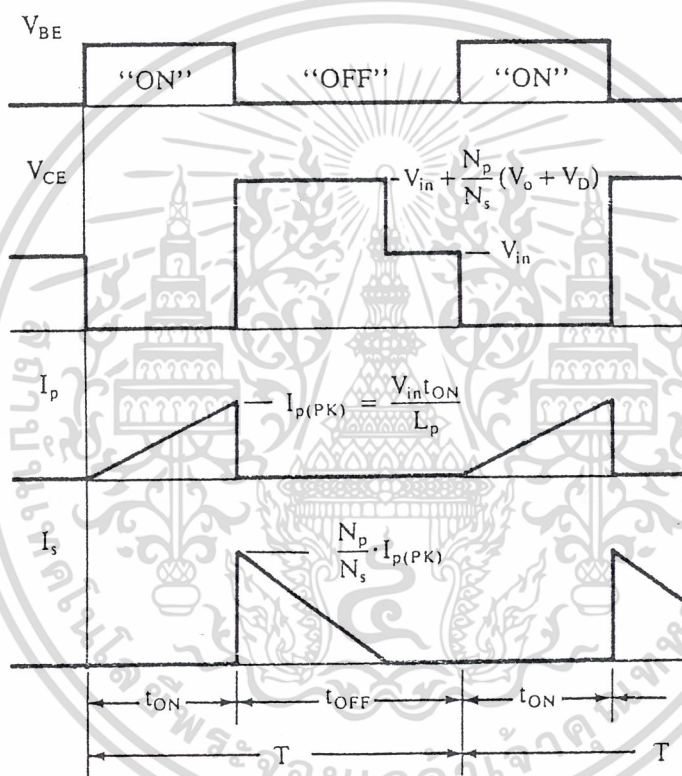


รูปที่ 4.4 แสดงลักษณะของกระแสที่ขดไพรมารีและกระแสที่ขดเซคันดารีขณะที่วงจรทำงาน

เมื่อมีกระแสที่ขดเซคันดารีในขณะที่ Q_1 หยุคนำกระแส จะทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมขดไพรมารีด้วย เนื่องจากแรงดันตกคร่อมของเซคันดารีมีค่าเท่ากับ $V_{out} + V_D$ ดังนั้นแรงดันที่ตกคร่อม Q_1 ขณะหยุคนำกระแส มีค่าเป็น $V_{in} + (N_p/N_s) (V_{out} + V_D)$ จนกระทั่งกระแสที่ไหลในขดเซคันดารีมีค่าลดลงเป็นศูนย์ แรงดันที่ตกคร่อม Q_1 จึงลดลงมามีค่าเท่ากับแรงดันอินพุต V_{in} ใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.5 จะแสดงลักษณะของกระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นภายในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน



รูปที่ 4.5 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรขณะทำงานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

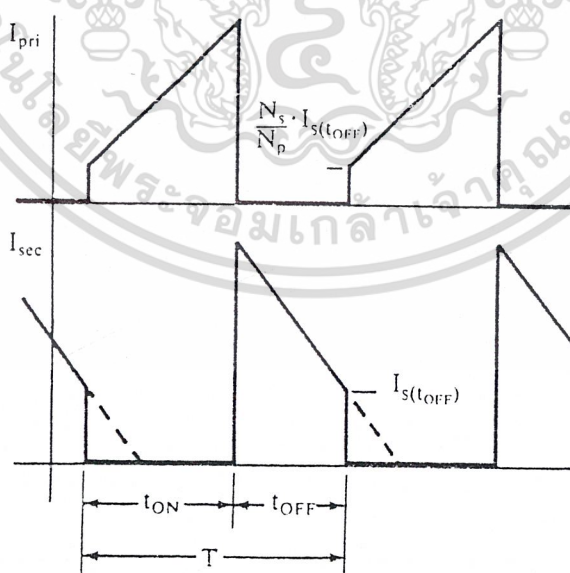
4.2.1.3 การทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องและโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง

โหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous Mode)

เราจะกล่าวว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์มีการทำงานใน โหมดกระแสไม่ต่อเนื่องก็ต่อเมื่อ ในขณะที่ Q_1 หยุดนำกระแส พลังงานที่ถูกสะสมไว้ในขดไพรมารีถูกถ่ายเทออกไปยังขดเซคันดารีจนหมด กล่าวคือ กระแสที่ไหลในขดเซคันดารีมีค่าลดลงจนเป็นศูนย์ ก่อนที่ Q_1 จะเริ่มนำกระแสอีกครั้ง (คือลักษณะของกระแสในรูปที่ 4.4)

โหมดกระแสต่อเนื่อง (Continuous Mode)

จากรูปที่ 4.4 ถ้าคาบเวลา T มีค่าคงที่ เมื่อเพิ่มช่วงเวลานำกระแส t_{ON} ของ Q_1 ให้มากขึ้น ช่วงเวลาหยุดนำกระแส t_{OFF} ก็จะมีค่าน้อยลงและกระแสสูงสุดที่ขดไพรมารีจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามเวลาไปด้วย แต่เนื่องจากช่วงเวลาหยุดนำกระแส t_{OFF} มีค่าน้อย กระแสที่ขดเซคันดารีไม่สามารถลดลงจนมีค่าเป็นศูนย์ได้ทันภายในช่วงเวลา t_{OFF} จึงยังคงมีพลังงานบางส่วนเหลือค้างอยู่ในขดไพรมารี และเนื่องจากกระแสไม่สามารถเปลี่ยนแปลงได้ทันทีทันใด เมื่อ Q_1 เริ่มนำกระแสอีกครั้ง กระแสที่ขดไพรมารีจึงต้องเริ่มต้นด้วยค่าของกระแสเซคันดารีสุดท้ายที่ลดลงได้คูณด้วยอัตราส่วนจำนวนรอบ N_s/N_p (ดูรูปที่ 4.6 ประกอบ) การทำงานในลักษณะนี้เราจะเรียกว่า การทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง



รูปที่ 4.6 แสดงลักษณะของกระแสเมื่อคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.1.4 การออกแบบฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่โหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง

เมื่อเข้าใจการทำงานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แล้ว ในหัวข้อต่อไปนี้จะได้กล่าวถึงขั้นตอนการคำนวณต่าง ๆ เพื่อเป็นแนวทางในการเลือกอุปกรณ์และควบคุมการทำงานของวงจรดังต่อไปนี้

4.2.1.4.1 กำหนดค่าอัตราส่วนจำนวนรอบ N_p/N_s

การกำหนดอัตราส่วนจำนวนรอบ N_p/N_s ของหม้อแปลง เป็นสิ่งที่ควรทำเป็นอันดับแรก เนื่องจากค่าอัตราส่วนจำนวนรอบ N_p/N_s นี้จะมีผลต่อแรงดันตกคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ขณะหยุดนำกระแส โดย

$$V_{CE(max)} = V_{in(max)} + \frac{N_p}{N_s}(V_{out} + V_D) \dots\dots\dots(4.4)$$

ดังนั้นเพื่อเป็นการป้องกันการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่จะนำมาใช้ จึงควรกำหนดอัตราส่วนจำนวนรอบ N_p/N_s ดังนี้

$$\frac{N_p}{N_s} < \frac{V_{CEO} - (V_{in(max)} + V_{spike})}{(V_{out} + V_D)} \dots\dots\dots(4.5)$$

เมื่อ V_{CEO} คือค่าอัตราทนแรงดันได้สูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ และ V_{spike} คือค่าแรงดันพุ่งหรือสไปค์ (spike) ที่เกิดขึ้นขณะเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส สไปค์นี้เกิดขึ้นเนื่องจากฟลักซ์รั่วภายในหม้อแปลง ซึ่งทำให้เกิดค่าความเหนี่ยวนำแฝงขึ้นที่ขดไพรมารี และมีการสะสมพลังงานเช่นเดียวกับขดไพรมารี แรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นนี้จะมีค่าประมาณ $0.3 V_{in}$ และเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้น ๆ จนกว่าพลังงานที่ถูกสะสมในตัวเหนี่ยวนำแฝงจะถูกถ่ายเทหมดไป การกำหนดอัตราส่วนจำนวนรอบ N_p/N_s ที่มีค่ามากหรือน้อยเกินไป จะมีผลต่อหม้อแปลงและกระแสสูงสุดที่จะเกิดขึ้นในวงจร การพิจารณาค่า N_p/N_s นั้นจึงต้องพิจารณาผลของค่า N_p/N_s ที่มีต่อองค์ประกอบต่าง ๆ ในวงจรอย่างเหมาะสมด้วย

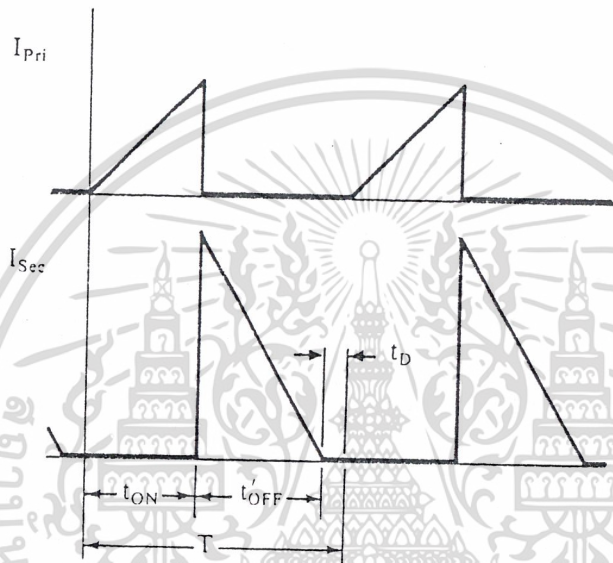
4.2.1.4.2 ช่วงเวลานำกระแสสูงสุด $t_{ON(max)}$

เพื่อให้แน่ใจว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่ออกแบบทำงานใน โหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง จึงจำเป็นต้องกำหนดให้ช่วงเวลาหยุดนำกระแส t_{OFF} มีค่ามากพอ เพื่อให้กระแสที่ขดเซคันดารีลดลงจนมีค่าเป็นศูนย์ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเริ่มนำกระแสอีกครั้ง นั่นคือ จำเป็นจะต้องมีเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การจำกัดค่าของ t_{ON} สามารถทำได้โดยการกำหนดค่าเวลาเฉื่อย (dead time) t_D ไว้ดังรูปที่ 4.7 กล่าวคือ การลดลงของกระแสที่ขดเซตั้นคาร์เงินเป็นศูนย์จะต้องใช้เวลาไม่เกิน $t_{OFF}^* = T - (t_{ON} + t_D)$

ค่าของ t_D จะกำหนดให้เป็นเท่าใดก็ได้ โดยทั่วไปมักกำหนดไว้ที่ประมาณ 20 เปอร์เซ็นต์ของคาบเวลา T หรือเท่ากับ $0.2 T$ ดังนั้น

$$t_{ON(max)} + t_{OFF}^* = 0.8 T \quad \dots\dots\dots(4.6)$$



รูปที่ 4.7 แสดงการกำหนดค่าเวลาเฉื่อย t_D เพื่อให้ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ยังคงทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องที่เวลา $t = t_{ON(max)}$

เนื่องจากกระแสที่ขดไพรมารีต้องลดลงจนมีค่าเป็นศูนย์โดยใช้เวลามากที่สุดเท่ากับ t_{OFF}^* นั่นคือ

$$-(O - I_{s(PK)}) = \frac{(V_{out} + V_D)}{L_s} t_{OFF}^*$$

$$\frac{N_p}{N_s} I_{p(PK)} = \frac{(V_{out} + V_D)}{L_s} t_{OFF}^* \quad \dots\dots\dots(4.7)$$

จากสมการที่ (4.3) แทนค่า $I_{p(PK)}$ ใน (4.7) จะได้ว่า

เนื่องจาก $\frac{N_p}{N_s} = \sqrt{\frac{L_p}{L_s}}$ และแทนค่า $t_{OFF}^* = 0.8 T - t_{ON(max)}$

$$\frac{N_p}{N_s} \frac{(V_{in(min)} - V_{CE(sat)}) t_{ON(max)}}{L_p} = \frac{(V_{out} + V_D)}{L_s} t_{OFF}^* \quad \dots\dots\dots(4.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{ดังนั้น } t_{ON(max)} = \frac{(V_{out} + V_D)(N_p / N_s)(0.8T)}{(V_{in(min)} - V_{CE(sat)}) + (V_{out} + V_D)(N_p / N_s)} \dots\dots\dots(4.9)$$

4.2.1.4.3 กำหนดค่าความเหนี่ยวนำของขดไพรมารี L_p

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ทำงานด้วยการเก็บสะสมพลังงานในช่วงเวลาที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแส และส่งผ่านพลังงานออกไปในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส โดยในแต่ละช่วงเวลาที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแส พลังงานที่เก็บสะสมไว้ที่ขดไพรมารี (E) จะมีค่า

$$E = \frac{1}{2} L_p I_p^2(PK) \quad (\text{จูล}) \dots\dots\dots(4.10)$$

และในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสคอนเวอร์เตอร์ไม่มีการสะสมพลังงาน ดังนั้นกำลังงานที่ใช้ไปในหนึ่งคาบเวลาจึงมีค่าเท่ากับ

$$P_{in} = \frac{1/2 L_p I_p^2(PK)}{T} \quad (\text{วัตต์}) \dots\dots\dots(4.11)$$

จาก (4.3) แทนค่าลงใน (4.11) จะได้ว่า

$$P_{in} = \frac{[(V_{in(min)} - V_{CE(sat)}) t_{ON(max)}]^2}{2TL_p} \dots\dots\dots(4.12)$$

ถ้าประสิทธิภาพการส่งผ่านพลังงานของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับ η (ประมาณ 65-80% สำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย) กำลังงานที่คอนเวอร์เตอร์จะสามารถจ่ายให้กับโหลดได้ จะมีค่า

$$P_{out} = \eta P_{in} = \eta \frac{[(V_{in(min)} - V_{CE(sat)}) t_{ON(max)}]^2}{2TL_p} \dots\dots\dots(4.13)$$

ดังนั้น เพื่อให้ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จ่ายกำลังงานได้เท่ากับกำลังงานที่ต้องการด้านเอาต์พุต P_{out} ค่าความเหนี่ยวนำของขดไพรมารี L_p ต้องมีค่าอย่างต่ำเท่ากับ

$$L_p = \eta \frac{[(V_{in(min)} - V_{CE(sat)})t_{ON(max)}]^2}{2TP_{out}} \dots\dots\dots(4.14)$$

4.2.1.4.4 จำนวนรอบขดไพรมารี N_p และจำนวนรอบขดเซคันดารี N_s
 การกำหนดจำนวนรอบขดไพรมารี N_p จะขึ้นอยู่กับขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ และความหนาแน่นของฟลักซ์สูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ในแกน โดยจำนวนรอบ N_p จะมีค่าเท่ากับ

$$N_p = \frac{V_{in(min)}t_{ON(max)}}{\Delta B_{max} Ae} 10^8 \quad (\text{รอบ}) \quad \dots\dots\dots(4.15)$$

โดยที่ ΔB_{max} คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้น (เกาส์)
 Ae คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์ (ตารางเซนติเมตร)

สำหรับจำนวนรอบของขดเซคันดารี N_s นั้น สามารถหาได้จากค่าอัตราส่วนจำนวนรอบ N_p/N_s และจำนวนรอบขดไพรมารีที่หาได้จากสมการที่ (4.15)

4.2.1.4.5 ตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_o

ตัวเก็บประจุที่เอาต์พุต C_o จะทำหน้าที่จ่ายกระแสให้กับโหลดในช่วงที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแส ซึ่งจะไม่มีกระแสไหลจากขดเซคันดารี เป็นการลดแรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุต ดังนั้นตัวเก็บประจุ C_o จึงต้องสามารถจ่ายกระแสได้เท่ากับค่ากระแสที่ต้องการในช่วงเวลา t_{ON} เพื่อคงค่าแรงดันเอาต์พุตไม่ให้เกิดการกระเพื่อมมากเกินไป ค่าของ C_o สามารถกำหนดได้ดังนี้

$$C_o = \frac{I_o t_{ON(max)}}{V_{ripple}} \quad \dots\dots\dots(4.16)$$

โดยที่ I_o คือ ค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดที่เอาต์พุต (แอมแปร์)
 V_{ripple} คือ ค่าแรงดันกระเพื่อมสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ (โวลต์)

4.2.1.4.6 ค่า ESR ของตัวเก็บประจุเอาต์พุต

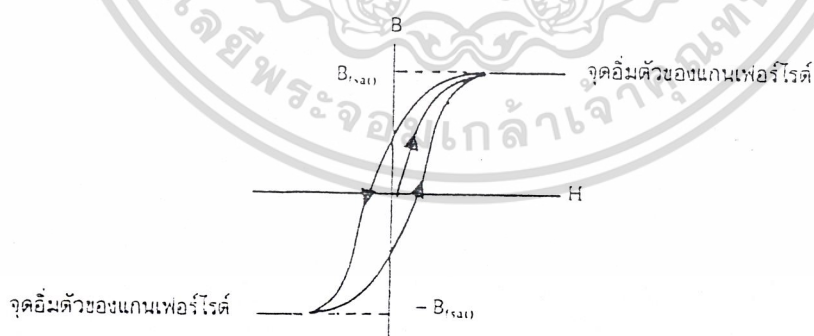
ESR (Equivalent Series Resistance) คือค่าความต้านทานไฟฟ้าซึ่งแฝงอยู่ในตัวเก็บประจุ โดยเฉพาะอย่างยิ่งตัวเก็บประจุชนิดอิเล็กโทรไลต์จะมีค่า ESR ค่อนข้างสูง ตัวเก็บประจุยังมีค่าความจุสูง ค่า ESR จะมีค่าต่ำลง อย่างไรก็ตาม ค่าต่ำสุดของ ESR จะถูกจำกัดอยู่ที่ประมาณ 0.03 โอห์ม (ที่ 20 องศาเซลเซียส) เนื่องจากปัญหาความต้านทานที่รอยต่อระหว่างแผ่นฟลอยด์และขาของตัวเก็บประจุ

ถ้าตัวเก็บประจุเอาต์พุตที่ใช้มีค่า ESR สูง จะทำให้เกิดปัญหาแรงดันกระเพื่อมขึ้น ที่แรงดันเอาต์พุต เนื่องจากขณะที่ขั้วแคโทดรีเริ่มนำกระแส ที่ขั้วบวมขึ้นของกระแสจะมีค่าสูง ค่าความต้านทานแฝง ESR ในตัวเก็บประจุจะทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุในลักษณะพุ่งขึ้นในช่วงสั้น ๆ ของการชาร์จประจุของตัวเก็บประจุ และจะทำให้เกิดแรงดันกระเพื่อมขึ้นที่เอาต์พุต

การแก้ปัญหานี้อาจทำได้โดยการเพิ่มวงจร LC ฟิลเตอร์ที่เอาต์พุต หรือเพิ่มค่าตัวเก็บประจุที่เอาต์พุตเพื่อลดค่า ESR การใช้ตัวเก็บประจุนานกันหลายตัวเพื่อเพิ่มค่าความจุจะทำให้ลดค่า ESR ได้เช่นเดียวกัน

4.2.1.4.7 หม้อแปลงในคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบค

จากลักษณะการทำงานดังที่กล่าวมาจะเห็นได้ว่า หม้อแปลงในคอนเวอร์เตอร์แบบนี้จะถูกขับเพียงทิศทางที่เป็นบวกทิศทางเดียว ดังกราฟ B-H ในรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 กราฟ B-H ของหม้อแปลงในคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบค

คังนั้นแกนที่ใช้จึงต้องมีขนาดปริมาตรใหญ่เป็นพิเศษ ปริมาตรของแกนสามารถหาได้จากสูตร ต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{ปริมาณของแกน} = \frac{\mu_0 \mu_r I^2 L_{(\max)} L_{out}}{B_{\max}^2} \dots\dots\dots (4.17)$$

โดยที่ μ_0 คือ $4\pi \times 10^{-7}$

μ_r คือ ค่าความซึมซาบทางแม่เหล็กสัมพัทธ์เทียบกับ μ_0

I_L คือ กระแสที่จ่ายแก่โหลดสูงสุด (แอมแปร์)

L_{out} คือ ค่าความเหนี่ยวนำทางค่านเอาต์พุต (ไมโครเฮนรี่)

B_{\max} คือ ค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด (เวเบอร์/ตารางเมตร)

การเลือกใช้แกนจะต้องเลือกวัสดุที่ทำแกนที่มีค่า μ_r มาก เพื่อลดขนาดเทอะทะของแกนและจำนวนรอบของขดลวดลง อันเป็นเหตุให้เกิดเป็นความร้อนสะสมขึ้นได้

ตัวอย่างการออกแบบวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ 1 เอาต์พุต (ในวิทยานิพนธ์นี้ใช้ 12เอาต์พุต)

เพื่อเพิ่มความเข้าใจในการทำงานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์และคุ้นเคยกับลักษณะรูปคลื่นที่เกิดขึ้นจริง ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงได้แสดงวงจรตัวอย่างสำหรับการออกแบบฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์และการคำนวณต่าง ๆ เพื่อให้ได้ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ตามข้อกำหนดดังนี้คือ ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานในช่วงแรงดันไฟการอินพุตเท่ากับ 24-34 โวลต์ ให้แรงดันเอาต์พุตที่ 5 โวลต์ และกระแส 1 แอมแปร์ทำงานที่ความถี่เท่ากับ 25 กิโลเฮิร์ต ขั้นตอนการออกแบบจะเป็นดังนี้

1) คำนวณคาบเวลาการทำงาน

$$\begin{aligned} \text{จาก } T &= 1/f \\ &= 1/(25 \times 10^3) \\ &= 40 \times 10^{-6} \text{ วินาที} \end{aligned}$$

2) กำหนดค่าอัตราส่วนจำนวนรอบ N_p/N_s สูงสุด จากสมการที่ (4.5) และคำนวณค่าช่วงเวลานำกระแสสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ $t_{ON(\max)}$ จากสมการที่ (4.9) กำหนดค่า N_p/N_s สูงสุด และค่า $t_{ON(\max)}$ เป็นสิ่งสำคัญในการออกแบบฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้กับแรงดันคินพุดค่าสูง ๆ

เช่น แรงดันไฟตรง 370 โวลต์ (เพื่อความปลอดภัยขณะการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และเพื่อให้ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์คงการทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง)

$$\text{จากสมการ } V_{CE(\max)} = V_{in(\max)} + \frac{N_p}{N_s} (V_{out} + V_D) + 0.3V_{in(\max)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในที่นี้จะกำหนด $V_{CE(max)}$ ไม่เกิน 100 V

$$100 = 34 + \frac{N_p}{N_s}(5+1) + (0.3 \times 34)$$

เพราะฉะนั้น $\frac{N_p}{N_s} \leq 9.3$

จากสมการที่ (4.9) $t_{ON(max)} = \frac{(V_{out} + V_D)(N_p / N_s)(0.8T)}{(V_{in(min)} - V_{CE(sat)}) + (V_{out} + V_D)(N_p / N_s)}$

$$= \frac{(5+1)(9.3)(0.8 \times 40 \times 10^{-6})}{(24-1) + (5+1)(9.3)} = 22.6 \times 10^{-6} \text{ วินาที}$$

แต่เนื่องจากวงจรควบคุม (TL494) ที่จะใช้กับวงจรนี้สามารถให้ค่า $t_{ON(max)}$ ได้เพียง 17×10^{-6} วินาที จึงกำหนด $t_{ON(max)}$ ให้มีค่าเท่ากับ 15×10^{-6} ดังนั้นจึงคำนวณ N_p/N_s ใหม่ดังนี้

$$15 \times 10^{-6} = \frac{(5+1)(N_p / N_s)(0.8 \times 40 \times 10^{-6})}{(24-1) + (5+1)(N_p / N_s)}$$

$$N_p/N_s = 3.39$$

เลือก N_p/N_s เท่ากับ 3

3) คำนวณค่าความเหนี่ยวนำ L_p ของขดลวดไพรมารีจากสมการที่ (4.14)

$$L_p = \eta \frac{[(V_{in(min)} - V_{CE(sat)})t_{ON(max)}]^2}{2TP_{out}}$$

$$= \frac{0.8[(24-1) \times 15 \times 10^{-6}]^2}{2 \times 40 \times 10^{-6} \times 5}$$

$$= 238 \times 10^{-6}$$

4) คำนวณค่ากระแสสูงสุดทางด้านไพรมารี จากสมการที่ (4.3)

$$I_{p(PK)} = \frac{(V_{in(min)} - V_{CE(sat)})}{L_p} t_{ON(max)}$$

$$= \frac{(24-1) \times 15 \times 10^{-6}}{238 \times 10^{-6}}$$

$$= 1.45 \text{ แอมป์}$$

5) คำนวณจำนวนรอบ N_p และระยะห่างช่องอากาศของแกนเฟอร์ไรต์ l_g

$$N_p = \frac{(V_{in(min)} - V_{CE(sat)})t_{ON(max)}}{\Delta B_{max} A_e} 10^8$$

หม้อแปลงสวิตซ์สำหรับวงจรตัวอย่างนี้จะใช้แกนเฟอร์ไรต์ขนาด EI 40 ซึ่งมีค่า $A_e = 1.48$ เซนติเมตร ในที่นี้จะกำหนด ΔB_{max} ไว้ที่ 1600 เกาส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น

$$N_p = \frac{(24-1)15 \times 10^{-6} \times 10^8}{1600 \times 1.48}$$

$$= 14.6$$

เลือก $N_p = 15$ รอบ

คำนวณระยะช่องอากาศสั้น l_g จาก l_g

$$l_g = \frac{4\pi A_e x N_p^2 \times 10^{-8}}{L_p}$$

$$= \frac{4\pi \times 1.48 \times 15^2 \times 10^{-8}}{238 \times 10^{-6}}$$

$$= 0.175 \text{ มิลลิเมตร}$$

ระยะช่องอากาศ l_g จะมีผลต่อค่าความเหนี่ยวนำ L_p แต่ในทางปฏิบัติการทำระยะช่องอากาศให้ได้เท่ากับที่คำนวณได้พอดีนั้นเป็นไปได้ยาก ในวงจรตัวอย่างนี้อนุโลมให้ L_p มีค่าผิดพลาดได้ที่ $\pm 20\%$ ดังนั้น L_p จะมีค่าระหว่าง $190-285 \times 10^{-6}$ เฮนรี่ ค่าของ t_{ON} ที่เป็นจริงจึงเป็นไปได้ในช่วง 13×10^{-6} ถึง 17×10^{-6} วินาที

6) จำนวนจำนวนรอบ N_p

$$N_p/N_s = 3$$

$$\therefore N_s = 15/3 = 5 \text{ รอบ}$$

7) จำนวนค่าตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_o สำหรับแรงดันกระแสเพิ่มที่ 50 มิลลิโวลต์ จาก

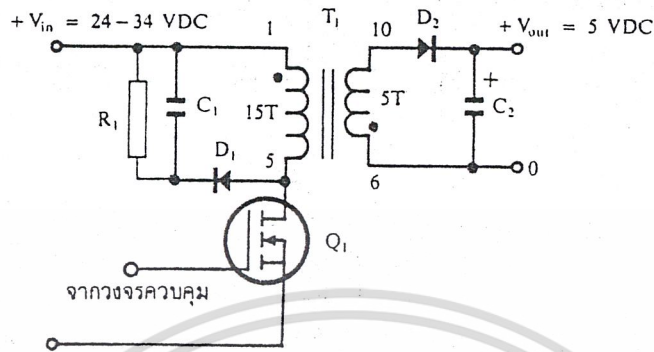
$$C_o = \frac{I_o t_{ON(max)}}{V_{ripple}}$$

$$= \frac{1 \times 15 \times 10^{-6}}{50 \times 10^{-3}}$$

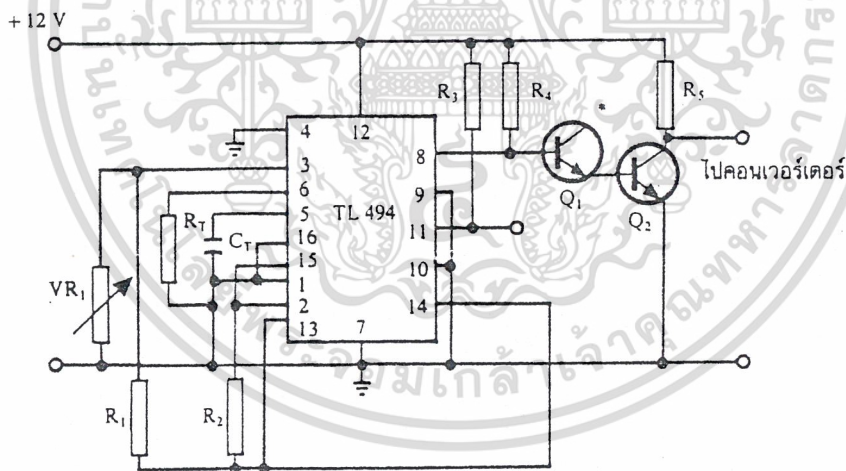
$$= 300 \text{ ไมโครฟารัด}$$

ในที่นี้จะเลือกค่าตัวเก็บประจุ เอาต์พุตเท่ากับ 300 ไมโครฟารัด ตามที่มีจำหน่าย

8) รูปที่ 4.9 แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์สำหรับวงจรตัวอย่าง และวงจรควบคุมที่ใช้ มีข้อสังเกตคือ วงจร RCD สลับเบอร์ที่ต่อเพิ่มเข้ามาคร่อมขดไพรมารีของหม้อแปลงสวิทช์ชิ่งใช้เพื่อลดสไปค์ที่จะเกิดขึ้นขณะวงจรทำงาน



รูปที่ 4.9 (ก) ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 4.9 (ข) วงจรควบคุม

4.2.2 วงจรสแน็บเบอร์

วงจรสแน็บเบอร์ (Snubber Network) เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในคอนเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรขณะทำงานปกติ วงจรสแน็บเบอร์ในที่นี้อาจแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะ คือ วงจรสแน็บเบอร์ช่วงหยุดนำ

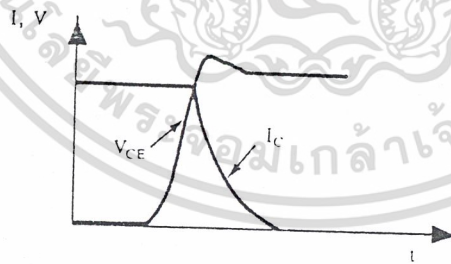
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแส (turn off snubber) และ วงจรสับเบอรรู้ป้องกันแรงดันเกิน (clamp snubber) วงจรสับเบอรรู้โดยทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและไดโอด ในบางครั้งเรียกกันว่า วงจร RCD สับเบอรรู้

4.2.2.1 วงจรสับเบอรรู้ช่วงหยุดนำกระแส

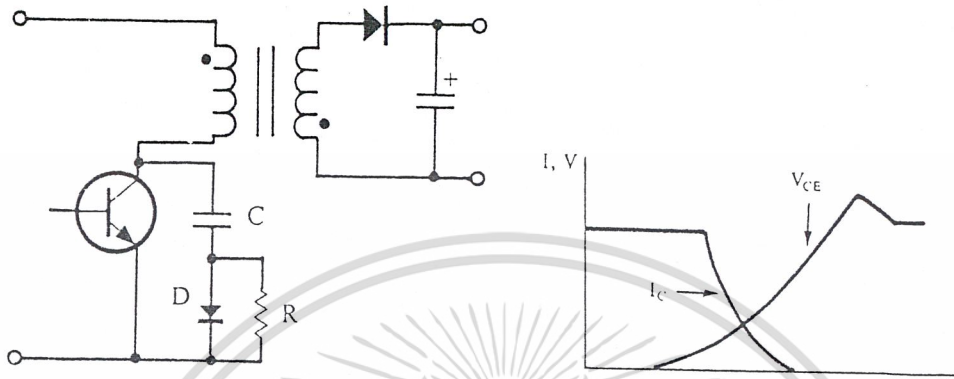
ดังที่ได้กล่าวมาแล้วว่า กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเป็นไปได้สูงขณะเปลี่ยนสถานะการทำงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแส นั้น กระแสจะลดลงอย่างช้า ๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุตอย่างรวดเร็ว (ดูรูปที่ 4.10)

เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียไปในช่วงนี้อาจทำได้โดยการต่อวงจรสับเบอรรู้เข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์ และอิมิตเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำให้กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะของการต่อวงจรสับเบอรรู้อาจทำได้ดังรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.10 แสดงลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 แสดงการต่อวงจร snubber ช่วยหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อม เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ

การทำงานของวงจร RCD snubber ช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นดังนี้ คือ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 เริ่มนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้มีกระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_1 และไดโอด D_1 ของวงจร snubber ทำให้เกิดแรงตกคร่อม C_1 ด้วย แรงดันที่ตกคร่อม C_1 จะทำให้แรงดันที่คอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ ดังนั้น ถ้าให้ C_1 มีค่ามากพอ การเพิ่มของแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อย ๆ ใต้ที่ทนกัน และจะลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้

ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง C_1 จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R_1 ทิ้งไป แรงดันตกคร่อม C_1 จึงลดต่ำลงได้อีกครั้ง และสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของ C_1 และ R_1 ที่เหมาะสมอาจหาได้จาก

$$C_1 = \frac{I_{p(pk)} t_{OFF}}{2V_m} \dots\dots\dots(4.18)$$

$$R_1 = \frac{t_{on(max)}}{2 \times 3C_1} \dots\dots\dots(4.19)$$

เมื่อ $I_{p(pk)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_m คือ ค่าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

t_{on} คือ ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

t_{off} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

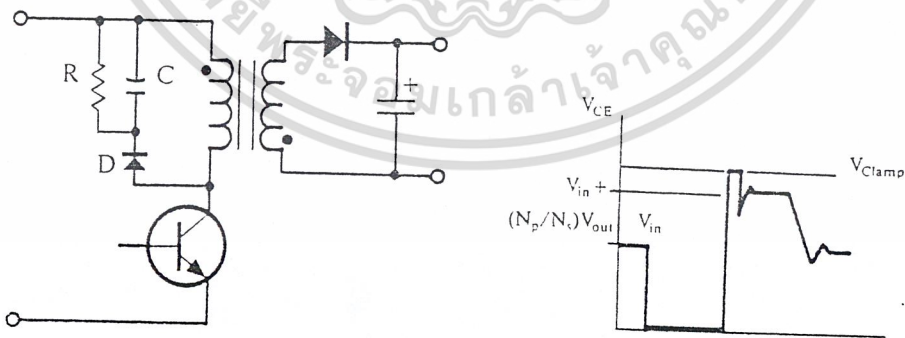
การคายประจุของ C_1 จะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R_1 สูง ตัวต้านทาน R_1 จะต้องทนกำลังได้สูง โดยค่ากำลังงานสูญเสียใน R_1 อาจหาได้จาก

$$P_D = \frac{C_1(2V_{in})^2}{2T} \quad (\text{วัตต์}) \quad \dots\dots\dots(4.20)$$

เมื่อ T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

4.2.2.2 วงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน

ปกติการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน มักมีสาเหตุมาจากการทำงานเกินพิกัดปลอดภัย RSBOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแสโดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบคและฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และเกิดการพังเสียหายขึ้น วงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินจึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจร RCD สับเบอร์เพื่อป้องกันแรงดันเกินอาจทำได้ดังรูปที่ 4.12



รูปที่ 4.12 แสดงการต่อสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่จะ

ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจรถนั้บเบอร์ป้องกันแรงดันเกินจะเป็นดังนี้คือ ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ ค่าของ R_i จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงของการเกิดแรงดันสไปค์ ค่าแรงดันสูงสุดที่คอลเล็กเตอร์ขณะเกิดสไปค์จึงถูกกันไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และเนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้น ๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าลดลง C₁ จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์จะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ

อาจกล่าวได้ว่า วงจรถนั้บเบอร์ป้องกันแรงดันเกินนั้น ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C

$$\frac{1}{2}C_1V_C^2 = \frac{1}{2}L_lI_{P(PK)}^2 \dots\dots\dots(4.21)$$

เนื่องจาก V_C จะมีค่าได้ไม่เกิน V_{CEO} - V_{clamp} ดังนั้น

$$C = \frac{L_lI_{P(PK)}^2}{(V_{CEO} - V_{Clamp})^2} \dots\dots\dots(4.22)$$

เมื่อ L_l คือ ค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดไฟรารี (leakage inductance)

I_{P(PK)} คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_{CEO} คือ อัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_{Clamp} คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์

ค่า R อาจหาได้จาก

$$R_l = \frac{t_{OFF(min)}}{2.3C_1} \dots\dots\dots(4.23)$$

ค่าพลังงานสูญเสียใน R_i จะมีค่าเท่ากับ

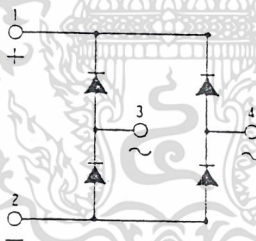
$$P_D = \frac{1}{2} \frac{L_i I_p^2(PK)}{T} \dots\dots\dots(4.24)$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

t_{OFF} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

4.2.3 วงจรบริดจ์เรกติฟาย

วงจรบริดจ์เรกติฟาย เป็นวงจรที่ใช้สำหรับแปลงสัญญาณไฟกระแสสลับ 1 เฟส ให้เป็นสัญญาณไฟตรง ซึ่งสัญญาณนี้จะนำไปผ่านวงจรกรองกระแสเพื่อให้สัญญาณเรียบขึ้น และนำสัญญาณไฟตรงที่ได้นี้ไปเป็นไฟเลี้ยงให้ส่วนของวงจรกำลังอินเวอร์เตอร์ซึ่งควบคุมโดยสัญญาณทริกที่ขาเบสวงจรถูกบริดจ์เรกติฟาย สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.13



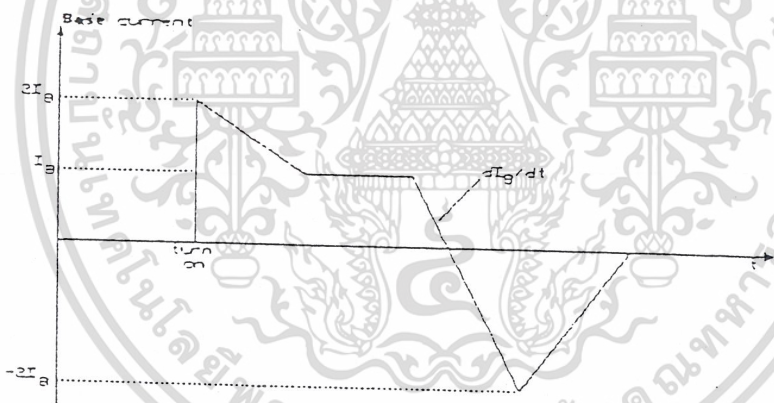
รูปที่ 4.13 แสดงวงจรบริดจ์เรกติฟาย 1 เฟส

4.2.4 วงจรขับเบส (Base Drive Circuit)

วงจรขับเบสที่ใช้จะใช้ในการขับให้เพาเวอร์สวิตซึ่งในวงจรกำลัง 3 เฟสอินเวอร์เตอร์ ซึ่งทั้งหมดจะใช้ 6 ซุก โดยปกติแล้ววงจรขับเบสจะต้องจ่ายกระแสได้เพียงพอ กระแสเบสนี้จะต้องมากเพียงพอที่จะทำให้เพาเวอร์สวิตซึ่งทำงานอยู่ในย่านอิ่มตัว (Saturate) จากการศึกษาพบว่า กระแสนี้จะอยู่ในย่าน 500 - 700 mA ดังนั้นวงจรขับเบสโดยส่วนใหญ่จะมีวงจรคาร์ลิงคั่นเพื่อทำหน้าที่ขยายกระแสให้สูงขึ้น ในทางทฤษฎีควรให้กระแสมีการไหลย้อนกลับและมีค่าเกือบเป็น 2 เท่าของกระแสเบสพอร์เวอร์สวิตในขณะที่เทอร์น ออฟ ส่วนในขณะที่เทอร์น - ออน กระแสเบสควรมีเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าน้อย ทั้งนี้เพราะจะทำให้สตอเรจใหม่มีค่าสูงขึ้น ดังนั้นควรจะให้กระแสเบสมีการโอเวอร์ชูตของขอบขาขึ้นของกระแสประมาณ 2 เท่าของกระแสเบสที่สภาวะคงที่ ดังรูปที่ 4.14 จะแสดงลักษณะของกระแสเบสที่จะทำให้การทำงานเหมาะสมสำหรับความเร็วของการสวิตช์ซึ่งที่ต้องการ ดังนั้นในการออกแบบวงจรจับเบสจึงต้องคำนึงถึงกระแสเบสอย่างเหมาะสม โดยวงจรจับเบสส่วนใหญ่ประกอบด้วย

1. ส่วนแยกกราวด์ระหว่างวงจรควบคุมและวงจรกำลัง เพื่อป้องกันการรบกวนและเป็นอันตรายจากไฟแรงดันสูงจากวงจรกำลัง โดยใช้ออปโตคัปเปิล (opto couple) ในที่นี้ใช้ไอซีเบอร์ 4N25 และมีการต่อวงจรช่วยในลักษณะที่เพิ่มขีดความสามารถในด้านความเร็ว และให้มีการเลื่อนเฟสระหว่างสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตให้น้อยที่สุด
2. ส่วนของการให้กระแสไหลย้อนกลับ โดยใช้ไดโอด D2 - D4 เร่งการหยุดนำกระแสให้เร็วขึ้น

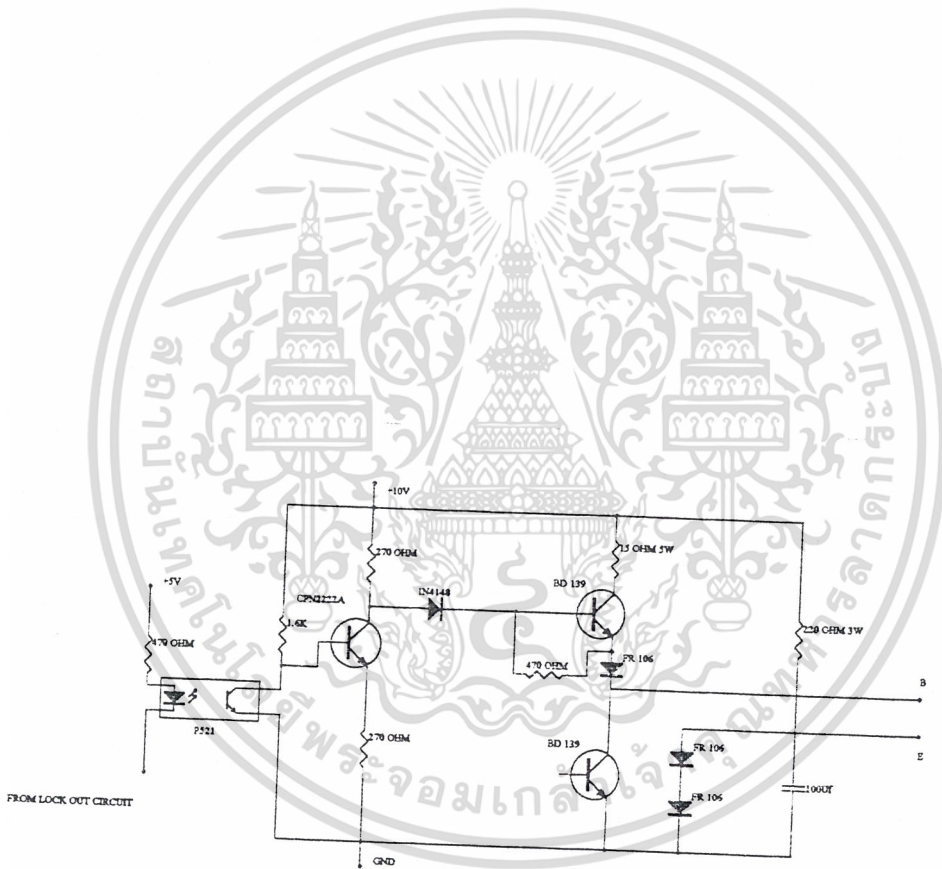


รูปที่ 4.14 แสดงรูปร่างของกระแสเบสในอุดมคติ

หลักการทํางาน

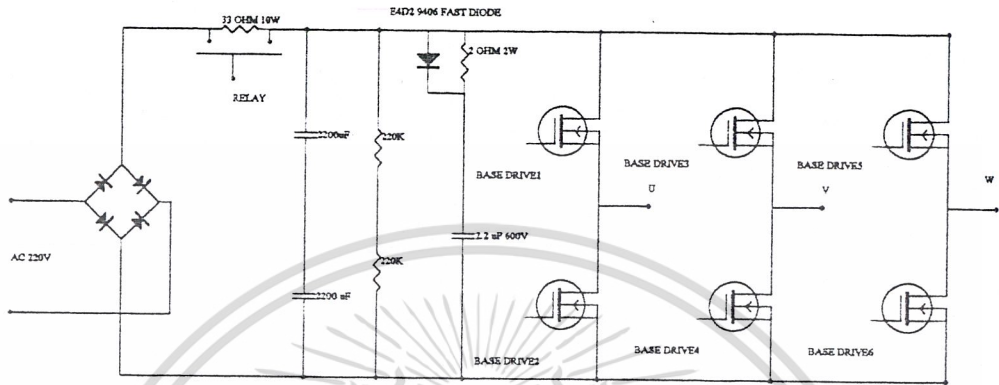
จากรูปที่ 4.15 เมื่อสัญญาณพีคดับลิวเอ็มเข้ามาที่ออปโต-คัปเปิล โดยมี R_1 ทำหน้าที่จำกัดกระแสให้กับออปโต-คัปเปิล กระแสที่ไหลเข้าออปโต-คัปเปิลจะไปไบอัสให้แอลอีดี (LED) ที่อยู่ในออปโตคิค และคืบตามสัญญาณพีคดับลิวเอ็มที่ป้อนเข้าไป เมื่อแอลอีดีติดไฟโคทรานซิสเตอร์ (Photo-transister) ที่อยู่ในไอซีได้รับการไบอัสให้เกิดการนำกระแส และสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะถูกนำไปขยายสัญญาณโดยใช้ทรานซิสเตอร์ BD139 และนำสัญญาณที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้จากทรานซิสเตอร์ตัวนี้ผ่านวงจรอาร์ลิงตันเพื่อทำหน้าที่ขยายกระแสให้สูงขึ้นพอที่จะนำไปขับให้แก่เพาเวอร์สวิตซึ่งได้ โดยสัญญาณที่ได้จะเป็นสัญญาณพีคดับลิวเอ็มแบบ 3 ระดับ (บวก กราวด์ และลบ) ทั้งนี้เพื่อให้แรงดันซีกกลับทำให้เพาเวอร์สวิตซึ่งหยุดทำงานได้เร็วขึ้น จากวงจรจะเห็นว่าสัญญาณซีกกลับนี้จะได้อิโอด D2-D4 นั้นเอง



รูปที่ 4.15 แสดงวงจรขับเบส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.16 แสดงวงจรขับเบสทั้ง 6 ชุด

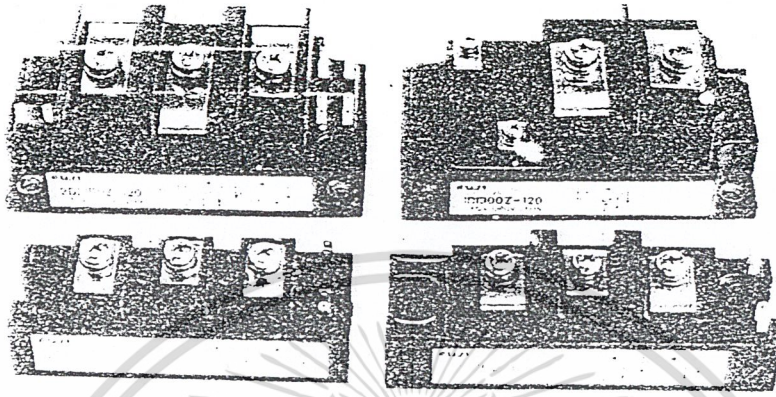
4.2.5 วงจรกำลังอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

เนื่องจากวงจรขับเบสในโครงการนี้สามารถใช้ในการขับอุปกรณ์ได้หลายชนิด คือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ (Power Transistor) , เพาเวอร์มอสเฟต (Power MOSFETs) และไอจีบีที (IGBT) ในโครงการนี้เลือกใช้เพาเวอร์มอสเฟตมาเป็นอุปกรณ์ในการสวิตซ์ซึ่ง ซึ่งจะกล่าวถึงโครงสร้างและข้อดี-ข้อเสียของอุปกรณ์ทั้งสามชนิด ดังต่อไปนี้

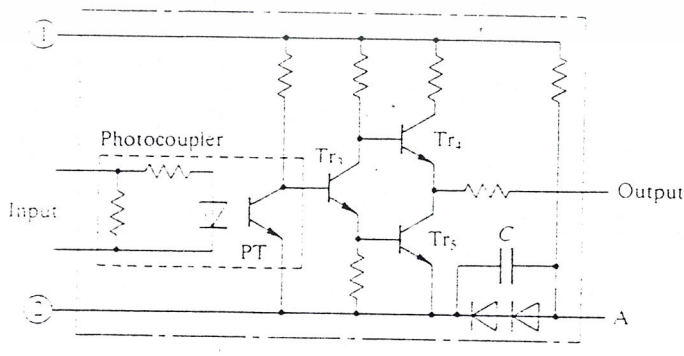
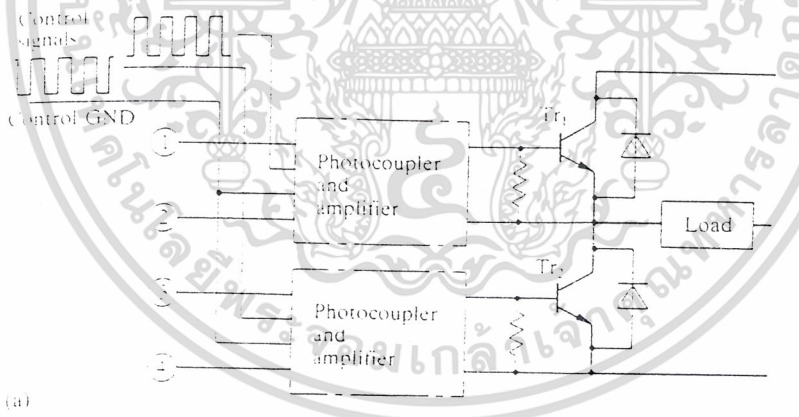
■ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ (Power Transistor)

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์สามารถนำมาใช้เป็นอุปกรณ์ในการสวิตซ์ซึ่งได้ โดยนำมาต่อให้ทำงานในย่านอิ่มตัว (Saturation Region) โดยทำหน้าที่เหมือนกับสวิตซ์เปิด-ปิด แต่สัญญาณที่นำมาขับขาเบส (Base) จะต้องมิซีกลบ เพื่อให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์สามารถหยุดทำงานได้เร็วขึ้นและทำงานที่ความถี่สูงได้ และมีข้อดีอีกอย่างหนึ่งของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกอย่างหนึ่ง คือ ไม่ต้องมีวงจรช่วยหยุดนำกระแสทำให้การควบคุมไม่ยุ่งยาก เพียงแค่ควบคุมกระแสที่จ่ายแก่ขาเบส ก็สามารถควบคุมการนำและหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ และนอกจากนี้ตัวมันยังมีพรีวิลลิงไดโอดต่อขนานกับขาคอลเลกเตอร์ (Collector) และ อีมิตเตอร์ (Emitter) เพื่อให้ทางเดินของกระแสไหลอย่างต่อเนื่องเมื่อโหลดเป็นชนิดอินดักทีฟโหลด

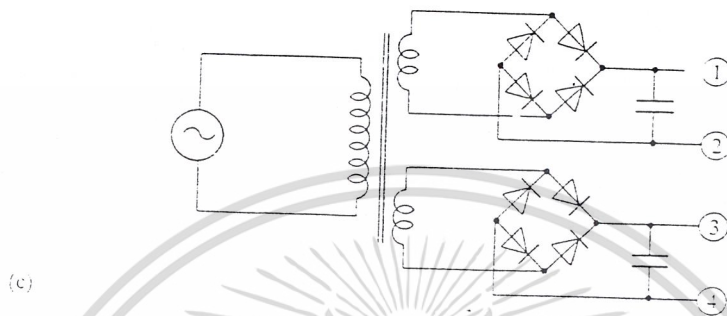
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.17 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

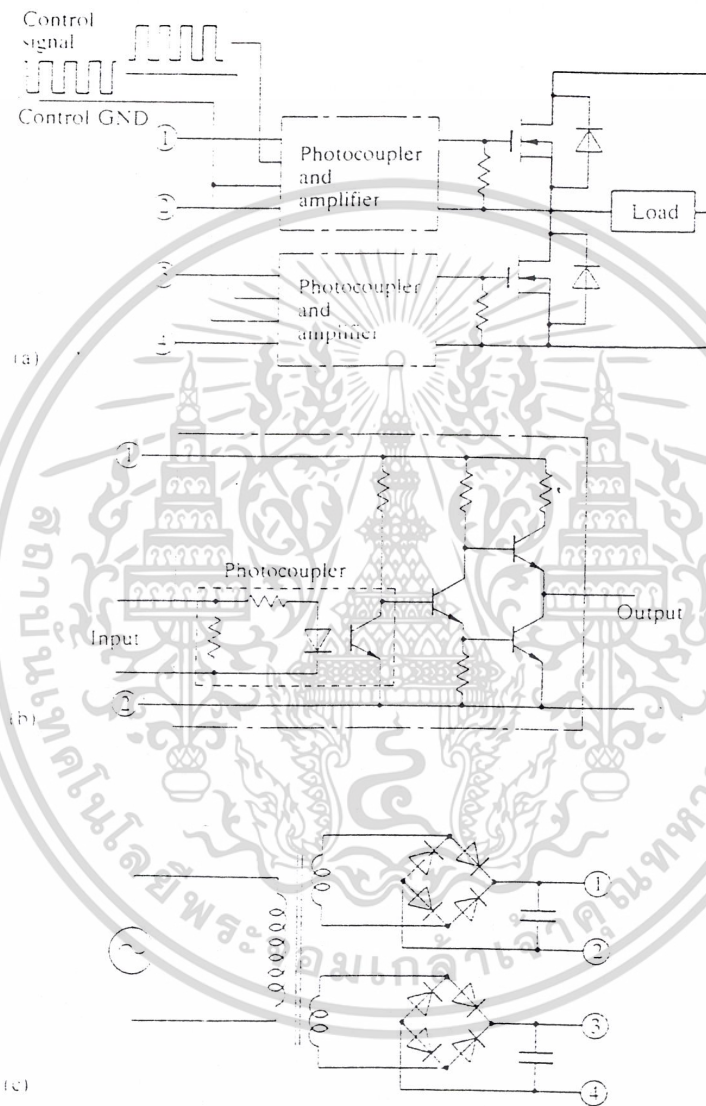


รูปที่ 4.18 a) แสดงวงจรการต่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นวงจรสวิตซ์ซึ่ง
 b) โฟโตคัปเปิ้ล (Photocouple) และวงจรขยายสัญญาณ (Amplifier)
 c) แสดงการแยกระบบกำลัง

■ เพาเวอร์มอสเฟต (Power MOSFETs ; Metal - Oxide Field Effect Transistor)

เป็นอุปกรณ์ที่สามารถนำมาใช้เป็นอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งได้ ซึ่งตัวมันมีลักษณะเด่น คือ ขาเกต (Gate) จะถูกแยกออกจากขาซอส (Source) และขาเดรน (Drain) ดังนั้น จึงมีผลให้กระแสไหลไม่มากที่ขาเกต และมอสเฟตยังมีสวิตซ์ซึ่งใหม่ (Switching Time) ดีกว่าทรานซิสเตอร์ เมื่อเทียบที่ขนาดเดียวกัน ส่วนผลตอบสนองของเวลา (Response Time) ในเบื้องต้นจะถูกกำหนดโดยคาปาซิแตนซ์ (Capacitance) ระหว่างขาเกตและขาซอส แม้ว่าในสถานะเริ่มต้น (Stationary Condition)

กระแสอินพุทจะมีเพียงกระแสรั่วไหลซึ่งน้อยมาก ส่วนกระแสซาร์จและดิสซาร์จจะไหลเนื่องจากการเทิร์นออน (Turning-on) และเทิร์นออฟ (Turning-off) ในช่วงเวลาที่แน่นอนจะมีผลกระทบต่อความเร็วในการสวิตซ์ซึ่ง



- รูปที่ 4.19 a) แสดงวงจรการต่อเพาเวอร์มอสเฟตเป็นวงจรสวิทซ์จิ่ง
 b) โฟโตคัปเปิ้ล (Photocouple) และวงจรขยายสัญญาณ (Amplifier)
 c) แสดงการแยกระบบกำลัง

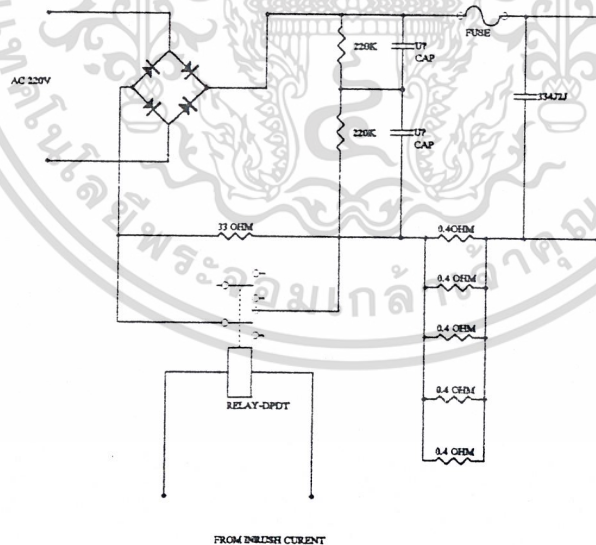
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ไอจีบีที (IGBT; Insulated - Gate Bipolar Transistor)

ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์มีลักษณะเด่น คือ มีความหนาแน่นกระแสสูง ในขณะที่มอสเฟตมีการพัฒนาให้เป็นอุปกรณ์ที่มีผลตอบสนองด้านแรงดันสูง ซึ่งเหมาะสมในการเชื่อมต่อกับไมโครโปรเซสเซอร์ (Microprocessor) ดังนั้น ไอจีบีทีจึงเป็นอุปกรณ์ที่รวมเอาข้อดีของทั้งทรานซิสเตอร์ และมอสเฟตเข้าด้วยกัน

4.2.6 วงจรกรองกระแส (Power filter)

จะทำหน้าที่กรองสัญญาณก่อนจะจ่ายให้ส่วนของวงจรกำลังอินเวอร์เตอร์ ในวงจรนี้ใช้ตัวเก็บประจุ มีค่าสูง คือ 1,200 ไมโครฟารัด ต่อกันนุกรมกัน เพื่อให้ได้โวลต์เตจเกอเลชั่น (Voltage regulation) ดี ซึ่งจะทำให้ไม่เกิดการกระเพื่อมของแรงดันดีซีลิงค์



รูปที่ 4.20 วงจรฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

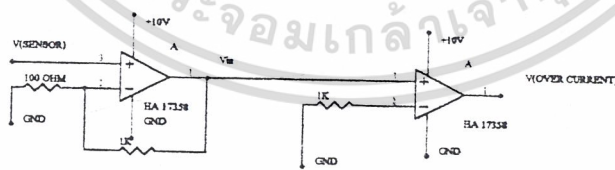
4.2.7 วงจรป้องกัน

4.2.7.1 วงจรป้องกันกระแสเกิน

การป้องกันกระแสเกินของวงจรนี้ จะเป็นการป้องกันกระแสเกิน 1.5 เท่าของพิกัดกระแสมอเตอร์ ซึ่งการทำงานของวงจรจะแบ่งออกเป็น 3 ส่วนหลัก ๆ คือ ส่วนของการตรวจจับกระแส ส่วนของการควบคุม และส่วนของวงจรกำลัง

■ ส่วนในการตรวจจับกระแส ในที่นี้จะใช้ตัวต้านทานขนาด 0.4 โอห์ม 10วัตต์ จำนวน 5 ตัวต่อขนานกัน ซึ่งจะมีความต้านทานรวมเท่ากับ 0.08 โอห์ม ทำหน้าที่ในการตรวจจับ โดยส่วนของวงจรควบคุมจะใช้แรงดันตกคร่อม ตัวความต้านทานนี้เป็นค่าในการเปรียบเทียบ

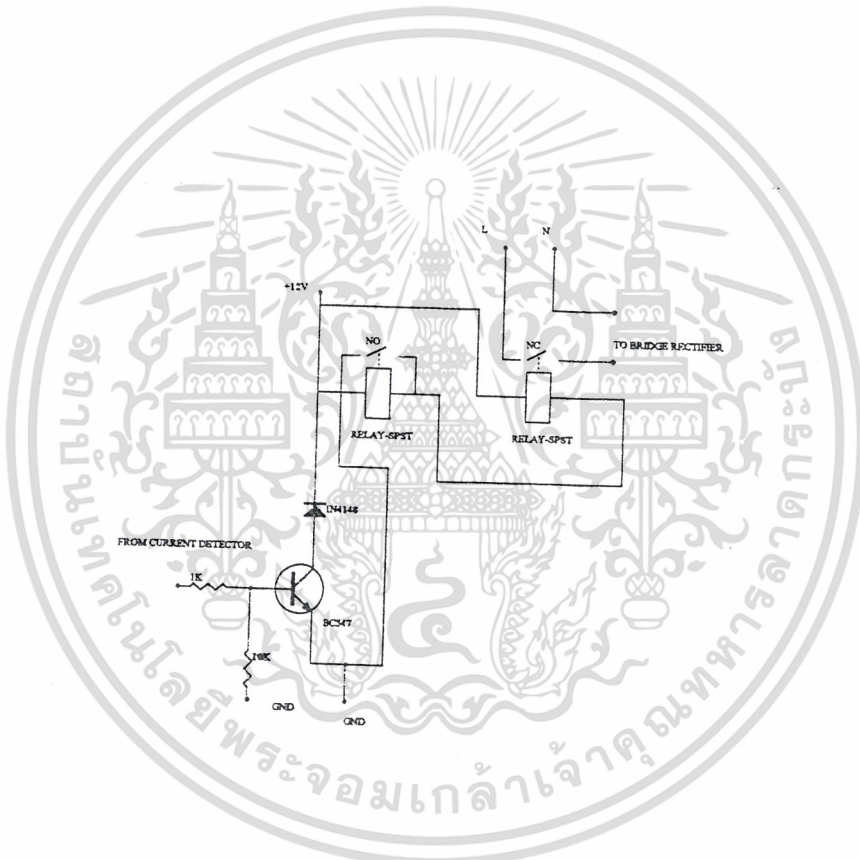
■ ส่วนของการควบคุม จะประกอบด้วยออปแอมป์ (Op-Amp) เบอร์ HA 17358 โดยส่วนแรกทำหน้าที่เป็นวงจร Non-Inverting Amplifier เพื่อทำการขยายแรงดันที่ตกคร่อมตัวคร่อมตัวต้านทาน ซึ่งในที่นี้จะขยายเพิ่มขึ้น 10 เท่า และส่วนที่สองจะต่อเป็นวงจรเปรียบเทียบแรงดัน โดยใช้แรงดันอ้างอิงเท่ากับ 5 โวลต์ หลักการทำงานคือ ถ้ากระแสที่ไหลในวงจรไม่เกินกระแสพิกัด ก็จะไม่มีการเอาต์พุตออกจากชุดควบคุม แต่ถ้ากระแสในวงจรไหลเกินกระแสพิกัด ก็จะทำให้มีแรงดันเอาต์พุต 5 โวลต์จ่ายไปยังส่วนของวงจรกำลัง



รูปที่ 4.21 ส่วนของวงจรควบคุมในวงจรป้องกันกระแสเกิน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ส่วนของวงจรกำลัง จะประกอบด้วยส่วนประกอบหลัก คือ เพาเวอร์รีเลย์ จำนวน 2 ตัว โดยถ้าเกิดกระแสเกินกระแสพิิกัด ทำให้มีเอาต์พุต 5 โวลต์ จากส่วนวงจรควบคุมจ่ายเข้ามายังวงจรกำลัง เป็นผลให้เพาเวอร์รีเลย์ทำงาน และจะส่งผลให้น้ำสัมผัสของเพาเวอร์รีเลย์จากออกชูดอินเวอร์เตอร์จะหยุดทำงาน แต่ในวงจรนี้เราใช้รีเลย์ 1 ตัว ทำหน้าที่ให้น้ำสัมผัสของตัวเองมาต่อวงจร เพื่อให้มีไฟ 12 โวลต์ จ่ายให้กับคอยส์ของตัวมันเองตลอดเวลา ดังนั้นถ้าต้องการให้ชูดของอินเวอร์เตอร์ทำงานใหม่อีกครั้ง ต้องทำการปิดสวิทช์ของชูดอินเวอร์เตอร์ เพื่อทำการรีเซต ชูดของเพาเวอร์รีเลย์ จึงจะเริ่มทำงานใหม่ได้อีกครั้ง



K_1 คือ คอยส์ของรีเลย์

K_2 คือ คอยส์ของเพาเวอร์รีเลย์

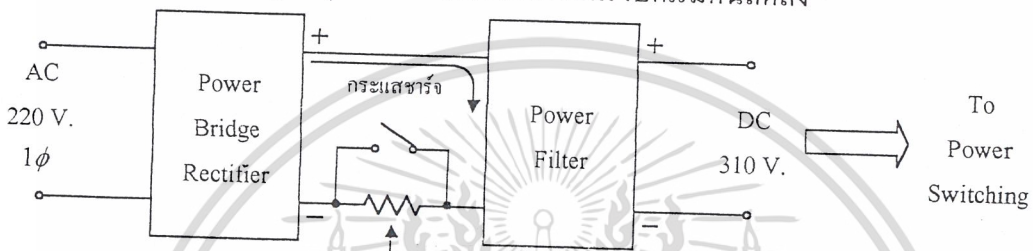
รูปที่ 4.22 ส่วนของวงจรกำลัง

4.2.7.2 วงจรป้องกันกระแสอินรัช (Inrush Current Protection)

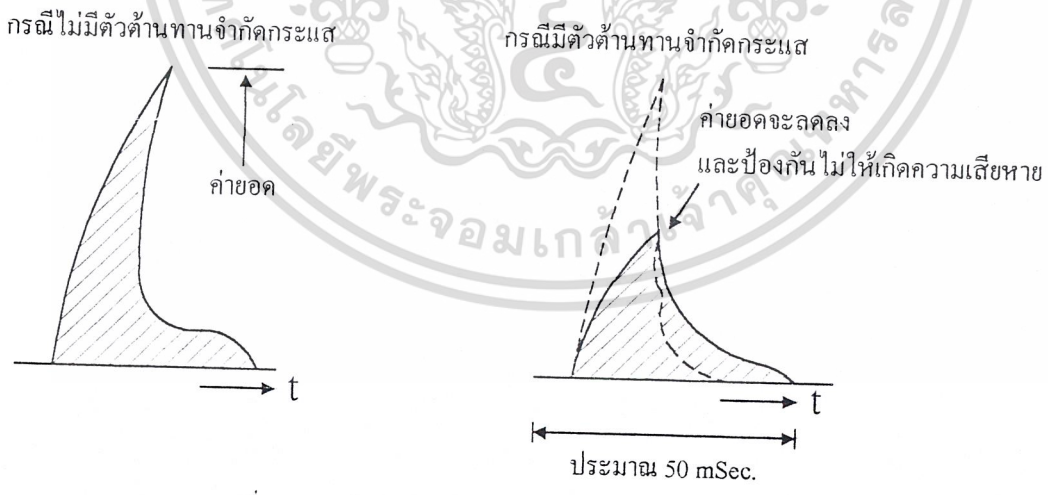
เมื่อเราเปิดสวิทช์ของชูดอินเวอร์เตอร์เป็นครั้งแรก จะมีการชาร์จ (charge) ประจุให้แก่คอนเดนเซอร์ของชูดวงจรฟิเตอร์ (filter) ซึ่งจะมีขนาดใหญ่ ทำให้มีกระแสจำนวนมากไหลพุ่งเข้าสู่วงจร ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีการจำกัดกระแสอินรัช (Inrush current) โดยใช้ตัวต้านทานมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต่อในวงจรเพื่อจำกัดกระแส ในเดิมเริ่มเปิดเครื่อง และเมื่อมีการให้ประจุแก่ตัวคอนเดนเซอร์จนเต็มแล้ว จึงทำการลัดวงจรเพื่อตัดตัวต้านทานออกจากวงจร โดยอาศัยเพาเวอร์รีเลย์ (Power relay) ซึ่งจะทำให้การลัดวงจรตลอดการทำงานของอินเวอร์เตอร์ จนกว่าการปิด และทำการเปิดเครื่องขึ้นมาใหม่ก็จะทำงานอีกครั้ง สาเหตุที่เราต้องทำการลัดวงจรตัวต้านทาน เนื่องจากความต้านทานที่เราใช้มีค่า 30 โอห์ม 10วัตต์ ทำให้มีแรงดันตกคร่อมที่ตัวความต้านทาน ก่อให้เกิดการสูญเสียในรูปของความร้อน และยังส่งผลกระทบต่อเอาต์พุตของชุดเพาเวอร์สวิทซ์ซึ่ง คือรูปคลื่นจะเกิดการผิดเพี้ยน และถ้าต่อโหลดมอเตอร์อยู่กับชุดอินเวอร์เตอร์จะทำให้แรงบิดเริ่มต้นลดลง



รูปที่ 4.23 วงจรจำกัดกระแสอินรั้ช



รูปที่ 4.24 กราฟกระแสอินรั้ช

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 ส่วนของวงจรควบคุม

4.3.1 ส่วนของหน่วยประมวลผล CPU 8031

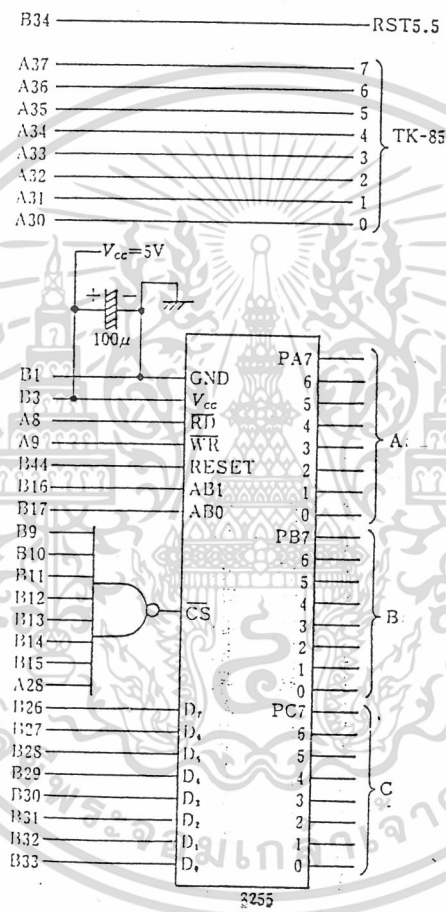
ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้มีการนำไมโครโปรเซสเซอร์ (Microprocessor) เบอร์ 8031 ซึ่งเป็น 8 บิตไมโครโปรเซสเซอร์ มาเป็นคอนโทรลเลอร์ (Controller) และชนิดหรือรูปแบบของอินเวอร์เตอร์ เราได้ใช้วิธี SPWM อินเวอร์เตอร์ (Sinusoidal Pulse - Width Modulation)

จากในรูปที่ 4.25 แสดงวงจรจาก CPU 8031 ไปยังพอร์ต ของ 8255 เราได้กำหนดให้พอร์ต A (address FC) เป็นอินพุตพอร์ต

จากในรูปที่ 4.26 แสดงวงจรจากพอร์ตเอาต์พุต และใช้บัฟเฟอร์ # 4050 เป็นบัฟเฟอร์ ซึ่งเป็น IC แบบ CMOS และคุณสมบัติของบัฟเฟอร์ คือ

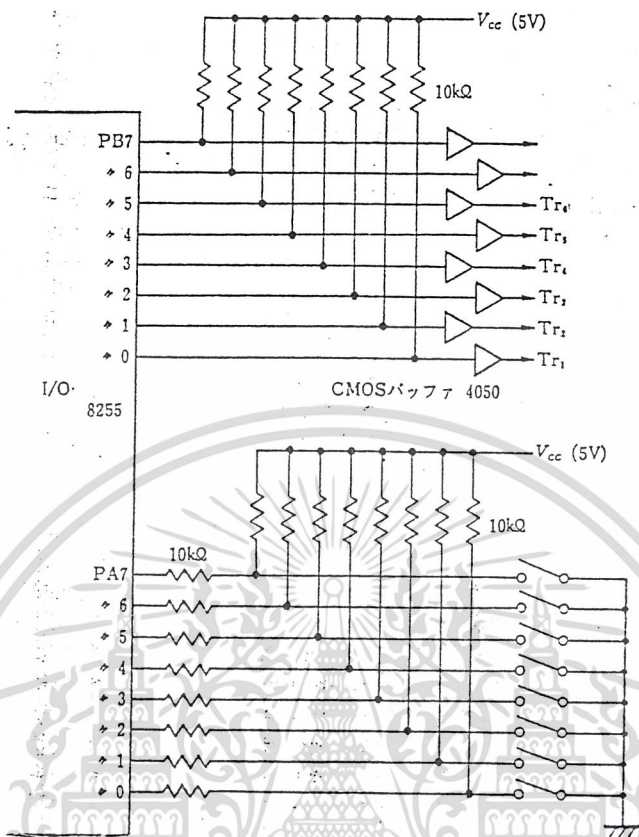
- สภาวะ H.V. จะต้องสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 1 mA.
- สภาวะ L.V. จะต้องสามารถดูดซับกระแสได้ถึง 2 mA.





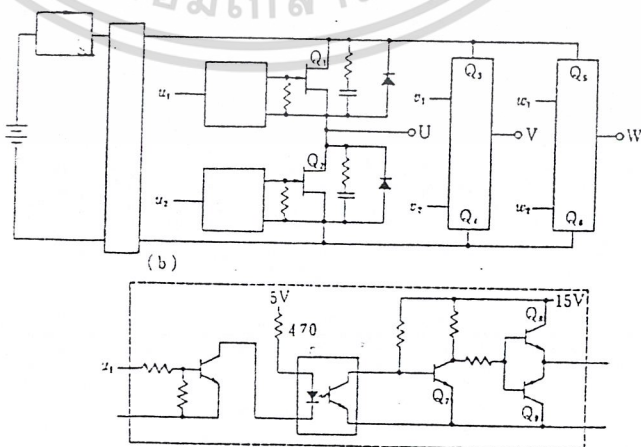
รูปที่ 4.25 เป็นวงจรแสดง CPU # 8031 ต่อกับ 8255

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.26 เป็นวงจรแสดงการต่อจาก พอร์ต I/O

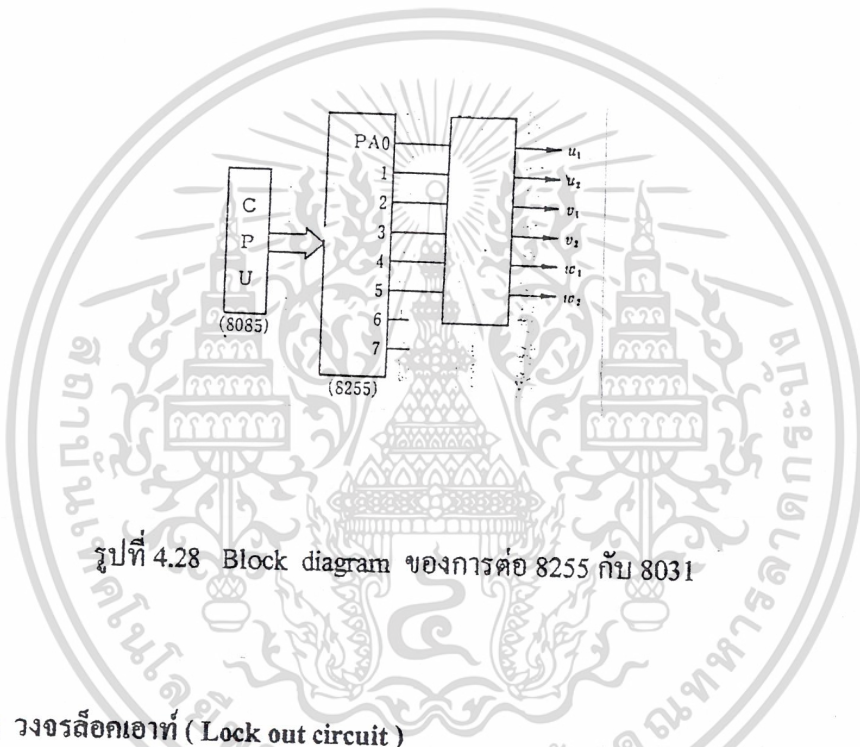
หลังจากส่วนของบัฟเฟอร์เป็นต้นไป จะขึ้นอยู่กับชนิดของอินเวอร์เตอร์ สิ่งสำคัญที่สุดจะต้องให้กระแสบัฟเฟอร์ที่ไหลจะต้องอยู่ในช่วงของมันและสามารถทำงานได้ไม่เกินอัตราบัฟเฟอร์ เพราะว่า $I_c \propto I_b$ และวงจรของอินเวอร์เตอร์ได้ใช้ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นตัวสวิตช์ ดังแสดงในรูปที่ 4.27



รูปที่ 4.27 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ได้ใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์สวิตช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

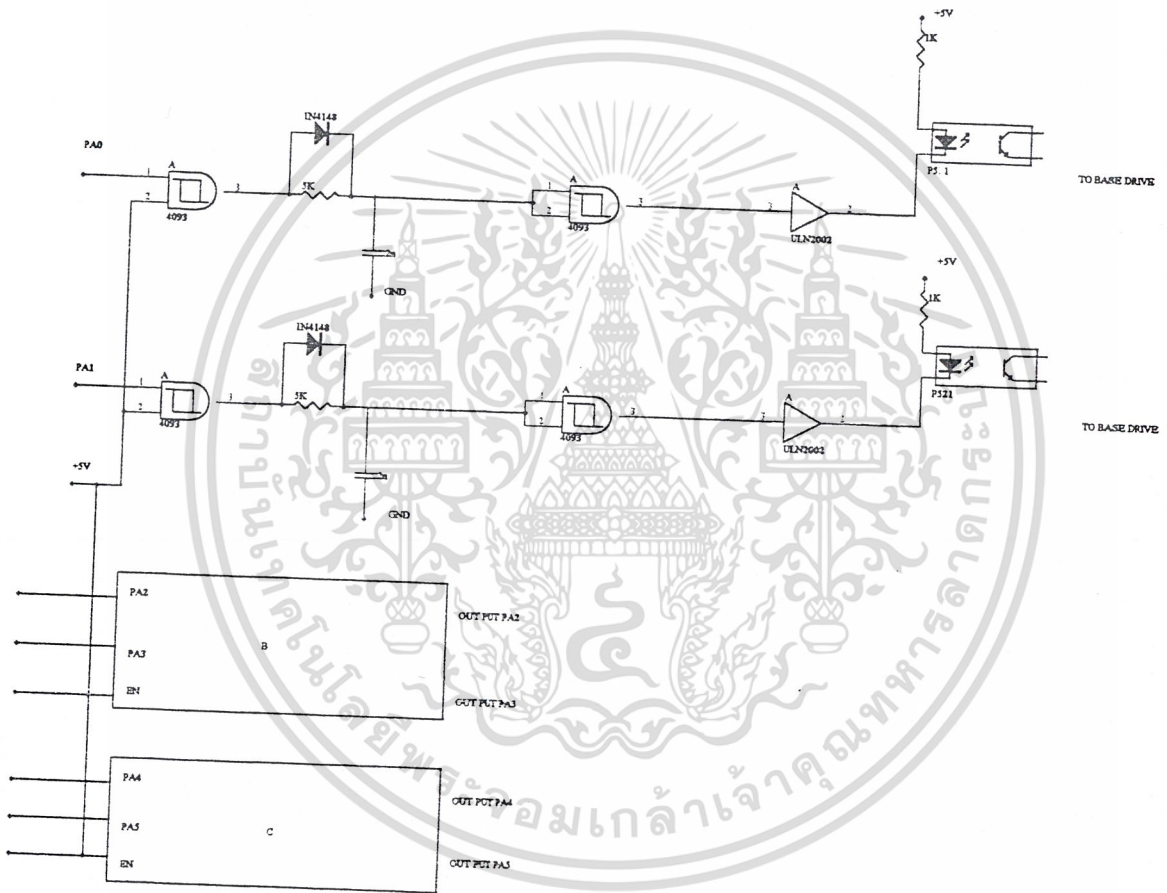
จากรูปที่ 4.27 เมื่อสัญญาณจาก u_1 ไปทำให้เอาต์พุตเป็น H.V. ไฟที่ LED ที่อยู่ในออปโตจะติดทำให้ Q_8-O1 , Q_9-OFF จะทำให้ Q_1-O1 , Q_2-OFF ถ้าเอาต์พุตเป็น L.V. LED จะดับทำให้ Q_8-O1 , Q_7 และ Q_9-O1 ฉะนั้นทำให้ Q_1-OFF , Q_2-O1 โดยใช้ พอร์ต B (address FD) สำหรับสัญญาณสวิทช์ ที่ส่งผ่านไปให้วงจรอินเวอร์เตอร์ส่งออกเอาต์พุต แล้วส่งไปที่สวิทช์ ดีไวส์ Q_1-Q_6 แสดงวงจรดังในรูปที่ 4.28



รูปที่ 4.28 Block diagram ของการต่อ 8255 กับ 8031

4.3.2 วงจรล็อกเอาท์ (Lock out circuit)

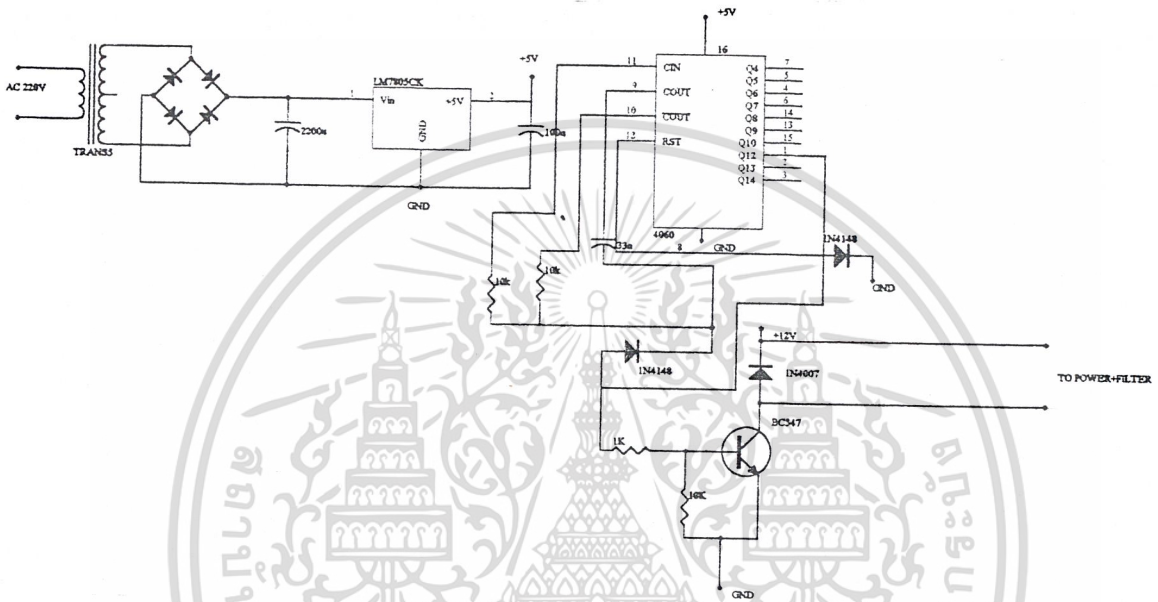
เป็นวงจรที่จะแยกสัญญาณที่จะนำไปควบคุมทรานซิสเตอร์ตัวบน และตัวล่างในกิ่งเดียวกันของบริดจ์อินเวอร์เตอร์ตามรูปที่ 4.29 โดยสัญญาณที่จะไปควบคุมทรานซิสเตอร์แต่ละตัวในกิ่งเดียวกันนั้นจะกลับเฟสซึ่งกันและกัน เพื่อให้ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวนั้นทำงานสลับกันไป ซึ่งสัญญาณที่ไปควบคุมทรานซิสเตอร์แต่ละตัวนั้นต้องมีการสร้างเดดไทม์ (Dead time) เพื่อไม่ให้ทรานซิสเตอร์เกิดการช็อตทรู (Short through) โดยผ่านวงจรเดดไทม์ดังแสดงในรูปที่ 4.30



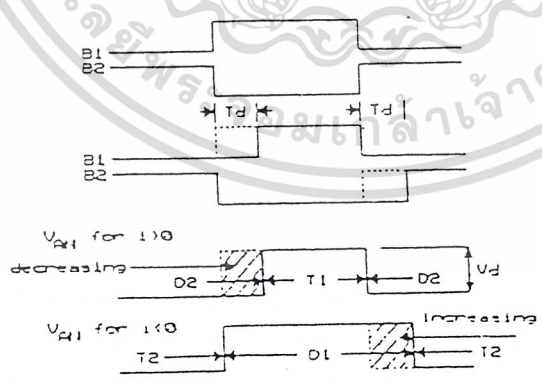
รูปที่ 4.29 แสดงวงจรสร้างสัญญาณกลับเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทางทฤษฎีพบว่าถ้าค่าของเคดไทม์สูงจะทำให้แรงดันมูลฐานมีค่าลดลงไปจากเดิม และมีผลทำให้ฮาร์โมนิก (Harmonic) อันดับต่ำมีค่าสูงขึ้น ดังนั้น การกำหนดค่าเคดไทม์ควรกำหนดให้มามีค่าที่เหมาะสมซึ่งมีความสัมพันธ์กับค่า t_r, t_s ของทรานซิสเตอร์ ซึ่งทรานซิสเตอร์ที่เราใช้มีค่า t_s เท่ากับ $18 \mu\text{sec}$ ดังนั้นจากการทดลองค่าที่เหมาะสมได้เลือกค่าประมาณ $26 \mu\text{s}$ ซึ่งสามารถตั้งค่าได้จากค่าคงที่ของเวลา RC ที่อยู่ในวงจรรูปที่ 4.30(a)

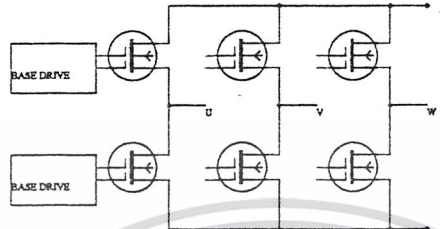


a) วงจรควบคุมกระแสแตรีนรัช



b) สัญญาณเมื่อมีการสร้างเคดไทม์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



c) การนำวงจรไดโอดเอาต์พุตเข้ากับวงจรเบสไดรฟ์

รูปที่ 4.30 แสดงหลักการสร้างวงจรเคดใหม่และ วงจรควบคุมกระแสอินรัช

การออกแบบ

ถ้าใช้ Power Transistor เป็น Power Module ค่านี้จะอยู่ที่ประมาณ $40 \mu s$ เราสามารถที่จะลดหรือเพิ่มค่า t_d นี้ โดยเพิ่มหรือลดค่า R (ซึ่งจะง่ายกว่าเพิ่มหรือลดค่า C) ทั้งนี้ต้องขึ้นอยู่กับ t_{off} ของ Power Transistor เป็นหลัก

1. ถ้ามีการสร้างสัญญาณ 30 แด่ A,B,C สามารถที่จะสร้าง $\bar{A}, \bar{B}, \bar{C}$ ได้โดยการต่อจุด 2 จุดนี้เข้าด้วยกัน (ป้อนเฉพาะ A ก็จะได้ \bar{A})
2. ค่า R ขึ้นอยู่กับคุณสมบัติ I_F ของ LED ใน Opto Couple โดยทั่วไปจะใช้ประมาณ 10-15 mA.
3. NAND GATE ถ้าใช้ไฟเลี้ยง +5V ให้ใช้เบอร์ 74 HCT4093 และถ้าเป็น +12V ให้เบอร์ CD 4093
4. Opto - Couple driver ใช้เบอร์ ULN 2002
5. R และ C สำหรับกำหนดค่า t_d (delay time) เพื่อสร้าง Over lapping Protection โดยทั่วไป

การทดลองและผลการทดลอง

5.1 การทดลอง

จากหลักการและทฤษฎีต่างๆ ได้กล่าวมาทั้งหมด สำหรับการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสในปริภูมิพิกัดนี้เป็นการควบคุม โดยการเปลี่ยนความถี่ของแหล่งจ่ายในช่วง 20 -85 Hz โดยใช้หลักการแบบแรงดันต่อความถี่ซึ่งหลักการนี้มีผลทำให้ทอร์คมีค่าคงที่ด้วย โดยส่วนต่างๆ ที่ทำการทดลองแบ่งเป็นส่วนต่างๆ ดังนี้

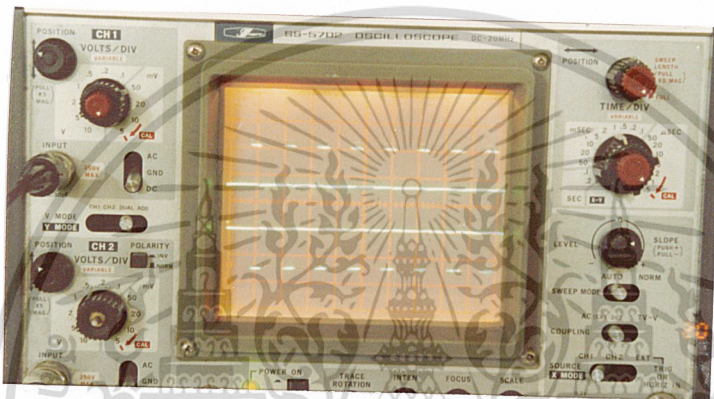
- 1) ส่วนของวงจรชุด Base drive
- 2) ส่วนของสัญญาณที่ออกจากวงจรถูกกำลังเมื่อนำไปขับมอเตอร์ 30 ขนาด 1 Hp 4 pole 50 Hz, 220V Δ Connection Rated current 3.5 A
 1. ทดสอบลักษณะของแรงดันต่อเฟสของมอเตอร์
 2. ทดสอบลักษณะของกระแสของมอเตอร์



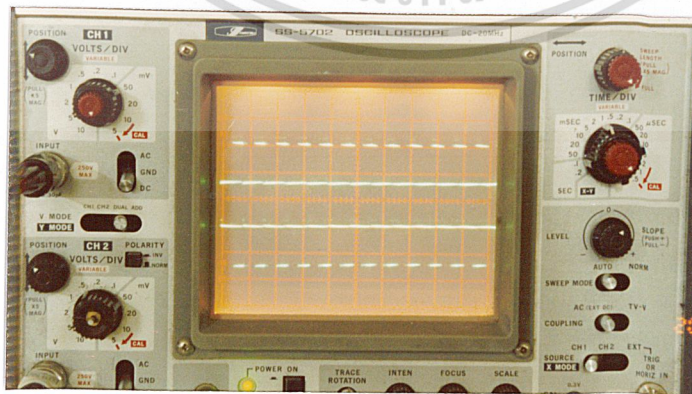
ผลการทดลอง

จากการทดลองลักษณะต่างๆ สามารถเก็บและแสดงผลการทดลองได้ต่อไปนี้

- 1) สัญญาณที่ออกจาก base drive

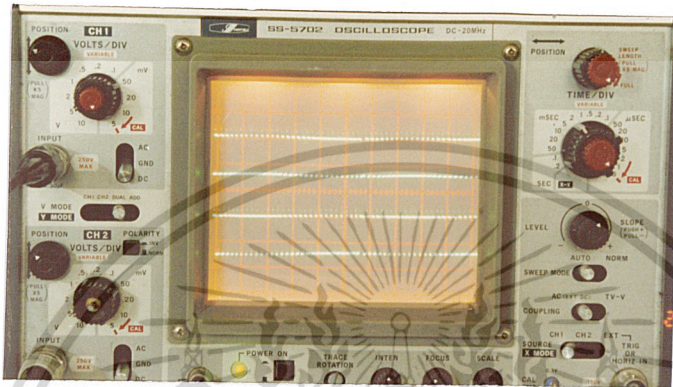


รูป 5.1 แสดงรูปคลื่นสัญญาณที่ออกจาก base drive ที่ความถี่ 20 Hz



รูป 5.2 แสดงรูปคลื่นสัญญาณที่ออกจาก base drive ที่ความถี่ 50 Hz

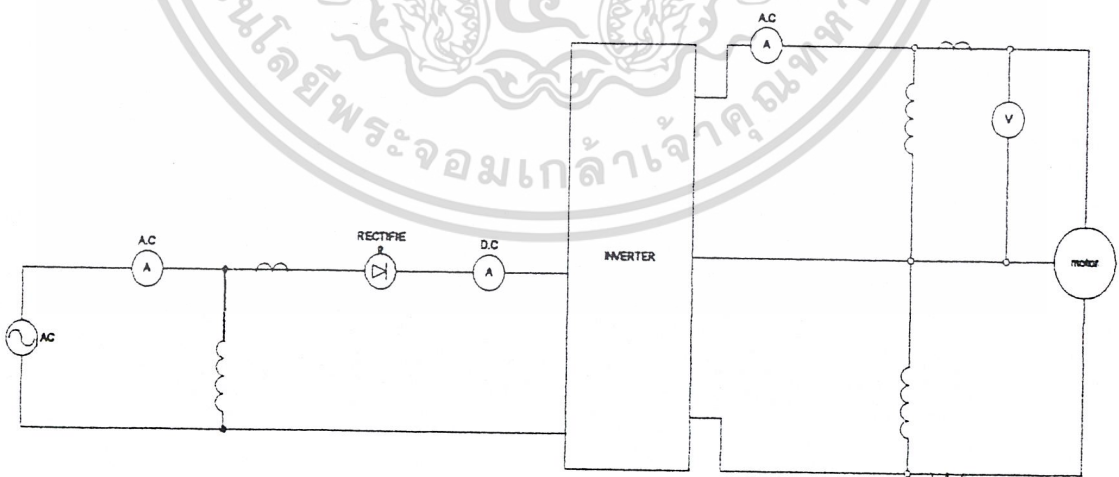
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือสงวนในเพื่อวัตถุประสงค์อื่นใด ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.3 แสดงรูปคลื่นสัญญาณที่ออกจาก base drive ที่ความถี่ 85 Hz

2) ส่วนของสัญญาณเมื่อนำไปจับกับมอเตอร์

2.1) ทดสอบการนำมอเตอร์ไปจับโหลด

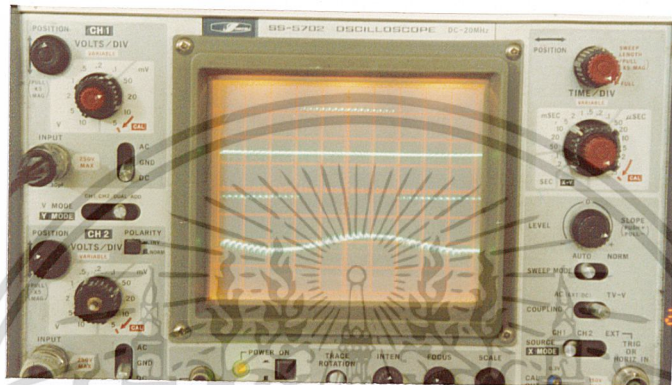


รูปที่ 5.4 รูปวงจรการทดสอบในการจับมอเตอร์

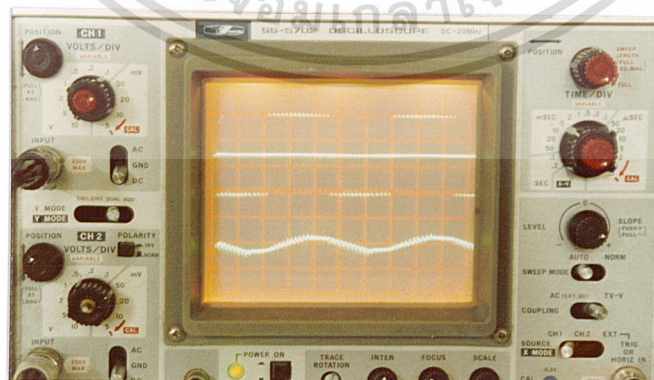
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.1 แสดงพารามิเตอร์ต่างๆที่ได้จากการทดสอบมอเตอร์

สภาวะการทดลอง	f(Hz)	Ns(rpm)	Nr(rpm)	Slip	Idc(A)	Iac(A)		V _{L-L} (v)	Pinput(W)	Poutput(W)	T(N-m)	% eff
						Input	Output					
No Load			818	0.0024	0.17	0.2	0.6	70	52	20	-	38.46
On Load 0.5 Kg	27.3177	820	758	0.0756	0.3	0.4	1	67	90	60	0.1568	66.67
On Load 1 Kg			670	0.1829	0.5	0.7	1.5	70	130	120	0.5488	92.31
No Load			1430	0.046	0.25	0.83	0.64	120	80	30	-	37.5
On Load 0.5 Kg	49.9615	1499	1374	0.0834	0.5	0.66	1	118	160	100	0.1568	62.5
On Load 1 Kg			1319	0.1201	0.75	1	1.5	120	190	180	0.5488	94.74
No Load			2540	0.017	0.5	0.62	0.65	212	150	60	-	40
On Load 0.5 Kg	86.1214	2584	2487	0.0375	0.9	1.25	1.1	250	280	180	0.1568	64.29
On Load 1 Kg			2443	0.0546	1.25	1.7	1.5	206	340	260	0.5488	76.47

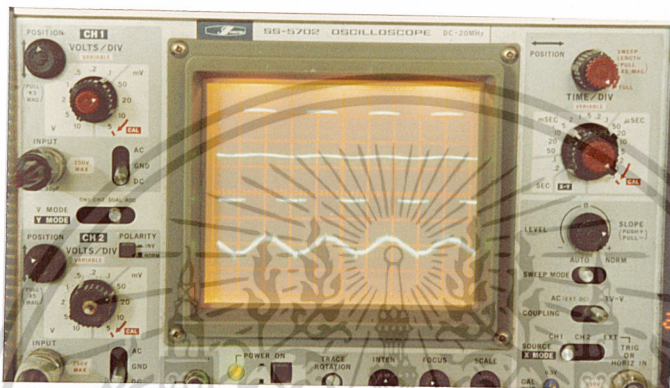


รูปที่ 5.5 แสดงรูปคลื่นแรงดันต่อเฟสและกระแสไลน์ที่ความถี่ 20 Hz ขณะ NO LOAD

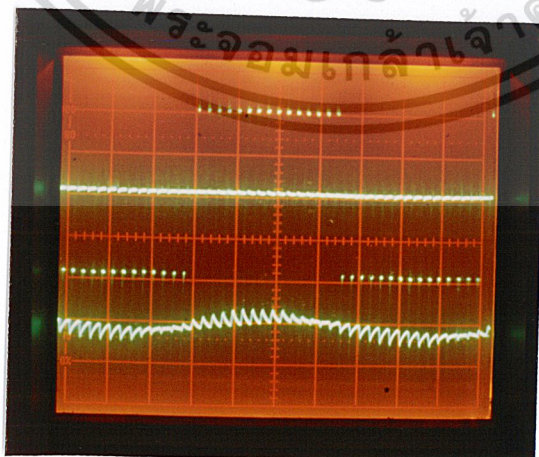


รูปที่ 5.6 แสดงรูปคลื่นแรงดันต่อเฟสและกระแสไลน์ที่ความถี่ 50 Hz ขณะ NO LOAD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

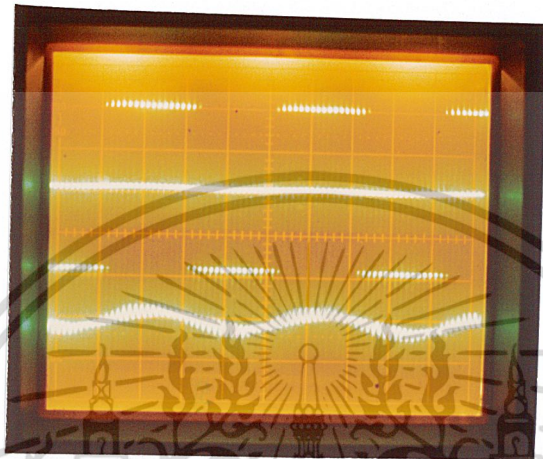


รูปที่ 5.7 แสดงรูปคลื่นแรงดันต่อเฟสและกระแสไลน์ที่ความถี่ 85 Hz ขณะ NO LOAD

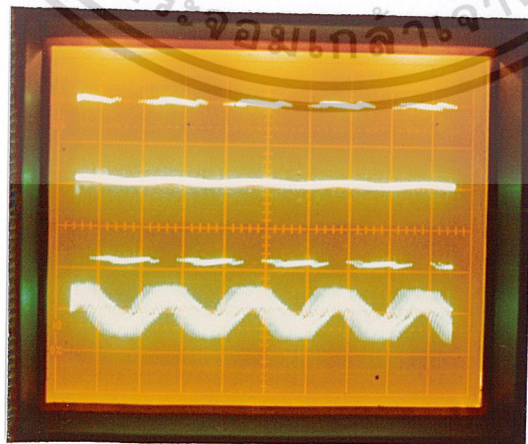


รูปที่ 5.8 แสดงรูปคลื่นแรงดันต่อเฟสและกระแสไลน์ที่ความถี่ 20 Hz ขณะ มี LOAD 0.5 Kg

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

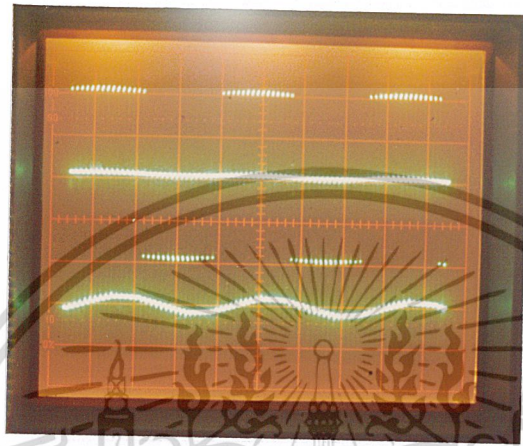


รูปที่ 5.9 แสดงรูปคลื่นแรงดันต่อเฟสและกระแสไลน์ที่ความถี่ 50 Hz ขณะ มี LOAD 0.5 Kg

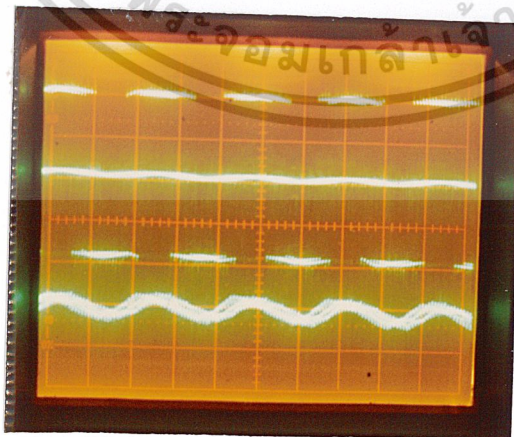


รูปที่ 5.10 แสดงรูปคลื่นแรงดันต่อเฟสและกระแสไลน์ที่ความถี่ 85 Hz ขณะ มี LOAD 0.5 Kg

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.11 แสดงรูปคลื่นแรงดันต่อเฟสและกระแสไลน์ที่ความถี่ 20 Hz ขณะ มี LOAD 1 Kg



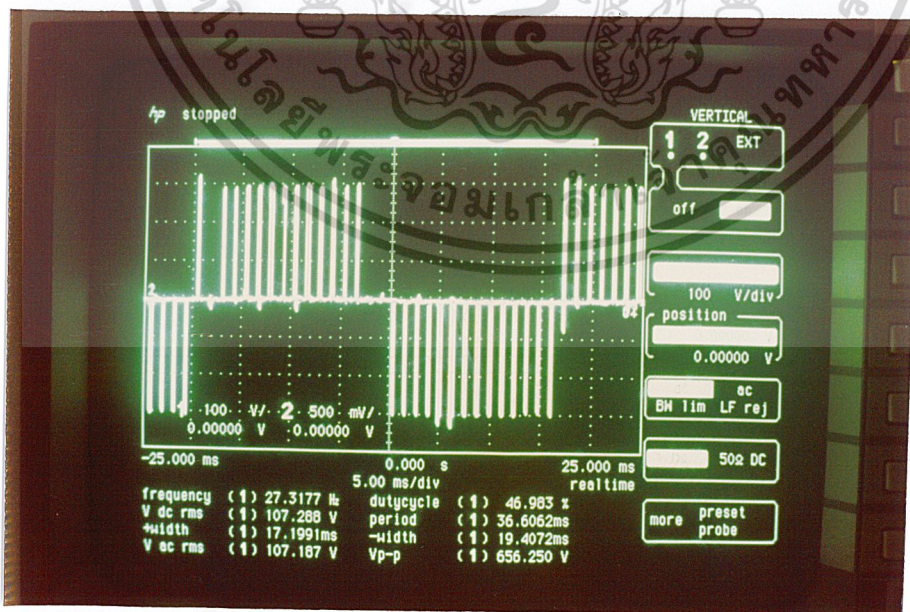
รูปที่ 5.12 แสดงรูปคลื่นแรงดันต่อเฟสและกระแสไลน์ที่ความถี่ 50 Hz ขณะ มี LOAD 1 Kg

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



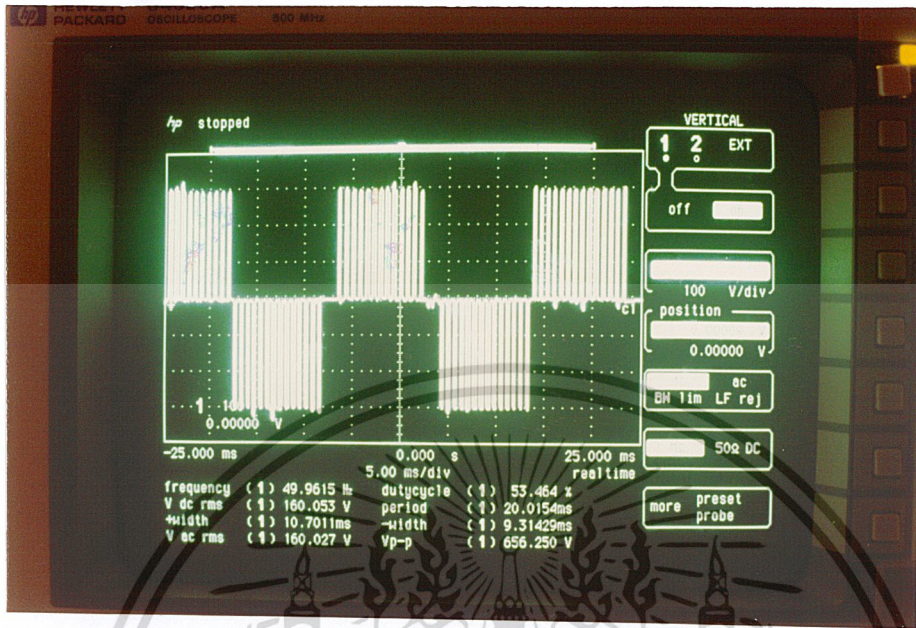
รูปที่ 5.13 แสดงรูปคลื่นแรงดันคั่นต่อเฟสและกระแส โหลดที่ความถี่ 85 Hz ขณะ มี LOAD 1 Kg

2.2) ทดสอบตรวจจับสัญญาณแรงดันคั่นต่อเฟสด้วย สตอร์เรจสโคป

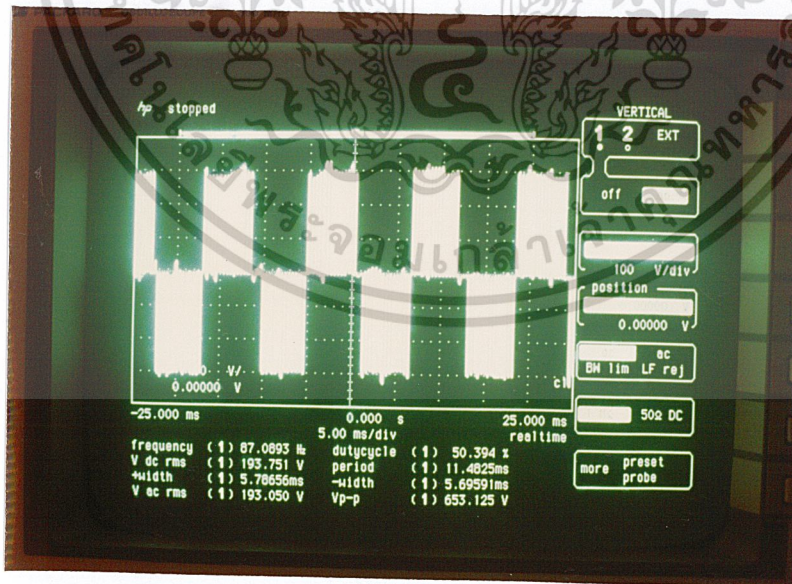


รูปที่ 5.14 แสดงรูปคลื่นแรงดันคั่นต่อเฟสที่ความถี่ 20 Hz ขณะ NO LOAD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

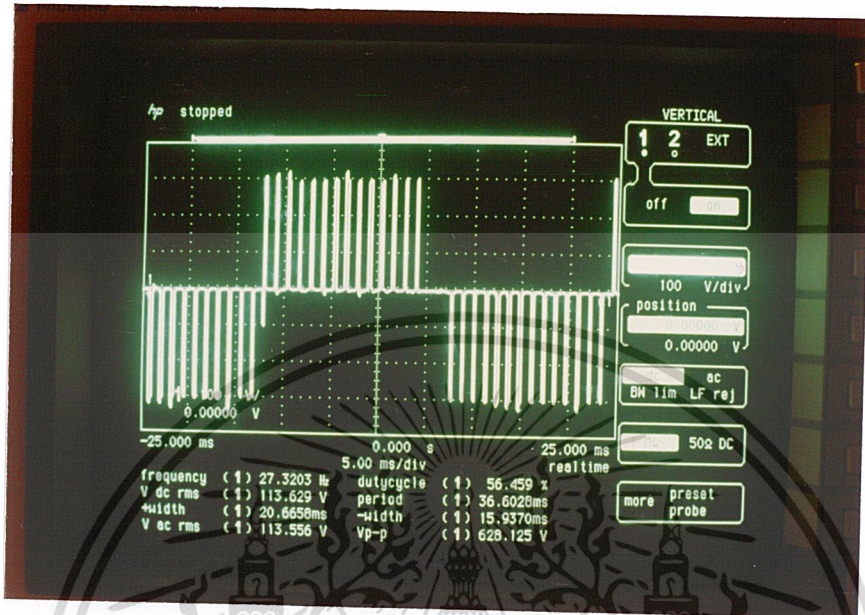


รูปที่ 5.15 แสดงรูปคลื่นแรงดันต่อเฟสที่ความถี่ 50 Hz ขณะ NO LOAD

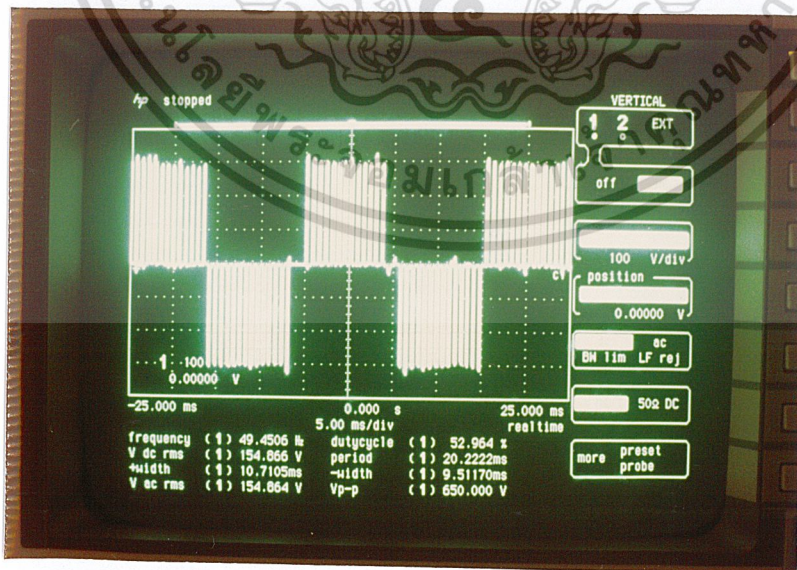


รูปที่ 5.16 แสดงรูปคลื่นแรงดันต่อเฟสที่ความถี่ 85 Hz ขณะ NO LOAD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

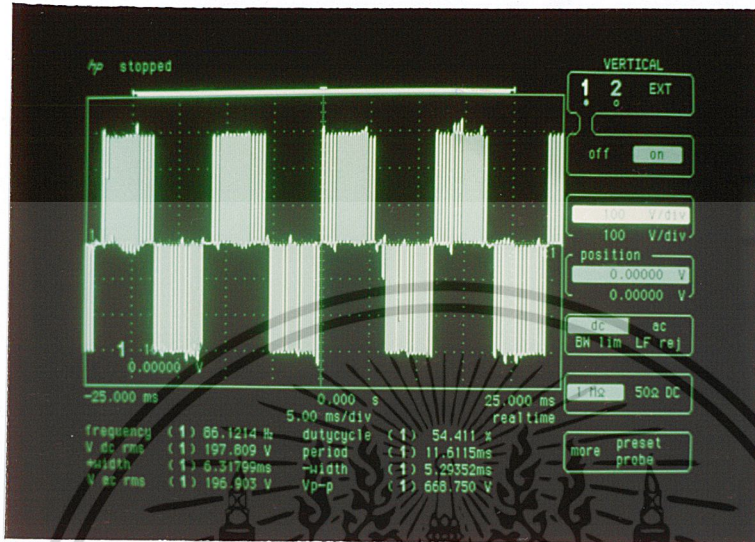


รูปที่ 5.17 แสดงรูปคลื่นแรงดันต่อเฟสที่ความถี่ 20 Hz ขณะ มี LOAD 0.5 Kg

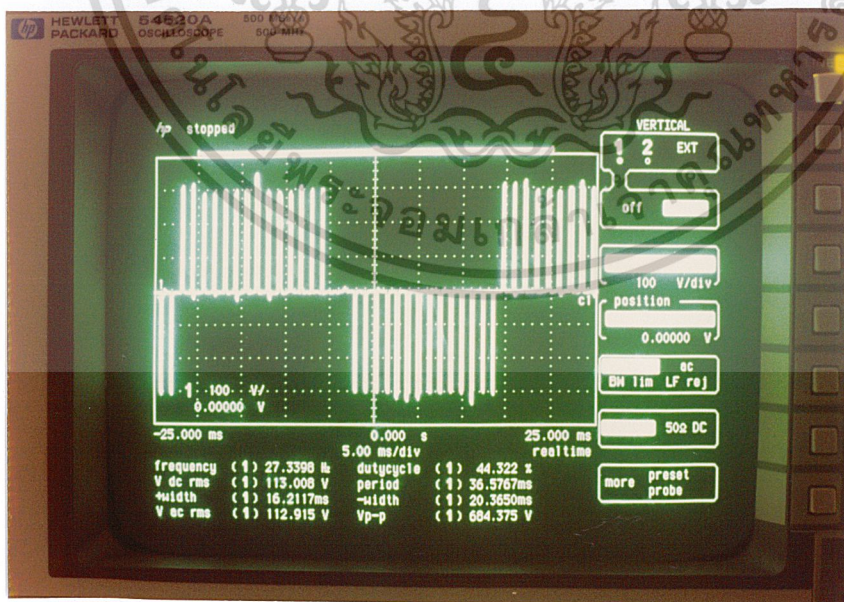


รูปที่ 5.18 แสดงรูปคลื่นแรงดันต่อเฟสที่ความถี่ 50 Hz ขณะ มี LOAD 0.5 Kg

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

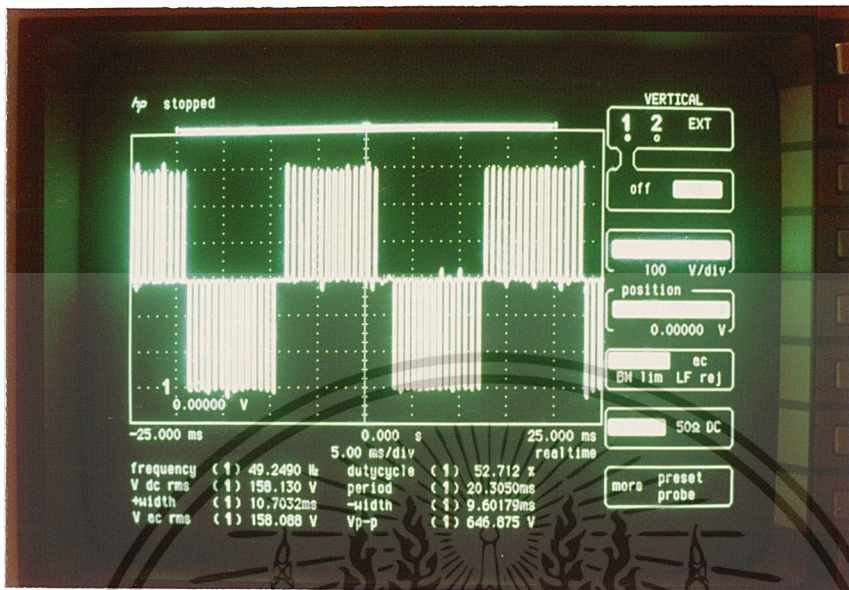


รูปที่ 5.19 แสดงรูปคลื่นแรงดันต่อเฟสที่ความถี่ 85 Hz ขณะ มี LOAD 0.5 Kg



รูปที่ 5.20 แสดงรูปคลื่นแรงดันต่อเฟสที่ความถี่ 20 Hz ขณะ มี LOAD 1 Kg

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.21 แสดงรูปคลื่นแรงดันต่อเฟสที่ความถี่ 50 Hz ขณะ มี LOAD 1 Kg



รูปที่ 5.22 แสดงรูปคลื่นแรงดันต่อเฟสที่ความถี่ 85 Hz ขณะ มี LOAD 1 Kg

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

บทสรุปและวิจารณ์

6.1 บทวิจารณ์

เมื่อได้ทำการศึกษาและทดลองการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส โดยใช้เทคนิคแบบไมโครคอนโทรลเลอร์ จากผลการทดลองที่ได้ค่อนข้างเป็นที่น่าพอใจ ซึ่งให้ผลทางปฏิบัติสอดคล้องกับผลทางทฤษฎีที่ได้จากการวิเคราะห์ คุณสมบัติต่างๆที่ได้จากการทดสอบอินเวอร์เตอร์นี้สามารถยืนยันได้ว่าเทคนิคนี้เหมาะสมที่จะนำไปใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

จากการที่ใช้การทำงานแบบไมโครโปรเซสเซอร์ ทำให้สัญญาณต่างๆที่สร้างขึ้น เพื่อไปควบคุมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นั้นค่อนข้างที่จะมีความถูกต้องและแน่นอนกว่าเมื่อเทียบกับระบบที่สร้างขึ้นจากวงจรรอนาล็อก ทำให้การควบคุมหรือการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ต่างๆ สามารถทำได้ง่ายและแน่นอนกว่าด้วย

ปัญหาต่างๆที่มักจะเกิดขึ้นในระบบก็คือ การเกิดฮาร์โมนิกส์ของสัญญาณต่างๆ ซึ่งการเกิดฮาร์โมนิกส์นั้น ถ้าหากเกิดขึ้นในขนาดค่าๆแล้วก็จะยอมรับได้ แต่ถ้าเกิดขึ้นในขนาดที่มากจะทำให้ประสิทธิภาพในการขับเคลื่อนมอเตอร์ลดต่ำลง ซึ่งจากเทคนิคการสร้างสัญญาณแบบอะแด็ปทีฟพีดีบีบลิวเอ็มที่ใช้ในระบบนี้ เมื่อทำการตรวจจับฮาร์โมนิกส์ด้วยสเป็คตรัมอนาไลเซอร์ พบว่าฮาร์โมนิกส์อันดับค่าน้อยมาก เมื่อขับเคลื่อนมอเตอร์ที่ความถี่สูงๆ

ในการทดสอบมอเตอร์จะเห็นว่าค่าที่เราวัดได้นั้น ไม่ใช่ค่าจริงที่ออกมาจากอินเวอร์เตอร์ เพราะว่ามีเตอร์จะวัดค่าเป็น r.m.s ของรูปคลื่นหลัก(Fundamental)ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของรูปคลื่นทั้งหมดเท่านั้นการทดลองนี้จึงนำเอา สเตอร์เรจสโคปมาจับสัญญาณเพื่อนำมาเปรียบเทียบกับ จากผลการทดลองจะเห็นว่ามีความแตกต่างกัน

6.2 บทสรุป

จากการศึกษาถึง โครงสร้างและคุณสมบัติของการควบคุมมอเตอร์ โดยใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบอะแด็ปทีฟพีดีบีบลิวเอ็ม เพื่อนำมาใช้กับอินเวอร์เตอร์ชนิดโวลท์เดจเซอร์ส ซึ่งในขั้นแรกของการศึกษาได้ทำการศึกษาเกี่ยวกับทฤษฎีของการสร้างสัญญาณพีดีบีบลิวเอ็มชนิดอะแด็ปทีฟพีดีบีบลิวเอ็มโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ หลังจากนั้นได้ทำการศึกษาถึงวงจรกำลังที่ใช้ในการขับสัญญาณเพื่อนำไปขับให้แก่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

โดยในการศึกษาระบบต่างๆพอจะสรุปได้ดังนี้

1. ทำให้ทราบถึงคุณสมบัติของมอเตอร์เหนี่ยวนำและลักษณะการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ ซึ่งควบคุมได้โดยการปรับความถี่ของสัญญาณขาอินพุตที่ป้อนให้กับมอเตอร์ โดยใช้หลักการของแรงดันต่อความถี่ในการควบคุม

2. ได้ศึกษาถึงการปรับความถี่ของสัญญาณขาอินพุตที่ป้อนให้กับมอเตอร์ โดยการเปลี่ยนความถี่สามารถสร้างได้จากการสวิทช์ซึ่งของทรานซิสเตอร์และการที่ทรานซิสเตอร์สามารถสวิทช์ซึ่งได้ เกิดจากการป้อนสัญญาณพีคดับลิวิตีให้กับทรานซิสเตอร์

3. ได้ศึกษาถึงหลักการสร้างสัญญาณพีคดับลิวิตี โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ในการสร้างสัญญาณ ซึ่งทำหน้าที่สร้างสัญญาณขาอินพุตและสัญญาณสามเหลี่ยม โดยเก็บข้อมูลไว้ในตัวเก็บโปรแกรม เพื่อทำให้เกิดสัญญาณพีคดับลิวิตีต่อไป และจะนำสัญญาณพีคดับลิวิตีนี้ไปป้อนให้แก่ทรานซิสเตอร์ เพื่อให้เกิดการสวิทช์ซึ่งดังกล่าวข้างต้นนั่นเอง

4. สำหรับการเปลี่ยนขนาดแรงดันของสัญญาณขาอินพุตอ้างอิง จะมีผลต่อจำนวนพัลส์ของการสวิทช์ซึ่ง โดยเมื่อขนาดแรงดันสูงขึ้นจะทำให้จำนวนพัลส์น้อยลง ซึ่งก็เป็นวิธีที่สามารถควบคุมความเร็วได้ชนิดหนึ่ง แต่สำหรับชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำของโครงงานนี้จะทำการเปลี่ยนความเร็ว โดยการปรับเปลี่ยนความถี่ ซึ่งจะทำให้จำนวนพัลส์ของการสวิทช์ซึ่งเปลี่ยนไปพร้อมๆกับการเปลี่ยนแปลงความถี่ และจากการที่จำนวนพัลส์ของการสวิทช์ซึ่งเปลี่ยนไปเป็นผลให้ความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำเปลี่ยนแปลงได้ตามที่ต้องการ ซึ่งจะเห็นว่าการควบคุมความเร็วจะเป็นไปลักษณะที่อัตราส่วนระหว่างแรงดันต่อความถี่ที่มีค่าคงที่

5. จากการควบคุมความเร็วมอเตอร์ชนิดที่ใช้สัญญาณมือคูลูเลทชนิดพีคดับลิวิตีจะมีลักษณะที่ไม่ทำให้เกิดสภาวะโอเวอร์มือคูลูเลท ซึ่งจะทำให้ช่วงที่ทอร์คมีการเปลี่ยนแปลงโดยจะเปลี่ยนจากช่วงที่ทอร์คมีค่าคงที่แล้วค่อยๆลดลงอย่างต่อเนื่อง เป็นผลทำให้ไม่เกิดการกระเพื่อมของทอร์ค ซึ่งเป็นข้อดีของการควบคุมแบบอะแด็ปทีฟพีคดับลิวิตี

สำหรับชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบอะแด็ปทีฟพีคดับลิวิตี จะพบว่า มีคุณสมบัติเหมาะสมที่จะนำไปควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ และสามารถที่จะพัฒนาให้มีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้นได้ง่าย ซึ่งทำให้การควบคุมความเร็วมอเตอร์ชนิดนี้มีการใช้งานอย่างแพร่หลายต่อไปในอนาคต

ภาคผนวก ก.

โปรแกรมหลักในการใช้งาน

```
ORG 8100

MOV DPTR, #0FC03H
MOV A, #82H
MOVX @DPTR, A
MOV R7, #00H
MOV R6, #04H
MOV DPTR, #8201H
LOOP1 : MOV A, #00H
        MOVC A, @A+DPTR
        XCH A, R7
        ANL A, R7
        PUSH 82H
        MOV DPTR, #0FC00H
        MOVX @DPTR, A
        MOV A, R7
        MOVX @DPTR, A
        POP 83H
        POP 82H
        INC DPTR
        MOV A, #00H
        MOVC A, @A+DPTR
LOOP2 : DEC A
        JNZ LOOP2
        DJNZ R6, NEW
LOOP3 : MOV R6, #04H
        PUSH 82H
        PUSH 83H
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
MOV    DPTR, #0FC01H
MOVX   A, @DPTR
POP    83H
POP    82H
LOOP4 : DEC    A
        JNZ    LOOP4
NEW    : INC    DPTR
        MOV    A, 82H
        CJNE  A, #0F1, RETURN
        LJMP  RESET
RESET  : MOV    DPTR, #8201H
RETURN : LJMP  LOOP1
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข.

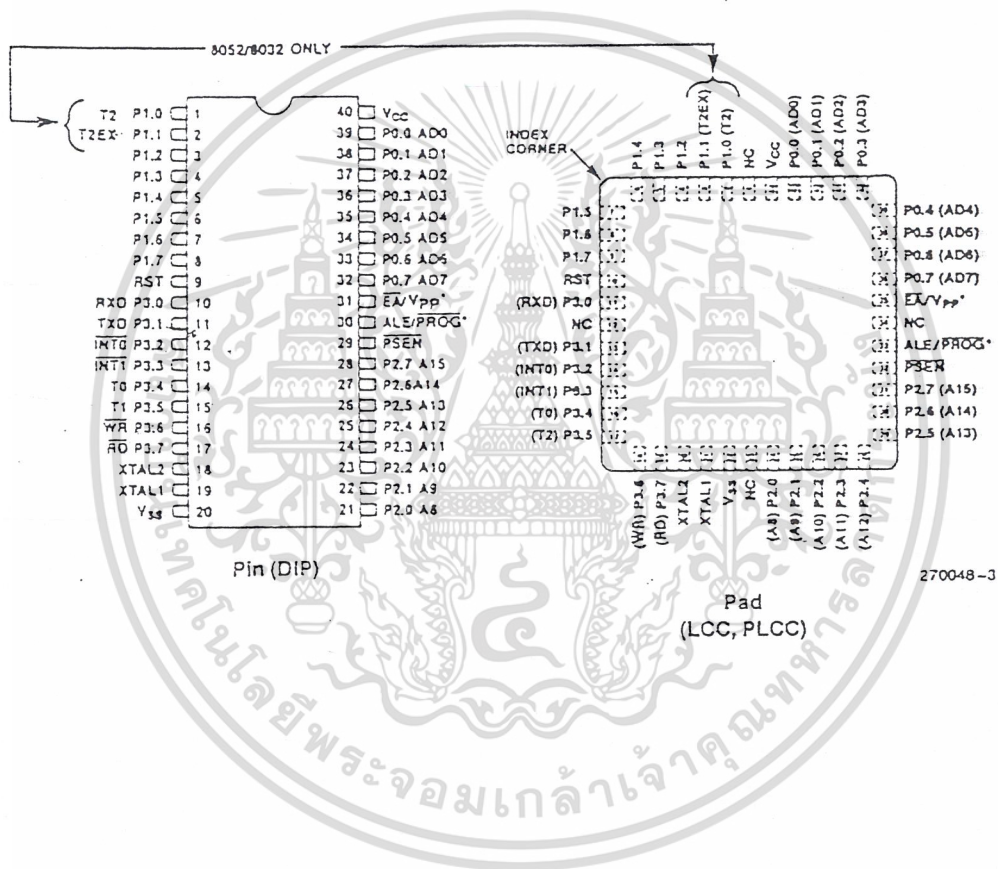
ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับไมโครโปรเซสเซอร์ 8031

ลักษณะทั่วไปของไมโครโปรเซสเซอร์

ไมโครโปรเซสเซอร์ 8031 เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 ซึ่งไม่มีหน่วยความจำชนิดรอม (ROM) อยู่บนชิพเดียวกัน ซึ่งลักษณะของไมโครโปรเซสเซอร์ 8031 จะประกอบด้วยลักษณะต่างๆ คือ

1. ใช้เทคโนโลยี HMOS ในการสร้าง ทำงานด้วยแหล่งจ่ายไฟขนาด 5 โวลท์
2. ซีพียู มีขนาด 8 บิต
3. มีวงจรรอสซิทเลเตอร์บนชิพ
4. ชุดแบงก์ (BANK) รีจิสเตอร์มีอยู่ 4 ชุด โดยในแต่ละชุดมี 8 รีจิสเตอร์
5. มีไทม์เมอร์คาน์เตอร์ ขนาด 16 บิต 2 ตัว
6. พอร์ตไอโอขนาน 2 ทิศทาง (Bidirectional I/O Port) จำนวน 32 เส้น และใช้ 16 เส้นในการอ้างอิงแอดเดรสและการเข้าถึงข้อมูล
7. พอร์ตอนุกรมสามารถที่จะ โปรแกรมการรับส่งแบบ Full Duplex ที่ความเร็วสูง
8. ในหนึ่งวัฏจักรคำสั่งจะใช้เวลา 1 ไมโครวินาที ด้วยการใช้คริสตอล 12 เมกกะเฮิรตซ์ ดังนั้น หนึ่งวัฏจักรคำสั่งจะใช้เวลา 1 ไมโครวินาที
9. สามารถแอดเดรสข้อมูลภายนอกได้ 64 กิโลไบต์
10. สามารถแอดเดรสโปรแกรมภายนอกได้ 64 กิโลไบต์
11. มีซอฟต์แวร์แฟลคสำหรับผู้ใช้ที่จะกำหนดเองได้ถึง 128 ตำแหน่งบิต
12. โครงสร้างอินเตอร์รัพท์ทำได้ 5 แห่ง พร้อมการจัดลำดับไฟโอริตี (Priority) ได้ 2 ระดับ
13. ตัวไมโครโปรเซสเซอร์สามารถใช้งานแบบบูลีน (Boolean) สำหรับการใช้งานควบคุม
14. มีคำสั่งคูณและหาร ทำได้ภายในเวลา 4 ไมโครวินาที
15. ตัวเลขทางคณิตศาสตร์ใช้ได้ทั้งแบบไบนารี (Binary) และแบบเดซิมีอล (Decimal)
16. การใช้พื้นที่สแต็ก (Stack) สำหรับ โปรแกรมย่อยต่างๆทำได้กว้างขึ้น
17. ชุดคำสั่งของ MCS-51 มีถึง 256 คำสั่ง

การจัดขาภายนอกของไมโครโปรเซสเซอร์



รูปการจัดขาภายนอกของไมโครโปรเซสเซอร์ 8031

จากรูปการจัดขาตามลักษณะภายนอกของไมโครโปรเซสเซอร์ 8031 ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้
คือ

- ขา Vss ขาที่ 20 เป็นขาสำหรับต่อลงกราวด์
- ขา Vcc ขาที่ 40 เป็นขาสำหรับต่อไฟเลี้ยงซีดีขนาด 5 โวลต์
- ขาพอร์ต 0 (PO.0-PO.7 หรือ ADO-AD7) ขาที่ 32-39 เป็นพอร์ตไอโอ 8 บิต แบบ

Open Drain Bidirectional สามารถที่จะรับโหลดที่ที่แอตได้ 8 คิว การเขียนค่า 1 ไปที่พอร์ตนี้จะ
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นการลอย (Float) ขาของพอร์ตนี้ทำให้ทำงานเป็นขาอินพุท มีสถานะอิมพีแดนซ์สูง การให้พอร์ตนี้ทำงานแบบ ไอ โอ พอร์ตนี้จะทำงานแบบมัลติเพล็กซ์ด้วยสัญญาณแอดแควสไบท์ค่ากับบัสข้อมูล สำหรับการนำพอร์ตนี้ทำงานกับหน่วยความจำภายนอกจะใช้ลักษณะภายในเป็นคีย์ อั พ (Pull Up) นอกจากนี้พอร์ต 0 ยังสามารถใช้งานเป็นตัวส่งข้อมูลออก

■ ขาพอร์ต 1 (P1.0-P1.7) ขาที่ 1-8 เป็นพอร์ต ไอ โอ 8 บิต บิตเหมือนกับพอร์ต 0 พร้อมด้วยการพูลอัพภายใน ถ้าพอร์ตนี้ทำงานเป็นพอร์ตเอาต์พุทบัฟเฟอร์สามารถขับโหลดที่ที่แอลตระกูลแอลเอสได้ 4 ตัว เมื่อพอร์ตนี้ถูกโปรแกรมเขียนค่า 1 ก็จะมีสถานะสูงด้วยการพูลอัพภายใน และเป็นการอินิเชียล (Initial) ให้ทำงานเป็นอินพุท ขณะที่ทำงานเป็นอินพุทการให้สัญญาณลงค่าจะเป็นการจ่ายกระแสออกเนื่องจากการพูลอัพภายใน

■ ขาพอร์ต 2 (P2.0-2.7) ขาที่ 21-28 เป็นพอร์ต ไอ โอ 8 บิต เหมือนพอร์ต 0 พอร์ตนี้ทำหน้าที่เป็นบัฟเฟอร์เอาต์พุทสามารถจ่ายโหลดที่ที่แอลตระกูลแอลเอสได้ 4 ตัว พอร์ตนี้จะถูกใช้งานเป็นตัวส่งแอดแควสไบท์ด้วยเมื่อใช้งานร่วมกับหน่วยความจำภายนอก เพื่อใช้งานให้ได้แอดแควสสูงถึง 16 บิต การทำงานแบบนี้จะมีการพูลอัพภายในที่ช่วยให้การส่งค่า 1 ที่แน่นอน

■ ขาพอร์ต 3 (P3.0-3.7) เป็น ไอ โอ พอร์ต 8 บิต แบบพูลอัพภายใน นอกจากสามารถรับโหลดที่ที่แอลได้ 4 ตัวแล้ว พอร์ตนี้ยังสามารถใช้งานเป็นพิเศษ คือ

ขาพอร์ต	ขา	การทำงานตามฟังก์ชัน
P3.0	10	RxD พอร์ตอนุกรมอินพุท
P3.1	11	7xD พอร์ตอนุกรมเอาต์พุท
P3.2	12	II 70 อินเทอร์รัพภายนอกตัวที่ 1
P3.3	13	II 71 อินเทอร์รัพภายนอกตัวที่ 2
P3.4	14	70 สัญญาณกระตุ้นเร้าเข้าสำหรับตัวเวลาและตัวนับ 0

เมื่อต้องการทำงานตามฟังก์ชันข้างบนแล้วจะต้องทำการ โปรแกรมส่งค่า 1 ไปเลขที่ไว้ที่ขาข้างนั้นๆก่อน

■ ขา RS7 ขาที่ 9 เป็นขารีเซ็ตการทำงานของระบบ เมื่อต้องการรีเซ็ตการทำงานของระบบจะต้องคงสถานะสูงเป็นเวลานานอย่างน้อยสองวัฏจักรระหว่างที่ออสซิลเลเตอร์ทำงาน โดยจะทำการต่อพุดควาร์ต (8.2 กิโลโอมห์) RS7 ลงกราวด์ และเมื่อต้องการให้ชิพ รีเซ็ตอัตโนมัติขณะเปิดไฟ จะใช้คาปาซิเตอร์ (10 ไมโครฟารัด) ต่อคร่อมระหว่าง ขา RS7 กับขา Vcc

■ ขา ALE/PROG ขาที่ 30 เป็นขาแอดแควสแลทซ์อินาเบิล โดยจะทำการส่งพัลส์ออกไปสำหรับเลขค่าแอดแควสไบท์ค่าจากพอร์ต 0 ในขณะที่ทำการเข้าถึงข้อมูลของหน่วยความจำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภายนอก ALE จะส่งสัญญาณนาฬิกาออกมาในอัตราความถี่ที่ $1/8$ ของความถี่ออสซิลเลเตอร์ตลอดเวลาถึงแม้จะไม่มี การเข้าถึงข้อมูลหน่วยความจำภายนอก ความถี่ของสัญญาณนาฬิกา นี้จะช้าลงไปหนึ่งเท่า ขณะมี การทำงานแบบเข้าถึงหน่วยความจำข้อมูล

■ ขา PSEN ขาที่ 29 เป็นขา Program Storage Enable เป็นสไตรพอ่านข้อมูลจากโปรแกรมหน่วยความจำภายนอก เมื่อมี การทำงานด้วยโปรแกรมภายนอก แต่เมื่อมี การทำงานด้วยโปรแกรมภายในแล้ว ขา PSEN จะไม่มีสัญญาณพัลส์ออกมา

■ ขา EA/Vpp ขาที่ 31 ขานี้เมื่อมีสถานะสูงแล้วซีพียูในชิพจะทำงานด้วยโปรแกรมที่อยู่ในหน่วยความจำภายใน (ความยาวของโปรแกรมต้องไม่เกิน 4 กิโลไบต์) เมื่อต้องการให้ซีพียูทำงานตามโปรแกรมของหน่วยความจำภายนอก (โปรแกรมสามารถขยายได้ถึง 64 กิโลไบต์) จะต้องทำให้ขา EA มีสถานะต่ำ สำหรับไมโครโปรเซสเซอร์ 8031 นี้ ขา EA จะต้องต่อลงกราวด์ด้วยถึงแม้จะไม่มี ROM ภายในก็ตาม

■ ขา XTAL1 ขาที่ 19 ใช้เป็นตัวอินพุตเข้าสู่ออสซิลเลเตอร์ขยายแบบ Invert

■ ขา XTAL2 ขาที่ 1 ใช้เป็นตัวเอาต์พุตจากออสซิลเลเตอร์ขยายแบบ Invert

รีจิสเตอร์ที่สำคัญในไมโครโปรเซสเซอร์

การทำงานที่สำคัญอย่างหนึ่งของ MCS-51 คือ สามารถทำงานได้ทั้งขนาดข้อมูล 8 บิต หรือ 1 บิต ซึ่งการใช้งานในขนาด 1 บิต เช่น การเซ็ท เคลียร์ กลับค่า การเคลื่อนย้าย ทดสอบ หรือ ใช้คำนวณทางตรรก ซึ่งการทำงานในลักษณะนี้สามารถนำมาใช้ในงานควบคุมที่มีการคิดและ ออกแบบสัญญาณเข้า/ออกทางตรรก ซึ่งไมโครโปรเซสเซอร์โดยทั่วไปแล้วจะทำได้ค่อนข้างลำบาก ดังนั้น การทำงานในลักษณะนี้จึงได้ชื่ออีกอย่างหนึ่งว่า Boolean Processor ภายใน MCS-51 ประกอบไปด้วยส่วนต่างๆดังนี้

1. แอคคิวมิวเลเตอร์ (Accumulator : ACC)

แอกคิวมิวเลเตอร์ใน MCS-51 จะใช้ขนาด 8 บิตเช่นเดียวกับใน MCS-48 คำสั่งส่วนใหญ่จะอ้างอิงถึงรีจิสเตอร์ตัวนี้ โดยจะถือเป็นตัวตั้งหรือตัวรับผลลัพธ์ทางคณิตศาสตร์ เช่น การบวก ลบ คูณ หรือหาร เข้ามาเก็บไว้ นอกจากนี้ ตัว ACC ยังใช้เป็นตัวกระทำหรือถูกกระทำในทางตรรก หรือใช้ในการถ่ายเทข้อมูลที่ติดต่อกับอุปกรณ์ไอโอภายนอกหรือหน่วยความจำภายนอก รวมทั้งการตรวจสอบตารางข้อมูล

2. รีจิสเตอร์ B

รีจิสเตอร์พิเศษที่ใช้ในคำสั่งของการคูณ และหาร โดยจะใช้เป็นตัวคูณหรือตัวหาร และยังใช้เป็นตัวเก็บผลลัพธ์ตัวที่สองของการคูณหรือการหารด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. Program Status Word (PSW)

รีจิสเตอร์ PSW นี้เป็นรีจิสเตอร์ที่แสดงผลที่ได้หลังจากการใช้คำสั่งต่างๆ และยังใช้เป็นตัวเลือกกลุ่มการทำงานของรีจิสเตอร์กลุ่มต่างๆ โดยมีรายละเอียดดังนี้

(0 SB)

(LSB)

CY	AC	FO	RS1	RS0	OV	-	P
----	----	----	-----	-----	----	---	---

สัญลักษณ์	ตำแหน่ง	ข้อกำหนดการทำงาน
CY	PSW 7	แฟลกตัวทศจะเซ็ท/เคลียร์ด้วยฮาร์ดแวร์หรือซอฟต์แวร์ระหว่างการใช้คำสั่งทางคณิตศาสตร์หรือตรรกศาสตร์ที่แน่นอน
AC	PSW 6	แฟลกตัวทศของ Auxiliary จะเซ็ท/เคลียร์ด้วยฮาร์ดแวร์
ระหว่าง		การบวกและลบที่แสดงผลจากการทดหรือการยืมจากบิตที่ 3
สัญลักษณ์	ตำแหน่ง	ข้อกำหนดการทำงาน
FO	PSW 5	แฟลก 0 จะเซ็ท/เคลียร์ด้วยซอฟต์แวร์ที่ผู้ใช้กำหนดสถานะ
แฟลก		นี้เอง
RS1	PSW 4	รีจิสเตอร์ตัวควบคุมการเลือกแบงค์ด้วยค่า RS1 และ RS0 จะ
RS 0	PSW 0	เซ็ท/เคลียร์ด้วยซอฟต์แวร์ เพื่อเลือกกลุ่มรีจิสเตอร์ทำงานที่ใช้ทำงานในแต่ละแบงค์ โดยการเลือกค่า RS 1 และ RS 0 ดังต่อไปนี้

RS 1	RS 0	เลือกแบงค์	ค่าแอดเดรส
0	0	0	00H - 07H
0	1	1	08H - 0FH
1	0	2	10H - 17H
1	1	3	18H - 1FH

OV	PSW 2	แฟลก Overflow จะเซ็ท/เคลียร์ด้วยฮาร์ดแวร์ระหว่างการใช้คำสั่ง
ซึ่ง		ที่แสดงผลถึงการเกิดลักษณะ Overflow
	PSW 1	บิตสำรอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

P ซึ่ง ตัว	PSW 0	แฟล็กพาริตีจะเซ็ท/เคลียร์ด้วยฮาร์ดแวร์ในแต่ละวัฏจักรคำสั่ง จะแสดงถึงตัวเลขค่า 1 ในแต่ละบิตของ ACC เช่น ามี 1 อยู่ 6 จะเป็นพาริตีคู่ P บิตจะเท่ากับ 0
หมายเหตุ		<ol style="list-style-type: none"> 1. การเซ็ท/เคลียร์บิตด้วยฮาร์ดแวร์ หมายถึง ค่าบิตในรีจิสเตอร์จะเกิดเซ็ทตัวเอง เนื่องจากผลของความหมายของการทำงานตามคำสั่งของบิตนั้น เช่น 71 จะ เซ็ทตัวเองด้วยฮาร์ดแวร์เมื่อการส่งข้อมูลสิ้นสุดถึง Stop บิตแล้ว ซึ่งจะ ช่วยให้สามารถตรวจสอบได้ว่าการส่งข้อมูลครั้งละ ไบท์นั้นสิ้นสุดหรือยัง ถ้ายังก็ทำการรอต่อไบนารี การนี้ที่มีการคำนวณแล้วผลลัพธ์เกิด Overflow ใน PSW ก็เซ็ทตัวเองที่บิต OV 2. การเซ็ท/เคลียร์บิตด้วยซอฟต์แวร์ หมายถึงการใช้คำสั่งในการเซ็ท/เคลียร์ใน แต่ละบิตของรีจิสเตอร์ 4. ตัวชี้สแต็ก (Stack Pointer : SP) 0 CS-51 สามารถใช้สแต็กมีเนื้อที่ถึง 128 ไบท์ โดยปกติโปรแกรมทั่วไปจะใช้เนื้อที่ น้อยกว่านี้ SP จะเริ่มใช้งานตำแหน่งที่ 07H ดังนั้นจึงเริ่มบรรจุข้อมูลค่าแ่งที่ 08H และ 0 CS-51 สามารถที่เปลี่ยนแปลงค่าใน SP โดยจะเปลี่ยน ไปยังที่ใดภายใน RA0 ก็ได้ สำหรับการเปลี่ยน แปลงของ SP เมื่อมีการทำงาน เช่น การเชื่อมต่อระหว่าง โปรแกรมหลัก การผ่านพารามิเตอร์ ระหว่างงานในแต่ละส่วนของโปรแกรม การใช้สแต็กเก็บตัวแปรข้อมูลชั่วคราว การเก็บสถานะ ระหว่างการอินเทอร์รัพ SP ที่ใช้จะมีขนาด 8 บิต ซึ่งเมื่อมีการทำงานดังกล่าว SP จะเพิ่มค่าขึ้น โดยอัตโนมัติก่อนที่จะนำข้อมูลมาเก็บไว้ในหน่วยความจำระหว่างการใช้คำสั่ง CALL หรือ PUSH และจะทำการลดค่าของ SP ลงหลังจากถ่ายเทข้อมูลไปแล้วในคำสั่ง RE7UR1 หรือ POP 5. ตัวชี้ข้อมูล (Data Pointer : DP7R) DP7R เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 16 บิต ประกอบไปด้วย ไบท์สูง (DPH) และ ไบท์ต่ำ (DPL) โดยสามารถเลือกแบ่งเป็นรีจิสเตอร์ที่ใช้ได้อย่างอิสระ 8 บิตหรือจะใช้รวมกันทั้ง 16 บิต เพื่อเป็นประโยชน์สำหรับคำสั่งเกี่ยวกับตารางข้อมูลและชี้ตำแหน่งแอดเดรสของข้อมูลหน่วย ความจำภายนอก โดยใช้เป็นแอดเดรสฐานของรีจิสเตอร์ในการกระโดดโดยอ้อม 6. พอร์ต 0 ถึง 3 รีจิสเตอร์ P0, P1, P2, P3 เป็นกลุ่มรีจิสเตอร์ฟังก์ชันพิเศษ (Special Function Register : SFR) จะทำหน้าที่เป็นตัวเลขค่าของพอร์ต 0, 1, 2, 3 ตามลำดับ 7. บัฟเฟอร์ข้อมูลอนุกรม (Serial Data Buffer : SBUF)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

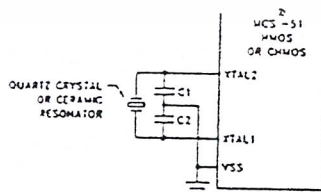
บัฟเฟอร์ข้อมูลอนุกรมจะแบ่งออกเป็น 2 รีจิสเตอร์ โดยตัวหนึ่งจะเป็นบัฟเฟอร์ตัวส่งและอีกตัวหนึ่งเป็นบัฟเฟอร์ตัวรับ เมื่อมีการถ่ายเทข้อมูลเข้า SBUF แล้ว ข้อมูลก็จะถูกส่งเข้าบัฟเฟอร์ตัวส่ง ซึ่งจะเป็นตัวจัดการส่งข้อมูลอนุกรม การเคลื่อนย้ายข้อมูลเข้า SBUF จะเริ่มทำงานเมื่อมีการย้ายข้อมูลออกจาก SBUF แล้ว ข้อมูลที่ต้องการรับจะถูกเคลื่อนย้ายเข้าไปยังบัฟเฟอร์ตัวรับ

8. รีจิสเตอร์ควบคุม

รีจิสเตอร์กลุ่ม SBR พวก IP, IE, 70 OD, 7COI, SCOI และ PCOI จะประกอบด้วยบิตที่ใช้ในการควบคุม และแสดงสถานะการใช้งานในระบบการอินเทอร์รัพ ตัวตั้งเวลา/ตัวนับ และพอร์ตอนุกรม

ออสซิลเลเตอร์

วงจรออสซิลเลเตอร์ที่อยู่ในไมโครโปรเซสเซอร์แบบ H0 OS จะเป็นวงจรแบบ Single Linear Inverter ตามรูปโดยใช้คริสตอลเป็นออสซิลเลเตอร์แบบรีแอคทีฟบวก วงจรออสซิลเลเตอร์แบบนี้ คริสตอลที่ใช้จะมีความถี่ที่โหมด Fundamental โดยทำหน้าที่เสมือนเป็นอินดักแตนซ์ ในวงจรจะมีคาปาซิเตอร์ภายนอกต่อขนานกับคริสตอล การเลือกใช้ค่าของคริสตอลและคาปาซิเตอร์ C_1 และ C_2 จะมีความยืดหยุ่นมากโดยปกติจะใช้ค่าคาปาซิเตอร์ประมาณ 30 ไมโครฟารัด เมื่อใช้กับคริสตอลที่มีคุณภาพดี ส่วนวงจรที่ใช้งานโดย Ceramic Resonator จะใช้คาปาซิเตอร์ค่า ประมาณ 47 ไมโครฟารัด ซึ่งค่าคาปาซิเตอร์จะเปลี่ยนไปขึ้นอยู่กับการใช้ตัว Ceramic Resonator นั้น ๆ การกระตุ้น H0 OS จากสัญญาณนาฬิกาภายนอกสามารถทำได้เช่นกัน โดยป้อนสัญญาณเข้าที่ขา X7AL2 และต่อขา X7AL1 ลงกราวด์ และสัญญาณที่นำเข้าควรทำการ พูลอัพโดยใช้ความต้านทาน เพราะ X7AL2 ต้องการได้ระดับสัญญาณที่ที่แอด



รูปต่อวงจรออสซิลเลเตอร์ภายนอก

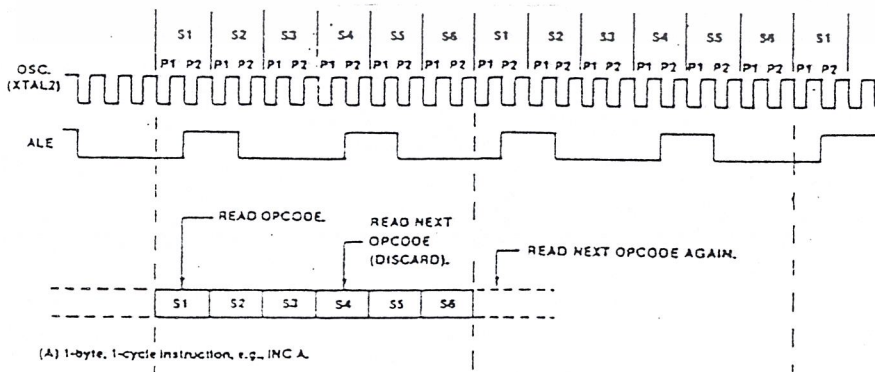
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงจังหวะเวลาซีพียู

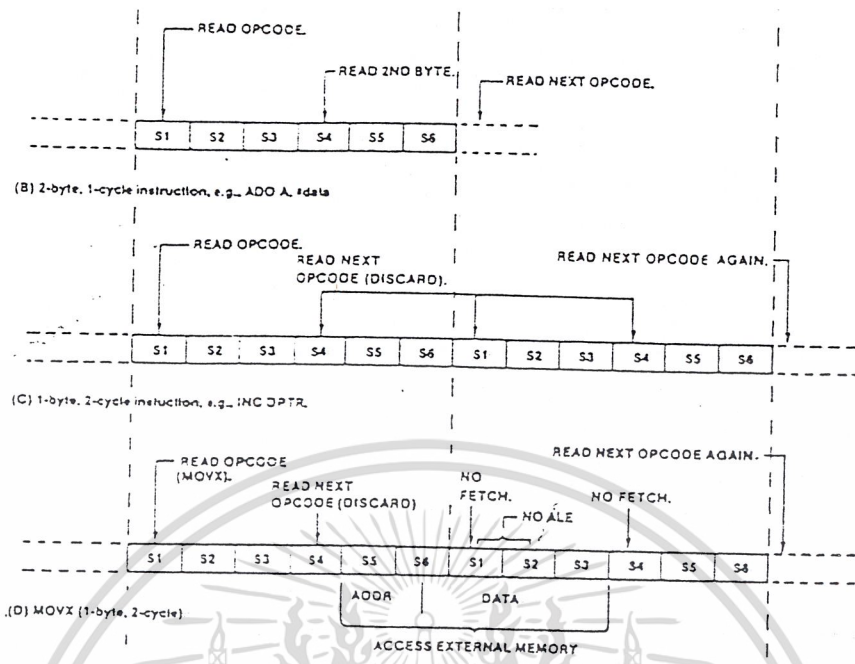
วัฏจักรเมกซีนของ MCS - 51 ประกอบไปด้วย 6 สถานะ โดยแต่ละสถานะจะแบ่งเป็น เฟส 1(P1) และเฟส 2(P2) ดังนั้นในแต่ละวัฏจักรเมกซีนจะประกอบไปด้วย 12 คาบ ของออสซิลเลเตอร์ ถ้ากำหนดให้ S1P1 ให้เป็นสถานะที่ 1 เฟสที่ 1 แล้ว ก็จะได้ S6P2 เป็นสถานะที่ 6 เฟสที่ 2 ซึ่งเป็นสถานะสุดท้ายและเฟสสุดท้ายของวัฏจักรเมกซีน โดยปกติการทำงานแบบคณิตศาสตร์ และแบบตรรกศาสตร์ จะทำงานในช่วงเฟสที่ 1 และการถ่ายเทข้อมูลในระหว่างรีจิสเตอร์จะทำในช่วงที่ 2

ตามรูปที่แสดงถึงช่วงเวลาของสัญญาณนาฬิกาที่ใช้ในการเฟตซ์ การทำงานจะอ้างอิงถึงลักษณะภายในเฟส เนื่องจากสัญญาณนาฬิกาภายในนั้นไม่สามารถที่จะควบคุมได้ โดยปกติแล้ว ALE จะแอกทีฟ 2 ครั้ง ในแต่ละวัฏจักรเมกซีน ซึ่งจะเกิดขึ้นระหว่าง S1P2 ถึง S2P1 ครั้งหนึ่ง และระหว่าง S4P2 ถึง S4P1 อีกครั้งหนึ่ง การทำงานของแต่ละวัฏจักรคำสั่งจะเริ่มที่ S1P2 เมื่ออ่านอ็อปโค้ดเข้ามาและเก็บเข้าในรีจิสเตอร์คำสั่ง ถ้ามีคำสั่ง 2 ไบท์แล้ว ไบท์ที่ 2 จะถูกอ่านในช่วง S4 ภายในวัฏจักรเมกซีนเดียวกัน ซึ่งทำให้ยังคงเป็น 1 ไบท์คำสั่ง การเฟตซ์ไบท์ที่ 2 ที่ S4 จะไม่มีผลทำให้ตัวนับโปรแกรม (PC) เพิ่มขึ้นไม่ว่ากรณีใดๆ และการทำงานจะเสร็จสมบูรณ์ที่ปลายของ S5P2 ในรูป A และ B เป็นการแสดงแผนภูมิเวลาสำหรับ 1 ไบท์ใน 1 รอบคำสั่งกับการทำงาน 2 ไบท์ ใน 1 รอบคำสั่ง คำสั่ง MCS - 51 ส่วนใหญ่จะทำงานในช่วง 1 วัฏจักรยกเว้นคำสั่งคูณ (MUL)

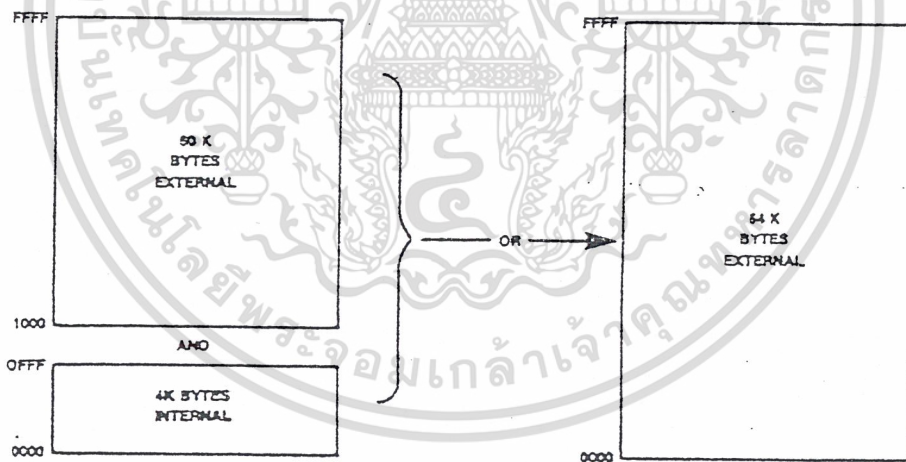
และหาร (DIV) ที่ใช้มากกว่า 2 วัฏจักรในการทำงานซึ่งจะใช้ถึง 4 วัฏจักร ปกติการทำงานของวัฏจักร 2 ไบท์ จะถูกเฟตซ์จากหน่วยความจำโปรแกรมทุกวัฏจักรเมกซีน ยกเว้นคำสั่ง MOVX การเฟตซ์จะถูกสลิป หรือหายไปขณะที่หน่วยความจำข้อมูลภายนอกจะถูกแอกเกรต และสไตรปหรือการกระตุ้นรับเข้าในซีพียู และรูป C และ D เป็นการแสดงแผนภูมิเวลาปกติของคำสั่งประเภท 1 ไบท์ แต่ใช้ 2 วัฏจักรเมกซีน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปช่วงจังหวะเวลาของซีพียู



รูปหน่วยความจำในไมโครโปรเซสเซอร์

โครงสร้างพอร์ตและการทำงาน

พอร์ตใน MCS - 51 มีอยู่ทั้งหมด 4 พอร์ต และเป็นชนิดสองทิศทาง แต่ละพอร์ตจะประกอบไปด้วยเลขที่ที่เป็น P0 ถึง P3 ของ SFR และภายในจะมีตัวขับเอาต์พุตและบัฟเฟอร์อินพุต การทำงานในการเข้าถึงหน่วยความจำภายนอกจะใช้บัฟเฟอร์อินพุตของพอร์ต 0 ตัวขับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอาต์พุตของพอร์ต 0 และพอร์ต 2 โดยที่เอาต์พุตของพอร์ต 0 จะเป็นตัวกำหนดไบต์ลำดับต่ำ และเอาต์พุตของพอร์ต 2 จะเป็นตัวกำหนดไบต์สูงของแอดเดรสหน่วยความจำภายนอก ค่าแอดเดรสและค่าข้อมูลจะถูกมัลติเพลกซ์ด้วยช่วงจังหวะการเฟลทซ์ และการอ่านหรือเขียนทับข้อมูลบางขาของตัวขับเอาต์พุตและบัฟเฟอร์อินพุตของพอร์ต 1 และ 3 สามารถนำไปใช้งานได้หลายฟังก์ชัน (Multifunction) ดังนี้

ขาพอร์ต	การใช้งานตามฟังก์ชัน
P3.0	RxD พอร์ตรับข้อมูลอนุกรม
P3.1	TxD พอร์ตส่งข้อมูลอนุกรม
P3.2	INT0 การใช้อินเทอร์รัพภายนอกตัวที่ 1
P3.3	INT1 การใช้อินเทอร์รัพภายนอกตัวที่ 2
P3.4	T1 Timer/Counter 0 สัญญาณอินพุตภายนอก
P3.5	T1 Timer/Counter 1 สัญญาณอินพุตภายนอก
P3.6	WR สไตรปการเขียนหน่วยความจำภายนอก
P3.7	RD สไตรปการอ่านหน่วยความจำภายนอก

เมื่อต้องการทำงานตามฟังก์ชันข้างบน จะต้องทำการโปรแกรมด้วยการเซ็ตค่า 1 เก็บไว้ในเลทซ์ก่อน

การจัดหน่วยความจำ

MCS - 51 จะแยกแอดเดรสสำหรับหน่วยความจำโปรแกรม และหน่วยความจำข้อมูล โดยที่โปรแกรมหน่วยความจำภายในสามารถขยายได้ถึง 64 กิโลไบต์ สำหรับอีกหน่วยความจำข้อมูลมี 128 ไบต์ และมีหน่วยความจำสำหรับบริจิสเตอร์ฟังก์ชันพิเศษ (SFR) อีก 128 ไบต์ และมีหน่วยความจำภายนอกได้ 64 กิโลไบต์

Program Memory Address Space

หน่วยความจำโปรแกรมทั้งภายในและภายนอกสามารถขยายได้ถึง 64 กิโลไบต์ โดยที่เมื่อ EA มีการต่อไว้ที่ high ไมโครโปรเซสเซอร์จะทำงานจากโปรแกรมภายใน นอกจากนี้มีการเรียกโปรแกรมจากตำแหน่งมากกว่า 0FFFH โดยจะถือว่าตำแหน่ง 1000H ถึง 0FFF จะอยู่นอกเสมอ ถ้า EA มีการต่อไว้ที่ low ไมโครโปรเซสเซอร์จะทำงานจากโปรแกรมภายนอกในการทำงานทั้งสองนี้จะใช้ PC ขนาด 18 บิต สำหรับตำแหน่งของหน่วยความจำ 00H ถึง 23H จะถูกใช้สำหรับโปรแกรมตอบสนองการอินเทอร์รัพต์ ดังตาราง

แหล่งของการอินเทอร์รัพต์	ตำแหน่ง
External Interrupt 0	0003H
Timer 0 Overflow	000BH
External Interrupt 1	0013H
Timer 1 Overflow	001BH
Serial Port	0023H
Timer 2 Overflow	002BH

การเข้าถึงหน่วยความจำภายนอก

การเข้าถึงหน่วยความจำภายนอกมี 2 แบบคือ การเข้าถึงหน่วยความจำโปรแกรมภายนอกกับหน่วยความจำข้อมูล การเข้าถึงหน่วยความจำโปรแกรมภายนอกจะใช้คำสั่งสัญญาณ PSEN (Program Store Enable) แอคทีฟต่ำเป็นสไตรปควบคุมการอ่าน สำหรับการเข้าถึงหน่วยความจำข้อมูลภายนอก จะใช้ RD และ WR แอคทีฟต่ำเป็นสัญญาณสไตรปควบคุมหน่วยความจำในการเฟตซ์โปรแกรมภายนอกจะใช้แอสแอส 16 บิตเสมอ แต่จะสามารถใช้กำหนดเลขที่อยู่ได้ทั้ง 16 บิตแอสแอส หรือ 8 บิตแอสแอส เช่น คำสั่ง MOVX @DPTR ใช้ 16 บิตแอสแอส และคำสั่ง MOVX @Ri จะใช้ 8 บิตแอสแอส เมื่อคำสั่งที่มีการใช้ทั้ง 16 บิตแอสแอสแล้วไบต์สูงของค่าแอสแอสจะส่งออกที่พอร์ตที่ 2 และจะคงสถานะนั้นตลอดในช่วงวัฏจักรการอ่านและการเขียน ระหว่างช่วงเวลานี้ค่าเลขของพอร์ต 2 ใน SFR จะต้องไม่ประกอบด้วยค่า 1 และค่าของข้อมูลใน SFR จะไม่มีการเซ็ และถ้าช่วงวัฏจักรการใช้หน่วยความจำภายนอกไม่มีการเข้าถึงหน่วยความจำข้อมูลในวัฏจักรต่อมา ค่าใน SFR ของพอร์ต 2 จะปรากฏค่าเดิมกลับมาใหม่ในวัฏจักรตัวต่อมา สำหรับคำสั่งที่มีการใช้ 8 บิตแอสแอส ค่าใน SFR ของพอร์ตจะยังคงค่าเดิม

ในกรณีที่ใช้แอดแคเรสไบต์ต่ำเป็นช่วงเวลาในการมัดติเฟลกซ์กับข้อมูลพอร์ต 0 ขา สัญญาณแอดแคเรส/ข้อมูล จะเป็นตัวขับ FE7 ทั้ง 2 ตัวในพอร์ต 0 ให้เป็นบัฟเฟอร์ส่งข้อมูลออก ดังนั้นในการใช้งานพอร์ต 0 จะไม่มีการรับกระแสเข้า จึงไม่จำเป็นต้องมีการพูลอัพจากภายนอก ซึ่งค่าแอดแคเรสจะคงที่ในช่วงขอบขาลง ALE ดังนั้นในวัฏจักรการเขียน ข้อมูลจะถูกเขียนออกไปที่พอร์ต 0 ก่อนที่ WR จะแอดทีฟต่ำ ส่วนวัฏจักรการอ่านข้อมูลจะรับเข้ามาที่พอร์ต 0 ก่อน สไตรปการอ่านจะเกิดขึ้นเล็กน้อย และในระหว่างการเข้าถึงหน่วยความจำภายนอก ตัวซีพียูจะส่งค่า OFFH มาเก็บที่พอร์ต 0 ของ SFR

จะเห็นว่าการใช้งานของหน่วยความจำภายนอกจะขึ้นอยู่กับเมื่อ EA มีการแอดทีฟ และตัวนับโปรแกรม PC มีค่าเป็น OFFFH ไมโครโปรเซสเซอร์รุ่นที่ไม่มี ROO ภายในให้ใช้ค่าแอดทีฟต่ำป้อนที่ขา EA เพื่อกำหนดเฟตซ์โปรแกรมภายนอกที่มีค่ากว่า 4 กิโลไบต์ เมื่อซีพียูทำงานด้วยหน่วยความจำภายนอกด้วยคำสั่ง 8 บิตแอดแคเรสแล้วค่าของพอร์ต 2 ก็จะส่งค่าแอดแคเรสออกมาด้วย จึงทำให้ไม่สามารถใช้งานเป็น ไอโอได้ระหว่างการเฟตซ์โปรแกรมภายนอก และระหว่างการเข้าถึงข้อมูลภายนอก ค่าของพอร์ต 2 ที่ส่งออกมานี้จะส่งทั้ง DPH หรือ SFR ซึ่งขึ้นอยู่กับการใช้คำสั่งแบบใด เช่น คำสั่ง 0 OVX @DP7R จะส่งค่า DPH หรือคำสั่ง 0 OVX @Ri จะส่งค่า SFR สัญญาณควบคุมที่ใช้ในการเข้าถึงหน่วยความจำข้อมูลภายนอก คือ

สัญญาณ PSEI

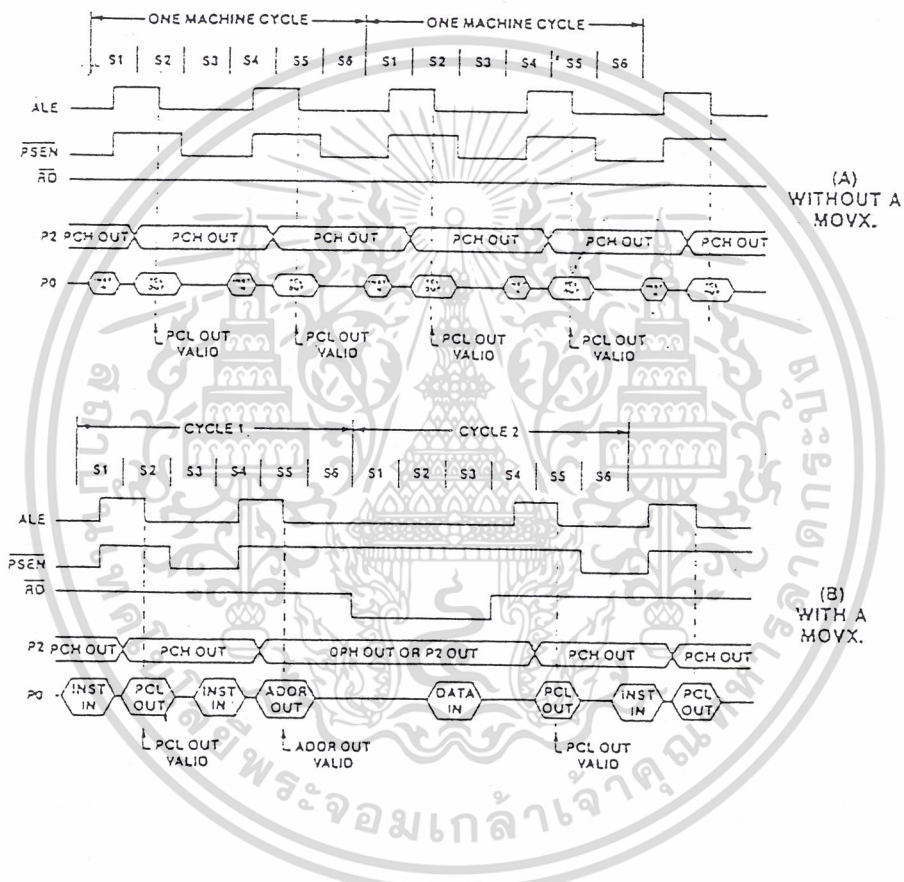
สัญญาณนี้จะใช้ในการเข้าถึงหน่วยความจำข้อมูลภายนอก ซึ่งจะไม่มีการแอดทีฟเมื่อมีการเฟตซ์โปรแกรมภายใน แต่เมื่อมีการเฟตซ์โปรแกรมภายนอกแล้วสัญญาณนี้จะมีการแอดทีฟ 2 ครั้ง ในแต่ละช่วงวัฏจักรการเฟตซ์ ยกเว้นคำสั่ง 0 OVX ช่วงเวลาของสัญญาณ PSEI จะเกิดการ แอดทีฟไม่เหมือนกับช่วงของสัญญาณ RD แอดทีฟ ช่วงวัฏจักรการอ่านที่สมบูรณ์นั้นจะรวมเอาช่วงที่สัญญาณ ALE มีการแอดทีฟ 2 ครั้ง และสัญญาณควบคุม RD ที่เกิดพัลส์ต่ำมารวมด้วยกันซึ่งจะใช้เวลา 12 คาบสัญญาณนาฬิกา ส่วนช่วงเวลาของสัญญาณ PSEI มารวมด้วยกันซึ่งจะใช้เวลา 6 คาบสัญญาณนาฬิกา ลักษณะการทำงานของวัฏจักรการอ่านทั้งสองแบบ แสดงได้ดังรูป

สัญญาณ ALE

หน้าที่หลักของสัญญาณ ALE คือการใช้งานเป็นจังหวะที่แน่นอนในการแลตซ์เอาไบต์ต่ำของแอดแคเรสจาก PO ไปเก็บไว้ที่ภายนอกเพื่อใช้ในการถอดรหัสแอดแคเรสโปรแกรมภายนอก โดยจะให้สัญญาณ ALE มีการแอดทีฟ 2 ครั้งในทุก ๆ วัฏจักรแมชชีน สัญญาณนี้จะเกิดตลอดเวลาถึงแม้จะไม่มีการเฟตซ์จากหน่วยความจำภายนอก ซึ่งสัญญาณนี้จะไม่มีการเกิดพัลส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขึ้นในช่วงระหว่างการเข้าถึงหน่วยความจำภายนอก ตามรูป B จะเห็นว่าพัลส์แรกของ ALE ในวัฏจักรที่ 2 ของคำสั่ง MOVX ขาดหายไปหรือมีเพียงพัลส์เดียวในหนึ่งคำสั่ง ลักษณะพัลส์ของสัญญาณ ALE นี้จะเกิดขึ้นคงที่ในอัตรา 1/6 ของสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ ซึ่งสามารถนำมาใช้เป็นสัญญาณนาฬิกาภายนอกหรือเป็นตัวกำหนดเวลาได้



รูปจังหวะการเข้าถึงหน่วยความจำภายนอก

โครงสร้างทางสถาปัตยกรรม

การจัดโครงสร้างภายในของ MCS-51 จะแบ่งออกเป็นบล็อกๆ ดังรูป ซึ่งเกิดชิพตระกูล MCS-51 นี้จะประกอบด้วย หน่วยประมวลผลศูนย์กลาง หน่วยความจำมี 2 ชนิดคือ แบบ ROM และ EPROM พอร์ตอินพุต/เอาต์พุต และไมโครจีตเตอร์สถานะ และข้อมูล การคิด

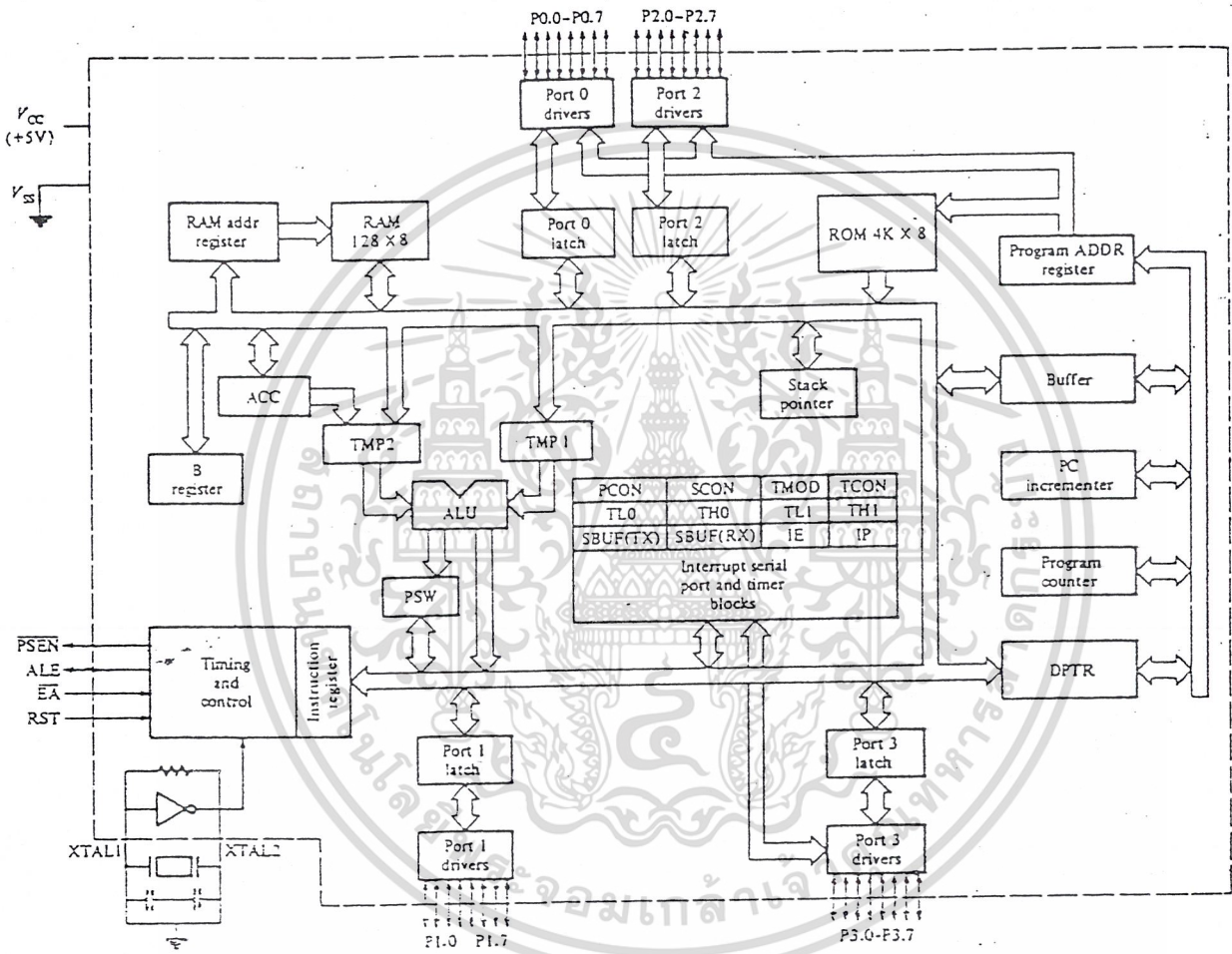
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ติดต่อของส่วนต่างที่กล่าวมานี้จะติดต่อทางบิตข้อมูล 8 บิต นอกจากนี้ยังมีบัฟเฟอร์สำหรับการติดต่อข้อมูลภายนอกผ่านไอโคพอร์ตเมื่อต้องการขยายหน่วยความจำหรือขยายพอร์ตไอโอ

หน่วยประมวลผลศูนย์กลาง หรือซีพียู

ซีพียูนั่นจะถือว่าเป็นมันสมองของระบบไมโครโปรเซสเซอร์ การอ่านโปรแกรม และการทำงานตามคำสั่ง โปรแกรมจะถูกเก็บไว้ในส่วนนี้ โดยการใช้ส่วนคณิตศาสตร์และตรรกศาสตร์ทำงานร่วมกับ รีจิสเตอร์ A, B, PSW, SP, PC, DPTR, ALU (Arithmetic Logic Unit)

ALU จะทำงานในฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ เช่น การบวก ลบ คูณ และหาร ด้วยตัวแปรขนาด 8 บิต รวมทั้งฟังก์ชันทางตรรกศาสตร์ต่าง ๆ เช่น การ AND, OR, XOR และการเลื่อนหรือรอปบิต การเคลียร์ค่า การกลับค่า ฯลฯ ALU ยังสามารถที่จะตัดสินใจให้กระโดดไปทำคำสั่งในโปรแกรมในส่วนอื่น ๆ ตามข้อกำหนดที่สร้างขึ้น การแบ่งรีจิสเตอร์เป็นการชั่วคราวเพื่อใช้เป็นทางผ่านข้อมูลในคำสั่งที่มีการใช้ ALU นอกจากนี้ยังสามารถเพิ่มค่าในรีจิสเตอร์ขึ้นทีละหนึ่ง โดยการบวกด้วยค่าหนึ่ง (Increment) การลดค่าลงทีละหนึ่ง โดยการลบค่าลงทีละหนึ่ง (Decrement) จำนวนเลขที่อยู่ที่จะนำข้อมูลไปเก็บ และการเปรียบเทียบค่าของตัวแปร



รูปสื่อกภายใน ไมโครโปรเซสเซอร์ 8031

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำสั่งใช้งานของชุดไมโครโปรเซสเซอร์

MCS[®]-51 INSTRUCTION SET

Table 10. 8051 Instruction Set Summary

Interrupt Response Time: Refer to Hardware Description Chapter.

Instructions that Affect Flag Settings(1)

Instruction	Flag			Instruction	Flag		
	C	OV	AC		C	OV	AC
ADD	X	X	X	CLR C	0		
ADDC	X	X	X	CPLC	X		
SUBB	X	X	X	ANL C,bit	X		
MUL	0	X		ANL C,/bit	X		
DIV	0	X		ORL C,bit	X		
DA	X			ORL C,bit	X		
RRC	X			MOV C,bit	X		
RLC	X			CJNE	X		
SETB C	1						

(1) Note that operations on SFR byte address 203 or bit addresses 209-215 (i.e., the PSW or bits in the PSW) will also affect flag settings.

Note on instruction set and addressing modes:

Rn — Register R7-R0 of the currently selected Register Bank.

direct — 8-bit internal data location's address. This could be an Internal Data RAM location (0-127) or a SFR [i.e., I/O port, control register, status register, etc. (128-255)].

@Ri — 8-bit internal data RAM location (0-255) addressed indirectly through register R1 or R0.

#data — 8-bit constant included in instruction.

#data 16 — 16-bit constant included in instruction.

addr 16 — 16-bit destination address. Used by LCALL & LJMP. A branch can be anywhere within the 64K-byte Program Memory address space.

addr 11 — 11-bit destination address. Used by ACALL & AJMP. The branch will be within the same 2K-byte page of program memory as the first byte of the following instruction.

rel — Signed (two's complement) 8-bit offset byte. Used by SJMP and all conditional jumps. Range is -128 to +127 bytes relative to first byte of the following instruction.

bit — Direct Addressed bit in Internal Data RAM or Special Function Register.

Mnemonic	Description	Byte	Oscillator Period
ARITHMETIC OPERATIONS			
ADD A,Rn	Add register to Accumulator	1	12
ADD A,direct	Add direct byte to Accumulator	2	12
ADD A,@Ri	Add indirect RAM to Accumulator	1	12
ADD A,#data	Add immediate data to Accumulator	2	12
ADDC A,Rn	Add register to Accumulator with Carry	1	12
ADDC A,direct	Add direct byte to Accumulator with Carry	2	12
ADDC A,@Ri	Add indirect RAM to Accumulator with Carry	1	12
ADDC A,#data	Add immediate data to Acc with Carry	2	12
SUBB A,Rn	Subtract Register from Acc with borrow	1	12
SUBB A,direct	Subtract direct byte from Acc with borrow	2	12
SUBB A,@Ri	Subtract indirect RAM from ACC with borrow	1	12
SUBB A,#data	Subtract immediate data from Acc with borrow	2	12
INC A	Increment Accumulator	1	12
INC Rn	Increment register	1	12
INC direct	Increment direct byte	2	12
INC @Ri	Increment direct RAM	1	12
DEC A	Decrement Accumulator	1	12
DEC Rn	Decrement Register	1	12
DEC direct	Decrement direct byte	2	12
DEC @Ri	Decrement indirect RAM	1	12

Table 10. 8051 Instruction Set Summary (Continued)

Mnemonic	Description	Byte	Oscillator Period
ARITHMETIC OPERATIONS (Continued)			
INC DPTR	Increment Data Pointer	1	24
MUL AB	Multiply A & B	1	48
DIV AB	Divide A by B	1	48
DA A	Decimal Adjust Accumulator	1	12
LOGICAL OPERATIONS			
ANL A,Rn	AND Register to Accumulator	1	12
ANL A,direct	AND direct byte to Accumulator	2	12
ANL A,@Ri	AND indirect RAM to Accumulator	1	12
ANL A,#data	AND immediate data to Accumulator	2	12
ANL direct,A	AND Accumulator to direct byte	2	12
ANL direct,#data	AND immediate data to direct byte	3	24
ORL A,Rn	OR register to Accumulator	1	12
ORL A,direct	OR direct byte to Accumulator	2	12
ORL A,@Ri	OR indirect RAM to Accumulator	1	12
ORL A,#data	OR immediate data to Accumulator	2	12
ORL direct,A	OR Accumulator to direct byte	2	12
ORL direct,#data	OR immediate data to direct byte	3	24
XRL A,Rn	Exclusive-OR register to Accumulator	1	12
XRL A,direct	Exclusive-OR direct byte to Accumulator	2	12
XRL A,@Ri	Exclusive-OR indirect RAM to Accumulator	1	12
XRL A,#data	Exclusive-OR immediate data to Accumulator	2	12
XRL direct,A	Exclusive-OR Accumulator to direct byte	2	12
XRL direct,#data	Exclusive-OR immediate data to direct byte	3	24
CLR A	Clear Accumulator	1	12
CPL A	Complement Accumulator	1	12

Mnemonic	Description	Byte	Oscillator Period
LOGICAL OPERATIONS (Continued)			
RL A	Rotate Accumulator Left	1	12
RLC A	Rotate Accumulator Left through the Carry	1	12
RR A	Rotate Accumulator Right	1	12
RRC A	Rotate Accumulator Right through the Carry	1	12
SWAP A	Swap nibbles within the Accumulator	1	12
DATA TRANSFER			
MOV A,Rn	Move register to Accumulator	1	12
MOV A,direct	Move direct byte to Accumulator	2	12
MOV A,@Ri	Move indirect RAM to Accumulator	1	12
MOV A,#data	Move immediate data to Accumulator	2	12
MOV Rn,A	Move Accumulator to register	1	12
MOV Rn,direct	Move direct byte to register	2	24
MOV Rn,#data	Move immediate data to register	2	12
MOV direct,A	Move Accumulator to direct byte	2	12
MOV direct,Rn	Move register to direct byte	2	24
MOV direct,direct	Move direct byte to direct	3	24
MOV direct,@Ri	Move indirect RAM to direct byte	2	24
MOV direct,#data	Move immediate data to direct byte	3	24
MOV @Ri,A	Move Accumulator to indirect RAM	1	12

All mnemonics copyrighted ©Intel Corporation 1980

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Table 10. 8051 Instruction Set Summary (Continued)

Mnemonic	Description	Byte	Oscillator Period
DATA TRANSFER (Continued)			
MOV @Ri, direct	Move direct byte to indirect RAM	2	24
MOV @Ri, #data	Move immediate data to indirect RAM	2	12
MOV DPTR, #data16	Load Data Pointer with a 16-bit constant	3	24
MOVC A, @A + DPTR	Move Code byte relative to DPTR to Acc	1	24
MOVC A, @A + PC	Move Code byte relative to PC to Acc	1	24
MOVX A, @Ri	Move External RAM (8-bit addr) to Acc	1	24
MOVX A, @DPTR	Move External RAM (16-bit addr) to Acc	1	24
MOVX @Ri, A	Move Acc to External RAM (8-bit addr)	1	24
MOVX @DPTR, A	Move Acc to External RAM (16-bit addr)	1	24
PUSH direct	Push direct byte onto stack	2	24
POP direct	Pop direct byte from stack	2	24
XCH A, Rn	Exchange register with Accumulator	1	12
XCH A, direct	Exchange direct byte with Accumulator	2	12
XCH A, @Ri	Exchange indirect RAM with Accumulator	1	12
XCHD A, @Ri	Exchange low-order Digit indirect RAM with Acc	1	12

Mnemonic	Description	Byte	Oscillator Period
BOOLEAN VARIABLE MANIPULATION			
CLR C	Clear Carry	1	12
CLR bit	Clear direct bit	2	12
SETB C	Set Carry	1	12
SETB bit	Set direct bit	2	12
CPL C	Complement Carry	1	12
CPL bit	Complement direct bit	2	12
ANL C, bit	AND direct bit to CARRY	2	24
ANL C, /bit	AND complement of direct bit to Carry	2	24
ORL C, bit	OR direct bit to Carry	2	24
ORL C, /bit	OR complement of direct bit to Carry	2	24
MOV C, bit	Move direct bit to Carry	2	12
MOV bit, C	Move Carry to direct bit	2	24
JC rel	Jump if Carry is set	2	24
JNC rel	Jump if Carry not set	2	24
JB bit, rel	Jump if direct Bit is set	3	24
JNB bit, rel	Jump if direct Bit is Not set	3	24
JBC bit, rel	Jump if direct Bit is set & clear bit	3	24
PROGRAM BRANCHING			
ACALL addr11	Absolute Subroutine Call	2	24
LCALL addr16	Long Subroutine Call	3	24
RET	Return from Subroutine	1	24
RETI	Return from interrupt	1	24
AJMP addr11	Absolute Jump	2	24
LJMP addr16	Long Jump	3	24
SJMP rel	Short Jump (relative addr)	2	24

All mnemonics copyrighted © Intel Corporation 1980

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Table 10. 8051 Instruction Set Summary (Continued)

Mnemonic	Description	Byte	Oscillator Period
PROGRAM BRANCHING (Continued)			
JMP @A+DPTR	Jump indirect relative to the DPTR	1	24
JZ rel	Jump if Accumulator is Zero	2	24
JNZ rel	Jump if Accumulator is Not Zero	2	24
CJNE A,direct,rel	Compare direct byte to Acc and Jump if Not Equal	3	24
CJNE A,#data,rel	Compare immediate to Acc and Jump if Not Equal	3	24

Mnemonic	Description	Byte	Oscillator Period
PROGRAM BRANCHING (Continued)			
CJNE Rn,#data,rel	Compare immediate to register and Jump if Not Equal	3	24
CJNE @Ri,#data,rel	Compare immediate to indirect and Jump if Not Equal	3	24
DJNZ Rn,rel	Decrement register and Jump if Not Zero	2	24
DJNZ direct,rel	Decrement direct byte and Jump if Not Zero	3	24
NOP	No Operation	1	12

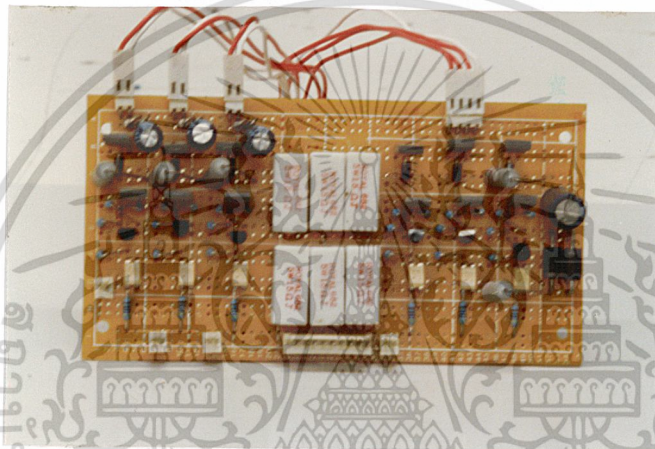
All mnemonics copyrighted © Intel Corporation 1980

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

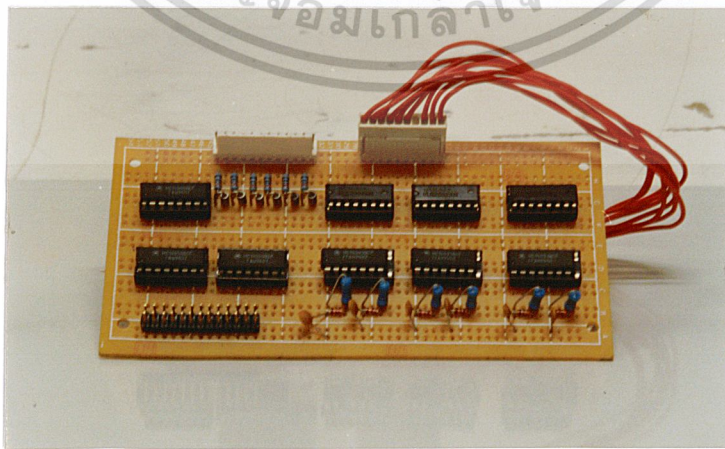
ภาคผนวก ก

ชิ้นงานปริยญาภิพนธ์

ส่วนของวงจรควบคุม และวงจรกำลังได้แสดงดังต่อไปนี้

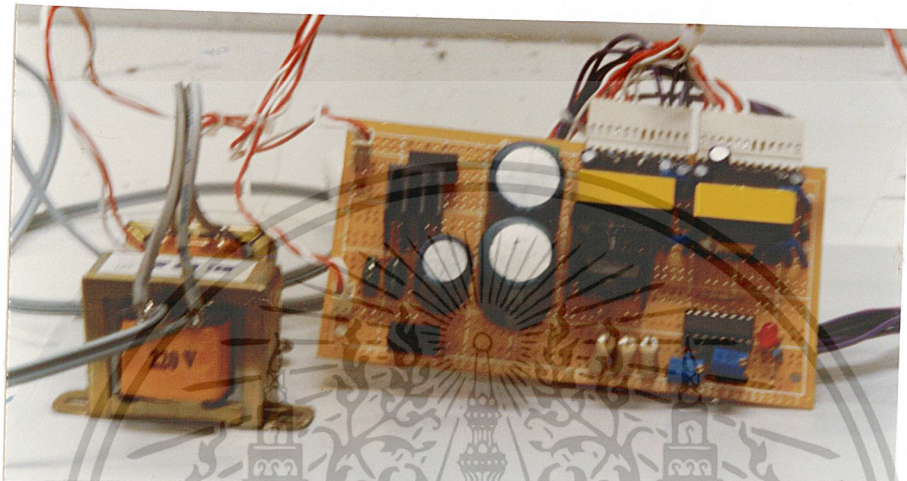


รูปวงจร base drive



รูปวงจร lock out dead time

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปแหล่งจ่ายไฟแบบสวิทซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย



รูปวงจรฟิวส์และ Inrush Current Protection

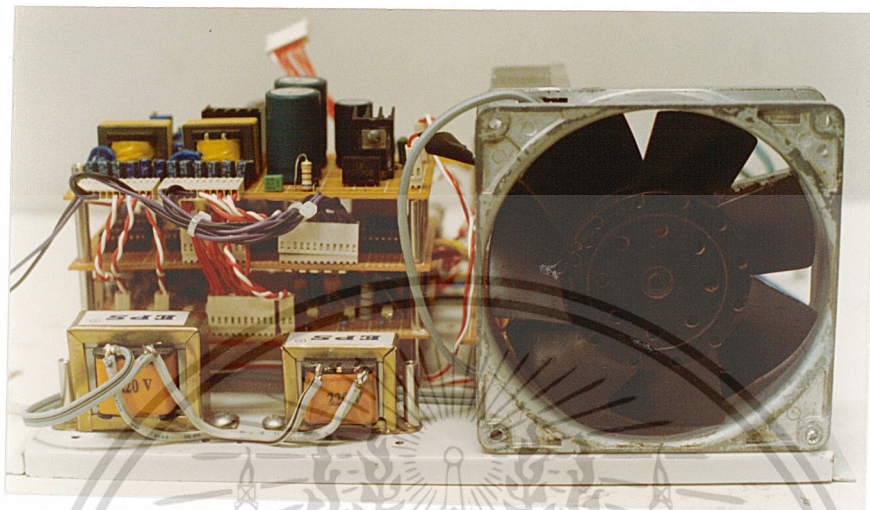
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปวงจร over current protection

รูปวงจร Power switching ,สับเบอ์ , เร็คติไฟร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

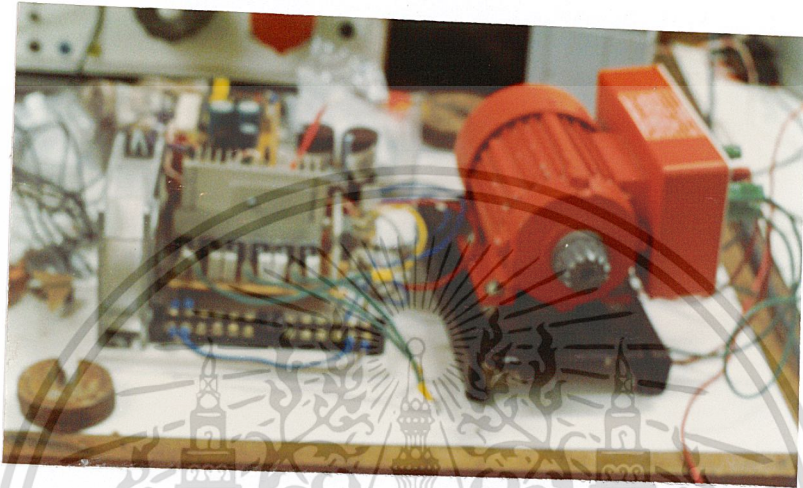


รูปแสดงชิ้นงาน โดยรวม



รูปชิ้นงานเมื่อประกอบสำเร็จแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปชิ้นงานกับการทดสอบมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ง

รายละเอียดของอุปกรณ์ที่ใช้ในปฏิญาณนิพนธ์ฉบับนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Designer's™ Data Sheet
TMOS E-FET™

Power Field Effect Transistor
TO-247 with Isolated Mounting Hole
N-Channel Enhancement-Mode Silicon Gate

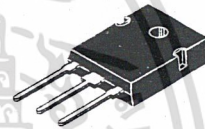
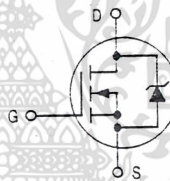
MTW14N50E

Motorola Preferred Device

TMOS POWER FET
14 AMPERES
500 VOLTS
R_{DS(on)} = 0.40 OHM

This advanced TMOS E-FET is designed to withstand high energy in the avalanche and commutation modes. The new energy efficient design also offers a drain-to-source diode with a fast recovery time. Designed for high voltage, high speed switching applications in power supplies, converters and PWM motor controls, these devices are particularly well suited for bridge circuits where diode speed and commutating safe operating areas are critical and offer additional safety margin against unexpected voltage transients.

- Designed to Replace External Zener Transient Suppressor — Absorbs High Energy in the Avalanche Mode
- Source-to-Drain Diode Recovery Time Comparable to a Discrete Fast Recovery Diode
- Diode is Characterized for Use in Bridge Circuits
- I_{DSS} and V_{DS(on)} Specified at Elevated Temperature



CASE 340F-03, Style 1
TO-247AE

MAXIMUM RATINGS (T_C = 25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
Drain-Source Voltage	V _{DSS}	500	Vdc
Drain-Gate Voltage (R _{GS} = 1.0 MΩ)	V _{DGR}	500	Vdc
Gate-Source Voltage — Continuous	V _{GS}	±20	Vdc
Drain Current — Continuous	I _D	14	A _{dc}
— Continuous @ 100°C	I _D	9.0	A _{dc}
— Single Pulse (t _p ≤ 10 μs)	I _{DM}	60	Apk
Total Power Dissipation	P _D	180	Watts
Derate above 25°C		1.44	W/°C
Operating and Storage Temperature Range	T _J , T _{stg}	-55 to 150	°C
Single Pulse Drain-to-Source Avalanche Energy — STARTING T _J = 25°C (V _{DD} = 50 Vdc, V _{GS} = 10 Vpk, I _L = 14 Apk, L = 8.8 mH, R _G = 25 Ω)	E _{AS}	860	mJ
Thermal Resistance — Junction to Case	R _{θJC}	0.7	°C/W
— Junction to Ambient	R _{θJA}	40	°C/W
Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes, 1/8" from case for 10 seconds	T _L	260	°C

Designer's Data for "Worst Case" Conditions — The Designer's Data Sheet permits the design of most circuits entirely from the information presented. SOA Limit curves — representing boundaries on device characteristics — are given to facilitate "worst case" design.

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

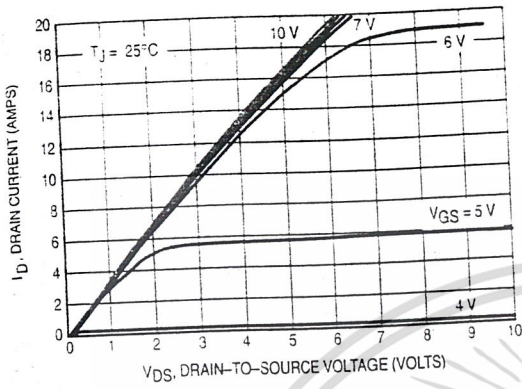


Figure 1. On-Region Characteristics

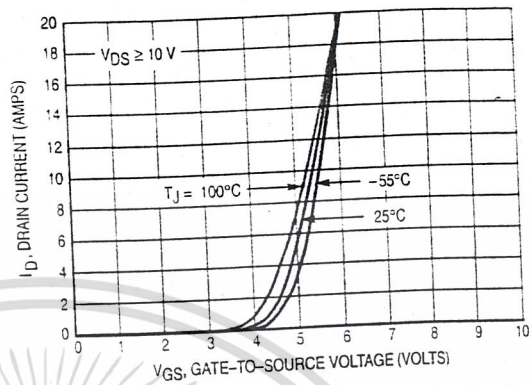


Figure 2. Transfer Characteristics

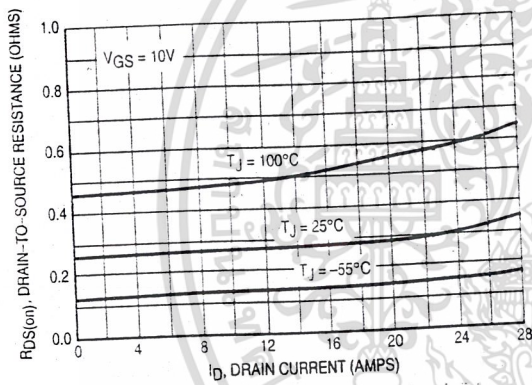


Figure 3. On-Resistance versus Drain Current

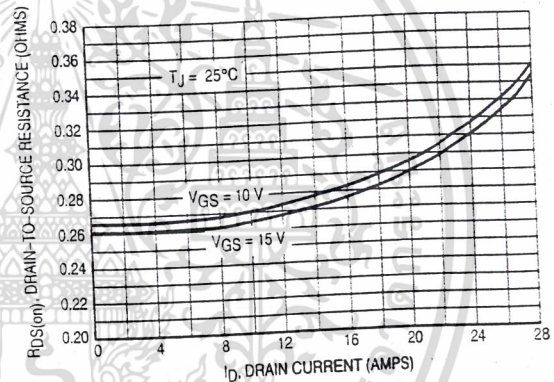


Figure 4. On-Resistance versus Drain Current

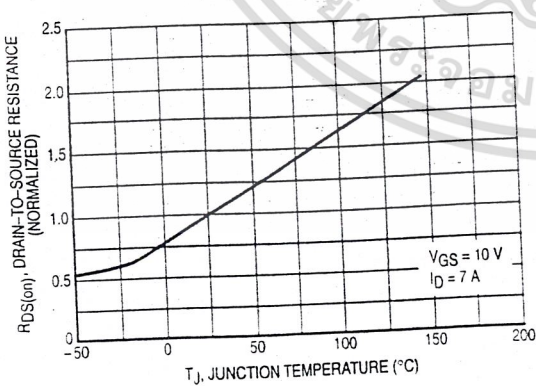


Figure 5. On-Resistance Variation With Temperature

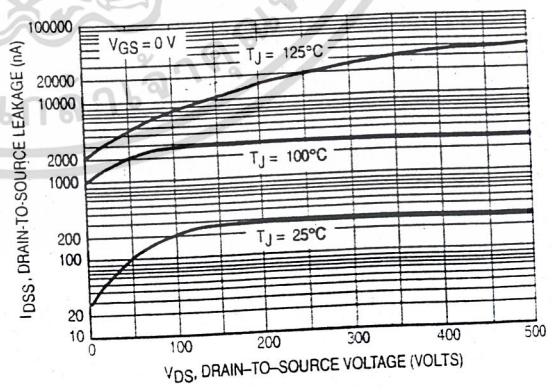


Figure 6. Drain-to-Source Leakage Current versus Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

POWER MOSFET SWITCHING

Switching behavior is most easily modeled and predicted by recognizing that the power MOSFET is charge controlled. The lengths of various switching intervals (Δt) are determined by how fast the FET input capacitance can be charged by current from the generator.

The published capacitance data is difficult to use for calculating rise and fall because drain-gate capacitance varies greatly with applied voltage. Accordingly, gate charge data is used. In most cases, a satisfactory estimate of average input current ($I_G(AV)$) can be made from a rudimentary analysis of the drive circuit so that

$$t = Q/I_G(AV)$$

During the rise and fall time interval when switching a resistive load, V_{GS} remains virtually constant at a level known as the plateau voltage, V_{GSP} . Therefore, rise and fall times may be approximated by the following:

$$t_r = Q_2 \times R_G / (V_{GG} - V_{GSP})$$

$$t_f = Q_2 \times R_G / V_{GSP}$$

where

V_{GG} = the gate drive voltage, which varies from zero to V_{GG}

R_G = the gate drive resistance

and Q_2 and V_{GSP} are read from the gate charge curve.

During the turn-on and turn-off delay times, gate current is not constant. The simplest calculation uses appropriate values from the capacitance curves in a standard equation for voltage change in an RC network. The equations are:

$$t_{d(on)} = R_G C_{iss} \ln [V_{GG} / (V_{GG} - V_{GSP})]$$

$$t_{d(off)} = R_G C_{iss} \ln (V_{GG} / V_{GSP})$$

4

The capacitance (C_{iss}) is read from the capacitance curve at a voltage corresponding to the off-state condition when calculating $t_{d(on)}$ and is read at a voltage corresponding to the on-state when calculating $t_{d(off)}$.

At high switching speeds, parasitic circuit elements complicate the analysis. The inductance of the MOSFET source lead, inside the package and in the circuit wiring which is common to both the drain and gate current paths, produces a voltage at the source which reduces the gate drive current. The voltage is determined by $L di/dt$, but since di/dt is a function of drain current, the mathematical solution is complex. The MOSFET output capacitance also complicates the mathematics. And finally, MOSFETs have finite internal gate resistance which effectively adds to the resistance of the driving source, but the internal resistance is difficult to measure and, consequently, is not specified.

The resistive switching time variation versus gate resistance (Figure 10) shows how typical switching performance is affected by the parasitic circuit elements. If the parasitics were not present, the slope of the curves would maintain a value of unity regardless of the switching speed. The circuit used to obtain the data is constructed to minimize common inductance in the drain and gate circuit loops and is believed readily achievable with board mounted components. Most power electronic loads are inductive; the data in the figure is taken with a resistive load, which approximates an optimally snubbed inductive load. Power MOSFETs may be safely operated into an inductive load; however, snubbing reduces switching losses.

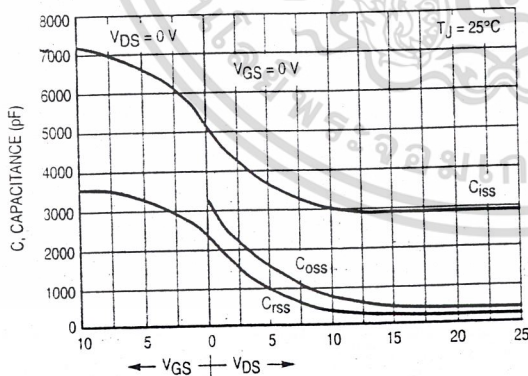


Figure 7a. Low Voltage Capacitance Variation

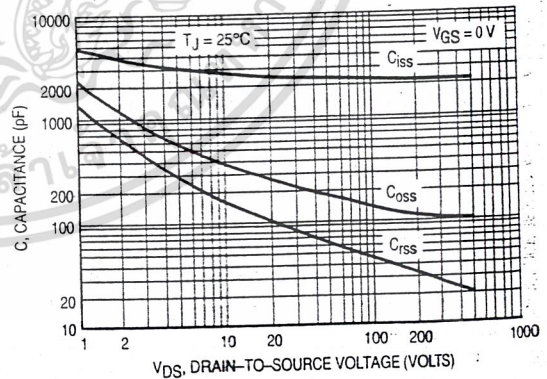


Figure 7b. High Voltage Capacitance Variation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MTW14N50E

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_J = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Drain-Source Breakdown Voltage ($V_{GS} = 0\text{ V}$, $I_D = 250\ \mu\text{A}$) Temperature Coefficient (Positive)	$V_{(BR)DSS}$	500 —	— 520	— —	Vdc mV/°C
Zero Gate Voltage Drain Current ($V_{DS} = 500\text{ Vdc}$, $V_{GS} = 0$) ($V_{DS} = 500\text{ Vdc}$, $V_{GS} = 0$, $T_J = 125^\circ\text{C}$)	I_{DSS}	—	—	250 1000	μA
Gate-Body Leakage Current ($V_{GS} = \pm 20\text{ Vdc}$, $V_{DS} = 0$)	I_{GSS}	—	—	100	nA
ON CHARACTERISTICS*					
Gate Threshold Voltage ($V_{DS} = V_{GS}$, $I_D = 250\ \mu\text{A}$) Temperature Coefficient (Negative)	$V_{GS(th)}$	2.0 —	3.2 7.0	4.0 —	Vdc mV/°C
Static Drain-Source On-Resistance ($V_{GS} = 10\text{ Vdc}$, $I_D = 7.0\text{ A}$)	$R_{DS(on)}$	—	0.32	0.40	Ohm
Drain-Source On-Voltage ($V_{GS} = 10\text{ Vdc}$) ($I_D = 14\text{ A}$) ($I_D = 7.0\text{ A}$, $T_J = 125^\circ\text{C}$)	$V_{DS(on)}$	—	—	6.7 5.6	Vdc
Forward Transconductance ($V_{DS} = 15\text{ Vdc}$, $I_D = 7.0\text{ A}$)	g_{FS}	5.0	—	—	mhos
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Input Capacitance	C_{iss}	—	2510	3510	pF
Output Capacitance	C_{oss}	—	280	392	pF
Reverse Transfer Capacitance	C_{rss}	—	67	94	
SWITCHING CHARACTERISTICS* †					
Turn-On Delay Time	$t_{d(on)}$	—	28	60	ns
Rise Time	t_r	—	80	160	
Turn-Off Delay Time	$t_{d(off)}$	—	80	160	
Fall Time	t_f	—	60	120	
Gate Charge	Q_T	—	65	85	nC
	Q_1	—	17	—	
	Q_2	—	47	—	
	Q_3	—	34	—	
SOURCE-DRAIN DIODE CHARACTERISTICS*					
Forward On-Voltage ($I_S = 14\text{ A}$, $V_{GS} = 0$) ($I_S = 14\text{ A}$, $V_{GS} = 0$, $T_J = 125^\circ\text{C}$)	V_{SD}	—	1.0 0.9	1.6 —	Vdc
Reverse Recovery Time	t_{rr}	—	390	—	ns
	t_a	—	245	—	
	t_b	—	145	—	
Reverse Recovery Stored Charge	Q_{RR}	—	5.35	—	μC
INTERNAL PACKAGE INDUCTANCE					
Internal Drain Inductance (Measured from the drain lead 0.25" from package to center of die)	L_D	—	5.0	—	nH
Internal Source Inductance (Measured from the source lead 0.25" from package to source bond pad)	L_S	—	13	—	nH

*Pulse Test: Pulse Width $\leq 300\ \mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2\%$.

† Switching characteristics are independent of operating junction temperature.

4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

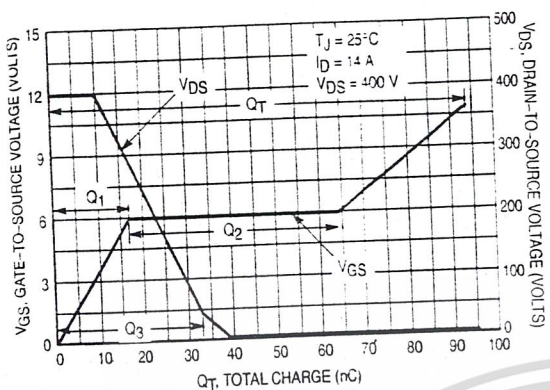


Figure 8. Gate-To-Source and Drain-To-Source Voltage versus Total Charge

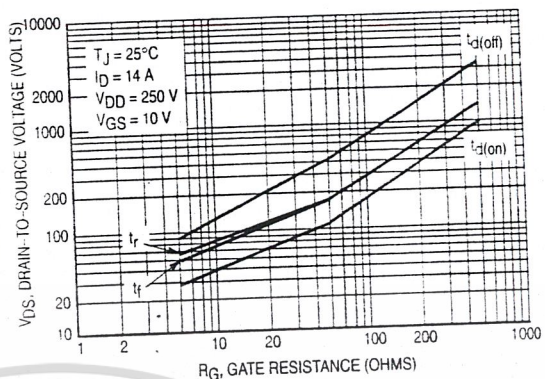


Figure 9. Resistive Switching Time Variation versus Gate Resistance

DRAIN-TO-SOURCE DIODE CHARACTERISTICS

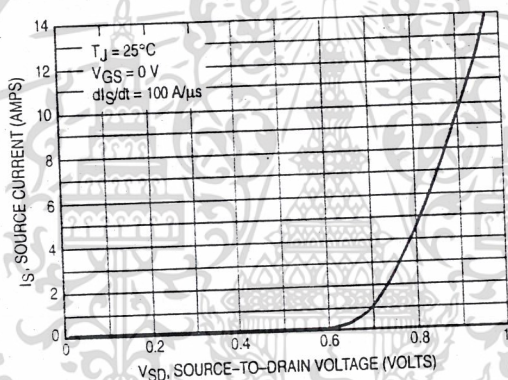


Figure 10. Diode Forward Voltage versus Current

SAFE OPERATING AREA

The Forward Biased Safe Operating Area curves define the maximum simultaneous drain-to-source voltage and drain current that a transistor can handle safely when it is forward biased. Curves are based upon maximum peak junction temperature and a case temperature (T_C) of 25°C. Peak repetitive pulsed power limits are determined by using the thermal response data in conjunction with the procedures discussed in AN569, "Transient Thermal Resistance—General Data and Its Use."

Switching between the off-state and the on-state may traverse any load line provided neither rated peak current (I_{DM}) nor rated voltage (V_{DSS}) is exceeded and the transition time (t_r, t_f) do not exceed 10μs. In addition the total power averaged over a complete switching cycle must not exceed $(T_J(MAX) - T_C)/(R_{\theta JC})$.

A Power MOSFET designated E-FET can be safely used in switching circuits with unclamped inductive loads. For reliable

operation, the stored energy from circuit inductance dissipated in the transistor while in avalanche must be less than the rated limit and adjusted for operating conditions differing from those specified. Although industry practice is to rate in terms of energy, avalanche energy capability is not a constant. The energy rating decreases non-linearly with an increase of peak current in avalanche and peak junction temperature.

Although many E-FETs can withstand the stress of drain-to-source avalanche at currents up to rated pulsed current (I_{DM}), the energy rating is specified at rated continuous current (I_D), in accordance with industry custom. The energy rating must be derated for temperature as shown in the accompanying graph (Figure 12). Maximum energy at currents below rated continuous I_D can safely be assumed to equal the values indicated.

MTW14N50E

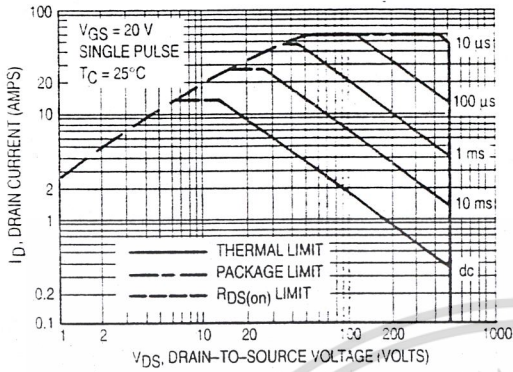


Figure 11. Maximum Rated Forward Biased Safe Operating Area

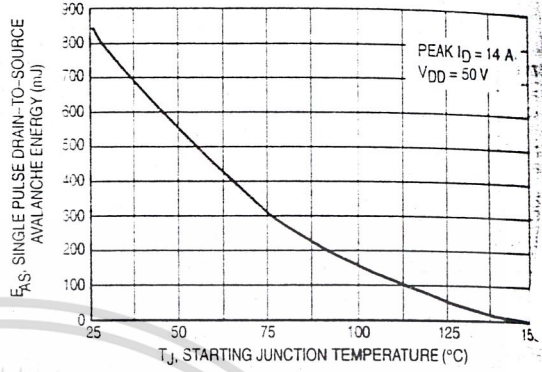


Figure 12. Maximum Avalanche Energy versus Starting Junction Temperature

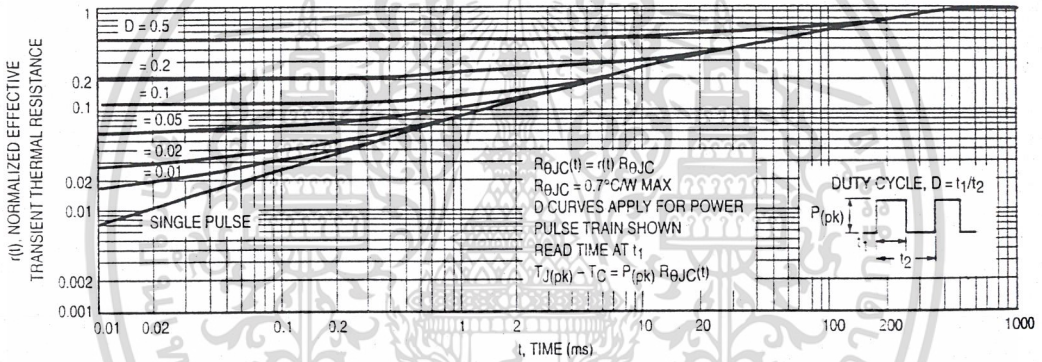


Figure 13. Thermal Response

4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MOTOROLA

QUAD 2-INPUT "NAND" SCHMITT TRIGGER

The MC14093B Schmitt trigger is constructed with MOS P-channel and N-channel enhancement mode devices in a single monolithic structure. These devices find primary use where low power dissipation and/or high noise immunity is desired. The MC14093B may be used in place of the MC14011B quad 2-input NAND gate for enhanced noise immunity or to "square up" slowly changing waveforms.

- Supply Voltage Range = 3.0 Vdc to 18 Vdc
- Capable of Driving Two Low-Power TTL Loads or One Low-Power Schottky TTL Load Over the Rated Temperature Range
- Double Diode Protection on All Inputs
- Pin-for-Pin Compatible with CD4093
- Can be Used to Replace MC14011B
- Independent Schmitt-Trigger at each Input

MAXIMUM RATINGS* (Voltages Referenced to V_{SS})

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{DD}	DC Supply Voltage	-0.5 to +18.0	V
V _{in} , V _{out}	Input or Output Voltage (DC or Transient)	-0.5 to V _{DD} + 0.5	V
I _{in} , I _{out}	Input or Output Current (DC or Transient), per Pin	± 10	mA
P _D	Power Dissipation, per Package†	500	mW
T _{stg}	Storage Temperature	-65 to +150	°C
T _L	Lead Temperature (8-Second Soldering)	260	°C

*Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.

†Temperature Derating: All Packages: -7.0 mW/°C from 65°C to 125°C.

EQUIVALENT CIRCUIT SCHEMATIC (1/4 OF CIRCUIT SHOWN)



This device contains protection circuitry to guard against damage due to high static voltages or electric fields. However, precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than maximum rated voltages to this high-impedance circuit. For proper operation, V_{in} and V_{out} should be constrained to the range V_{SS} ≤ (V_{in} or V_{out}) ≤ V_{DD}.

Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V_{SS} or V_{DD}). Unused outputs must be left open.

MC14077B

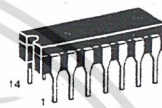
See Page 6-156

MC14078B, MC14081B,

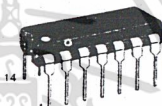
MC14082B

See Page 6-5

MC14093B



L SUFFIX
CERAMIC
CASE 632



P SUFFIX
PLASTIC
CASE 646



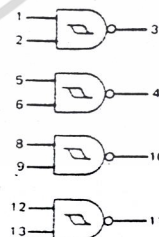
D SUFFIX
SOIC
CASE 751A

ORDERING INFORMATION

MC14XXXBCP Plastic
MC14XXXBCL Ceramic
MC14XXXBD SOIC

T_A = -55° to 125°C for all packages.

LOGIC DIAGRAM



V_{DD} - Pin 14
V_{SS} - Pin 7

MC14093B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to VSS)

Characteristic	Symbol	VDD Vdc	-55°C		25°C			125°C		Unit	
			Min	Max	Min	Typ #	Max	Min	Max		
Output Voltage $V_{in} = V_{DD}$ or 0	"0" Level V_{OL}	5.0	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	Vdc	
		10	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05		
		15	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05		
	"1" Level $V_{in} = 0$ or V_{DD}	V_{OH}	5.0	4.95	—	4.95	5.0	—	4.95	—	Vdc
			10	9.95	—	9.95	10	—	9.95	—	
			15	14.95	—	14.95	15	—	14.95	—	
Output Drive Current ($V_{OH} = 2.5$ Vdc) ($V_{OH} = 4.6$ Vdc) ($V_{OH} = 9.5$ Vdc) ($V_{OH} = 13.5$ Vdc)	Source I_{OH}	5.0	-3.0	—	-2.4	-4.2	—	-1.7	—	mAdc	
		5.0	-0.64	—	-0.51	-0.88	—	-0.36	—		
		10	-1.6	—	-1.3	-2.25	—	-0.9	—		
	Sink I_{OL}	5.0	0.64	—	0.51	0.88	—	0.36	—	mAdc	
		10	1.6	—	1.3	2.25	—	0.9	—		
		15	4.2	—	3.4	8.8	—	2.4	—		
Input Current	I_{in}	15	—	-0.1	—	± 0.00001	± 0.1	—	± 1.0	μ Adc	
Input Capacitance ($V_{in} = 0$)	C_{in}	—	—	—	—	5.0	7.5	—	—	pF	
Quiescent Current (Per Package)	I_{DD}	5.0	—	0.25	—	0.0005	0.25	—	7.5	μ Adc	
		10	—	0.5	—	0.0010	0.5	—	15		
		15	—	1.0	—	0.0015	1.0	—	30		
Total Supply Current**† (Dynamic plus Quiescent, Per Package) ($C_L = 50$ pF on all outputs, all buffers switching)	I_T	5.0	$I_T = (1.2 \mu A/kHz) f + I_{DD}$							μ Adc	
		10	$I_T = (2.4 \mu A/kHz) f + I_{DD}$								
		15	$I_T = (3.6 \mu A/kHz) f + I_{DD}$								
Hysteresis Voltage	V_{HT}	5.0	0.3	2.0	0.3	1.1	2.0	0.3	2.0	Vdc	
		10	1.2	3.4	1.2	1.7	3.4	1.2	3.4		
		15	1.6	5.0	1.6	2.1	5.0	1.6	5.0		
Threshold Voltage Positive-Going	V_{T+}	5.0	2.2	3.6	2.2	2.9	3.6	2.2	3.6	Vdc	
		10	4.6	7.1	4.6	5.9	7.1	4.6	7.1		
		15	6.8	10.8	6.8	8.8	10.8	6.8	10.8		
Negative-Going	V_{T-}	5.0	0.9	2.8	0.9	1.9	2.8	0.9	2.8	Vdc	
		10	2.5	5.2	2.5	3.9	5.2	2.5	5.2		
		15	4.0	7.4	4.0	5.8	7.4	4.0	7.4		

#Data labeled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

**The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C.

†To calculate total supply current at loads other than 50 pF:

$$I_T(C_L) = I_T(50 \text{ pF}) + (C_L - 50) V/k$$

where: I_T is in μA (per package), C_L in pF, $V = (V_{DD} - V_{SS})$ in volts, f in kHz is input frequency, and $k = 0.004$.

MC14093B

SWITCHING CHARACTERISTICS ($C_L = 50 \text{ pF}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)

Characteristic	Symbol	V_{DD} Vdc	Min	Typ #	Max	Unit
Output Rise Time	t_{TLH}	5.0	—	100	200	ns
		10	—	50	100	
		15	—	40	80	
Output Fall Time	t_{THL}	5.0	—	100	200	ns
		10	—	50	100	
		15	—	40	80	
Propagation Delay Time	t_{PLH} , t_{PHL}	5.0	—	125	250	ns
		10	—	50	100	
		15	—	40	80	

*Data labeled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

FIGURE 1 - SWITCHING TIME TEST CIRCUIT AND WAVE FORMS

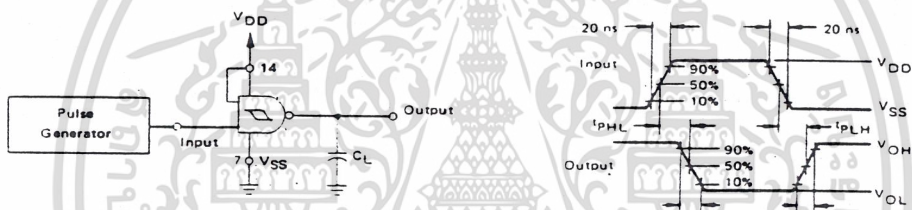
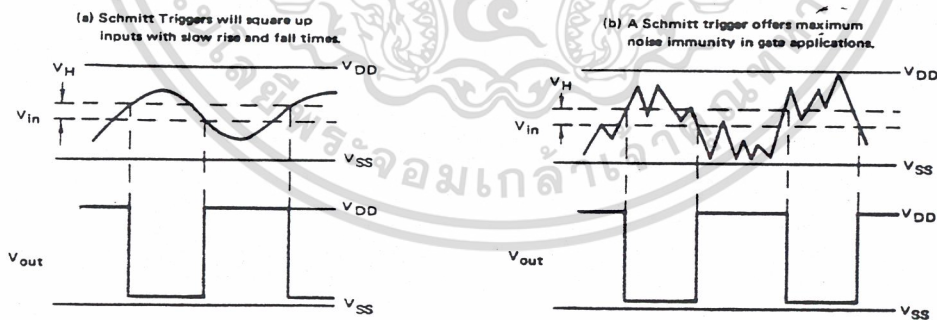


FIGURE 2 - TYPICAL SCHMITT TRIGGER APPLICATIONS



MC14093B

FIGURE 3 – TYPICAL OUTPUT SOURCE CHARACTERISTICS TEST CIRCUIT

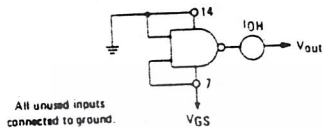


FIGURE 4 – TYPICAL OUTPUT SINK CHARACTERISTICS TEST CIRCUIT

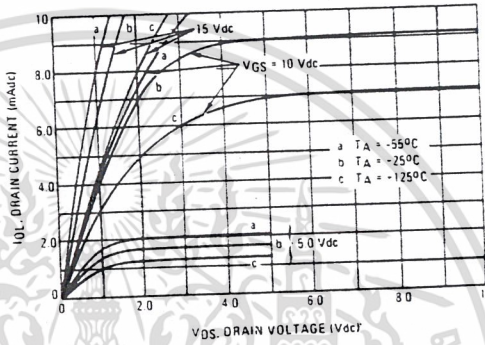
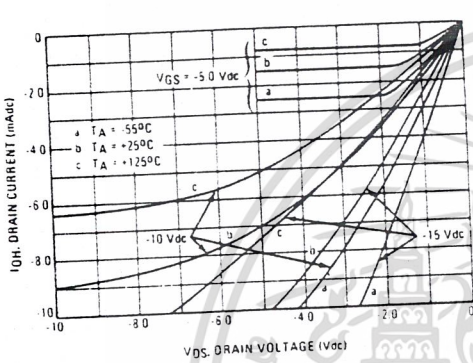
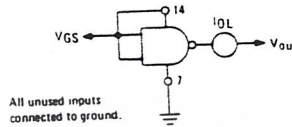
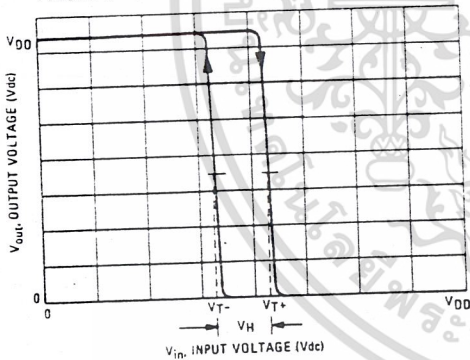
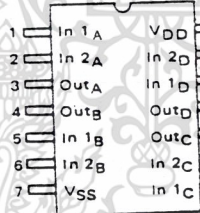


FIGURE 5 – TYPICAL TRANSFER CHARACTERISTICS



PIN ASSIGNMENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



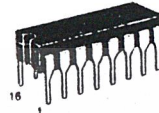
MOTOROLA

MC14060B

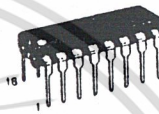
14-BIT BINARY COUNTER AND OSCILLATOR

The MC14060B is a 14-stage binary ripple counter with an on-chip oscillator buffer. The oscillator configuration allows design of either RC or crystal oscillator circuits. Also included on the chip is a reset function which places all outputs into the zero state and disables the oscillator. A negative transition on Clock will advance the counter to the next state. Schmitt trigger action on the input line permits very slow input rise and fall times. Applications include time delay circuits, counter controls, and frequency dividing circuits.

- Fully static operation
- Diode Protection on All Inputs
- Supply Voltage Range = 3.0 V to 18 V
- Capable of Driving Two Low-power TTL Loads or One Low-power Schottky TTL Load Over the Rated Temperature Range
- Buffered Outputs Available from Stages 4 Through 10 and 12 Through 14
- Common Reset Line
- Pin-for-Pin Replacement for CD4060B



L SUFFIX
CERAMIC
CASE 620



P SUFFIX
PLASTIC
CASE 648



D SUFFIX
SOIC
CASE 751B

ORDERING INFORMATION

MC14XXXBCP Plastic
MC14XXXBCL Ceramic
MC14XXXBD SOIC

T_A = -55° to 125°C for all packages.

TRUTH TABLE

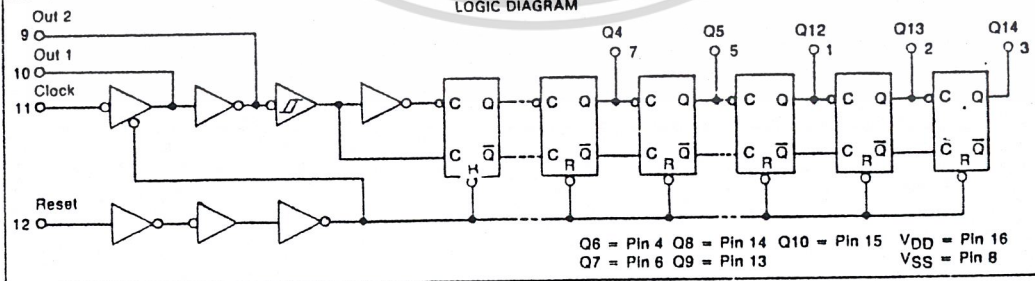
Clock	RESET	Output State
	L	No Change
	L	Advance to next state
X	H	All Outputs are low

X = Don't Care

PIN ASSIGNMENT

Q12	1	16	V _{DD}
Q13	2	15	Q10
Q14	3	14	Q8
Q6	4	13	Q9
Q5	5	12	Reset
Q7	6	11	Clock
Q4	7	10	Out 1
V _{SS}	8	9	Out 2

LOGIC DIAGRAM



6

MC14060B

MAXIMUM RATINGS* (Voltages Referenced to V_{SS})

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{DD}	DC Supply Voltage	-0.5 to +18.0	V
V _{in} , V _{out}	Input or Output Voltage (DC or Transient)	-0.5 to V _{DD} + 0.5	V
I _{in} , I _{out}	Input or Output Current (DC or Transient), per Pin	±10	mA
P _D	Power Dissipation, per Package†	500	mW
T _{stg}	Storage Temperature	-65 to +150	°C
T _L	Lead Temperature (8-Second Soldering)	260	°C

*Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.
 †Temperature Derating: All Packages: - 7.0 mW/°C from 65°C to 125°C.

This device contains protection circuitry to guard against damage due to high static voltages or electric fields. However, precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than maximum rated voltages to this high-impedance circuit. For proper operation, V_{in} and V_{out} should be constrained to the range V_{SS} ≤ (V_{in} or V_{out}) ≤ V_{DD}. Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V_{SS} or V_{DD}). Unused outputs must be left open.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to V_{SS})

Characteristic	Symbol	V _{DD} V	-55°C		25°C			125°C		Unit
			Min	Max	Min	Typ #	Max	Min	Max	
Output Voltage V _{in} = V _{DD} or 0	"0" Level V _{OL}	5.0	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	V
		10	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	
		15	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	
	"1" Level V _{OH}	5.0	4.95	—	4.95	5.0	—	4.95	—	V
		10	9.95	—	9.95	10	—	9.95	—	
		15	14.95	—	14.95	15	—	14.95	—	
Input Voltage (V _O = 4.5 or 0.5 V) (V _O = 9.0 or 1.0 V) (V _O = 13.5 or 1.5 V)	"0" Level V _{IL}	5.0	—	1.5	—	2.25	1.5	—	1.5	V
		10	—	3.0	—	4.50	3.0	—	3.0	
		15	—	4.0	—	6.75	4.0	—	4.0	
	"1" Level V _{IH}	5.0	3.5	—	3.5	2.75	—	3.5	—	V
		10	7.0	—	7.0	5.50	—	7.0	—	
		15	11.0	—	11.0	8.25	—	11.0	—	
Input Voltage (V _O = 4.5 Vdc) (V _O = 9.0 Vdc) (V _O = 13.5 Vdc)	"0" Level (For Input 11 and Output 10) V _{IL}	5.0	—	1.0	—	2.25	1.0	—	1.0	Vdc
		10	—	2.0	—	4.50	2.0	—	2.0	
		15	—	2.5	—	6.75	2.5	—	2.5	
	"1" Level V _{IH}	5.0	4.0	—	4.0	2.75	—	4.0	—	Vdc
		10	8.0	—	8.0	5.50	—	8.0	—	
		15	12.5	—	12.5	8.25	—	12.5	—	
Output Drive Current (V _{OH} = 2.5 V) (V _{OH} = 4.6 V) Pins 9 and 10 (V _{OH} = 9.5 V) (V _{OH} = 13.5 V)	Source I _{OH}	5.0	-3.0	—	-2.4	-4.2	—	-1.7	—	mA
		10	-0.64	—	-0.51	-0.88	—	-0.36	—	
		15	-1.6	—	-1.3	-2.25	—	-0.9	—	
	Sink I _{OL}	5.0	0.64	—	0.51	0.88	—	0.36	—	mA
		10	1.6	—	1.3	2.25	—	0.9	—	
		15	4.2	—	3.4	8.8	—	2.4	—	
Input Current	I _{in}	15	—	±0.1	—	±0.0001	±0.1	—	±1.0	μA
Input Capacitance (V _{in} = 0)	C _{in}	—	—	—	—	5.0	7.5	—	—	pF
Quiescent Current (Per Package)	I _{DD}	5.0	—	5.0	—	0.005	5.0	—	150	μA
		10	—	10	—	0.010	10	—	300	
		15	—	20	—	0.015	20	—	600	
Total Supply Current** (Dynamic plus Quiescent, Per Package) (C _L = 50 pF on all outputs, all buffers switching)	I _T	5.0	I _T = (0.25 μA/kHz) f + I _{DD}							μA
		10	I _T = (0.54 μA/kHz) f + I _{DD}							
		15	I _T = (0.85 μA/kHz) f + I _{DD}							

#Data labelled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

**The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C.

MC14060B

SWITCHING CHARACTERISTICS ($C_L = 50$ pF, $T_A = 25^\circ\text{C}$)

Characteristic	Symbol	VDD Vdc	Min	Typ #	Max	Unit
Output Rise Time (Counter Outputs)	t _{TLH}	5.0	—	40	200	ns
		10	—	25	100	
		15	—	20	80	
Output Fall Time (Counter Outputs)	t _{THL}	5.0	—	50	200	ns
		10	—	30	100	
		15	—	20	80	
Propagation Delay Time Clock to Q4 Clock to Q14	t _{PLH}	5.0	—	415	740	ns
		10	—	175	300	
		15	—	125	200	
	t _{PHL}	5.0	—	1.5	2.7	μs
		10	—	0.7	1.3	
		15	—	0.4	1.0	
Clock Pulse Width	t _{WH}	5.0	100	65	—	ns
		10	40	30	—	
		15	30	20	—	
Clock Pulse Frequency	f _o	5.0	—	5	3.5	MHz
		10	—	14	8	
		15	—	17	12	
Clock Rise and Fall Time	t _{TLH} t _{THL}	5.0	No Limit			ns
		10				
		15				
Reset Pulse Width	t _w	5.0	120	40	—	ns
		10	60	15	—	
		15	40	10	—	
Propagation Delay Time Reset to Qn	t _{PHL}	5.0	—	170	360	ns
		10	—	80	160	
		15	—	60	100	

Data labelled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

FIGURE 1 — POWER DISSIPATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM

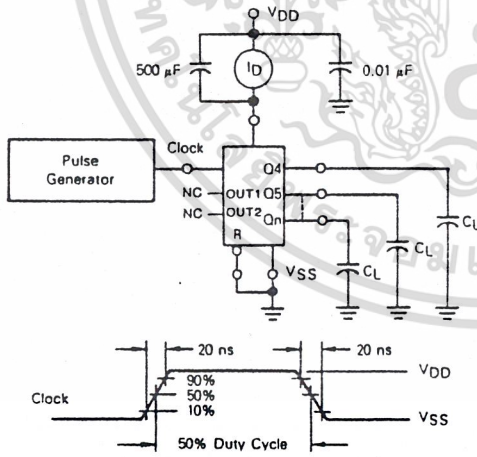
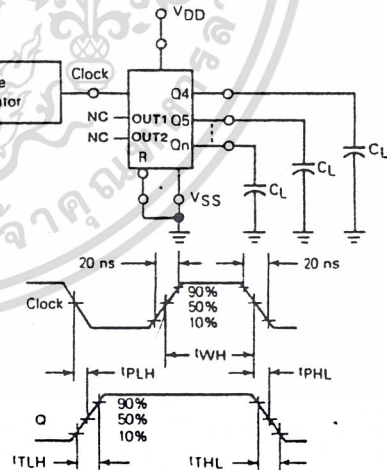
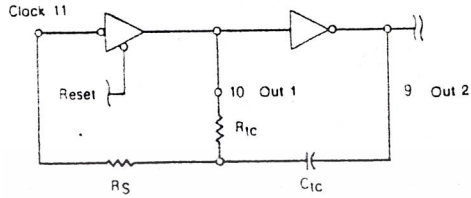


FIGURE 2 — SWITCHING TIME TEST CIRCUIT AND WAVEFORMS



MC14060B

FIGURE 3 – OSCILLATOR CIRCUIT USING RC CONFIGURATION



$$f = \frac{1}{2.3 R_{1C} C_{1C}}$$

if $1 \text{ kHz} \leq f \leq 100 \text{ kHz}$
and $2R_{1C} < R_S < 10R_{1C}$
(f in Hz, R in ohms, C in farads)

The formula may vary for other frequencies. Recommended maximum value for the resistors is 1 M Ω .

TYPICAL RC OSCILLATOR CHARACTERISTICS

FIGURE 4 – RC OSCILLATOR STABILITY

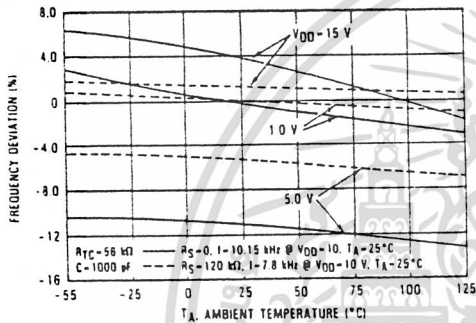


FIGURE 5 – RC OSCILLATOR FREQUENCY AS A FUNCTION OF R_{1C} AND C

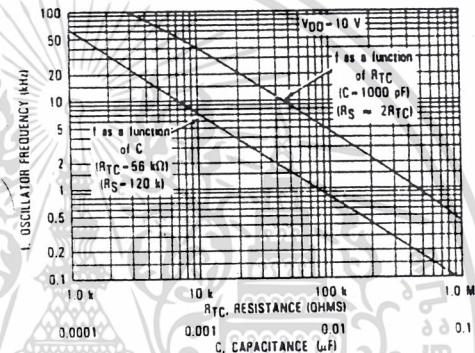


FIGURE 6 – TYPICAL CRYSTAL OSCILLATOR CIRCUIT

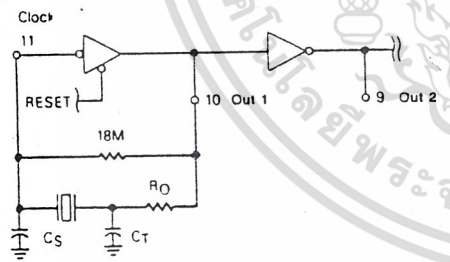


FIGURE 7 – TYPICAL DATA FOR CRYSTAL OSCILLATOR CIRCUIT

Characteristic	500 kHz Circuit	32 kHz Circuit	Unit
Crystal Characteristics			
Resonant Frequency	500	32	kHz
Equivalent Resistance, R_S	1.0	6.2	k Ω
External Resistor/Capacitor Values			
R_0	47	750	k Ω
C_T	82	82	pF
C_S	20	20	pF
Frequency Stability			
Frequency Changes as a Function of V_{DD} ($T_A = 25^\circ\text{C}$)			
V_{DD} Change from 5.0 V to 10 V	+6.0	+2.0	ppm
V_{DD} Change from 10 V to 15 V	+2.0	+2.0	ppm
Frequency Change as a Function of Temperature ($V_{DD} = 10 \text{ V}$)			
T_A Change from -55°C to $+25^\circ\text{C}$ Complete Oscillator*	+100	+120	ppm
T_A Change from $+25^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$ Complete Oscillator*	-160	-560	ppm

*Complete oscillator includes crystal, capacitors, and resistors.

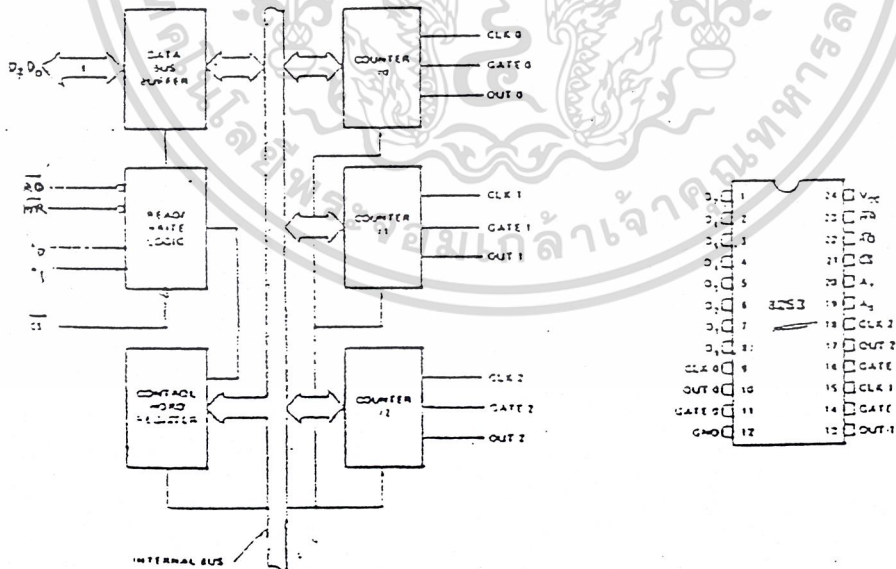
6



8253/8253-5 PROGRAMMABLE INTERVAL TIMER

- MCS-85™ Compatible 8253-5
- 3 Independent 16-Bit Counters
- DC to 2.6 MHz
- Programmable Counter Modes
- Count Binary or BCD
- Single +5V Supply
- Available in EXPRESS
 - Standard Temperature Range
 - Extended Temperature Range

The Intel® 8253 is a programmable counter/timer device designed for use as an Intel microcomputer peripheral. It uses nMOS technology with a single +5V supply and is packaged in a 24-pin plastic DIP. It is organized as 3 independent 16-bit counters, each with a count rate of up to 2.6 MHz. All modes of operation are software programmable.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

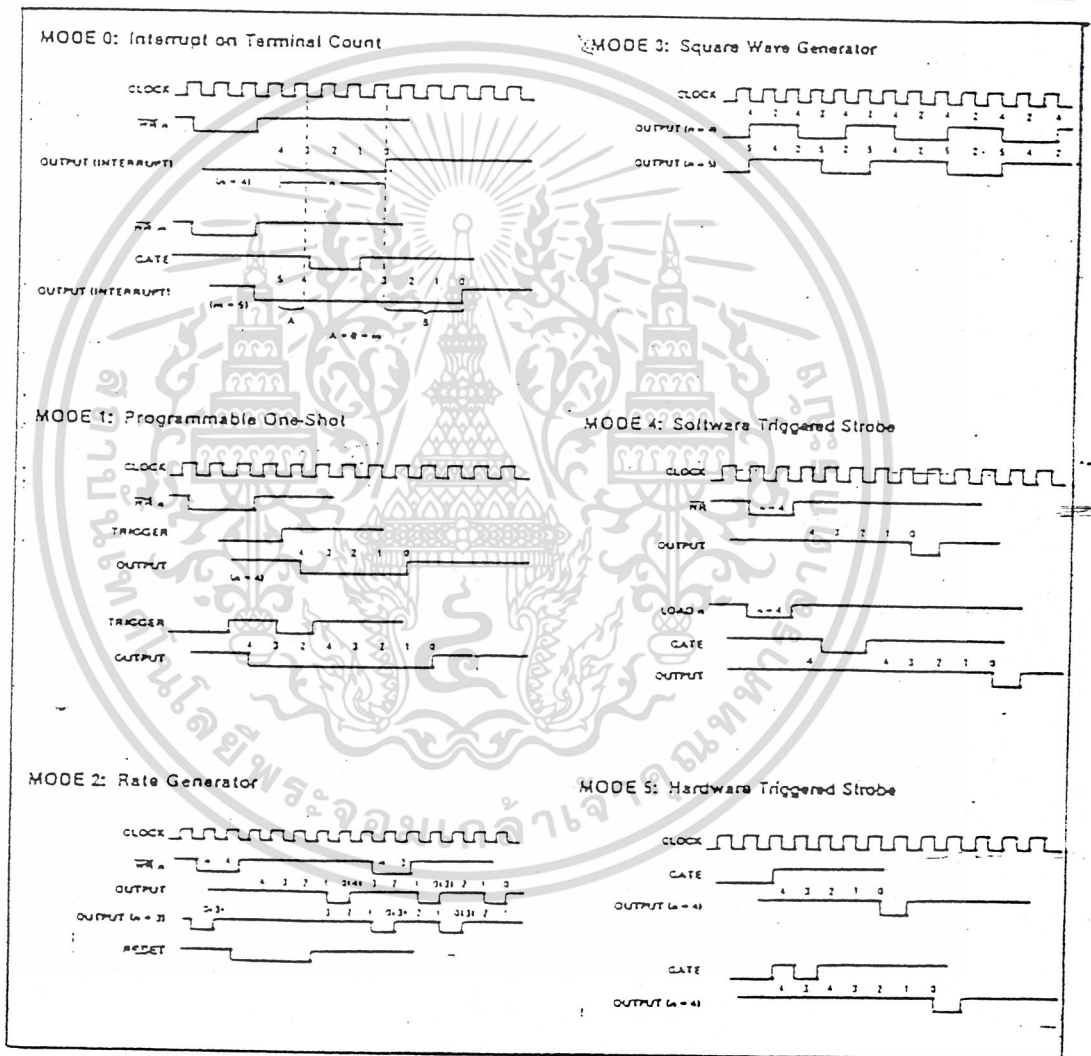


Figure 7. 8253 Timing Diagrams

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

54193/74193 Synchronous 4-Bit Binary Up/Down Counter (Dual clock with clear)

	Schottky TTL		High-Speed TTL		Low-Power Schottky TTL		Standard TTL		Low-Power TTL			
	Device Type	Package	Device Type	Package	Device Type	Package	Device Type	Package	Device Type	Package		
	C	P	C	P	C	P	C	P	C	P		
T. I.					SN54LS193	J D	W I	SN54193	J D	W I	SN54LS193	J D
FAIRCHILD					SN74LS193	J D	W I	SN74193	J D	W I	SN74LS193	J D
MOTOROLA					MS54193/MS74193	J D	W I	MS54193/MS74193	J D	W I	MS54193/MS74193	J D
N. S. C.					SN74LS193	P D		MC74193	P D		DMS4LS193	J D
PHILIPS							474193					
SIGNETICS							554193	F I B D	W I			
SIEMENS							74193	F I B D				
FUJITSU					74LS193	M D						
HITACHI					4074LS193	P D		402542	J D			
MITSUBISHI					74LS193	P D		MS3393	P D			
NEC					74LS193	O D		LS52193	O D			
TOSHIBA							74193	P D				
AMD					2MS4LS193							

Electrical Characteristics SN54LS193 SN74LS193

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range

Supply voltage, V _{CC}	7V	Operating free-air temperature range	SN54LS	-55°C to 125°C
Input voltage	5.5V	Storage temperature range	SN74LS	0°C to 100°C
				-65°C to 150°C

recommended operating conditions

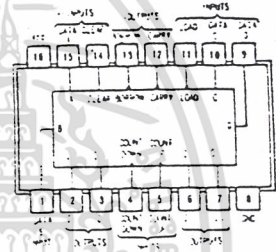
	SN54LS193			SN74LS193			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V _{CC}	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
High-level output current, I _{OH}			-400			-400	μA
Low-level output current, I _{OL}			0			0	μA
Count frequency, f _{count}	0		25	0		25	MHz
Width of any input pulse, t _w	20		20			20	ns
Data setup time, t _{setup}	20		20			20	ns
Data hold time, t _{hold}	0		3			3	ns
Operating free-air temperature, T _a	-55		125	0		70	°C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range

PARAMETER*	TEST CONDITIONS†	MIN	TYP‡	MAX	UNIT
V _{IH}	High-level input voltage		2		V
V _{IL}	Low-level input voltage		0.8		V
V _I	Input clamp voltage	V _{CC} - 0.4V		-1.5	V
V _{OH}	High-level output voltage	V _{CC} - 0.8V, I _{OH} = -400μA	2.7	3.4	V
V _{OL}	Low-level output voltage	V _{CC} = 5V, V _{IH} = 2V, V _{IL} = 0.8V, I _{OL} = 3mA	0.35	0.5	V
I _I	Input current at maximum input voltage	V _{CC} = MAX, V _I = 7V	0.1		mA
I _{IH}	High-level input current	V _{CC} = MAX, V _I = 2.4V	20		μA
I _{IL}	Low-level input current	V _{CC} = MAX, V _I = 0.4V	0.4		mA
I _{OS}	Short-circuit output current*	V _{CC} = MAX	SN54LS - 20	00	mA
			SN74LS - 20	00	mA
I _{CC}	Supply current	V _{CC} = MAX	SN54LS - 9	14	mA
			SN74LS - 9	14	mA
f _{max}	Maximum clock frequency		25	32	MHz
t _{PLH}	from Count-up to output Carry	V _{CC} = 5V	17	25	ns
t _{PHL}	from Count-down to output Borrow	T _a = 25°C	18	24	ns
t _{PLH}	from Either Count to output 0	C _L = 150pF	5	24	ns
t _{PHL}	from Load to output 0	R _L = 2k	23	35	ns

NOTES 1. I_{CC} is measured with all outputs open clear and load inputs grounded and all other inputs at 4.5V.
 A. Clear overrides load, data, and count inputs.
 B. When counting up, count-down input must be high, when counting down, count-up input must be high.

Pin Assignment (Top View)

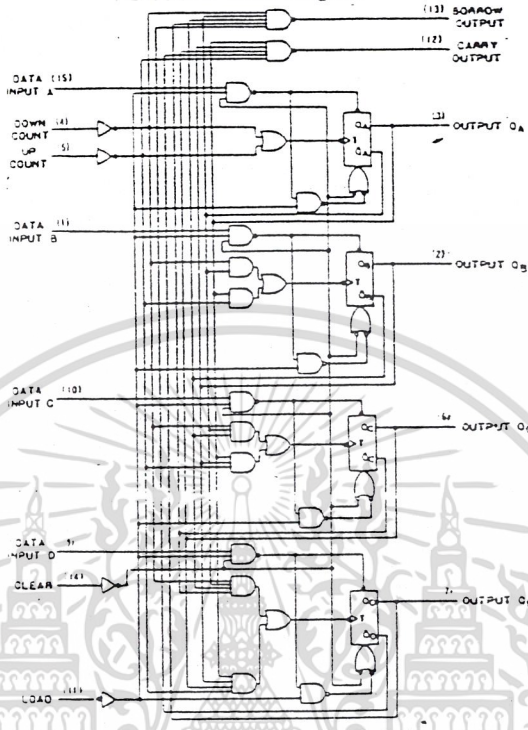


†For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions for the maximum 100% duty cycle.
 ‡All typical values are at V_{CC} = 5V, T_a = 25°C.
 *Not more than one output should be shorted at a time.
 †t_{PLH} = propagation delay time, low-to-high-level output.
 ‡t_{PHL} = propagation delay time, high-to-low-level output.

CONTINUED ON NEXT PAGE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

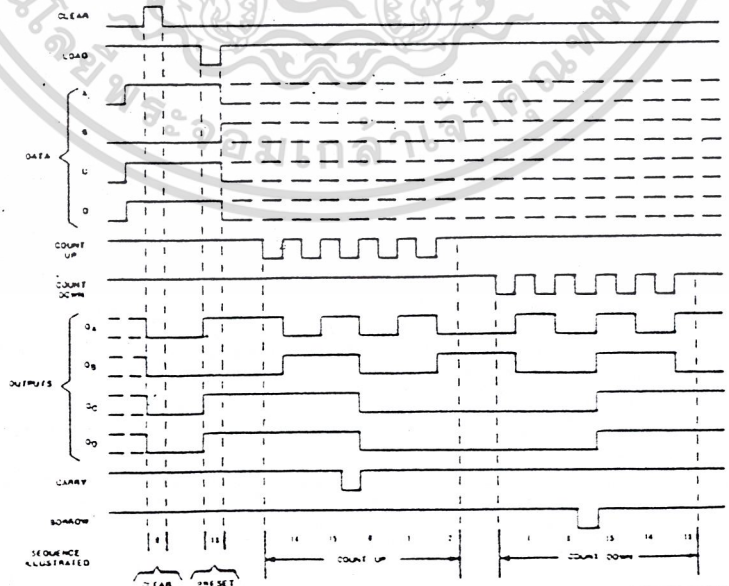
Functional Block Diagram



Dynamic input activated by a transition from a high level to a low level.
 193, LS193, LS193 SYNCHRONOUS 4-BIT UP/DOWN COUNTER

typical clear, load, and count sequences

- Illustrated below is the following sequence (See Notes A and B)
1. Clear outputs to zero.
 2. Load (preset) to binary thirteen.
 3. Count up to fourteen, fifteen, carry, zero, one, and two.
 4. Count down to one, zero, borrow, fifteen, fourteen, and thirteen.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1408
MC1508

**EIGHT-BIT MULTIPLYING
 DIGITAL-TO-ANALOG CONVERTER**

... designed for use where the output current is a linear product of an eight-bit digital word and an analog input voltage.

- Eight-Bit Accuracy Available in Both Temperature Ranges
 Relative Accuracy: $\pm 0.19\%$ Error maximum
 (MC1408L8, MC1408P8, MC1508L8)
- Seven and Six-Bit Accuracy Available with MC1408 Designated
 by 7 or 6 Suffix after Package Suffix
- Fast Settling Time — 300 ns typical
- Noninverting Digital Inputs are MTTL and
 CMOS Compatible
- Output Voltage Swing — -0.4 V to -5.0 V
- High-Speed Multiplying Input
 Slew Rate 4.0 mA/ μ s
- Standard Supply Voltages: -5.0 V and
 -5.0 V to -15 V

**EIGHT-BIT MULTIPLYING
 DIGITAL-TO-ANALOG
 CONVERTER**

**SILICON MONOLITHIC
 INTEGRATED CIRCUIT**



**L SUFFIX
 CERAMIC PACKAGE
 CASE 520**

**P SUFFIX
 PLASTIC PACKAGE
 CASE 648**



FIGURE 1 — D-to-A TRANSFER CHARACTERISTICS

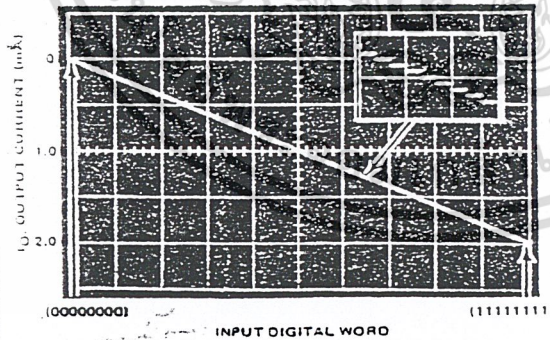
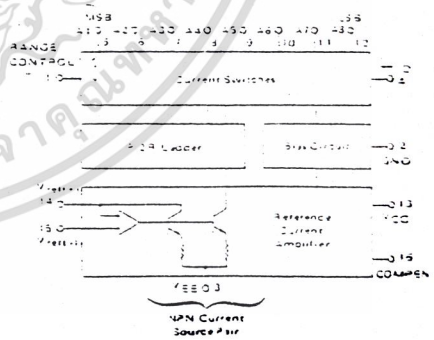


FIGURE 2 — BLOCK DIAGRAM



TYPICAL APPLICATIONS

- Tracking A-to-D Converters
- Successive Approximation A-to-D Converters
- 2 1/2 Digit Panel Meters and DVM's
- Waveform Synthesis
- Sample and Hold
- Peak Detector
- Programmable Gain and Attenuation
- CRT Character Generation
- Audio Digitizing and Decoding
- Programmable Power Supplies
- Analog-Digital Multiplication
- Digital-Digital Multiplication
- Analog-Digital Division
- Digital Addition and Subtraction
- Speech Compression and Expansion
- Stepping Motor Drive

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



LF351 Wide Bandwidth JFET Input Operational Amplifier

General Description

The LF351 is a low cost high speed JFET input operational amplifier with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). The device requires a low supply current and yet maintains a large gain bandwidth product and a fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF351 is pin compatible with the standard LM741 and uses the same offset voltage adjustment circuitry. This feature allows designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM741 designs.

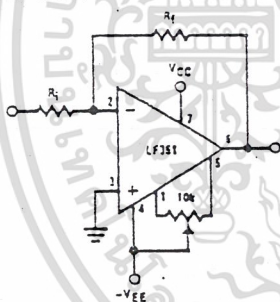
The LF351 may be used in applications such as high-speed integrators, fast D/A converters, sample-and-hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The device has low noise and offset voltage drift, but for applications where these requirements are critical, the LF356 is recommended. If maximum supply

current is important, however, the LF351 is the better choice.

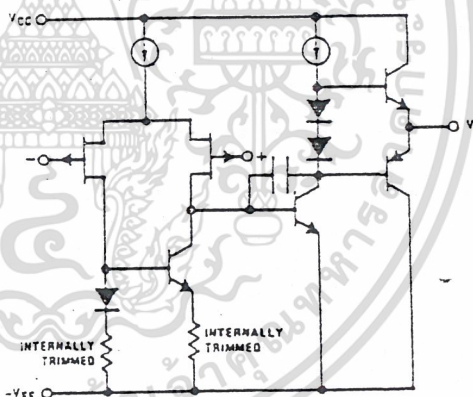
Features

- Internally trimmed offset voltage 10 mV
- Low input bias current 50 pA
- Low input noise voltage 25 nV/√Hz
- Low input noise current 0.01 pA/√Hz
- Wide gain bandwidth 4 MHz
- High slew rate 13 V/μs
- Low supply current 1.8 mA
- High input impedance 10¹²Ω
- Low total harmonic distortion A_V = 10, R_L = 10k, V_O = 20 V_{p-p}, BW = 20 Hz–20 kHz < 0.02%
- Low 1/f noise corner 50 Hz
- Fast settling time to 0.01% 2 μs

Typical Connection

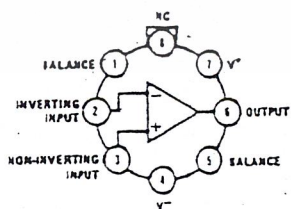


Simplified Schematic



Connection Diagrams (Top Views)

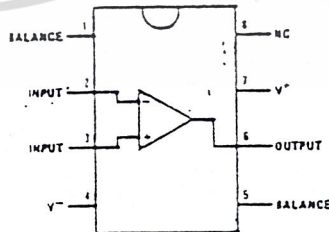
Metal Can Package



Note: Pin 4 connected to case.

Order Number LF351H
See NS Package Number H08C

Dual-In-Line Package



TOP VIEW

Order Number LF351J,
LF351M or LF351N
See NS Package Number J08A, M08A or N08E

TL/H/5548-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

		H Package	N Package
Supply Voltage	±18V	164°C/W (Still Air)	120°C/W
Power Dissipation (Notes 1 and 6)	570 mW	66°C/W (400 LF/min Air Flow)	
Operating Temperature Range	0°C to +70°C	21°C/W	
$T_{j(MAX)}$	115°C	Soldering Information	
Differential Input Voltage	±30V	Dual-In-Line Package	
Input Voltage Range (Note 2)	±15V	Soldering (10 sec.)	
Output Short Circuit Duration	Continuous	Small Outline Package	
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	Vapor Phase (60 sec.)	
Lead Temp. (Soldering, 10 sec.)		Infrared (15 sec.)	
Metal Can	300°C	See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.	
DIP	260°C	ESD rating to be determined.	

DC Electrical Characteristics (Note 3)

Symbol	Parameter	Conditions	LF351			Units
			Min	Typ	Max	
V_{OS}	Input Offset Voltage	$R_S = 10\text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ Over Temperature		5	10	mV
					13	mV
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Average TC of Input Offset Voltage	$R_S = 10\text{ k}\Omega$		10		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
I_{OS}	Input Offset Current	$T_I = 25^\circ\text{C}$, (Notes 3, 4) $T_I \leq 70^\circ\text{C}$		25	100	μA
					4	nA
I_B	Input Bias Current	$T_I = 25^\circ\text{C}$, (Notes 3, 4) $T_I \leq 70^\circ\text{C}$		50	200	μA
					8	nA
R_{IN}	Input Resistance	$T_I = 25^\circ\text{C}$		10^{12}		Ω
A_{VOL}	Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_O = \pm 10\text{V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$ Over Temperature	25	100		V/mV
			15			V/mV
$V_{O'}$	Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15\text{V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$	± 12	± 13.5		V
V_{CM}	Input Common-Mode Voltage Range	$V_S = \pm 15\text{V}$		+15		V
				± 11	-12	V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	70	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 5)	70	100		dB
I_S	Supply Current			1.8	3.4	μA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AC Electrical Characteristics (Note 3)

Symbol	Parameter	Conditions	LF351			Units
			Min	Typ	Max	
SR	Slew Rate	$V_S = \pm 15V, T_A = 25^\circ C$		13		V/ μs
GBW	Gain Bandwidth Product	$V_S = \pm 15V, T_A = 25^\circ C$		4		MHz
e_n	Equivalent Input Noise Voltage	$T_A = 25^\circ C, R_S = 100\Omega,$ $f = 1000 \text{ Hz}$		25		nV/ \sqrt{Hz}
i_n	Equivalent Input Noise Current	$T_A = 25^\circ C, f = 1000 \text{ Hz}$		0.01		pA/ \sqrt{Hz}

Note 1: For operating at elevated temperature, the device must be derated based on the thermal resistance, θ_{JA} .

Note 2: Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.

Note 3: These specifications apply for $V_S = \pm 15V$ and $0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$. V_{OS} , I_B and I_{CS} are measured at $V_{CM} = 0$.

Note 4: The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every $10^\circ C$ increase in the junction temperature, T_J . Due to the limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation, P_D . $T_J = T_A + \theta_{JA} P_D$ where θ_{JA} is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.

Note 5: Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice. From $\pm 15V$ to $\pm 5V$.

Note 6: Max. Power Dissipation is defined by the package characteristics. Operating the part near the Max. Power Dissipation may cause the part to operate outside guaranteed limits.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MM54C922/MM74C922 16-Key Encoder MM54C923/MM74C923 20-Key Encoder

general description

These CMOS key encoders provide all the necessary logic to fully encode an array of SPST switches. The keyboard scan can be implemented by either an external clock or external capacitor. These encoders also have on-chip pull-up devices which permit switches with up to 50 k Ω on resistance to be used. No diodes in the switch array are needed to eliminate ghost switches. The internal debounce circuit needs only a single external capacitor and can be defeated by omitting the capacitor. A Data Available output goes to a high level when a valid keyboard entry has been made. The Data Available output returns to a low level when the entered key is released; even if another key is depressed. The Data Available will return high to indicate acceptance of the new key after a normal debounce period; this two key roll over is provided between any two switches.

An internal register remembers the last key pressed even after the key is released. The TRI-STATE[®] outputs

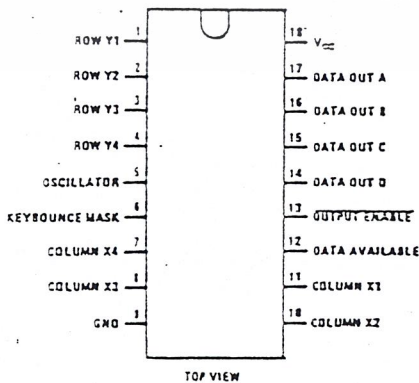
provide for easy expansion and bus operation and are LPTTL compatible.

features

- 50 k Ω maximum switch on resistance
- On or off chip clock
- On chip row pull-up devices
- 2 key roll-over
- Keybounce elimination with single capacitor
- Last key register at outputs
- TRI-STATE outputs LPTTL compatible
- Wide supply range 3V to 15V
- Low power consumption

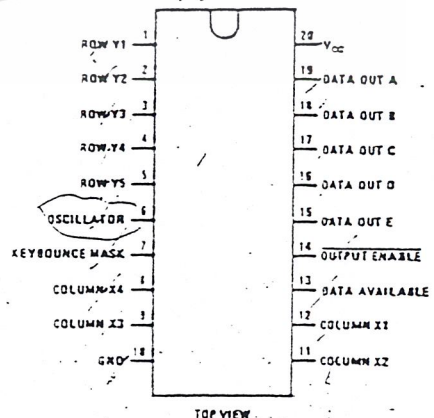
connection diagrams

Dual-In-Line Package



Order Number MM54C922N
or MM74C922N
See Package 20

Dual-In-Line Package



Order Number MM54C923N
or MM74C923N
See Package 20A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากทางบริษัทฯ
ไม่ทำการตีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

absolute maximum ratings

Voltage at Any Pin	$V_{CC} - 0.3V$ to $V_{CC} + 0.3V$	Package Dissipation	500 mW
Operating Temperature Range	55°C to +125°C	Operating V_{CC} Range	3V to 15V
MMS4C922, MMS4C923	-40°C to +85°C	V_{CC}	18V
MM74C922, MM74C923	-65°C to +150°C	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C
Storage Temperature Range			

dc electrical characteristics Min./max limits apply across temperature range unless otherwise noted

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
CMOS TO CMOS						
V_{T+}	Positive-Going Threshold Voltage at Osc and KBM Inputs	$V_{CC} = 5V, I_{IN} \geq 0.7 mA$ $V_{CC} = 10V, I_{IN} \geq 1.4 mA$ $V_{CC} = 15V, I_{IN} \geq 2.1 mA$	3 6 9	3.6 6.8 10	4.3 8.6 12.9	V
V_{T-}	Negative-Going Threshold Voltage at Osc and KBM Inputs	$V_{CC} = 5V, I_{IN} \geq 0.7 mA$ $V_{CC} = 10V, I_{IN} \geq 1.4 mA$ $V_{CC} = 15V, I_{IN} \geq 2.1 mA$	0.7 1.4 2.1	1.4 3.2 5	2 4 6	V
$V_{IN(1)}$	Logical "1" Input Voltage, Except Osc and KBM Inputs	$V_{CC} = 5V$ $V_{CC} = 10V$ $V_{CC} = 15V$	3.5 8 12.5	4.5 9 13.5		V
$V_{IN(0)}$	Logical "0" Input Voltage, Except Osc and KBM Inputs	$V_{CC} = 5V$ $V_{CC} = 10V$ $V_{CC} = 15V$		0.5 1 1.5	1.5 2 2.5	V
I_{rp}	Row Pull-Up Current at Y1, Y2, Y3, Y4 and Y5 Inputs	$V_{CC} = 5V, V_{IN} = 0.1 V_{CC}$ $V_{CC} = 10V$ $V_{CC} = 15V$		-2 -10 -22	-5 -20 -45	μA
$V_{OUT(1)}$	Logical "1" Output Voltage	$V_{CC} = 5V, I_O = -10\mu A$ $V_{CC} = 10V, I_O = -10\mu A$ $V_{CC} = 15V, I_O = -10\mu A$	4.5 9 13.5			V
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage	$V_{CC} = 5V, I_O = 10\mu A$ $V_{CC} = 10V, I_O = 10\mu A$ $V_{CC} = 15V, I_O = 10\mu A$			0.5 1 1.5	V
R_{on}	Column "ON" Resistance at X1, X2, X3 and X4 Outputs	$V_{CC} = 5V, V_O = 0.5V$ $V_{CC} = 10V, V_O = 1V$ $V_{CC} = 15V, V_O = 1.5V$		500 300 200	1400 700 500	Ω
I_{CC}	Supply Current	$V_{CC} = 5V, \text{Osc at } 0V$ $V_{CC} = 10V$ $V_{CC} = 15V$		0.55 1.1 1.7	1.1 1.9 2.6	mA
$I_{IN(1)}$	Logical "1" Input Current at Output Enable	$V_{CC} = 15V, V_{IN} = 15V$		0.005	1.0	μA
$I_{IN(0)}$	Logical "0" Input Current at Output Enable	$V_{CC} = 15V, V_{IN} = 0V$	-1.0	-0.005		μA
CMOS/LPTTL INTERFACE						
$V_{IN(1)}$	Logical "1" Input Voltage, Except Osc and KBM Inputs	54C, $V_{CC} = 4.5V$ 74C, $V_{CC} = 4.75V$	$V_{CC} - 1.5$ $V_{CC} - 1.5$			V
$V_{IN(0)}$	Logical "0" Input Voltage, Except Osc and KBM Inputs	54C, $V_{CC} = 4.5V$ 74C, $V_{CC} = 4.75V$			0.8 0.8	V
$V_{OUT(1)}$	Logical "1" Output Voltage	54C, $V_{CC} = 4.5V, I_O = -360\mu A$ 74C, $V_{CC} = 4.75V, I_O = -360\mu A$	2.4 2.4			V
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage	54C, $V_{CC} = 4.5V, I_O = -360\mu A$ 74C, $V_{CC} = 4.75V, I_O = -360\mu A$			0.4 0.4	V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงข้อมูลข้างต้นอย่างองถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มี 0.4 นำไปใช้

dc electrical characteristics (con't)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
OUTPUT DRIVE (See 54C/74C Family Characteristics Data Sheet)					
I_{SOURCE} Output Source Current (P-Channel)	$V_{CC} = 5V, V_{OUT} = 0V,$ $T_A = 25^\circ C$	-1.75	-3.3		mA
I_{SOURCE} Output Source Current (P-Channel)	$V_{CC} = 10V, V_{OUT} = 0V,$ $T_A = 25^\circ C$	-8	-15		mA
I_{SINK} Output Sink Current (N-Channel)	$V_{CC} = 5V, V_{OUT} = V_{CC},$ $T_A = 25^\circ C$	1.75	3.6		mA
I_{SINK} Output Sink Current (N-Channel)	$V_{CC} = 10V, V_{OUT} = V_{CC},$ $T_A = 25^\circ C$	8	16		mA

ac electrical characteristics $T_A = 25^\circ C$

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
t_{pd0}, t_{pd1} Propagation Delay Time to Logical "0" or Logical "1" from D.A.	$C_L = 50 \text{ pF},$ (Figure 1) $V_{CC} = 5V$ $V_{CC} = 10V$ $V_{CC} = 15V$		60 35 25	150 80 60	ns ns ns
t_{OH}, t_{1H} Propagation Delay Time from Logical "0" or Logical "1" into High Impedance State	$R_L = 10k, C_L = 5 \text{ pF},$ (Figure 2) $V_{CC} = 5V, R_L = 10k$ $V_{CC} = 10V, C_L = 10 \text{ pF}$ $V_{CC} = 15V$		80 65 50	200 150 110	ns ns ns
t_{HO}, t_{H1} Propagation Delay Time from High Impedance State to a Logical "0" or Logical "1"	$R_L = 10k, C_L = 50 \text{ pF},$ (Figure 2) $V_{CC} = 5V, R_L = 10k$ $V_{CC} = 10V, C_L = 50 \text{ pF}$ $V_{CC} = 15V$		100 55 40	250 125 90	ns ns ns
C_{IN} Input Capacitance	Any Input, (Note 2)		5	7.5	pF
C_{OUT} TRI-STATE Output Capacitance	Any Output, (Note 2)		10		pF

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. Except for "Operating Temperature Range" they are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

Note 2: Capacitance is guaranteed by periodic testing.

switching time waveforms

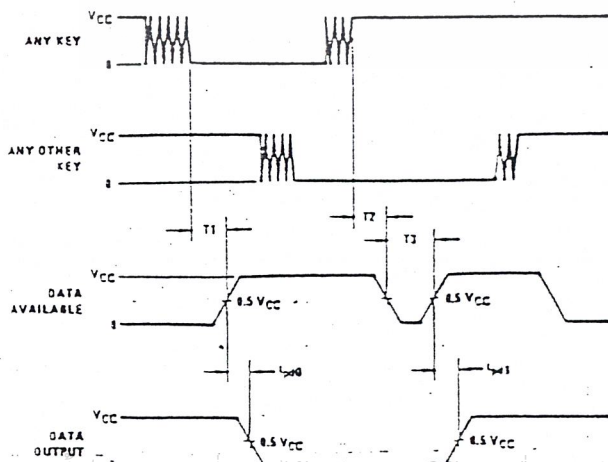


FIGURE 1
 $T_1 = T_2 = RC, T_3 = 0.7 RC$ where $R = 10k$ and C is external capacitor at KBM input.

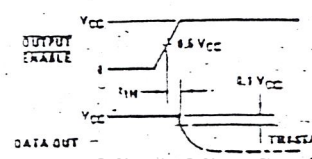
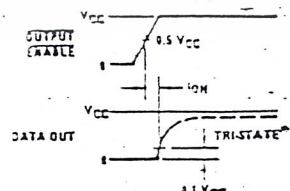
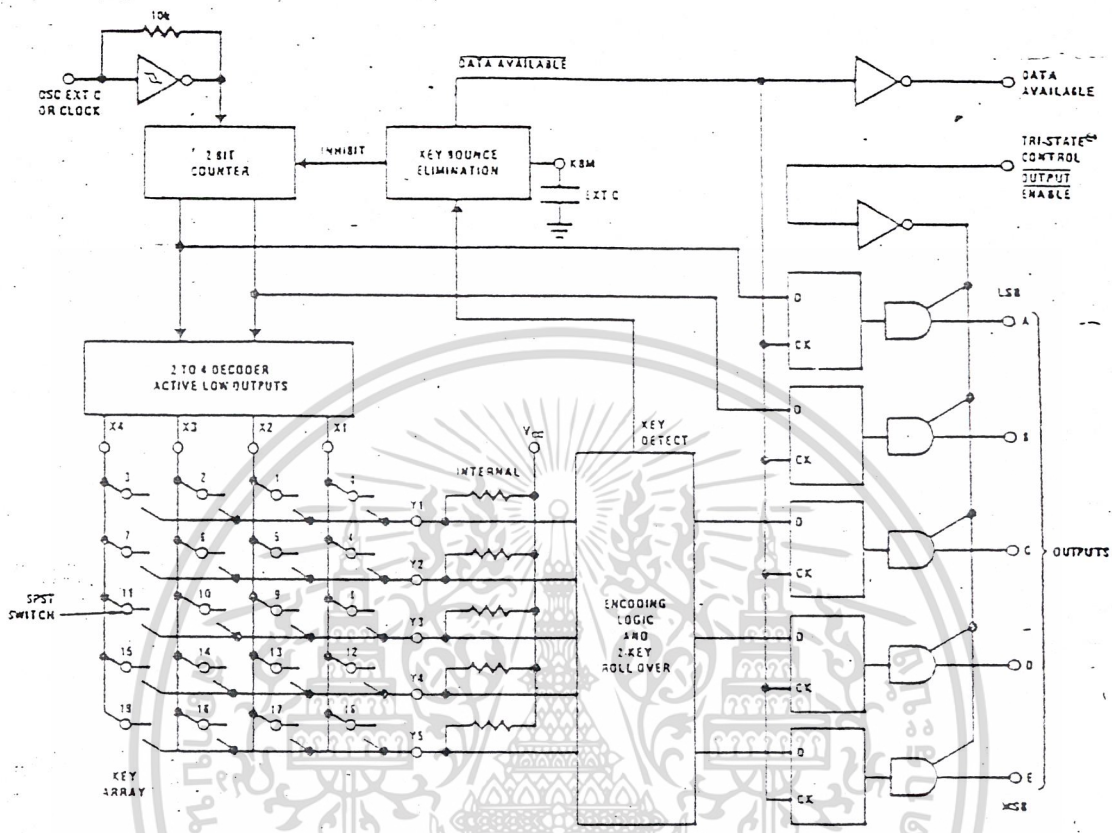


FIGURE 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารของบริษัทไมโครคอมพิวเตอร์สงวนลิขสิทธิ์เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารนี้ที่มีการนำไปใช้

block diagram

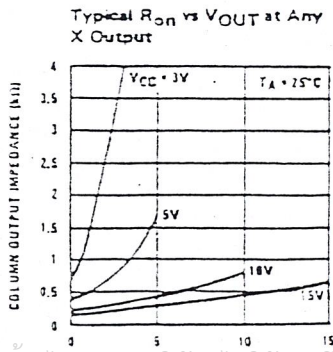
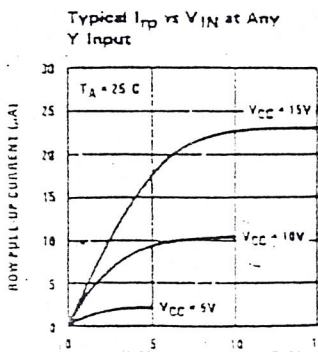


truth table

SWITCH POSITION	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
	Y1.X1	Y1.X2	Y1.X3	Y1.X4	Y2.X1	Y2.X2	Y2.X3	Y2.X4	Y3.X1	Y3.X2	Y3.X3	Y3.X4	Y4.X1	Y4.X2	Y4.X3	Y4.X4	Y5.X1	Y5.X2	Y5.X3	Y5.X4
O	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
A	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0
T	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0
C	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0
O	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0
U	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0
E	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1

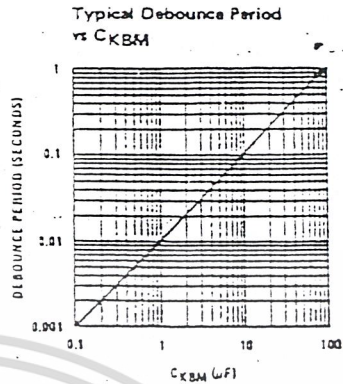
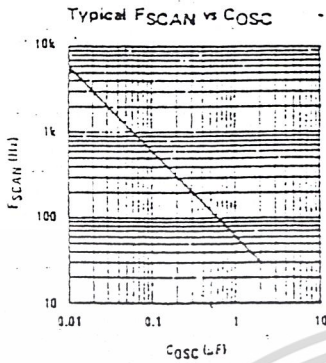
* Omit for MM54C922/MM74C922

typical performance characteristics



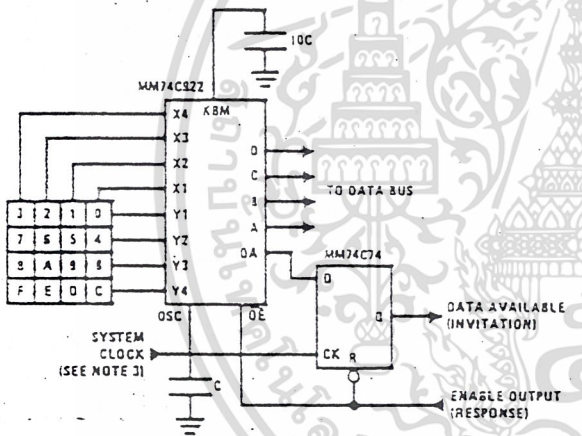
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

typical performance characteristics (con't)

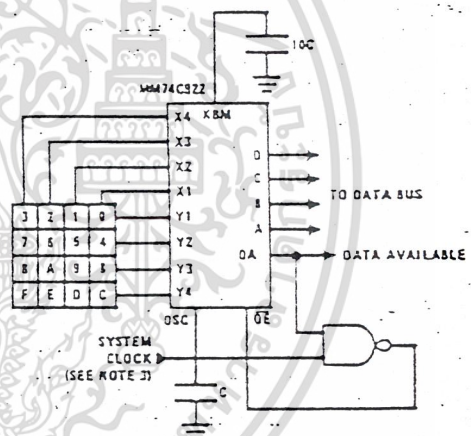


typical applications

Synchronous Handshake (MM74C92Z)

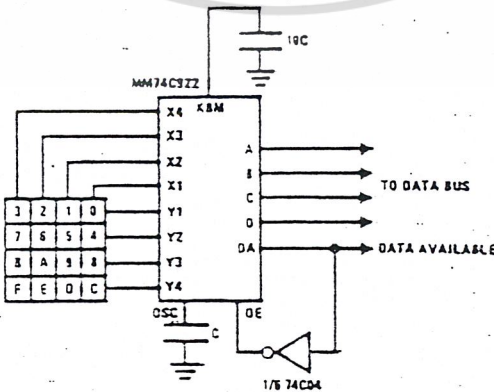


Synchronous Data Entry Onto Bus (MM74C92Z)



Outputs are enabled when valid entry is made and go into TRI-STATE when key is released.

Asynchronous Data Entry Onto Bus (MM74C92Z)



Outputs are in TRI-STATE until key is pressed, then data is placed on bus. When key is released, outputs return to TRI-STATE.

Keyboard Suppliers
Mini Key Series KL
Digitran Company
Pasadena, California
Comptronics Engineering
7235 Hollywood Blvd
Hollywood, California 90046

Note 3: The keyboard may be synchronously scanned by omitting the capacitor at osc, and driving osc directly if the system clock rate is lower than 10 kHz.

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

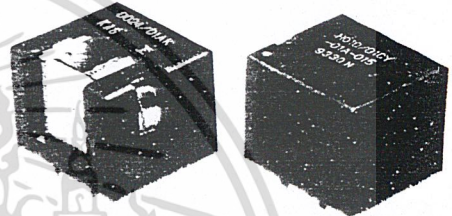
HIGH POWER RELAY

1 POLE—30 A (FOR AUTOMOTIVE APPLICATIONS)

FRL-270 SERIES

■ FEATURES

- Maximum switching current 30 A
- Three type of contact gap (0.4 mm, 1.0 mm, 1.4 mm)
- Various contact materials
- Immersion cleanable type available
- Tube carrier package



■ ORDERING INFORMATION

[Example] FRL-274 N D 012 01 C S 01A 001 (-S)
 (a) (b) (c) (d) (e) (f) (g) (h) (i) (j)

(a)	Series Name	FRL-274	FRL-270 series
(b)	Enclosure	Nil	Flux Free type N Plastic Sealed type
(c)	Coil Type	D	Standard (nominal power 1.7 W) E Low power (nominal power 0.6 W)
(d)	Nominal Voltage	D09	9 VDC D12 12 VDC D24 24 VDC
(e)	Contact Gap	01	Standard gap (0.4 mm gap) 51 1.0 mm gap 61 1.4 mm gap
(f)	Contact Arrangement	A	1 Form A (SPST-NO) C 1 Form C (SPDT)
(g)	Contact Material	S	Silver copper Y Silver-Tin oxide Y Special silver alloy
(h)	Cover Terminal	A	w/cover, standard terminal width 01A w/cover, wide terminal width
(i)	Custom Designation		To be assigned custom specification
(j)	Package	Nil	Standard tray S Carrier tube

■ SPECIFICATIONS

Item		Specifications			
		S Contact Material	Y Contact Material	D Contact Material	
Contact	Arrangement	1 Form A (SPST-NO), 1 Form C (SPDT)			
	Material	Silver copper	Silver-Tin oxide	Special silver alloy	
	Volatage Drop (Resistance)	Max. 300 mV Initial Max. 500 mV After durability test			
	Rating	N.O	12 VDC 15 A, 24 VDC 10 A		12 VDC 30 A
		N.C	12 VDC 10 A, 24 VDC 7 A		
	Gap	01: 0.4 mm gap (Standard gap) 51: 1.0 mm gap 61: 1.4 mm gap			
	Max. Carrying Current	30 A 40 A/10 min. (at 20°C Nominal voltage)			
	Max. Switching Frequency	Mechanical : 18,000 ops./h Electrical : 1,800 ops./h			
Min. Switching Load (*1) (Reference)	0.6 W min. (0.1 A min.)	0.6 W min. (50 mA min.)	0.6 W min. (0.3 A min.)		
Coil	Nominal Power (Rated Voltage at 20°C)	Standard (D) : Approx. 1.7 W Low power (H) : Approx. 0.6 W 1.4 mm gap Type : Approx. 2.1 W			
	Coil Temperature Rise	Standard (D) : Approx. 75 deg C Low power (H) : Approx. 35 deg C 1.4 mm gap Type : Approx. 85 deg C (Rated Voltage at 20°C)			
	Operating Temperature	-30°C~+85°C (No frost) (Refer to the CHARACTERISTIC DATA)			
	Storage Temperature	-40°C~+100°C (No frost)			
Insulation	Resistance	Min. 100 MΩ (at 500 VDC)			
	Dielectric Strength	AC 500 V 1 min.			
Time Value	Operate (at nominal voltage)	Max. 10 ms			
	Release (at nominal voltage)	Standard gap : Max. 5 ms 1.0 mm gap : Max. 8 ms 1.4 mm gap : Max. 10 ms			
Life	Mecanical	10 × 10 ⁶ ops. min.			
	Electrical	250 × 10 ³ ops. min.			
Other	Vibration Resistance	10 to 55 Hz (double amplitude of 1.5 mm)			
	Shock Resistance	Misoperation	100 m/s ² (11 ±1 ms)		
		Endurance	1,000 m/s ² (11 ±1 ms)		
	Unit Mass	Approx. 20 g			

*1 Values when switching a resistive load at normal room temperature and humidity and in a clean atmosphere. The minimum applicable load varies with the switching frequency and operating environment.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

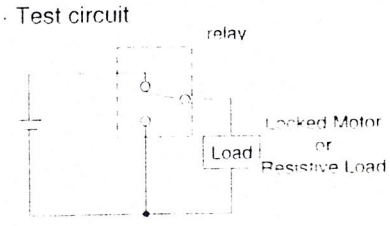
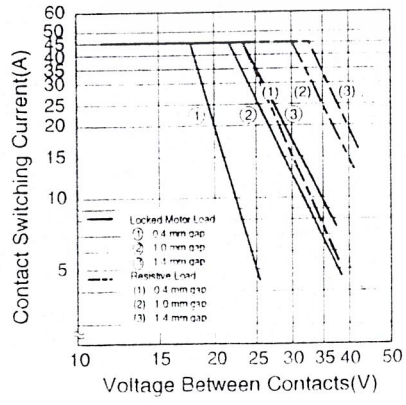
	Contact material	Symbol	Feature
Features of contact material	Silver fin oxide	Y	High durability, long life wiper or lamps
	Silver copper	S	Excellent welding and locking proof against DC load
	Special silver alloy	D	Durable against high in-rush, for head light or heavy load (30 A)

COIL DATA CHART

Type	Nominal Voltage	Contact gap	Part number	Coil resistance (+10% at 20 C)	Nominal power	Must operate voltage		Must release voltage	Thermal Resistance
						20 C	80 C		
Standard	6 VDC	0.4 mm (Standard)	FRL-274 D006/01 A	21Ω	1.7 W	3.3 VDC	4.1 VDC	0.3 VDC	44°C/W
		1 mm	FRL-274 D006/51 A	21Ω	1.7 W	4.2 VDC	5.2 VDC	0.3 VDC	
	12 VDC	0.4 mm (Standard)	FRL-274 D012/01 A	85Ω	1.7 W	6.5 VDC	8.0 VDC	0.3 VDC	
		1 mm	FRL-274 D012/51 A	85Ω	1.7 W	8.4 VDC	10.4 VDC	0.3 VDC	
	24 VDC	1 mm	FRL-274 D024/51 A	340Ω	1.7 W	16.8 VDC	21.0 VDC	1.6 VDC	
		1.4 mm	FRL-274 D024/61 A	275Ω	2.1 W	16.8 VDC	21.0 VDC	1.6 VDC	
Low Power	4 VDC	0.4 mm (Standard)	FRL-274 H004/01 A	27Ω	0.6 W	3.0 VDC	3.7 VDC	0.2 VDC	58°C/W
	6 VDC		FRL-274 H006/01 A	60Ω	0.6 W	4.2 VDC	5.2 VDC	0.3 VDC	
	9 VDC		FRL-274 H009/01 A	135Ω	0.6 W	6.3 VDC	7.8 VDC	0.5 VDC	
	10 VDC		FRL-274 H010/01 A	165Ω	0.6 W	7.0 VDC	8.7 VDC	0.6 VDC	
	12 VDC		FRL-274 H012/01 A	240Ω	0.6 W	8.4 VDC	10.4 VDC	0.8 VDC	

CHARACTERISTIC DATA

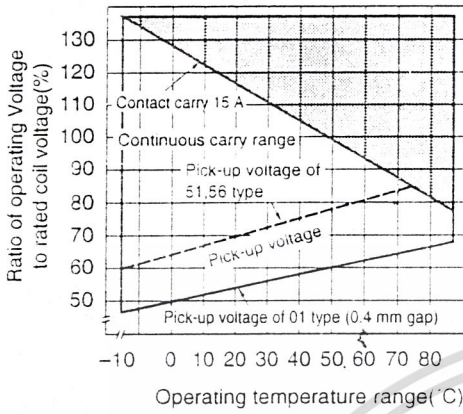
1. MAXIMUM BREAK CAPACITY



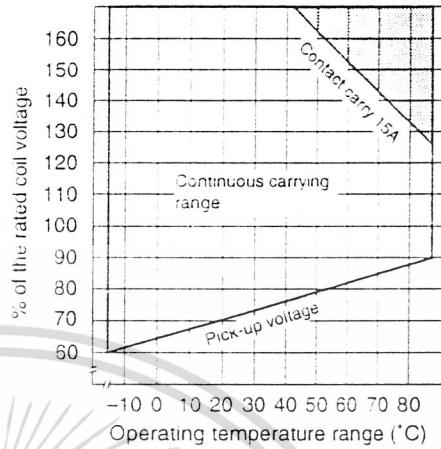
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. OPERATING COIL VOLTAGE (EXAMPLE)

[Standard (D type)]



[Low power (H type)]

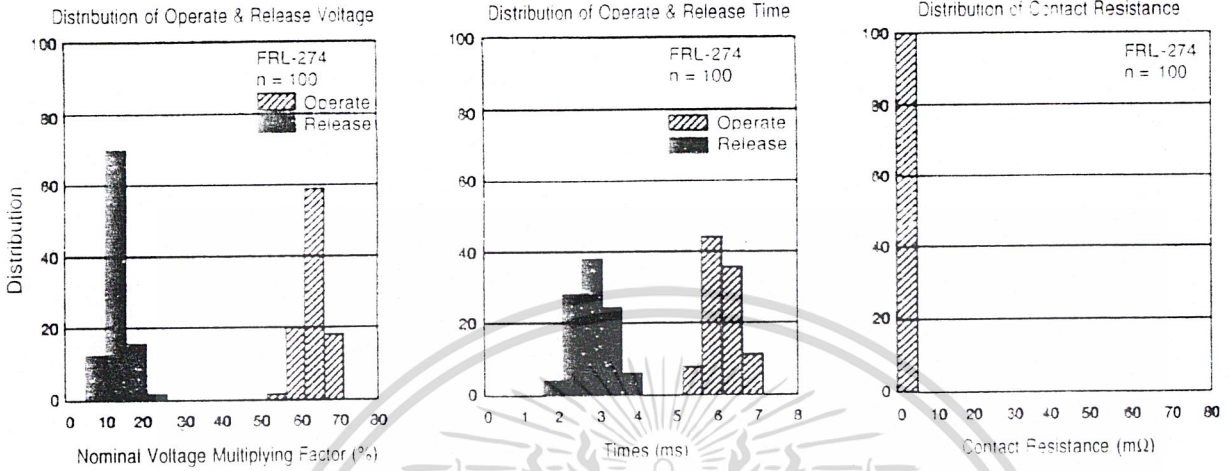


3. LIFE TEST (EXAMPLE)

Test Item	Test circuit
N.O DC 14 V-65 W × 2 N.C. DC 14 V-60 W × 2 Halogen lamp load 500,000 ops. min. (Contact material: Special silver alloy)	
DC 14 V-30 A Motor lock 100,000 ops. min. (Contact material: Silver copper)	
DC 30 V-1.6 A Motor free 200,000 ops. min. (Contact material: Silver copper)	

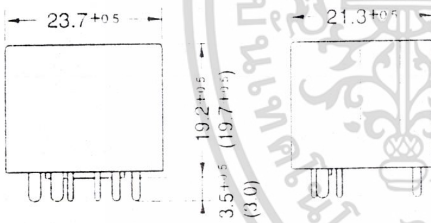
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

REFERENCE DATA



DIMENSIONS

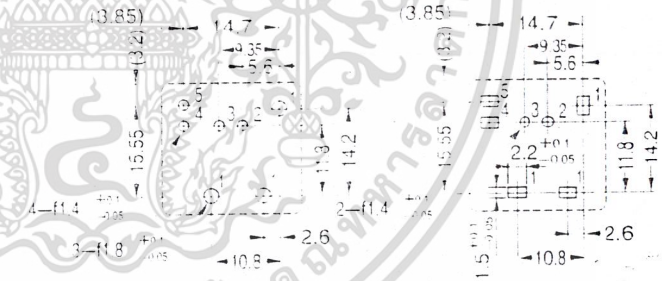
Dimensions



(): N type

PC board mounting hole layout (BOTTOM VIEW)

• Standard terminal width • Wide terminal width

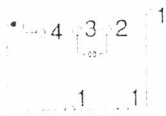
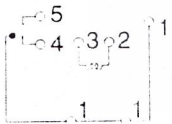


Note: Tolerance ± 0.1 mm

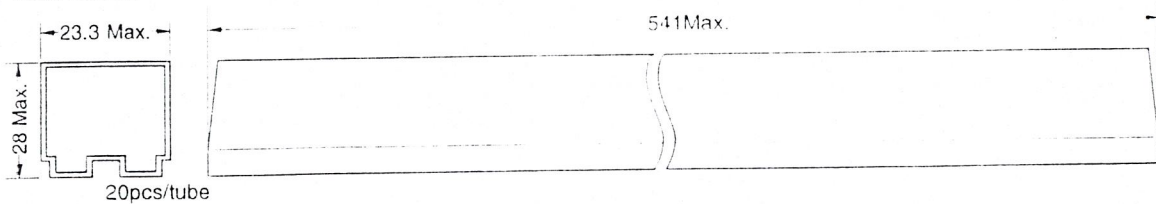
Schematics (BOTTOM VIEW)

• 1 from C

• 1 from A



Tube carrier



Unit: mm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ รศ.ดร. วิริยะ พิเศษจุจำเริญ และ อาจารย์ อนุวัฒน์ งามวานิชเลิศ เป็นอย่างสูงสุดที่ให้ความรู้ คำปรึกษาและความช่วยเหลือในด้านต่าง ๆ เกี่ยวกับการทำวิทยานิพนธ์นี้มาโดยตลอด

ขอขอบคุณภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าที่เอื้อเฟื้อสถานที่ในการปฏิบัติงาน รวมทั้งเจ้าหน้าที่ของภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าที่ให้ความสนับสนุนเป็นอย่างดี

ขอขอบคุณที่ ๆ เพื่อน ๆ และน้อง ๆ ทุก ๆ คนที่มีส่วนช่วยเหลือในการให้คำแนะนำและให้กำลังใจเป็นอย่างดี และที่ลืมไม่ได้คือ ผู้สนับสนุนทางการเงินของเรา คุณพ่อคุณแม่ของพวกเราที่เป็นกำลังใจตลอดมา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารอ้างอิง

1. B.K. Bose " Power electronics and AC drives " Prentice - Hall
Englewood Cliffs . New Jersey 07632 , page 28-52
2. Jong-woo choi " Inverter output voltage Synthesis using Novel Dead time
Composition " IEEE Transactions on power electronics . Vol. 11.No2 . March, 1996
3. Masayuki Morimoto " Voltage Modulation factor of Magnetic Flux control PWM
Method of Inverter " IEEE Transactions on power electronics . Vol.38.No.1 . February
1991
4. Shoji Fuxuda "PWM Technigue for Inverter with Sinusoidal output current "
IEEE Transaction on industrial electronic . Vol.5.No.1 , January 1990
5. Tekashi Kenjo " Power electronics for the Microprocessor Age " Oxford
New York , Tokyo . Oxford University Press , 1990
6. สุวัฒน์ คั่น " เทคนิคและการออกแบบสวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลาย " เอนเทคไทยจำกัด .
กรุงเทพ , 2521 , หน้า 12-26
7. สุนทร วิฑูรพจน์ " การโปรแกรมภาษาแอสเซมบลี ของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล 8051 "
ซีเอ็ดยูเคชั่นม กรุงเทพ . 2537 , หน้า 183-191

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้